



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA
Dipartimento di Ingegneria Industriale DII
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Sviluppo di un sistema di controllo per un Wireless Dynamic
Battery Charger

Relatore:

Egregio Prof. Manuele Bertoluzzo

Luca Cinti

Matricola n. 1125056

Anno Accademico 2019/2020

Indice:

Sommario	5
Obiettivi del progetto di tesi	5
Attività svolta e cenni teorici	7
I) Attività svolta per raggiungere gli obiettivi	7
Sistemi di trasferimento di potenza wireless	9
II.a) Breve descrizione di un sistema di ricarica wireless	9
II.b) Inverter ad alta frequenza	12
II.c) Prototipo di laboratorio	15
Cenni sui controllori PID	16
III.a) Parametri nel dominio del tempo e della frequenza	17
III.b) Parametri principali per la progettazione	18
III.c) Controllori PID	19
III.d) Progetto del controllore PI	20
Metodo GSSA	22
IV.a) Cenni sulla trattazione teorica del metodo GSSA	22
IV.b) Applicazione del metodo GSSA	24
Capitolo 1	27
Confronto analitico vs circuitale	27
1.a) Circuito semplificato con V_s , L_r , C_r e R_o :	27
1.b) Circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza	31
1.c) Circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza:	35
1.d) Circuito completo:	41
Capitolo 2	47
Progetto dei controllori di corrente del condensatore	47
2.a) Controllo sulla sezione trasmittente con regolatore proporzionale P	48
2.b) Controllo sulla sezione ricevente con regolatore Proporzionale integrale PI	52
2.c) Confronto architettura ricevente e trasmittente sul controllo di corrente	54
Capitolo 3	57
Progetto dei controllori di tensione del condensatore	57
Architettura n°1 con regolatori sulla sezione ricevente:	57
3.a) Regolatore di tipo proporzionale P:	57
3.b) Regolatore di tipo proporzionale-integrale PI:	60
Architettura n°2 con regolatori sulla sezione trasmittente	63
3.c) Controllore solo proporzionale P:	63
3.d) Controllore proporzionale-integrale PI:	65
3.e) Confronto architettura ricevente e trasmittente sul controllo di tensione del condensatore	67
Capitolo 4	69
Progetto dei controllori di tensione e corrente della batteria	69
4.a) Disturbo sull'anello di controllo della tensione sul condensatore	70

4.b) Progetto anello di corrente batteria:	72
4.c) Progetto anello di tensione batteria	75
Capitolo 5	85
Circuito reale controllato con i regolatori progettati	85
5.a) Regolazione della tensione di batteria	85
5.b) Regolazione tensione sul condensatore	89
5.c) Circuito completo con regolatori	94
Appendice	99
Indice delle figure	99
Conclusioni	101
Ringraziamenti	102
Bibliografia	103

Sommario

Obiettivi del progetto di tesi

Il progetto di tesi riguarda il sistema di controllo di un caricabatterie, senza fili, della batteria di accumulatori di bordo dei veicoli elettrici. Lo scopo del sistema di controllo è di regolare la corrente iniettata nella batteria affinché durante il processo di carica ai suoi morsetti vengano seguiti i profili di corrente e di tensione previsti dal costruttore.

Nello stesso tempo il sistema di controllo deve mantenere pressoché costante la tensione del bus in continua del caricabatteria installato a bordo del veicolo ed evitare che la corrente, che fluisce nelle bobine del sistema wireless, superi i valori nominali. Per ottenere queste prestazioni il sistema di controllo sarà realizzato mediante una serie di anelli di controllo annidati e interagenti.

Attività svolta e cenni teorici

I) Attività svolta per raggiungere gli obiettivi

Nella fase iniziale del lavoro di tesi si è studiato il funzionamento dei sistemi per la trasmissione di potenza senza fili, evidenziandone gli aspetti che maggiormente li distinguono da altri tipi di apparecchiature elettriche/elettroniche.

Si è notato che la principale difficoltà nel realizzare il sistema di controllo risiede nella progettazione dell'anello di controllo delle correnti nelle bobine di accoppiamento. Esse infatti sono percorse da una corrente alternata a 85 kHz la cui forma d'onda praticamente sinusoidale viene imposta dalla natura risonante del circuito di cui fanno parte le bobine. L'invertitore che alimenta la bobina trasmittente commuta alla stessa frequenza di alimentazione della bobina e applica ai suoi morsetti una tensione con forma d'onda quasi quadra. A differenza delle altre applicazioni studiate, non è possibile controllare il valore istantaneo della corrente, ma solamente la sua ampiezza, per cui questa tecnica di controllo viene detta "controllo agli involucri".

Si sono studiate le principali tecniche impiegate per ottenere un modello agli involucri di un circuito elettrico e si è usato l'ambiente di simulazione Simulink per applicarle all'analisi di circuiti risonanti e il linguaggio MATLAB per l'elaborazione dei risultati e per la creazione dei grafici.

In particolare, il primo circuito che è stato analizzato è quello riportato in Fig.1.

Esso è formato da una resistenza, una induttanza e un condensatore ed è alimentato da una tensione con ampiezza regolabile.

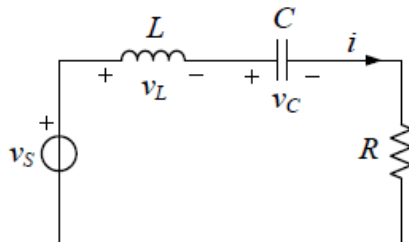


Figura 1 Circuito ricevente semplificato

Qui è stata applicata la tecnica nota come Generalized State Space Average o GSSA per ottenere il modello agli involucri basato sulle variabili di stato, da questo è stata calcolata la funzione di trasferimento ingresso-uscita e quindi il diagramma di Bode. Per verificare la correttezza della procedura seguita si è stato sollecitato il circuito con segnali a frequenze diverse e per ognuna di esse si è misurata l'ampiezza del segnale di corrente in uscita e la fase rispetto alla sollecitazione di tensione. Riportando queste grandezze su un grafico opportunamente scalato sono state confrontate tramite il diagramma di Bode ottenuto per via teorica e si è verificato la correttezza dei risultati ottenuti. Dopo aver validato il metodo di modellazione agli involucri con circuiti semplici, è stato applicato al circuito equivalente del sistema per la trasmissione di potenza senza contatto, riportato nella Fig. 2 e si è ottenuto il modello agli involucri.

Anche in questo caso si è verificata la correttezza del modello ottenuto mediante il confronto dei diagrammi di Bode. Questa volta si è considerata solo la prima armonica della corrente nelle bobine perché a causa delle commutazioni degli interruttori e dei diodi essa contiene anche delle armoniche superiori che, tuttavia, hanno una ampiezza modesta.

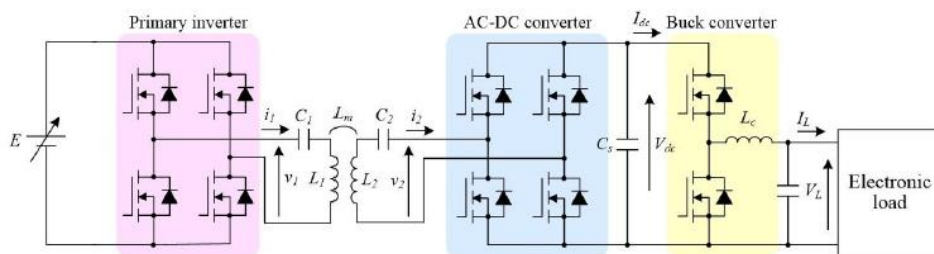


Figura 2 Circuito WPS completo

Il modello ottenuto ha dimostrato di essere corretto. Questo è stato un passo fondamentale per il proseguimento del lavoro di tesi in quanto, la disponibilità del modello, ha permesso di progettare il regolatore dell'anello di controllo delle correnti nelle bobine di accoppiamento, dei regolatori della tensione sul condensatore a valle del raddrizzatore e del regolatore per la carica della batteria.

Inizialmente è stato progettato il controllore di corrente, il quale è stato tarato per due tipologie di architettura: una che ha il regolatore sulla bobina ricevente ed un'altra che ha lo stesso regolatore ma sulla bobina trasmittente.

Successivamente entrambi i sistemi sono stati introdotti in un'altra catena che regola la tensione del condensatore a valle del raddrizzatore, nel quale sono stati progettati regolatori diversi a seconda della funzione di trasferimento risultante dal calcolo simbolico dell'anello in catena chiusa.

Scelta la configurazione migliore, è stato introdotto il disturbo derivante dall'aggiunta dell'anello di controllo della tensione della batteria, dopo che questo è stato progettato in valutandone la risposta ad un gradino di un involuppo.

Infine, i controllori progettati sono stati introdotti nel circuito di simulazione del WPT reale e valutati se rispettino le specifiche volute per il sistema.

Sistemi di trasferimento di potenza wireless

In questo capitolo si descrivono i concetti fondamentali e i componenti principali di un sistema di trasferimento di potenza senza fili. L'aggettivo senza fili o *wireless* indica l'assenza di un collegamento galvanico, rendendo adatto l'utilizzo di questa tecnica nell'ambito della ricarica dei veicoli elettrici poiché si ottengono:

- **Maggiore livello di sicurezza:** l'utente non è costretto a maneggiare parti sotto tensione;
- **Maggiore comodità:** è sufficiente parcheggiare l'auto sopra il "trasmettitore della potenza" poiché il processo di carica possa iniziare;
- **Maggiore autonomia:** è possibile utilizzare questa tecnica per la ricarica in movimento dei veicoli così da estendere la loro autonomia o comunque ridurre le dimensioni delle batterie.

II.a) Breve descrizione di un sistema di ricarica wireless

I sistemi classici di ricarica attraverso un contatto galvanico (connettore) mostrano vantaggi per quanto riguarda la semplicità e la tecnologia matura ma dall'altra obbligano gli utenti a maneggiare cavi e talvolta a trasportarli con sé. Tali inconvenienti possono essere risolti con un sistema di trasferimento di potenza senza fili (Wireless Power Transfer o WPT) che però comporta una maggiore complessità di progettazione, di realizzazione e di controllo.

Un'immagine esplicativa di un sistema WPT è stata proposta in Fig. 3.

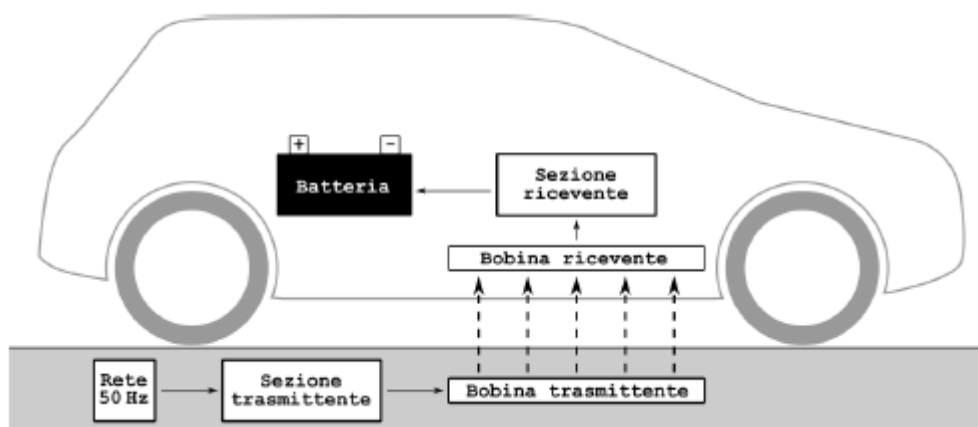


Figura 3 Principio di funzionamento WPS

La caratteristica di un sistema di ricarica wireless è sicuramente l'assenza del collegamento galvanico tra la parte che invia la potenza e quella che la riceve. Per effettuare il trasferimento di potenza, la tecnica maggiormente applicata è l'accoppiamento induttivo, ovvero l'accoppiamento che si realizza tra due induttanze indicato con frecce tratteggiate in Fig. 3. Uno schema generale è proposto in Fig. 4.

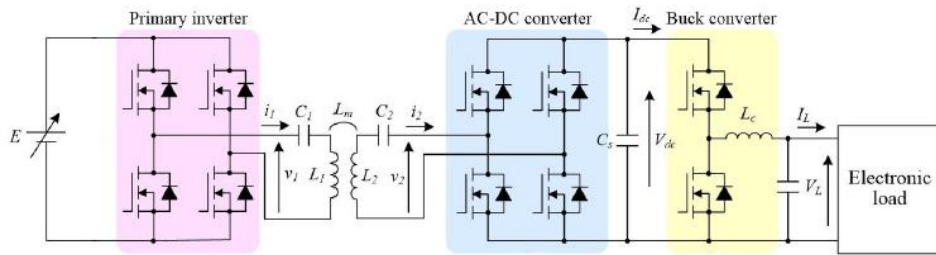


Figura 4 Circuito WPS completo

Osservando la Fig. 4 si notano inizialmente le due sezioni, la sezione trasmittente (raffigurata nella parte rosa della figura) che provvede ad inviare la potenza sotto forma di campo magnetico variabile e la sezione ricevente (raffigurata nella parte azzurro e giallo) che capta il campo magnetico, lo converte in una tensione che viene adattata attraverso della circuiteria alla ricarica di una batteria, in Fig. 4 rappresentata da un carico elettrico o anche una resistenza equivalente.

La parte trasmittente è costituita da un raddrizzatore a frequenza di rete, che raddrizza la tensione proveniente dalla rete elettrica e fornisce la tensione continua in ingresso ad un invertitore. L'invertitore è realizzato secondo uno schema monofase a ponte che opera in alta frequenza, il quale alimenta una rete LC serie dove l'induttanza è costituita dalla bobina incaricata di trasferire potenza tramite campo magnetico.

Il lato ricevente, posto interamente a bordo del veicolo, è costituito da una rete LC serie dove l'induttanza è realizzata con la bobina addetta alla ricezione della potenza. Segue un raddrizzatore ad alta frequenza che raddrizza la tensione alternata proveniente dalla bobina ricevente, la quale viene livellata da un condensatore e resa fruibile da un convertitore DC-DC abbassatore che converte il livello di tensione in uno utilizzabile dalla batteria per la sua ricarica.

La scelta riguardante la frequenza elevata è legata all'efficienza, infatti i sistemi di ricarica wireless ad accoppiamento induttivo soffrono del problema del basso accoppiamento dovuto alla distanza tra le bobine. L'effetto della frequenza si può osservare nelle equazioni fondamentali di un mutuo accoppiamento che nel caso del regime sinusoidale sono le seguenti:

$$v_T = j\omega L_T \bar{I}_T + j\omega M \bar{I}_R \quad (II.1)$$

$$v_R = j\omega M \bar{I}_T + j\omega L_R \bar{I}_R \quad (II.2)$$

Da queste equazioni si nota che, a parità di corrente, aumentando la frequenza aumenta la tensione indotta e quindi la potenza trasferita. O analogamente, a parità di potenza, aumentando la frequenza aumenta la tensione indotta e quindi la corrente necessaria diminuisce a favore del dimensionamento delle bobine e quindi dei costi. A tal proposito la SAE (Society of Automobile Engineers) ha definito come intervallo di frequenze quello tra 79 kHz e 90 kHz.

Analoghe motivazioni sono quelle per l'adozione di un circuito con risonanza serie.

Infatti, un trasferimento di potenza basato su un accoppiamento puramente induttivo è limitato ad applicazioni nelle quali la distanza tra le bobine è ben inferiore rispetto alla dimensione delle bobine con una bassa efficienza di trasferimento e un necessario sovradimensionamento di potenza apparente dei componenti.

L'inserimento di un condensatore in serie all'induttanza di trasmissione ed uno in quella di ricezione consente, grazie al fenomeno della risonanza, di compensare la potenza reattiva; dunque di riflesso, permette di ridurre la tensione e la corrente per trasferire una data potenza e di conseguenza diminuire la potenza di dimensionamento necessaria.

Questo lo si può notare considerando il circuito in Fig. 5 derivante da una semplificazione dello schema in Fig. 4

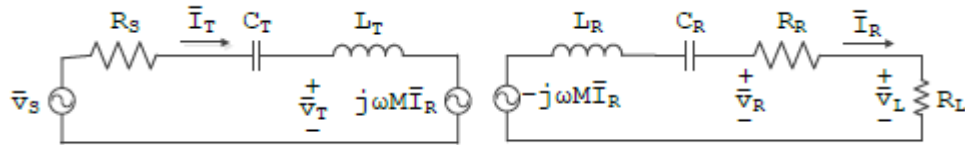


Figura 5 Modello circuitale semplificato

In Fig. 5 sono indicate, con una linea sopra le lettere, le tensioni e correnti sinusoidali. Inoltre si fa riferimento, con $\bar{V}_s$ alla tensione di alimentazione, con R_s e con R_R le varie resistenze parassite del lato trasmittente e ricevente rispettivamente, con L_T e con L_R le induttanze della bobina di trasmissione e di ricezione, con C_T e con C_R il condensatore risonante per il lato trasmittente e per il lato ricevente, con R_L la resistenza di carico la quale descrive la batteria come rapporto tensione su corrente durante la carica riportata a monte del convertitore DC-DC, con M e ω vengono indicate la mutua induttanza e la frequenza angolare di alimentazione e con $\bar{I}_T$ e $\bar{I}_R$ le correnti circolanti nel circuito trasmittente e ricevente.

Le correnti $\bar{I}_T$ e $\bar{I}_R$ possono essere calcolate come:

$$\begin{cases} \bar{I}_T = \frac{\bar{Z}_R}{\bar{Z}_T \bar{Z}_R + \omega^2 M^2} \bar{V}_s \\ \bar{I}_R = \frac{j\omega M}{\bar{Z}_T \bar{Z}_R + \omega^2 M^2} \bar{V}_s \end{cases} \quad (II.3)$$

dove $\bar{Z}_T$ e $\bar{Z}_R$ sono le impedenze relative al circuito di trasmissione e ricezione. Scegliendo opportunamente i valori di capacità dei due condensatori, in modo da ottenere una frequenza di risonanza pari a quella di alimentazione, ovvero scegliendoli in base all'equazione:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (II.4)$$

si ottiene l'annullamento della parte reattiva delle due impedenze, riducendole a una resistenza. Questo porta agli effetti già citati in precedenza.

Quindi, riassumendo, un'alta frequenza di alimentazione e una risonanza serie consentono di migliorare l'aspetto del dimensionamento e dei valori di tensione e corrente in gioco ma risulta importate che la frequenza di alimentazione coincida con la frequenza di risonanza e che entrambe le sezioni del circuito risuonino alla stessa frequenza.

Un ultimo aspetto da considerare è l'efficienza, la quale è calcolabile come il rapporto tra la potenza attiva assorbita dalla batteria con la potenza attiva erogata dalla sorgente di tensione che nel caso di risonanza diventa:

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(R_R + R_L)^2 R_S + \omega^2 M^2 (R_R + R_L)} \quad (II.5)$$

Dall'equazione sopra riportata si osserva che l'efficienza aumenta all'aumentare della mutua induttanza e dalla frequenza di alimentazione, motivo ulteriore per far lavorare l'inverter ad alta frequenza, mentre è indipendente dall'auto induttanza.

Inoltre, l'efficienza si riduce a bassi carichi ovvero quando la resistenza di carico risulta elevata.

II.b) Inverter ad alta frequenza

Dei componenti di un sistema di ricarica wireless mostrato in Fig. 4, quello più particolare e che merita una maggiore descrizione è sicuramente l'inverter ad alta frequenza.

Per poter generare la frequenza adatta all'alimentazione del circuito di ricarica wireless, per il modello in laboratorio posto pari a 85 kHz, è necessario avere un inverter che sia in grado di produrre una forma d'onda alternata a tale frequenza. L'alto valore della frequenza di prima armonica suggerisce che tecniche standard, come può essere la tecnica di *modulazione dell'impulso* sinusoidale, non sia in pratica realizzabile per la "limitata" frequenza di commutazione degli odierni interruttori (cioè transistor di potenza).

Una tecnica di comando, che consente di contenere la frequenza di commutazione e allo stesso tempo regolare l'ampiezza della prima armonica di uscita, è la *tecnica della cancellazione della tensione*.

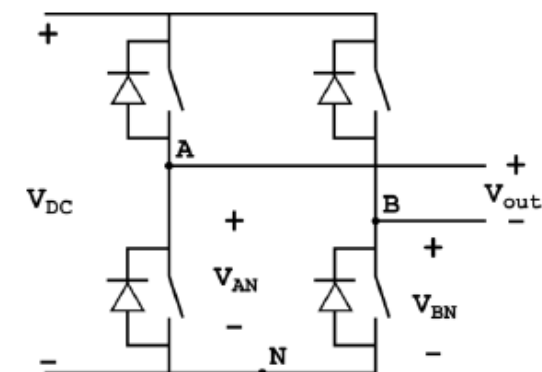


Figura 6 Inverter ad alta frequenza

L'inverter ha l'architettura monofase a ponte mostrata in Fig. 6

Gli interruttori appartenenti alla stessa gamba, i quali non possono essere chiusi contemporaneamente, sono controllati in onda quadra ovvero in un periodo della forma d'onda di uscita l'interruttore superiore conduce per metà del periodo (o per 180° considerando gli angoli) mentre quello inferiore per l'altra metà. Si ottengono così due forme d'onda (una per gamba) che possono essere sfasate l'una rispetto all'altra. A causa

sovrapposizione la tensione in uscita assumerà una forma d'onda a tre livelli.

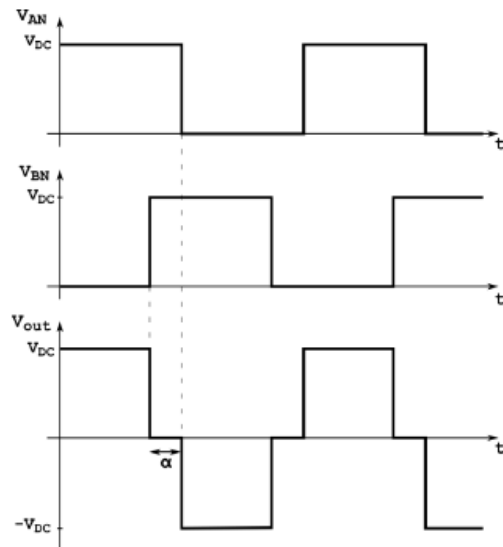


Figura 7 Onde quadre invertite ad alta frequenza con cancellazione della tensione

Il principio di funzionamento viene chiarito con la Fig. 7.

La seconda onda quadra viene generata con uno sfasamento di $180^\circ - \alpha$, dove α è l'angolo di sovrapposizione tra le due onde. Agendo su questo angolo è possibile decidere l'intervallo di tempo in cui le due onde quadre sono sovrapposte. La sovrapposizione ha l'effetto di annullare la tensione in uscita v_{out} la quale, in accordo con il circuito di Figura 1.4, è calcolata come:

$$v_{out} = v_{AN} - v_{BN}$$

Alcuni casi particolari si hanno quando α è nullo e la tensione in uscita è un'onda quadra, e nel caso in cui α è pari a 180° si ha invece un'uscita nulla.

La variazione dell'angolo α consente di variare il valore di picco della prima armonica senza modificare la frequenza di commutazione, ma allo stesso tempo, comporta una variazione del contenuto armonico. Volendo valutare meglio questo aspetto si fa riferimento alla Fig. 8 nella quale è proposto un dettaglio della forma d'onda d'uscita.

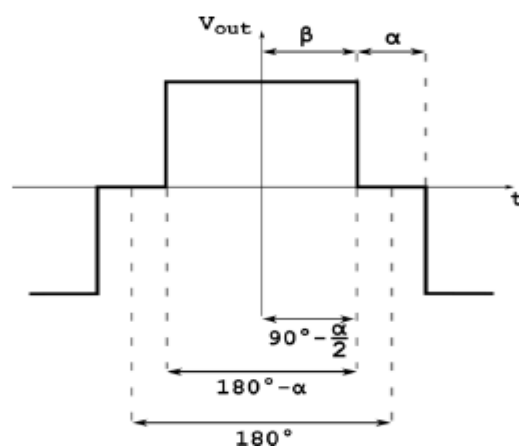


Figura 8 Forma d'onda risultante dalla cancellazione della tensione

La forma d'onda in Fig. 8 risulta avere una simmetria pari e una simmetria a semionda che nell'analisi in serie di Fourier si traduce in una descrizione tramite i soli termini con il coseno e armoniche dispari.

$$\hat{v}_{outn} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) d(\omega t) \quad (II.6)$$

$\hat{v}_{outn}$ è il valore di picco della tensione di uscita per la determinata armonica di ordine n . Applicando la alla forma d'onda in Fig. 8 si ottiene:

$$\hat{v}_{outn} = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\alpha}{2} V_{DC} \cdot \cos(n \cdot \omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi * n} * V_{DC} * \sin(n * \beta) \quad (II.7)$$

Che può essere riscritta in funzione dell'angolo α :

$$\hat{v}_{outn} = \frac{4}{\pi * n} * V_{DC} * \cos\left(n * \frac{\alpha}{2}\right) \quad (II.8)$$

Per quanto riguarda la prima armonica,

$$\hat{v}_{out1} = \frac{4}{\pi} * V_{DC} * \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (II.9)$$

Volendo ottenere una corrente in fase con la tensione, risulta indispensabile adottare una rete risonante serie così da annullare le cadute induttive con la conseguenza di richiedere una tensione minore all'inverter e ottenere forme d'onda di corrente quasi sinusoidali oltre che in fase con la tensione in uscita dall'inverter.

II.c) Prototipo di laboratorio

Si vuole ora presentare il prototipo presente in laboratorio Fig. 9 su cui verrà basata la modellizzazione e la successiva descrizione di un ipotetico controllo.

Il caricabatteria wireless progettato in laboratorio è dimensionato per la ricarica di una city-car con un pacco batteria composto da quattro moduli piombo-acido collegati in serie di capacità nominale pari a 100 Ah e tensione nominale di 56 V . La corrente di carica non può superare i 10 A con un profilo di ricarica con un primo intervallo a corrente costante con tensione della batteria crescente e un secondo intervallo a tensione di batteria costante con la riduzione graduale di corrente di carica. Durante lo stadio a corrente costante, la potenza di carica aumenta da 360 W a 560 W e per poi diminuire fino a un valore quasi nullo.

In queste condizioni la batteria è vista come un carico variabile dal caricabatteria e può essere descritta come una resistenza variabile il cui valore viene definito dal rapporto tra la tensione della batteria e la corrente di carica. Il suo valore varia da un minimo di $3,6\ \Omega$ ad un massimo di $560\ \Omega$.

Il prototipo presente in laboratorio si basa sullo schema in Fig. 2.

Le dimensioni della city-car impongono dei limiti sul diametro della bobina di ricezione, posto a $0,38\text{ m}$, con una distanza dal suolo pari a $0,1\div 0,2\text{ m}$ in base alla collocazione della bobina di trasmissione la quale può essere appoggiata sul pavimento o posta sotto di esso.

Nella progettazione si è scelto di rendere la bobina trasmittente uguale a quella ricevente. Esse hanno forma a spirale con 15 spire distanziate di 7 mm tra di loro e poste su piani in ferrite spessi 6 mm per concentrare il flusso magnetico. In queste condizioni, ci si aspetta un valore di autoinduttanza di $120\ \mu\text{H}$ e una mutua induttanza di $30\ \mu\text{H}$ quando le bobine sono distanziate di $0,15\text{ m}$. (Valori confermati anche dall'analisi FEM)

La struttura di una delle bobine può essere apprezzata in Fig. 9, dove si nota il piano in ferrite e la forma a spirale.



Figura 9 Dettaglio di una bobina

Al valore dell'autoinduttanza corrisponde un valore di capacità per ottenere la risonanza a 85 kHz pari a circa 29 nF .

Per quanto riguarda l'efficienza, nel caso in cui la distanza sia pari a $0,15\text{ m}$ e le bobine risultano disallineate di $0,1\text{ m}$, essa è pari circa al 78%.

Cenni sui controllori PID

Rapidamente verranno espone le principali caratteristiche dei regolatori PID e della loro progettazione.

Prima di affrontare la descrizione dei controllori PID è utile studiare alcuni aspetti dei sistemi retro-azionati.

Con un sistema a retroazione unitaria negativa, si fa riferimento a un sistema che elabora il proprio errore indicato con $e(t)$ calcolato come:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (III.1)$$

Dove $r(t)$ è il riferimento per l'uscita del sistema e $y(t)$ l'uscita effettiva.

Il sistema con la retroazione viene definito in catena chiusa o ad anello chiuso.

Usualmente si inserisce tra l'errore $e(t)$ e il sistema da controllare un oggetto che elabora l'errore e calcola l'ingresso per il sistema da controllare così da intervenire sulla sua dinamica e sulle sue proprietà. Tale oggetto viene chiamato controllore, il quale è descritto dalla funzione di trasferimento $C(s)$ mentre il sistema viene descritto con una funzione di trasferimento $G(s)$.

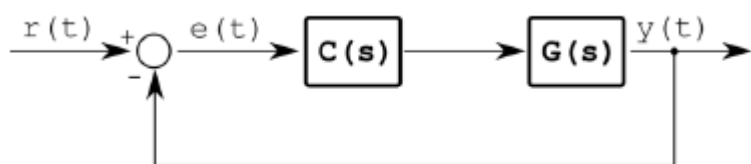


Figura 10 Schema del sistema a retroazione unitaria negativa con controllore.

Si vuole conoscere la funzione di trasferimento del sistema complessivo a catena chiusa.

Allora applicando la trasformata di Laplace all'equazione (III.1), si ottiene:

$$E(s) = R(s) - Y(s) \quad (III.2)$$

Essendo:

$$Y(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot E(s) \quad (III.3)$$

Si ottiene:

$$Y(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot (R(s) - Y(s)) \quad (III.4)$$

Da cui:

$$Y(s) = \frac{C(s) \cdot G(s)}{(1 + C(s) \cdot G(s))} * R(s) \quad (III.5)$$

Che sostituita in (III,2) consente di ottenere:

$$E(s) = \frac{R(s)}{(1 + C(s) \cdot G(s))} \quad (III.6)$$

Da cui, si nota che per minimizzare l'errore si deve incrementare il denominatore e quindi, in particolare, il termine $C(s) \cdot G(s)$ attraverso la definizione della funzione di trasferimento del controllore $C(s)$.

La funzione di trasferimento in anello chiuso $W(s)$ si ricava dalla (III.5) poiché è pari a:

$$W(s) = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (III.7)$$

Se si fosse eseguito lo stesso procedimento anche per la retroazione unitaria negativa (senza compensatore) si sarebbe ottenuta la seguente funzione di trasferimento ad anello chiuso:

$$W_{sc}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (III.8)$$

Da cui, confrontandola con (III.7), è evidente come la funzione di trasferimento relativa al compensatore effettua un'azione moltiplicativa sulla funzione di trasferimento del sistema da controllare e quindi avrà l'effetto di modificare il guadagno di Bode in catena aperta e aggiungere ulteriori poli e zeri.

III.a) Parametri nel dominio del tempo e della frequenza

Si vuole ora porre in relazione i parametri legati al transitorio della risposta a gradino (i.e. la risposta forzata in corrispondenza di un gradino unitario), a grandezze indispensabili alla progettazione dei controllori PID e derivanti da

un'analisi della risposta in frequenza (i.e. lo studio della funzione di trasferimento lungo l'asse immaginario).

I principali parametri definiti nel dominio del tempo sono:

- **Tempo di salita T_s** , che rappresenta il tempo necessario perché l'uscita passi dal 10% al 90% del valore finale;
- **Tempo di assestamento T_α** , ovvero, il tempo richiesto perché l'uscita rimanga entro il 2% del valore a regime;
- **Massima sovra-elongazione S** ossia il valore massimo raggiunto oltre il valore a regime.

I principali parametri definiti nel dominio delle frequenze sono:

- **Banda passante B_p** , con la banda passante si individuano l'intervallo di frequenze (o pulsazioni) tali per cui l'ampiezza della risposta non viene attenuata più di 3 dB;
- **Pulsazione di risonanza ω_r** , ovvero pulsazione per la quale l'ampiezza della funzione di trasferimento assume valore massimo;
- **Picco di risonanza relativo**, ovvero il rapporto tra il modulo della risposta alla pulsazione di risonanza e il guadagno a bassa frequenza.

Parametri definiti nel dominio del tempo e parametri definiti nel dominio delle frequenze, sono tra loro legati, in particolare in letteratura si trova un legame tra banda passante e tempo di salita:

$$B_p \cdot T_s = \ln(10) \quad (III.9)$$

Tale relazione, valida per i sistemi del primo ordine, è in buona approssimazione verificata per diversi tipi di sistemi. La proporzionalità inversa tra banda passante e tempo di salita porta a dire che maggiore è la banda passante e più velocemente il sistema risponderà all'ingresso.

L'equazione (III.9) è molto importante nella determinazione del valore del tempo di salita seppur approssimato poiché il valore della banda passante è facilmente individuabile dal diagramma di Bode mentre i calcoli analitici sono molto più complicati soprattutto all'aumentare dell'ordine del sistema.

Nel caso di sistemi in cui sono presenti poli complessi coniugati esiste una relazione tra picco di risonanza relativo e tempo di assestamento poiché aumentano al diminuire di ξ , parametro che si riferisce al rapporto di smorzamento.

In tal proposito si possono fare alcune considerazioni riguardo i sistemi con un rapporto di smorzamento troppo piccolo che sono insoddisfacenti dal punto di vista del controllo per cui conviene assumere come intervallo ragionevole:

$$\frac{1}{2} \leq \xi < 1 \quad (III.10)$$

III.b) Parametri principali per la progettazione

Nella progettazione del compensatore è di fondamentale importanza l'utilizzo dei diagrammi di Bode della funzione di trasferimento in catena aperta $G_C(s)$ definita come:

$$G_C(s) = C(s) \cdot G(s) \quad (III.11)$$

Infatti, da tali diagrammi si valuteranno determinati parametri da cui si ottengono utili informazioni sulla corretta progettazione del controllore e sulla dinamica risultante del sistema.

La prima definizione riguarda la pulsazione di attraversamento, definita come la pulsazione angolare (se esiste ed è unica) in cui il diagramma di Bode delle ampiezze attraversa l'asse delle frequenze.

Da tale definizione deriva quella di margine di fase $m\varphi$, ovvero la ω_A a grandezza descritta da:

$$m\varphi = \pi + \arg(G_C(j\omega_A)) \quad (III.12)$$

Dove $G_C(j\omega_A)$ è la funzione di trasferimento in catena aperta della serie di controllore e sistema da controllare e $\arg(G_C(j\omega_A))$ viene definita come fase di attraversamento.

Si vuole allora definire un legame tra i parametri di frequenza di attraversamento e margine di fase della funzione di trasferimento $G_C(s)$ in catena aperta con i parametri di banda passante e picco di risonanza relativo della funzione in catena chiusa $W(s)$.

Si suppone che la frequenza di attraversamento ω_A esista e sia unica, cosa che si verifica spesso nella pratica. Nella maggior parte dei casi pratici, con una retroazione unitaria la banda passante della funzione di trasferimento ad anello chiuso $W(s)$ risulta circa pari alla pulsazione di attraversamento ω_A di $G_C(s)$.

Inoltre, perché il sistema retro-azionato non presenti un picco di risonanza eccessivo, è richiesto che il margine di fase della funzione di trasferimento $G_C(s)$ sia sufficientemente elevato, come minimo pari a 45°

III.c) Controllori PID

Si vuole ora definire una struttura di controllori ampiamente utilizzata in abito pratico, ovvero in controllori PID. Tali controllori sono descritti dalla funzione di trasferimento:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + s \cdot K_d \quad (III.13)$$

Nel caso dei controllori PID la struttura dello schema a blocchi del controllore, mostrato in Fig. 10, diventa come mostrato in Fig. 11.

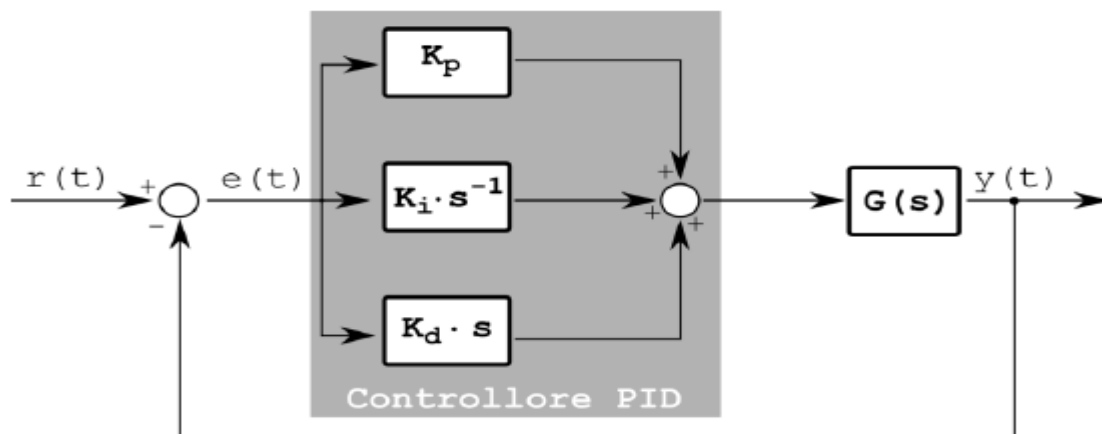


Figura 11 Schema di applicazione di un controllore PID

Come si nota dalla (III.13) e dalla Fig. 11, tali controllori sono composti da tre addendi che, note le proprietà della trasformata di Laplace, identificano:

- Un'azione proporzionale con il termine K_p ;
- Un'azione integrativa con il termine $\frac{K_i}{s}$;
- Un'azione derivativa con il termine $s \cdot K_d$.

Tutte e tre le componenti elaborano il segnale di errore $e(t)$ ma in maniera differente tra loro, la prima moltiplica il valore dell'errore per la costante K_p , la seconda integra l'errore e poi lo moltiplica per la costante K_i e infine la terza deriva l'errore e poi moltiplica la derivata per la costante K_d .

È chiaro che la risposta sarà differente in base alle caratteristiche del segnale $e(t)$, infatti più la variazione dell'errore è repentina e più la parte derivativa darà un contributo maggiore mentre per segnali di errore più lenti sarà la parte integrativa ad agire maggiormente.

Si può notare come a basse frequenze il termine “dominante” sia il termine integrativo mentre ad alte frequenze interviene maggiormente il termine derivativo. Il termine proporzionale interviene indipendentemente dalla frequenza, traslando il diagramma verso l'alto qualora $K_p > 1$, lasciandolo invariato se $K_p = 1$ o traslandolo verso il basso se $0 < K_p < 1$.

La (III.13) può essere riscritta nella forma:

$$C(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{s} \cdot \tau_i + s \cdot \tau_d \right) \quad (III.14)$$

Dove τ_i e τ_d sono rispettivamente la costante di tempo della parte integrativa e la costante di tempo della parte derivativa e valgono:

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (III.15)$$

$$\tau_d = K_d \cdot K_p \quad (III.16)$$

In particolare, τ_i^{-1} indica approssimativamente la pulsazione angolare oltre la quale la parte integrale non ha più effetto e τ_d^{-1} la pulsazione angolare oltre la quale la parte derivativa comincia ad avere effetto.

La parte derivativa come appena descritta non è fisicamente realizzabile. Nella pratica la funzione di trasferimento della parte derivativa può essere definita come:

$$C_D(s) = s \cdot \frac{\tau_d}{1 + s \cdot \tau} \quad (III.17)$$

I controllori PID non vengono utilizzati solo nella forma appena presentata, infatti in base alle specifiche si possono usare strutture più semplici che impiegano una o due tra la parte proporzionale, integrativa e derivativa. Allora si possono progettare controllori P con solo la parte proporzionale o PI con parte proporzionale e integrativa, ma anche controllori I.

III.d) Progetto del controllore PI

Talvolta è sufficiente progettare un controllore PI, a cui corrisponde la funzione di trasferimento:

$$C_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot \tau_i} \right) = K_p \cdot \frac{1 + s \cdot \tau_i}{s \cdot \tau_i} \quad (III.18)$$

La progettazione del controllore PI è basata sul soddisfacimento di alcune specifiche come:

- **Tipo del sistema retro-azionato;**
- **Errore a regime permanente all'ingresso a gradino;**
- **Tempo di salita massimo per quanto riguarda la risposta al gradino;**
- **Massima sovra-elongazione e massimo tempo di assestamento.**

Per quanto visto nei Paragrafi III.b) e III.c) la terza specifica può essere posta in termini di pulsazione di attraversamento ω_A^* alla quale si desidera portare (approssimare) la pulsazione di attraversamento ω_A della funzione di trasferimento in catena aperta $G_C(s)$.

Inoltre, si può anche tradurre la quarta specifica come il minimo margine di fase $m\varphi$ desiderato per $G_C(s)$ generalmente posto pari a 45° .

Per quel che riguarda la prima e la seconda specifica, qualora non fossero già autonomamente soddisfatte dalla $G(s)$, è sufficiente aggiungere tramite il controllore $C(s)$ un polo nell'origine così da aumentarne la molteplicità. La determinazione dei parametri K_p e τ_i si basano invece sulla terza e quarta specifica. L'osservazione del diagramma di Bode, della funzione di trasferimento a catena aperta $G(s)$, suggerisce il posizionamento della costante di tempo integrativa per soddisfare la condizione sul margine di fase $m\varphi^*$, in corrispondenza della pulsazione di attraversamento desiderata ω_A^* data nella terza specifica.

Invece, dal calcolo del valore dell'ampiezza della funzione di trasferimento della parte integrale con quella del sistema in corrispondenza della frequenza di attraversamento desiderata ω_A^* , si ottiene il valore del guadagno della parte proporzionale K_p .

Il guadagno K_p non agendo sul diagramma di Bode delle fasi, non modifica il margine di fase in corrispondenza della pulsazione di attraversamento ω_A^* ma, "alzando" o "abbassando" il diagramma delle ampiezze, consente di ottenere la pulsazione di attraversamento desiderata.

Infine, tracciando il diagramma di Bode della funzione di trasferimento in catena aperta $C_{PI} \cdot G(s)$ si può verificare il corretto soddisfacimento delle specifiche.

Tabella 1 Parametri di studio del sistema WPS

Parametro	Simbolo	Valore
Frequenza	f	85000 Hz
Induttanza bobina trasmittente	L_T	120 μ H
Induttanza bobina ricevente	L_R	120 μ H
Capacità lato trasmittente	C_T	$(\omega^2 \cdot L_T)^{-1}$
Capacità lato ricevente	C_R	$(\omega^2 \cdot L_R)^{-1}$
Mutua induttanza	M	30 μ H
Resistenza parassita bobina trasmittente	r_T	0.5 Ω

Resistenza parassita bobina ricevente	r_R	0.5Ω
Capacità a monte del convertitore DC-DC	C_{DC}	$300 \mu F$
Induttanza a valle del convertitore DC-DC	L_o	$3 mH$
Capacità a valle del convertitore DC-DC	C_o	$100 \mu F$
Duty-Cycle	δ	0.5
Resistenza equivalente della batteria	R_o	6Ω

Metodo GSSA

IV.a) Cenni sulla trattazione teorica del metodo GSSA

Il sistema WPS lavora a frequenze elevate, risulta indispensabile, per via delle moderne capacità dei DPS (Digital Signal Processor), controllare soltanto l'ampiezza delle sinusoidi e non il valore istantaneo.

In letteratura esistono più metodi che consentono di ottenere la descrizione agli involucri di un sistema ma, tra quelli più usati, il più noto è il metodo GSSA (Generalized State-Space Averaging).

Tale metodo si basa sulla serie di Fourier in forma complessa.

Un segnale del tipo:

$$u(t) = \widehat{u(t)} \cos(\omega t + \vartheta_0(t)) \quad (IV.1)$$

dove il termine $\widehat{u(t)}$ è un termine positivo a bassa frequenza che descrive l'andamento temporale dell'involuppo, $\cos(\omega t + \vartheta_0(t))$ è la componente ad alta frequenza e $\vartheta_0(t)$ la fase iniziale.

Il segnale $u(t)$ può essere rappresentato attraverso la serie di Fourier in forma complessa:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle u \rangle_k(t) * e^{jk\omega t} \quad (IV.2)$$

Dove ω è la frequenza angolare della fondamentale che sarà scelta in base alla frequenza del segnale da elaborare $u(t)$ e $\langle u \rangle_k(t)$ è il coefficiente di ordine k della serie il quale, si calcola come:

$$\langle u \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) e^{-jk\omega \tau} d\tau \quad (IV.3)$$

$$\text{con } T = \frac{1}{f} e\omega = 2\pi f \quad (IV.4)$$

In pratica $\langle u \rangle_k(t)$ è descritto dalla media del segnale $u(\tau)e^{-jk\omega\tau}$ sull'intervallo $[t-T, t]$ il quale può essere inteso come traslabile con continuità su tutto l'asse dei tempi. Ciò comporta, nel caso generale in cui il segnale $u(t)$ non sia periodico, che i coefficienti della serie di Fourier dipendano dall'istante iniziale $t-T$, mentre solo nel caso di segnali periodici, $\langle u \rangle_k(t)$ risulta tempo-invariante.

Con il metodo GSSA si vuole costruire un modello in cui i coefficienti complessi della serie di Fourier siano le variabili di stato. Si può notare come il segnale $u(t)$ sia determinato da un numero infinito di termini. Tuttavia, nel sistema in esame, grazie alla risonanza, si ottengono grandezze quasi sinusoidali per cui sono sufficienti uno o due coefficienti per descrivere $u(t)$ con precisione sufficiente. Allora, scegliendo T pari al periodo di risonanza del circuito, i coefficienti della serie di Fourier con indice 1 e -1 consentono di approssimare sufficientemente bene $u(t)$.

Si può quindi riscrivere la (5.2) come:

$$u(t) \cong \langle u \rangle_{-1}(t)e^{-jk\omega\tau} + \langle u \rangle_1(t)e^{jk\omega\tau} \quad (IV.5)$$

La serie di Fourier in forma complessa gode della proprietà:

$$\langle u \rangle_{-1}(t) = \langle u \rangle_1(t) \quad (IV.6)$$

Per cui diventa:

$$u(t) \cong \langle u \rangle_1(t)e^{-jk\omega\tau} + \langle u \rangle_1(t)e^{jk\omega\tau} = 2 \cdot \text{Re}\langle u \rangle_1(t)e^{jk\omega\tau} \quad (IV.7)$$

$$u(t) \cong 2 \cdot |\langle u \rangle_1(t)| \cos(\omega t + \text{Arg}(\langle u \rangle_1(t))) \quad (IV.8)$$

Per tanto il segnale ad alta frequenza $u(t)$ può essere completamente ricostruito dal solo coefficiente $\langle u \rangle_1(t)$ il quale viene impiegato come variabile di stato del modello.

Con ciò, si riconoscono i termini di inviluppo e fase iniziale rispetto a un determinato riferimento i quali, sono pari rispettivamente a:

$$\hat{u}(t) = 2 \cdot |\langle u \rangle_1(t)| \quad (IV.9)$$

$$\vartheta_0 = \text{Arg}(\langle u \rangle_1(t)) \quad (IV.10)$$

Sfruttando l'uguaglianza:

$$d \frac{\Re(\cdot)}{dt} = \Re \frac{d(\cdot)}{d(t)} \quad (IV.11)$$

La seconda uguaglianza della (IV.7) può essere riscritta come:

$$\frac{du(t)}{dt} \cong 2 * \Re \left\{ \left[\frac{d\langle u \rangle_1(t)}{dt} + jk\omega \langle u \rangle_1(t) \right] * e^{jk\omega\tau} \right\} \quad (IV.12)$$

È importante notare che nel caso di grandezze con una componente continua dominante, è sufficiente considerare il coefficiente di ordine 0 per modellizzare la loro dinamica:

$$\langle u \rangle_0(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) d\tau \quad (IV.13)$$

IV.b) Applicazione del metodo GSSA

Per riassumere, l'applicazione del metodo GSSA può seguire i punti proposti:

1. Scrittura del sistema di equazioni differenziali;

$$\begin{aligned} \frac{di_T}{dt} &= \frac{L_R}{\Delta} v_S - \frac{L_R}{\Delta} v_{CT} + \frac{M}{\Delta} v_L + \frac{M}{\Delta} v_{CR} - \frac{L_R}{\Delta} R_T i_T + \frac{M}{\Delta} R_R i_R \\ \frac{di_R}{dt} &= -\frac{L_T}{\Delta} v_L - \frac{L_T}{\Delta} v_{CR} - \frac{M}{\Delta} v_S + \frac{M}{\Delta} v_{CT} + \frac{M}{\Delta} R_T i_T - \frac{M}{\Delta} R_R i_R \\ C_T \frac{dv_{CT}}{dt} &= i_R \\ C_R \frac{dv_{CR}}{dt} &= i_R \\ C_{DC} \frac{dv_{DC}}{dt} &= |i_R| - i_{DC} = |i_R| - \delta \cdot i_o \\ L_o \frac{di_o}{dt} &= \delta \cdot v_{DC} - v_o \\ C_o \frac{dv_o}{dt} &= i_o - i_{batteria} = i_o - \frac{v_o}{R_o} \end{aligned}$$

Equazioni differenziali del sistema WPT

2. Applicazione delle equazioni:

$$u(t) \cong \langle u \rangle_1(t) e^{-jk\omega\tau} + \langle u \rangle_1(t) e^{-jk\omega\tau} = 2 \cdot \Re\{\langle u \rangle_1(t) e^{jk\omega\tau}\}$$

$$\frac{du(t)}{dt} \cong 2 * Re \left\{ \left[\frac{d\langle u \rangle_1(t)}{dt} + jk\omega \langle u \rangle_1(t) \right] * e^{jk\omega t} \right\}$$

3. Separazione della parte immaginaria dalla parte reale di ogni variabile di stato, dopo aver linearizzato gli elementi non lineari. Il sistema di equazioni dopo questo passo aumenterà il numero di equazioni;

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_T \rangle_1}{dt} \mathcal{R}_e &= -\frac{L_R}{\Delta} R_T \langle i_T \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \omega \langle i_T \rangle_{1Im} + \frac{M}{\Delta} R_R \langle i_R \rangle_{1\mathcal{R}_e} - \frac{L_R}{\Delta} \langle v_{CT} \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \frac{M}{\Delta} \langle v_{CR} \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \frac{2 \cdot L_R}{\pi \cdot \Delta} V_S \\ \frac{d\langle i_T \rangle_1}{dt} \mathcal{I}_m &= -\omega \langle i_T \rangle_{1\mathcal{R}_e} - \frac{L_R}{\Delta} R_T \langle i_T \rangle_{1Im} + \frac{M}{\Delta} R_R \langle i_R \rangle_{1Im} - \frac{L_R}{\Delta} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} + \frac{M}{\Delta} \langle v_{CR} \rangle_{1Im} + \frac{2 \cdot M}{\pi \cdot \Delta} \langle v_{DC} \rangle_0 \\ \frac{d\langle i_R \rangle_1}{dt} \mathcal{R}_e &= \frac{M}{\Delta} R_T \langle i_T \rangle_{1\mathcal{R}_e} - \frac{L_T}{\Delta} R_R \langle i_R \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \omega \langle i_R \rangle_{1Im} + \frac{M}{\Delta} \langle v_{CT} \rangle_{1\mathcal{R}_e} - \frac{L_T}{\Delta} \langle v_{CR} \rangle_{1\mathcal{R}_e} - \frac{2 \cdot M}{\pi \cdot \Delta} V_S \\ \frac{d\langle i_R \rangle_1}{dt} \mathcal{I}_m &= \frac{M}{\Delta} R_T \langle i_T \rangle_{1Im} - \frac{L_T}{\Delta} R_R \langle i_R \rangle_{1Im} - \omega \langle i_R \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \frac{M}{\Delta} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} - \frac{L_T}{\Delta} \langle v_{CR} \rangle_{1Im} - \frac{2 \cdot L_T}{\pi \cdot \Delta} \langle v_{DC} \rangle_0 \\ C_T \frac{d\langle v_{CT} \rangle_1}{dt} \mathcal{R}_e &= \langle i_T \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \omega \langle v_{CT} \rangle_{1Im} \\ C_T \frac{d\langle v_{CT} \rangle_1}{dt} \mathcal{I}_m &= \langle i_T \rangle_{1\mathcal{I}_m} - \omega \langle v_{CT} \rangle_{1\mathcal{R}_e} \\ C_R \frac{d\langle v_{CR} \rangle_1}{dt} \mathcal{R}_e &= \langle i_R \rangle_{1\mathcal{R}_e} + \omega \langle v_{CR} \rangle_{1Im} \\ C_R \frac{d\langle v_{CR} \rangle_1}{dt} \mathcal{I}_m &= \langle i_R \rangle_{1Im} - \omega \langle v_{CR} \rangle_{1\mathcal{R}_e} \\ C_{DC} \frac{d\langle v_{DC} \rangle_0}{dt} &= \frac{4}{\pi} \langle i_R \rangle_{1Im} - \delta \cdot \langle i_o \rangle_0 \\ L_o \frac{d\langle i_o \rangle_0}{dt} &= \delta \cdot \langle v_{DC} \rangle_0 - \langle v_o \rangle_0 \\ C_o \frac{d\langle v_o \rangle_0}{dt} &= \langle i_o \rangle_0 - \frac{\langle v_o \rangle_0}{R_o} \end{aligned}$$

Equazioni agli involuppi

4. Compilazione delle matrici A , B e C .

$A =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{L_R R_T}{\Delta} & \omega & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & -\frac{L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{L_R R_T}{\Delta} & 0 & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & -\frac{L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & \frac{2M}{\pi \Delta} & 0 & 0 \\ \frac{M R_T}{\Delta} & 0 & -\frac{L_T R_R}{\Delta} & \omega & \frac{M}{\Delta} & 0 & -\frac{L_T}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M R_T}{\Delta} & -\omega & -\frac{L_T R_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & -\frac{L_T}{\Delta} & -\frac{2L_T}{\pi \Delta} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{array}{cccccccccccc}
0 & 0 & 0 & \frac{4}{\pi C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-\delta}{C_{DC}} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\delta}{L_0} & 0 & \frac{-1}{L_0} \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{C_0 R_0}
\end{array}$$

$$\text{Con } \Delta = L_T L_R - M^2$$

$$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{4L_R}{\pi\Delta} & 0 & \frac{-4M}{\pi\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Avendo posto:

$$x = [\langle i_T \rangle_{1Re} \langle i_T \rangle_{1Im} \langle i_R \rangle_{1Re} \langle i_R \rangle_{1Im} \langle v_{CT} \rangle_{1Re} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} \langle v_{CR} \rangle_{1Re} \langle v_{CR} \rangle_{1Im} \langle v_{C0} \rangle_0 \langle i_0 \rangle_0 \langle v_0 \rangle_0]^T$$

$$C = 1 \times 11$$

$$\begin{array}{cccccccccccc}
0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{array}$$

Moltiplicando nel seguente modo le matrici si ottiene la funzione di trasferimento che mi lega ingresso e uscita:

$$W(s) = C * (sI - A)^{-1} * B \quad (IV.14)$$

C mi permette di selezionare l'uscita, e quindi di ottenere una funzione di trasferimento diversa che mi lega la Vs in ingresso con la uscita desiderata. Nel caso sopra è stata scelta a corrente Ir immaginaria andando a selezionare il quarto posto ed è stato messo il numero 2 poiché l'involuppo è circa due volte il valore medio delle variabili in x. Siccome nel nostro caso si cercava la funzione di trasferimento tra Vs e Ir,, è stata scelta la sola componente immaginaria poiché a regime risulta l'unica componente che, che esaurito il transitorio elettrico, mi permette la carica tramite WPT.

Capitolo 1

Confronto analitico vs circuitale

In questo capitolo si ricaveranno le funzioni di trasferimento del sistema di ricarica wireless, usando la formulazione descritta precedentemente, una volta ottenute tali funzioni, verrà verificato tramite il software Simulink e la rappresentazione dei diagrammi di bode se esse rappresentino il sistema preso in esame.

1.a) Circuito semplificato con V_s , L_r , C_r e R_o :

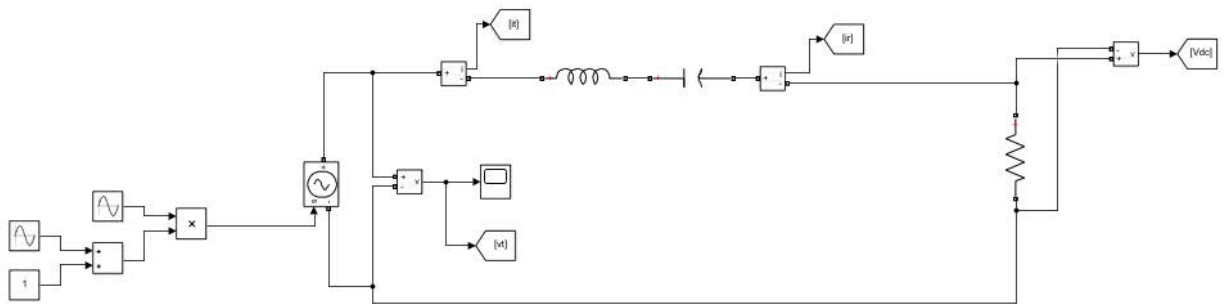


Figura 12 Schema Simulink Circuito Semplificato

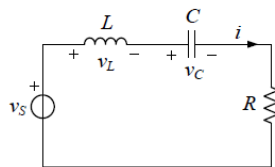


Figura 13 Schema circuitale semplificato

Lo studio parte con un circuito semplificato per convalidare la procedura.

Il circuito visto sopra, e quello a lato, rappresentano il secondario del WPTS.

E' uno schema abbastanza semplice e ci permette di confrontare la trattazione analitica con i risultati ottenuti dalla simulazione circuitale e vedere se vi è corrispondenza.

Come spiegato nei capitoli precedenti, per trovare la funzione di trasferimento agli involucri si eseguono i passaggi previsti dalla applicazione del metodo GSSA, per cui dalle equazioni di stato nelle due variabili di stato del circuito preso in esame, modificate secondo la trattazione e divise nella parte reale ed immaginaria, si può ricavare la seguente funzione di trasferimento $W(s)$.

$W(s) =$

$$\frac{C_r L_r s^2 + \frac{2 L_r s}{R_b} + \frac{C_r L_r^2 s^3}{R_b} + 1}{R_b \left(s^2 \left(\frac{4 L_r^2}{R_b^2} + C_r L_r \right) + \frac{4 L_r s}{R_b} + \frac{2 C_r L_r^2 s^3}{R_b} + \frac{C_r L_r^3 s^4}{R_b^2} + 1 \right)}$$

Funzione di trasferimento sistema WPS semplificato

Usando la relazione:

$$W(s) = C * (sI - A)^{-1} * B \quad (1.1)$$

Dove le matrici A, B e C sono le seguenti:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_b}{L_r} & \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} & -\frac{R_b}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_r} & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \\ 0 & \frac{1}{C_r} & -\frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{2 L_r} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{matrix} 1 \times 4 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \end{matrix}$$

Nel circuito in esame la funzione di trasferimento $W(s)$ lega la corrente $I(s)$ alla tensione $V(s)$. La matrice A indica lo spazio di stato, la matrice B indica gli input del circuito (che per i circuiti WPS è la sola V_s) e la matrice C seleziona quale output si vuole legare al nostro input.

Uno scopo preliminare di questa tesi è verificare la corrispondenza tra i risultati delle simulazioni circuitali e la $W(s)$ ricavata dalle matrici; questa verifica può essere effettuata in maniera immediata tramite i diagrammi di Bode. Per giungere a questi digrammi bisogna impostare il circuito in modo tale che sia alimentato da una tensione, sinusoidale in questo caso, la quale è soggetta a variazioni della sua ampiezza, anche esse di tipo sinusoidale, dove, nel nostro caso, l'ampiezza di variazione risulta pari al 5% della sinusoide principale.

La frequenza delle variazioni di ampiezza viene scelta minore di $\frac{1}{10}$ di quella della sinusoide principale, e nei diversi test è stata gradualmente aumentata partendo da frequenze più basse fino ad arrivare ad 8500 Hz.

Fatto ciò, si acquisiscono i valori delle correnti, in questo caso solo I_r , e si scompongono in serie di Fourier.

Matematicamente la tensione di alimentazione può essere espressa secondo questa formulazione:

$$V_s = A * (1 + k * \sin(2 * \pi * f_{low}) * \sin(2 * \pi * 85000)) \quad (1.2)$$

Con $k=0.05$. In questo modo l'ampiezza non si azzerava mai e non cambiava mai fase.

La tensione data dalla (1.2) ha una componente a 85kHz di ampiezza A e altre due componenti di ampiezza $A \cdot k$ alle frequenze $(85000 + f_{\text{low}})$ e $(85000 - f_{\text{low}})$.

La corrente I_r ovviamente presenta le stesse componenti. Dopo aver calcolato la serie di Fourier è stato scritto un programma che riconosce le componenti elencate sopra e di queste ricava modulo e fase.

Poi vengono ricostruite e sommate tra loro le due sinusoidi alla frequenza $(85000 + f_{\text{low}})$ e $(85000 - f_{\text{low}})$ per ricavare la componente modulata della corrente totale e di questa si prende l'ampiezza per ricavare il diagramma di Bode.

Calcolando il rapporto I_r/V_s della sola componente modulata ed esprimendolo in dB si può ricavare il diagramma di Bode delle ampiezze, da confrontare con quello della $W(s)$.

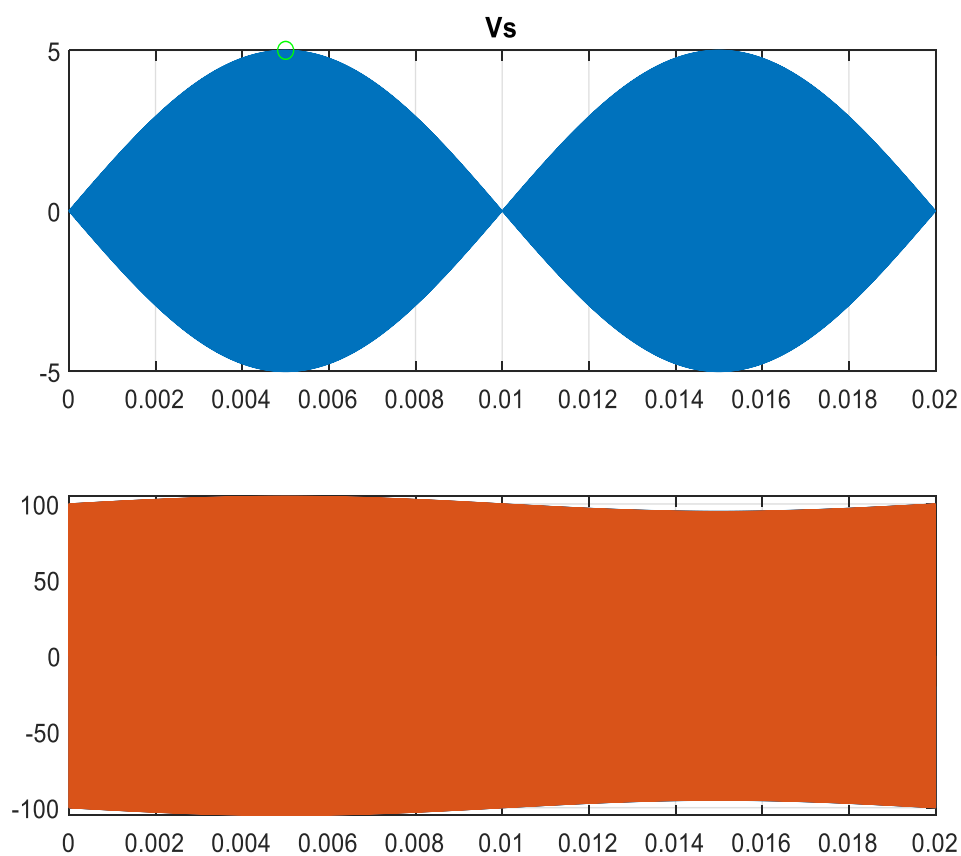


Figura 14.1 Componente V_s modulata e totale in Volt

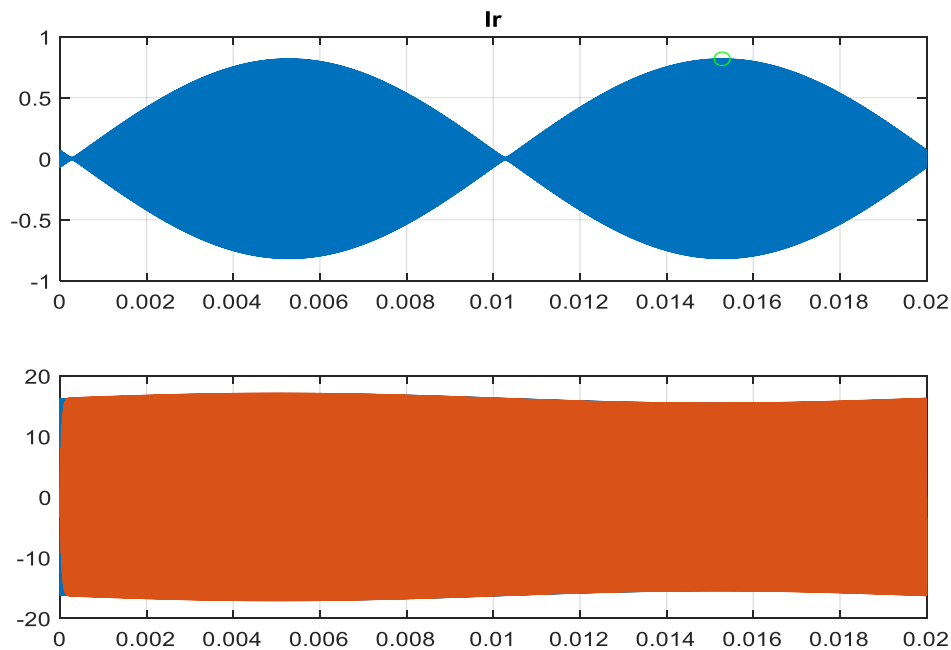


Figura 14.2 Componente I_r modulata e totale in A

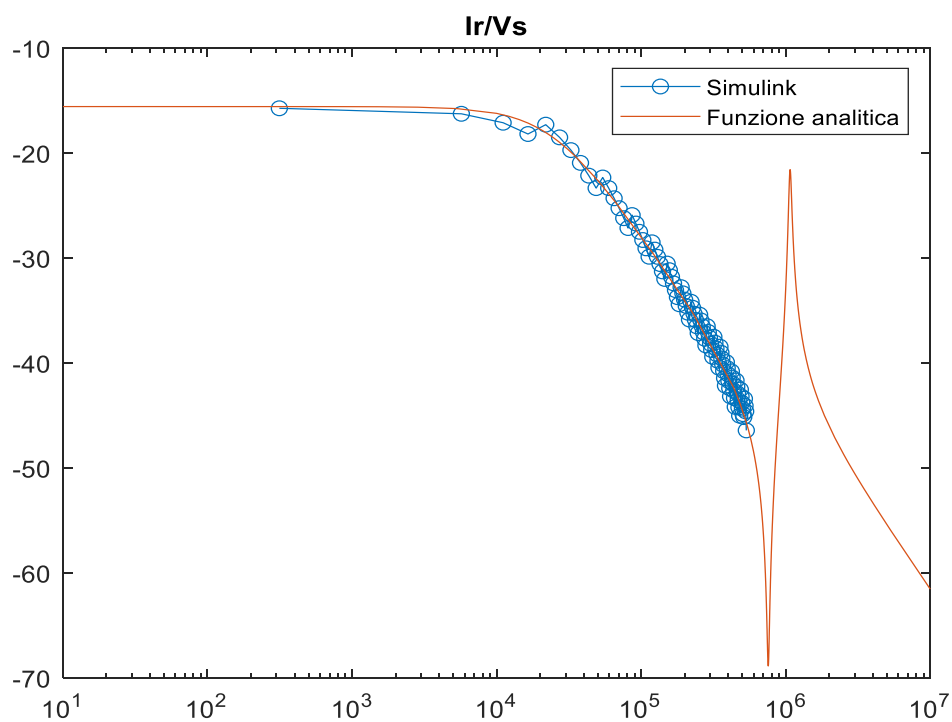


Figura 15 Diagramma di bode dell'ampiezza analitica in dB vs simulata

Otteniamo il seguente diagramma, il quale ci mostra che le stime analitiche rispecchiano molto bene i risultati della simulazione circuitale, almeno per questo circuito base.

La trattazione è proseguita nel medesimo modo per circuiti più complessi, modificando le matrici di stato a seconda del circuito preso in esame.

1.b) Circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza

Ora si è implementato un circuito leggermente più complesso, in cui vi è la presenza di un mutuo induttore, il circuito è alimentato nello stesso modo del circuito precedente e vengono ricavati i diagrammi corrispondenti.

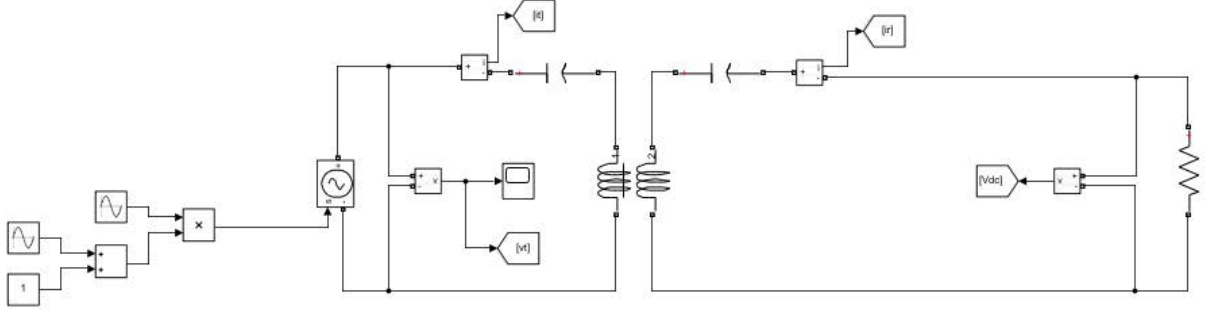


Figura 16 Schema Simulink circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza

Dal circuito simulato, facendo i medesimi passaggi visti in precedenza si ricavano le seguenti matrici agli involucri, dopo avere linearizzato la mutua induttanza, scrivendola nel seguente modo:

A =

$$\begin{bmatrix} \frac{-L_R R_T}{\Delta} & \omega & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 \\ -\omega & \frac{-L_R R_T}{\Delta} & 0 & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} \\ \frac{M R_T}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & \omega & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} & 0 \\ 0 & \frac{M R_T}{\Delta} & -\omega & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} \\ \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix}$$

Con $\Delta = L_T L_R - M^2$

$$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{L_R}{\Delta} & 0 & \frac{-M}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Avendo posto:

$$x = [\langle i_T \rangle_{1Re} \langle i_T \rangle_{1Im} \langle i_R \rangle_{1Re} \langle i_R \rangle_{1Im} \langle v_{CT} \rangle_{1Re} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} \langle v_{CR} \rangle_{1Re} \langle v_{CR} \rangle_{1Im}]^T$$

$$C1 = 1 \times 8$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C2 = 1 \times 8$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C3 = 1 \times 8$$

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C4 = 1 \times 8$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Si nota che il numero di equazioni cresce, e di conseguenza anche le dimensioni di A, B e C.

A seconda della C che selezioniamo otteniamo una funzione di trasferimento diversa che mi lega V_s alla I_r e alla I_t , potendo decidere se selezionare la sola parte reale o immaginaria.

Si può pensare che la I_t e la I_r a regime abbiano una componente dominante se si è in condizioni di risonanza, nello specifico si ottiene una I_t con la sola parte reale e I_r con la sola parte immaginaria.

Infatti, sulla sezione trasmittente si ha risonanza tra la induttanza e la capacità in serie per cui è come se si avesse una pura resistenza e dunque una corrente che è solo reale con V_s in fase con I_t .

La I_r , per Faraday-Neumann-Lenz risulta uguale e contraria alla I_t la quale non viene deformata poiché al secondario troviamo un'altra risonanza e una sola resistenza, per cui ci si aspetta la corrente I_r in opposizione di fase rispetto alla tensione V_s .

Le funzioni di trasferimento corrispondenti sono state ricavate utilizzando un codice per il calcolo simbolico, esse sono molto lunghe e complesse per cui non verranno riportate, ma vengono calcolate secondo l'equazione (1.1).

Dalla funzione di trasferimento e dalla simulazione circuitale si ricava il seguente diagramma di bode, che ci dà una ulteriore conferma che il metodo GSSA funziona correttamente come è possibile vedere di seguito.

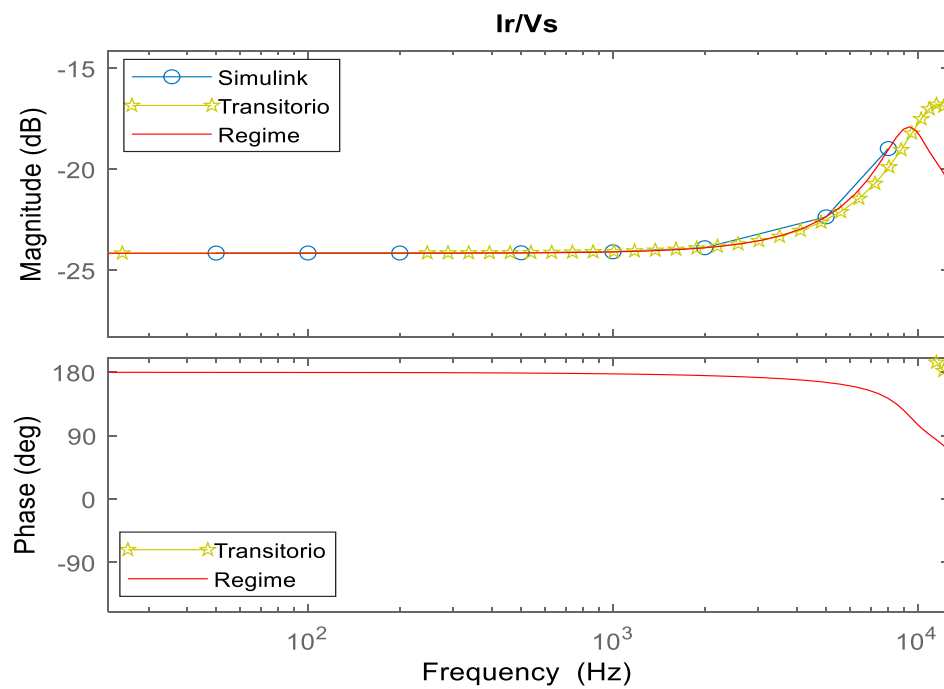


Figura 17 Diagramma di bode alle ampiezze di I_r circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza

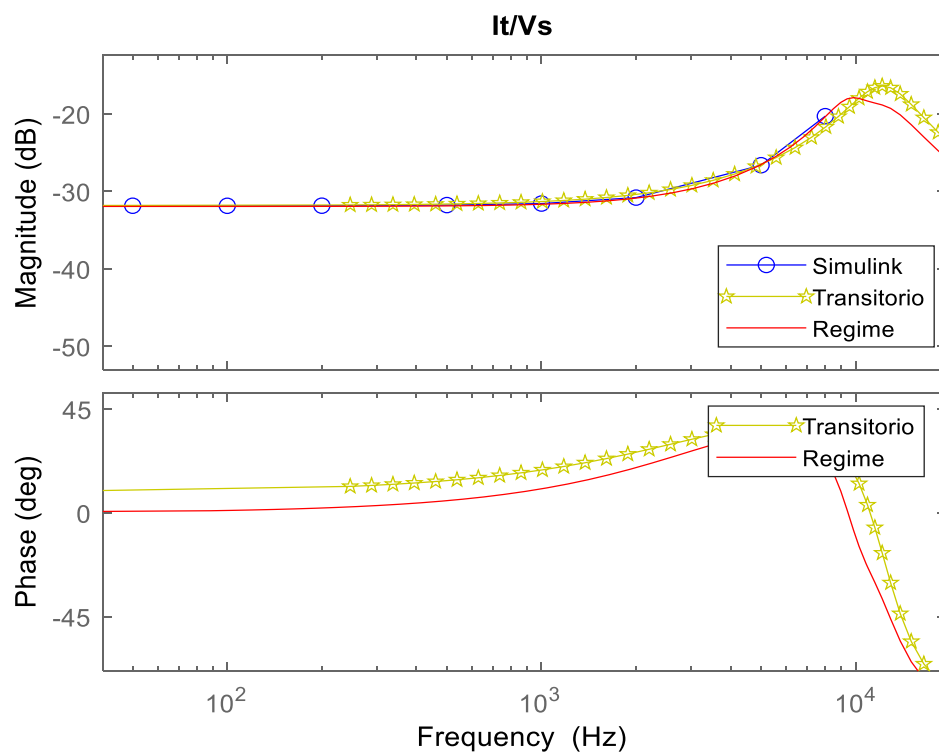


Figura 18 Diagramma di bode alle ampiezze di I_t circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza

Nei diagrammi di Bode si ricava il grafico della ampiezza di I_r considerandone la sola parte immaginaria, questo perché proprio questa è la parte che mi rappresenta il comportamento a regime del sistema; inoltre, per completezza, si rappresenta anche la I_r , calcolata come radice quadrata della parte immaginaria sommata alla parte reale entrambe elevate al quadrato, la quale mi rappresenta il comportamento transitorio del sistema.

Per quanto riguarda la I_t vale la stessa cosa della I_r ma la componente a regime è data dalla parte reale.

Le simulazioni sono state fatte fino a valori di frequenze della componente modulante pari a $\frac{1}{10}$ della frequenza della portante, questo perché, più ci si avvicina alla risonanza, più la risultante delle componenti complessive simulate si discosta sempre di più da una sinusoide.

In prima battuta si può notare che la simulazione Simulink segue in maniera perfetta la curva a regime per cui è stata utilizzata quella per i confronti tra simulazione e modello analitico.

Va ricordato che la funzione di trasferimento è molto complessa ed è stata ottenuta tramite l'ausilio del calcolatore che permette di trattare variabili simboliche.

La fase del diagramma di Bode, nella zona di lavoro scelta, risulta essere di 180° , per cui, come ci si aspettava, la corrente I_r risulta essere in opposizione di fase rispetto all'ingresso V_s , questo concetto verrà ripreso nel Capitolo 2 quando si dimensioneranno i controllori di corrente con alcune considerazioni legate a questo effetto.

Di questa funzione di trasferimento si traccia in diagramma di Bode in modo da determinare il comportamento della corrente al variare dell'ampiezza della tensione di alimentazione V_s ,

Anche in questo caso vi è una ottima corrispondenza tra formulazione analitica e risultati della simulazione:

$$I_R\% = \frac{I_{R\text{Analitica}}}{I_{R\text{Simulata}}} * 100 \quad (1.3)$$

$$I_T\% = \frac{I_{T\text{Analitica}}}{I_{T\text{Simulata}}} * 100 \quad (1.4)$$

Tabella 2 Valore $I_r\%$ e $I_t\%$ circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza

f	$I_r\%$	$I_t\%$
50	99.96437	99.71243
100	99.95502	99.73942
200	99.96139	99.72573
500	99.97782	99.67356
1000	99.98407	99.71367
2000	99.97672	99.78814
5000	100.0104	100.2864
8500	99.75177	99.65272

Questi valori sono stati ricavati dal rapporto tra i valori di I_r e I_t valutati alla frequenza f della modulante, sostituiti nella funzione di trasferimento ricavata e rapportati ai valori calcolati dalle simulazioni del Simulink corrispondenti. Da questi valori possiamo vedere che la stima di I_r è molto buona e che man mano ci si avvicina alla frequenza di risonanza le stime sono sempre peggiori.

1.c) Circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua

Induttanza:

In questo test, V_s non è più sinusoidale ma ad onda quadra, ci aspettiamo ancora una buona corrispondenza, ma che non sia perfetta come per l'alimentazione sinusoidale essendo l'onda quadra ricca di armoniche; in particolare ci aspettiamo che nella simulazione le cose vadano peggio che nelle configurazioni analitiche.

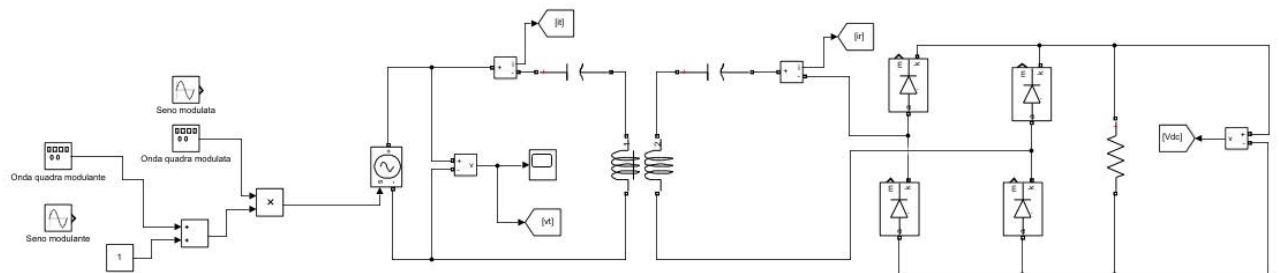


Figura 19 Schema Simulink circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza

Le matrici di stato adattate sono:

A =

$$\begin{bmatrix} \frac{-L_R R_T}{\Delta} & \omega & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 \\ -\omega & \frac{-L_R R_T}{\Delta} & 0 & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} \\ \frac{M R_T}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & \omega & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} & 0 \\ 0 & \frac{M R_T}{\Delta} & -\omega & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} \\ \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix}$$

Con $\Delta = L_T L_R - M^2$

$$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{4L_R}{\pi\Delta} & 0 & \frac{-4M}{\pi\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Avendo posto:

$$x = [\langle i_T \rangle_{1Re} \langle i_T \rangle_{1Im} \langle i_R \rangle_{1Re} \langle i_R \rangle_{1Im} \langle v_{CT} \rangle_{1Re} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} \langle v_{CR} \rangle_{1Re} \langle v_{CR} \rangle_{1Im}]^T$$

$$C = 1 \times 8$$

Se si vuole Ir 0 0 0 2 0 0 0 0

Se si vuole It 2 0 0 0 0 0 0 0

I diagrammi di bode sono i seguenti:

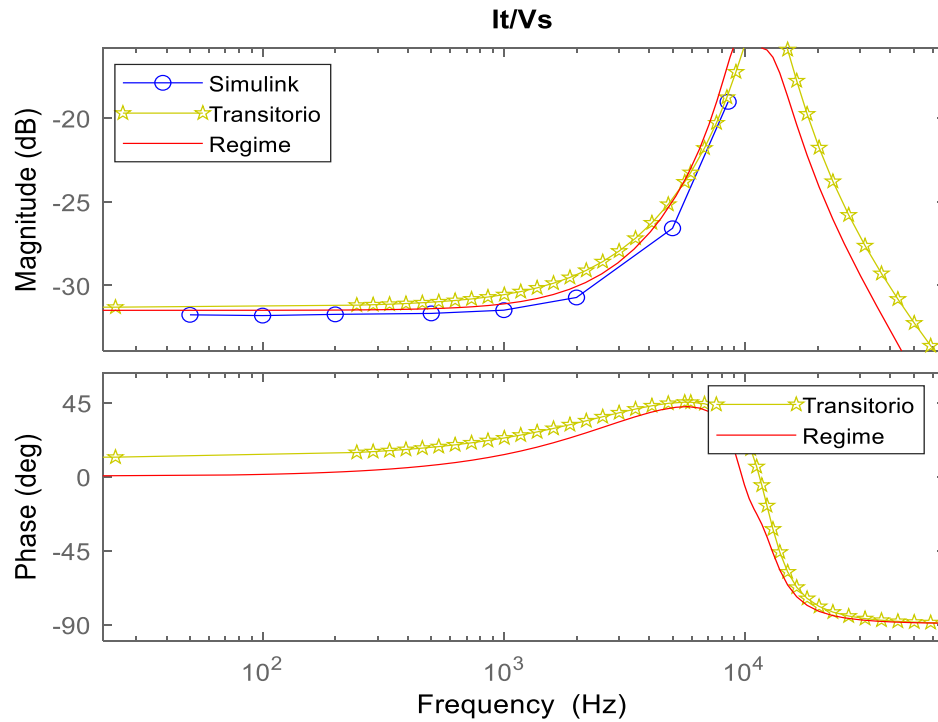


Figura 20 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_t del circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza

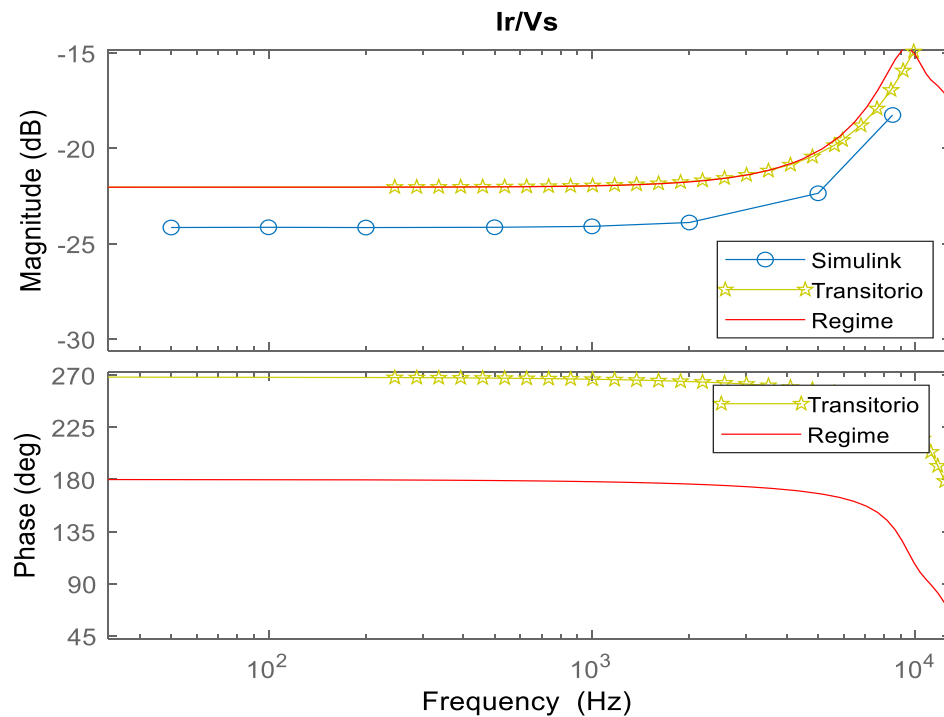


Figura 21 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_r del circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza

I valori analitici rispetto quelli simulati sono:

Tabella 3 Valori di $I_r\%$ e $I_t\%$ del ccircuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza

f	$I_r\%$	$I_t\%$
50	109.5831	100.8583
100	109.5323	101.0112
200	109.6055	100.8142
500	109.6122	100.8964
1000	109.6495	101.2019
2000	109.768	102.1693
5000	110.9242	106.4121
8500	117.2093	113.6619

Si può vedere che l'andamento risulta buono e abbastanza centrato con la formulazione analitica ma non è più esattamente coincidente con esso, infatti abbiamo valori della simulazione che sono più piccoli di quelli stimati analiticamente, il che è dovuto al fatto che nella formulazione analitica si tiene conto solamente della fondamentale e non delle armoniche di ordine dispari presenti nell'onda quadra.

I valori in percentuale superano il 100%, il che ci conforta, poiché significa che la formulazione analitica mi dà un valore più grande di quello ottenuto dalla simulazione, e quindi se essa venisse usata per la progettazione dei

regolatori, introdurrebbe automaticamente un margine di sicurezza dato che le sollecitazioni generate dalle grandezze “vere”, cioè quelle ottenute dalla simulazione, sono minori di quelle ipotizzate dal modello agli inviluppi.

Un aspetto interessante che va evidenziato è che questo errore, tra il sistema valutato agli inviluppi e la simulazione in onda quadra, dovrebbe essere costante; ed infatti nelle simulazioni questo accade in maniera abbastanza buona fino a che l'onda di tensione modulante non si avvicina alla pulsazione di risonanza.

In queste simulazioni si arriva ad $\frac{1}{10}$ della pulsazione di risonanza per i motivi già spiegati in precedenza.

Se si aggiunge il condensatore dopo il raddrizzatore si introduce una nuova variabile di stato e quindi una nuova equazione, che modifica la matrice A aumentandone la dimensione di una sola unità dato che la variabile di stato del condensatore è continua e non viene scomposta nelle componenti reale ed immaginaria.

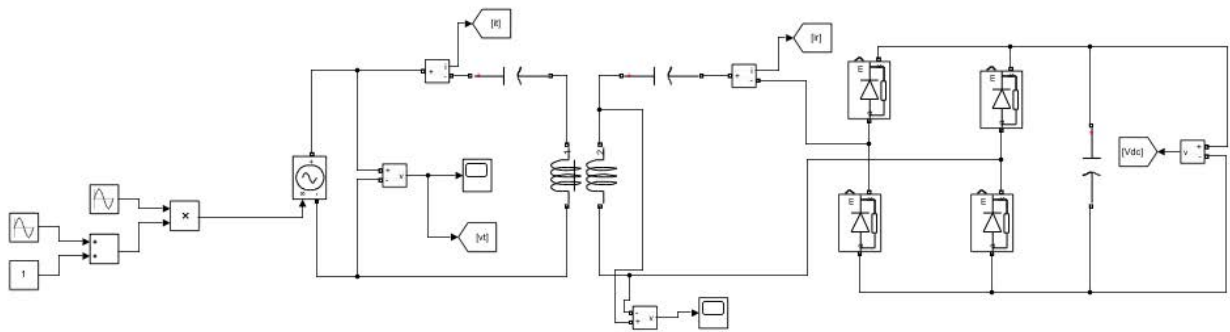


Figura 22 Schema Simulink del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore al posto del carico

A=

$$\begin{bmatrix}
 \frac{-L_R R_T}{\Delta} & \omega & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & 0 \\
 -\omega & \frac{-L_R R_T}{\Delta} & 0 & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & \frac{2M}{\pi \Delta} \\
 \frac{M R_T}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & \omega & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} & 0 & 0 \\
 0 & \frac{M R_T}{\Delta} & -\omega & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} & \frac{-2L_T}{\pi \Delta} \\
 \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{4}{\pi C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0]
 \end{bmatrix}$$

Con $\Delta = L_T L_R - M^2$

$$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{L_R}{\Delta} & 0 & \frac{-M}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Avendo posto:

$$x = [\langle i_T \rangle_{1Re} \langle i_T \rangle_{1Im} \langle i_R \rangle_{1Re} \langle i_R \rangle_{1Im} \langle v_{CT} \rangle_{1Re} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} \langle v_{CR} \rangle_{1Re} \langle v_{CR} \rangle_{1Im} \langle v_{C0} \rangle_0]^T$$

$C = 1 \times 9$

Se si vuole Ir 0 0 0 2 0 0 0 0 0

Se si vuole It 2 0 0 0 0 0 0 0 0

Si ottengono i seguenti diagrammi:

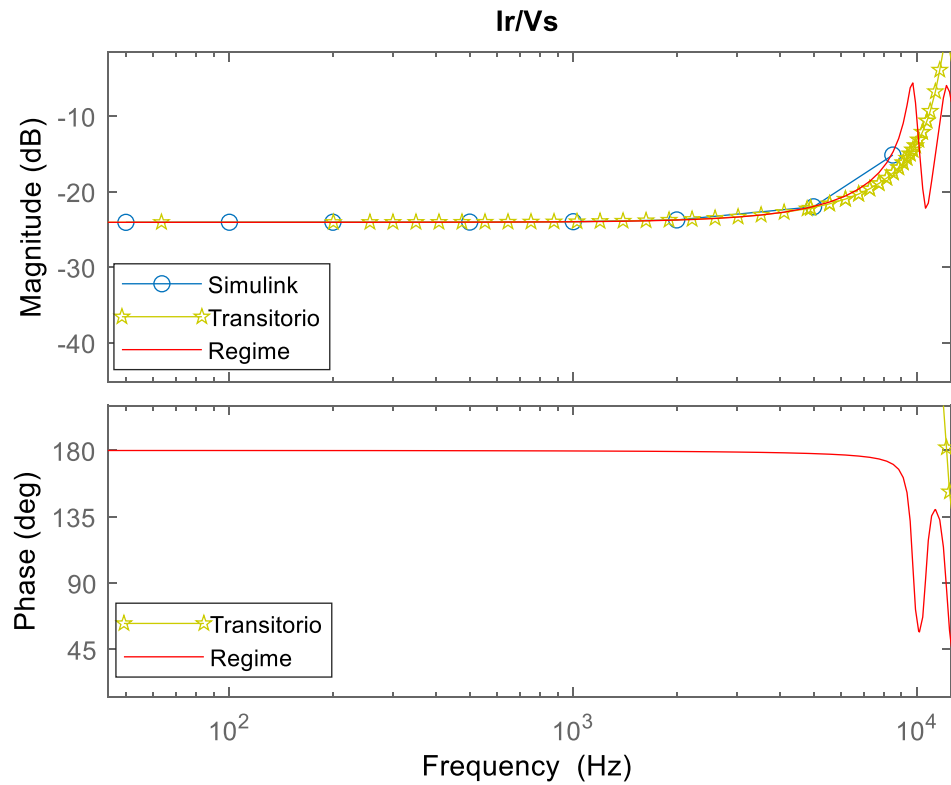


Figura 23 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_r del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore dopo il raddrizzatore

Tabella 4 Valore di $I_r\%$ e $I_t\%$ del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore dopo il raddrizzatore

f	$I_r\%$	$I_t\%$
50	100.0148	88.66887
100	99.96777	85.384
200	99.9703	87.38256
500	99.96036	93.12123
1000	99.96593	100.3698
2000	99.94755	100.2193
5000	100.1558	100.0294
8500	102.4021	102.4088

Si nota che, alimentando il con una tensione sinusoidale il match è migliore, sia alle basse frequenze che alle alte per I_r . Per quanto riguarda I_r vale lo stesso discorso detto in precedenza, ossia che alle basse frequenze ha un valore di corrente molto simile alla realtà rispetto a quello stimato analiticamente, ma man mano ci si sovrappone alla onda modulante questa I_r modulata, che varia con una frequenza simile alla modulante, si nota che il match peggiora fino ad avere le curve non più coincidenti.

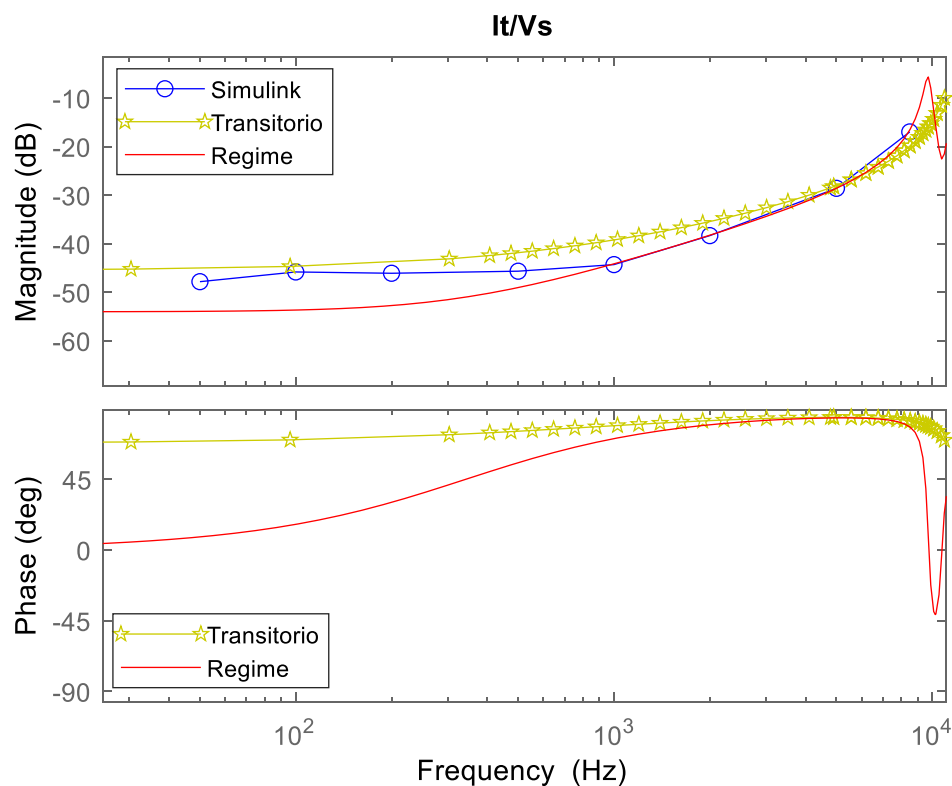


Figura 24 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_t del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore dopo il raddrizzatore

Si nota che I_t ha problemi alle basse frequenze della modulante, infatti la simulazione e la parte analitica sono molto differenti. Questa problematica è tuttora oggetto di studio, per cui nel testo non verrà descritta nel dettaglio.

Al momento, si può dire solo che dipende dalla ricostruzione non perfetta di I_t che, alla pulsazione di risonanza del sistema, viene stimata in maniera errata. Per il proseguo della trattazione tralasciamo questo aspetto anche perché non ci interessa una funzione di trasferimento che ci legghi la I_r alla V_s per cui, non avendo questo tipo di problema, non verrà trattato nella tesi.

1.d) Circuito completo:

Visti i buoni risultati tra la corrente I_r ottenuta per via analitica e quella ricavata dalla simulazione nei circuiti precedenti si verifica che il circuito completo dotato di mutuo induttore, raddrizzatore e convertitore DC/DC alimentato con una onda quadra mi dia un match nei diagrammi di Bode:

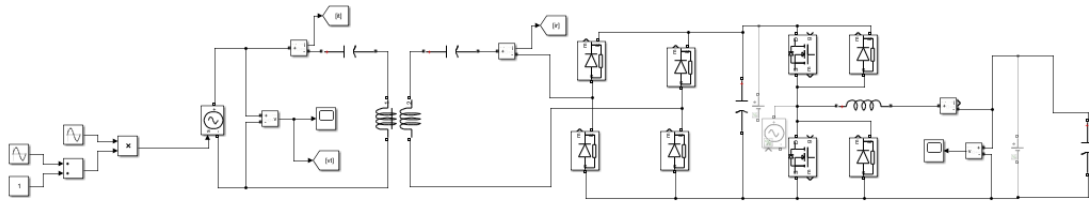


Figura 25 Circuito WPS completo

Le matrici A B e C anche qui vengono modificate, siccome si aggiungono delle nuove componenti.

A =

$$\begin{bmatrix}
 \frac{-L_R R_T}{\Delta} & \omega & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\omega & \frac{-L_R R_T}{\Delta} & 0 & \frac{M R_R}{\Delta} & 0 & \frac{-L_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & \frac{2M}{\pi\Delta} & 0 & 0 \\
 \frac{M R_T}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & \omega & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{M R_T}{\Delta} & -\omega & \frac{-L_T R_R}{\Delta} & 0 & \frac{M}{\Delta} & 0 & \frac{-L_T}{\Delta} & \frac{-2L_T}{\pi\Delta} & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{4}{\pi C_{DC}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-\delta}{C_{DC}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\delta}{L_0} & 0 & \frac{-1}{L_0} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{C_0 R_0} \end{bmatrix}$$

Con $\Delta = L_T L_R - M^2$

$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{L_R}{\Delta} & 0 & \frac{-M}{\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ se l'alimentazione è sinusoidale

$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{4L_R}{\pi\Delta} & 0 & \frac{-4M}{\pi\Delta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ se l'alimentazione è in onda quadra

Avendo posto:

$$x = [\langle i_T \rangle_{1Re} \langle i_T \rangle_{1Im} \langle i_R \rangle_{1Re} \langle i_R \rangle_{1Im} \langle v_{CT} \rangle_{1Re} \langle v_{CT} \rangle_{1Im} \langle v_{CR} \rangle_{1Re} \langle v_{CR} \rangle_{1Im} \langle v_{C0} \rangle_0 \langle i_0 \rangle_0 \langle v_0 \rangle_0]^T$$

$C = 1 \times 11$

Se si vuole I_r 0 0 0 2 0 0 0 0 0 0 0

Se si vuole I_t 2 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0

Dai grafici dei diagrammi di Bode si ottiene:

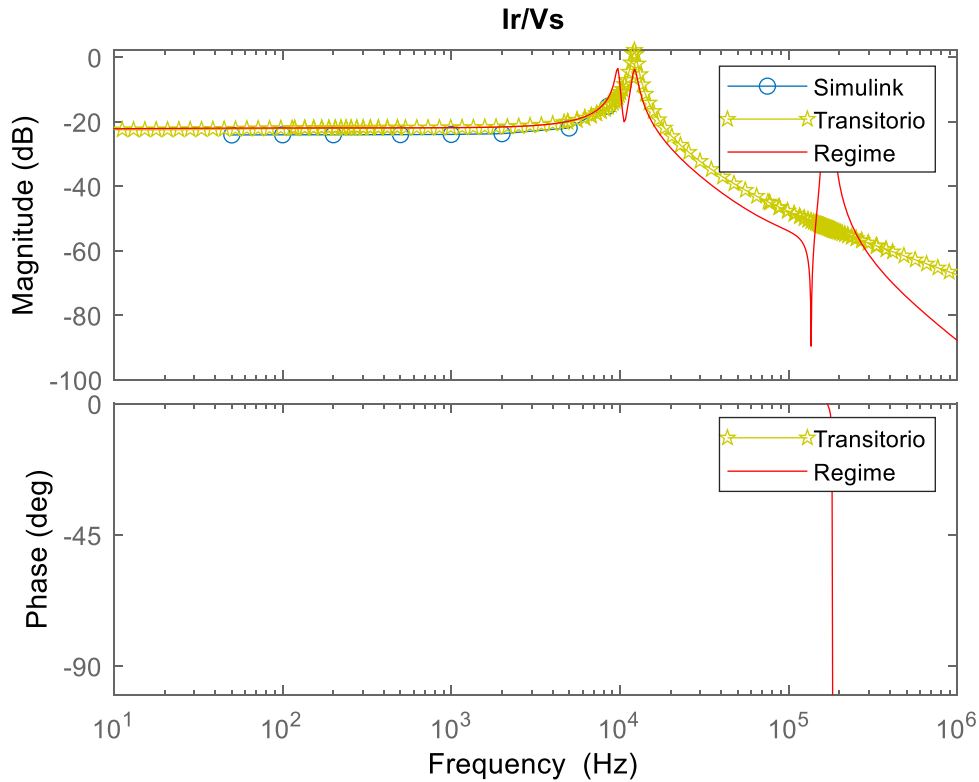


Figura 26 Diagramma di Bode di I_r circuito WPS completo alimentato in onda quadra

Guardando nel particolare:

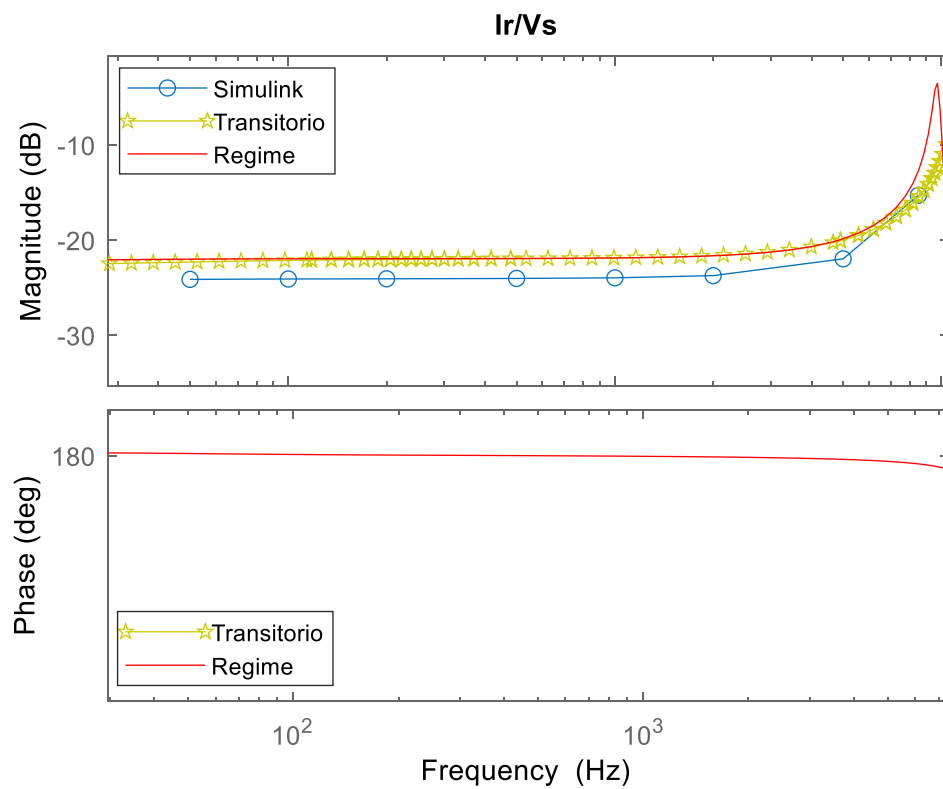


Figura 27 Diagramma di Bode di I_r circuito WPS completo alimentato in onda quadra nel particolare

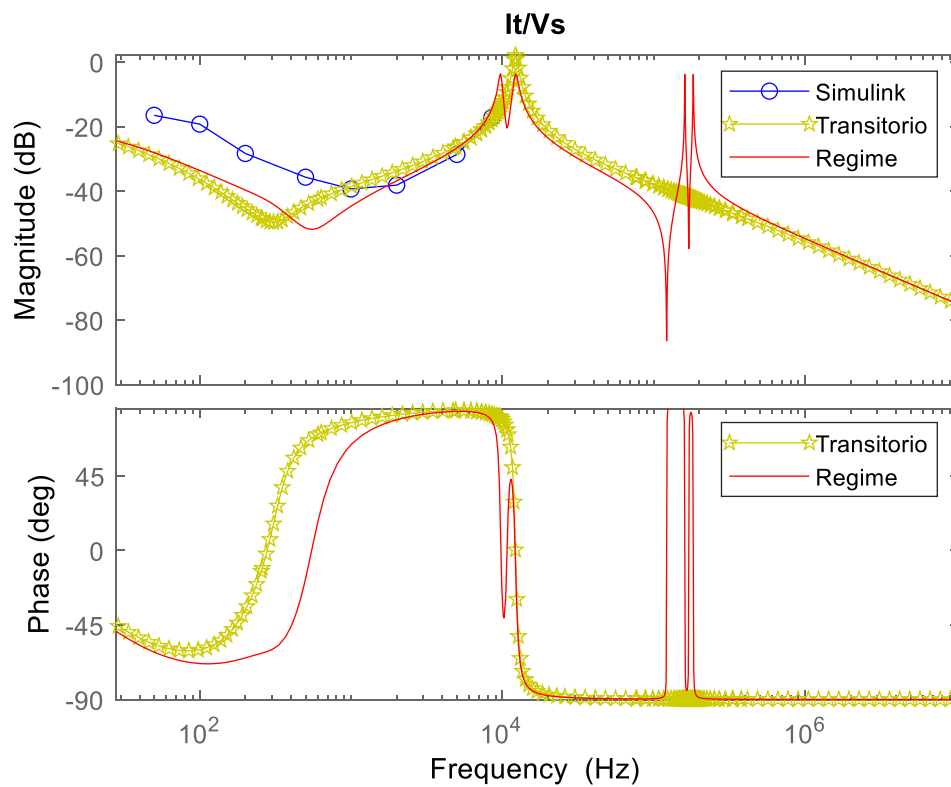


Figura 28 Diagramma di Bode di I_t circuito WPS completo alimentato in onda quadra

Si ottengono i seguenti valori:

Tabella 5 Valori di $I_r\%$ e $I_t\%$ del circuito WPS completo alimentato in onda quadra

f	$I_r\%$	$I_t\%$
50	109.6411	58.79841
100	109.6407	57.25571
200	109.6135	71.42785
500	109.5589	69.40579
1000	109.5431	88.06733
2000	109.6097	103.6057
5000	110.5834	107.5573
8500	120.0862	118.1096

Analizzando il circuito completo si può capire che, per la I_r , il comportamento risulta abbastanza costante al variare della ampiezza di V_s , a meno di un valore di discostamento dovuto al fatto che si inetta sia una onda quadra sia come modulante sia come modulata, fino a frequenze prossima a quelle della modulante.

Come visto in precedenza i valori peggiorano più ci si avvicina alla risonanza.

It invece si discosta parecchio da quella analitico alle basse frequenze sia una volta avvicinati alla pulsazione di risonanza. Questo comportamento è dovuto, come nei circuiti precedenti, al fatto che la ricostruzione alla frequenza di risonanza non è ottima.

Da quello alimentato in sinusoidale si ottiene:

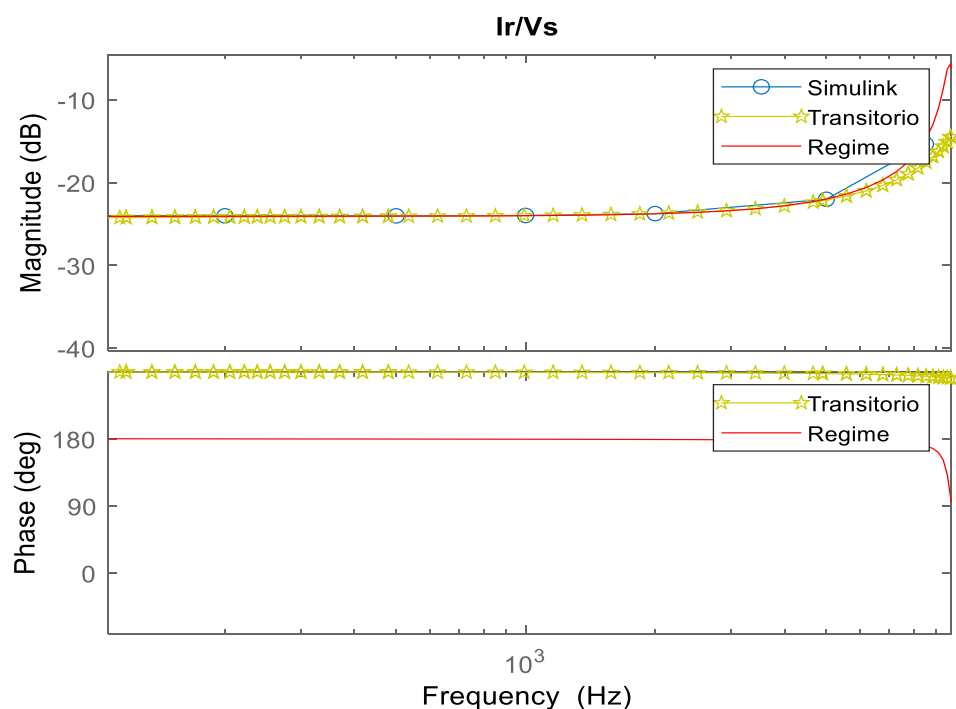


Figura 29 Diagramma di Bode di I_r circuito WPS completo alimentato in sinusoidale

Tabella 6 Valori di $I_r\%$ e $I_t\%$ del circuito WPS completo alimentato in sinusoidale

f	$I_r\%$	$I_t\%$
50	99.18895	71.02048
100	99.65634	68.73283
200	99.75038	65.13762
500	99.8501	68.66042
1000	99.89784	87.27819
2000	99.9039	99.54221
5000	100.1279	100.1559
8500	103.3467	103.8893

Si può concludere il capitolo dicendo che è stato verificato che la funzione di trasferimento ricavata dalla formulazione agli involucri di un sistema WPS mi rappresenta realisticamente ciò che accade nel sistema reale, in maniera precisa per quanto riguarda la $W(s)$ in sinusoidale tra I_r e V_s , in condizioni di sicurezza per quanto riguarda la $W(s)$ in onda quadra tra I_r e V_s , che è l'equazione che ci interessa per progettare un controllo di corrente affidabile.

Capitolo 2

Progetto dei controllori di corrente del condensatore

In questo capitolo si progetteranno i regolatori di corrente in modo tale da ottenere un opportuno controllo delle correnti sulla bobina ricevente.

Va detto che è necessario che la funzione di trasferimento da I_r a V_s , ricavata nei Capitoli precedenti, rappresenti bene il sistema di ricarica poiché, da questa, con in cascata altre componenti, si progetteranno tutti i regolatori che andranno a controllare il sistema WPTS.

L'architettura del sistema di controllo di corrente può essere pensata in due modi:

- 1) La prima architettura prevede di implementare il regolatore sulla sezione ricevente, il quale riceve in ingresso l'errore tra il riferimento dell'involuppo imposto ed il valore di picco della corrente I_r misurata, in uscita genera il riferimento per l'inverter, che si trova sul lato trasmittente, e lo invia via radio tramite i valori campionati a 1000 Hz. In questo modo si comanda la tensione dell'inverter per avere la I_r desiderata.
- 2) La seconda architettura prevede di realizzare il regolatore sulla sezione trasmittente, dunque di effettuare il confronto tra il riferimento e la corrente I_r inviata via radio dalla sezione ricevente, dal cui errore il regolatore va a comandare la tensione V_s dell'inverter di potenza e controllarmi la corrente I_r .

Entrambe le configurazioni presentano vantaggi e svantaggi e successivamente verrà valutato quale delle due architetture risulta più performante.

Per architettura 1 si intenderà la configurazione con il regolatore sulla bobina ricevente, e con architettura 2 quella con il regolatore sulla bobina trasmittente.

Ogni risposta sarà valutata rispetto un gradino di un involucro di 1 [A] sarà studiata nel tempo (s)

Schema Blocchi:

- 1) Caso in cui abbiamo il controllo sulla sezione ricevente:

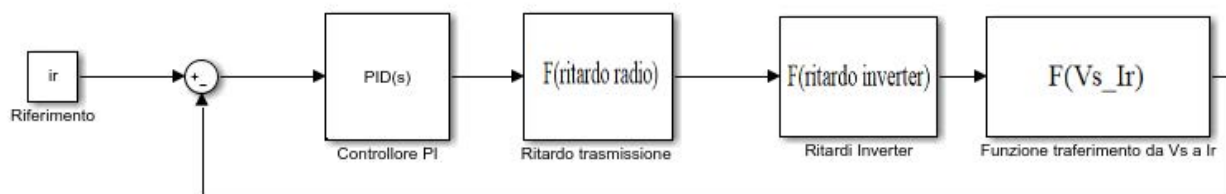


Figura 30 Architettura 1 del controllo di corrente con regolatore su sezione ricevente

2) Caso in cui abbiamo il controllo sulla sezione trasmittente:

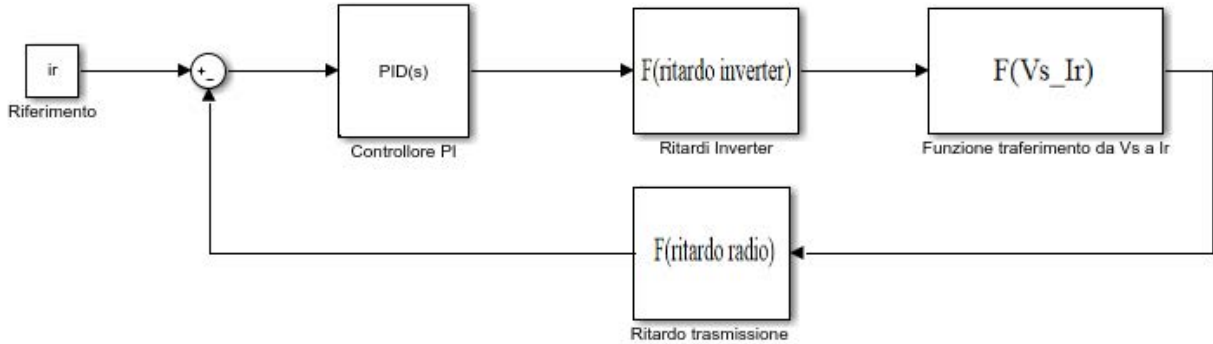


Figura 31 Architettura 2 del controllo di corrente

Dal punto di vista del progetto dei controllori di corrente, la posizione del blocco che identifica il ritardo dovuto alla trasmissione radio, non dovrebbe combiare assolutamente nulla.

Per completezza si verifica che questa affermazione risulti vera andando a progettare in maniera precisa i vari guadagni dei controllori per poi testarli su entrambi i circuiti.

Progetto dei controllori:

Per entrambe le configurazioni è stato pensato, inizialmente, un controllore di tipo P, per validare la procedura, successivamente un PI in modo da poter avere una pulsazione di attraversamento desiderata e un margine di fase prescelto e soprattutto un errore a regime nullo.

2.a) Controllo sulla sezione trasmittente con regolatore proporzionale P

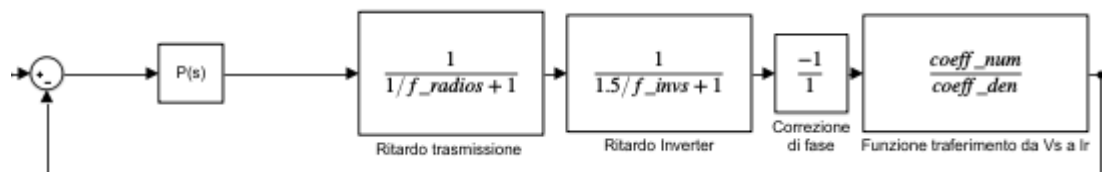


Figura 32 Architettura 1 con controllore di tipo P

Data una $\omega_A = 1000 \text{ rad/s}$, come pulsazione di attraversamento e avendo solo K_P da poter scegliere, è stata valuta la funzione di trasferimento complessiva composta da $G(s) = F_{Radio}(s) * F_{Inv}(s) * F_{Vs_Ir}(s)$

$$F_{Radio}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{Radio} \cdot s} \text{ con } \tau_{Radio} = \frac{1}{f_{Radio}} \quad (2.1)$$

$$F_{Inv}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{Inv} \cdot s} \text{ con } \tau_{Inv} = \frac{1.5}{f_{Inv}} \quad (2.2)$$

I quali hanno i seguenti Diagrammi di Bode:

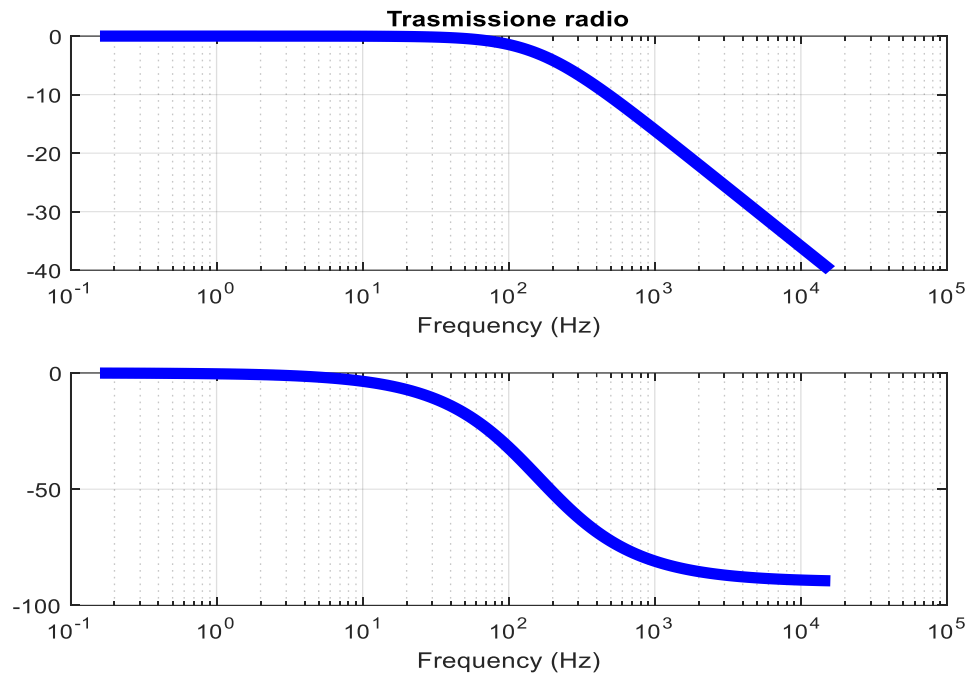


Figura 33 Diagramma di Bode del Ritardo nella trasmissione radio dei dati

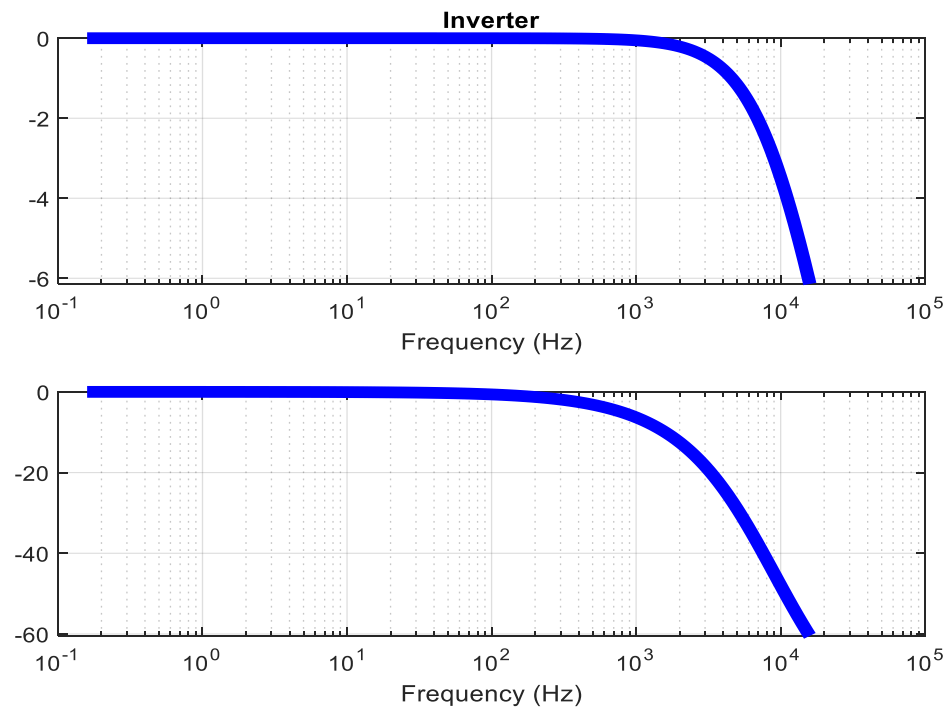


Figura 34 Diagramma di Bode del ritardo introdotto dall'inverter

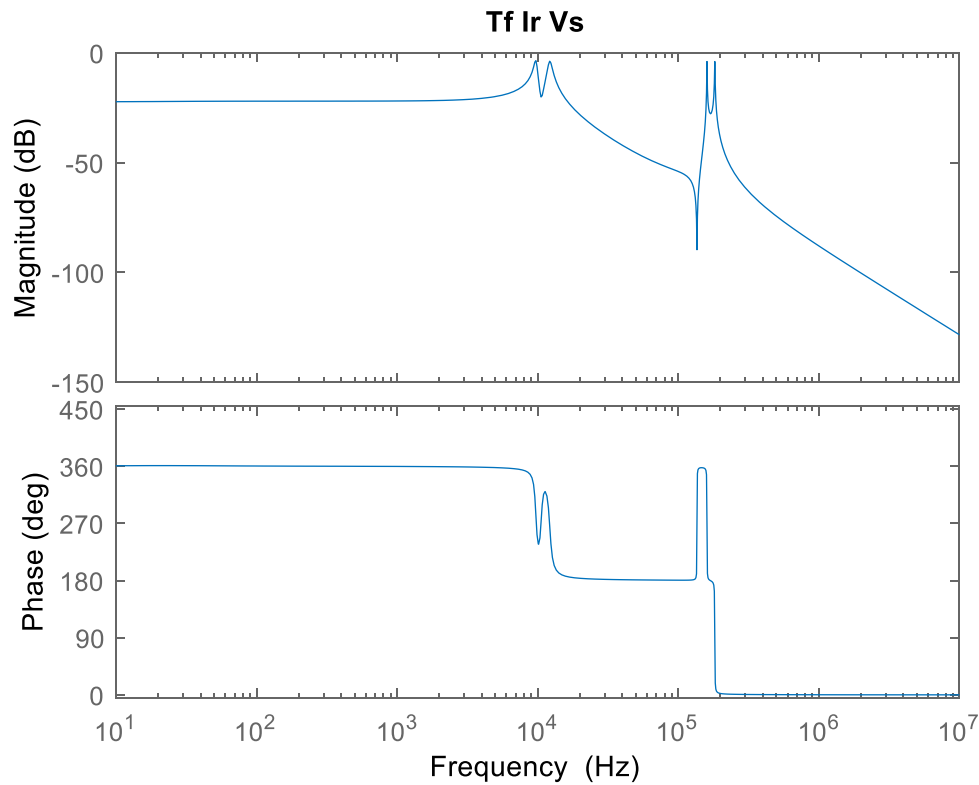


Figura 35 Diagramma di Bode in ampiezza e in fase della Funzione di trasferimento moltiplicata per -1

Dalla Fig. 29 si può notare che la fase della funzione di trasferimento che lega V_s a I_r è di 180° , il che significa che, alle frequenze prese in considerazione, se si sollecita il sistema con una V_s , I_r sarà di segno opposto rispetto alla V_s .

Questo fatto crea problemi nella retroazione per il controllo della corrente, per cui, introducendo un meno in ingresso alla funzione di trasferimento, è possibile ottenere una I_r positiva che non crea problemi nel controllo in retroazione.

Va evidenziato che, in Fig. 35, grazie all'introduzione del -1 è possibile valutare correttamente il margine di fase, cosa che prima non era possibile.

Sostituendo s con $j * \omega_A$ in $G(s)$ e successivamente calcolando il modulo di $|G(\omega_A)| = \text{abs}(G(\omega_A))$.

Essendo ω_A la pulsazione di attraversamento, la $|G(\omega_A)| * K_P = 1$ da cui si ricava:

$$K_P = 17.76$$

E si ottiene il seguente diagramma di Bode in catena aperta:

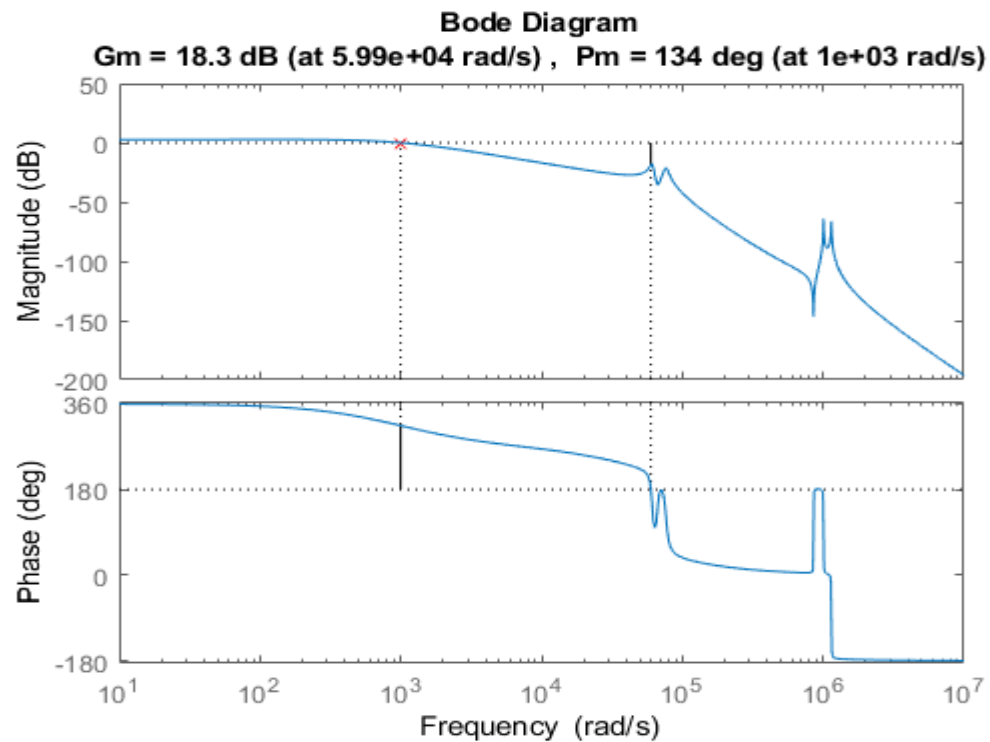


Figura 36 Diagramma di Bode con controllore solo proporzionale

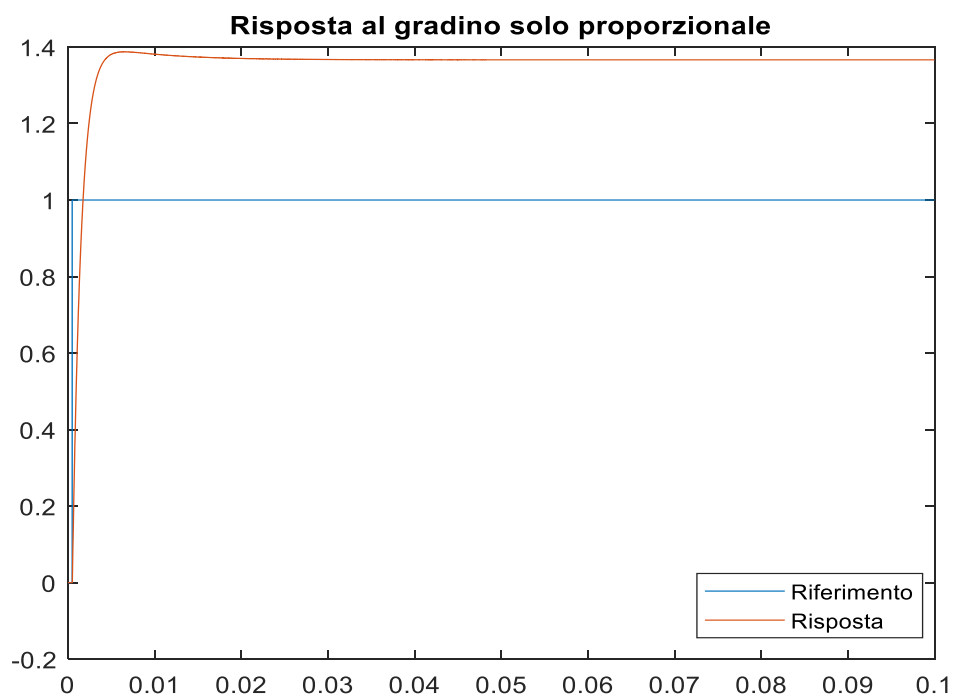


Figura 37 Grafico del riferimento rispetto all'uscita vera del sistema con controllore solo proporzionale nel tempo [s]

Si può notare come il sistema attraversa esattamente alla pulsazione di 1000 rad/s ma che non si possa fare nulla su margine di fase che risulta di 134° , con una dinamica stabile e abbastanza lenta.

Si nota che avendo introdotto un solo proporzionale mi comporta un errore a regime costante, il che ci porta a sviluppare un controllore di tipo PI per avere un errore a regime nullo.

Va specificato che il gradino in ingresso è un inviluppo, per cui nel dominio del tempo è come sollecitare nel seguente modo:

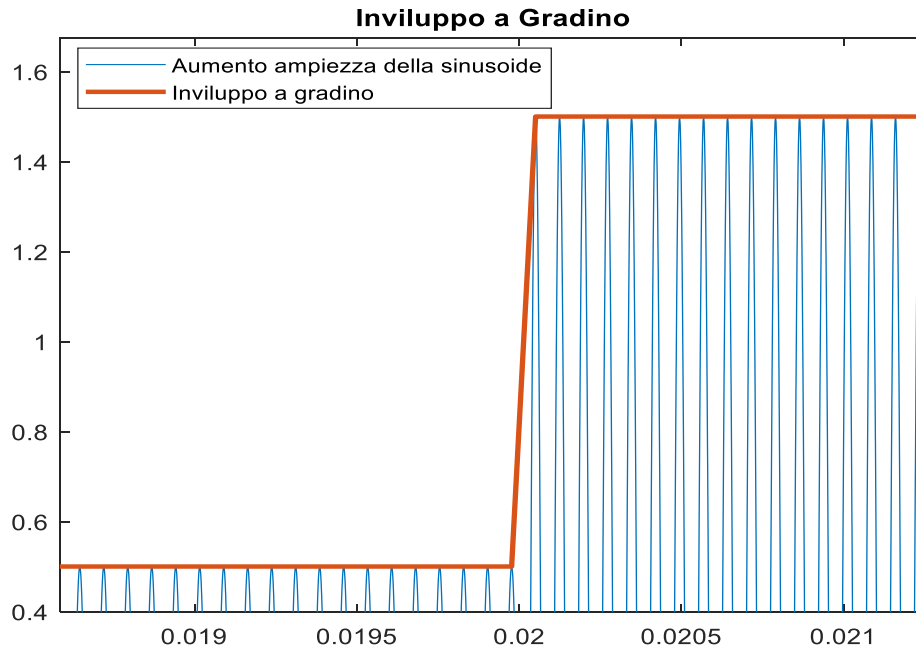


Figura 36 Riferimento in ingresso agli involuppi

Se si testa il sistema con un inviluppo a gradino sono in sicurezza rispetto ad una variazione dell'ampiezza della sinusoide in ingresso, che per quanto veloce sia, non sarà mai pari ad un gradino ma sarà sempre più smussata.

2.b) Controllo sulla sezione ricevente con regolatore Proporzionale integrale

PI

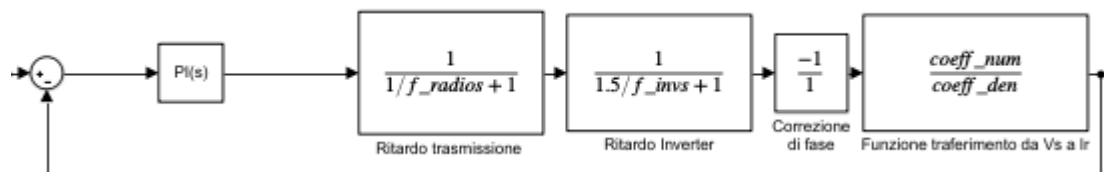


Figura 37 Architettura 1 con controllore di tipo PI

Data una $\omega_A = 1000 \text{ rad/s}$ come pulsazione di attraversamento e scelto un margine di fase $m\varphi = 80^\circ$ avendo sia K_P che K_I da poter scegliere, si valuta con attenzione che guadagni usare in modo da avere il comportamento desiderato.

Il controllore PI è rappresentato ne tempo continuo dalla seguente blocco:

$$F_{Reg_i} = K_I \frac{(1 + \tau_R \cdot s)}{s} \text{ con } \tau_R = \frac{K_P}{K_I} \quad (2.3)$$

E' stata valuta la funzione di trasferimento complessiva composta da:

$$G_1(s) = F_{Reg_i} * F_{Radio}(s) * F_{Inv}(s) * F_{VsIr}(s) \quad (2.4)$$

$$F_{Radio}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{Radio} \cdot s} \text{ con } \tau_{Radio} = \frac{1}{f_{Radio}} \quad (2.5)$$

$$F_{Inv}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{Inv} \cdot s} \text{ con } \tau_{Inv} = \frac{1.5}{f_{Inv}} \quad (2.6)$$

Si valuta in $G_1(s)$ in $j * \omega_A$ e dopo aver calcolato τ_R dalla relazione:

$m\varphi = \pi + \text{atan}(G(\omega_A))$ si ricava $\tau_R = 7.2e - 04$, avendo trovato τ_R si può calcolare il modulo di $|G(\omega_A)| = \text{abs}(G(\omega_A))$ ed essendo ω_A la pulsazione di attraversamento, la $|G(\omega_A)| * K_I = 1$ da cui si ricava:

$$K_I = 14410$$

$$K_P = 10.39$$

E si ottiene il seguente diagramma di Bode:

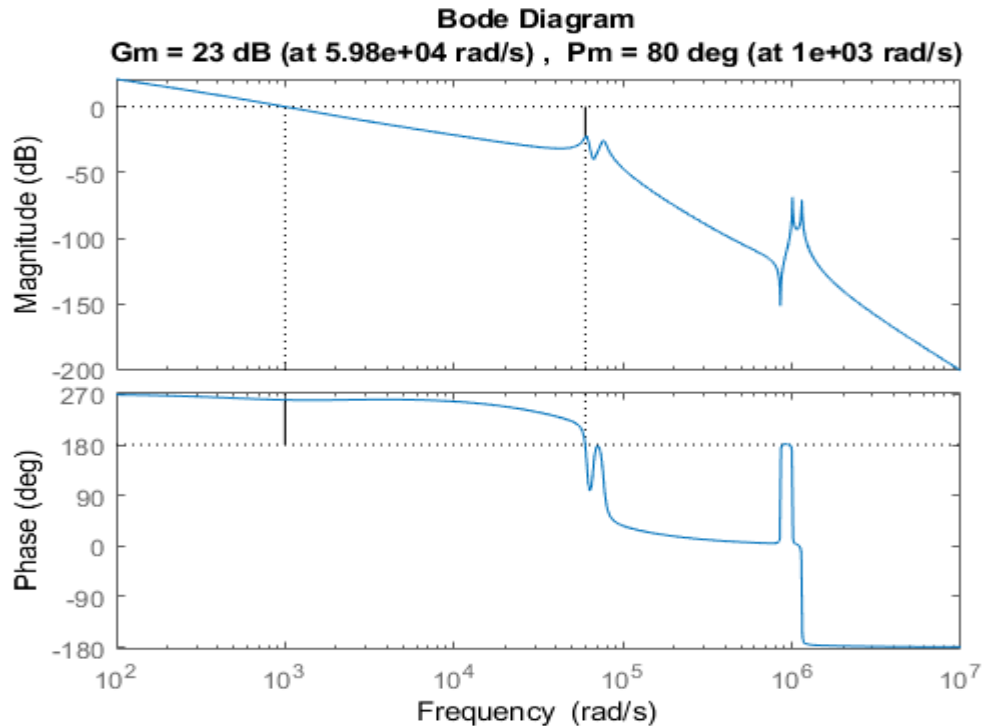


Figura 38 Diagramma di Bode con controllore PI

Si nota che si raggiungono le specifiche di progetto di $\omega_A = 1000 \text{ rad/s}$ e $m\varphi = 80^\circ$ come pulsazione di attraversamento e margine di fase.

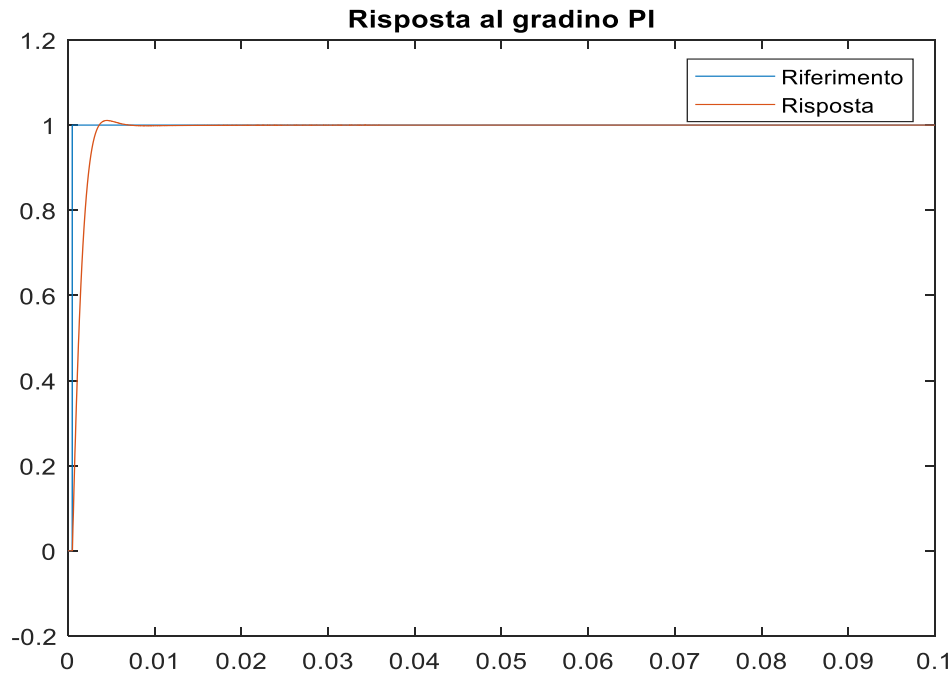


Figura 39 Grafico del riferimento rispetto all'uscita vera del sistema con controllore PI nel tempo [s]

La risposta al gradino ha una sovra-elongazione iniziale ma che si esaurisce nel tempo, avendo scelto una margine di fase opportuno si nota che la sovra elongazione risulta limitata; vi è da notare che l'errore a regime è nullo per cui inseguiamo perfettamente il segnale in ingresso.

2.c) Confronto architettura ricevente e trasmittente sul controllo di corrente

La trattazione fatta fino ad ora è stata fatta per l'architettura 1 ma, per quanto riguarda il progetto dei controllori, nel caso si pensi una architettura di tipo 2, essa risulta la medesima pertanto si è proceduto alla verifica di questa ipotesi.

Per fare ciò si testano gli stessi controllori progettati, sull'architettura 2:

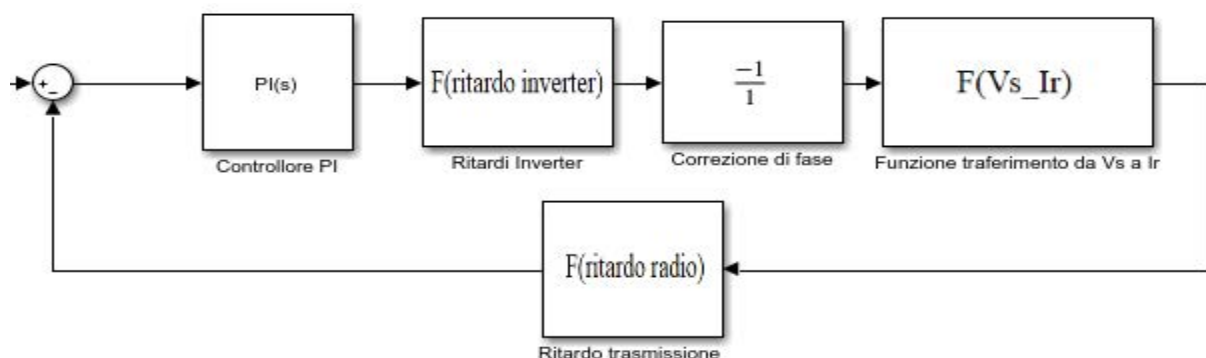


Figura 40 Architettura 2 con controllore di tipo PI

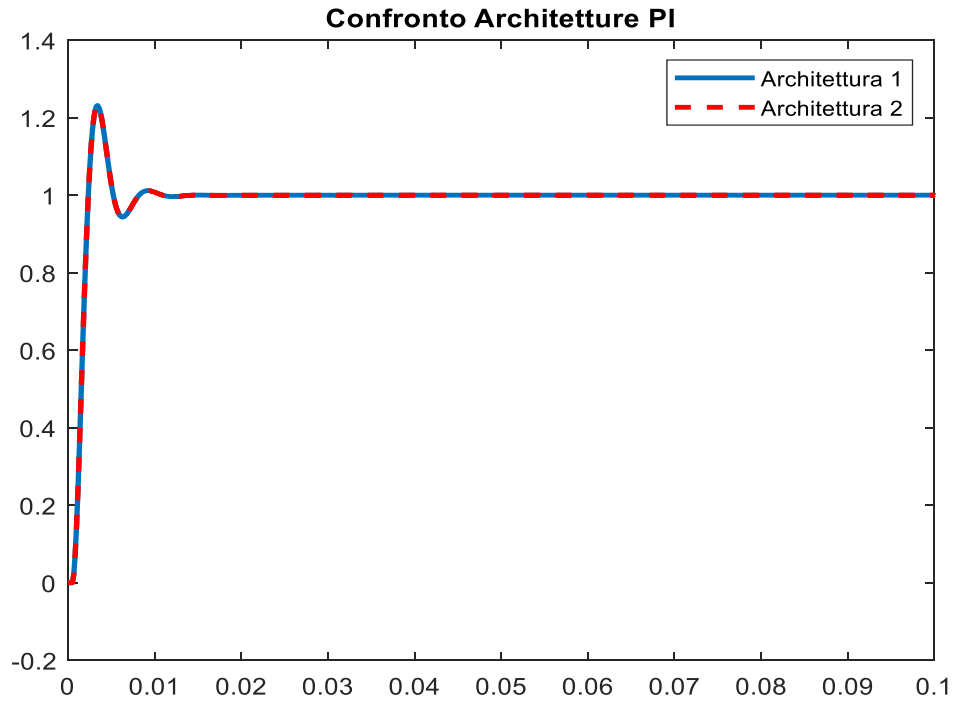


Figura 41 Grafico all'uscita del sistema se avessimo margine di fase di 45° con controllore solo proporzionale nell'architettura 1 e nell'architettura 2 nel tempo [s]

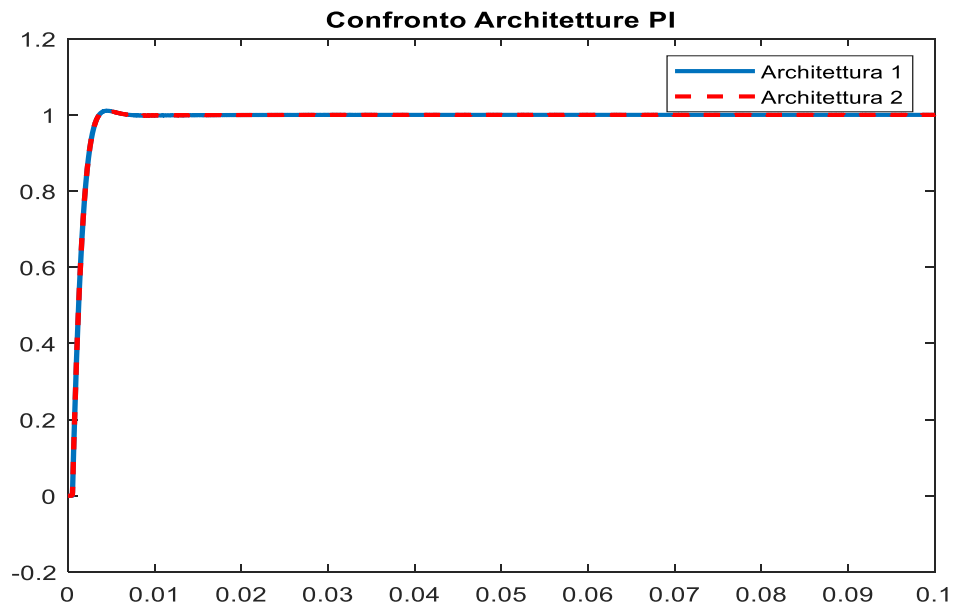


Figura 42 Grafico dell'uscita del sistema se avessimo margine di fase di 80° con controllore solo proporzionale nell'architettura 1 e nell'architettura 2 nel tempo [s]

Si constata che la risposta in termini di sovra-elongazione e di errore a regime nullo è la stessa anche per la seconda architettura, inoltre la risposta è la stessa per entrambe anche per arrivare a regime. Da questo confronto si può dire che non vi è una architettura migliore dell'altra, almeno per il controllo della corrente.

Si può verificare se nell'anello chiuso la $W(s)$ ha il comportamento desiderato:

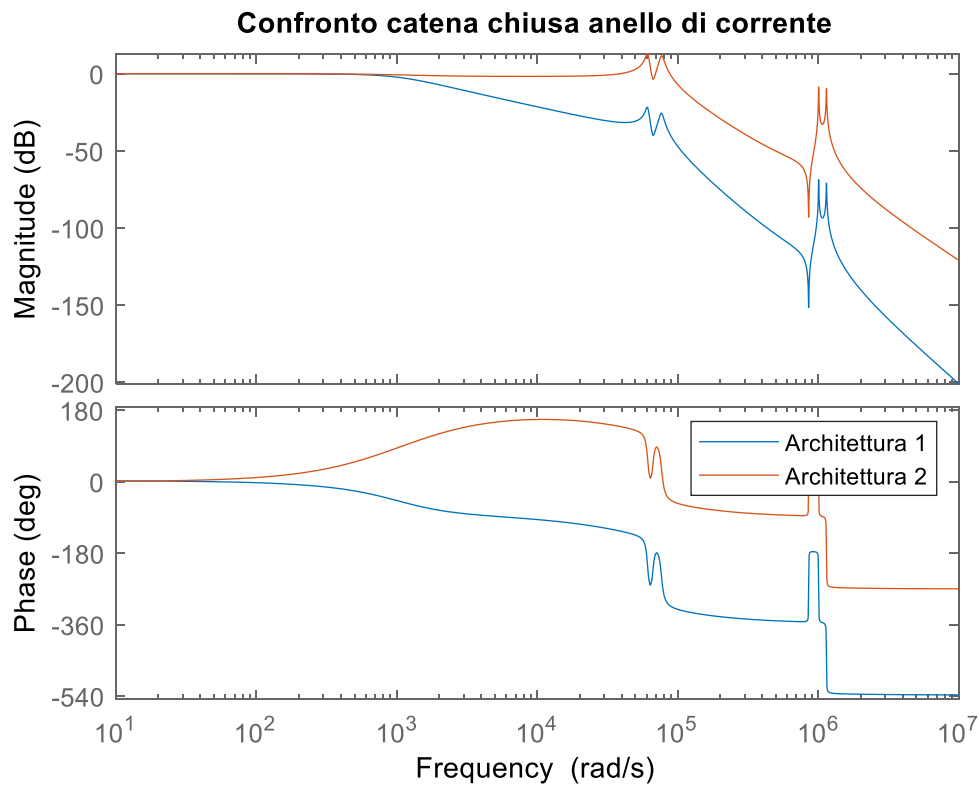


Figura 43 Diagrammi di Bode dell'architettura 1 e 2 in catena chiusa

Si rileva che fino $\omega_A = 1000 \text{ rad/s}$ si ha un valore della ampiezza pari 0 dB, per cui fino a quella pulsazione il segnale rimane invariato, da ω_A in poi invece viene attenuato dall'anello di controllo.

L'architettura 1 attenua più velocemente i segnali dopo la ω_A rispetto all'architettura 2 ma non è sufficiente per preferire una all'altra anche perché se si valuta la risposta ad un gradino in ingresso la risposta risulta la medesima.

Capitolo 3

Progetto dei controllori di tensione del condensatore

In questo capitolo si progetteranno i regolatori di tensione, in modo tale da mantenere il condensatore, a valle raddrizzatore, sempre carico ad una tensione costante.

Per fare ciò vi è bisogno di un opportuno controllo della tensione sulla bobina ricevente.

Non avendo ancora scelto un'architettura tra le due viste nel capitolo precedente entrambe sono state sviluppate ed analizzate per vedere quale delle due possa risultare migliore.

Inoltre, è stato deciso, nel caso si scelga il controllo di corrente sulla sezione trasmittente o su quella ricevente di fare il controllo della tensione sul condensatore sulla stessa sezione.

Infatti, si continuerà ad avere due architetture: la prima che ha i regolatori sulla sezione ricevente e la seconda sulla sezione trasmittente.

Le prove sono state fatte a parità di margine di fase e di pulsazione di attraversamento.

Nello schema di Fig. 46 il riferimento è un gradino unitario per quanto riguarda la tensione del condensatore ed il blocco $\frac{2}{\pi}$ rappresenta l'azione del raddrizzatore a diodi sulla corrente I_r .

I valori scelti sono stati $\omega_A = 314 \text{ rad/s}$ come pulsazione di attraversamento $\approx \frac{1}{3}$ della pulsazione di attraversamento del controllo di corrente.

E nei PI un e un margine di fase $m\varphi = 70^\circ$.

Ogni risposta sarà valutata rispetto un gradino di un involuppo di 1 [V] sarà studiata nel tempo (s)

Architettura n°1 con regolatori sulla sezione ricevente:

3.a) Regolatore di tipo proporzionale P:

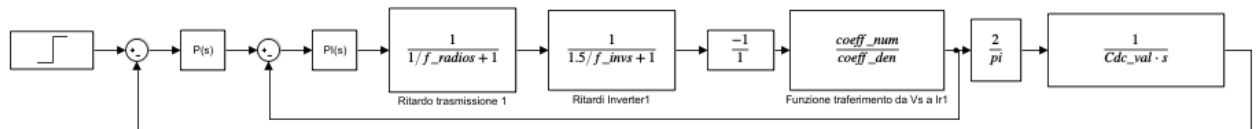


Figura 44 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 1 di tipo P

Data una $\omega_A = 314 \text{ rad/s}$ come pulsazione di attraversamento e avendo solo K_P da poter scegliere, è stata valutata la funzione di trasferimento complessiva composta da:

$$G_{1V}(s) = F_{Cond}(s) * \frac{2}{\pi} * W_{Catena_chiusa}(s) \quad (3.1)$$

$$F_{Cond}(s) = \frac{1}{C_{DC} \cdot s} \quad (3.2)$$

$$W_{Catena_cchiusa}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)} \quad (3.3)$$

con $G_1(s) = F_{Reg_i} * F_{Radio}(s) * F_{Inv}(s) * F_{Vs_Ir}(s)$ dove F_{Reg_i} è quella del controllore PI

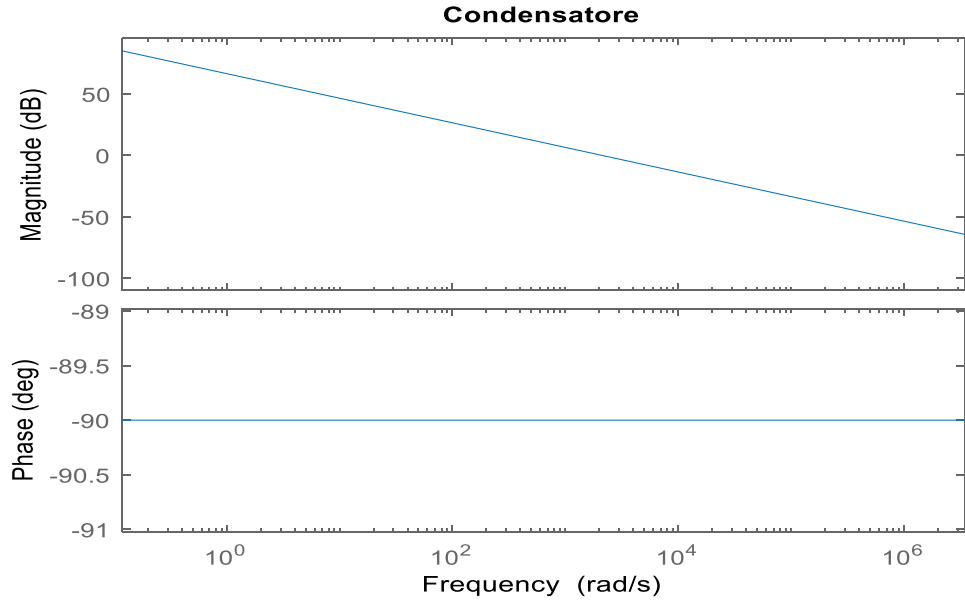


Figura 45 Diagramma di Bode del condensatore

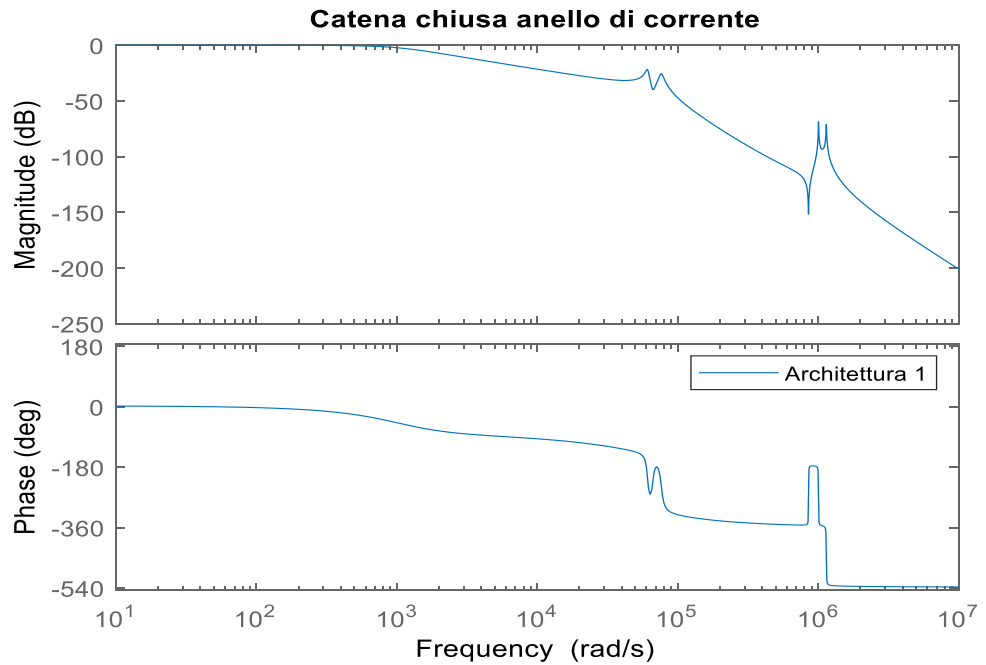


Figura 46 Diagramma di Bode della catena chiusa architettura 1

Essendoci un integratore puro nella catena e inseguendo un riferimento costante per raggiungere un errore a regime nullo potrebbe essere sufficiente un controllo del tipo proporzionale.

Sostituendo s con $j * \omega_A$ in $G(s)$ e si calcola il modulo di $|G(\omega_A)| = \text{abs}(G(\omega_A))$.

Essendo ω_A la pulsazione di attraversamento, la $|G(\omega_A)| * K_p = 1$ da cui si ricava:

$$K_p = 0.15078$$

Ed il seguente diagramma di Bode:

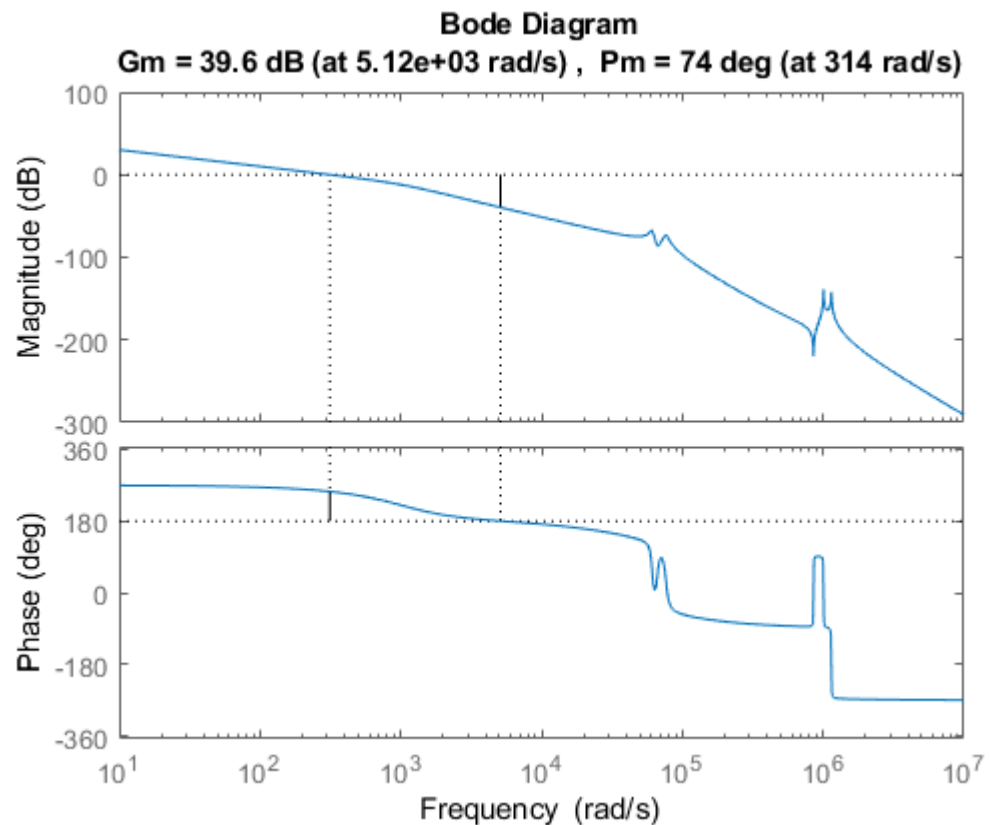


Figura 47 Diagramma di Bode Architettura 1 di tipo P

Si può notare come il sistema attraversi esattamente alla pulsazione di 314 rad/s ma che non si possa fare nulla su margine di fase che risulta di 74°, stabile e con una buona dinamica.

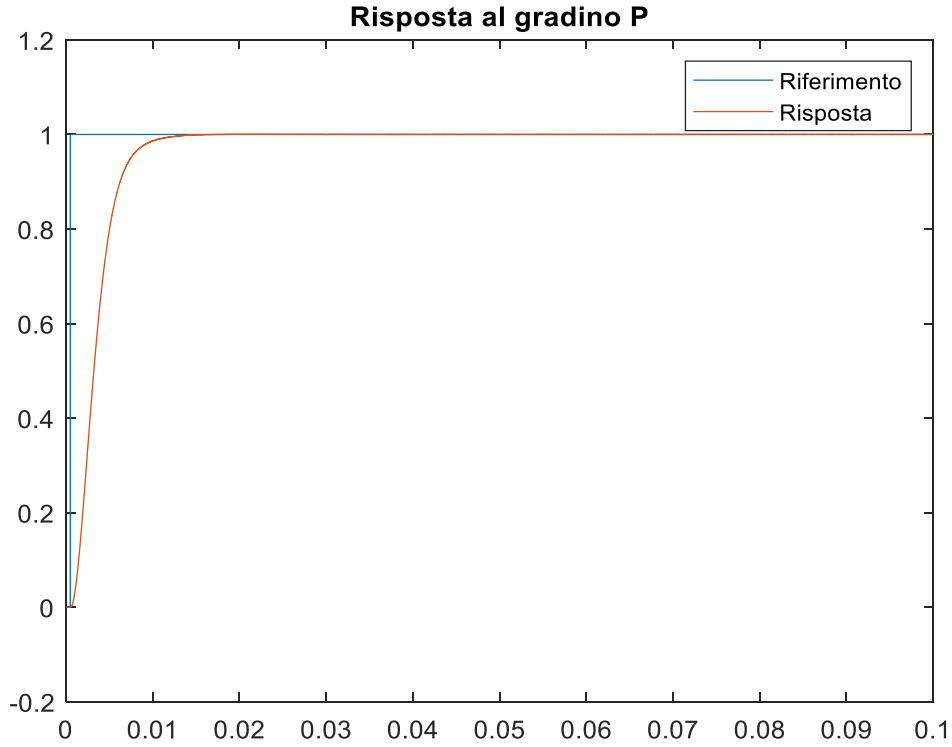


Figura 48 Risposta al gradino di un involuppo di V in ingresso Architettura 1 di tipo P nel tempo [s]

Si nota che la risposta al gradino è senza sovra-elongazione e l'errore a regime è nullo, esattamente come ci aspettavamo.

3.b) Regolatore di tipo proporzionale-integrale PI:

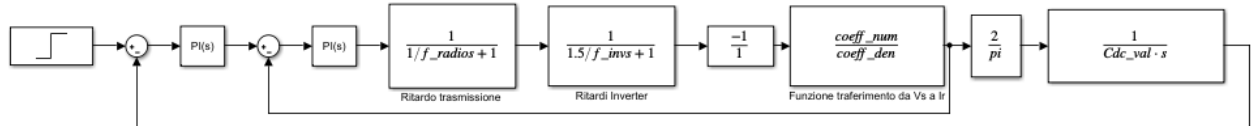


Figura 49 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 1 di tipo PI

Data una $\omega_A = 314 \text{ rad/s}$ come pulsazione di attraversamento e un margine di fase $m\varphi = 70^\circ$ avendo sia K_P che K_I da poter scegliere, si valutano con attenzione che guadagni usare in modo da avere il comportamento desiderato.

Il controllore PI è rappresentato ne tempo continuo dalla seguente blocco:

$$F_{Reg_v} = K_I \frac{(1 + \tau_R \cdot s)}{s} \quad \text{con } \tau_R = \frac{K_P}{K_I} \quad (3.4)$$

$$G_{1V}(s) = F_{Cond}(s) * \frac{2}{\pi} * W_{Catena_{chiusa}}(s) \quad (3.5)$$

$$F_{Cond}(s) = \frac{1}{C_{DC} \cdot s} \quad (3.6)$$

$$W_{Catena_cchiusa}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)} \quad (3.7)$$

con $G_1(s) = F_{Reg_i} * F_{Radio}(s) * F_{Inv}(s) * F_{Vs_Ir}(s)$ dove F_{Reg_i} è quella del controllore PI

Sostituendo s con $j * \omega_A$ in $G_1(s)$ e successivamente calcolato τ_R dalla relazione:

$m\varphi = \pi + atan(G(\omega_A))$ si ricava;

$$\tau_R = 0.0454$$

avendo trovato τ_R si può calcolare il modulo di $|G(\omega_A)| = abs(G(\omega_A))$ ed essendo ω_A la pulsazione di attraversamento, la $|G(\omega_A)| * K_I = 1$ da cui si ricava:

$$K_I = 3.3106$$

$$K_P = 0.15041$$

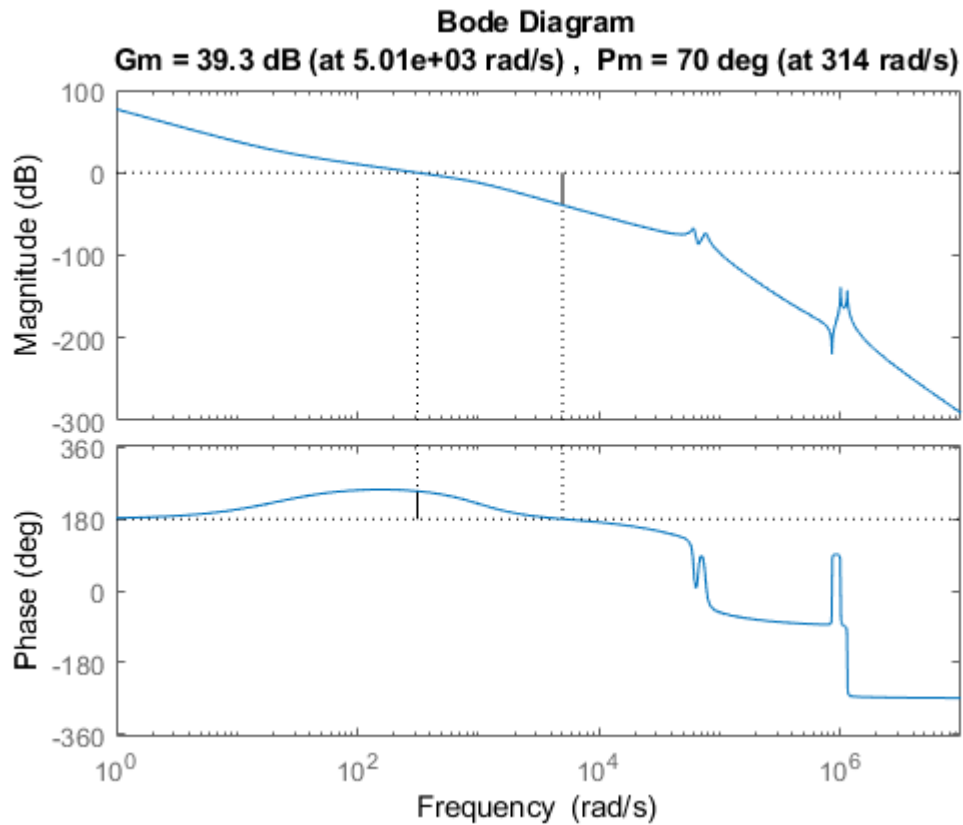


Figura 50 Diagramma di Bode Architettura 1 di tipo PI

Si riesce ad avere sia la pulsazione che il margine di fase desiderato.

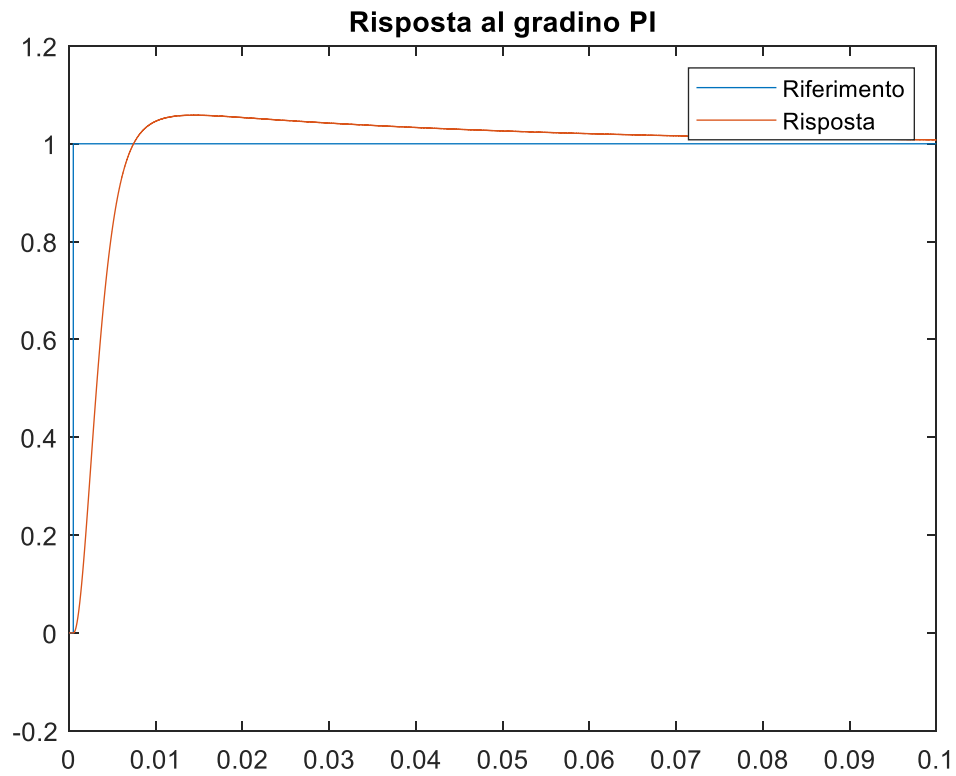


Figura 51 Risposta al gradino di un inviluppo in ingresso Architettura 1 di tipo PI nel tempo [s]

Si nota una lieve sovra-elongazione ma un errore a regime nullo.

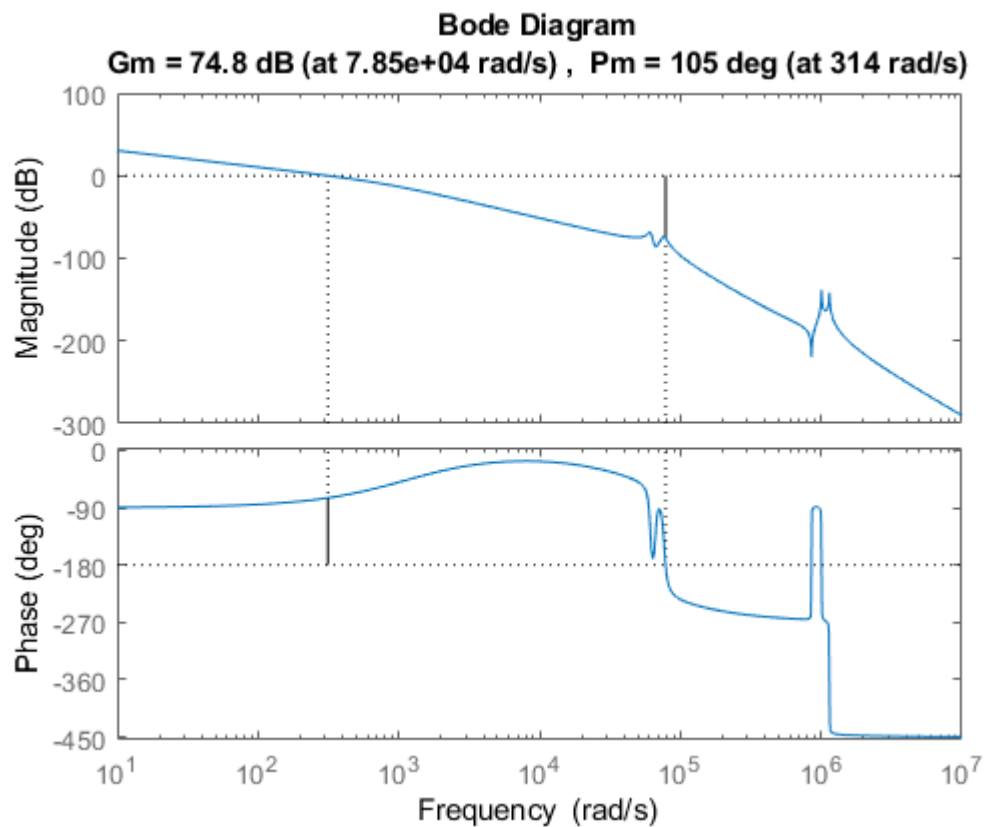


Figura 53 Diagramma di Bode Architettura 2 di tipo P

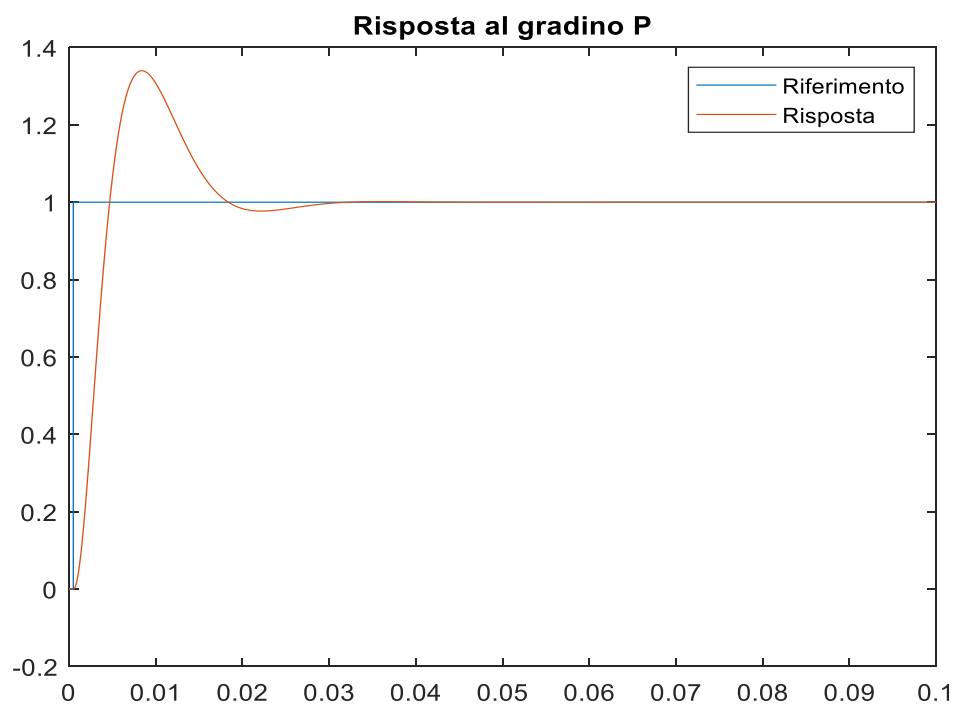


Figura 54 Risposta al gradino di un involuppo di V in ingresso Architettura 2 di tipo P nel tempo (s)

3.d) Controllore proporzionale-integrale PI:

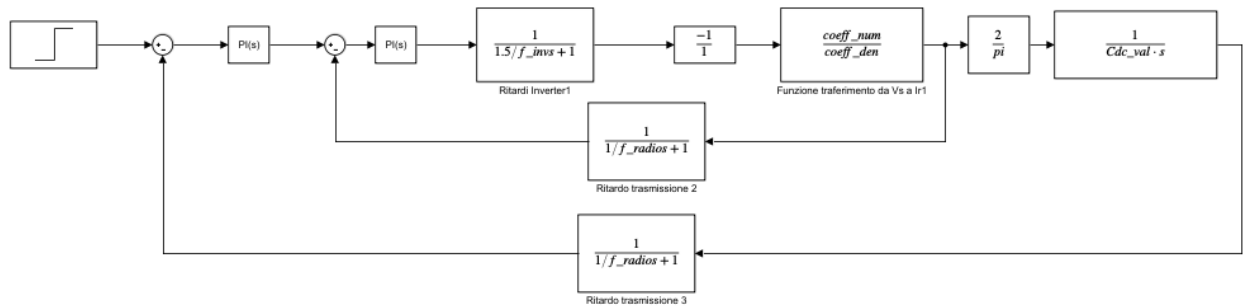


Figura 55 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 2 di tipo PI

Data una $\omega_A = 314 \text{ rad/s}$ come pulsazione di attraversamento e un margine di fase $m\varphi = 70^\circ$ avendo sia K_P che K_I da poter scegliere, si valuta con attenzione che guadagni usare in modo da avere il comportamento desiderato.

Il controllore PI è rappresentato ne tempo continuo dalla seguente blocco:

$$F_{Reg_v} = K_I \frac{(1 + \tau_R \cdot s)}{s} \text{con } \tau_R = \frac{K_P}{K_I} \quad (3.11)$$

$$G_{2V}(s) = F_{Cond}(s) * \frac{2}{\pi} * W_{Catena_{c}hiusa}(s) * F_{Radio} \quad (3.12)$$

$$F_{Cond}(s) = \frac{1}{C_{DC} \cdot s} \quad (3.13)$$

$$W_{Catenachiusa}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + C(s)G_1(s)} \quad (3.14)$$

con $G_1(s) = F_{Regi} * F_{Inv}(s) * F_{Vsr}(s)$ dove F_{Regi} è quella del controllore PI e $C(s) = F_{Radio}$

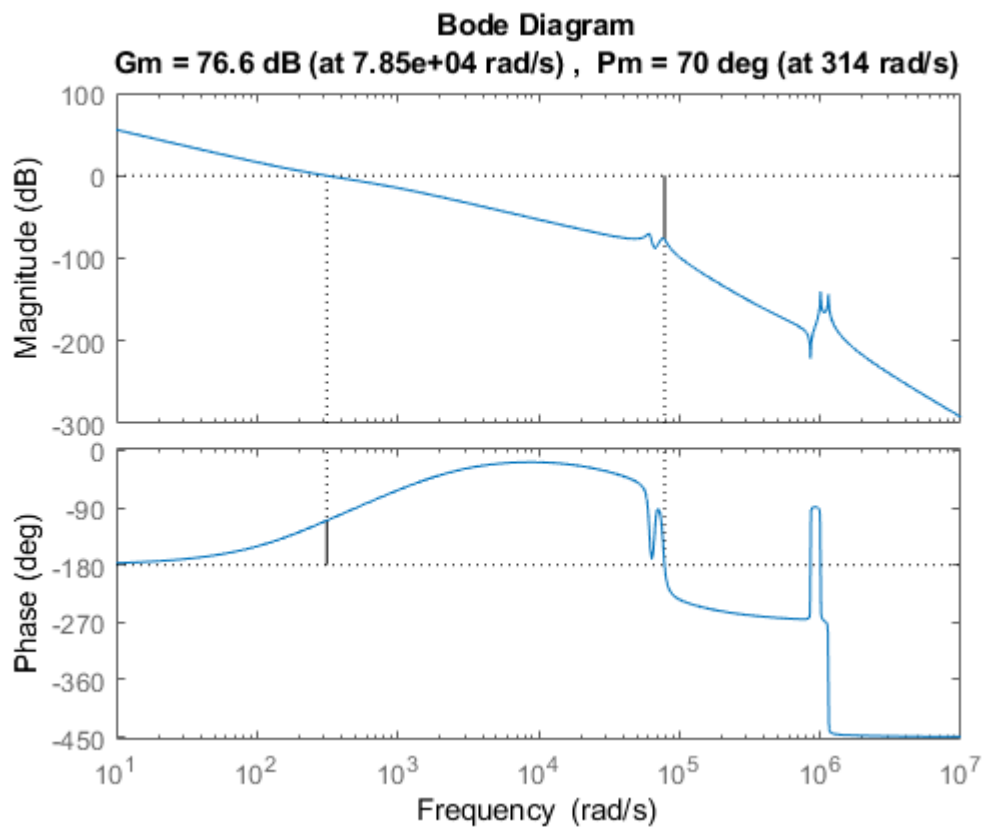


Figura 56 Diagramma di Bode Architettura 2 di tipo PI

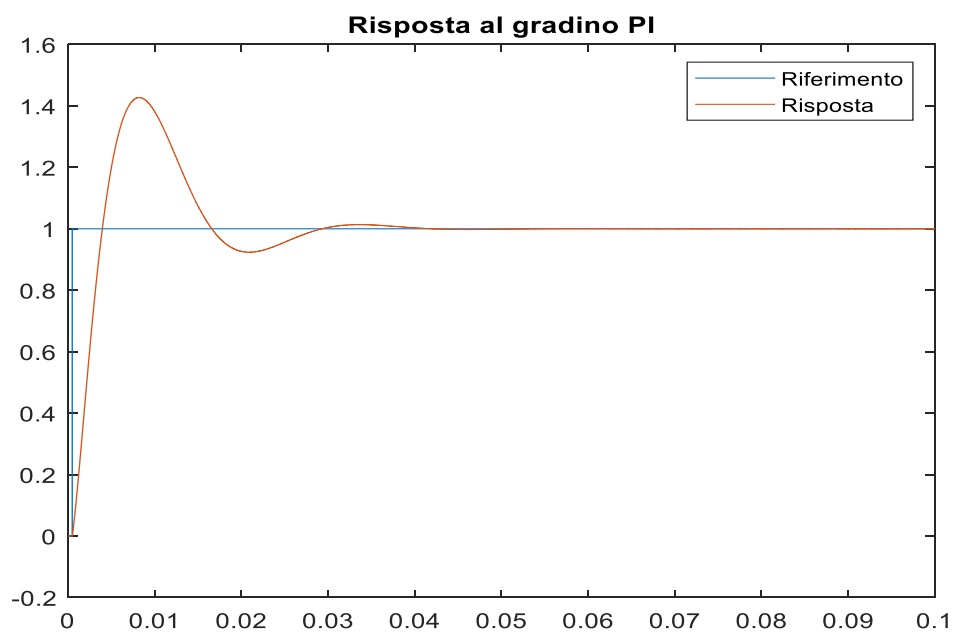


Figura 57 Risposta al gradino di un involuppo di V in ingresso Architettura 2 di tipo P nel tempo [s]

3.e) Confronto architettura ricevente e trasmittente sul controllo di tensione del condensatore

Facendo uno schema finale delle risposte nel tempo delle varie architetture con i rispettivi controllori si ottiene il seguente grafico:

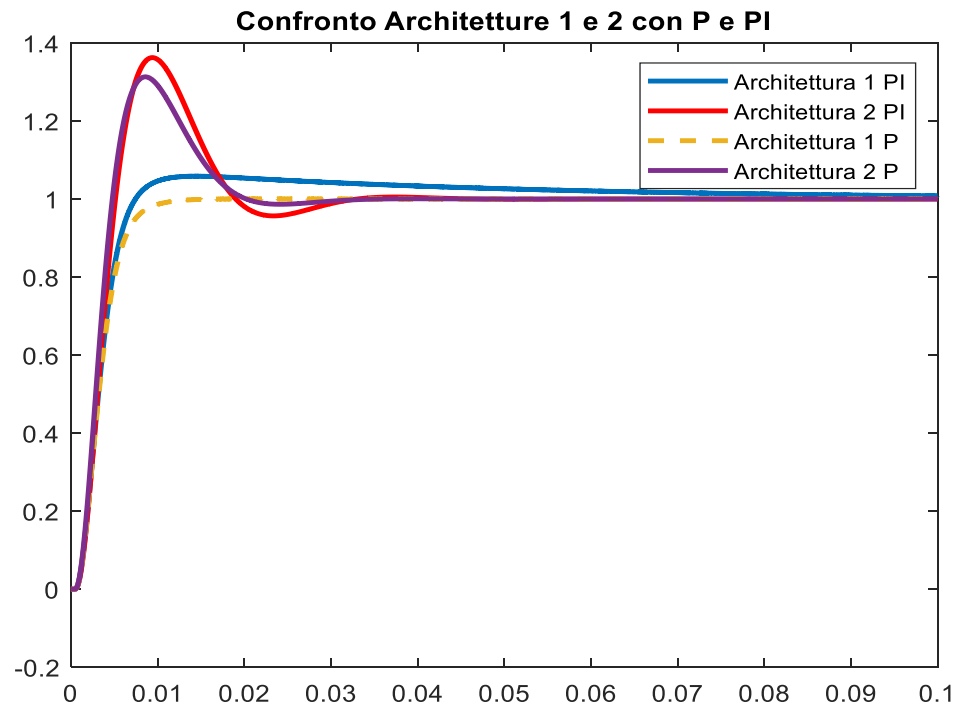


Figura 58 Schema finale delle risposte nel tempo delle varie architetture con i rispettivi controllori nel tempo [s]

Da questo confronto si può vedere che per i valori scelti da noi l'architettura 1 sembra la più indicata, poiché da una sovra-elongazione limitata o addirittura nulla.

Inoltre, da questi dati, sembra che il proporzionale P possa bastare per avere errore a regime nullo e che funzioni meglio del PI.

Per scrupolo si sceglie l'architettura 1 con il PI imponendo un margine di fase di 74° in modo che si comporti allo stesso modo del proporzionale, poiché potrà essere inserita un'azione integrale per via del disturbo che verrà introdotto nel Capitolo 4.

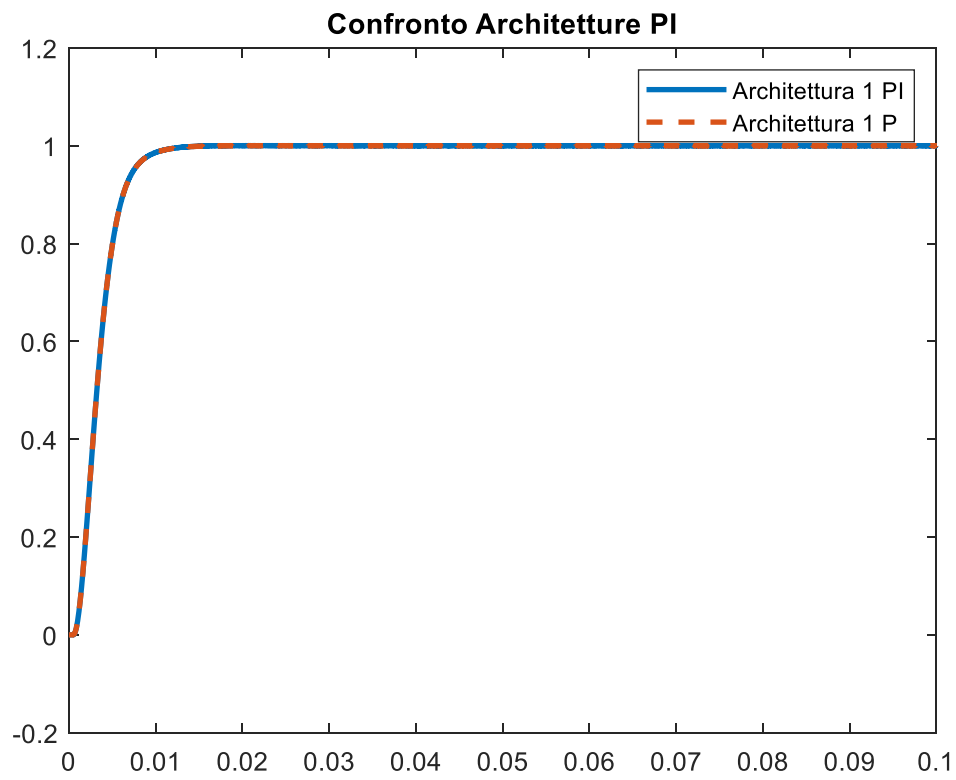


Figura 59 Risposta Architettura 1 con PI e margine di fase a 74° e P net tempo [s]

Capitolo 4

Progetto dei controllori di tensione e corrente della batteria

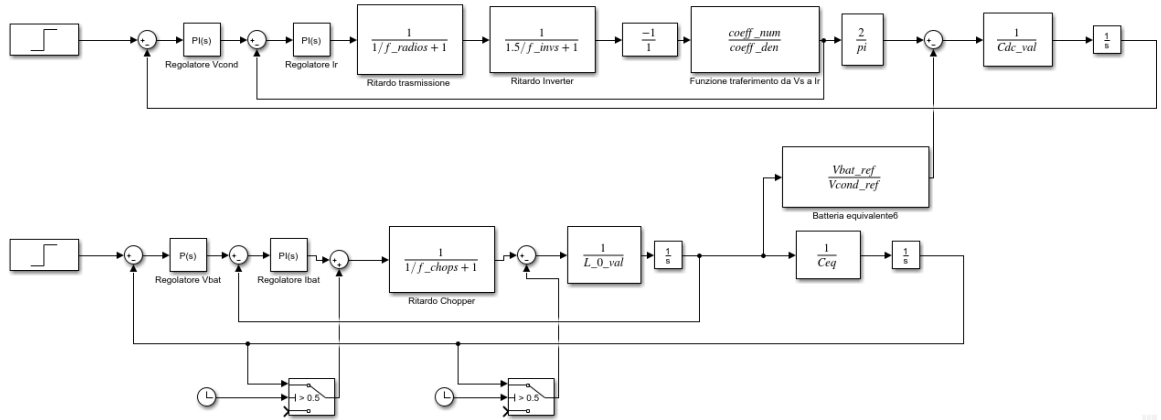


Figura 60 Controllo di tensione e corrente sulla batteria

In questo Capitolo si progetteranno i controllori di tensione e di corrente della batteria, saranno scelti in modo tale da effettuare il processo di carica in maniera opportuna ossia senza avere sovra-elongazioni di tensione e corrente eccessive.

Per fare ciò vi è bisogno di un opportuno controllo della tensione di batteria sulla bobina ricevente e di avere una corrente di batteria che non superi mai i 10 A.

Il riferimento di tensione del condensatore è fissato a 65 V, quello della tensione di batteria a 56 V, entrambi partono da un valore di tensione a batteria scarica di 36 V.

I riferimenti degli involucri vengono imposti sia ad istanti diversi che contemporaneamente. Nel caso siano dati in istanti differenti, il segnale della tensione del condensatore viene dato a 0.1 secondi, quello della tensione di batteria a 0.5 secondi, in questo modo è possibile caricare il condensatore in un primo momento, e poi collegare e ricaricare la batteria successivamente. Infine, avendo progettato l'anello di controllo della tensione del condensatore con banda passante maggiore di quello della batteria, entrambi i riferimenti possono essere dati nello stesso istante e non avremo problemi per il convertitore DC/DC in nessun caso essendo sempre:

$$V_{cond} > V_{chopper_out} \cong V_{batteria}$$

4.a) Disturbo sull'anello di controllo della tensione sul condensatore

Per le motivazioni del capitolo precedente è stata scelta l'architettura 1, essendosi dimostrata la configurazione migliore, però bisogna considerare che la corrente che carica il condensatore non è tutta quella proveniente dal raddrizzatore perché parte di essa viene assorbita dal convertitore DC/DC per caricare la batteria.

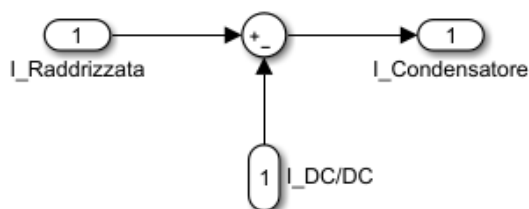


Figura 61 Componenti della corrente su condensatore

L'introduzione di un disturbo, fa sì che nell'anello di tensione si introduca un errore a regime, il che ci fa capire che la configurazione con il PI, anche se provoca una sovra-elongazione, deve essere introdotta nel controllo di tensione del condensatore altrimenti si ha un errore a regime.

Tutto questo si può vedere nella Fig. 63.

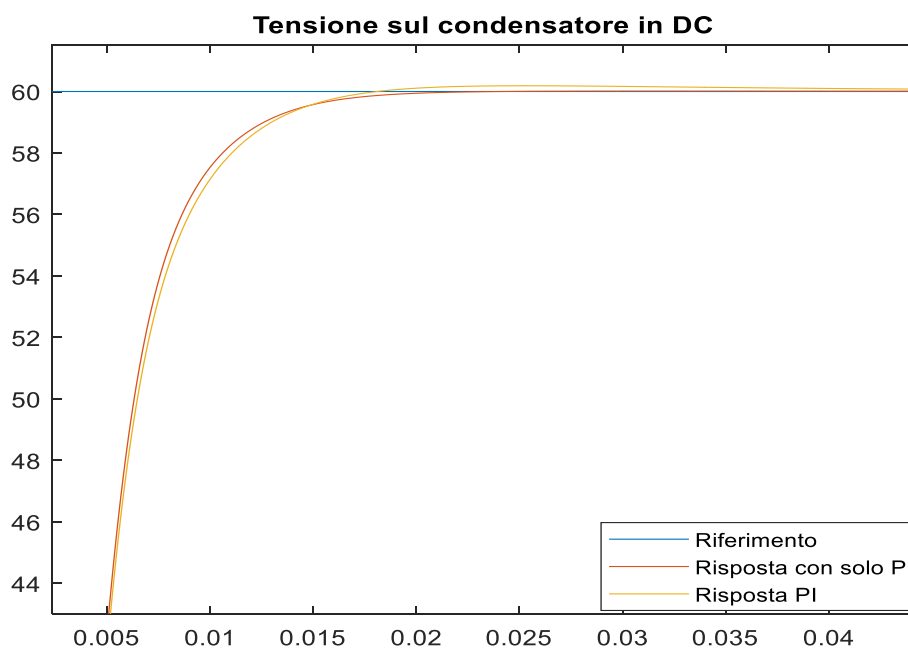


Figura 62 Errore a regime non nullo nel tempo [s]

Sembra che la tensione raggiunga i 60 V di riferimento, invece:

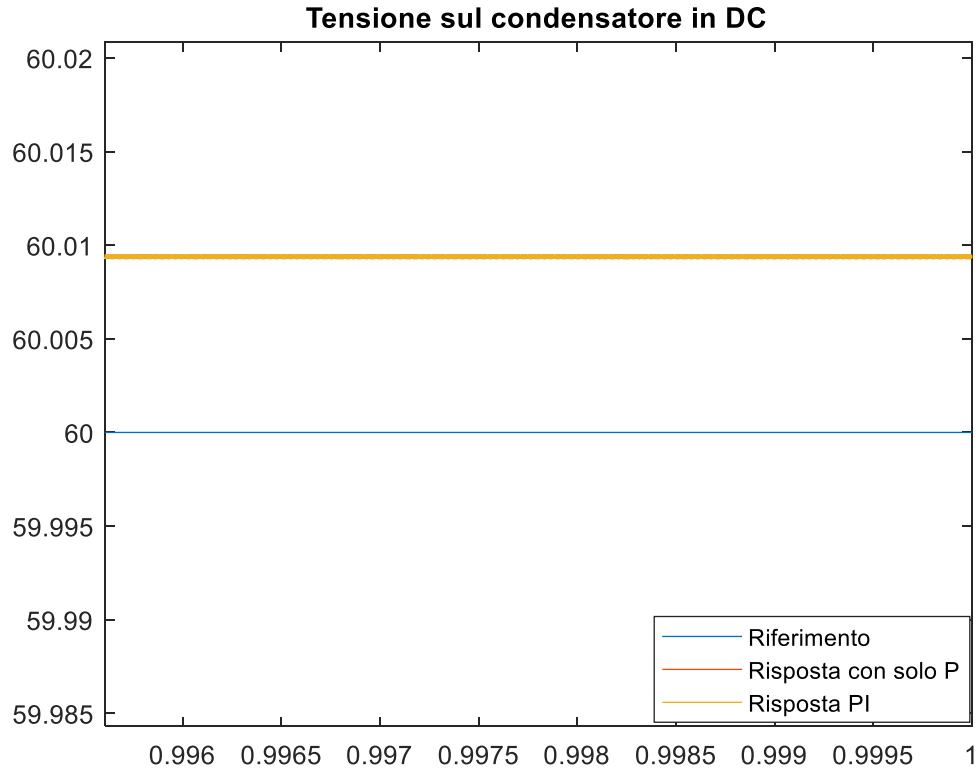


Figura 63 Ingrandimento della risposta a regime nel tempo [s]

Questo errore a regime, per quanto piccolo, risulta non nullo.

Per cui è stato scelto un PI con margine di fase $m\varphi = 70^\circ$ per il regolatore dell'anello di controllo della tensione del condensatore per avere un errore a regime nullo a discapito di una piccola sovra-elongazione.

Partendo da queste considerazioni è stato poi sviluppato prima il controllo della corrente e poi della tensione della batteria, il quale è mostrato in Fig. 62.

Le prove sono state fatte con i seguenti di margine di fase e di pulsazione di attraversamento, i quali sono stati scelti per avere una risposta rapida, stabile e con errore a regime nullo.

I valori scelti sono stati $\omega_A = 3141.6 \text{ rad/s} \cong 10 * \omega_{A_controllo_tensione_condensatore}$ come pulsazione di attraversamento dell'anello di corrente, essendo tutto il sistema sulla bobina ricevente, e dunque non avendo limiti legati alla trasmissione alla bobina trasmittente; invece per quanto riguarda l'anello di tensione è stata scelta una $\omega_A = 31.4 \text{ rad/s} \approx \frac{1}{10} \omega_{A_controllo_tensione_condensatore}$, avendo la batteria una dinamica di carica molto più lenta del condensatore.

In realtà, la carica della batteria dura ore, per cui si dovrebbe utilizzare una ω_A molto più piccola ma le simulazioni durerebbero giorni, per cui è stata scelta di un banda maggiore che permetta di vedere se il controllo sia efficace oppure no.

Nei PI è stato fissato un margine di fase $m\varphi = 80^\circ$ per il controllo di tensione della batteria e $m\varphi = 85^\circ$ per quello della corrente, per avere un sistema abbastanza reattivo ma con una sovra-elongazione piccola.

4.b) Progetto anello di corrente batteria:

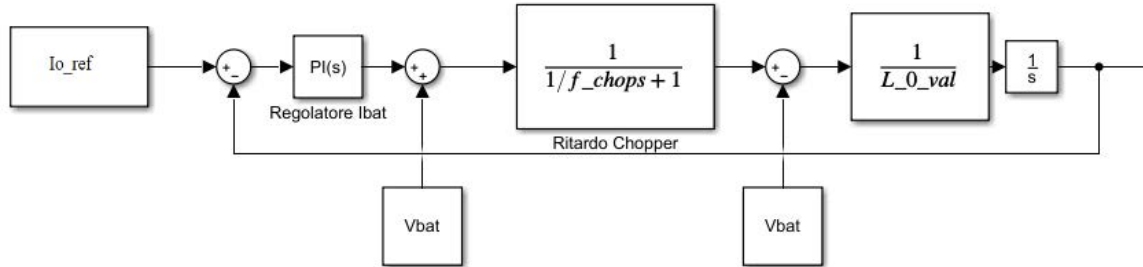


Figura 64 Anello di controllo della corrente di batteria

Dalla Fig. 66 si vede il funzionamento dell'anello di controllo della corrente. Dal riferimento di corrente della batteria si sottrae il valore medio misurato sulla batteria stessa per ottenere l'errore che, tramite un regolatore, che andrà scelto tra un P ed un PI, origina un riferimento di tensione in uscita dal chopper. Da quest'ultimo, tramite il chopper, dopo un ritardo che dipende dall'inverso della sua frequenza di commutazione, che risulta $f_{CH} = 20000 \text{ Hz}$, si ottiene la tensione V_{CH} di uscita, alla quale si sottrae la tensione della batteria V_{BAT} per ottenere la tensione sulla induttanza V_L . Da quest'ultima, tramite la funzione di trasferimento $\frac{1}{L \cdot s}$ si ottiene la corrente di batteria.

Nello schema di controllo viene aggiunto V_{bat} all'uscita del regolatore per compensare l'azione della tensione di batteria applicata ad una estremità della induttanza di filtro. Ciò permette di progettare un regolatore anche solo proporzionale o di tipo PD e non necessariamente PI, essendoci nella catena un integratore.

$$F_{Induttanza}(s) = \frac{1}{L_0 \cdot s} \quad (4.1)$$

$$F_{chopper}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{CH}s} \text{ con } \tau_{CH} = \frac{1}{f_{ch}} = \frac{1}{20000} \quad (4.2)$$

Equazione della catena aperta:

$$G_{Ibat_{n}o_{reg}}(s) = F_{chopper}(s) \cdot F_{Induttanza}(s) \quad (4.3)$$

si progetta il controllore solo proporzionale, col procedimento usato per gli anelli del condensatore, si ricava:

$$K_p = 9.5403$$

E si ottengono i seguenti diagrammi di Bode:

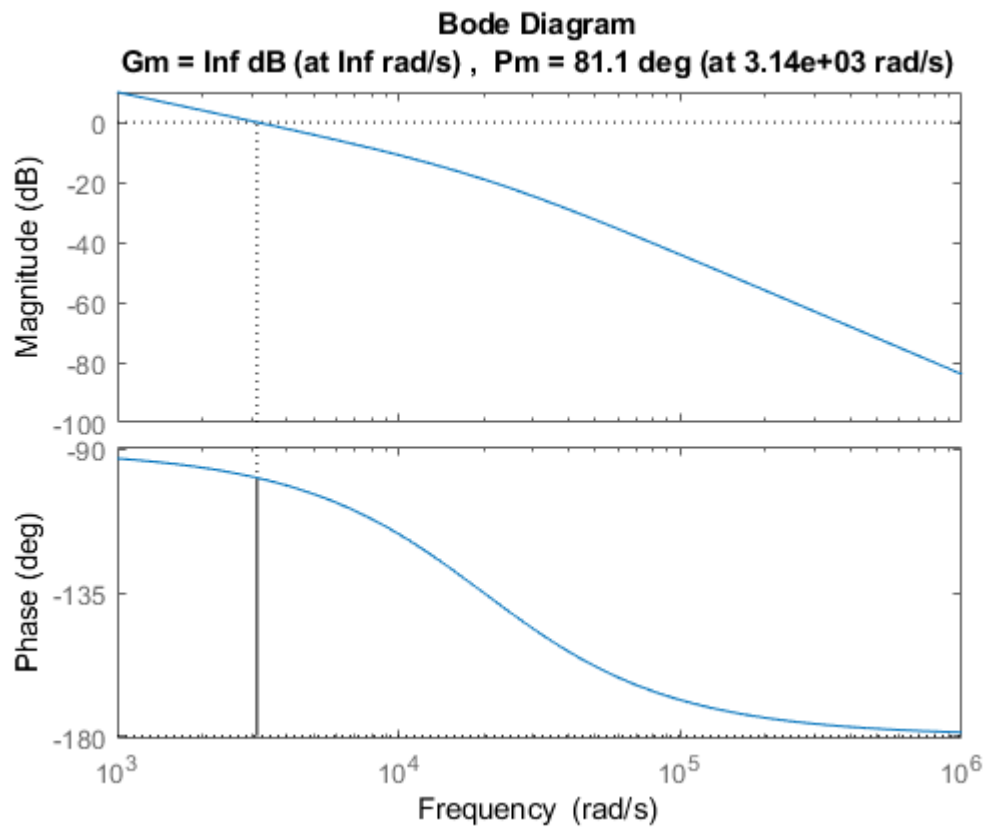


Figura 65 Diagramma di Bode in catena aperta anello di corrente con solo P

Si nota che già col proporzionale il sistema è stabile, però anche se si fa la compensazione della V_{BAT} , nel sistema reale, l'induttanza avrà una componente resistiva che mi darà un errore a regime, per cui è stata sviluppata la medesima configurazione ma con un controllore PI

Se si ripercorre la stessa procedura anche per il PI, con la $G_{ibat_no_reg}(s)$ e con le specifiche di ω_A e $m\varphi$ scelte all'inizio del Capitolo, si ricava :

$$K_P = 9.4868$$

$$K_I = 3170.9$$

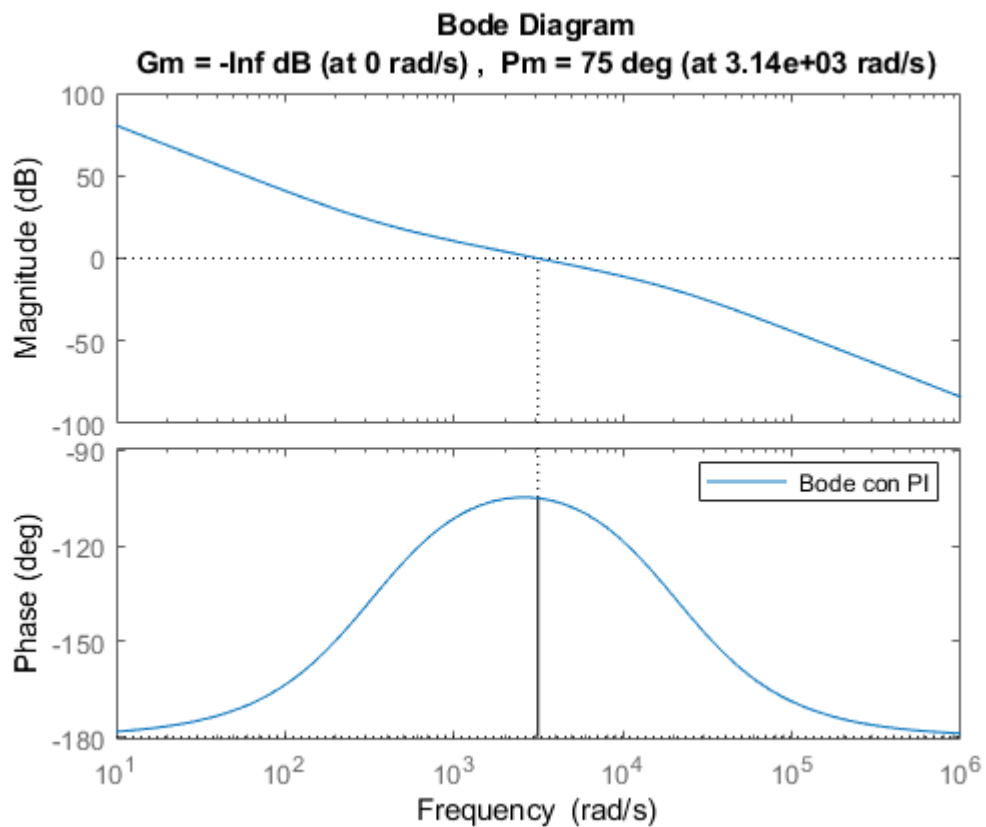


Figura 66 Diagramma di Bode in catena aperta anello di corrente con PI

Il quale in risposta ad un gradino di riferimento mi da la seguente risposta:

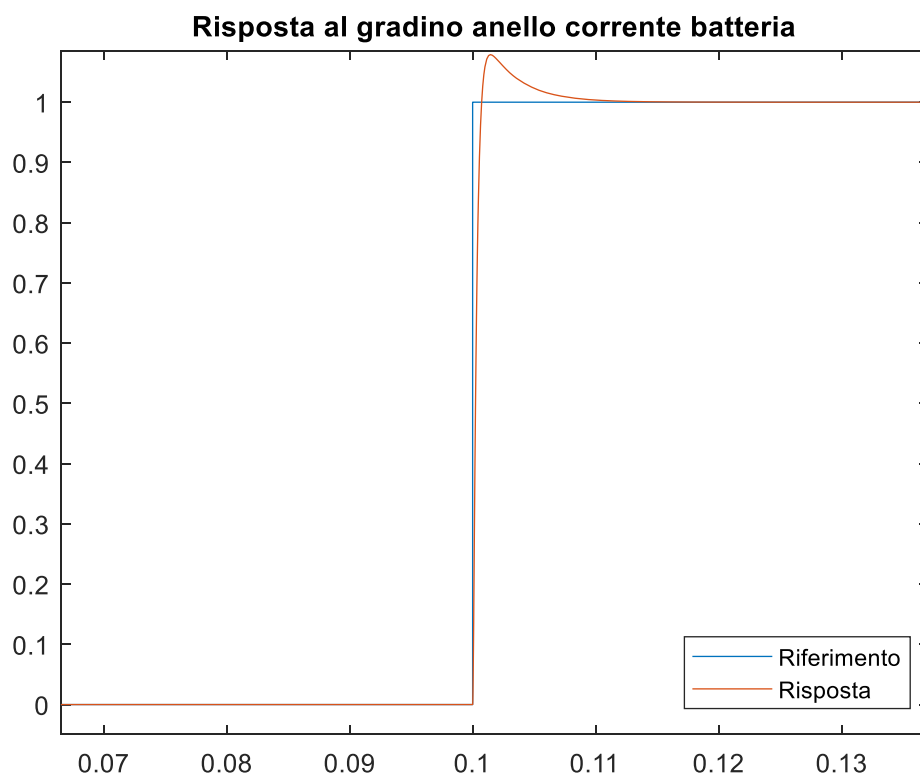


Figura 67 Risposta al gradino di riferimento di corrente [A] nel tempo [s]

E' la risposta che ci sia aspettava con la pulsazione di attraversamento e il margine di fase impostati all'inizio, con una piccola sovra-elongazione.

4.c) Progetto anello di tensione batteria

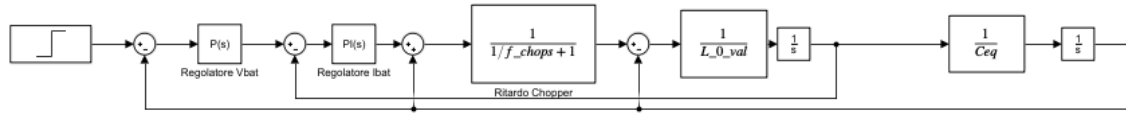


Figura 68 Anello di controllo della tensione di batteria

In Fig. 70 si ingloba il controllo di corrente appena progettato, col regolatore di tipo PI, da cui esce la corrente I_0 , la quale entra nel blocco del condensatore equivalente che mi rappresente la batteria e mi da in uscita la tensione di batteria. Quest'ultima viene sottratta dal valore di riferimento e l'errore ricavato mi entra in un regolatore che mi da il il riferimento di corrente da inserire nell'anello di corrente. Prima di progettare e scegliere il tipo di controllore, bisogna considerare che anche in questo caso, potrebbe bastare un controllore di tipo proporzionale essendoci un blocco del condesatore nella catena, il quale dovrebbe bastare a raggiungere un errore a regime nullo, se non vi sono disturbi esterni.

Detto ciò entrambi i tipi di regolatori sono stati progettati e testati per trovare la tipologia ottimale.

Nel dominio di Laplace si può rappresentare il circuito con le seguenti espressioni:

$$G_{Vbat_{no_{reg}}}(s) = F_{Cond}(s) * F_{Anello_{corrente}} \quad (4.4)$$

$$F_{Cond}(s) = \frac{1}{C_{eq} * 15 * s} \text{ con } C_{eq} = \frac{1}{\omega * abs(Z_C)} \text{ e } Z_C = R // X_0 \text{ con } X_0 = \frac{1}{\omega C_0} \quad (4.5)$$

Si moltiplica C_{eq} per 15, poiché si assume di avere una capacità equivalente della batteria 15 volte maggiore di C_0 .

$$F_{anello_{corrente}}(s) = \frac{C_{PI_{corrente}}(s) * G_{Ibat_{no_{reg}}}(s)}{1 + C_{PI_{corrente}}(s) * G_{Ibat_{no_{reg}}}(s)} \quad (4.6)$$

si progetta il controllore solo proporzionale, ricavando:

$$K_P = 0.0471$$

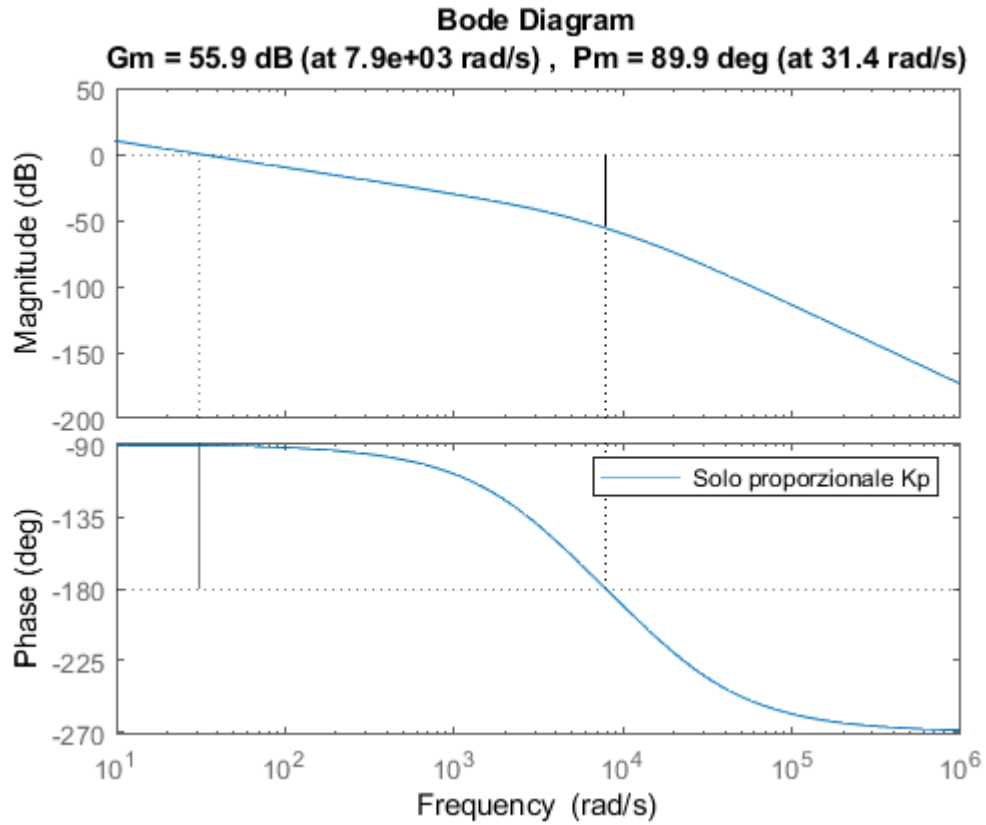


Figura 69 Diagramma di Bode in catena aperta anello tensione della batteria con regolatore di tipo P

Analogamente a quanto fatto in precedenza, se si ripercorre la stessa procedura anche per il PI, con la $G_{Vbat_no_reg}(s)$ e con le specifiche di ω_A e $m\varphi$ scelte all' inizio del Capitolo, si ricava :

$$K_p = 0.0442$$

$$K_I = 0.5058$$

Ed il seguente diagramma di Bode:

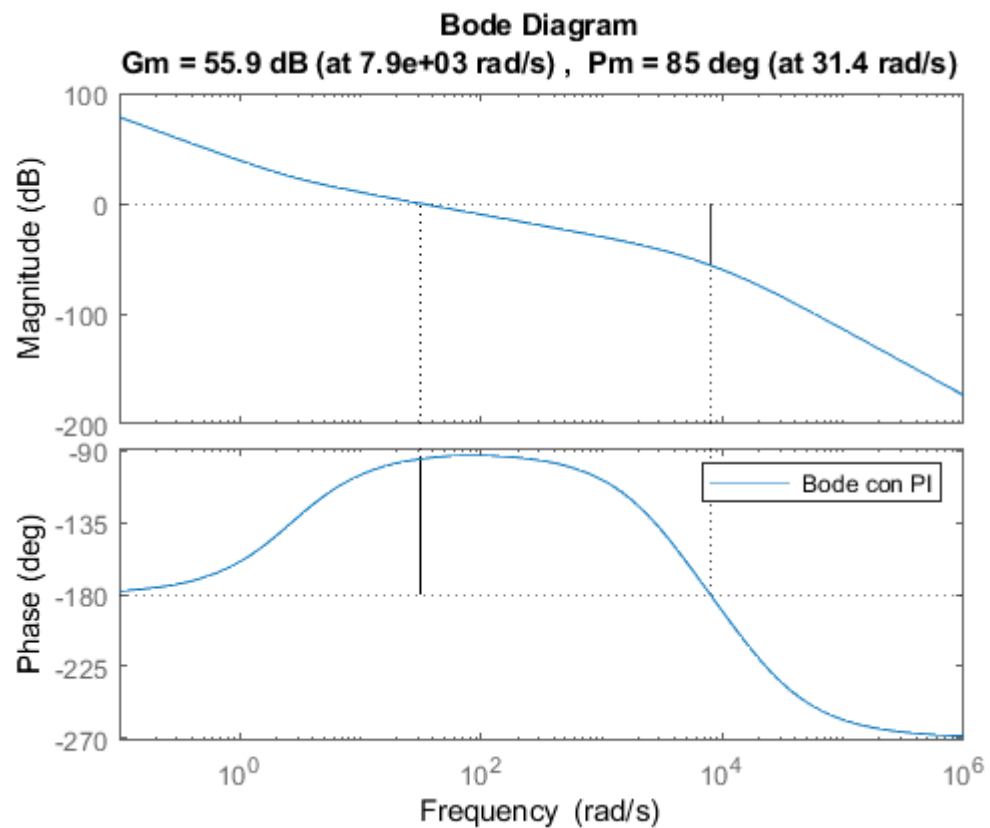


Figura 70 Diagramma di Bode anello di tensione della batteria con regolatore di tipo PI

Le risposte in frequenza sono esattamente quello che ci aspettavamo di trovare dalla pulsazione di attraversamento e dal margine di fase scelto.

Questi regolatori sono stati testati nello schema a blocchi che rappresenta modello per vedere la risposta ad un gradino di riferimento della tensione sul condensatore seguito da un gradino di riferimento della tensione di batteria. I risultati ottenuti si possono vedere nei grafici a pagina seguente.

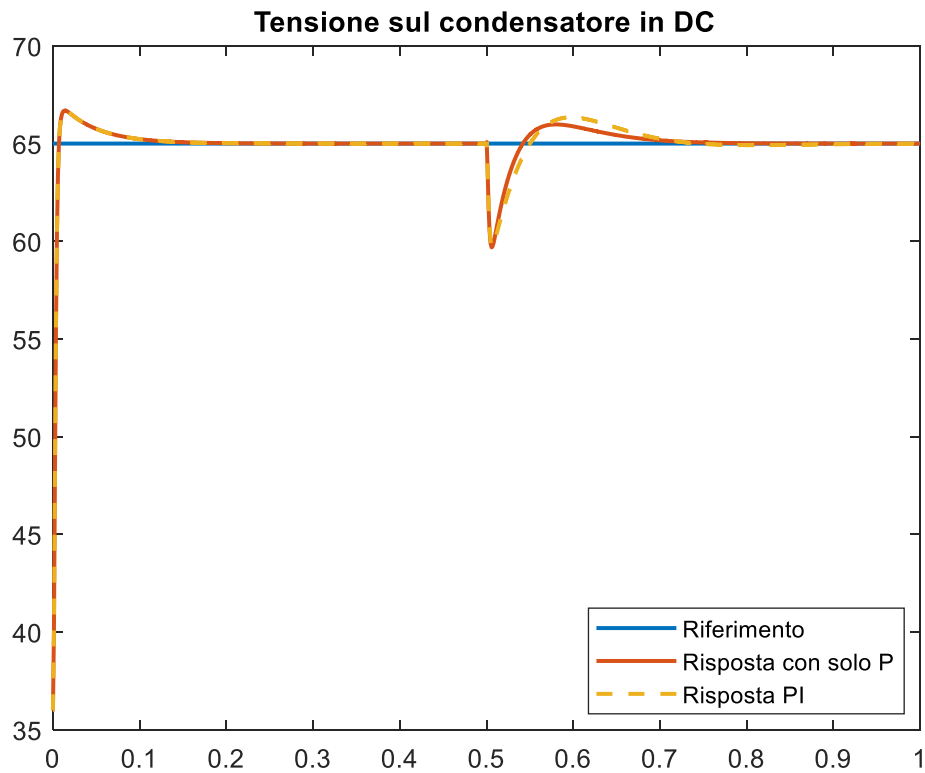


Figura 71 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione del condensatore e della batteria [V] nel tempo [s]

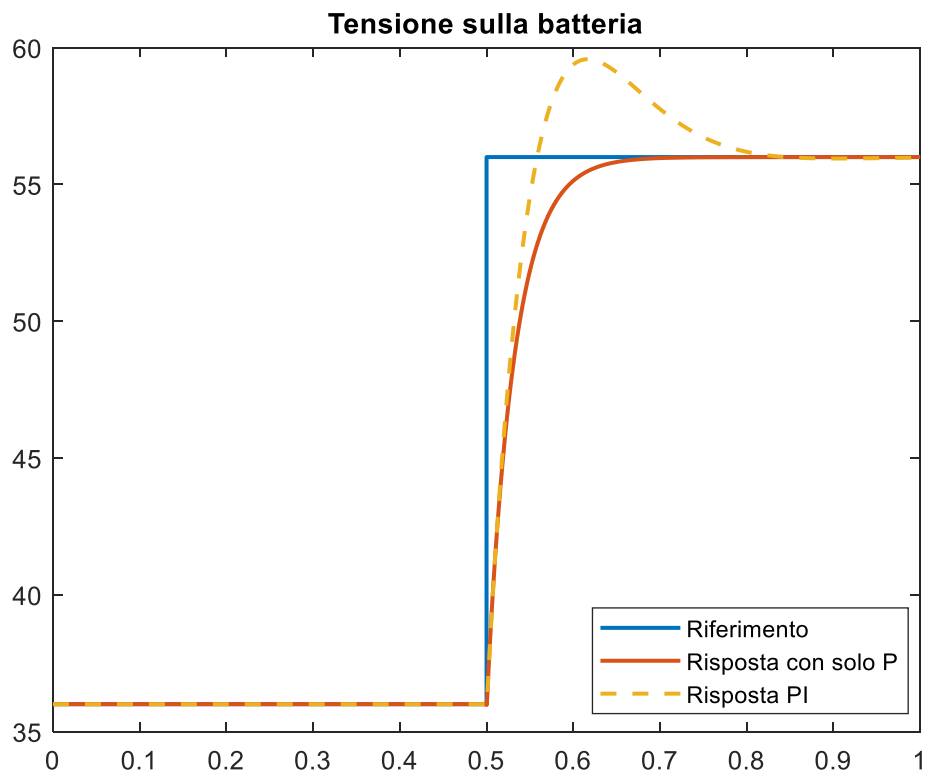


Figura 72 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione di batteria [V] nel tempo [s]

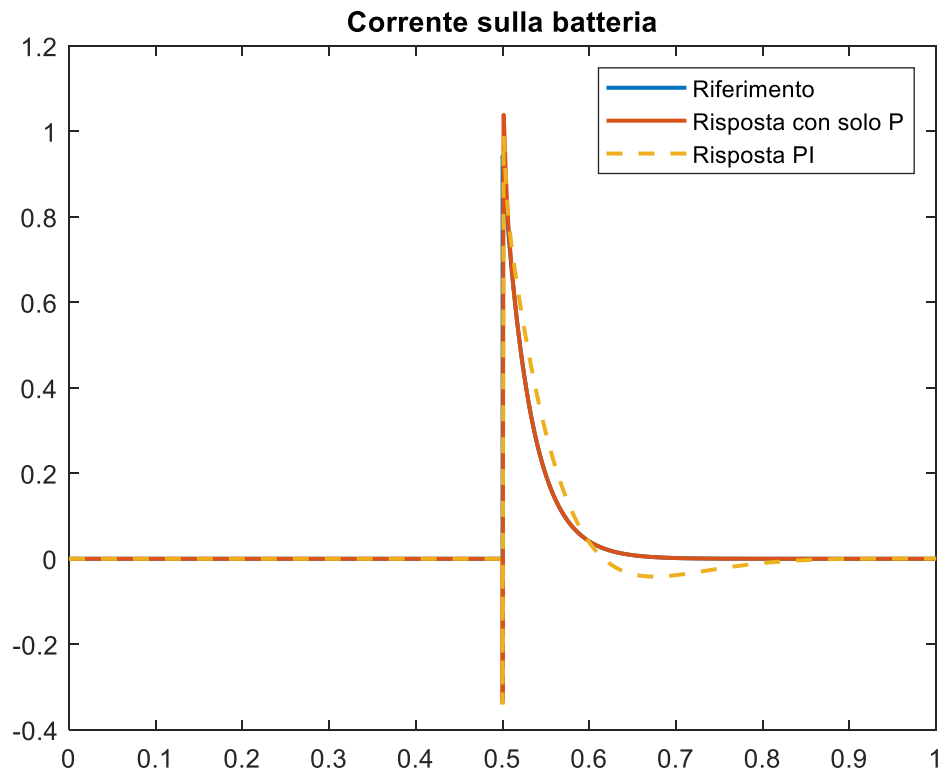


Figura 73 Corrente misurata e di riferimento sulla batteria [A] nel tempo [s]

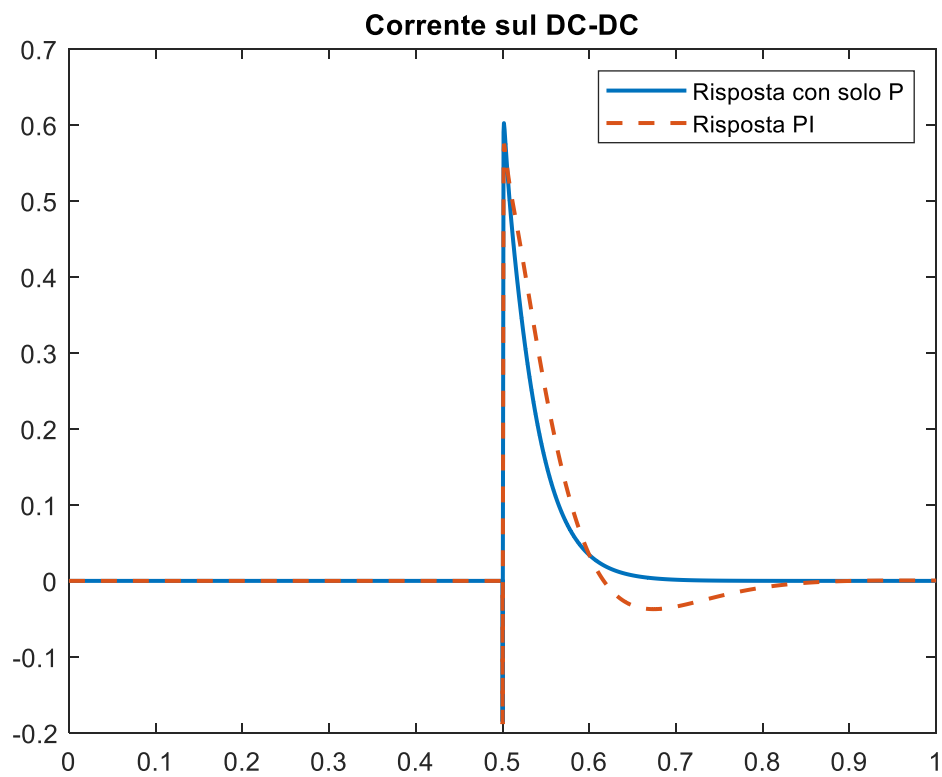


Figura 74 Corrente misurata a monte del Chopper DC/DC [A] nel tempo [s]

Si nota dai grafici delle tensioni di batteria che se si sceglie un PI come regolatore dell'anello della tensione della batteria si va incontro a sovre-elongazioni leggermente maggiori, il che non va bene poiché la batteria, tipicamente, non può lavorare a tensioni maggiori di quella impostata dal riferimento altrimenti si rovina e ha una durata di funzionamento minore.

La sovra-elongazione nel condensatore è inevitabile se si vuole un errore a regime nullo nell'anello di controllo della tensione del condensatore, ma non lo è per il controllo della tensione di batteria.

Per quanto riguarda la corrente sulla batteria essa risulta molto minore dei 10 A ammessi, per cui non ci preoccupiamo di questo aspetto.

Da entrambi i grafici si può notare che inizialmente agisce l'anello di controllo della tensione sul condensatore andandolo a caricare completamente dalla tensione nulla, poi a 0.5 secondi si collega la batteria ed infatti il condensatore si scarica inizialmente, per dare il suo apporto alla batteria per poi tornare al valore prestabilito.

Dalla Fig. 74 si nota che la configurazione con solo il regolatore proporzionale non ha una sovra-elongazione ma è più lenta nel raggiungere il riferimento.

La scelta dunque ricade sul solo proporzionale poiché non mi dà sovra-elongazione per la batteria che risulta meno sollecitata ed inoltre ha delle tempistiche di carica/scarica soddisfacenti.

La carica della batteria nella realtà dura ore, per cui la costante di tempo ottenuta nella simulazione è sicuramente soddisfacente, non sono state fatte simulazioni con la costante reale del circuito poiché, essendo un valore più piccolo, la simulazione avrebbe portato via molto tempo.

Avendo progettato i regolatori in modo che la carica sul condensatore sia più veloce di quella sulla batteria, quando il condensatore arriva al valore di regime la tensione di batteria è cresciuta di pochi Volt, si è pensato di applicare i due riferimenti contemporaneamente per verificare se la cosa sia fattibile.

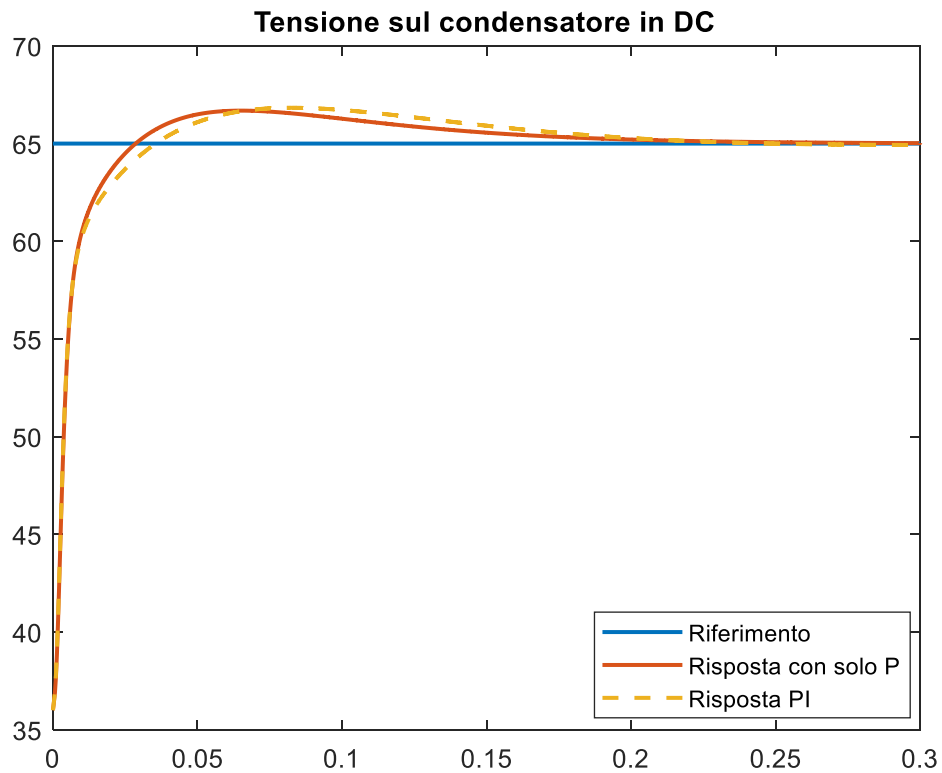


Figura 75 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione del condensatore con partenza dei riferimenti simultanea [V] nel tempo [s]

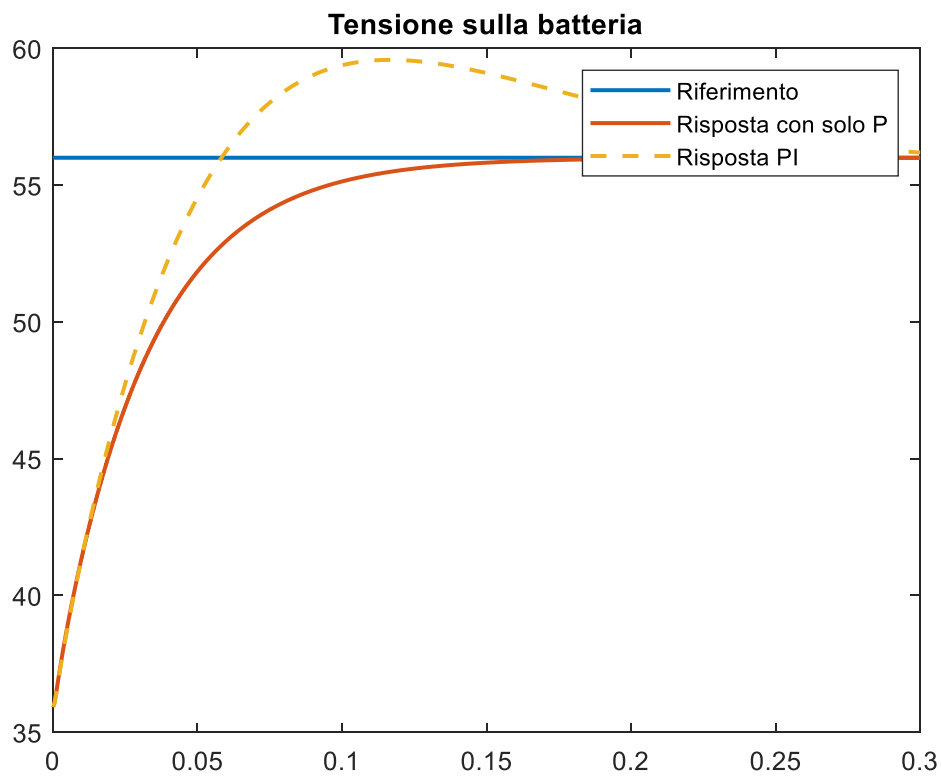


Figura 76 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione di batteria con partenza dei riferimenti simultanea [V] nel tempo [s]

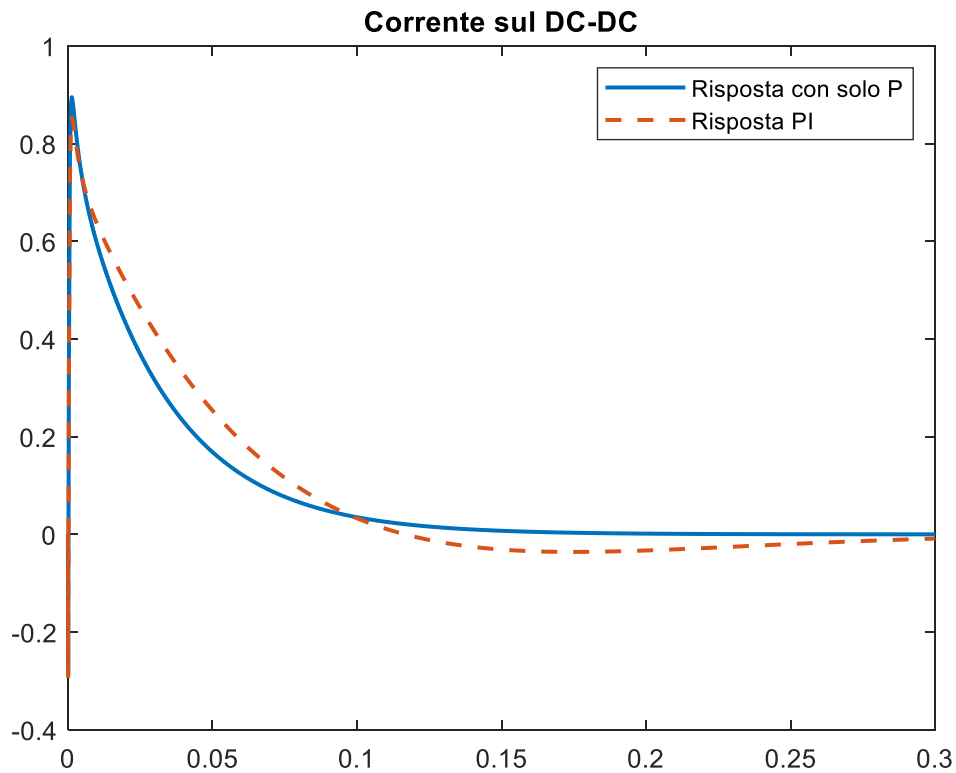


Figura 77 Corrente misurata a monte del convertitore DC/DC con partenza dei riferimenti simultanea[A] nel tempo [s]

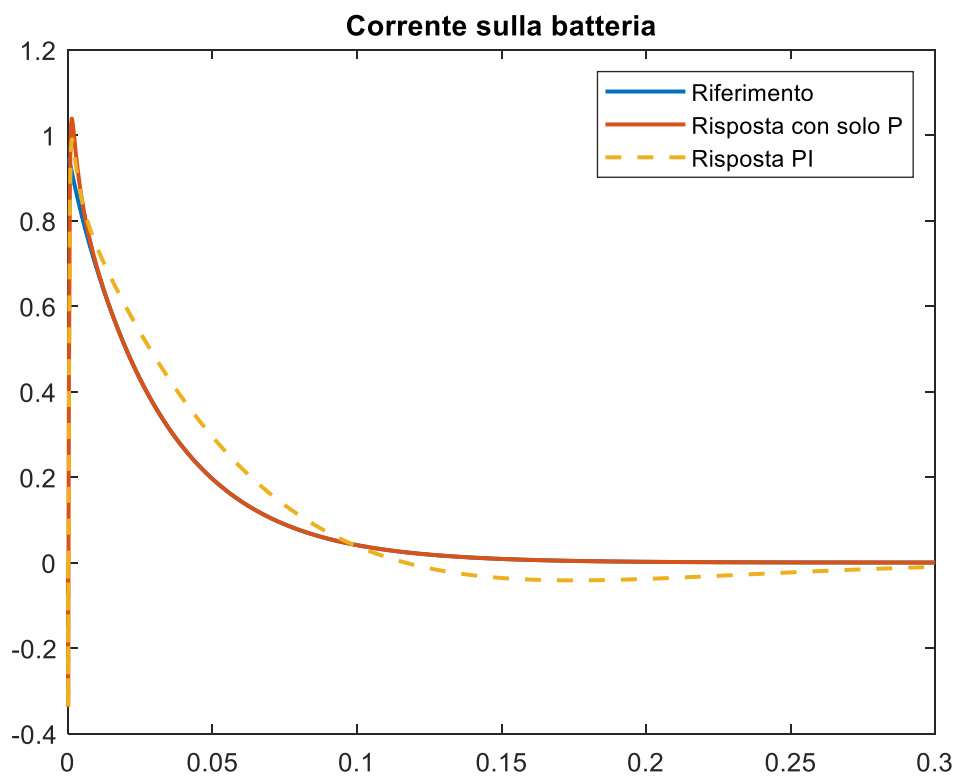


Figura 78 Corrente misurata e di riferimento sulla batteria con partenza dei riferimenti simultanea [A] nel tempo [s]

Si nota che si raggiungono le specifiche volute, senza nessun problema, inoltre anche qui si può notare che la configurazione con il regolatore solo proporzionale risulta più efficiente non avendo sovraelongazione, per cui si preferisce semplificare il comando iniziando a caricare a batteria subito senza aspettare che il condensatore arrivi a regime.

Da una stima veloce dei valori raccolti si può valutare, in percentuale, l'over-shot raggiunto.

Valori percentuali della massima sovra-elongazione raggiunta:

$$\frac{\text{Valore max sovra} - \text{elongazione}}{\text{Valore riferimento}} * 100$$

$$V_{\text{cond percentuale PI}} = 102.6088 \%$$

$$V_{\text{bat percentuale PI}} = 106.3886 \%$$

$$V_{\text{bat percentuale P}} = 100.0000 \%$$

Sono valori accettabili sia per il condensatore che per la batteria.

Per cui ricapitolando i valori dei regolatori scelti sono:

Controllori del Corrente bobina ricevente PI:

$$K_p = 10.3892$$

$$K_i = 14409.8756$$

Controllori della tensione del condensatore PI con architettura sulla bobina ricevente:

$$K_p = 0.15041$$

$$K_i = 3.3106$$

Controllori della corrente della batteria PI:

$$K_p = 9.5387$$

$$K_i = 561.2332$$

Controllori della tensione della batteria P:

$$K_p = 0.046931$$

Capitolo 5

Circuito reale controllato con i regolatori progettati

In questo ultimo Capitolo si introdurranno i regolatori nella simulazione circuitale e verrà valutata la bontà del progetto dei controllori e del modello matematico GSSA realizzato.

Questa verifica è stata fatta, inizialmente, andando verificando separatamente la regolazione della tensione della batteria, essendo l'anello a velocità più lenta, per poi passare a quella del condensatore ed infine al circuito completo comprendendo il ritardo della trasmissione radio della corrente I_r alla bobina trasmittente.

5.a) Regolazione della tensione di batteria

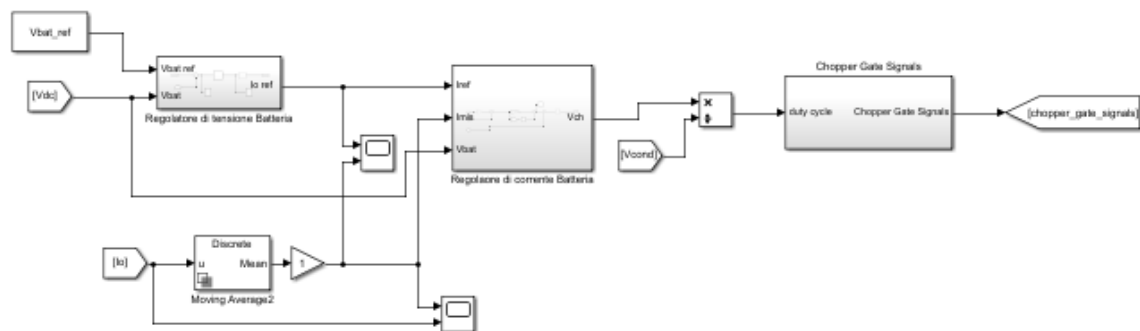


Figura 79 Controllo della tensione di batteria

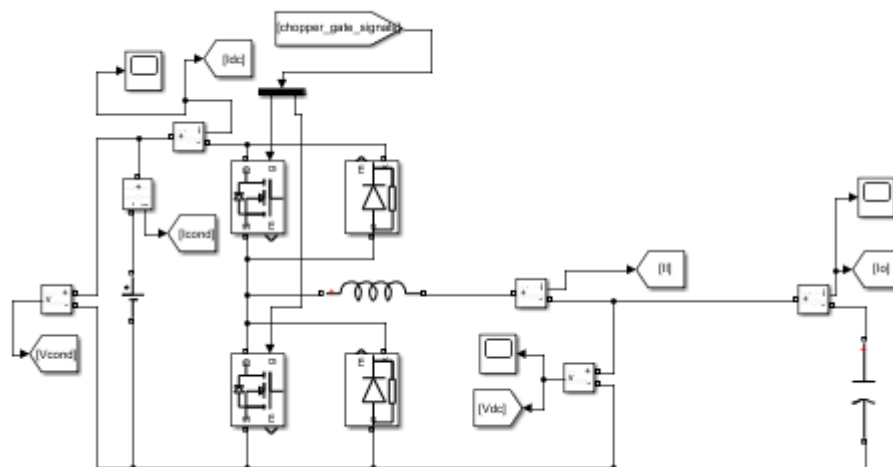
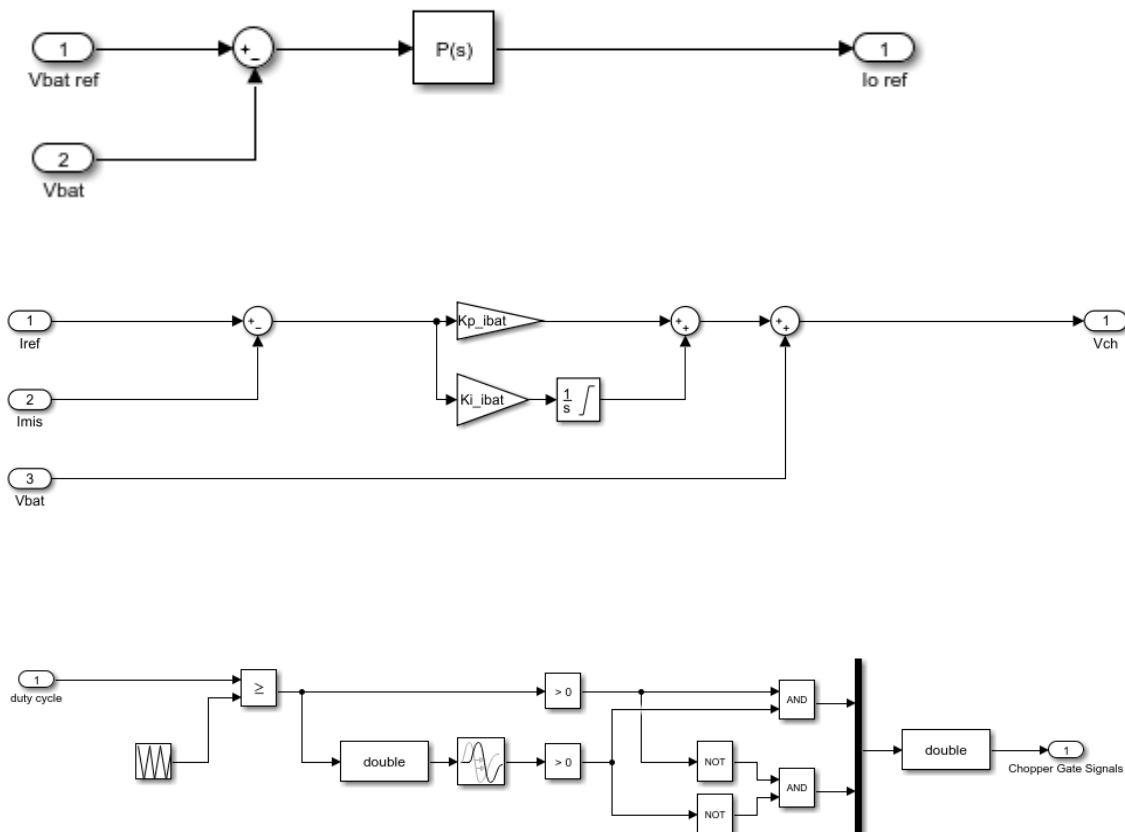


Figura 80 Parte in DC del circuito completo

Nella Fig.81 vengono rappresentati da sinistra a destra il sistema di controllo della tensione di batteria, della corrente di batteria ed il blocco dei comandi dati al Chopper DC/DC.

Invece in Fig. 82 vi è lo schema elettrico del convertitore DC/DC. Al posto del condensatore al suo ingresso è stata posta una batteria con tensione di 65 V, avendo ipotizzato che la carica del condensatore avvenga molto più velocemente di quella della batteria del veicolo o che la carica di quest'ultima inizi dopo che si è stabilizzata la tensione del condensatore al riferimento voluto. Le altre componenti sono l'induttanza di filtro e il condensatore equivalente che rappresenta la batteria.

Il controllo è stato realizzato esattamente come nello schema a blocchi visti nel Capitolo precedente:



Per la regolazione della tensione si è optato per un solo proporzionale, per evitare sovra-elongazione, invece per il controllo della corrente è stato usato un PI, in modo che la corrente I_o si agganci al riferimento di I_o in uscita dall'anello di tensione e mi dia un errore nullo.

La tensione di riferimento per l'uscita del convertitore DC/DC è limitata a 56 V. Anche l'integratore del regolatore è limitato sia per evitare il fenomeno del wind-up.

Della corrente I_o misurata sulla batteria viene fatta una media sul periodo di commutazione del convertitore DC/DC e tale valore viene usato per la retroazione.

Inoltre, nello schema, è presente l'azione di feed-forward della tensione ai capi della batteria per avere una regolazione più veloce e di compensare il disturbo di V_{bat} che ci dava qualche problema nel progetto del controllo dei regolatori di tensione.

Lo stesso schema viene usato anche per gli altri PI dato che cambiano solo i guadagni e gli eventuali valori limite delle uscite.

Dalla tensione in uscita dal chopper, dividendo per la tensione del condensatore, ipotizzando di essere in CCM, si ricava il duty-cycle, il quale entra nel blocco dei comandi e viene usato per generare i comandi di ON e di OFF degli interruttori del convertitore DC/DC inserendo anche i tempi morti.

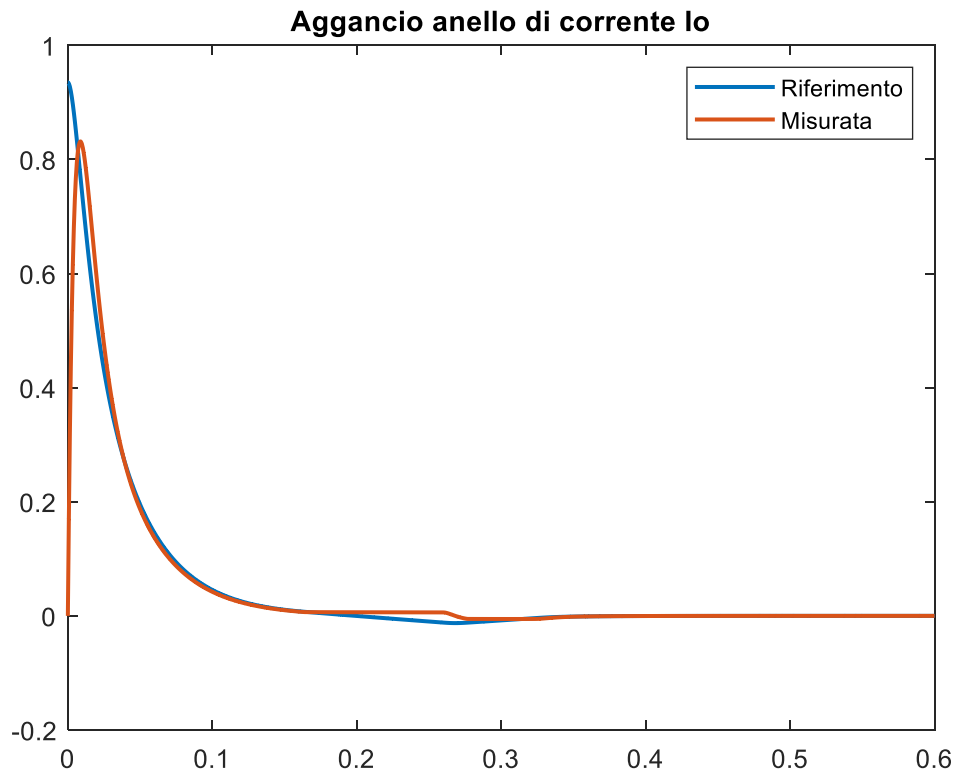


Figura 81 Aggancio della misura di I_o al riferimento di I_o [A] nel tempo [s]

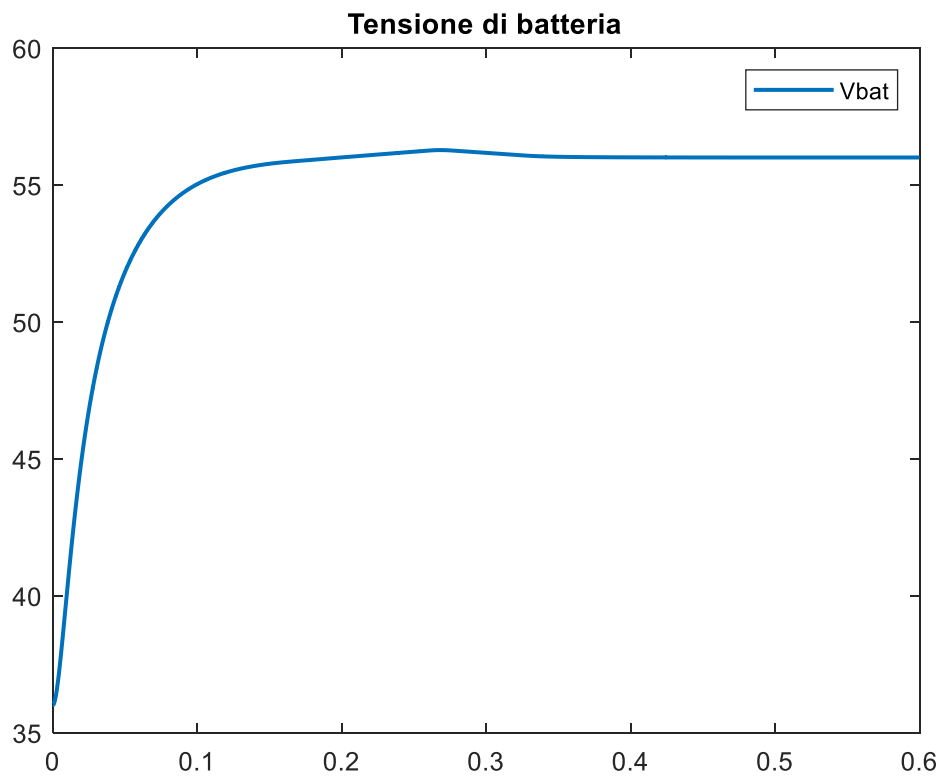


Figura 82 Tensione di batteria [V] nel tempo [s]

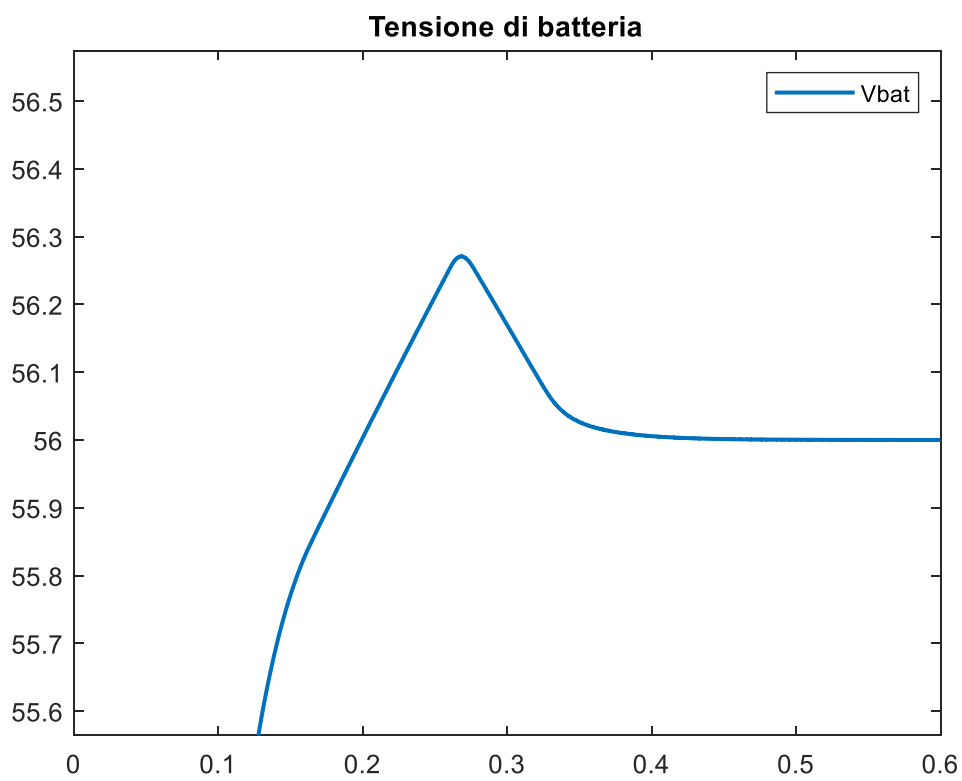


Figura 83 Zoom tensione di batteria [V] nel tempo [s]

Si può notare che la corrente di batteria raggiunge il riferimento dopo una sovra-elongazione, in questo caso non abbiamo problemi essendo sempre minore del valore massimo. Anche nel caso si usasse un anello di regolazione della tensione più veloce, limitando il riferimento di I_o a 10 A , si resta dentro il limite massimo concesso per caricare la batteria senza rovinarla.

Alla fine si arriva al riferimento di 56 V in un tempo abbastanza breve con una lieve sovra-elongazione, che risulta dello 0.4837 % e dunque accettabile per la batteria.

5.b) Regolazione tensione sul condensatore

Visti i buoni risultati raggiunti dall'anello di regolazione della batteria, è stata tolta la batteria a monte del convertitore DC/DC ed è stato inserito il condensatore, come nella realtà, inoltre è stato aggiunto il raddrizzatore a diodi.

Per quanto riguarda il controllo, è stata aggiunta la regolazione di tensione del condensatore, che calcola il riferimento per l'involuppo della corrente I_r in modo tale da tenere la tensione del condensatore al valore desiderato mentre contemporaneamente viene caricata la batteria.

Rispetto al sistema reale la corrente I_r viene imposta da un generatore ideale, che segue il riferimento dopo che stati inserito un ritardo che simula quello causato dalla trasmissione dei dati alla sezione trasmittente.

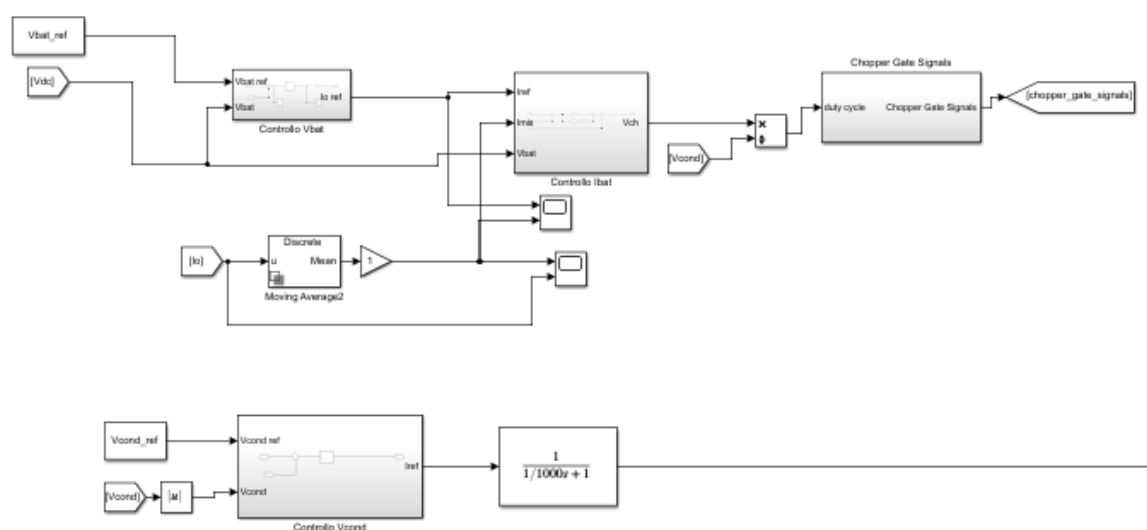


Figura 84 Controllo della tensione del condensatore e di batteria tramite I_r

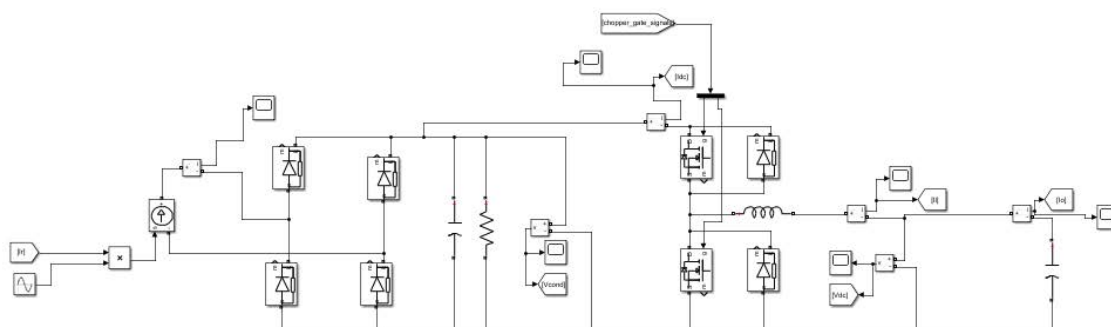


Figura 85 Bobina ricevente completa del circuito completo

Nel dettaglio è stato aggiunto il regolatore di tensione del condensatore, ed il ritardo della trasmissione con cui viene controllata la corrente I_r sul secondario.

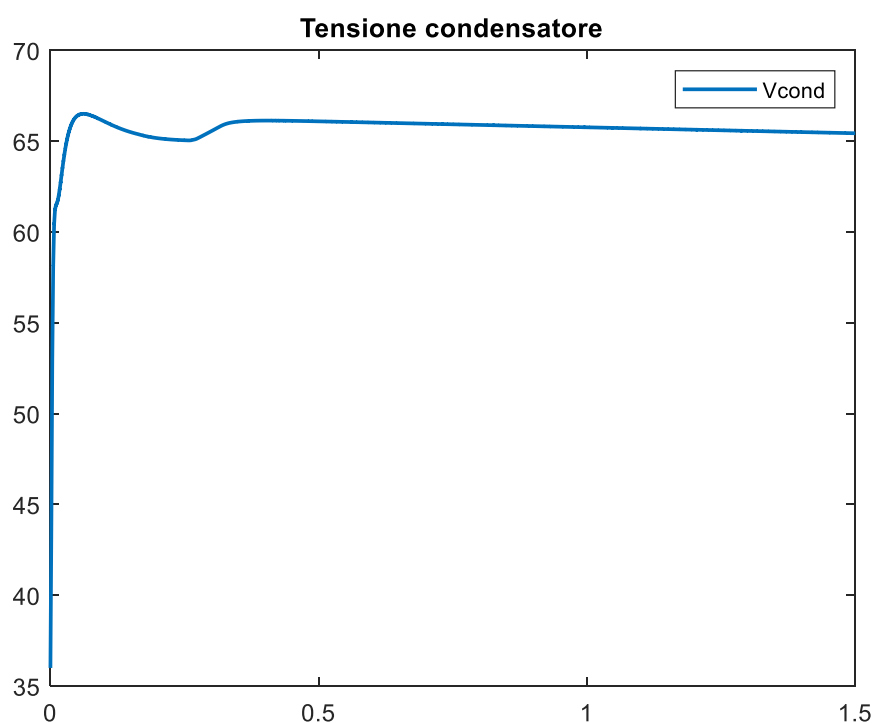


Figura 86 Tensione sul condensatore comandando I_r [A] nel tempo [s]

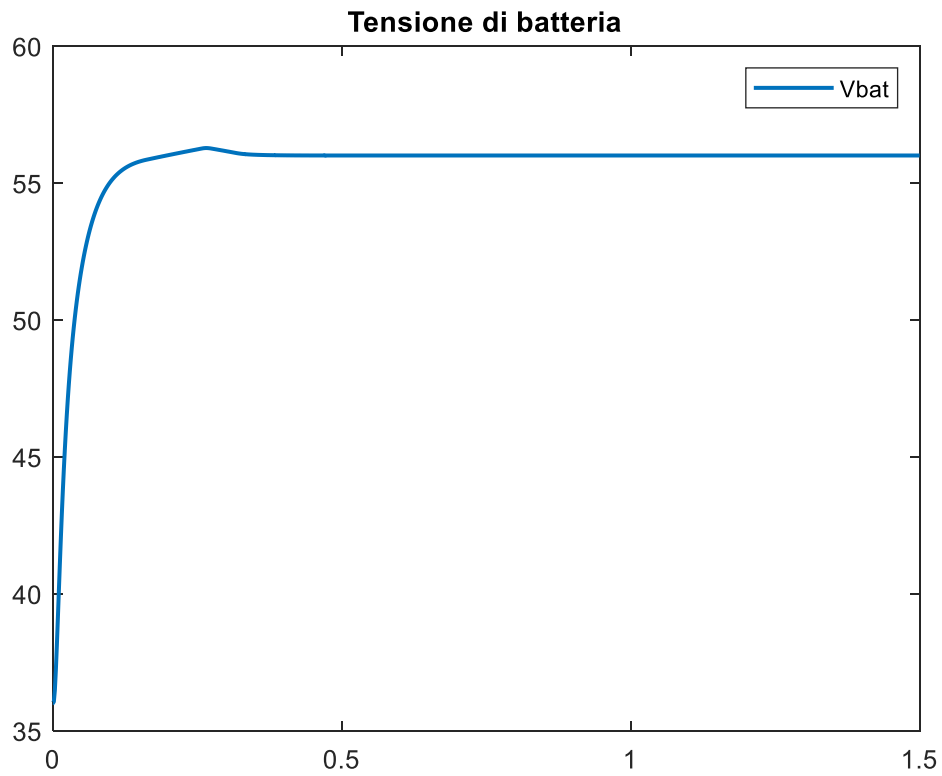


Figura 87 Tensione sulla batteria[V] comandando I_r nel tempo [s]

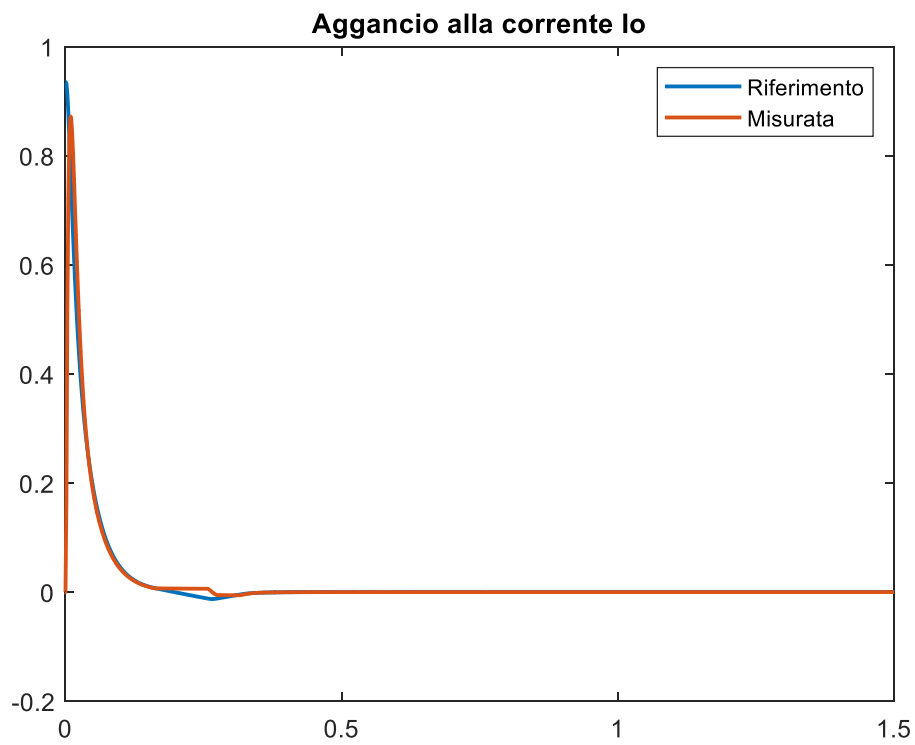


Figura 88 Aggancio della misura di I_o al riferimento di I_o comandando I_r [A] nel tempo [s]

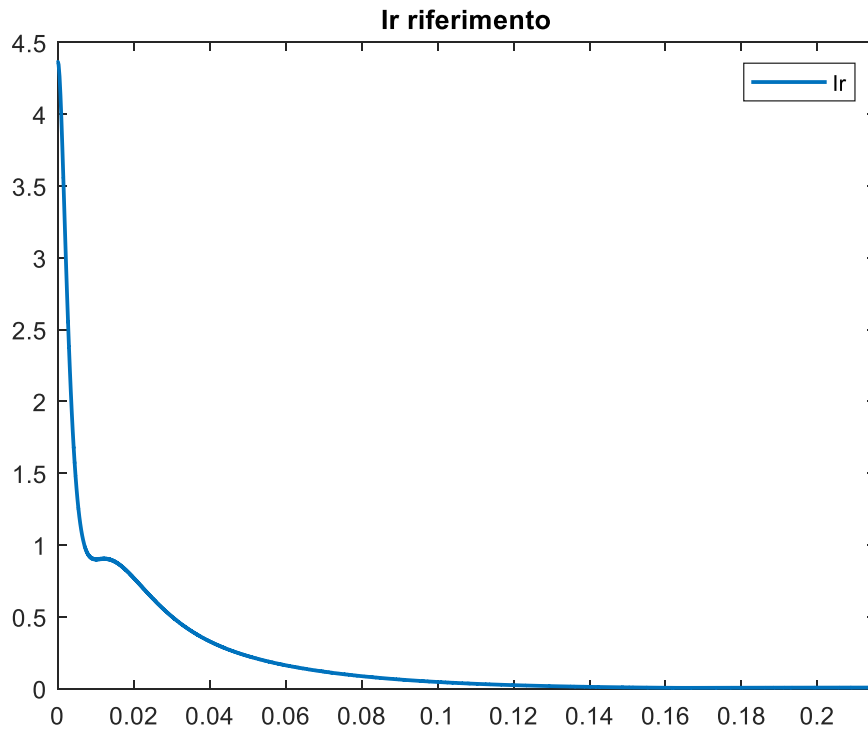


Figura 89 Involuppo di corrente della I_r [A] nel tempo [s]

Dai grafici della tensione sul condensatore e di quella di batteria si può notare che si raggiungono i riferimenti voluti anche se su entrambi si ha una sovra-elongazione che per la tensione di batteria risulta dello 0.4853 % mentre per la tensione del condensatore dell'1.6994 % rispetto ai valori di riferimento.

Il valore della batteria è accettabile, essendo molto piccolo, inoltre il riferimento viene raggiunto in pochi istanti.

Il discorso appena fatto non vale per la tensione del condensatore che una volta raggiunta caricato sopra il valore di riferimento non ha modo di scaricarsi se non per le perdite parassite.

Per ovviare a questo inconveniente si potrebbe collegare una resistenza in parallelo al condensatore che lo scarichi in maniera opportuna.

Facendo i calcoli si può dimensionare la R nel seguente modo:

Quantità di carica da asportare con la resistenza

$$\Delta Q = C * \Delta V = 0.0003 * 1.1 = 0.00033 \text{ C}$$

Tempo in cui la carica va esportata:

$$\Delta t = 0.01 \text{ s}$$

Corrente necessaria:

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = 0.0330 \text{ A}$$

La resistenza risulta:

$$\frac{V_{cond}}{I} = \frac{65}{0.033} = 1969,7 \text{ } \Omega$$

In questo modo anche la tensione del condensatore si uniformerà a 65 V in tempi brevi, ma a discapito di perdite sulla resistenza R in parallelo al condensatore.

Dal grafico della V_{cond} con la R otterremo:

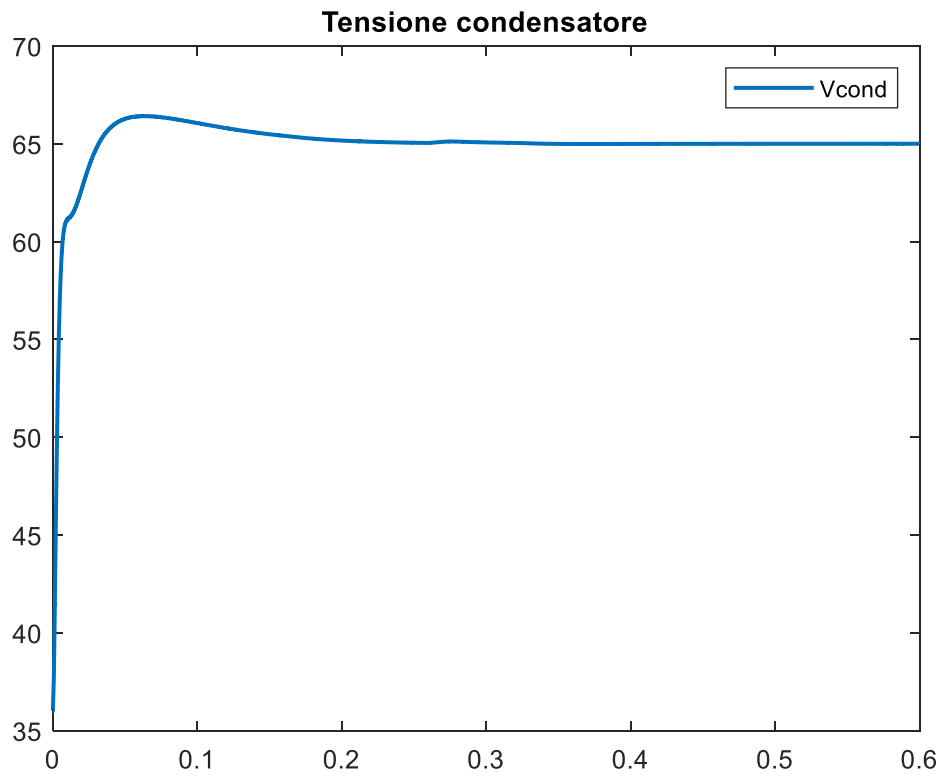


Figura 90 Tensione sul condensatore con R collegata in parallelo [V] nel tempo [s]

E dunque il raggiungimento del riferimento avviene dopo 0.4 s invece che dopo 1.5ss.

5.c) Circuito completo con regolatori

Visto il buon comportamento dei circuiti studiati in precedenza si passa all'ultima verifica della bontà dei regolatori progettati.

Si prende il sistema completo, alimentato al primario da una tensione V_s sinusoidale a 85000 Hz di cui, tramite l'aggiunta dell'ultimo regolatore, si regola l'ampiezza.

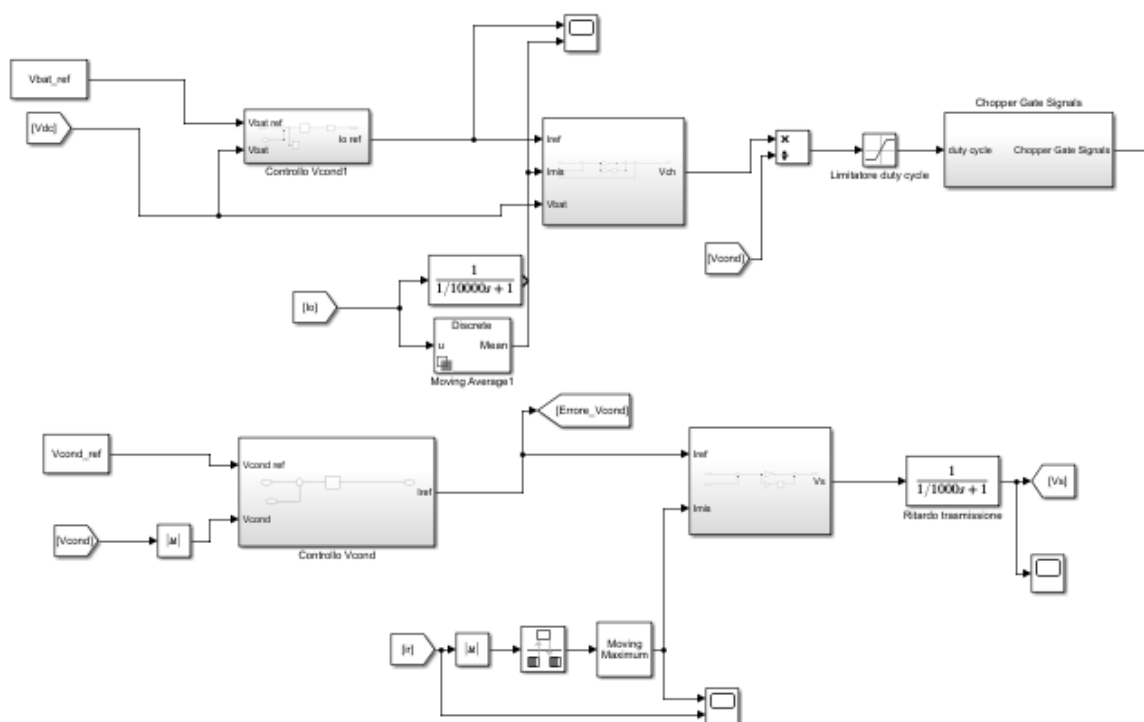


Figura 91 Controllo del sistema WPTS completo

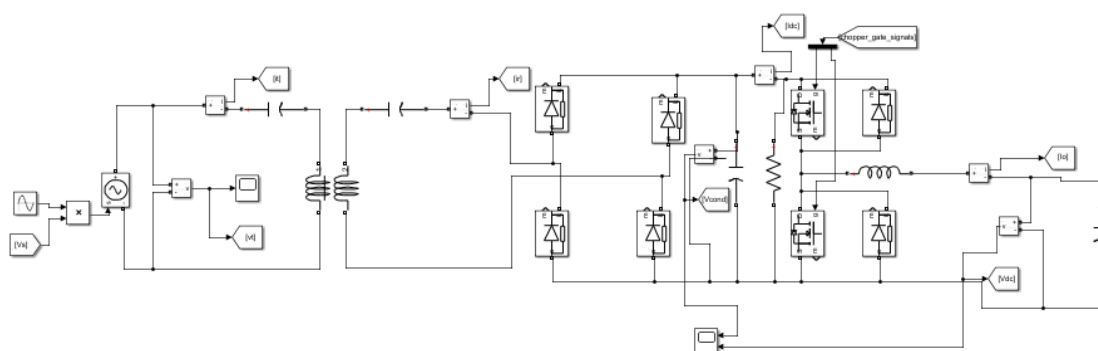


Figura 92 Circuito completo

Nello schema del controllo è stato aggiunto il regolatore della corrente I_r , un sistema che mi permette di trovare l'involuppo del modulo della corrente che viene fornita in ingresso e un ritardo su quest'ultimo, dato viene inviato tramite trasmissione radio alla sezione trasmittente.

I grafici ottenuti sono:

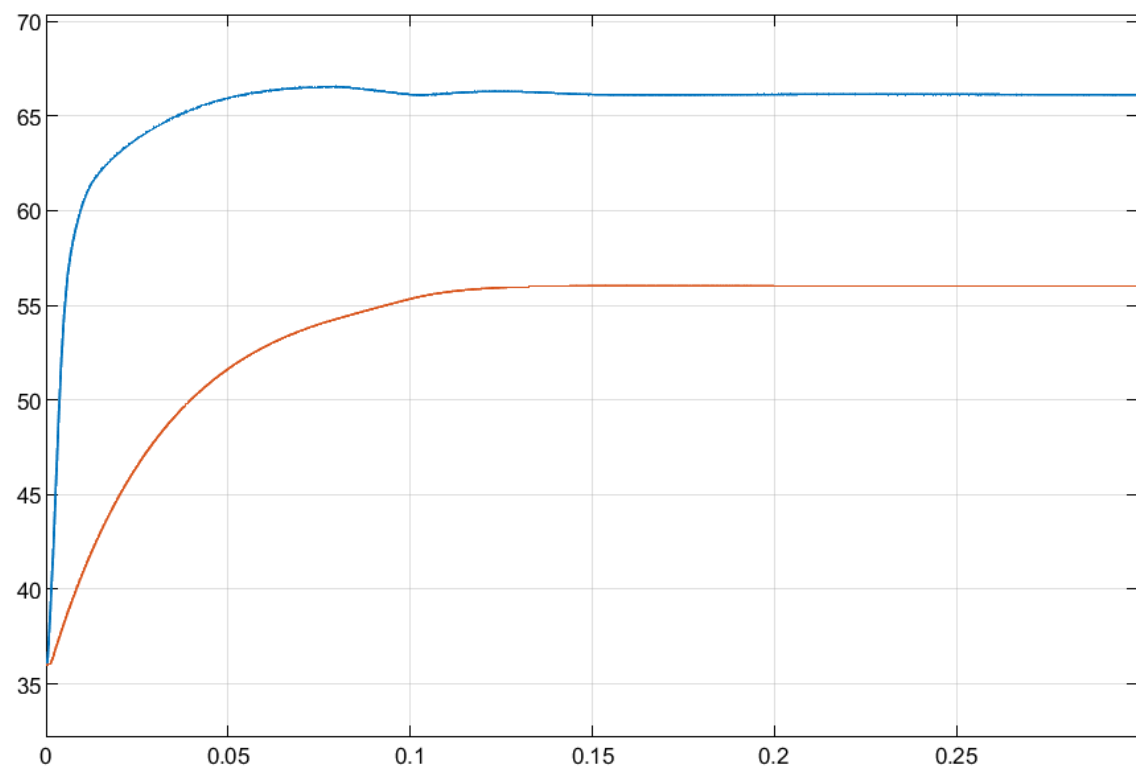


Figura 93 Tensione condensatore e batteria circuito completo[V] net tempo [s]

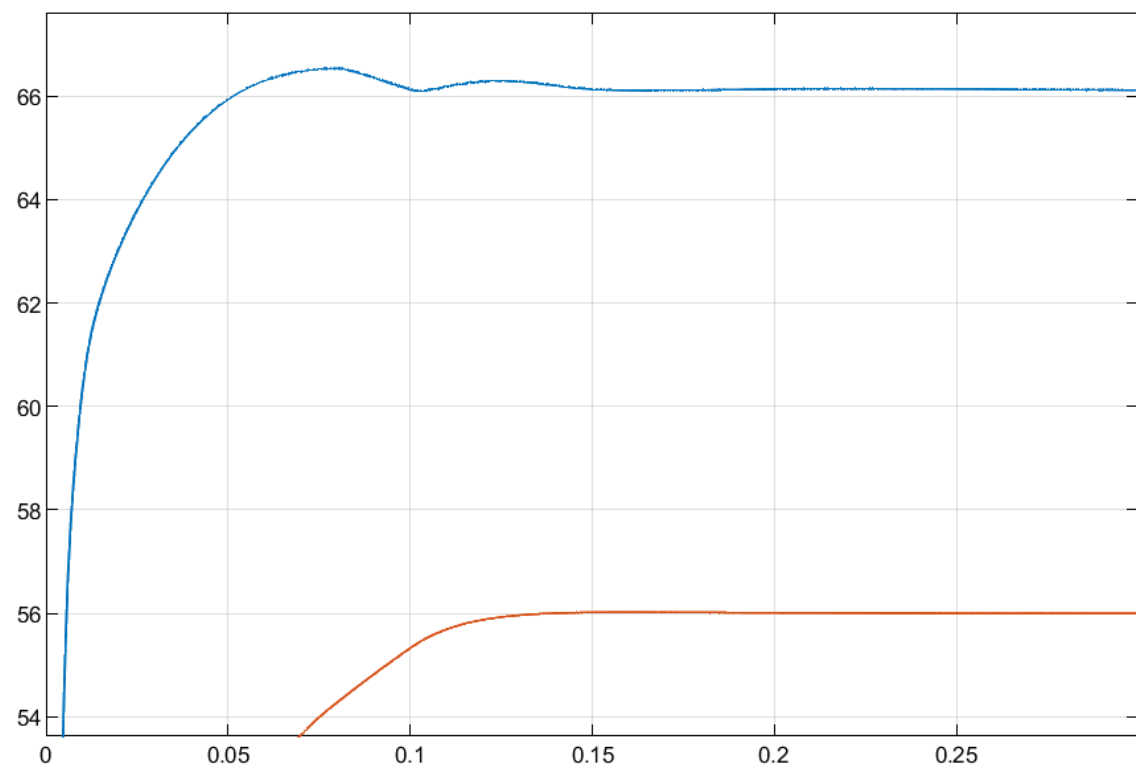


Figura 94 Tensione condensatore e batteria circuito completo[V] net tempo [s]

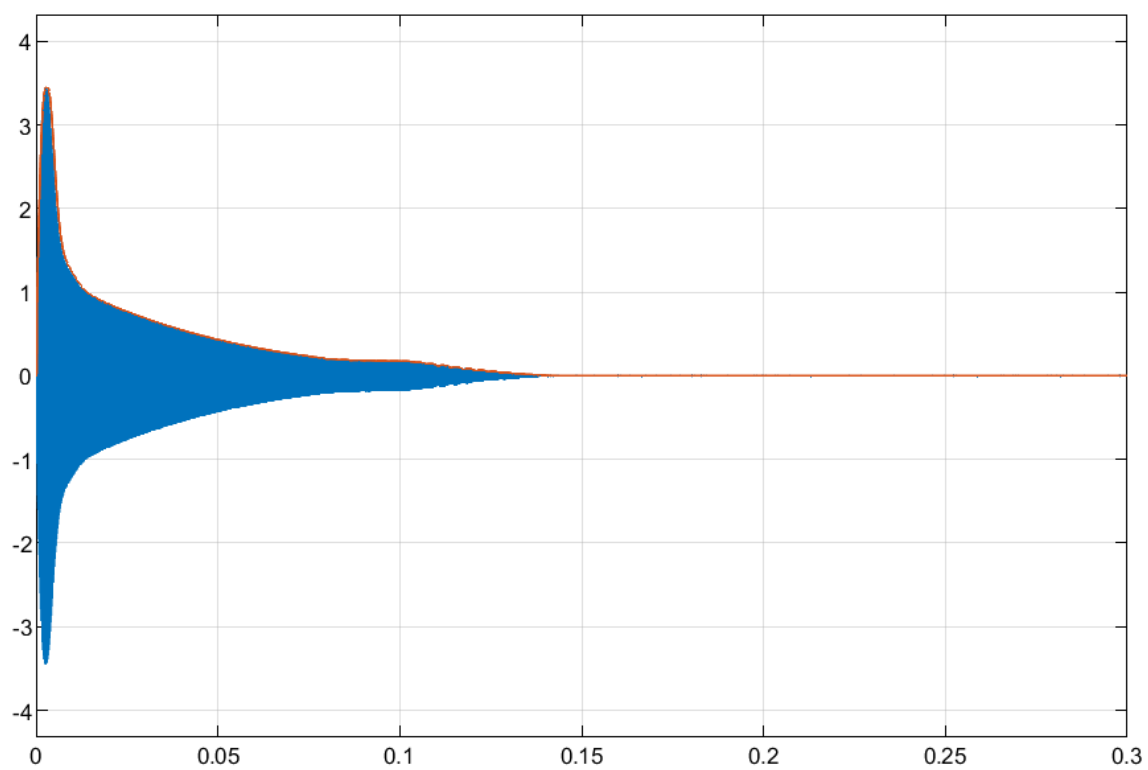


Figura 95 Involuppo I_r circuito completo [A] nel tempo [s]

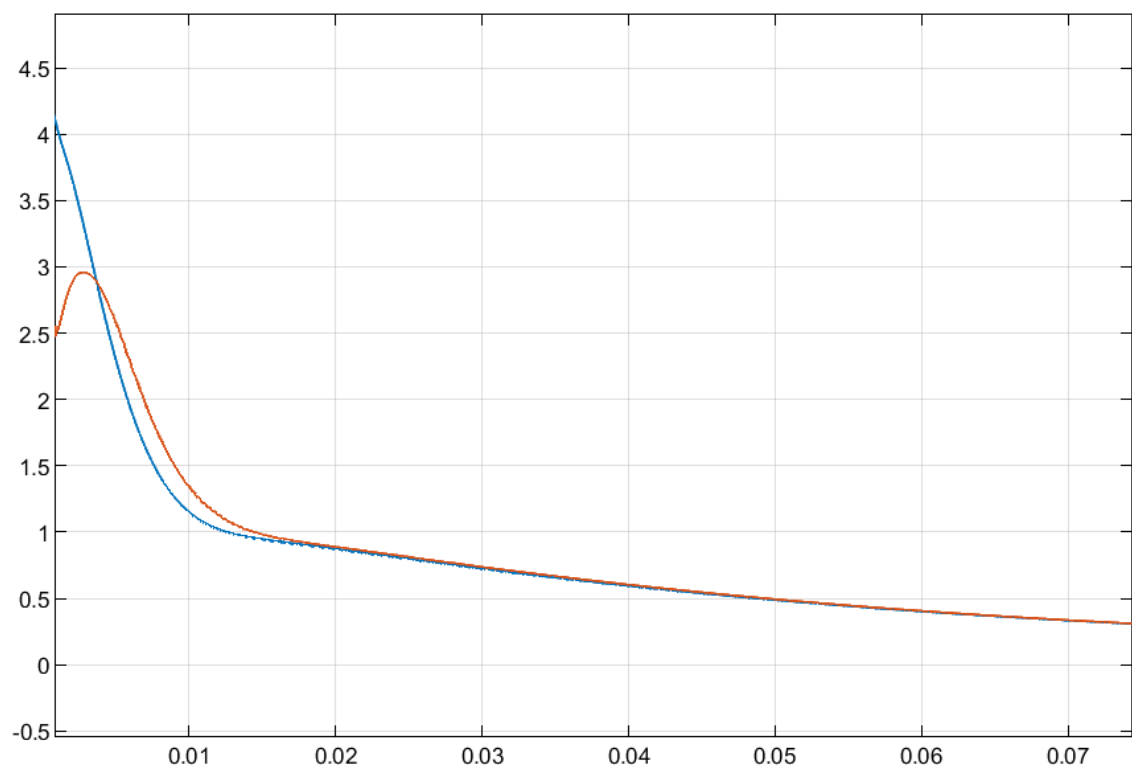


Figura 96 Aggancio al riferimento di I_r [A] nel tempo [s]

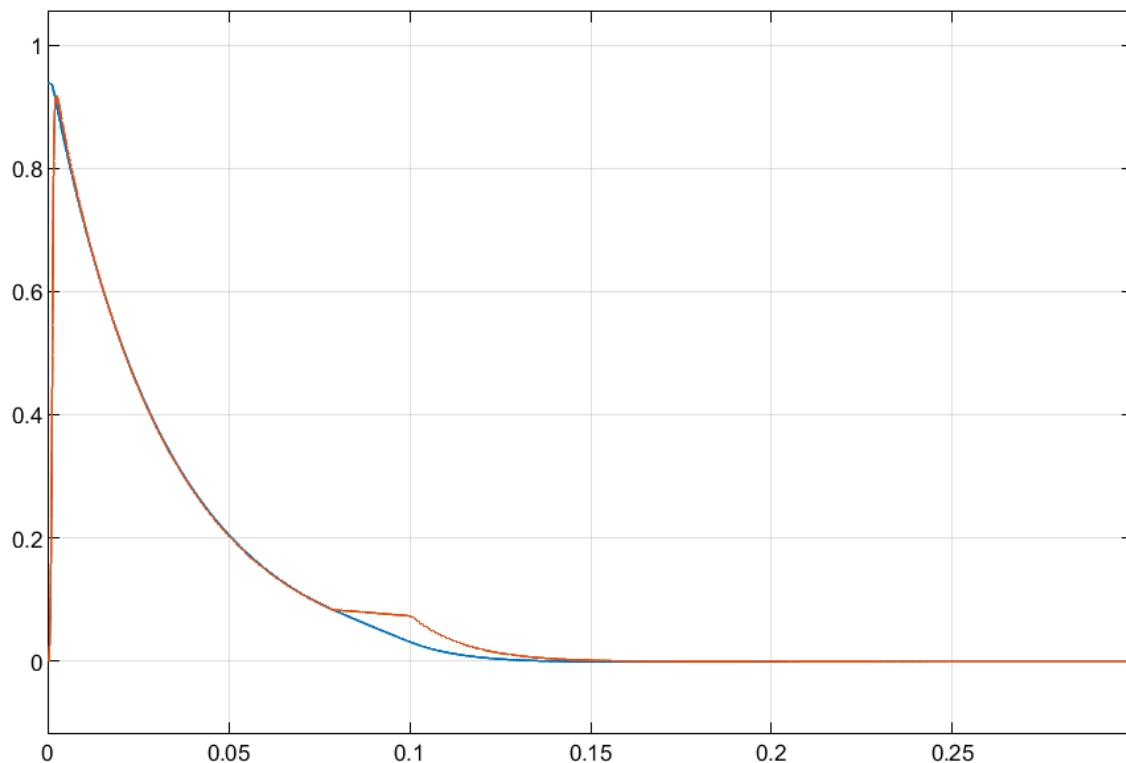


Figura 97 Aggancio al riferimento di I_o [A] nel tempo [s]

I plot delle tensioni dimostrano e fanno apprezzare che, se il condensatore non ha la possibilità di scaricarsi la sua tensione resta fissa e non raggiunge mai i 65 V voluti dal riferimento. Nel caso si introducesse, come fatto in precedenza, un sistema di scarica a resistenza si raggiungerebbero le specifiche volute ma non si rappresenterebbe correttamente il sistema studiato.

Dal grafico si possono apprezzare due sovra elongazioni: la prima dovuta al PI scelto nell'anello di controllo della tensione del condensatore, la seconda dovuta al fatto che la batteria è carica prima che la V_{cond} sia arrivata al riferimento, nel frattempo la batteria eccede nella carica di qualche centesimo di Volt ed essendo il convertitore DC/DC bidirezionale la batteria viene scaricata velocemente sul condensatore causando un nuovo aumento della sua tensione.

Va notato che, una volta che la batteria è carica, sia I_o che I_r vanno a zero, in I_o si vede che attorno a 0.1s la corrente misurata si allontana dal riferimento poichè in quel frangente vi è sia il condensatore e sia la corrente raddrizzata che mandano la corrente sulla batteria e quindi si ha un surplus di essa che viene gestito successivamente dai regolatori.

Nella realtà la carica della batteria dura ore e la capacità equivalente del condensatore sarebbe molto più grande di quella stimata in questa trattazione, per cui tipicamente queste problematiche evidenziate sono trascurabili nella realtà.

Si può pensare di effettuare la carica del sistema caricando separatamente, ossia prima il condensatore e poi la batteria

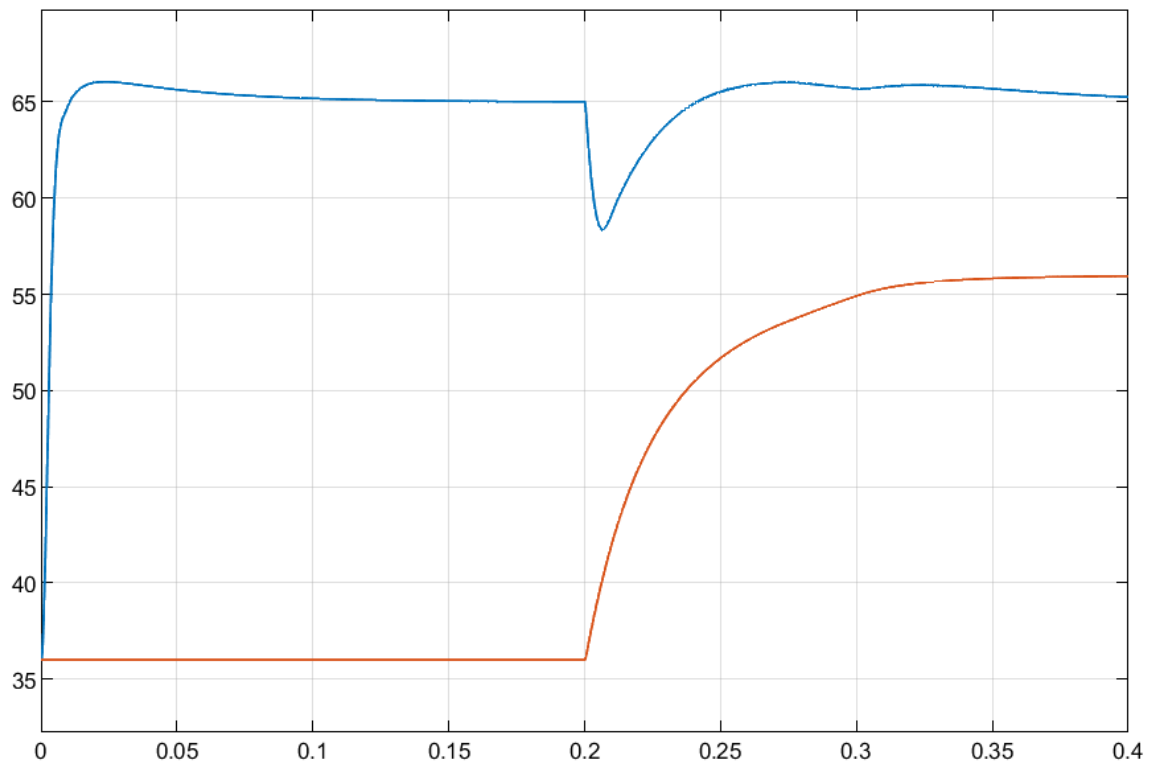


Figura 98 Tensione condensatore e batteria con partenza separata [V] nel tempo [s]

Si nota che il sistema funziona correttamente e si può quindi apprezzare la bontà del controllo e dei regolatori progettati, i quali permettono di raggiungere le specifiche di progetto volute e di caricare la batteria nella maniera più opportuna rispettando le limitazioni del costruttore, raggiungendo gli obiettivi iniziali.

Appendice

Indice delle figure

Figura 1 Circuito ricevente semplificato	7
Figura 2 Circuito WPS completo	8
Figura 3 Principio di funzionamento WPS	9
Figura 4 Circuito WPS completo	10
Figura 5 Modello circuitale semplificato	11
Figura 6 Inverter ad alta frequenza	12
Figura 7 Onde quadre invertite ad alta frequenza con cancellazione della tensione	13
Figura 8 Forma d'onda risultante dalla cancellazione della tensione	13
Figura 9 Dettaglio di una bobina	15
Figura 10 Schema del sistema a retroazione unitaria negativa con controllore	16
Figura 11 Schema di applicazione di un controllore PID	19
Figura 12 Schema Simulink Circuito Semplificato	27
Figura 13 Schema circuitale semplificato	27
Figura 14.1 Componente V_s modulata e totale	29
Figura 15 Diagramma di bode dell'ampiezza analitica vs simulata	30
Figura 16 Schema Simulink circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza	31
Figura 17 Diagramma di bode alle ampiezze di I_r circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza	33
Figura 18 Diagramma di bode alle ampiezze di I_t circuito lineare senza raddrizzatore e DC_DC, con Mutua Induttanza	33
Figura 19 Schema Simulink circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza	35
Figura 20 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_t del circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza	36
Figura 21 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_r del circuito alimentato ad onda quadra, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza	37
Figura 22 Schema Simulink del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore al posto del carico	38
Figura 23 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_r del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore dopo il raddrizzatore	39
Figura 24 Diagramma di Bode in ampiezza e fase di I_t del circuito alimentato in sinusoidale, con il raddrizzatore e la Mutua Induttanza e condensatore dopo il raddrizzatore	40
Figura 25 Circuito WPS completo	41
Figura 26 Diagramma di Bode di I_r circuito WPS completo alimentato in onda quadra	42
Figura 27 Diagramma di Bode di I_r circuito WPS completo alimentato in onda quadra nel particolare	43
Figura 28 Diagramma di Bode di I_t circuito WPS completo alimentato in onda quadra	43
Figura 29 Diagramma di Bode di I_r circuito WPS completo alimentato in sinusoidale	44
Figura 30 Architettura 1 del controllo di corrente con regolatore su sezione ricevente	47
Figura 31 Architettura 2 del controllo di corrente	48
Figura 32 Architettura 1 con controllore di tipo P	48
Figura 33 Diagramma di Bode del Ritardo nella trasmissione radio dei dati	49
Figura 34 Diagramma di Bode del ritardo introdotto dall'inverter	49
Figura 35 Diagramma di Bode in ampiezza e in fase della Funzione di trasferimento moltiplicata per -1	50
Figura 36 Riferimento in ingresso agli involucri	52
Figura 37 Architettura 1 con controllore di tipo PI	52
Figura 38 Diagramma di Bode con controllore PI	53
Figura 39 Grafico del riferimento rispetto all'uscita vera del sistema con controllore PI	54
Figura 40 Architettura 2 con controllore di tipo PI	54
Figura 41 Grafico all'uscita del sistema se avessimo margine di fase di 45° con controllore solo proporzionale nell'architettura 1 e nell'architettura 2	55
Figura 42 Grafico dell'uscita del sistema se avessimo margine di fase di 80° con controllore solo proporzionale nell'architettura 1 e nell'architettura 2	55
Figura 43 Diagrammi di Bode dell'architettura 1 e 2 in catena chiusa	56
Figura 44 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 1 di tipo P	57
Figura 45 Diagramma di Bode del condensatore	58
Figura 46 Diagramma di Bode della catena chiusa architettura 1	58
Figura 47 Diagramma di Bode Architettura 1 di tipo P	59
Figura 48 Risposta al gradino di un involuppo di V in ingresso Architettura 1 di tipo P	60
Figura 49 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 1 di tipo PI	60
Figura 50 Diagramma di Bode Architettura 1 di tipo PI	61
Figura 51 Risposta al gradino di un involuppo di V in ingresso Architettura 1 di tipo PI	62
Figura 52 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 2 di tipo P	63
Figura 53 Diagramma di Bode Architettura 2 di tipo P	64

Figura 54 Risposta al gradino di un inviluppo di V in ingresso Architettura 2 di tipo P	64
Figura 55 Schema Simulink controllo di tensione sul condensatore Architettura 2 di tipo PI.....	65
Figura 56 Diagramma di Bode Architettura 2 di tipo PI.....	66
Figura 57 Risposta al gradino di un inviluppo di V in ingresso Architettura 2 di tipo P	66
Figura 58 Schema finale delle risposte nel tempo delle varie architetture con i rispettivi controllori	67
Figura 59 Risposta Architettura 1 con PI e margine di fase a 74° e P	68
Figura 60 Controllo di tensione e corrente sulla batteria	69
Figura 61 Componenti della corrente su condensatore	70
Figura 62 Errore a regime non nullo.....	70
Figura 63 Ingrandimento della risposta a regime	71
Figura 64 Anello di controllo della corrente di batteria	72
Figura 65 Diagramma di Bode in catena aperta anello di corrente con solo P	73
Figura 66 Diagramma di Bode in catena aperta anello di corrente con PI	74
Figura 67 Risposta al gradino di riferimento di corrente	74
Figura 68 Anello di controllo della tensione di batteria	75
Figura 69 Diagramma di Bode in catena aperta anello tensione della batteria con regolatore di tipo P.....	76
Figura 70 Diagramma di Bode anello di tensione della batteria con regolatore di tipo PI.....	77
Figura 71 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione del condensatore e della batteria	78
Figura 72 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione di batteria	78
Figura 73 Corrente misurata e di riferimento sulla batteria	79
Figura 74 Corrente misurata a monte del Chopper DC/DC.....	79
Figura 75 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione del condensatore con partenza dei riferimenti simultanea..	81
Figura 76 Risposta ad un gradino di riferimento della tensione di batteria con partenza dei riferimenti simultanea.....	81
Figura 77 Corrente misurata a monte del convertitore DC/DC con partenza dei riferimenti simultanea	82
Figura 78 Corrente misurata e di riferimento sulla batteria con partenza dei riferimenti simultanea.....	82
Figura 79 Controllo della tensione di batteria	85
Figura 80 Parte in DC del circuito completo	85
Figura 81 Aggancio della misura di Io al riferimento di Io.....	87
Figura 82 Tensione di batteria	88
Figura 83 Zoom tensione di batteria.....	88
Figura 84 Controllo della tensione del condensatore e di batteria tramite Ir	89
Figura 85 Bobina ricevente completa del circuito completo.....	90
Figura 86 Tensione sul condensatore comandando Ir	90
Figura 87 Tensione sulla batteria comandando Ir	91
Figura 88 Aggancio della misura di Io al riferimento di Io comandando Ir	91
Figura 89 Inviluppo di corrente della Ir.....	92
Figura 90 Tensione sul condensatore con R collegata in parallelo	93
Figura 91 Controllo del sistema WPTS completo.....	94
Figura 92 Circuito completo	94
Figura 93 Tensione condensatore e batteria circuito completo.....	95
Figura 94 Tensione condensatore e batteria circuito completo.....	95
Figura 95 Inviluppo Ir circuito completo.....	96
Figura 96 Aggancio al riferimento di Ir.....	96
Figura 97 Aggancio al riferimento di Io.....	97
Figura 98 Tensione condensatore e batteria con partenza separata	98

Conclusioni

Lo studio del Sistema di controllo Wireless per la ricarica dei veicoli elettrici si poneva come obiettivi il progetto dei regolatori di corrente, di tensione del condensatore e della batteria, dopo avere sviluppato un modello matematico che rappresentasse il caricabatterie senza fili.

Dalla trattazione fatta si può vedere che il modello risulta fedele alla realtà e ha permesso il calcolo dei valori dei regolatori in maniera precisa in base alle specifiche prestazionali volute per il sistema analizzato.

Inoltre nella parte finale è stata verificato che i valori di questi regolatori progettati rispecchiano le specifiche volute sia nello schema a blocchi che nel circuito reale di simulazione, il che ci ha dimostrato l'affidabilità di sia della modellazione col GSSA e sia del progetto dei regolatori.

L'obiettivo era quello di calcolare in maniera analitica e quindi precisa i valori di questi regolatori, passando attraverso il calcolo della funzione di trasferimento col metodo GSSA, e verificarne la bontà dei risultati e del sistema adottato, dunque si può dire che quanto visto nella trattazione risulta preciso e permette di avere il controllo voluto del sistema WPTS.

Ringraziamenti

In primis ci tengo a ringraziare il Prof. Bertoluzzo il quale mi ha aiutato nella stesura di questa trattazione, nelle simulazioni effettuate e nelle molteplici problematiche riscontrate lungo tutto il percorso, ma non solo. Ci tenevo nel ringraziarlo per la persona squisita e disponibile trovata, oltre che per l'opportunità di lavorare insieme, non solo per la stesura di questa tesi di laurea, ma per quello fatto negli anni, molte delle cose che so ora sono merito suo.

Inoltre, volevo ringraziare la mia famiglia, mia mamma Paola e mio babbo Alberto che mi sono stati vicini e mi hanno aiutato in vari modi in tutti questi anni e molto probabilmente senza i loro sacrifici non sarei qui a scrivere questa trattazione, a loro mando un abbraccio fortissimo.

Una nota di merito va data alla mia ragazza Alessia che, nonostante tutti miei difetti, mi ha sostenuto nei momenti difficili ma anche fatto volare basso quando era il momento, a lei mando un bacio grande.

Un grazie, va dato anche a mia zia Teresa che mi ha sempre aiutato quando ho avuto bisogno.

Infine, a tutti i miei amici di scuola, di università e compagni di squadra che in questi anni hanno condiviso momenti belli e brutti insieme a me, vi ringrazio dal primo all'ultimo.

Bibliografia

- [1] E. Fornasini, Appunti di TEORIA DEI SISTEMI, Padova: Progetto, 2015.
- [2] K. J. Åström e R. M. Murray, Feedback systems : an introduction for scientists and engineers, Oxford: Princeton university press, 2008.
- [3] M. Bisiacco e S. Braghetto, Teoria dei sistemi dinamici, Bologna: Esculapio, 2010.
- [4] B. De Moor, 06 Dicembre 2019. [Online]. Available: https://homes.esat.kuleuven.be/~maapc/outline.php?course_id=1.
- [5] M. Forato, Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicles, Padova, Italia, 2018.
- [6] M. Forato, M. Bertoluzzo e G. Buja, «Modeling of the dynamics of a resonant wireless power transfer circuit,» in 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Edinburgh, 2017.
- [7] S. Wang, B. Wei, C. Gao, C. Xu e X. Wu, «Modeling and control methods of dynamic wireless power transfer system,» in 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin, 2017.
- [8] S. R. Sanders, M. J. Noworolski, X. Z. Liu e G. C. Verghese, «Generalized averaging method for power conversion circuits,» in 21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists, San Antonio, TX, USA, 1990.
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, Elettronica di potenza CONVERTITORI E APPLICAZIONI, Milano: Ulrico Hoepli Editore S.p.A., 2005.
- [10] M. Bisiacco e M. E. Valcher, Controlli Automatici, Padova: Libreria Progetto, 2008.
110
- [11] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, Elettronica di potenza, Milano: Ulrico Hoepli Editore S.p.A., 2017.
- [12] G. Buja, M. Bertoluzzo e K. N. Mude, «Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City Car,» IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 7436-7447, 2015.
- [13] M. Forato, M. Bertoluzzo e G. Buja, «Modeling of the dynamics of a resonant wireless power transfer circuit,» in 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2017.
- [14] M. Bertoluzzo, R. K. Jha e G. Buja, «Series-series resonant IPT system analysis under frequency mismatch,» in IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2015.