

**Tesi di Laurea Magistrale in  
Ingegneria Elettronica**

**CONTROLLO DIGITALE DI UN CARICABATTERIA  
PER RETI ELETTRICHE INTELLIGENTI BASATO  
SULLA TOPOLOGIA DUAL-ACTIVE-BRIDGE**

Laureando: Giovanni Cingano

Relatore: prof. Simone Buso

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Data di laurea: 30 novembre 2015

Anno Accademico 2015-2016

---

*Firma dello studente*

---

*Firma del relatore*



**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA**  
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

**Tesi di Laurea Magistrale in**  
**Ingegneria Elettronica**

**CONTROLLO DIGITALE DI UN CARICABATTERIA  
PER RETI ELETTRICHE INTELLIGENTI BASATO  
SULLA TOPOLOGIA DUAL-ACTIVE-BRIDGE**

Laureando: Giovanni Cingano

Relatore: prof. Simone Buso

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA**

Data di laurea: 30 novembre 2015

Anno Accademico 2015-2016





# Sommario

L'obiettivo di questo lavoro è di progettare il controllo dinamico di un caricabatteria da impiegarsi nel prototipo di una rete elettrica intelligente in via di sviluppo nei laboratori di Elettronica di Potenza del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Padova. Il caricabatteria si basa sulla topologia dual-active-bridge con accoppiamento risonante isolato (SR-DAB).

La prima parte del lavoro introduce all'applicazione pratica del dispositivo, al fine di comprendere le esigenze che il progetto deve soddisfare.

Nella seconda parte è data descrizione del funzionamento del convertitore in regime stazionario, viene data dimostrazione della caratteristica statica e vengono dimensionati i componenti passivi che costituiscono l'accoppiamento risonante isolato.

Nella terza parte viene sviluppato un modello dinamico del convertitore, passando per tre diversi livelli di astrazione: modello a commutazione, modello fasoriale e modello linearizzato; la transizione fra i tre modelli viene dimostrata sia analiticamente sia sperimentalmente simulandone il funzionamento con MatLab e Simulink.

La quarta parte è dedicata al dimensionamento dei filtri passivi di accoppiamento del convertitore con il pacco batterie e con lo stadio attivo d'interfaccia con la rete; viene sintetizzata quindi una funzione di trasferimento per la quale viene inoltre investigata la criticità degli elementi parassiti.

Nella quinta parte del lavoro viene sintetizzata un'unica funzione di trasferimento fra la variabile di controllo del convertitore e la grandezza d'uscita, utilizzata per progettare il controllo analogico in retroazione che viene poi discretizzato per ottenere infine la dinamica di controllo digitale; il comportamento del sistema ad anello aperto e chiuso viene

illustrato simulandone l'azionamento in Simulink; viene inoltre investigata l'opportunità di un controllo feed-forward.

# Indice

<b>Sommario</b> .....	<b>v</b>
<b>Indice</b> .....	<b>vii</b>
<b>1 - Introduzione</b> .....	<b>1</b>
1.1 - Reti elettriche intelligenti.....	1
1.2 - Stoccaggio dell'energia.....	4
1.3 - Soluzioni di accumulo energetico.....	6
1.4 - Impegno dell'Università di Padova nelle reti elettriche intelligenti.....	13
1.5 - Descrizione del dispositivo in oggetto.....	14
<b>2 - Il convertitore SR-DAB</b> .....	<b>17</b>
2.1 - Principio di funzionamento .....	17
2.2 - Modello statico .....	21
2.3 - Dimensionamento del tank.....	24
<b>3 - Modello dinamico</b> .....	<b>27</b>
3.1 - Livelli di astrazione.....	27
3.2 - Modello a commutazione .....	28
3.3 - Modello fasoriale.....	32
3.4 - Sintesi dei fasori di controllo .....	33

3.5 - Calcolo del fasore di tensione sul tank.....	34
3.6 - Modello dell'ammettenza del tank.....	35
3.7 - Calcolo delle correnti d'ingresso/uscita .....	37
3.8 - Sintesi della forma d'onda e dell'involuppo della corrente di tank.....	38
3.9 - Linearizzazione del modello fasoriale.....	39
3.10 - Confronto dei tre modelli.....	43
3.11 - Funzione di trasferimento.....	56
<b>4 - Filtri passivi.....</b>	<b>59</b>
4.1 - Filtro di accoppiamento con la batteria .....	59
4.2 - Criteri di progettazione.....	59
4.3 - Dimensionamento.....	61
4.4 - Funzione di trasferimento.....	63
4.5 - Incidenza e variabilità degli elementi parassiti.....	68
4.6 - Filtro di accoppiamento con lo stadio inverter .....	72
<b>5 - Controllo dinamico .....</b>	<b>75</b>
5.1 - Calcolo del guadagno d'anello .....	75
5.2 - Progetto del regolatore .....	89
5.3 - Discretizzazione del compensatore.....	94
5.4 - Feed-forward.....	103
<b>Conclusioni .....</b>	<b>109</b>
<b>Appendice .....</b>	<b>113</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>119</b>





# 1 - Introduzione

Prima di presentare l'oggetto di questa trattazione e prima di esporne i criteri di progettazione, è utile una breve introduzione all'ambito di applicazione, senza pretesa di esaustività, al fine di comprendere le funzioni cui dovrà assolvere.

## 1.1 - Reti elettriche intelligenti

Per "rete elettrica intelligente" (o anche "smart grid") s'intende una rete elettrica in grado di integrare intelligentemente le azioni di tutti gli utenti connessi (che, oltre a consumatori, possono essere pure produttori allo stesso tempo, detti "prosumers") al fine di distribuire energia in modo sostenibile, efficiente, economicamente vantaggioso e sicuro.

Con il concetto di rete elettrica intelligente, o "smart grid", viene superata la classica visione di rete elettrica. Non più una rete di distribuzione sostanzialmente passiva che trasporta l'energia in una sola direzione, da poche grandi centrali di generazione ai tanti piccoli consumatori finali, ma una rete che riesca a gestire i flussi di potenza di tanti utenti che agiscono tanto da consumatori quanto da produttori. Non più solo un controllo centralizzato, con linee, interruttori, trasformatori, ma anche flussi di potenze bidirezionali e nodi attivi, fatti di elettronica, informatica e comunicazione.

Una smart grid utilizza prodotti e servizi innovativi assieme a tecniche intelligenti di monitoraggio, controllo, comunicazione, self-healing, al fine di:

- facilitare la connessione e l'operatività di generatori elettrici eterogenei di qualunque dimensione e tecnologia, in particolare da fonti rinnovabili;
- fornire ai consumatori degli strumenti per contribuire a ottimizzare il funzionamento del sistema globale;
- diffondere un'infrastruttura di ricarica per la mobilità elettrica;
- dare ai consumatori maggiore informazione e potere di scelta;
- ridurre significativamente l'impatto ambientale dell'intero sistema elettrico;
- aumentare il grado di affidabilità e sicurezza del sistema elettrico.

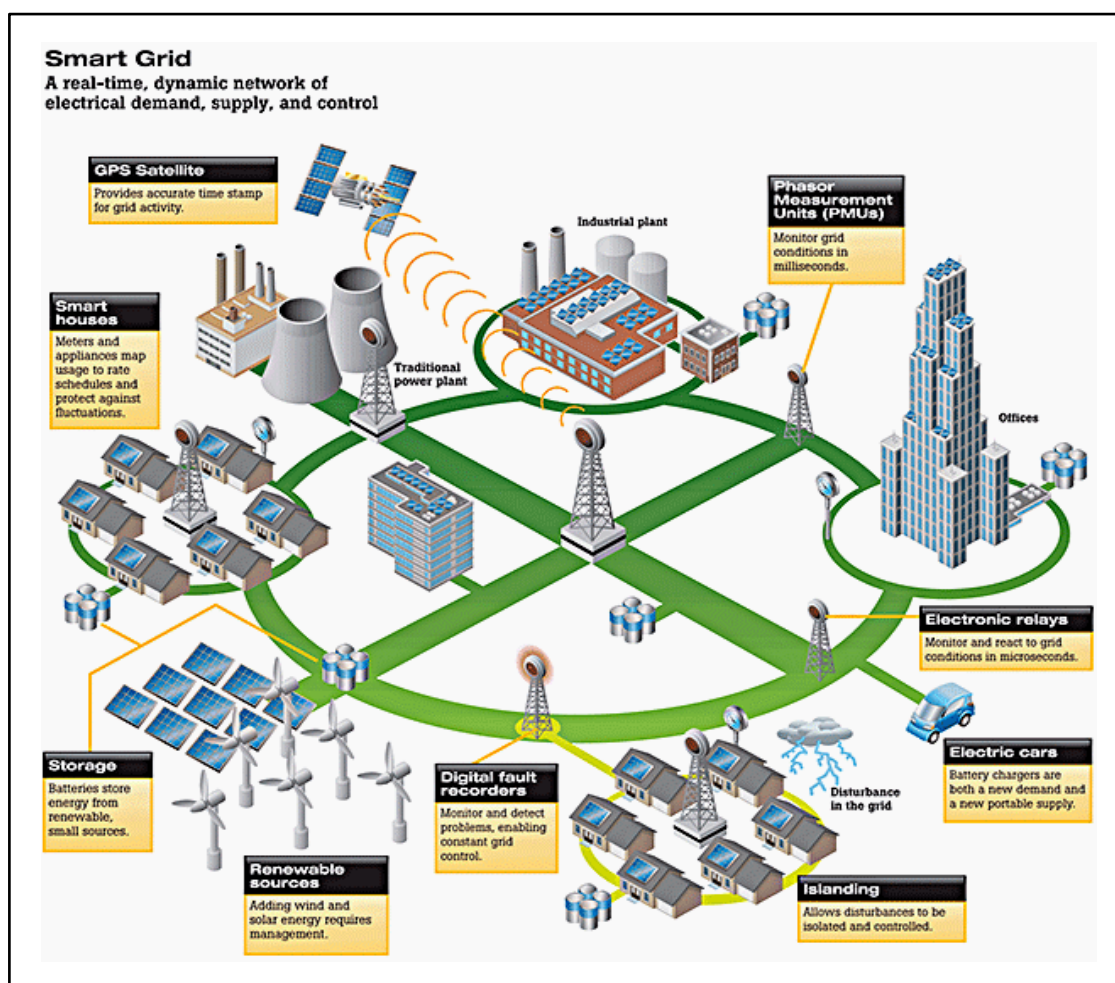


Figura 1.1: sinossi di una tipica rete elettrica intelligente, in cui sono evidenziati gli elementi principali. Parallelamente alle connessioni elettriche corrono le comunicazioni di dati utilizzati per la gestione dei flussi di energia. [1]



Sul piano del controllo la rete elettrica deve assomigliare a una “Internet of Energy”, in cui ogni sistema di micro generazione sia connesso in rete e in grado di comunicare e ricevere dati. In sostanza, ogni casa e ogni utente potrebbe divenire un “prosumer”, in un mercato aperto tanto ai grandi distributori quanto ai piccoli utenti.

La necessità di rendere disponibili in tempo reale i profili di consumo/generazione di utenti e gestori richiede l'introduzione di contatori intelligenti (“smart meters”) connessi a una rete di comunicazione in grado di gestire monitoraggio e controllo con flusso bidirezionale. Il software consente di disporre in ogni momento dei dati quantitativi di energia utilizzati in qualsiasi punto della rete, utilizzando la capacità di interconnessione per orientare e dosare i flussi di energia a seconda dei momenti e dei luoghi di maggiore o minore consumo. [2]

Per perseguire questa importante modernizzazione in fatto di gestione e distribuzione dell'energia elettrica, l'attuale ricerca, in corso anche presso l'Università di Padova, si indirizza principalmente su quattro obiettivi ingegneristici:

- Ottimizzazione energetica locale, ossia l'ottimizzazione di consumo e produzione di energia all'interno delle pertinenze dell'utente finale, contemplando la presenza di un'unità di accumulo locale; il miglior sfruttamento dell'energia prodotta localmente da fonti rinnovabili (p.e. fotovoltaico), attraverso una gestione ottimale delle unità di accumulo, comporterebbe una riduzione della potenza assorbita dalla rete, un risparmio economico per l'utente finale e la riduzione delle perdite di distribuzione.
- Ottimizzazione globale, ossia l'ottimizzazione sinergica delle risorse energetiche distribuite nella micro-rete. Algoritmi di controllo distribuiti e opportunamente orchestrati gestirebbero la quantità di potenza attiva e reattiva fornita dai vari utenti finali, onde ottenere il bilanciamento dei carichi, la riduzione delle perdite di distribuzione, la stabilizzazione della tensione di rete, una compensazione reattiva e una armonica; ciò si traduce nell'aumento delle utenze supportabili, senza la necessità di modifiche all'infrastruttura di distribuzione.
- Implementazione di una infrastruttura di comunicazione, che permetta le comunicazioni fra le interfacce di potenza installate presso le pertinenze degli utenti finali, con funzionalità avanzate; tecniche di telecomunicazione che sfruttino le linee di potenza e/o wireless ridurrebbero drasticamente i costi di installazione; questa infrastruttura di comuni-

cazione è un tassello fondamentale per ottenere i due obiettivi già elencati, e inoltre potrebbe condurre al superamento degli attuali paradigmi di interazione fra utenti finali e fornitori del servizio.

- Progetto e implementazione di una nuova famiglia di convertitori di potenza per reti residenziali, fra cui i c.d. Energy Gateway e le c.d. Utility Interface, che permettano la menzionata ottimizzazione distribuita delle risorse energetiche. Gli Energy gateway sono le unità di gestione di potenza che interfacciano i singoli “prosumer” con la rete, incaricate del controllo primario della micro-rete e della gestione di tutte le risorse energetiche (generatori e accumulatori); le Utility Interface sono le unità di gestione di potenza che interfacciano ciascuna micro-rete con la rete di distribuzione nel punto in cui la potenza è recapitata, incaricate di funzioni sussidiarie che migliorino il funzionamento globale della rete (compensazione attiva della potenza reattiva, dello sbilanciamento e della distorsione, controllo secondario della micro-rete, formazione della rete e avviamento autonomo). [3]

## **1.2 - Stoccaggio dell'energia**

La capacità di immagazzinare l'energia prodotta da fonti rinnovabili si sta dimostrando uno dei fronti più significativi nell'evoluzione delle reti elettriche intelligenti. Uno dei grandi limiti dell'elettricità è infatti la difficoltà di accumularla. A differenza di altre risorse o prodotti, non è possibile produrre elettricità e conservarla, ma in ogni istante deve esserci equilibrio tra consumo e produzione di energia.

L'aleatorietà e la discontinuità di fonti energetiche come l'eolico o il solare, e la loro estrema frammentazione in impianti di piccola potenza, sono fattori che complicano la gestione delle energie rinnovabili. Per assorbire e immettere in rete l'energia generata da questi numerosi impianti (in Europa sono milioni, prevalentemente fotovoltaici), consentendone l'ulteriore sviluppo, occorre sia potenziare la rete, sia modificarla concettualmente e rinnovarla tecnologicamente secondo la logica delle smart grids. Ma non basta: per valorizzare appieno la generazione rinnovabile, che per sua natura è tipicamente non programmabile, è necessario prevedere anche un'adeguata capacità di immagazzinamento. Può capitare, per esempio, che gli impianti eolici raggiungano il massimo di produzione di notte, quando la domanda è più scarsa; analogamente, la generazione solare trova produzione

massima durante le ore centrali del giorno, mentre le utenze domestiche presentano tipicamente picchi di assorbimento di potenza al mattino o alla sera.

Il tema dello stoccaggio dell'energia riveste quindi un'importanza cruciale nell'ottica della sostenibilità energetica e ancor più lo rivestirà in futuro: dall'efficacia dei sistemi di immagazzinamento dipende infatti la capacità di aumentare la flessibilità del sistema elettrico. Inoltre, lo stoccaggio dell'energia può giocare un ruolo essenziale anche per ridurre costi interventi di altro tipo sulle reti, che sarebbero altrimenti necessari per adeguare il sistema ai livelli crescenti della produzione rinnovabile.

Per tale motivo è necessario implementare sistemi di stoccaggio energetico sempre più efficienti, in grado di immagazzinare l'energia elettrica prodotta quando è più conveniente o quando c'è abbondanza di fonti rinnovabili (prevalentemente eolico e solare) per usarla quando serve: questa pratica è detta comunemente "energy buffering". [4]

Ulteriore beneficio derivante dall'impiego di accumulatori energetici è costituito dal "power backup", ossia l'alimentazione di emergenza di carichi non interrompibili (quali p.e. apparecchiature mediche, server informatici, impianti industriali critici, illuminazione d'emergenza, etc.). In questo caso, per migliorare la durata, il controllo della rete intelligente deve poter discernere quali carichi mantenere alimentati e quali no, intervenendo su opportuni teleruttori, permettendo il funzionamento temporaneo "a isola" di una parte di rete.

Speciali sistemi di accumulo alternativi si rendono necessari per un'altra esigenza: il c.d. "power peak shaving", ossia la mitigazione di picchi di potenza richiesta alla rete da carichi caratterizzati da assorbimenti transitori di importante intensità; in questo caso la scelta della soluzione di accumulo energetico dev'essere dettata primariamente dalle prestazioni in potenza e la velocità di risposta. Il grosso beneficio derivante dalla presenza di un sistema di questo tipo è che l'infrastruttura e la fornitura elettrica non devono più essere dimensionate sulla potenza massima assorbita dal carico, bensì sulla potenza media, comportando quindi vantaggi economici: questo è particolarmente importante per le reti industriali esistenti, che potrebbero accogliere nuove utenze senza dover ricorrere a pesanti modifiche. Un altro beneficio è costituito dalla qualità della potenza elettrica circolante in rete, depurata del contenuto armonico e transitorio introdotto da carichi fortemente non lineari.

### 1.3 - Soluzioni di accumulo energetico

Le soluzioni possibili per l'accumulo di energia sono molteplici, ciascuna delle quali caratterizzata da vantaggi e svantaggi che ne danno collocazione nel panorama delle applicazioni. Per citarne alcune fra le più salienti:

- **Pompaggio idroelettrico:** il più diffuso metodo di accumulo di energia in forma meccanica potenziale. È costituito essenzialmente da una coppia di serbatoi posti a differente elevazione e un'unità elettromeccanica composta da un motore/generatore elettrico, una pompa e una turbina calettati sullo stesso albero. L'accumulo avviene pompando acqua dal serbatoio inferiore a quello superiore, mentre la generazione avviene recuperando energia tramite la turbina nel processo inverso. La capacità è proporzionale sia al volume dei serbatoi, sia al dislivello fra i due. Nonostante la scalabilità dell'opera, i costi ne suggeriscono l'impiego in infrastrutture di grandissima potenza (macro-reti) e capacità a ciclo giornaliero/mensile/annuale, preferendo altre soluzioni per applicazioni minori.
- **Aria compressa:** l'altra tecnologia commercialmente disponibile di accumulo di energia in forma meccanica potenziale. È costituito da un serbatoio di accumulo dell'aria in pressione (costruito appositamente oppure sfruttando una opportuna cavità nel sottosuolo) e da un'unità elettromeccanica composta da un motore/generatore che può essere alternativamente accoppiato a un gruppo compressore o a un gruppo turbina, e da eventuali intercooler per migliorarne il rendimento. L'accumulo e l'estrazione di energia si ottengono per compressione o espansione del gas verso/dal serbatoio attraverso il rispettivo gruppo elettropneumatico. La complessità dell'infrastruttura ne suggerisce l'impiego per applicazioni di grande potenza (reti industriali, macro-reti residenziali) a ciclo giornaliero/mensile.
- **Batterie:** il più tipico e diffuso metodo di accumulo energetico in forma elettrochimica. Costituite da celle elettrochimiche, tutti i componenti partecipanti alla reazione (elettrodi, elettrolita, specie ossidanti e riducenti) trovano posto all'interno della cella stessa; lo scambio di energia avviene direttamente in forma elettrica ai morsetti: carica e scarica avvengono rispettivamente iniettando o estraendo una corrente di opportuna intensità; inoltre non è presente alcun organo meccanico. Tutto ciò rende estremamente semplice l'utilizzo delle batterie. La vasta scalabilità e la varietà di tecnologie disponibili (nonché venture) ne permettono l'impiego per qualsiasi applicazione. Grazie alla buona stabilità, le batterie alimentano la grande maggioranza delle applicazioni mobili, dall'elettronica di

consumo ai trasporti a propulsione elettrica; tuttavia si prestano pure a installazioni fisse, quali UPS ed energy buffering per smart grids. La tecnologia realizzativa è di volta in volta selezionata in base ai requisiti di capacità, potenza, costo e sicurezza richiesti dall'applicazione.

Le batterie a base di piombo sono le più tecnologicamente datate ma sono ancora le più utilizzate in applicazioni di potenza (~kW) grazie al loro costo relativamente contenuto. Allo stato carico, la cella è costituita da un anodo di piombo e da un catodo di ossido di piombo, entrambi immersi in una stessa soluzione di acido solforico; durante la scarica entrambi gli elettrodi si ricoprono di piombo solfato mentre la soluzione acida diminuisce la sua concentrazione. La batteria al piombo offre ottime prestazioni di potenza, tuttavia soffre di alcuni svantaggi. La frequente elettrolisi dell'acqua solvente rende necessarie periodiche ispezioni e manutenzioni (per questo motivo è stata introdotta la versione sigillata con elettrolita immobilizzato, che tuttavia offre prestazioni più modeste e ha una vita utile minore); c'è un livello di carica minima che bisogna mantenere, pena la solfatazione degli elettrodi e la conseguente degradazione delle prestazioni; durante i periodi di inattività si verifica un'auto-scarica non trascurabile; vi è inoltre una importante flessione nelle prestazioni in condizioni di bassa temperatura e all'aumentare dei cicli operativi. Un sistema di controllo intelligente e un'opportuna climatizzazione possono tuttavia mitigare alcuni di questi svantaggi; perciò le batterie al piombo costituiscono ancora la soluzione economicamente preferita laddove il peso non sia un problema (installazioni fisse residenziali, power backup per impianti d'emergenza o avviamento dei motori a combustione).

Le batterie a base di nichel (NiCd o NiMH) offrono densità d'energia e stabilità superiori a quella delle batterie al piombo, tuttavia la più rapida degradazione e il costo più alto (nonché l'effetto memoria e la tossicità nel caso delle NiCd) ne limitano l'impiego a soluzioni di power backup o in applicazioni mobili di potenza modesta.

Le batterie a base di sodio (NaS) offrono una densità d'energia nettamente maggiore rispetto a quelle al piombo; le prestazioni in potenza e la vita utile sono pure superiori, ad un costo comparabile (con prospettive di diminuzione), tuttavia necessitano di accorgimenti particolari per essere mantenute ad alta temperatura onde assicurare la fusione dei materiali attivi, a modesto svantaggio di efficienza; ciò non costituisce grave problema per le installazioni fisse, per le quali queste batterie si presentano perciò buone candidate.

Le batterie a base di litio (Li-ion) costituiscono la tecnologia dalle più promettenti prospettive di sviluppo, con innumerevoli varianti già in fase di sperimentazione. Il tipico esemplare è composto da un anodo di ossido metallico a base di litio, da un catodo di carbonio e un elettrolita a base di sali di litio in solvente organico. In fase di carica il litio presente nel catodo si ionizza e migra presso l'anodo, dove cede elettroni; il processo s'inverte in fase di scarica. La densità d'energia, la vita utile e l'efficienza sono in generale nettamente superiori rispetto alle batterie al piombo; le prestazioni in potenza sono comparabili, addirittura superiori in talune varianti che prediligano questo aspetto. Necessitano di accorgimenti di protezione che limitino i livelli di carica massima e minima, pena una degradazione irreversibile. Per queste sue caratteristiche, le batterie Li-ion dominano oggi il mercato delle applicazioni mobili di bassa potenza, affacciandosi pure in quello dei trasporti; l'alto costo, tuttavia, ne ostacola l'accesso a quello delle installazioni fisse, ambito in cui sono ancora preferite altre soluzioni.

Le batterie di flusso costituiscono una variante (ancora poco diffusa) delle batterie convenzionali, dalle quali si differenziano per il fatto che le sostanze elettroattive si trovano già disciolte nelle soluzioni elettrolitiche di ciascuna semi-cella, le quali vengono stoccate in appositi serbatoi esterni al reattore. Esistono molteplici combinazioni di materiali elettroattivi, con proprie peculiarità; il grande pregio è la modularità costruttiva, che permette di ottenere capacità e potenze elevate in modo indipendente, al costo di una struttura più complicata; questo fatto renderebbe le batterie di flusso idonee all'impiego in installazioni fisse.

- Celle a combustibile: l'alternativa elettrochimica alle batterie. La differenza principale è che le specie ossidanti e riducenti si trovano immagazzinate in serbatoi esterni alla cella (nella quale rimane presente solo l'elettrolita in quantità controllata), ciò vuol dire che la reazione può idealmente mantenersi all'infinito fintantoché viene mantenuto il flusso di reagenti (attuato per mezzo di pompe meccaniche). Affinché si possa impiegare una cella a combustibile come sistema di energy buffering per reti elettriche, è necessario che la reazione sia reversibile, e ciò comporta che i prodotti di reazione siano anch'essi raccolti in appositi serbatoi. Sono disponibili diverse varianti di celle a combustibile, le più diffuse sono quelle a idrogeno, a metanolo e le celle metallo-aria. In generale, sono caratterizzate da ottima densità di energia, e la scalabilità costruttiva permette di ottenere capacità e potenza del tutto arbitrarie e fra loro indipendenti (generalmente la capacità dipende dalle dimensioni dei serbatoi, mentre la potenza dipende da quelle del reattore). Gli svantaggi

sono costituiti dal costo non ancora competitivo (soprattutto per le celle a idrogeno, che necessita particolari accorgimenti per trasporto e stoccaggio in forma gassosa) e dall'efficienza relativamente bassa.

- **Combustibili solari:** una tecnologia ancora acerba, ma che sta destando interesse per le prospettive di eco-sostenibilità. Il principio è quello di produrre sostanze combustibili grazie a reazioni endotermiche attivate dall'irraggiamento solare, concentrato in opportuni reattori mediante appositi specchi; il combustibile così prodotto può essere conservato o trasportato altrove. Il principio ovviamente vale anche se il riscaldamento viene fornito elettricamente, ottenendo così un sistema di energy buffering per reti elettriche, tuttavia allo stato attuale soffrirebbe di bassa efficienza; nel caso solare invece si tratterebbe di un'alternativa sostenibile ai combustibili fossili.
- **Induttori superconduttori:** l'unica tecnologia conosciuta per conservare energia direttamente in forma di corrente elettrica. Il sistema è costituito essenzialmente da una bobina di materiale superconduttore, in cui una corrente può circolare indefinitamente con perdite trascurabili. Il sistema offre un'altissima efficienza, eccellenti prestazioni in potenza e lunghissima vita utile, tuttavia (considerando il sistema criostatico necessario a mantenere la bobina allo stato superconduttivo) presenta ridotta densità d'energia, alto costo, necessità di continua manutenzione e inoltre non si può trascurare la presenza indesiderata di un forte campo magnetico. Per tali motivi questa soluzione di accumulo è impiegata esclusivamente per power peak shaving in applicazioni di nicchia.
- **Volani:** la più diffusa forma di accumulo in forma meccanica cinetica. Il sistema è composto essenzialmente da una massa rotante accoppiata a una macchina elettrica, poste su cuscinetti magnetici e in un contenitore a vuoto per minimizzare le perdite; la carica e la scarica si attuano rispettivamente accelerandone e rallentandone la rotazione. La soluzione offre eccellenti prestazioni in potenza e lunghissima vita utile, ma anche bassa densità d'energia e alto costo iniziale, che ne limitano l'impiego al power peak shaving e al power backup.
- **Condensatori e supercondensatori:** il modo più diretto di accumulare energia in forma di carica elettrica. Offrono eccellenti prestazioni in potenza e lunghissima vita utile; tuttavia mostrano anche bassa densità d'energia, alto tasso di auto-scarica e alto costo iniziale: caratteristiche idonee ad applicazioni di power peak shaving

- Accumulo termico: una soluzione già adottata nell'ambito della climatizzazione. Il concetto essenziale è quello di mantenere masse di materiali ad alta capacità termica ad alta o bassa temperatura; nel caso di accumulo elettrico, delle unità elettromeccaniche attuano lo scambio di energia sfruttando opportuni cicli termici. Le soluzioni termiche si classificano a seconda della differenza di temperatura rispetto a quella ambientale: bassa, molto bassa (criogenica), alta, molto alta (calore industriale). Anche se l'efficienza in generale è relativamente bassa, alcuni particolari vantaggi ambientali (come lo sfruttamento della temperatura esterna o la purificazione dell'aria nel caso criogenico) rendono interessanti queste soluzioni. [5]



	Power rating	Discharge time	Self-discharge per day	Suitable storage duration	Capital cost \$/kW	Capital cost \$/kWh	Capital cost €/kWh/cycle
<b>Pumped hydroelectric</b>	0.1-5 GW	hours-days	very small	hours-months	600-2k	5-100	0.1-1.4
<b>Compressed air</b>	5-300 MW	hours-days	small	hours-months	400-800	2-50	2-4
<b>Pb-acid batteries</b>	1-20 MW	seconds-hours	0.1-0.3%	minutes-days	300-600	200-400	20-100
<b>NiCd batteries</b>	0-40 MW	seconds-hours	0.2-0.6%	minutes-days	500-1.5k	800-1.5k	20-100
<b>NaS batteries</b>	0.05-8 MW	seconds-hours	~20%	seconds-hours	1k-3k	300-500	8-20
<b>ZEBRA batteries</b>	0-300 kW	seconds-hours	~15%	seconds-hours	150-300	100-200	5-10
<b>Li-ion batteries</b>	0-100 kW	minutes-hours	0.1-0.3%	minutes-days	1.2k-4k	600-2.5k	15-100
<b>Fuel cells</b>	0-50 MW	seconds-days	almost zero	hours-months	10k+		6k-20k
<b>Metal-air cells</b>	0-10 kW	seconds-days	very small	hours-months	100-250	10-60	
<b>VRB flow cells</b>	0.03-3 MW	seconds-10hours	small	hours-months	600-1.5k	150-1k	5-80
<b>ZnBr flow cells</b>	0.05-2 MW	seconds-10hours	small	hours-months	700-2.5k	150-1k	5-80
<b>PSB flow cells</b>	1-15 MW	seconds-10hours	small	hours-months	700-2.5k	150-1k	5-80
<b>Solar fuels</b>	0-10 MW	hours-days	almost zero	hours-months			
<b>Superconducting magnetic</b>	0.1-10 MW	milliseconds-seconds	10-15%	minutes-hours	200-300	1k-10k	
<b>Flywheels</b>	0-250 kW	milliseconds-minutes	100%	seconds-minutes	250-350	1k-5k	3-25
<b>Capacitors</b>	0-50 kW	milliseconds-minutes	40%	seconds-hours	200-400	500-1000	
<b>Supercapacitors</b>	0-300 kW	milliseconds-minutes	20-40%	seconds-hours	100-300	300-2k	2-20
<b>Low-temp. thermal</b>	0-5 MW	hours	0.5%	minutes-days		20-50	
<b>Cryogenic thermal</b>	0.1-300 MW	hours	0.5-1%	minutes-days	200-300	3-30	2-4
<b>High temp. thermal</b>	0-60 MW	hours-days	0.05-1%	minutes-months		30-60	

*Tabella 1.1: confronto delle caratteristiche tecniche relative a diverse soluzioni di accumulo di energia elettrica. [5]*

	Energy density Wh/kg	Power density W/kg	Energy density Wh/l	Power density W/l	Life time (years)	Cycle life (cycles)	Influence on environment
<b>Pumped hydroelectric</b>	0.5-1.5		0.5-1.5		40-60		destruction of trees and green land
<b>Compressed air</b>	30-60		3-6	0.5-2.0	20-40		emissions from combustion of natural gas
<b>Pb-acid batteries</b>	30-50	75-300	50-80	10-400	5-15	500-1k	toxic remains
<b>NiCd batteries</b>	50-75	150-300	60-150		10-20	2k-2.5k	
<b>NaS batteries</b>	150-240	150-230	150-250		10-15	2.5k	
<b>ZEBRA batteries</b>	100-120	150-200	150-180	220-300	10-14	2.5k+	
<b>Li-ion batteries</b>	75-200	150-315	200-500		5-15	1k-10k	
<b>Fuel cells</b>	800-10k	500+	500-3k	500+	5-15	1k+	remains and/or combustion of fossil fuel
<b>Metal-air cells</b>	150-3k		500-10k			100-300	little amounts of remains
<b>VRB flow cells</b>	10-30		16-33		5-10	12k+	toxic remains
<b>ZnBr flow cells</b>	30-50	30-60			5-10	2k+	
<b>PSB flow cells</b>					10-15		
<b>Solar fuels</b>	800-100k		500-10k				usage and storage of solar energy
<b>Superconducting magnetic</b>	0.5-5	500-2k	0.2-2.5	1k-4k	20+	100k+	strong magnetic fields
<b>Flywheels</b>	10-30	400-1.5k	20-80	1k-2k	~15	20k+	almost none
<b>Capacitors</b>	0.05-5	~100k	2-10	100k+	~5	50k+	little amount of remains
<b>Supercapacitors</b>	2.5-15	500-5k	10-30	100k+	20+	100k+	little amount of remains
<b>Low-temp. thermal</b>	80-120		80-120		10-20		small
<b>Cryogenic thermal</b>	150-250	10-30	120-200		20-40		removing contaminants during air liquefaction
<b>High temp. thermal</b>	80-200		120-500		5-15		small

*Tabella 1.2: confronto delle caratteristiche tecniche relative a diverse soluzioni di accumulo di energia elettrica. [5]*

#### **1.4 – Impegno dell’Università di Padova nelle reti elettriche intelligenti**

Lo “Smart Grid Research Group” del Dipartimento di Ingegneria dell’Informazione dell’Università di Padova, un team multi-disciplinare di esperti in Elettronica di Potenza, Sistemi di Misura, Telecomunicazioni e Controlli, che ha lo scopo di fare ricerca avanzata sulla tecnologia delle reti elettriche intelligenti, focalizzata in particolar modo nei seguenti ambiti:

- accumulo distribuito di energia (investigazione di nuove batterie e tecniche di controllo per migliorarne le prestazioni, l’efficienza e allungarne la vita utile);
- elaborazione dati in tempo reale e comunicazione ottimizzata per contabilizzazione intelligente;
- algoritmi di controllo distribuito;
- strategie di controllo in retroazione distribuito per flusso ottimale di potenza reattiva;
- stima dello stato e identificazione della topologia in micro-reti intelligenti;
- interazioni fra smart grids e reti di comunicazione;
- modellizzazione statistica di sorgenti di “energy harvesting”;
- nuovi paradigmi di comunicazione per controllo e monitoraggio di smart grids.

Nel dipartimento è presente inoltre lo “Smart Grid Experimental Lab”, laboratorio per le attività del gruppo per le ricerche applicate nei seguenti ambiti:

- sfruttamento localizzato dell’energia;
- comunicazioni via rete elettrica di potenza;
- uso sinergico delle tecnologie di informazione e comunicazione;
- sviluppo di un prototipo sperimentale di micro-rete intelligente.

In questo laboratorio trovano posto diverse attrezzature che permettono la simulazione, la sperimentazione e la misurazione dei fenomeni che determinano il funzionamento della smart-microgrid. [6]

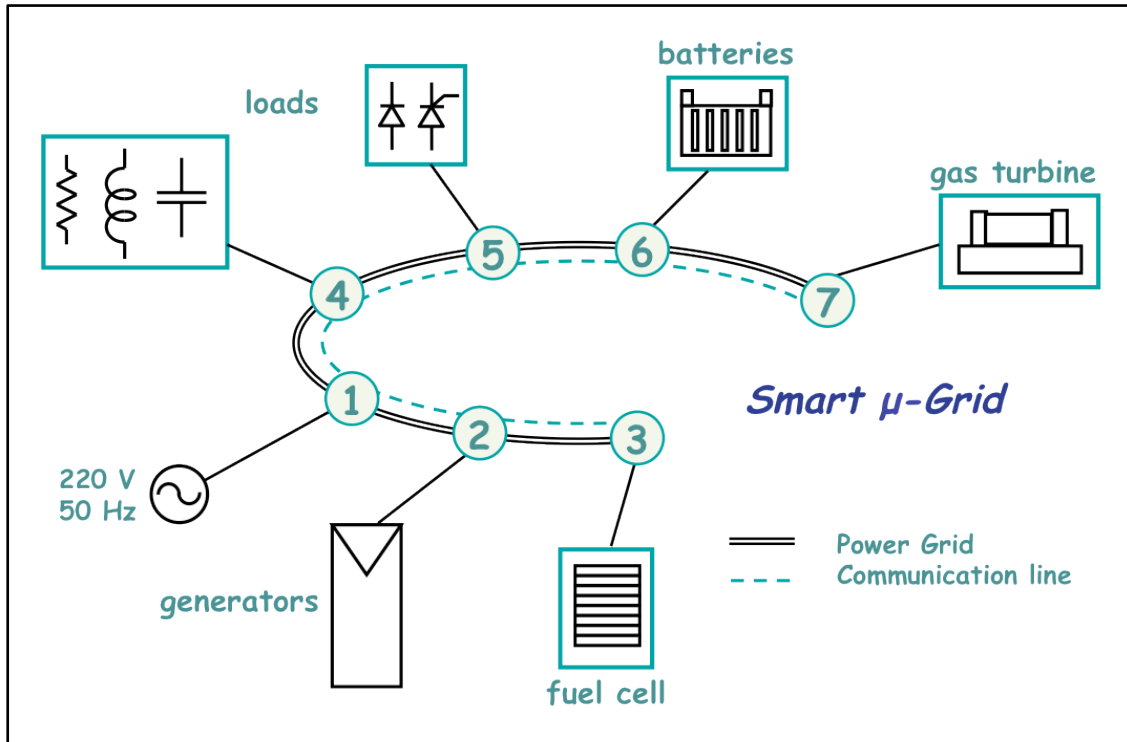


Figura 1.2: diagramma del setup sperimentale dello "Smart Grid Experimental Lab". [6]

In questo contesto si inserisce l'attività di progettazione di opportuni convertitori di potenza per sistemi di accumulo elettrico, che da un lato ottimizzano lo sfruttamento della risorsa scelta come soluzione di accumulo (migliorandone l'efficienza e prolungandone la vita utile), mentre dall'altro implementano funzioni sussidiarie deputate a migliorare il funzionamento globale della rete (compensazione della potenza reattiva e della distorsione, avviamento autonomo della micro-rete).

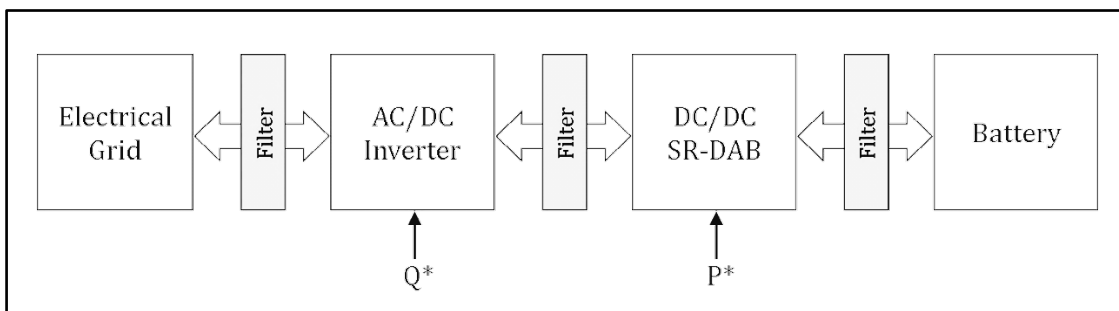
### 1.5 - Descrizione del dispositivo in oggetto

Il dispositivo in oggetto di questa trattazione è parte di un sistema di accumulo a batteria concepito per questo tipo di applicazione, che andrebbe a integrare il prototipo di micro-rete intelligente già in via di sviluppo nello "Smart Grid Experimental Lab". È uno dei due stadi elettronici che avrebbero la funzione di trasferire di energia fra la rete elettrica e un pacco batterie in modo bidirezionale, in base a un riferimento di potenza attiva e reattiva

fornito dal sistema di controllo e supervisione della smart grid. Il pacco batterie disponibile in laboratorio è composto da 21 unità al piombo da 12 V collegate in serie, modello EnerSys DataSafe 12HX135.

Per assolvere la funzione richiesta, potrebbe essere sufficiente un unico stadio attivo DC/AC bidirezionale, tuttavia il desiderio di una maggiore flessibilità di controllo e la ricerca di migliori prestazioni dinamiche suggeriscono l'adozione di un'architettura a doppio stadio.

- Il primo stadio DC/AC è costituito da un inverter, il quale si interfaccia con la rete e ha il compito di controllare la componente reattiva della potenza richiesta dal sistema di gestione della rete.
- Il secondo stadio DC/DC è costituito da un convertitore SR-DAB che si interfaccia con la batteria e ha il duplice compito di gestire il flusso di potenza attiva e di innalzare la tensione fornita dalle batterie a quella richiesta per il funzionamento dello stadio precedente. La scelta della topologia SR-DAB è ritenuta opportuna per le proprie peculiarità, soprattutto in fatto di efficienza.
- Opportuni filtri passivi sono inseriti ai morsetti d'ingresso/uscita dei due stadi attivi, con lo scopo di attenuarne sia il rumore di commutazione sia gli eventuali modi oscillatori.



*Figura 1.3: schema del sistema di trasferimento di energia fra la rete elettrica e il sistema di accumulo. Sono evidenziati i flussi di energia attraverso i vari stadi e i segnali di riferimento di potenza attiva ( $P^*$ ) e reattiva ( $Q^*$ ) provenienti dal sistema di controllo della rete.*

L'oggetto centrale di questa trattazione è la progettazione della parte di sistema lato DC, ossia il convertitore SR-DAB, il filtro passivo d'accoppiamento con il pacco batterie e

l'anello di controllo della corrente di batteria. Infatti, potendo ritenersi costante (o comunque variabile in maniera estremamente lenta) la tensione di batteria, il controllo di potenza attiva fluente fra la batteria e lo stadio attivo d'interfaccia con la rete (inverter) si traduce perciò in un puro controllo di corrente.

## 2 - Il convertitore SR-DAB

### 2.1 - Principio di funzionamento

La sigla sta per series resonant dual active bridge e il principio di funzionamento si basa su due ponti DC/AC e AC/DC accoppiati da un opportuno elemento di accumulo energetico. In questo caso, l'elemento di accumulo è costituito da un tank risonante LC serie; inoltre è presente un trasformatore ad alta frequenza che ha il duplice scopo di realizzare l'isolamento galvanico e di rendere la tensione d'uscita (lato batterie) pari o simile a quella d'ingresso (lato inverter) in modo da migliorare l'efficienza del sistema.

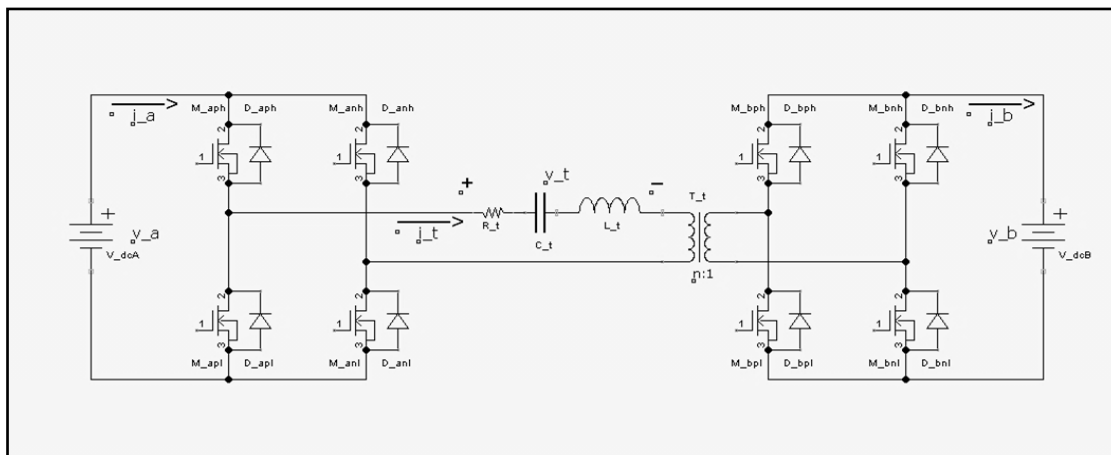


Figura 2.1: schema elettrico del convertitore SR-DAB.

Nello schema riportato sono distintamente evidenziati i quattro elementi che compongono l'accoppiamento AC: induttanza, capacità, resistenza e trasformatore ideale. Nella realtà,

l'induttore è realizzato come induttanza di dispersione in serie al trasformatore, mentre non è presente alcun resistore fisico:  $R_t$  rappresenta in un'unica entità le resistenze parassite in serie al condensatore, al trasformatore/induttore e ai componenti attivi (transistor). Non sono mostrati i filtri passivi d'ingresso (lato inverter) e d'uscita (lato batterie), sostituiti da generatori ideali di tensione. Se ne rimanda più avanti la trattazione. Gli elementi attivi sono rappresentati da mosfet a canale n, ciascuno con un diodo in antiparallelo, tuttavia i diodi sono già fisicamente realizzati nei mosfet come elementi parassiti.

I due ponti possono essere pilotati singolarmente con tutte le tecniche classiche di controllo degli inverter, tuttavia ciò che desta maggiore interesse è l'interazione fra i due. In questa applicazione particolare, ciascun ponte è pilotato a onda quadra, mentre la variabile di controllo è l'angolo di sfasamento fra i due ponti. In questo modo, i potenziali ai capi del tank sono due onde quadre alternate della medesima ampiezza, ma opportunamente sfasate tra loro.

Osservando il funzionamento in regime stazionario del convertitore azionato in tale maniera, ogni periodo di commutazione può essere suddiviso in quattro sotto-intervalli che si reiterano ciclicamente, in cui la tensione ai capi del tank assume valori costanti diversi (nell'ipotesi in cui le tensioni ai lati DC siano costanti, almeno in prima approssimazione), mentre la corrente che lo attraversa ha di conseguenza un andamento variabile, ma comunque ciclico. I sotto-intervalli si descrivono come segue:

- fase (1): conducono i commutatori aph, anl, bpl, bnh (in riferimento alla figura 2.1), la tensione ai capi del tank è  $v_{\text{tank}} = +V_A + nV_B$ , la corrente  $i_{\text{tank}}$  quindi cresce molto rapidamente; la corrente d'ingresso è  $i_a = i_{\text{tank}}$ , quella d'uscita  $i_b = -n \cdot i_{\text{tank}}$ ;
- fase (2): conducono i commutatori aph, anl, bph, bnl (in riferimento alla figura 2.1), la tensione ai capi del tank è  $v_{\text{tank}} = +V_A - nV_B$ , generalmente quasi nulla, così il tank è approssimativamente in evoluzione libera, e la corrente  $i_{\text{tank}}$  ha pertanto andamento marcatamente sinusoidale; la corrente d'ingresso è  $i_a = i_{\text{tank}}$ , quella d'uscita  $i_b = n \cdot i_{\text{tank}}$ ;
- fase (3): conducono i commutatori apl, anh, bph, bnl (in riferimento alla figura 2.1), la tensione ai capi del tank è  $v_{\text{tank}} = -V_A - nV_B$ , la corrente  $i_{\text{tank}}$  decresce molto rapidamente, la corrente d'ingresso è  $i_a = -i_{\text{tank}}$ , quella d'uscita  $i_b = n \cdot i_{\text{tank}}$ ;
- fase (4): conducono i commutatori apl, anh, bpl, bnh (in riferimento alla figura 2.1), la tensione ai capi del tank è  $v_{\text{tank}} = -V_A + nV_B$ , generalmente quasi nulla, così il tank è appros-



simativamente in evoluzione libera, e la corrente  $i_{\text{tank}}$  ha pertanto andamento marcatamente sinusoidale; la corrente d'ingresso è  $i_a = -i_{\text{tank}}$ , quella d'uscita  $i_b = -n \cdot i_{\text{tank}}$ .

Si può notare una perfetta simmetria fra le fasi (1) e (3) e le fasi (2) e (4), che si traduce in una semplificazione dell'analisi del modello statico.

Nella pratica, fra i quattro sotto-intervalli principali ve ne sono interposti altri, relativi alle commutazioni e ai tempi morti necessari a un funzionamento sicuro dei due ponti. Con buona approssimazione, grazie alla velocità di commutazione dei dispositivi impiegati, l'effetto di questi fenomeni è da ritenersi trascurabile.

Questa trattazione focalizza l'attenzione solamente su questo metodo di azionamento appena descritto, tuttavia potrebbe essere interessante investigare la validità di altri metodi.

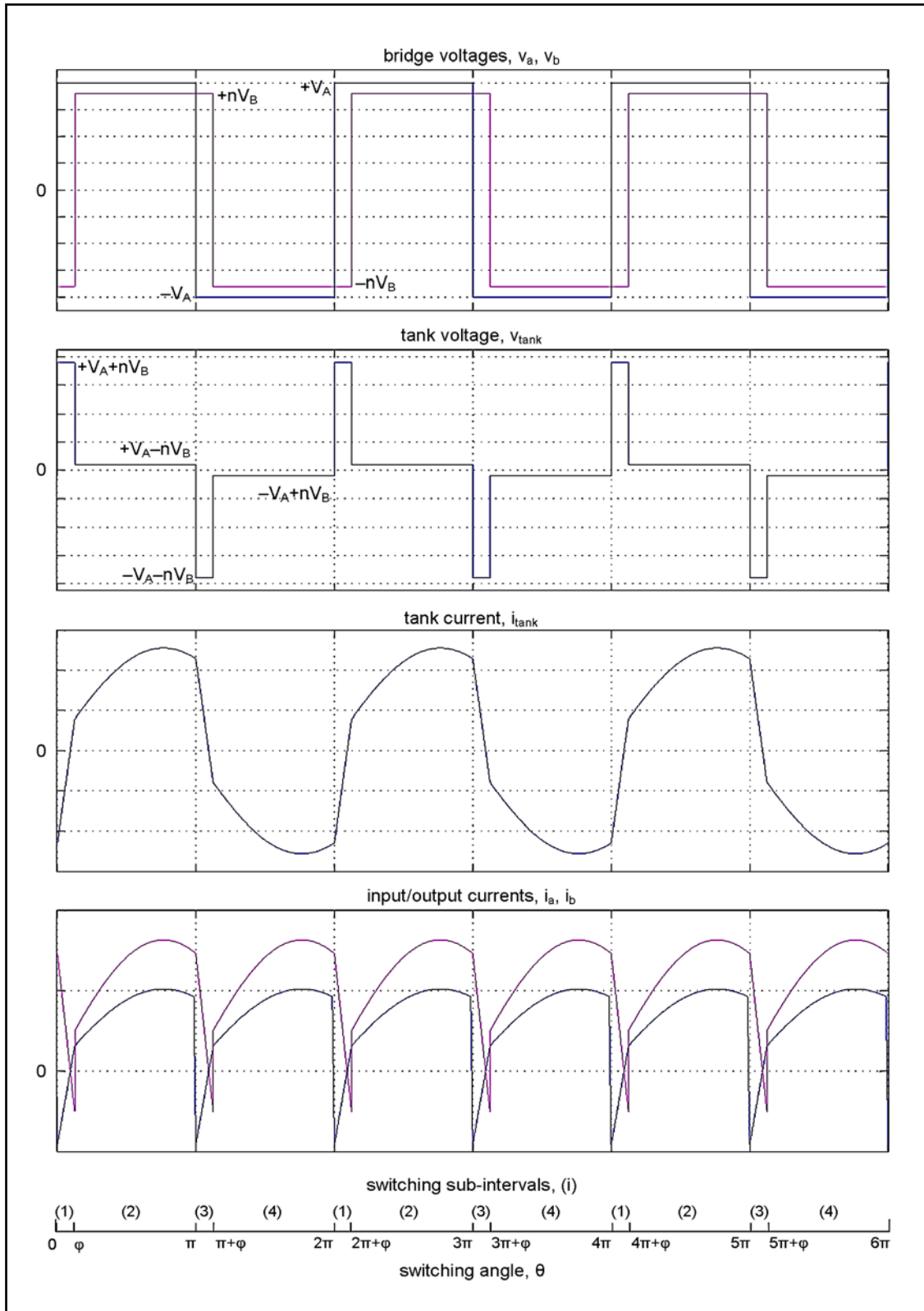


Figura 2.2: funzionamento in regime stazionario del convertitore SRDAB. Sono mostrati gli andamenti dei potenziali ai capi del tank risonante, la loro differenza, la corrente di tank e le correnti d'ingresso e uscita. È inoltre evidenziata la suddivisione dei periodi di commutazione nei quattro sotto-intervalli.

## 2.2 - Modello statico

Per il modello statico ci si è avvalsi di uno studio svolto in precedenza [7], nel quale si analizza il funzionamento del convertitore DAB in regime stazionario, a partire dalla definizione di alcune grandezze di base e ottenendo algebricamente un'espressione (valida in regime stazionario) per la potenza normalizzata  $\Pi$  in funzione della variabile di controllo  $\varphi$  (lo sfasamento fra l'azionamento dei due ponti). Le grandezze di base sono così definite:

- $V_N$  è la tensione nominale, in questo caso assunta pari alla tensione  $V_A$  indicata per il ponte A;
- $f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_t}}$  è la frequenza di risonanza del tank;
- $Z_{res} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}}$  è l'impedenza di risonanza del tank;
- $I_N = \frac{V_N}{Z_{res}}$  è la corrente nominale;
- $P_N = V_N \cdot I_N = \frac{V_N^2}{Z_{res}}$  è la potenza nominale;

Si definiscono le seguenti grandezze normalizzate, al fine di semplificare l'analisi del modello statico:

- $\theta = t \cdot \frac{2\pi}{T_{sw}}$  è il riferimento temporale normalizzato come angolo sul periodo di commutazione;
- $j_L(\theta) = \frac{i_L(\theta)}{I_N}$  è la corrente di tank normalizzata rispetto a  $I_N$ . Con  $J_{Li}$  sono indicati i valori istantanei assunti da tale grandezza al termine del  $i$ -esimo sotto-intervallo;
- $u_C(\theta) = \frac{u_C(\theta)}{V_N}$  è la tensione sulla capacità di tank normalizzata rispetto a  $V_N$ . Con  $U_{Ci}$  sono indicati i valori istantanei assunti da tale grandezza al termine del  $i$ -esimo sotto-intervallo;
- $U_{Ti} = \frac{V_{Ti}}{V_N}$  è la tensione ai capi del tank nel  $i$ -esimo sotto-intervallo (assunta costante);

- $k = \frac{n \cdot V_B}{V_A}$  è il rapporto fra le ampiezze delle onde quadre di tensione che si presentano ai capi del tank risonante;
- $f_n = \frac{f_{sw}}{f_{res}}$  è il rapporto tra la frequenza di commutazione dei due ponti e la frequenza di risonanza del tank.

Per l'elaborazione di un modello statico, si parte dalla soluzione delle equazioni differenziali di secondo grado che governano il tank LC serie nel generico sotto-intervallo:

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{V_T - V_{C0}}{Z_{res}} \sin(2\pi f_{res} t) + I_{L0} \cos(2\pi f_{res} t) \\ v_C(t) = V_T - (V_T - V_{C0}) \cos(2\pi f_{res} t) + Z_{res} I_{L0} \sin(2\pi f_{res} t) \end{cases} \quad (2.1)$$

Passando alle grandezze normalizzate:

$$\begin{cases} j_L(\theta) = (U_T - U_{C0}) \sin\left(\frac{\theta}{f_n}\right) + I_{L0} \cos\left(\frac{\theta}{f_n}\right) \\ u_C(\theta) = U_T - (U_T - U_{C0}) \cos\left(\frac{\theta}{f_n}\right) + I_{L0} \sin\left(\frac{\theta}{f_n}\right) \end{cases} \quad (2.2)$$

Il valore assunto dalle variabili di stato normalizzate al termine del generico sotto-intervallo si può esprimere come segue:

$$\begin{bmatrix} J_{Li} \\ U_{Ci} \end{bmatrix} = \bar{M}_i \begin{bmatrix} J_{Li-1} \\ U_{Ci-1} \end{bmatrix} + \bar{N}_i U_{Ti} \quad (2.3)$$

Dove le espressioni per  $M_i$  e  $N_i$  si ottengono dal sistema precedente sostituendo  $\theta$  con le durate dei sotto-intervalli, mentre  $U_{Ti}$  è sostituito dai valori effettivi:

$$\begin{aligned} \bar{M}_1 &= \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) & -\sin\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) \\ \sin\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) & \cos\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) \end{bmatrix} & \bar{N}_1 &= \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) \\ 1 - \cos\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) \end{bmatrix} & U_{T1} &= 1+k \\ \bar{M}_2 &= \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi-\varphi}{f_n}\right) & -\sin\left(\frac{\pi-\varphi}{f_n}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi-\varphi}{f_n}\right) & \cos\left(\frac{\pi-\varphi}{f_n}\right) \end{bmatrix} & \bar{N}_2 &= \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi-\varphi}{f_n}\right) \\ 1 - \cos\left(\frac{\pi-\varphi}{f_n}\right) \end{bmatrix} & U_{T2} &= 1-k \end{aligned}$$

L'analisi può limitarsi ai primi due sotto-intervalli: infatti gli altri due successivi sono, come si è visto, perfettamente simmetrici. Infatti  $J_{L2} = -J_{L0}$  e  $U_{C2} = -U_{C0}$ . È perciò possibile scrivere:

$$\begin{bmatrix} J_{L2} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \bar{M}_{2,1} \begin{bmatrix} J_{L0} \\ U_{C0} \end{bmatrix} + \bar{F} = - \begin{bmatrix} J_{L0} \\ U_{C0} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Dove:

$$\bar{M}_{2,1} = \bar{M}_2 \bar{M}_1 \quad e \quad \bar{F} = \bar{M}_2 \bar{N}_1 U_{T1} + \bar{N}_2 U_{T2}$$

Da cui si ottiene:

$$\begin{bmatrix} J_{L0} \\ U_{C0} \end{bmatrix} = (-I - \bar{M}_{2,1})^{-1} \bar{F} \quad (2.5)$$

Ora che è disponibile un'espressione con cui determinare le condizioni iniziali di ogni ciclo di commutazione in regime stazionario, è possibile procedere verso la sintesi di un'espressione per la potenza trasferita normalizzata. Infatti, questa si trova mediando la corrente normalizzata di tank sui primi due sotto-intervalli:

$$\Pi = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi j_L(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^\varphi j_L(\theta) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_\varphi^\pi j_L(\theta) d\theta \quad (2.6)$$

Utilizzando le (2.2) si trova:

$$\Pi = \frac{f_n}{\pi} \left[ (1 + k - U_{C0}) \left( 1 - \cos\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) \right) + J_{L0} \sin\left(\frac{\varphi}{f_n}\right) \right] + \frac{f_n}{\pi} \left[ (1 - k - U_{C1}) \left( 1 - \cos\left(\frac{\pi - \varphi}{f_n}\right) \right) + J_{L1} \sin\left(\frac{\pi - \varphi}{f_n}\right) \right] \quad (2.7)$$

In cui  $J_{L0}$  e  $U_{C0}$  si esprimono esplicitando la (2.5), mentre  $J_{L1}$  e  $U_{C1}$  si trovano utilizzando la (2.3). Combinando insieme tutte le espressioni si ottiene infine:

$$\Pi = \frac{P}{P_{nom}} = \frac{2kf_n}{\pi} \left( \frac{\cos\left(\frac{\pi - 2\varphi}{2f_n}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{2f_n}\right)} - 1 \right) \quad (2.8)$$

La caratteristica è simmetrica rispetto all'origine (funzione dispari), il segno della variabile di controllo è coerente con la direzione del flusso di potenza. È possibile notare come la caratteristica sia crescente nell'intervallo  $[-\pi/2 \ \pi/2]$ , ai cui estremi si ottiene il massimo trasferimento di potenza, mentre per angoli esterni la funzione diventa decrescente. È perciò opportuno limitare il dominio della variabile di controllo, onde evitare fenomeni di instabilità.

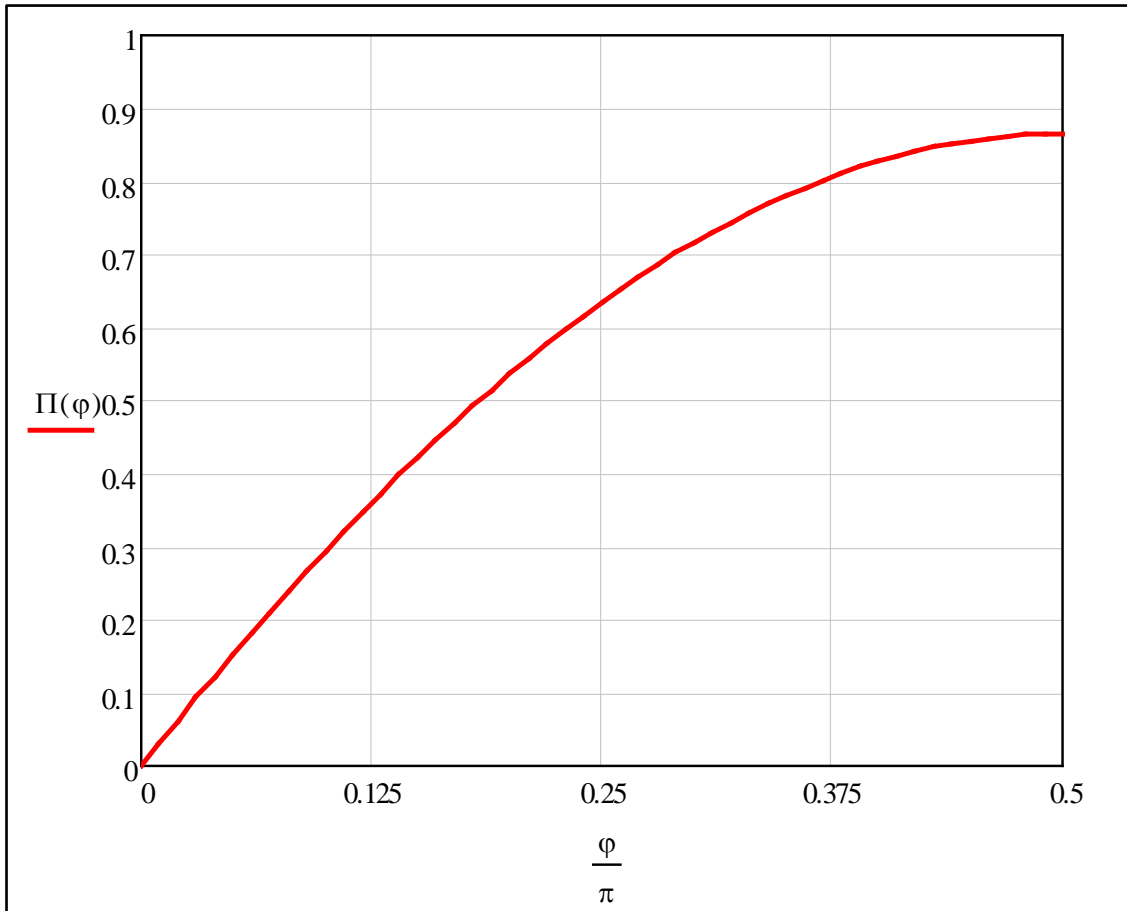


Figura 2.3: caratteristica statica di controllo a sfasamento del convertitore SR-DAB.

### 2.3 - Dimensionamento del tank

Le specifiche operative per il convertitore DAB sono le seguenti:

- $V_A = 400 \text{ V}$  è la tensione di alimentazione dello stadio successivo (inverter);
- $V_B = 252 \text{ V}$  è la tensione nominale del pacco batterie (ricordando che il laboratorio dispone di 21 unità al piombo da 12 V collegate in serie);
- $P_{MAX} = 3 \text{ kW}$  è la potenza massima che il convertitore dev'essere in grado di trasferire in ambo le direzioni.
- $f_{sw} = 100\text{kHz}$  è la frequenza di commutazione dei due ponti.

È richiesto che il convertitore sia in grado di trasferire potenza fino a 3 kW, tuttavia è opportuno che il dimensionamento sia tale da lasciare un ragionevole margine di sicurezza e di manovra. Si sceglie perciò di impostare la potenza nominale  $P_{\text{NOM}}$  a 4,5 kW. Ciò comporta che l'impedenza di risonanza  $Z_{\text{res}}$  sia pari a 35.55  $\Omega$ .

È richiesto inoltre che il tank mostri un comportamento induttivo alla frequenza di commutazione, per beneficiare del soft-switching dei mosfet all'accensione, e ciò avviene per  $f_{\text{res}} < f_{\text{sw}}$ ; posto che  $f_{\text{sw}}$  è fissata da specifica a 100 kHz, si sceglie di impostare  $f_{\text{res}}$  a 62,5 kHz, ottenendo un valore di  $f_n$  pari a 1.6.

Conformemente alle definizioni fornite in precedenza, si ottengono i seguenti valori di induttanza e capacità per il tank risonante:

$$L_t = 90,5 \mu\text{H}$$

$$C_t = 71.6 \text{ nF}$$

Questi valori verranno impiegati nel modello Simulink per verificare la bontà dei calcoli teorici, ma in fase di realizzazione potrebbero tuttavia essere modificati in base alla disponibilità commerciale per il condensatore e alla fattibilità dell'induttore.





## 3 - Modello dinamico

### 3.1 - Livelli di astrazione

Per il progetto del sistema di controllo (anello di retroazione) è necessario disporre di un modello dinamico lineare, o comunque linearizzabile nell'intorno di un punto di lavoro. Per il suo sviluppo si è tentato inizialmente di impiegare le tecniche classiche per lo studio dei convertitori a commutazione, ossia il modello medio allo spazio di stato. Questo modo di procedere ha però portato a conclusioni inconsistenti, poiché tale metodo si basa sullo studio dell'evoluzione della componente DC delle variabili di stato, mediate sull'intero periodo di commutazione. Nelle topologie classiche, infatti, il trasferimento di energia è determinato puramente dalla componente DC delle grandezze in gioco, mentre tutte le altre componenti costituiscono solamente un disturbo collaterale (ripple). A seguire, si illustrerà lo sviluppo di tre modelli differenti, secondo tre gradi successivi di astrazione:

- il modello a commutazione, che ricalca il funzionamento del circuito reale, mantenendo ideali solamente le caratteristiche dei mosfet;
- il modello fasoriale, una sorta di versione "a conduzione continua" del precedente, costituendone di fatto un modello medio e linearizzabile;
- il modello linearizzato, dinamicamente descrivibile da una matrice di trasferimento, quindi utile al progetto dell'anello di controllo.

Il funzionamento di questi tre modelli è demandato al calcolatore (Simulink), i risultati sono elaborati da uno script Matlab e presentati graficamente in modo da dimostrare la bontà delle successive approssimazioni.

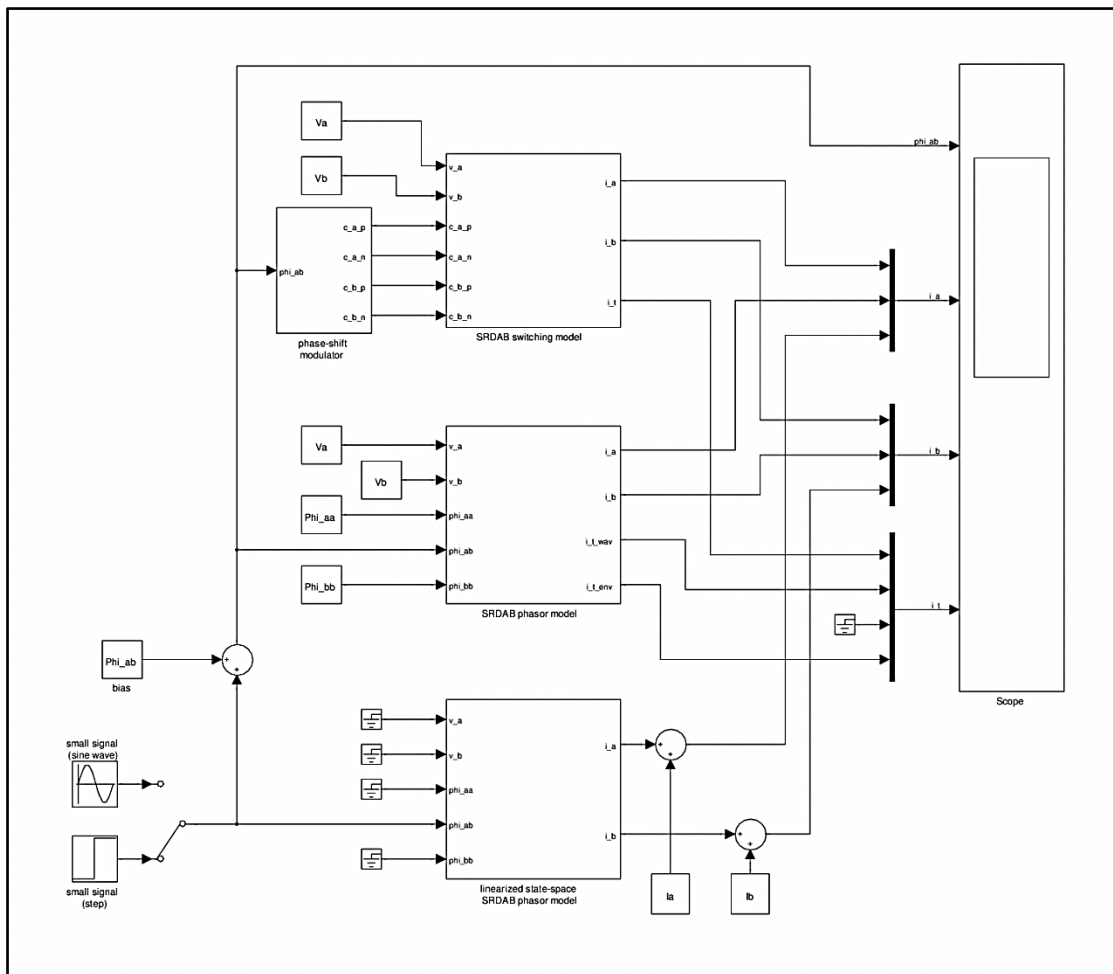


Figura 3.1: i tre modelli a confronto.

### 3.2 - Modello a commutazione

Come il circuito reale, le grandezze di controllo sono elaborate da un modulatore, implementato in logica digitale, che produce i segnali di conduzione dei due ponti; essendo ponti interi, si hanno due gambe per ciascuno dei due, per un totale di quattro, perciò il modulatore fornirà quattro segnali di conduzione. Gli angoli di controllo sono i seguenti:

- $\varphi_{aa}$  e  $\varphi_{bb}$  sono gli angoli di conduzione rispettivamente dei ponti A e B, direttamente proporzionali ai duty-cycle dei rispettivi segnali di comando; la variazione consentita è compresa nell'intervallo fra 0 e  $2\pi$ ;

- $\varphi_{ab}$  è l'angolo di sfasamento fra i segnali di controllo dei due ponti; la variazione consentita è nell'intervallo  $[-\pi/2 \ \pi/2]$ .

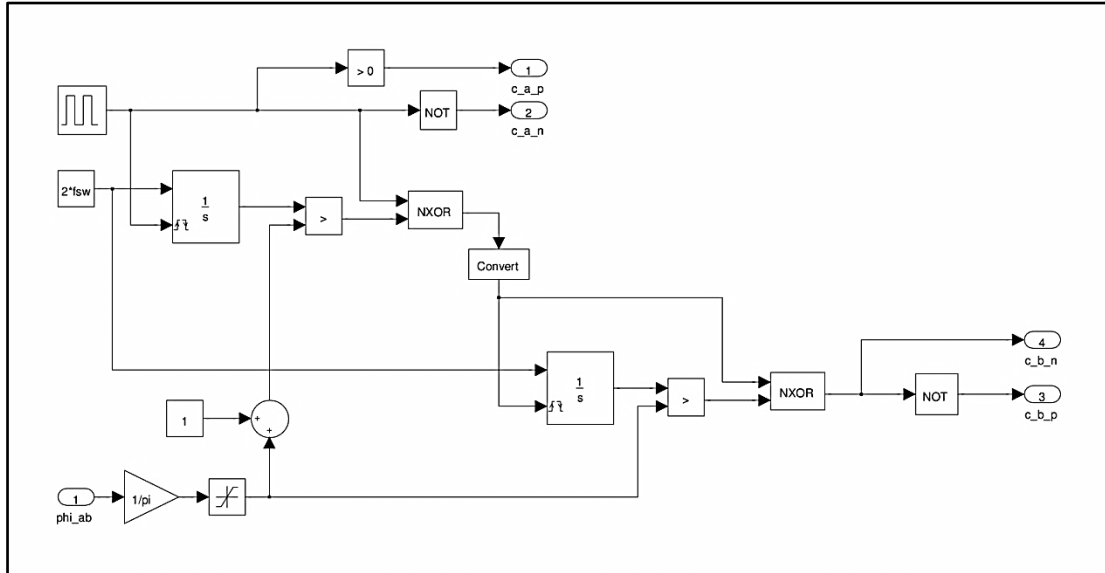


Figura 3.2: logica del modulatore di fase.

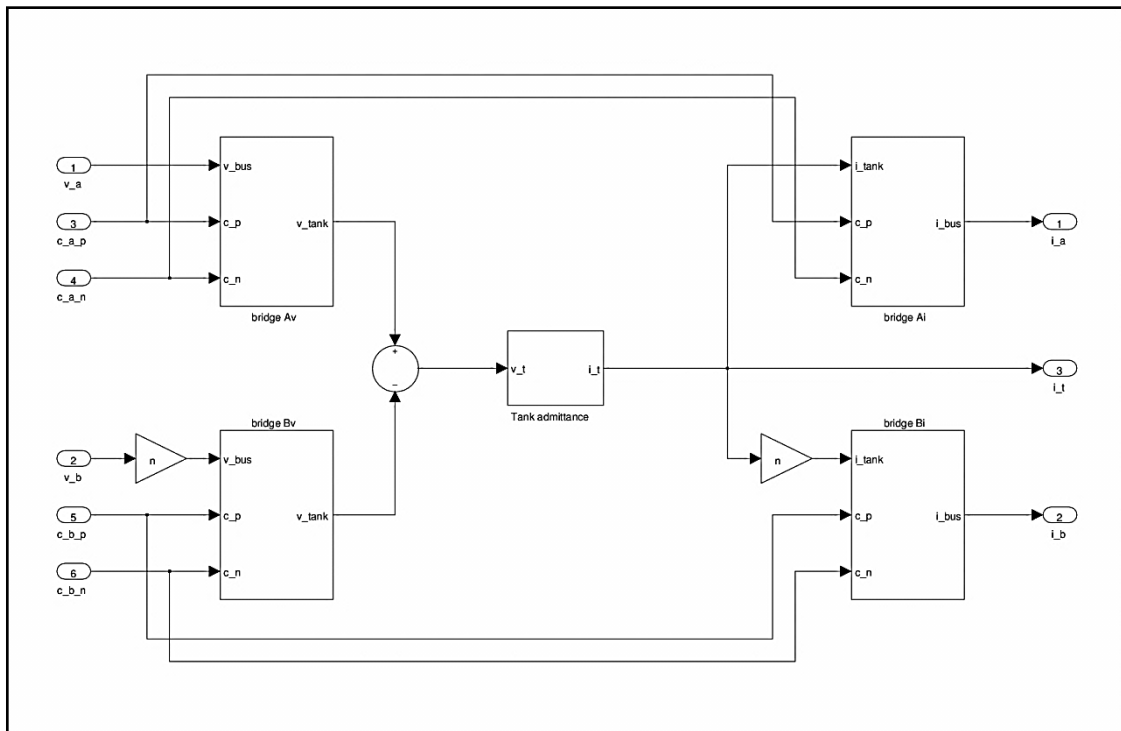


Figura 3.3: modello a commutazione del convertitore DAB.

La parte “hardware” ricalca le equazioni dei ponti, con le relative discontinuità, e le equazioni differenziali che governano il funzionamento del tank risonante. I due ponti producono due onde rettangolari come potenziali ai capi del tank, la cui tensione è, istantaneamente:

$$V_{\text{tank}} = V_{\text{ac}_A} - V_{\text{ac}_B} \quad (3.1)$$

Per i due ponti le equazioni sono le seguenti:

$$V_{\text{ac}_A} = \begin{cases} +V_{\text{dc}_A} & \text{per } c_A^+ = 1 \text{ e } c_A^- = 0 \\ 0 & \text{per } c_A^+ = c_A^- \\ -V_{\text{dc}_A} & \text{per } c_A^+ = 0 \text{ e } c_A^- = 1 \end{cases}$$

$$i_{\text{dc}_A} = \begin{cases} +i_{\text{tank}} & \text{per } c_A^+ = 1 \text{ e } c_A^- = 0 \\ 0 & \text{per } c_A^+ = c_A^- \\ -i_{\text{tank}} & \text{per } c_A^+ = 0 \text{ e } c_A^- = 1 \end{cases}$$

$$V_{\text{ac}_B} = \begin{cases} +n \cdot V_{\text{dc}_B} & \text{per } c_B^+ = 1 \text{ e } c_B^- = 0 \\ 0 & \text{per } c_B^+ = c_B^- \\ -n \cdot V_{\text{dc}_B} & \text{per } c_B^+ = 0 \text{ e } c_B^- = 1 \end{cases}$$

$$i_{\text{dc}_B} = \begin{cases} +n \cdot i_{\text{tank}} & \text{per } c_B^+ = 1 \text{ e } c_B^- = 0 \\ 0 & \text{per } c_B^+ = c_B^- \\ -n \cdot i_{\text{tank}} & \text{per } c_B^+ = 0 \text{ e } c_B^- = 1 \end{cases}$$

Dove le grandezze indipendenti sono le rispettive tensioni lato DC e la corrente di tank, mentre le grandezze controllate sono i potenziali ai rispettivi nodi lato AC e le rispettive correnti lato DC. Per il ponte B si aggiunge anche il rapporto spire del trasformatore d'accoppiamento come fattore moltiplicativo.

Il tank LC, comprensivo di una resistenza parassita R, si comporta come un sistema lineare di equazioni:

$$\begin{cases} \frac{di_{\text{tank}}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\text{tank}} - \frac{1}{L}V_C + \frac{1}{L}V_{\text{tank}} \\ \frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}i_{\text{tank}} \end{cases} \quad (3.2)$$

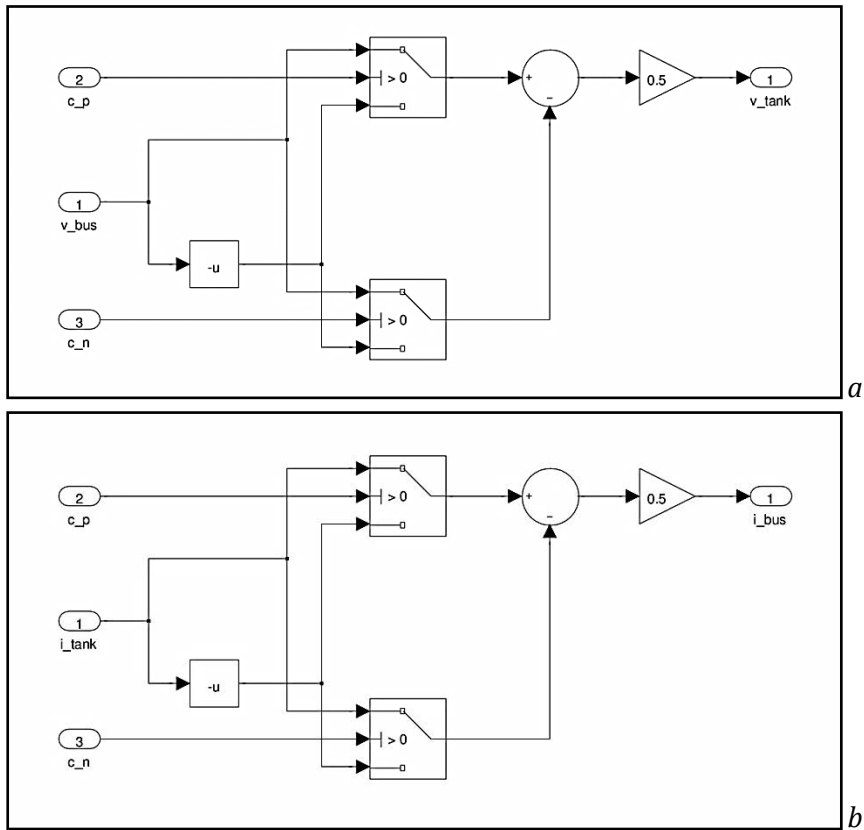


Figura 3.4: modelli relativi a ciascun ponte nelle due modalità di conduzione, rispettivamente di tensione (a) e di corrente (b).

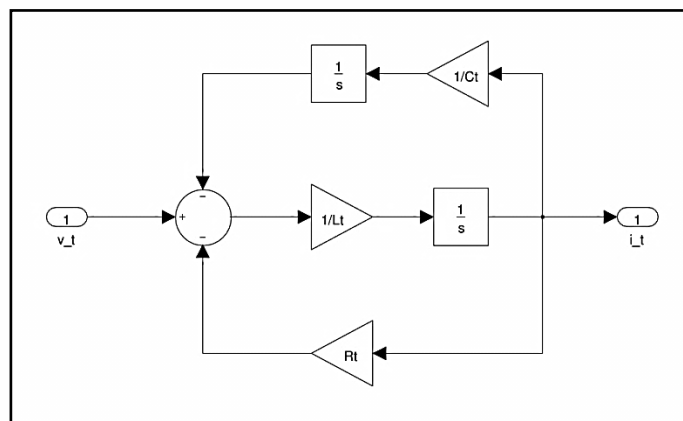


Figura 3.5: modello (lineare) del tank L-C-R.

### 3.3 - Modello fasoriale

Nel convertitore DAB il trasferimento di energia è regolato dalla modulazione della corrente del tank, puramente AC, a opera dei due ponti. Per un'analisi rigorosa si renderebbe necessario considerare come variabili di stato i fasori di corrente di tank relativi a ciascuna armonica, tuttavia:

- la componente DC non partecipa al trasferimento medio di energia, a causa dell'impedenza infinita del tank (grazie alla presenza del condensatore in serie);
- le armoniche di ordine superiore contribuiscono al trasferimento di energia complessivo, ma in misura ridotta, poiché attenuate dall'impedenza (crescente all'aumentare della frequenza) del tank risonante;
- limitatamente al caso specifico, in cui l'unica variabile di controllo è l'angolo di sfasamento  $\varphi_{ab}$  mentre entrambi i ponti commutano verso di conduzione con duty-cycle al 50%, si può escludere inoltre il contributo dato da tutte le armoniche di ordine pari, che hanno valore medio nullo sul semiperiodo di commutazione.

Perciò si può ritenere, con accettabile approssimazione, che la componente fondamentale (a frequenza di commutazione) della corrente di tank sia unicamente responsabile del trasferimento di energia fra i due ponti del convertitore DAB. Le variabili di stato considerate sono quindi due, di dominio complesso: il fasore di corrente nell'induttanza e il fasore di tensione sulla capacità. Tuttavia, dal momento che per l'analisi dinamica è più conveniente lavorare con variabili di stato a dominio reale, se ne considereranno separatamente parte reale e parte immaginaria, ottenendo così un sistema del 4° ordine.

In base alle considerazioni appena fatte, è possibile ripensare il convertitore DAB come un circuito elettrico suddiviso in tre maglie, concatenate dai due ponti modellati come trasformatori ideali DC/AC e AC/DC. Le tensioni DC imposte all'esterno sono quelle reali, mentre sulla maglia centrale sono imposte due tensioni ad andamento sinusoidale modulate in ampiezza e fase dai due ponti in base ai vari angoli di controllo. Questi due fasori di tensione si sommano sull'impedenza di tank, ottenendone il fasore di corrente, il quale viene ri-trasformato (demodolato) dai due ponti per ottenere le correnti DC d'ingresso e d'uscita. [8]

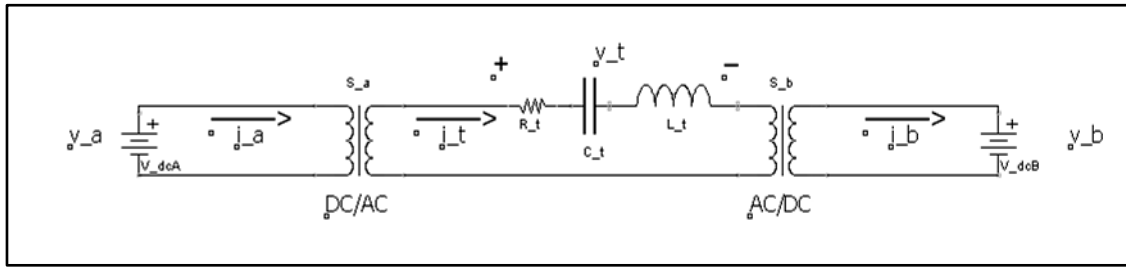


Figura 3.6: circuito corrispondente al modello fasoriale del convertitore SR-DAB.

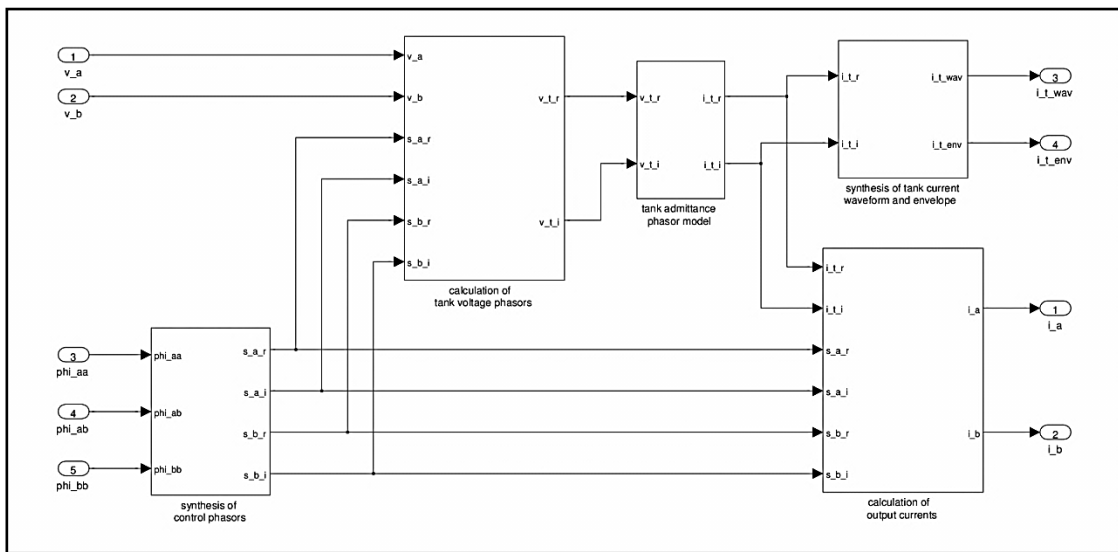


Figura 3.7: modello AC del convertitore DAB. Le grandezze complesse sono scomposte nelle due componenti reale e immaginaria.

### 3.4 - Sintesi dei fasori di controllo

Per esprimere analiticamente il modello dei due ponti, si considera la legge di alternanza del verso di conduzione, ad andamento rettangolare, e se ne isola l'armonica fondamentale. Le espressioni per i due trasformatori modulanti sono perciò le seguenti:

$$\begin{cases} \overline{s_a} = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\varphi_{AA}}{2}\right) e^{-j\frac{\varphi_{AA}}{2}} \\ \overline{s_b} = \frac{4n}{\pi} \sin\left(\frac{\varphi_{BB}}{2}\right) e^{-j\frac{\varphi_{BB}}{2} - j\varphi_{AB}} \end{cases} \quad (3.3)$$

In un'onda rettangolare, il duty-cycle (e quindi l'angolo di commutazione) interviene nel determinare l'ampiezza dell'armonica fondamentale, con valore massimo ottenuto per duty-cycle pari a 50% (e quindi  $\varphi_{AA}$  e  $\varphi_{BB}$  pari a  $\pi$ ). L'espressione per il trasformatore modulante lato B include anche il rapporto spire del trasformatore fisico presente nel circuito di accoppiamento del convertitore DAB.

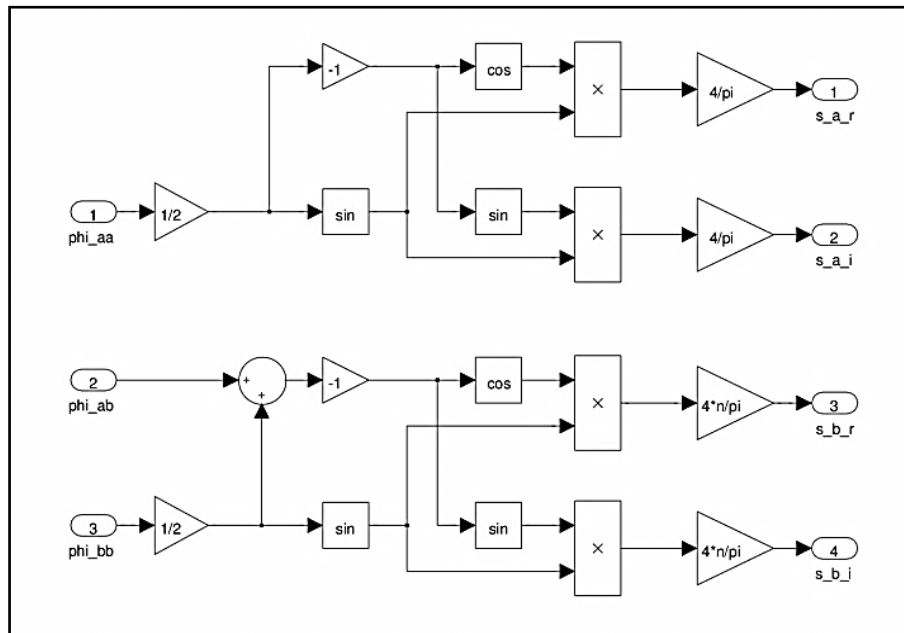


Figura 3.8: sintesi dei fasori di controllo.

### 3.5 - Calcolo del fasore di tensione sul tank

Il fasore di tensione sul tank è il risultato della somma dei fasori di tensione generati dai due ponti, ottenuti modulando le rispettive tensioni lato DC:

$$\bar{V}_t = \bar{s}_a V_a + \bar{s}_b V_b \quad (3.4)$$



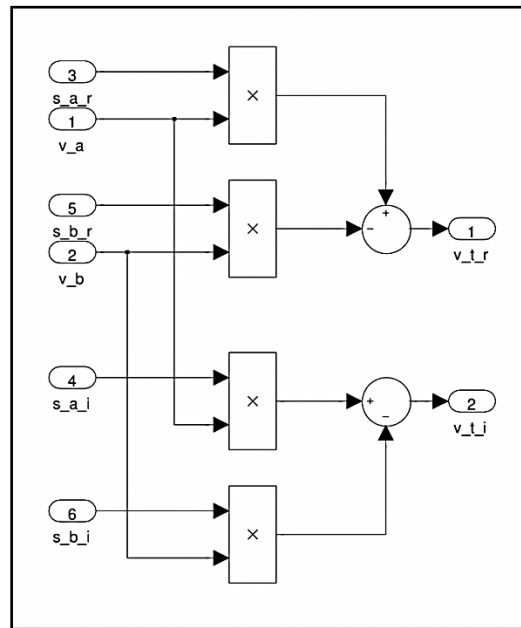


Figura 3.9: calcolo del fasore di tensione del tank.

### 3.6 - Modello dell'ammittenza del tank

Il tank risonante è il nucleo del sistema dinamico del convertitore DAB: in esso risiedono tutte le variabili di stato, è un sottosistema il cui input è costituito dal fasore di tensione e l'output dal fasore di corrente. Per capire le leggi che governano le transizioni di stato, è necessario analizzare separatamente le dinamiche dell'induttore, del condensatore e della inevitabile resistenza parassita, in regime sinusoidale con modulazione d'ampiezza e di fase.

Si consideri l'induttore ideale, in cui tensione e corrente sono legate dalla relazione:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.5)$$

Le trasformazioni fasoriali per  $v_L$  e  $i_L$  sono:

$$\begin{cases} i_L \equiv \text{Re}[\overline{i_L} e^{j\omega_{sw}t}] \\ v_L \equiv \text{Re}[\overline{v_L} e^{j\omega_{sw}t}] \end{cases} \quad (3.6)$$

Sostituendo:

$$\begin{aligned} v_L &= L \frac{di_L}{dt} = L \frac{d}{dt} \left[ \text{Re}[\bar{i}_L e^{j\omega_{sw}t}] \right] = L \text{Re} \left[ \frac{d\bar{i}_L}{dt} e^{j\omega_{sw}t} + j\omega_{sw} \bar{i}_L e^{j\omega_{sw}t} \right] = \\ &= \text{Re} \left[ \left( L \frac{d\bar{i}_L}{dt} + j\omega_{sw} L \bar{i}_L \right) e^{j\omega_{sw}t} \right] = \text{Re}[\bar{v}_L e^{j\omega_{sw}t}] \end{aligned} \quad (3.7)$$

In conclusione, i fasori modulati di tensione e corrente dell'induttore ideale sono così in relazione:

$$\bar{v}_L = L \frac{d\bar{i}_L}{dt} + j\omega_{sw} L \bar{i}_L \quad (3.8)$$

Si consideri ora il condensatore ideale, in cui corrente e tensione sono legate dalla relazione:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (3.9)$$

Procedendo in modo del tutto analogo all'induttore, grazie alla perfetta dualità, si ottiene:

$$\bar{i}_C = C \frac{d\bar{v}_C}{dt} + j\omega_{sw} C \bar{v}_C \quad (3.10)$$

Si consideri ora il resistore ideale, in cui tensione e corrente sono legate dalla relazione:

$$v_R = R i_R \quad (3.11)$$

Si ottiene immediatamente:

$$\bar{v}_R = R \bar{i}_R \quad (3.12)$$

Ora che si sono illustrate le relazioni di evoluzione di stato, è possibile sintetizzare uno schema a blocchi per il funzionamento del tank risonante, in cui a ogni variabile di stato corrisponde un blocco integratore.

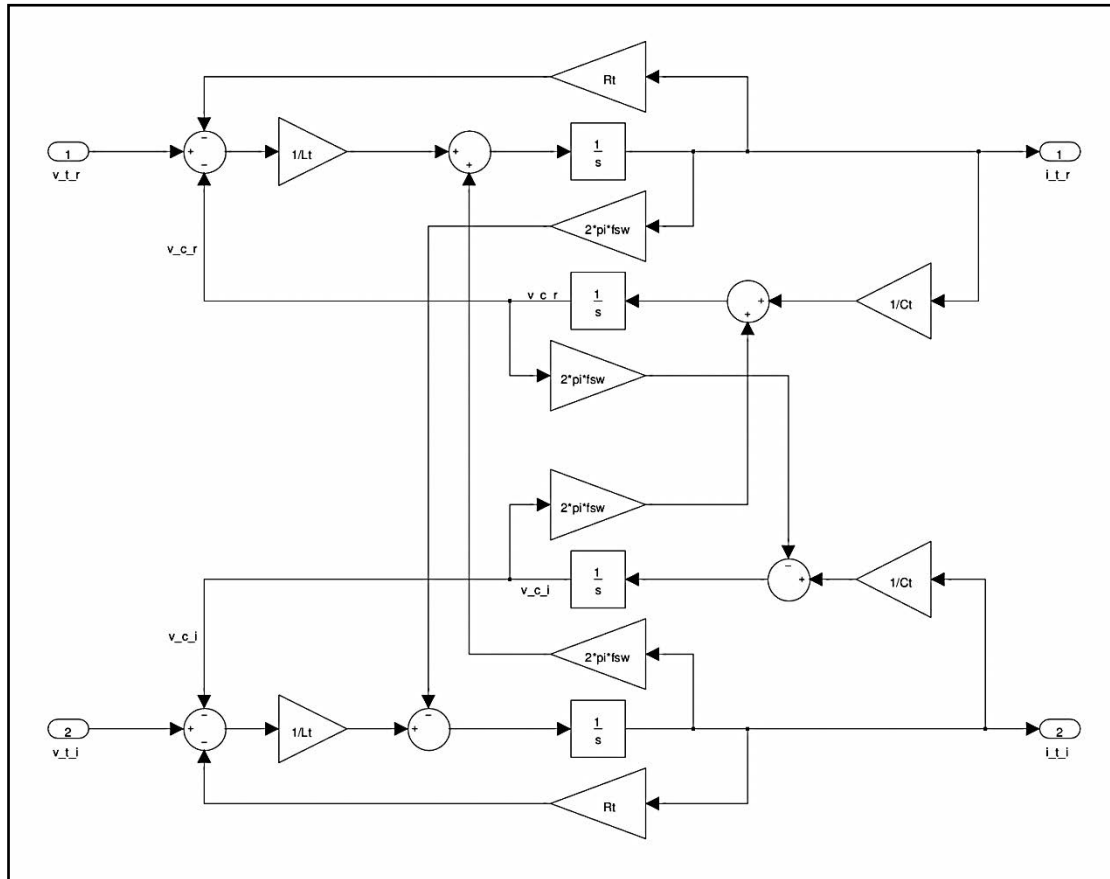


Figura 3.10: modello dell'ammettenza di tank in regime sinusoidale con modulazione d'ampiezza e di fase.

### 3.7 - Calcolo delle correnti d'ingresso/uscita

Le correnti lato DC dei due ponti si calcolano moltiplicando il fasore della corrente di tank per i coniugati dei rispettivi fasori di controllo, dividendo per 2 e considerando solo la parte reale:

$$\begin{cases} i_a = \text{Re} \left[ \frac{1}{2} \bar{i}_t s_a^* \right] = \frac{1}{2} (i_t^{\text{re}} s_a^{\text{re}} + i_t^{\text{im}} s_a^{\text{im}}) \\ i_b = \text{Re} \left[ \frac{1}{2} \bar{i}_t s_b^* \right] = \frac{1}{2} (i_t^{\text{re}} s_b^{\text{re}} + i_t^{\text{im}} s_b^{\text{im}}) \end{cases} \quad (3.13)$$

dove \* è l'operatore di complesso coniugato. La divisione per 2 è necessaria in quanto i fasori di controllo sono sintetizzati in base al valore di picco e non al valore efficace.

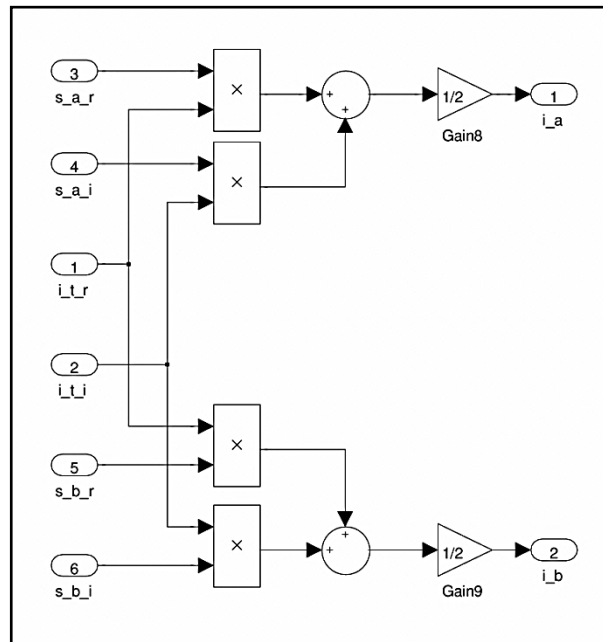


Figura 3.11: sintesi delle correnti d'ingresso/uscita

### 3.8 - Sintesi della forma d'onda e dell'involuppo della corrente di tank

L'unico blocco del modello AC del convertitore DAB non ancora esaminato ha la funzione di generare i segnali relativi alla forma d'onda della corrente di tank e del suo involuppo. Ciò non è necessario per lo studio del modello, tuttavia è desiderabile per la sua simulazione, in modo da poter confrontare tali segnali con quelli del modello di ordine intero.

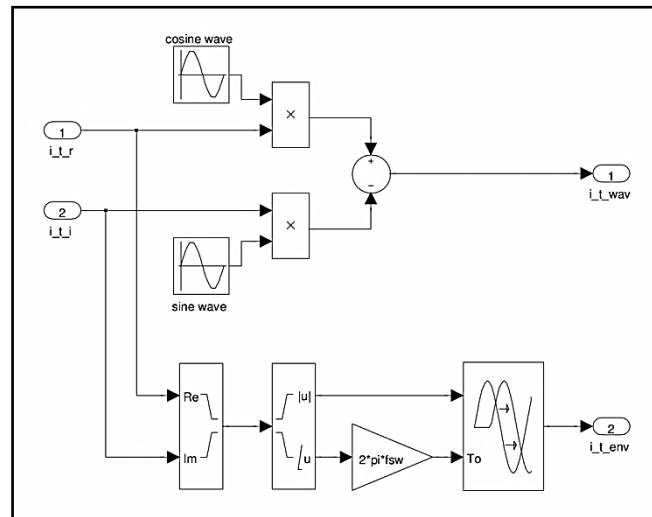


Figura 3.12: sintesi della forma d'onda e dell'involuppo della corrente di tank.

### 3.9 - Linearizzazione del modello fasoriale

Il passo successivo per l'ottenimento di una funzione di trasferimento utile per il progetto del sistema di controllo è la linearizzazione del modello fasoriale nell'intorno di un punto di lavoro, ottenendo un modello lineare valido per i piccoli segnali. Nonostante l'impedenza di tank mostri già un comportamento lineare, sono piuttosto le funzioni di sintesi dei fasori di controllo a necessitare di una linearizzazione. Ciò si opera, come di consueto, calcolandone la serie di Taylor arrestata al primo termine.

Il punto di lavoro  $Q$  è definito dal valore delle variabili d'ingresso, di stato e di uscita in condizioni stazionarie, che da qui a seguire saranno indicate utilizzando lettere maiuscole.

Le parti reale e immaginaria del fasore di tensione sul tank si possono approssimare, ai piccoli segnali, nell'intorno del punto di lavoro  $Q$ , come segue:

$$\begin{cases} \widehat{v}_t^{re} = S_{t,va}^{re} \widehat{v}_a + S_{t,vb}^{re} \widehat{v}_b + V_{t,aa}^{re} \widehat{\varphi}_{aa} + V_{t,ab}^{re} \widehat{\varphi}_{ab} + V_{t,bb}^{re} \widehat{\varphi}_{bb} \\ \widehat{v}_t^{im} = S_{t,va}^{im} \widehat{v}_a + S_{t,vb}^{im} \widehat{v}_b + V_{t,aa}^{im} \widehat{\varphi}_{aa} + V_{t,ab}^{im} \widehat{\varphi}_{ab} + V_{t,bb}^{im} \widehat{\varphi}_{bb} \end{cases} \quad (3.14)$$

dove:

$$\begin{cases} S_{t\_va}^{re} = s_a^{re}|_Q = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) \cos\left(-\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) = \frac{2}{\pi} \sin(\Phi_{AA}) \\ S_{t\_va}^{im} = s_a^{im}|_Q = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) \sin\left(-\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) = \frac{2}{\pi} [\cos(\Phi_{AA}) - 1] \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} S_{t\_vb}^{re} = s_b^{re}|_Q = \frac{4n}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \cos\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) = \frac{2n}{\pi} [\sin(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \sin(\Phi_{AB})] \\ S_{t\_vb}^{im} = s_b^{im}|_Q = \frac{4n}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \sin\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) = \frac{2n}{\pi} [\cos(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \cos(\Phi_{AB})] \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} V_{t\_aa}^{re} = \left. \frac{d(v_a s_a^{re})}{d\varphi_{aa}} \right|_Q = \frac{2}{\pi} V_A \cos(\Phi_{AA}) \\ V_{t\_aa}^{im} = \left. \frac{d(v_a s_a^{im})}{d\varphi_{aa}} \right|_Q = -\frac{2}{\pi} V_A \sin(\Phi_{AA}) \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\begin{cases} V_{t\_ab}^{re} = \left. \frac{d(v_b s_b^{re})}{d\varphi_{ab}} \right|_Q = \frac{4n}{\pi} V_B \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \sin\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) = \\ = \frac{2n}{\pi} V_B [\cos(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \cos(\Phi_{AB})] \\ V_{t\_ab}^{im} = \left. \frac{d(v_b s_b^{im})}{d\varphi_{ab}} \right|_Q = -\frac{4n}{\pi} V_B \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \cos\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) = \\ = -\frac{2n}{\pi} V_B [\sin(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \sin(\Phi_{AB})] \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} V_{t\_bb}^{re} = \left. \frac{d(v_b s_b^{re})}{d\varphi_{bb}} \right|_Q = \frac{2n}{\pi} V_B [\cos(\Phi_{BB}) \cos(\Phi_{AB}) - \sin(\Phi_{BB}) \sin(\Phi_{AB})] = \\ = \frac{2n}{\pi} V_B \cos(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) \\ V_{t\_bb}^{im} = \left. \frac{d(v_b s_b^{im})}{d\varphi_{bb}} \right|_Q = -\frac{2n}{\pi} V_B [\sin(\Phi_{BB}) \cos(\Phi_{AB}) + \cos(\Phi_{BB}) \sin(\Phi_{AB})] = \\ = -\frac{2n}{\pi} V_B \sin(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) \end{cases} \quad (3.19)$$

Le relazioni di transizione di stato, illustrate in precedenza, non hanno bisogno di linearizzazione, tuttavia per completezza le si riportano di seguito, suddividendo parti reale e immaginaria di ciascuna variabile di stato:

$$\begin{cases} \frac{di_t^{re}}{dt} = -\frac{R}{L} i_t^{re} + \omega_{sw} i_t^{im} - \frac{1}{L} v_c^{re} + \frac{1}{L} v_t^{re} \\ \frac{di_t^{im}}{dt} = -\omega_{sw} i_t^{re} - \frac{R}{L} i_t^{im} - \frac{1}{L} v_c^{im} + \frac{1}{L} v_t^{im} \\ \frac{dv_c^{re}}{dt} = \frac{1}{C} i_t^{re} + \omega_{sw} v_c^{im} \\ \frac{dv_c^{im}}{dt} = \frac{1}{C} i_t^{im} - \omega_{sw} v_c^{re} \end{cases} \quad (3.20)$$

Le correnti d'ingresso e uscita lato DC dei due ponti si possono approssimare, per piccoli segnali:

$$\begin{cases} \widehat{I}_a = S_{ia\_t}^{re} \widehat{I}_t^{re} + S_{ia\_t}^{im} \widehat{I}_t^{im} + I_{a\_aa} \widehat{\varphi}_{aa} \\ \widehat{I}_b = S_{ib\_t}^{re} \widehat{I}_t^{re} + S_{ib\_t}^{im} \widehat{I}_t^{im} + I_{b\_ab} \widehat{\varphi}_{ab} + I_{b\_bb} \widehat{\varphi}_{bb} \end{cases} \quad (3.21)$$

dove:

$$S_{ia\_t}^{re} = \frac{1}{2} s_a^{re} \Big|_Q = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) \cos\left(-\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) = \frac{1}{\pi} \sin(\Phi_{AA}) \quad (3.22)$$

$$S_{ia\_t}^{im} = \frac{1}{2} s_a^{im} \Big|_Q = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) \sin\left(-\frac{\Phi_{AA}}{2}\right) = \frac{1}{\pi} [\cos(\Phi_{AA}) - 1] \quad (3.23)$$

$$I_{a\_aa} = \frac{1}{2} \frac{d(\text{Re}[\widehat{i}_t \overline{s_a}])}{d\varphi_{aa}} \Big|_Q = \frac{1}{\pi} I_T^{re} \cos(\Phi_{AA}) - \frac{1}{\pi} I_T^{im} \sin(\Phi_{AA}) \quad (3.24)$$

$$S_{ib\_t}^{re} = \frac{1}{2} s_b^{re} \Big|_Q = \frac{2n}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \cos\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) = \frac{n}{\pi} [\sin(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \sin(\Phi_{AB})] \quad (3.25)$$

$$S_{ib\_t}^{im} = \frac{1}{2} s_b^{im} \Big|_Q = \frac{2n}{\pi} \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \sin\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) = \frac{n}{\pi} [\cos(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \cos(\Phi_{AB})] \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} I_{b\_ab} &= \frac{1}{2} \frac{d(\text{Re}[\widehat{i}_t \overline{s_b}])}{d\varphi_{ab}} \Big|_Q = \\ &= \frac{2n}{\pi} \left[ I_T^{re} \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \sin\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) - I_T^{im} \sin\left(\frac{\Phi_{BB}}{2}\right) \cos\left(-\frac{\Phi_{BB}}{2} - \Phi_{AB}\right) \right] = \\ &= \frac{n}{\pi} \left\{ I_T^{re} [\cos(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \cos(\Phi_{AB})] - I_T^{im} [\sin(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - \sin(\Phi_{AB})] \right\} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$I_{b\_bb} = \frac{1}{2} \frac{d(\text{Re}[\widehat{i}_t \overline{s_b}])}{d\varphi_{bb}} \Big|_Q = \frac{n}{\pi} [I_T^{re} \cos(\Phi_{BB} + \Phi_{AB}) - I_T^{im} \sin(\Phi_{BB} + \Phi_{AB})] \quad (3.28)$$

Grazie alle relazioni appena illustrate, possiamo ora definire un sistema lineare ricorrendo alle matrici canoniche F,G,H,J come segue:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{x}}{dt} = \bar{F}\bar{x} + \bar{G}\bar{u} \\ \bar{y} = \bar{H}\bar{x} + \bar{J}\bar{u} \end{cases} \quad (3.29)$$

con:

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \widehat{I_t^{re}} \\ \widehat{I_t^{im}} \\ \widehat{V_c^{re}} \\ \widehat{V_c^{im}} \end{bmatrix} \quad \bar{u} = \begin{bmatrix} \widehat{V_a} \\ \widehat{V_b} \\ \widehat{\varphi_{aa}} \\ \widehat{\varphi_{ab}} \\ \widehat{\varphi_{bb}} \end{bmatrix} \quad \bar{y} = \begin{bmatrix} \widehat{I_a} \\ \widehat{I_b} \end{bmatrix}$$

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_{sw} & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega_{sw} & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega_{sw} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega_{sw} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \frac{S_{t\_va}^{re}}{L} & -\frac{S_{t\_vb}^{re}}{L} & \frac{V_{t\_aa}^{re}}{L} & -\frac{V_{t\_ab}^{re}}{L} & -\frac{V_{t\_bb}^{re}}{L} \\ \frac{S_{t\_va}^{im}}{L} & -\frac{S_{t\_vb}^{im}}{L} & \frac{V_{t\_aa}^{im}}{L} & -\frac{V_{t\_ab}^{im}}{L} & -\frac{V_{t\_bb}^{im}}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} S_{ia\_t}^{re} & S_{ia\_t}^{im} & 0 & 0 \\ S_{ib\_t}^{re} & S_{ib\_t}^{im} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_{a\_aa} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{b\_ab} & I_{b\_bb} \end{bmatrix}$$



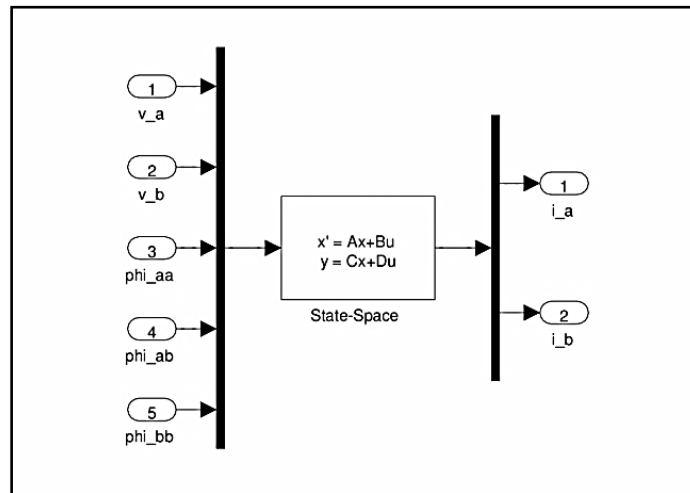


Figura 3.13: implementazione Simulink del sistema fasoriale linearizzato.

### 3.10 - Confronto dei tre modelli

Di seguito si riporta la sovrapposizione di forme d'onda dei tre modelli, nel caso di un segnale di riferimento sinusoidale polarizzato e di un segnale a gradino. È possibile notare, nel caso sinusoidale, vista la ridotta ampiezza AC rispetto alla componente DC, come il modello fasoriale e la sua versione linearizzata coincidano quasi perfettamente.

Successivamente, si riportano i risultati di un altro test. Per meglio valutare la bontà delle successive approssimazioni, si è voluto pilotare i modelli con un segnale sinusoidale polarizzato, campionare le rispettive risposte e calcolarne la trasformata di Fourier. Si osserva facilmente come i picchi relativi alla frequenza fondamentale siano perfettamente coincidenti, a dimostrazione di quanto detto finora.

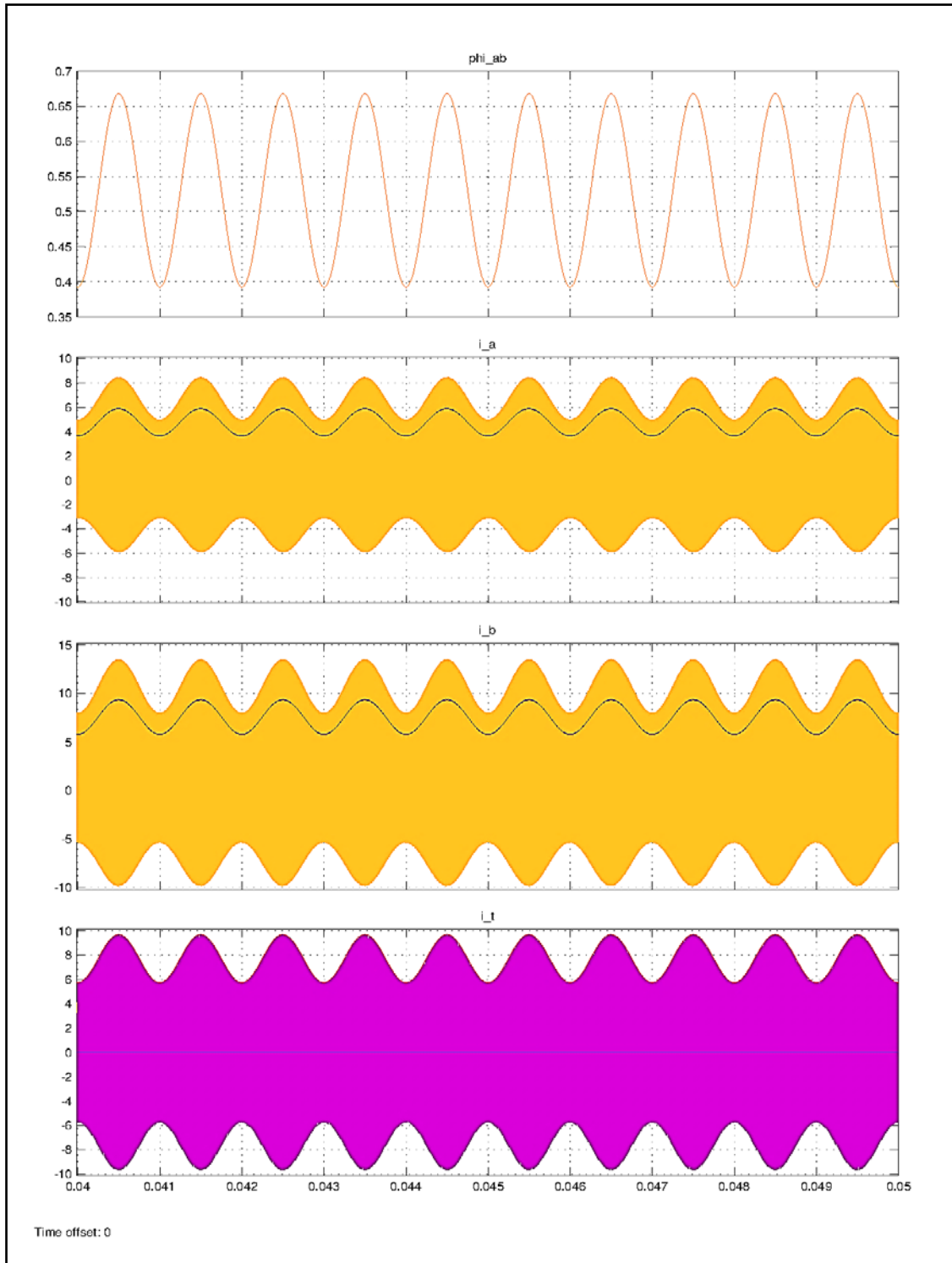
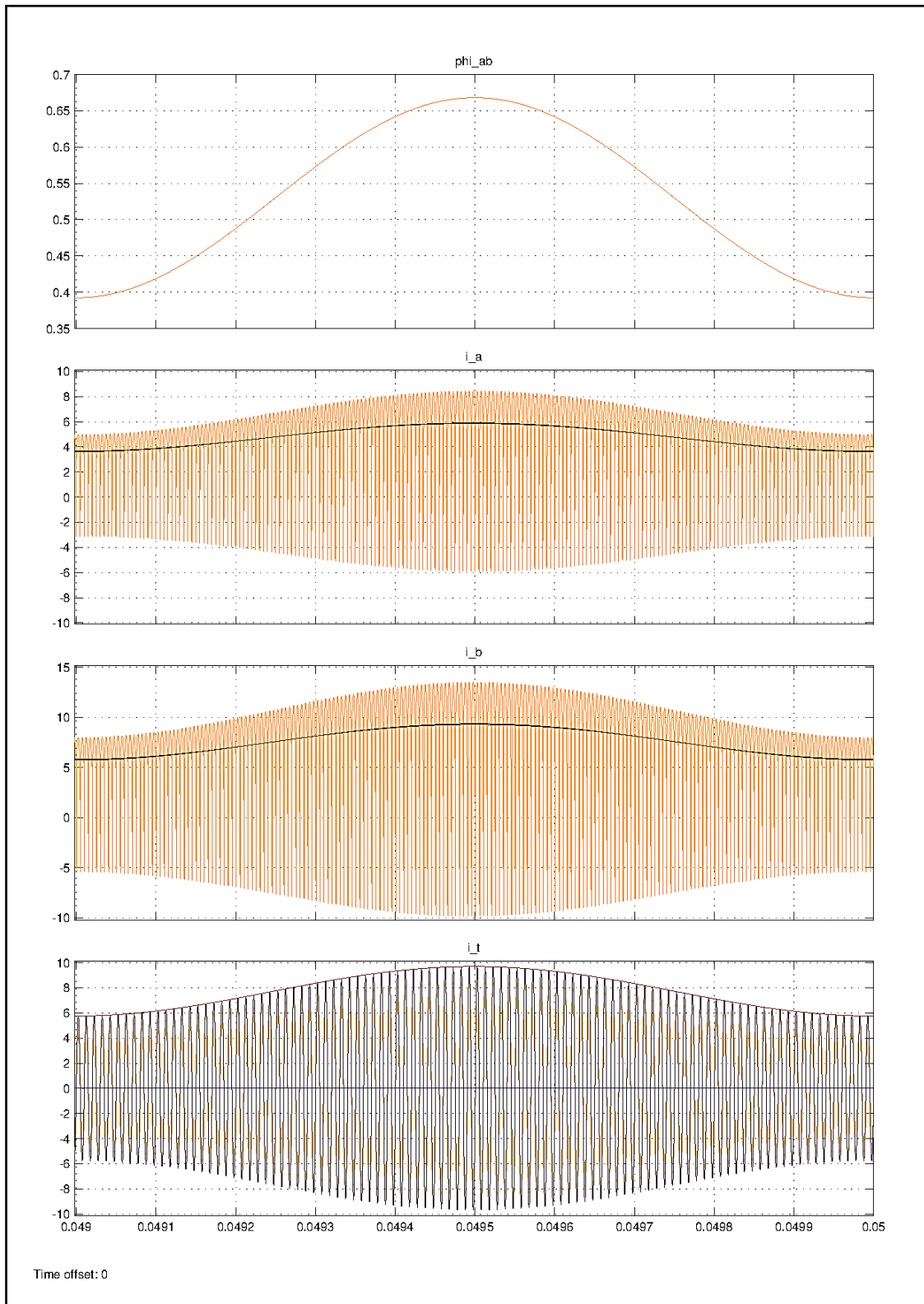
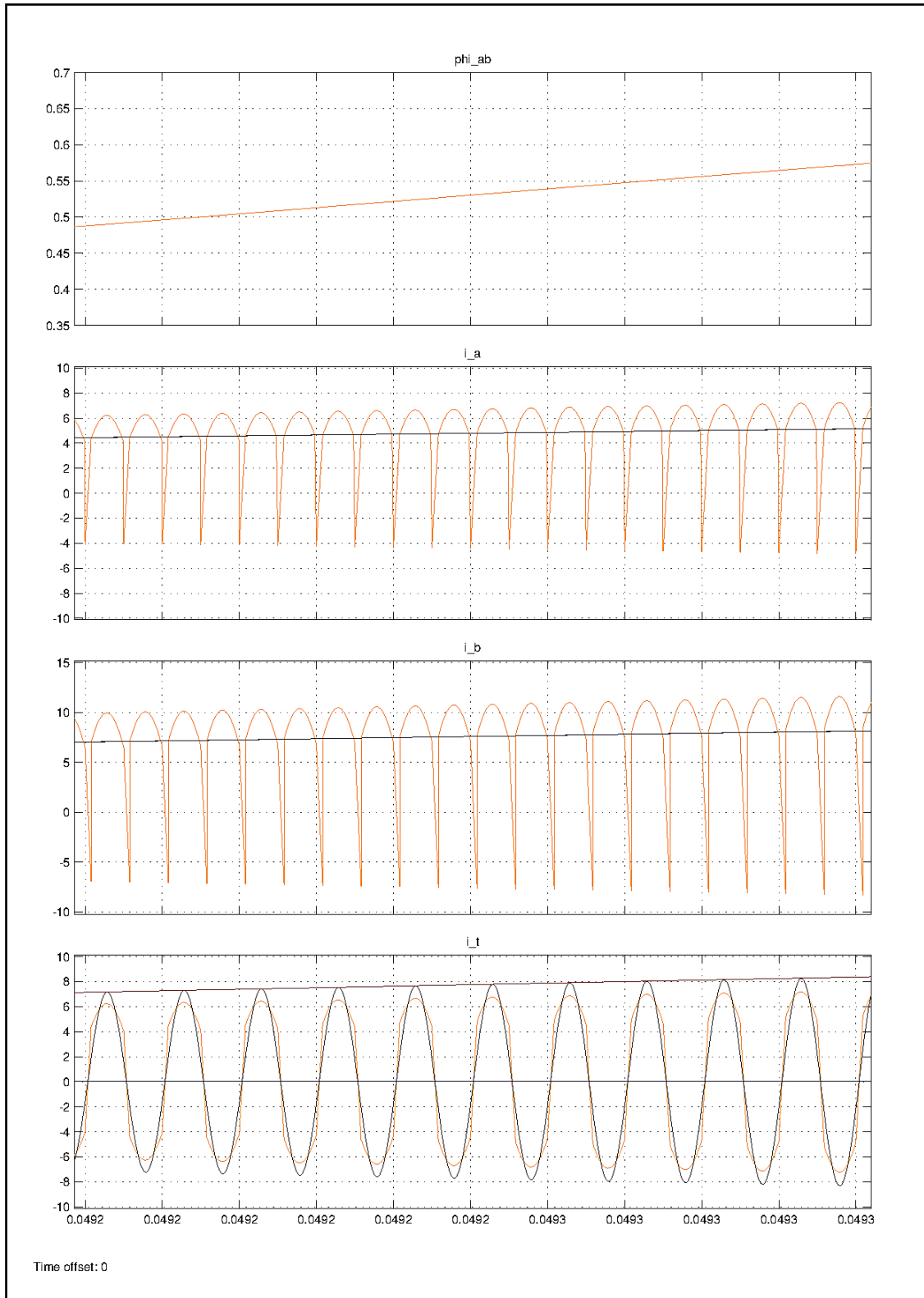


Figura 3.14: risposta al tono puro (polarizzato) dei tre modelli a confronto: modello a commutazione (arancione), modello fasoriale (violetto), modello linearizzato (azzurro). Sono mostrati gli andamenti del segnale di riferimento  $\varphi_{ab}$ , della corrente d'ingresso  $i_A$ , della corrente d'uscita  $i_B$  e della corrente di tank  $i_{tank}$  (in rosso è riportato il suo involuppo generato dal modello fasoriale). Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  per i modelli fasoriale e linearizzato sono pressoché sovrapposti e indistinguibili, come pure  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.



*Figura 3.15: stessi segnali della figura precedente, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  e per i modelli fasoriale e lineare sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili, come pure  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.*



*Figura 3.16: stessi segnali delle figure precedenti, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  per i modelli fasoriale e lineare sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili, mentre ora appare chiara la distinzione fra le forme d'onda di  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.*

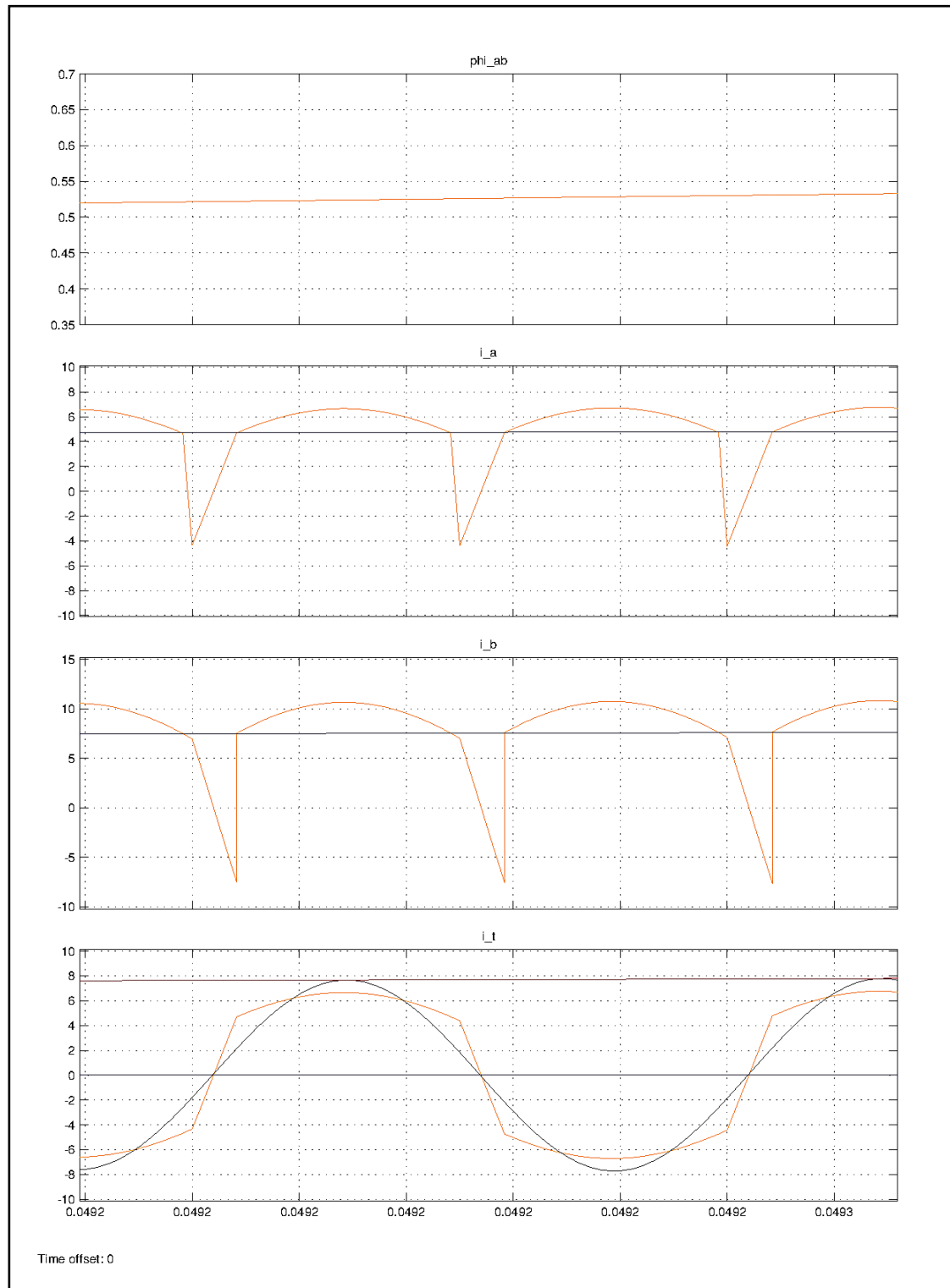


Figura 3.17: stessi segnali delle figure precedenti, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  per i modelli fasoriale e linearizzato sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili. Da questa figura è possibile rendersi conto (in misura puramente qualitativa) di quanto il modello fasoriale (traccia violetta) ricalchi l'andamento medio di  $i_A$  e  $i_B$  del modello a commutazione (traccia arancione), mentre per  $i_{tank}$  ricalchi l'andamento dell'armonica fondamentale.

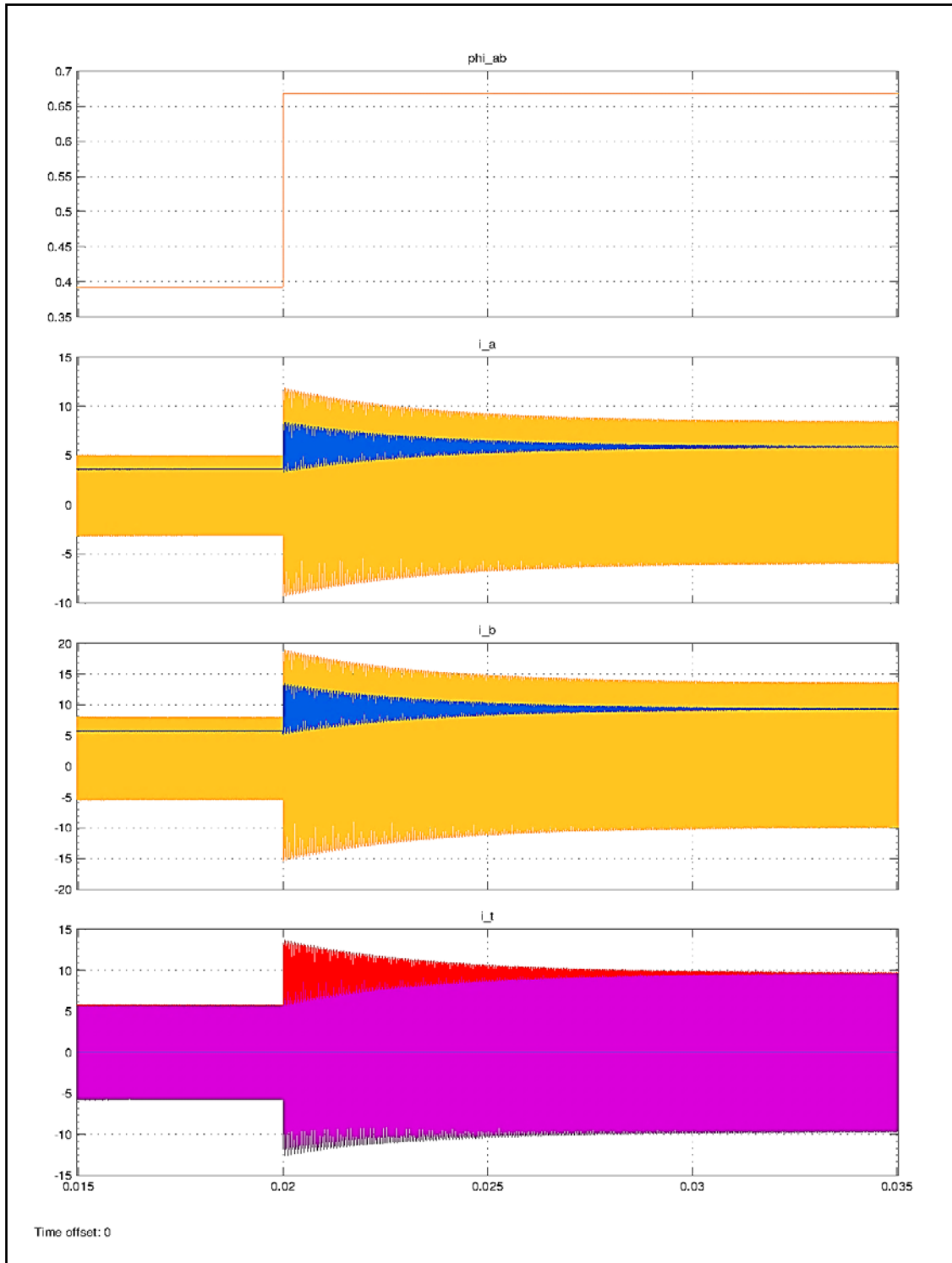


Figura 3.18: risposta al gradino (polarizzato) dei tre modelli a confronto: modello a commutazione (arancione), modello fasoriale (violetto), modello linearizzato (azzurro). Sono mostrati gli andamenti del segnale di riferimento  $\varphi_{ab}$ , della corrente d'ingresso  $i_A$ , della corrente d'uscita  $i_B$  e della corrente di tank  $i_{tank}$  (in rosso è riportato il suo involuppo generato dal modello fasoriale). Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  per i modelli fasoriale e linearizzato sono pressoché sovrapposti e indistinguibili, come pure  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.

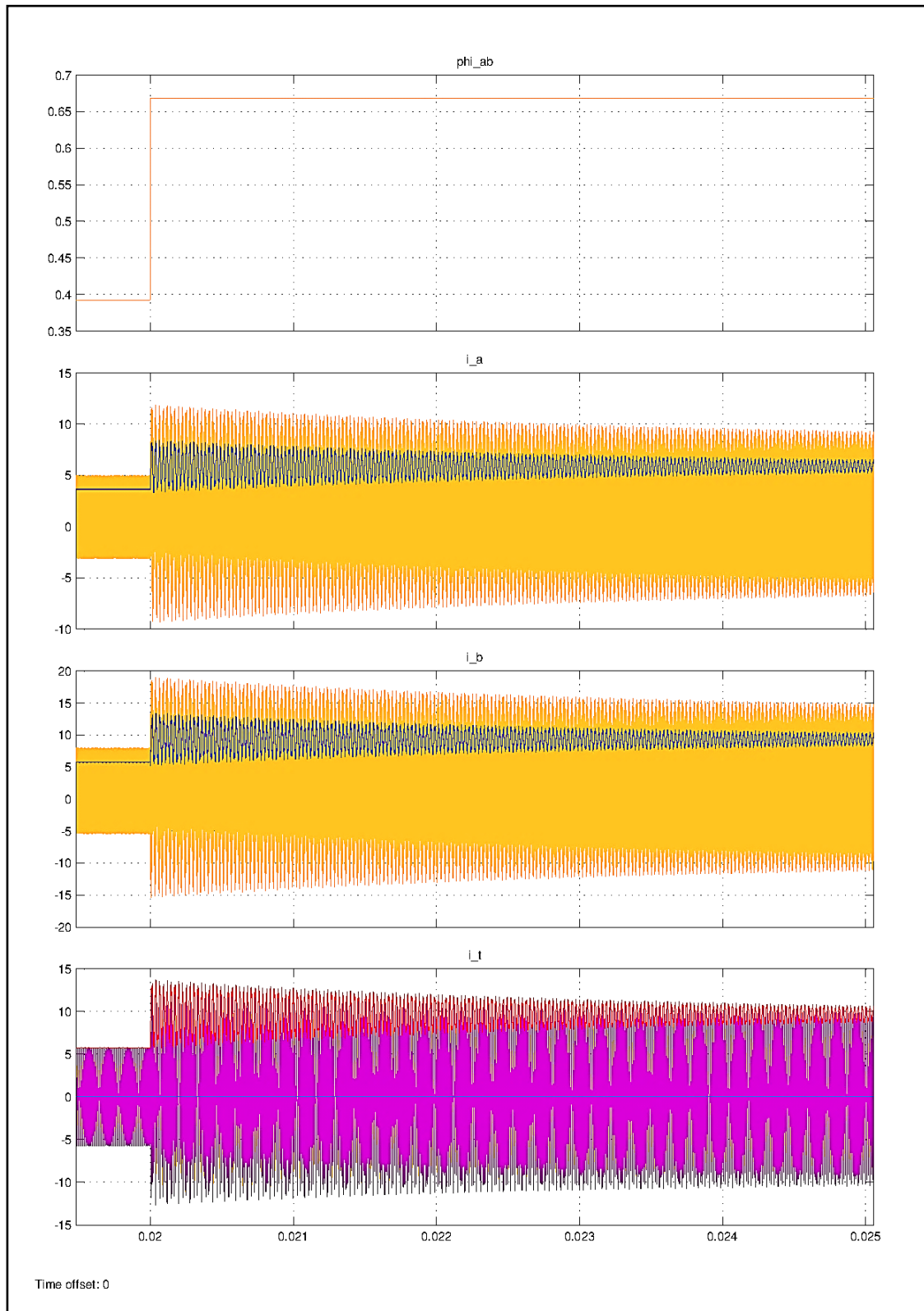


Figura 3.19: stessi segnali della figura precedente, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  e per i modelli fasoriale e lineare sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili, come pure  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.

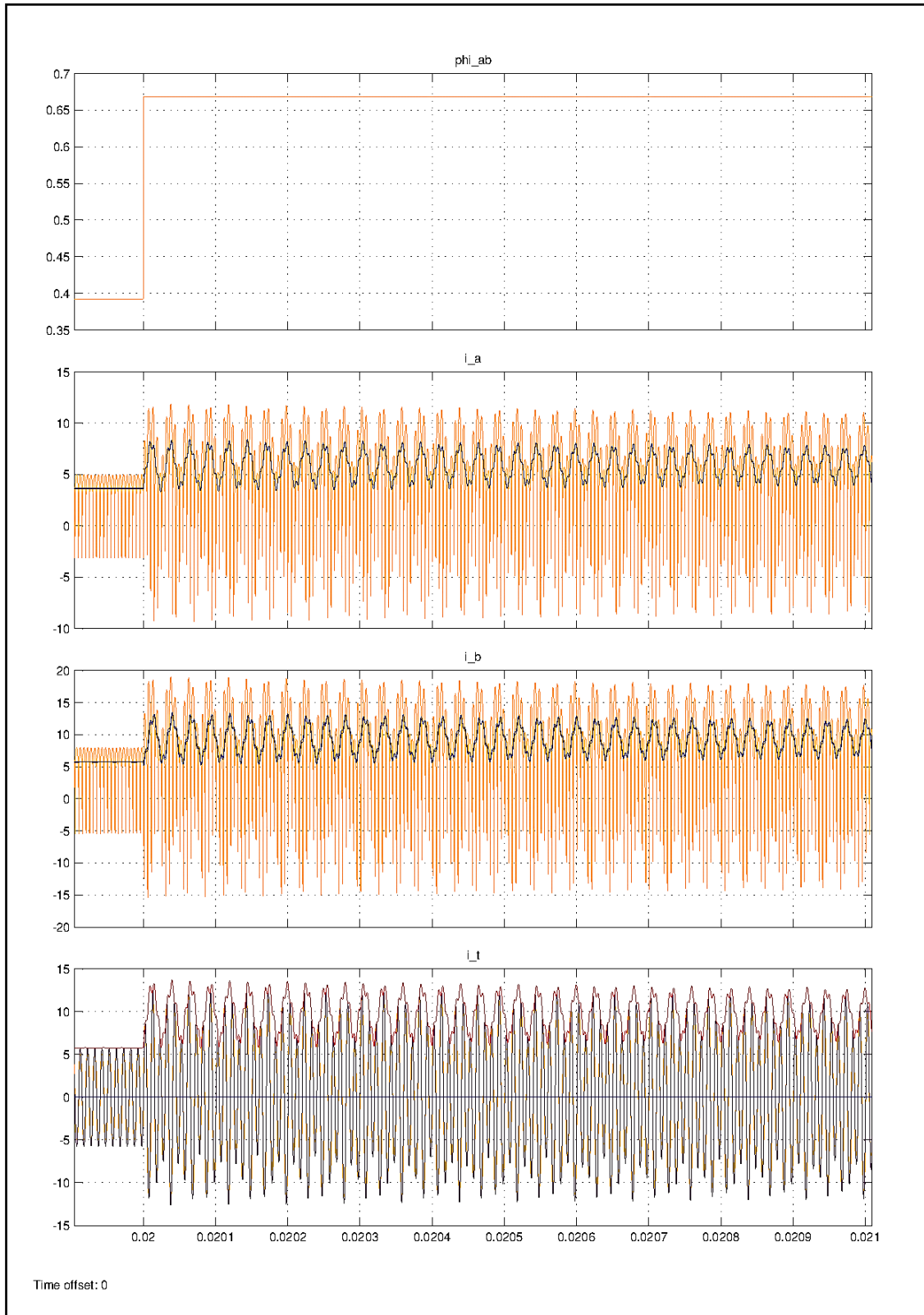
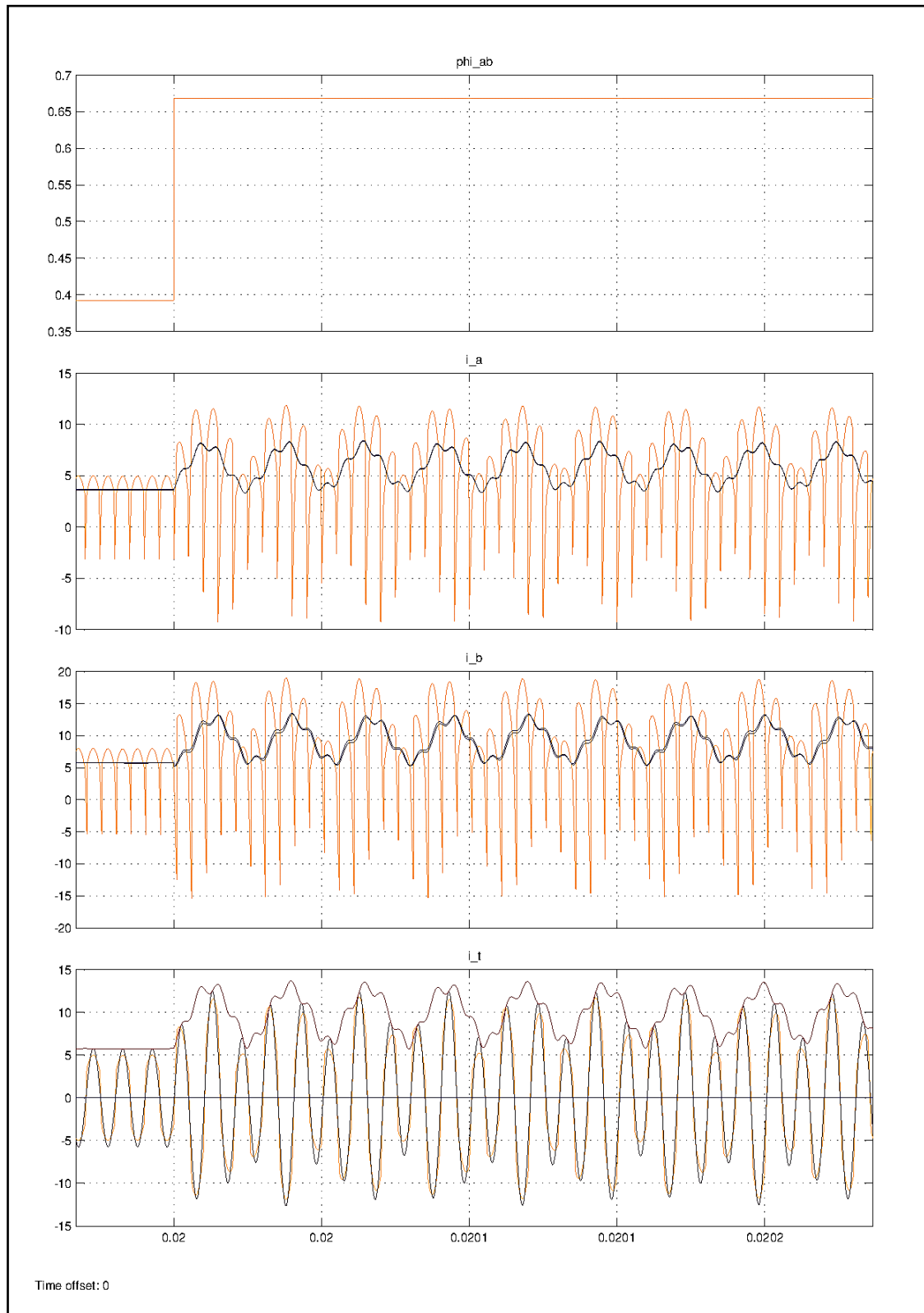
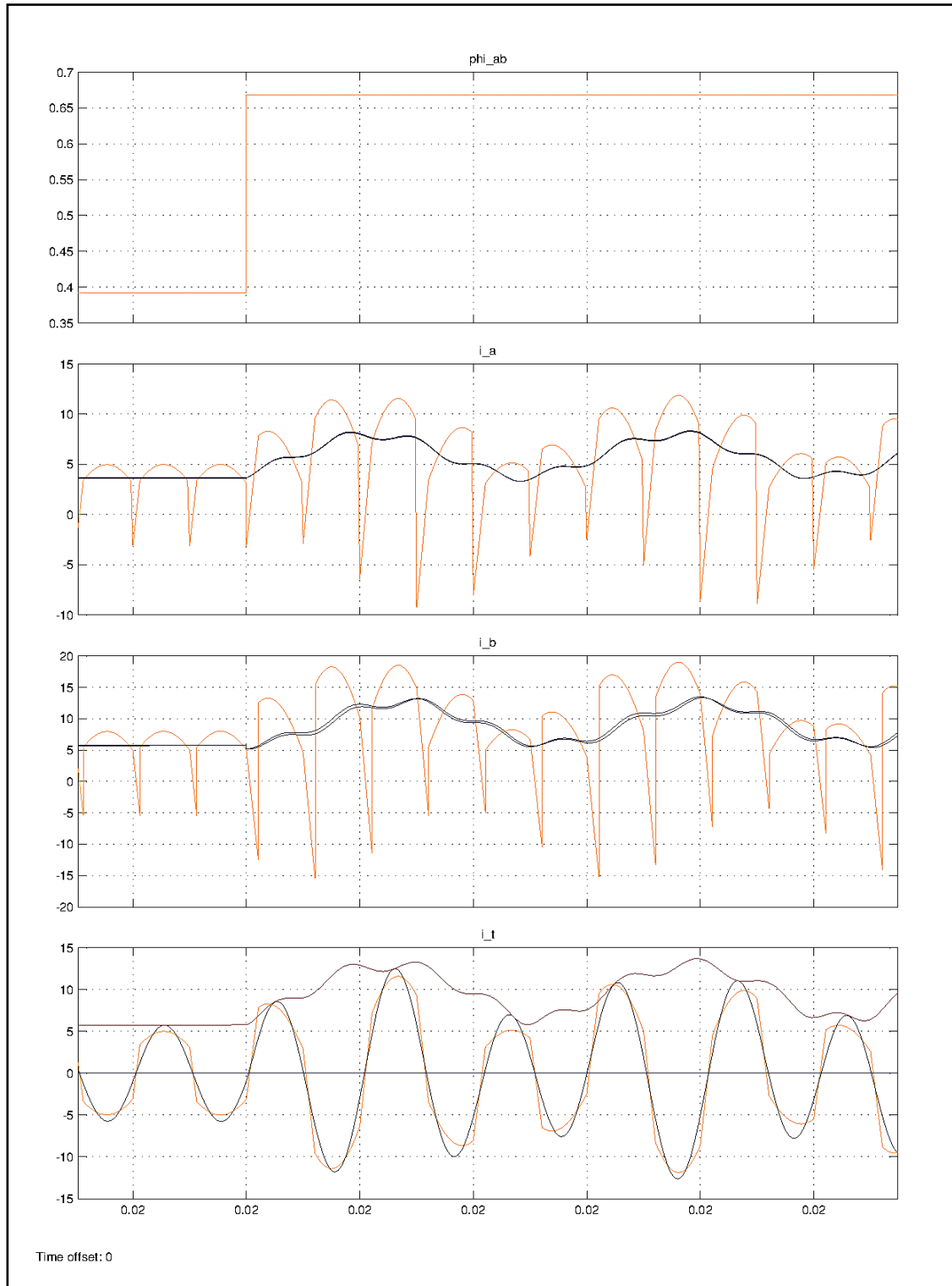


Figura 3.20: stessi segnali della figura precedente, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$  e  $i_B$  e per i modelli fasoriale e lineare sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili, come pure  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.





*Figura 3.21: stessi segnali delle figure precedenti, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$ ,  $i_B$  per i modelli fasoriale e linealizzato sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili, mentre ora si può osservare la distinzione fra le forme d'onda di  $i_{tank}$  per i modelli a commutazione e fasoriale.*



*Figura 3.22: stessi segnali delle figure precedenti, visualizzati con un maggior fattore di scala per l'asse dei tempi. Si noti che gli andamenti di  $i_A$ ,  $i_B$  per i modelli fasoriale e linealizzato sono ancora pressoché sovrapposti e indistinguibili. Da questa figura è possibile rendersi conto (in misura puramente qualitativa) di quanto il modello fasoriale (traccia violetta) ricalchi l'andamento medio di  $i_A$  e  $i_B$  del modello a commutazione (traccia arancione), mentre per  $i_{tank}$  ricalchi l'andamento dell'armonica fondamentale.*

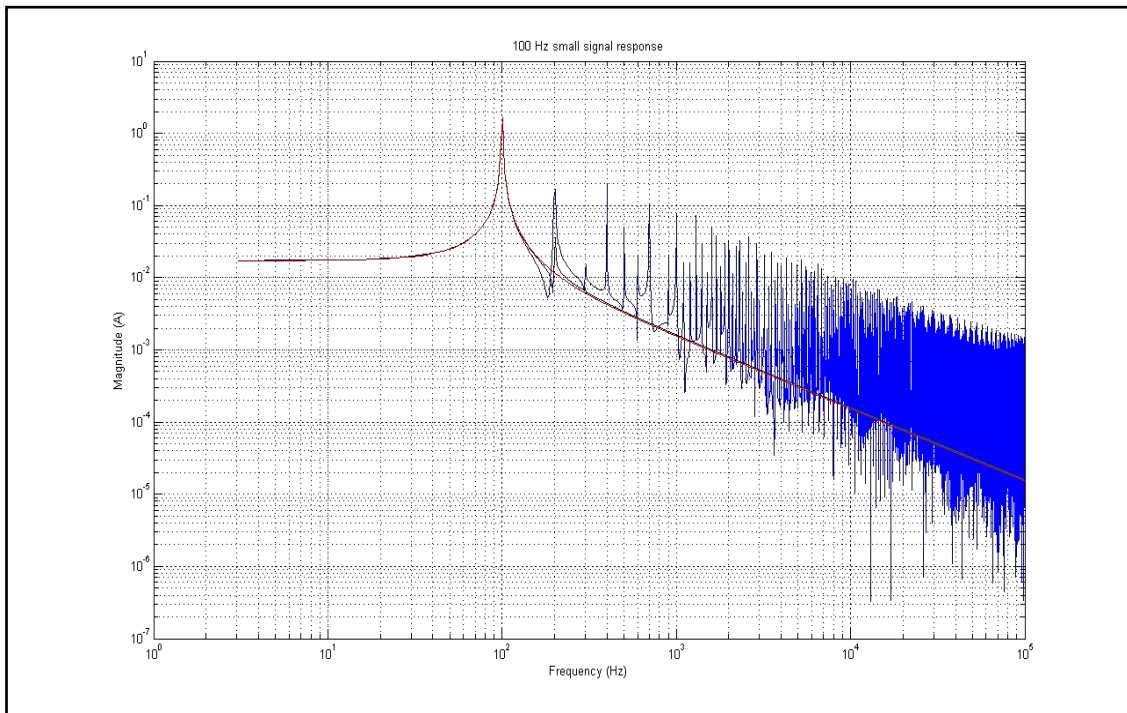


Figura 3.23: FFT della risposta a un tono puro di 100 Hz (sovrapposto a una componente DC di polarizzazione) dei tre modelli a confronto: modello a commutazione (blu), modello fasoriale (verde), modello linearizzato (rosso).

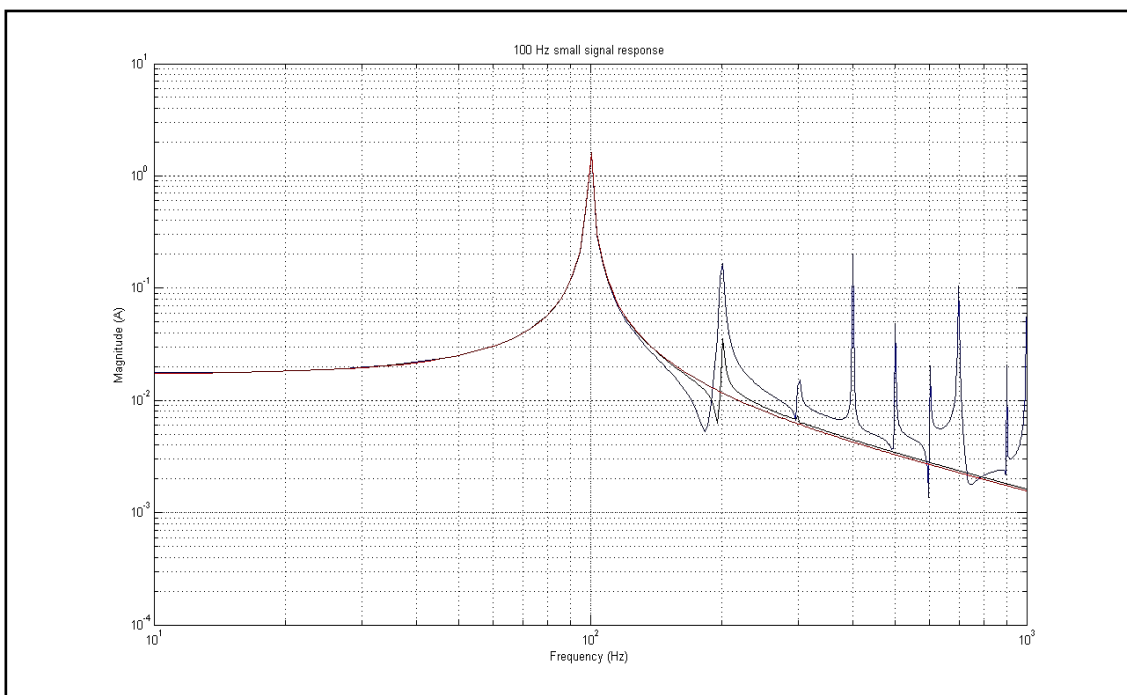


Figura 3.24: zoom della figura precedente sul picco corrispondente alla frequenza fondamentale.

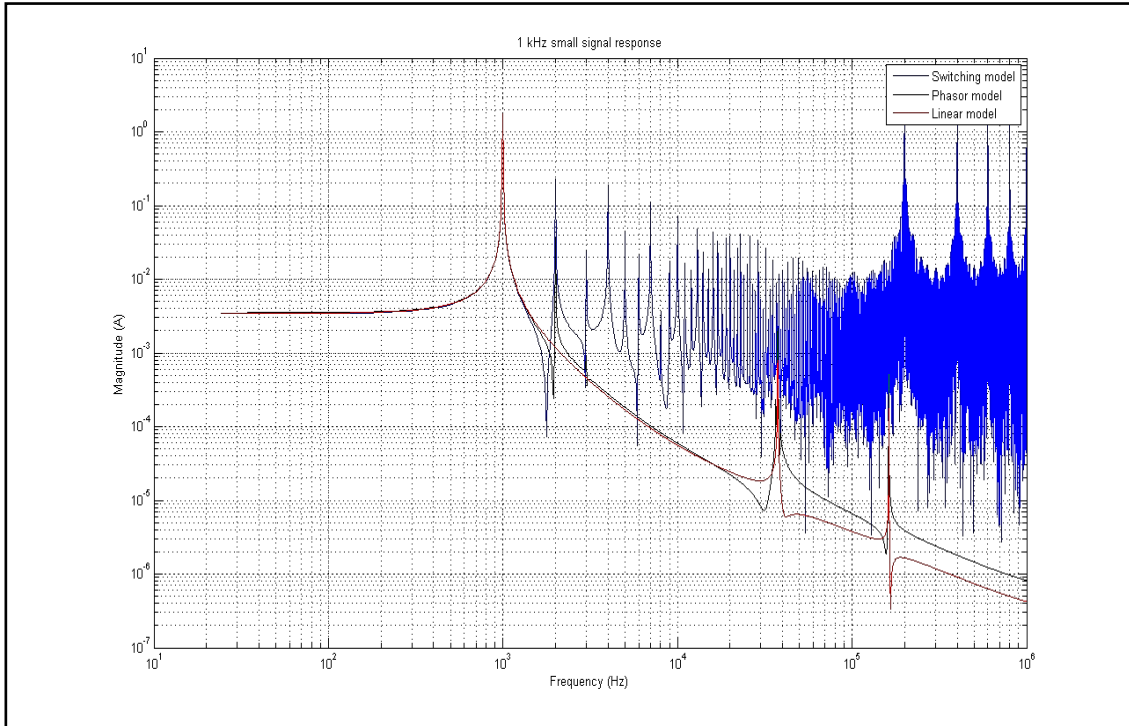


Figura 3.25: FFT della risposta a un tono puro di 1 kHz (sovrapposto a una componente DC di polarizzazione) dei tre modelli a confronto: modello a commutazione (blu), modello fasoriale (verde), modello linearizzato (rosso).

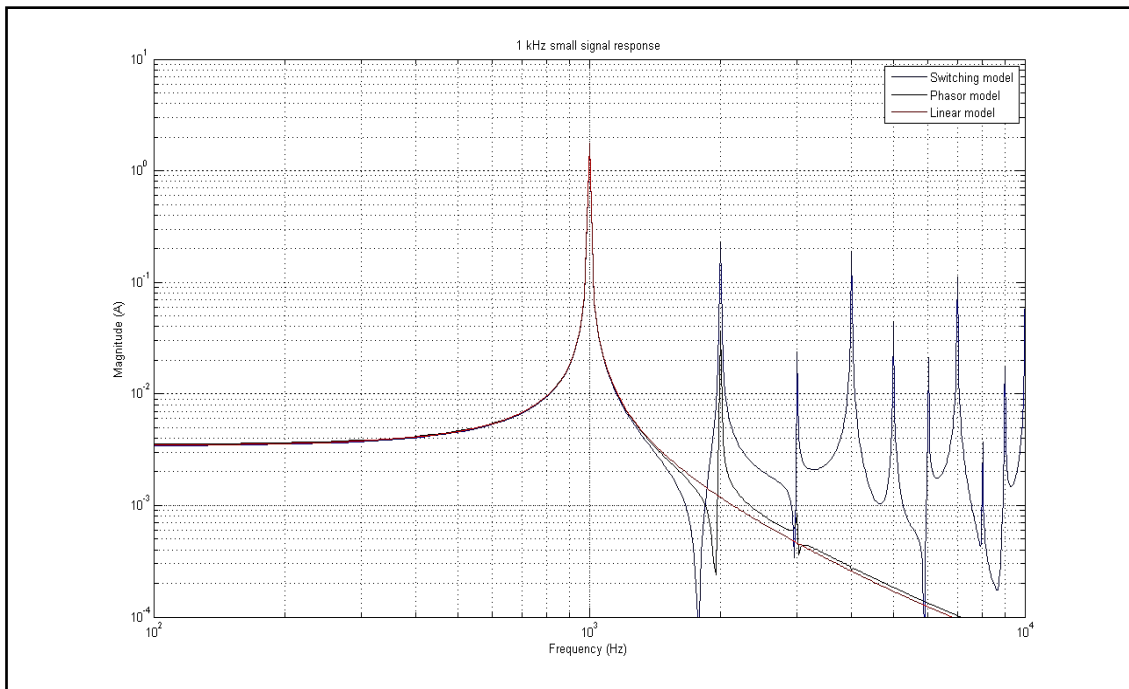


Figura 3.26: zoom della figura precedente sul picco corrispondente alla frequenza fondamentale.

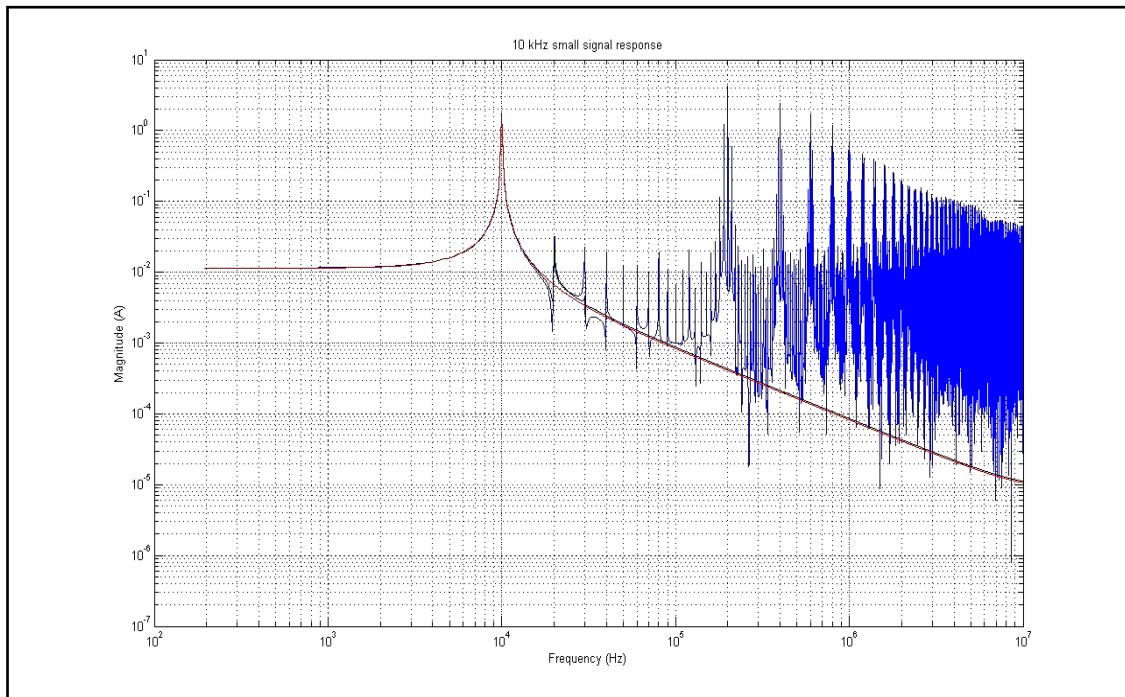


Figura 3.27: FFT della risposta a un tono puro di 10 kHz (sovrapposto a una componente DC di polarizzazione) dei tre modelli a confronto: modello a commutazione (blu), modello fasoriale (verde), modello linearizzato (rosso).

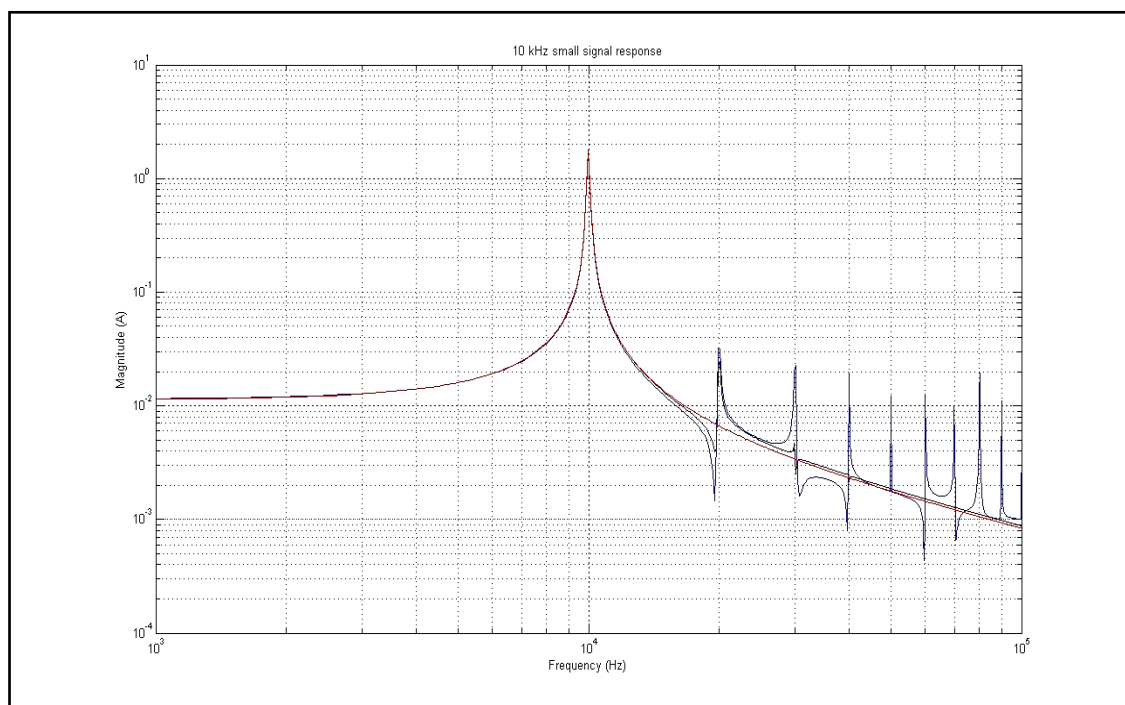


Figura 3.28: zoom della figura precedente sul picco corrispondente alla frequenza fondamentale.

### 3.11 - Funzione di trasferimento

Una volta definite le matrici caratteristiche per il sistema linearizzato, esse possono essere elaborate dal calcolatore per ottenere la matrice di trasferimento necessaria al progetto dell'anello di retroazione.

$$\bar{y} = \bar{W}\bar{u} \quad (3.30)$$

Con:

$$\bar{W} = \begin{bmatrix} W_{ia\_va} & W_{ia\_vb} & W_{ia\_aa} & W_{ia\_ab} & W_{ia\_bb} \\ W_{ib\_va} & W_{ib\_vb} & W_{ib\_aa} & W_{ib\_ab} & W_{ib\_bb} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Dove le varie  $W_{yy\_uu}$  sono le singole funzioni di trasferimento fra i singoli ingressi  $uu$  e le singole uscite  $yy$ .

In particolare, la funzione di trasferimento che più interessa questo progetto è quella fra l'angolo di controllo  $\varphi_{ab}$  e la corrente d'uscita  $i_b$ . Gli altri due angoli di controllo  $\varphi_{aa}$  e  $\varphi_{bb}$  sono stati considerati in quest'analisi come variabili d'ingresso per completezza, tuttavia come già detto in precedenza in quest'applicazione essi saranno mantenuti costanti e pari a  $\pi$  (duty-cycle 50%) e perciò ai piccoli segnali il loro contributo sarà nullo.

Tra le variabili d'ingresso al sistema dinamico vi sono ovviamente anche le tensioni esterne lato A e lato B, le quali a loro volta subiscono l'effetto delle correnti d'ingresso e uscita del convertitore DAB tramite le circuiterie esterne, dando luogo perciò a due anelli di retroazione.

Per quanto riguarda il lato A, l'effetto si può ritenere a priori trascurabile, poiché fra il convertitore DAB e l'inverter è interposto un condensatore di grande capacità, dimensionato per contenere entro determinate soglie il ripple a 100 Hz generato dall'inverter: si può quindi ritenere ragionevolmente costante la tensione  $v_a$  e ignorare le funzioni di trasferimento su  $i_a$ .

Discorso a parte invece merita la dinamica esterna lato B poiché, come si vedrà in seguito, la dinamica del filtro gioca un ruolo importante nell'influenzare il guadagno d'anello del sistema.

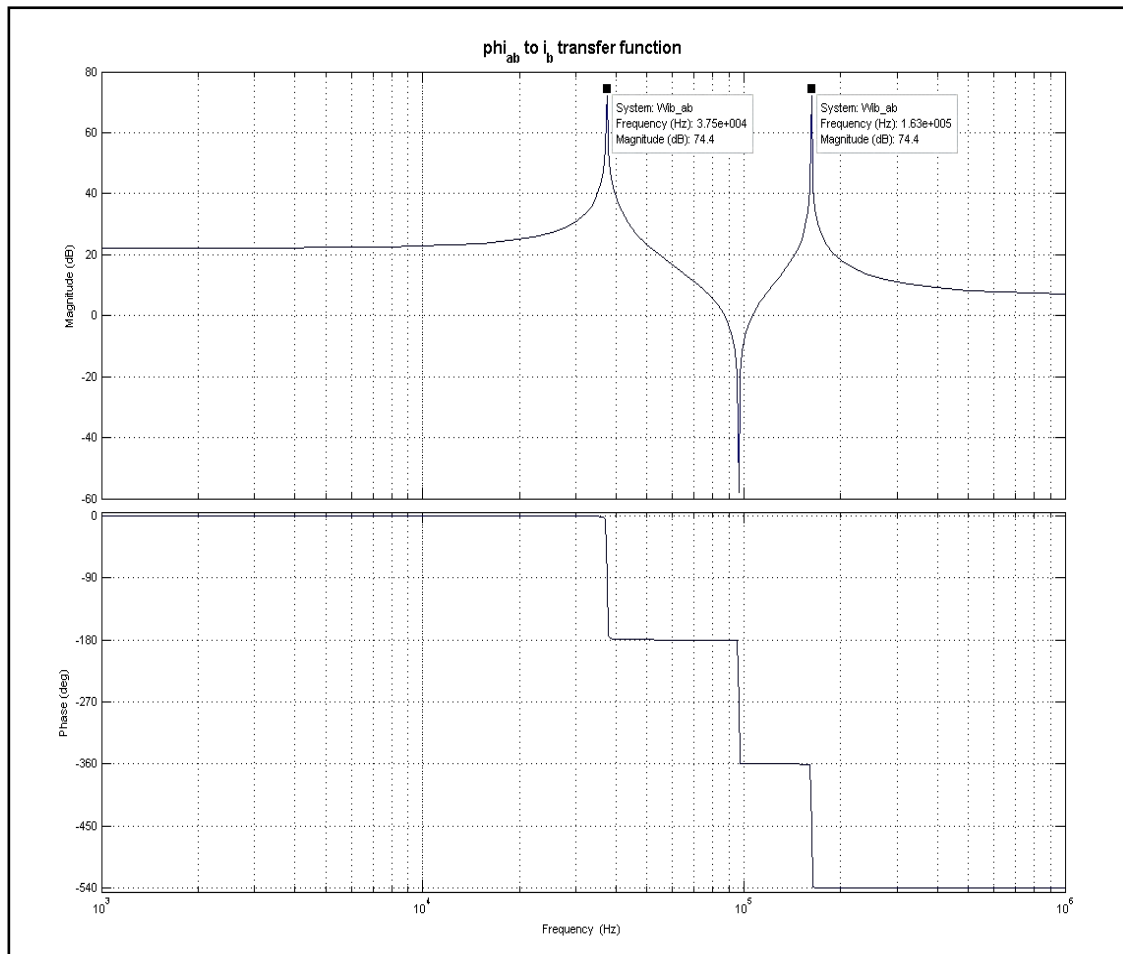


Figura 3.29: funzione di trasferimento fra l'angolo di sfasamento e la corrente d'uscita. Sono evidenziati i due picchi introdotti dalla risonanza del tank e traslati a causa della modulazione d'ampiezza alle rispettive frequenze  $f_{sw}-f_{res}$  e  $f_{sw}+f_{res}$ .





## 4 - Filtri passivi

### 4.1 - Filtro di accoppiamento con la batteria

Come già spiegato in precedenza, fra il convertitore DAB e il pacco batterie è necessario inserire un filtro che attenui sia il ripple di commutazione, sia i modi oscillatori a frequenza di risonanza del tank. Ciò è richiesto:

- primariamente, per ottenere una corrente di batteria il più possibile pulita da componenti AC, in modo tale da preservare le proprietà chimiche delle batterie;
- secondariamente, per dare al sistema una risposta di tipo passa-basso, evitando che le risonanze proprie del SR-DAB diano luogo a effetti indesiderati sull'anello di controllo.

### 4.2 - Criteri di progettazione

Gli aspetti da tenere in considerazione nel progettare il filtro sono diversi:

- la banda passante del sistema sia sufficiente per ottenere una risposta al gradino abbastanza veloce da soddisfare le esigenze dettate dal controllo della smart-grid;
- l'attenuazione a frequenza doppia di commutazione sia sufficiente a ridurre il ripple di corrente dovuto alla commutazione del ponte;
- l'attenuazione in banda oscura sia sufficiente perché i picchi di risonanza propri del convertitore DAB siano sufficientemente attenuati, in modo che non influenzino il guadagno d'anello dando luogo a fenomeni di instabilità;

- le dimensioni fisiche dei componenti siano ridotte il più possibile, poiché il dispositivo intero possa essere collocato in uno chassis dal volume contenuto.
- le caratteristiche del filtro siano “robuste”, tali cioè da mantenersi entro certi limiti di tolleranza derivanti da variazioni termiche o dall'utilizzo in condizioni diverse da quelle previste (per esempio utilizzando batterie diverse da quelle previste).

Il ripple di commutazione potrebbe essere facilmente contenuto impiegando un semplice condensatore di grande capacità, tuttavia le altre specifiche suggeriscono l'adozione di un filtro capacitivo-induttivo (LC) del secondo ordine, per i motivi seguenti:

- un grosso condensatore introdurrebbe un unico polo dominante che, per attenuare a sufficienza ripple e modi oscillatori, dovrebbe collocarsi a bassa frequenza, in contrasto con le specifiche di banda passante; i poli di un filtro LC invece, dato il roll-off più ripido, possono essere posizionati a frequenza maggiore;
- la frequenza del polo del filtro capacitivo sarebbe dettata dalla resistenza “vista” ai capi della capacità, perciò dipenderebbe in maniera troppo importante dall'impedenza della batteria; la frequenza di taglio di un filtro LC invece sarebbe determinata principalmente dai valori di induttanza e capacità;
- un condensatore di grossa capacità sarebbe fisicamente molto ingombrante, mentre un filtro LC tagliato a frequenza più alta contenebbe due componenti di ridotte dimensioni;
- filtri di ordine superiore apporterebbero benefici in termini di banda passante (possono essere tagliati a frequenza più alta), tuttavia aumenterebbe il numero di componenti necessari e diminuirebbe il rendimento del sistema, dal momento che ogni componente in più comporta necessariamente delle perdite di natura parassita.

Anche per la configurazione dei due poli, scartata l'ipotesi del polo dominante, si sceglie di seguire il criterio di Butterworth, che offre un buon compromesso fra banda passante, attenuazione fuori banda e pure una certa robustezza alla variabilità dei parametri elettrici.

### 4.3 - Dimensionamento

Per il dimensionamento è necessario tenere conto delle resistenze parassite presenti nel circuito. Sarebbe infatti surreale basare il calcolo unicamente su ipotesi di idealità, che condurrebbe senz'altro a risultati inattesi. Tuttavia, non è possibile stimarne con esattezza l'entità, dal momento che le grandezze parassite variano da componente a componente; si introducono perciò delle stime basate su ragionevoli ipotesi quantitative, valutando i casi peggiori e prevedendo un certo intervallo di variabilità.

In particolar modo, l'elemento parassita di maggior interesse è dato dall'impedenza interna delle batterie. Purtroppo, non sono disponibili informazioni sul suo andamento in frequenza, perciò si considera unicamente la resistenza serie dichiarata dal costruttore. Il pacco batterie presente in laboratorio è composto da 21 moduli EnerSys DataSafe 12HX135 connessi in serie; per ciascuno di essi la resistenza interna dichiarata è di 5.6 mΩ, perciò il totale è di circa 0.12 Ω. [9]

Per il dimensionamento del filtro si procede a partire dalle proprietà del filtro di Butterworth. I poli di un tale filtro sono disposti sul semipiano di Gauss a parte reale negativa, su una circonferenza centrata nell'origine e di raggio pari alla pulsazione di taglio (oppure corretto in base all'attenuazione desiderata in corrispondenza della frequenza di taglio, ma nel caso in esame questo aspetto non è essenziale). I poli sono equidistanziati fra loro da un angolo  $\alpha$  e dall'asse immaginario da angolo  $\alpha/2$ , con  $\alpha = \pi/n$  dove  $n$  è l'ordine del filtro. La funzione di trasferimento è caratterizzata quindi da coppie di poli complessi coniugati, e al più un polo reale, tutti situati alla medesima pulsazione. Le coppie di poli complessi coniugati mostreranno un coefficiente di smorzamento pari al seno dell'angolo con cui si discostano dall'asse immaginario. Ignorando per ora le resistenze parassite del condensatore e dell'induttore, la funzione di trasferimento fra corrente di sorgente e corrente di carico è la seguente:

$$W_{\text{filt}}^* = \frac{i_{\text{ld}}}{i_{\text{sr}}} = \frac{1}{1+sR_{\text{bat}}C_1+s^2C_1L_2} \quad (4.1)$$

Dove la pulsazione dei poli e il coefficiente di smorzamento sono dati da:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_1L_2}} \quad (4.2)$$

$$\xi = \frac{R_{\text{bat}}}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_2}} \quad (4.3)$$

Da cui si ricava:

$$C_1 = \frac{2\xi}{R_{bat}\omega_p} \qquad L_2 = \frac{R_{bat}}{2\xi\omega_p}$$

La frequenza di taglio scelta per il filtro è pari a 3 kHz, circa una decade più in basso rispetto al primo picco di risonanza del DAB, mentre il coefficiente di smorzamento è fissato per costruzione pari a  $\sin(\pi/4) = 0.70711$ . Si ottengono così i valori desiderati di capacità e induttanza:

$$C_1 = 6.2522e-4 \text{ F} \qquad L_2 = 4.5016e-6 \text{ H}$$

Ancora una volta, dovranno essere scelti i valori di capacità e induttanza secondo disponibilità e realizzabilità dei componenti.

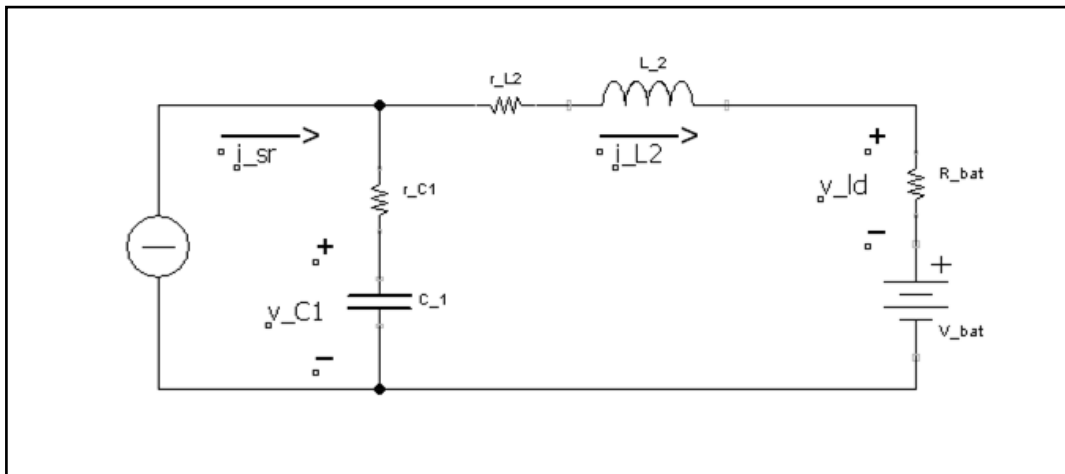


Figura 4.1: filtro d'interfaccia con la batteria. L'uscita del convertitore DAB (ponte B) è modellata come un generatore di corrente ( $i_{sr}$ ).

#### 4.4 - Funzione di trasferimento

La funzione di trasferimento reale del filtro è calcolata definendone il modello lineare allo spazio di stato da calcolarsi con MatLab. Le variabili di stato sono la tensione sulla capacità  $v_{C1}$  e la corrente sull'induttanza  $i_{L2}$ ; gli ingressi del sistema sono la corrente di sorgente del filtro (ossia la corrente d'uscita del DAB)  $i_{sr}$  e la tensione di carico  $v_{ld}$ ; le uscite sono la corrente di carico  $i_{ld}$  e la tensione della sorgente (ossia la tensione lato B del DAB)  $v_{sr}$ . Questo sistema non tiene conto dell'impedenza della batteria impiegata, la cui particolare espressione sarà considerata poco più avanti, al fine di conservare il carattere di generalità.

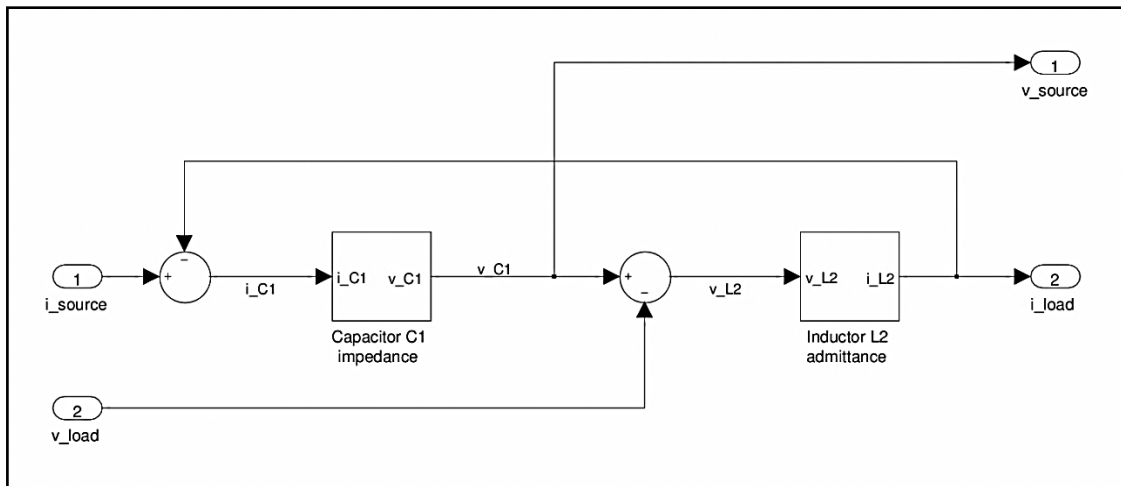


Figura 4.2: sistema del filtro LC del secondo ordine.

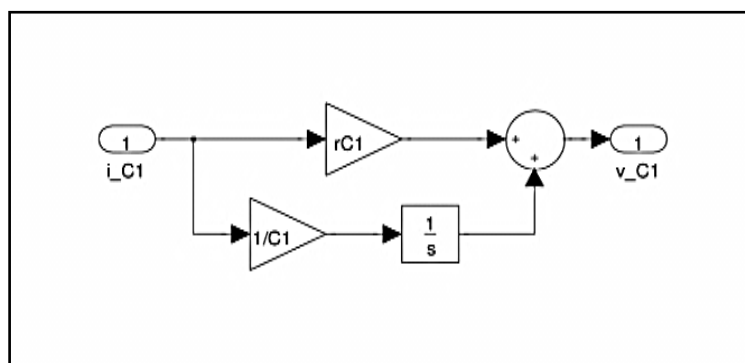


Figura 4.3: dettaglio dell'impedenza del condensatore, con resistenza parassita in serie.

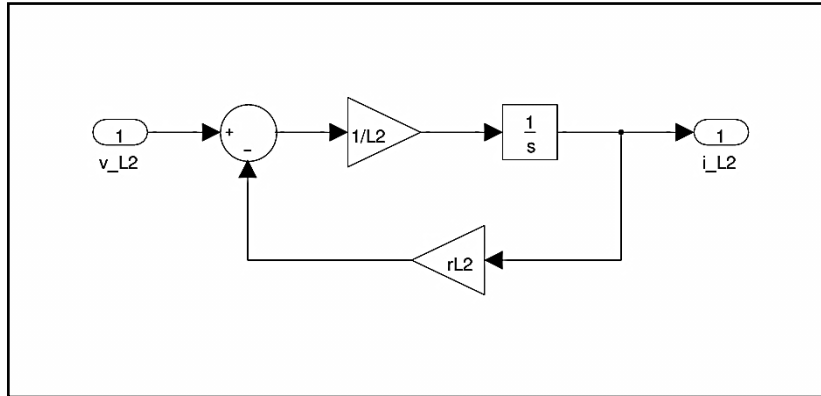


Figura 4.4: dettaglio dell'ammittenza dell'induttore, con resistenza parassita in serie.

Le resistenze parassite in serie a capacità e induttanza sono ragionevolmente stimate al valore di 30 mΩ; le equazioni che ne tengono conto sono le seguenti:

$$\begin{cases} \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} [i_{sr} - i_{L2}] \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} [-r_{L2}i_{L2} + r_{C1}(i_{sr} - i_{L2}) + v_{C1} - v_{ld}] \\ i_{ld} = i_{L2} \\ v_{sr} = r_{C1}(i_{sr} - i_{L2}) + v_{C1} \end{cases} \quad (4.4)$$

Le matrici risultano perciò:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{L_2} & -\frac{r_{C1}+r_{L2}}{L_2} \end{bmatrix} \quad \bar{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -r_{C1} \end{bmatrix} \quad \bar{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ r_{C1} & 0 \end{bmatrix}$$

Da queste è possibile con MatLab ottenere la matrice di trasferimento del sistema:

$$\bar{W} = \begin{bmatrix} W_{ild\_isr} & W_{ild\_vld} \\ W_{vsr\_isr} & W_{vsr\_vld} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

dove le varie  $W_{yy\_uu}$  sono le singole funzioni di trasferimento fra i singoli ingressi uu e le singole uscite yy.

Per ottenere una funzione di trasferimento unica fra la corrente d'uscita del DAB e la corrente di carico (batterie) è sufficiente aggiungere come equazione al sistema la relazione di impedenza della batteria, che in questo caso è data (in assenza di altre informazioni) dalla resistenza parassita:

$$v_{ld} = R_{bat} i_{ld} \quad (4.6)$$

Così risulta la funzione di trasferimento complessiva:

$$W_{filt} = \frac{W_{ild\_isr}}{1 + R_{bat} W_{ild\_vld}} \quad (4.7)$$

Nel caso ideale, ossia in assenza di resistenze parassite,  $W_{filt}$  mostrerebbe l'andamento tipico di un filtro di Butterworth del 2° ordine, tuttavia contemplando anche l'effetto di  $r_C$  e  $r_L$  si nota la presenza di uno zero aggiuntivo a frequenza poco più alta. Purtroppo la posizione dello zero così vicina a quella dei due poli è dovuta al fatto che le resistenze in esame hanno valore comparabile; gli elementi di filtro dovranno perciò essere realizzati in modo da minimizzare la resistenza, ossia impiegando più condensatori in parallelo (possibilmente ciascuno con bassa ESR), costruendo l'induttore con spire di grosso calibro e saldando i componenti con la migliore accuratezza.

Nonostante la risposta in frequenza non si discosti molto da quella di un filtro del 1° ordine, a causa della presenza dello zero, rimane valida la scelta del 2° ordine, in modo che la posizione dei poli non sia influenzata dalle resistenze presenti (che tuttavia determinano lo smorzamento del filtro).

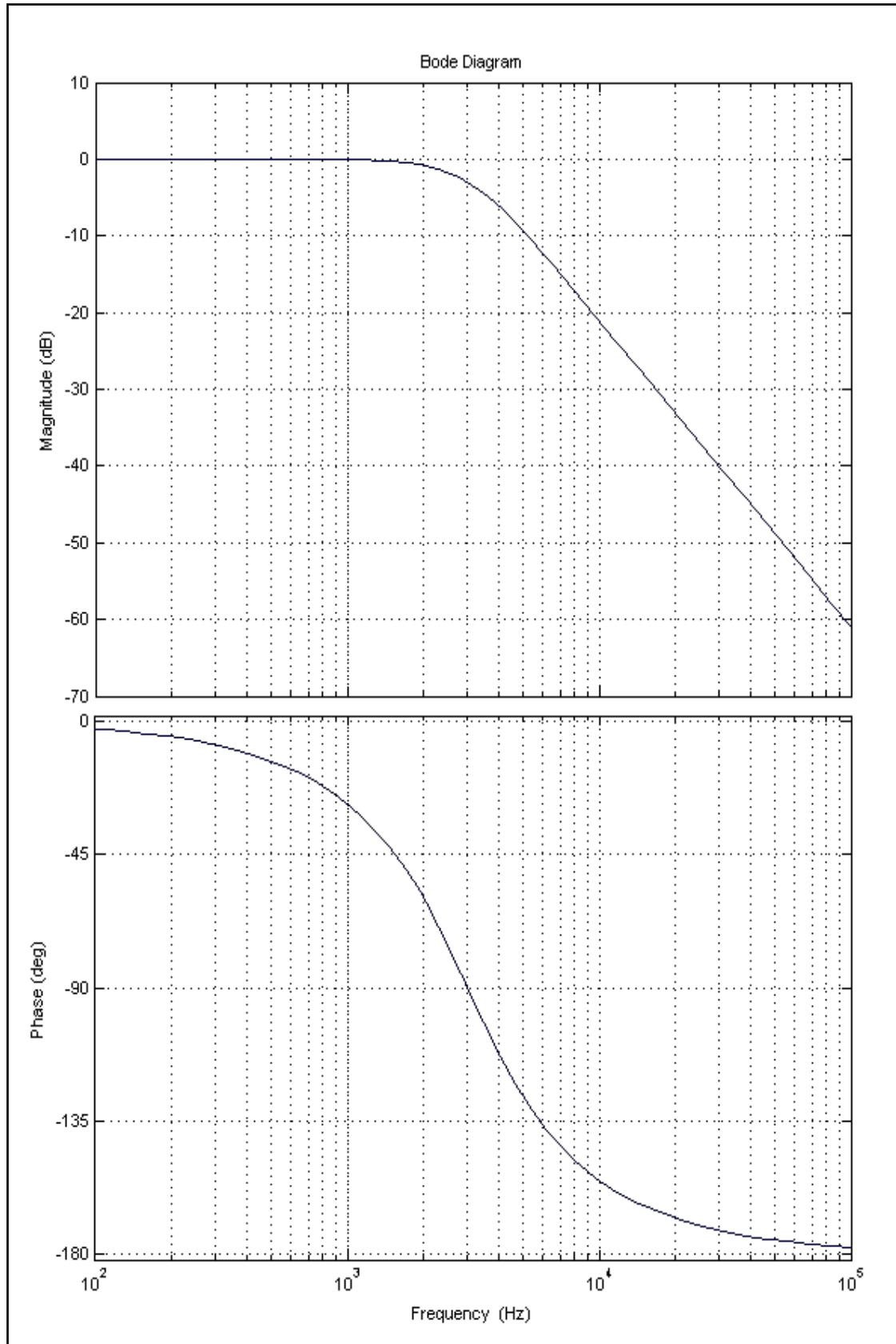


Figura 4.5: risposta in frequenza del filtro in assenza delle resistenze parassite del condensatore e dell'induttore.



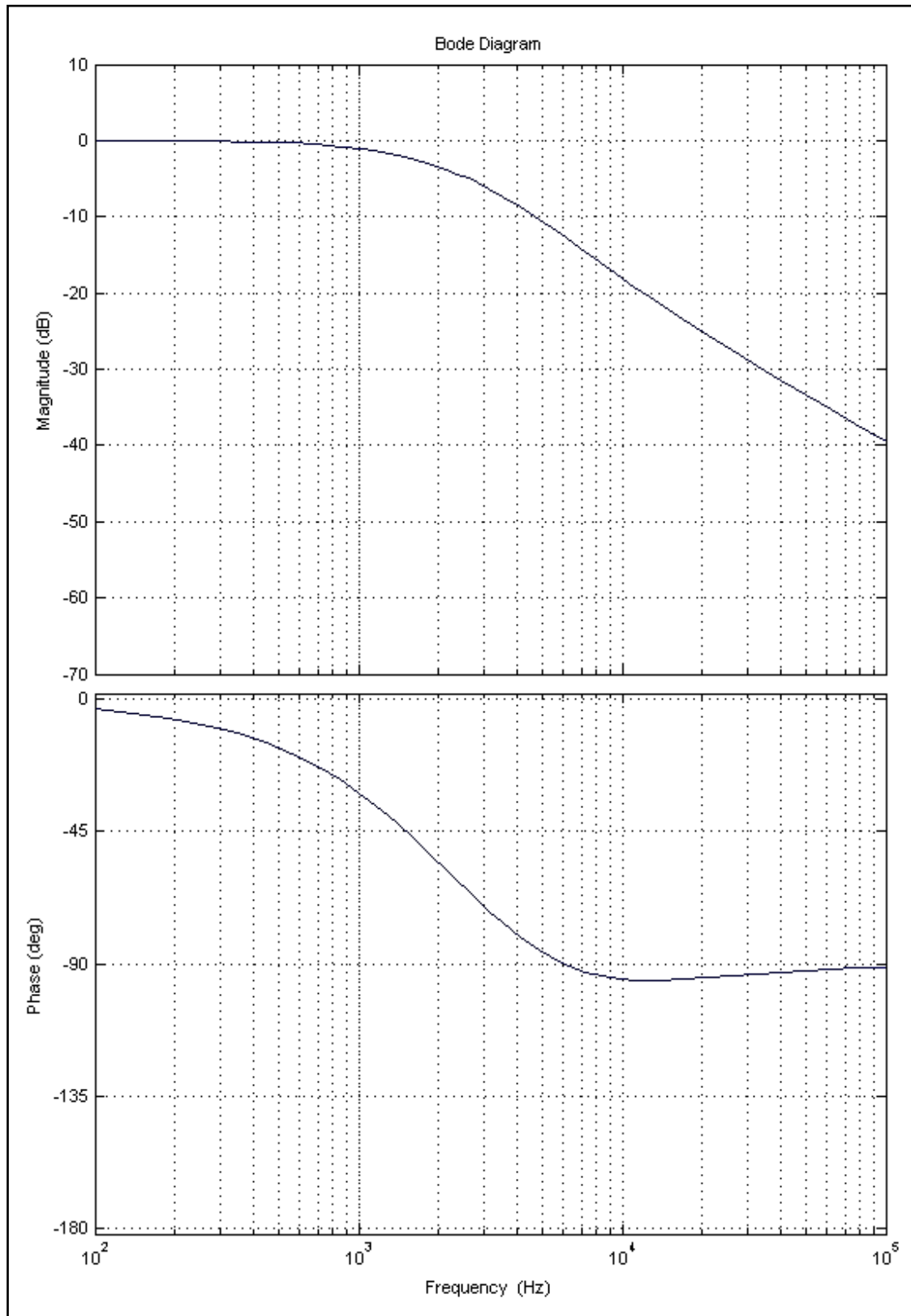


Figura 4.6: risposta in frequenza del filtro in presenza delle resistenze parassite del condensatore e dell'induttore. Rispetto alla figura precedente, è evidente la presenza dello zero aggiuntivo.

#### **4.5 - Incidenza e variabilità degli elementi parassiti**

Il sistema di controllo a retroazione va progettato sulla base delle funzioni di trasferimento di ciascun blocco circuitale. In base a questa considerazione, si rende necessario investigare le situazioni in cui le grandezze reali si discostino dalle grandezze stimate su cui si basa la progettazione del filtro.

Ripetendo i calcoli per una eventuale variazione di impedenza della batteria, ci si rende conto che la risposta cambia in maniera sostanziale se la variazione non si mantiene entro circa il 50% del valore nominale. Il filtro va perciò riprogettato nell'eventualità che l'impedenza non corrisponda più a quanto atteso (per esempio nel caso in cui si decidesse di sostituire le batterie con modelli differenti).

La stessa considerazione vale anche per variazioni delle resistenze parassite in serie al condensatore e all'induttore. Ciò vuol dire che i dispositivi fisici vanno scelti in modo da corrispondere il più possibile a quanto stimato.

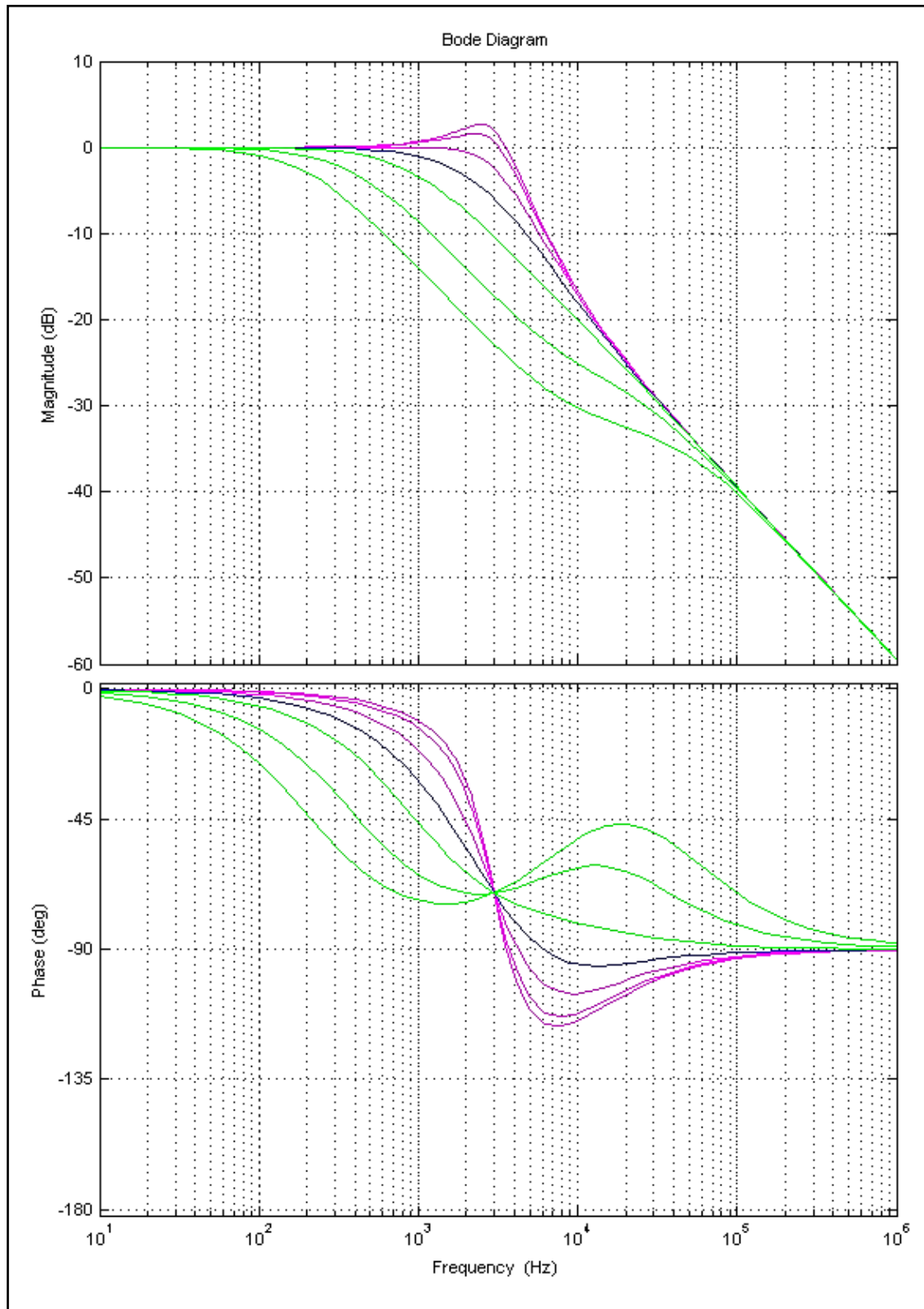


Figura 4.7: risposta in frequenza del filtro con variazione della resistenza parassita in serie alla batteria. In blu la traccia relativa al valore nominale; in verde le tracce relative al valore nominale scalato con fattori di 0.5, 0.2, 0.1; in magenta le tracce relative al valore nominale scalato con fattori di 2, 5, 10.

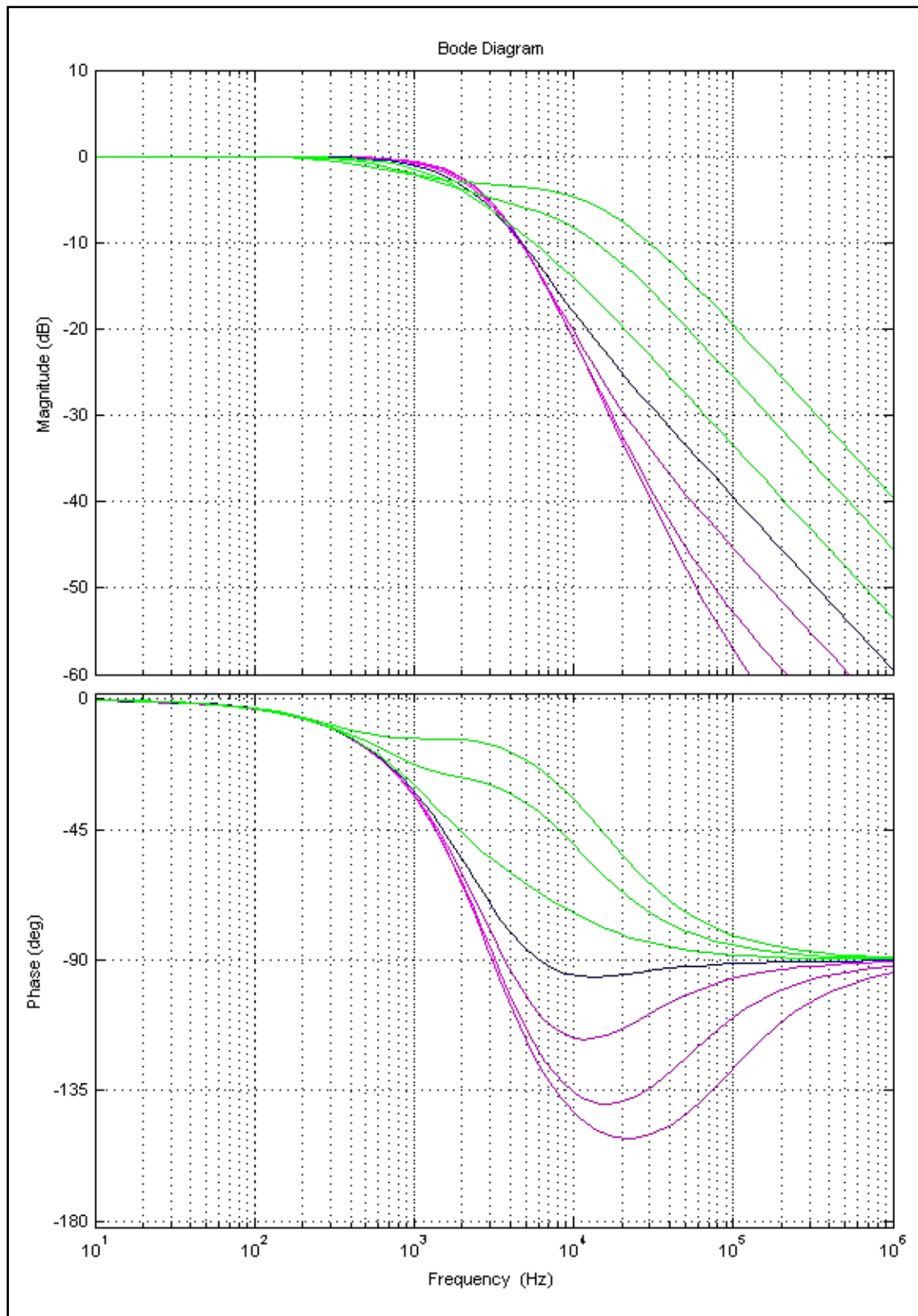


Figura 4.8: risposta in frequenza del filtro con variazione della resistenza parassita in serie al condensatore. In blu la traccia relativa al valore nominale stimato; in verde le tracce relative al valore stimato scalato con fattori di 0.5, 0.2, 0.1; in magenta le tracce relative al valore stimato scalato con fattori di 2, 5, 10.

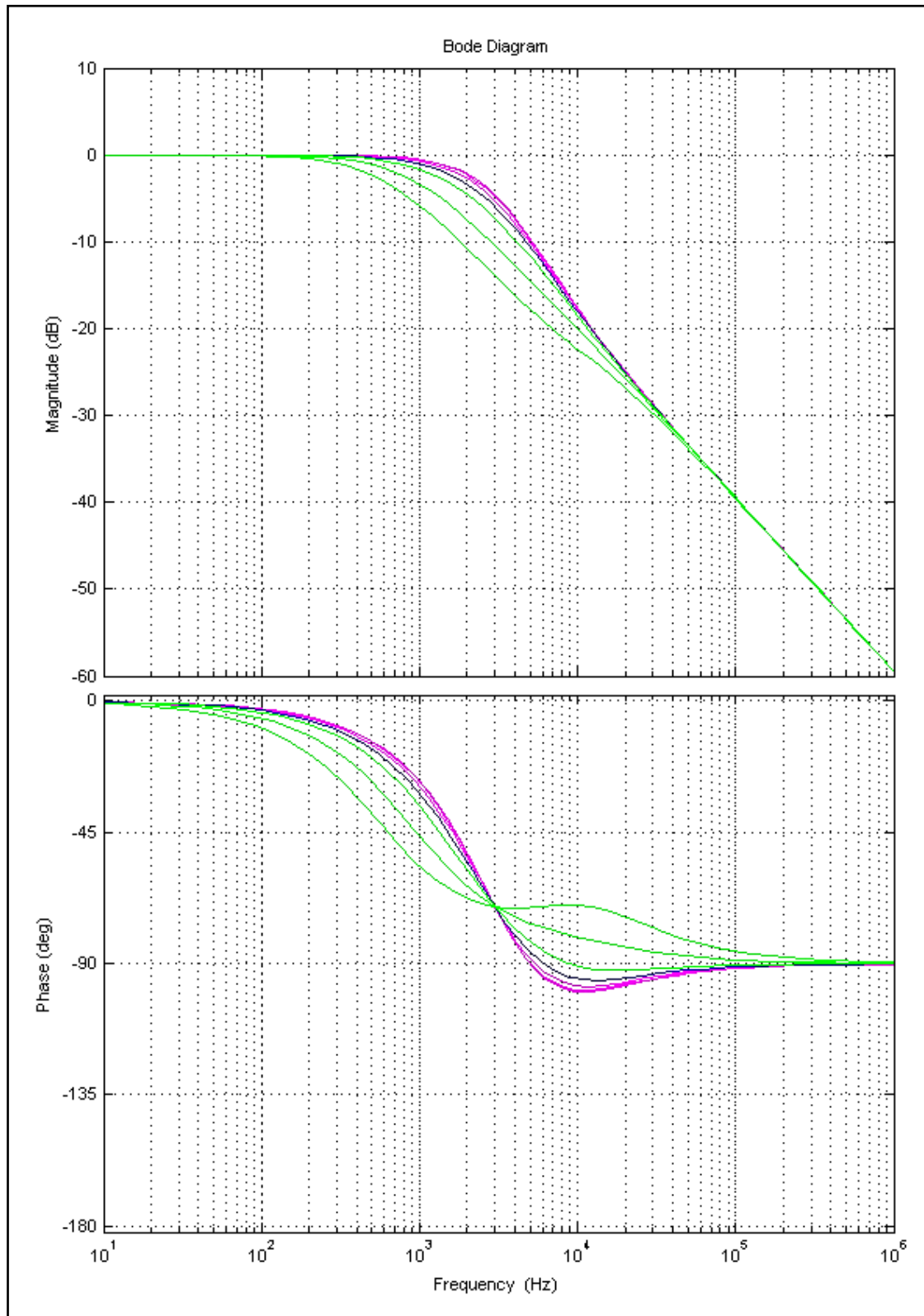


Figura 4.9: risposta in frequenza del filtro con variazione della resistenza parassita in serie all'induttore. In blu la traccia relativa al valore nominale stimato; in verde le tracce relative al valore stimato scalato con fattori di 0.5, 0.2, 0.1; in magenta le tracce relative al valore stimato scalato con fattori di 2, 5, 10.

#### 4.6 - Filtro di accoppiamento con lo stadio inverter

Fra lo stadio inverter e lo stadio DAB va inserito un filtro con lo scopo di mantenere il più possibile costante la tensione di alimentazione. Dal momento che entrambi si comportano da generatori di corrente (DC il DAB, AC l'inverter), è sufficiente interporre una capacità di generose dimensioni in parallelo al bus d'alimentazione fra i due.

Per il dimensionamento è necessario ragionare sul ripple massimo ammesso a regime. L'inverter, come si è detto, ha un assorbimento/erogazione di corrente con andamento sinusoidale rialzato a doppia frequenza di rete  $2f_0 = 100$  Hz, il cui valore medio a regime  $I_{avg}$  è pari all'erogazione/assorbimento di corrente da parte del convertitore DAB, mentre la componente alternata è assorbita dal condensatore.

$$i_{inv}(t) = I_{avg} + i_C(t) = I_{avg} - I_{avg} \cos(4\pi f_0 t) \quad (4.8)$$

L'integrale di questa componente è proporzionale al ripple di tensione, perciò il valore di capacità si calcola, in funzione del ripple massimo desiderato  $\Delta v$  e della massima corrente media, come segue:

$$C = \frac{1}{\Delta v} \int_{T_0/8}^{3T_0/8} i_C(t) dt = \dots = \frac{1}{\Delta v} \frac{I_{avg}}{2\pi f_0} = 3 \text{ mF} \quad (4.9)$$

Dove  $\Delta v$  è assunto pari a 8 V (2% della tensione nominale del bus a 400 V), mentre  $I_{avg}$  è la corrente erogata o assorbita dal convertitore DAB in condizioni di potenza massima (3 Kw) perciò pari a 7.5 A.

Un ripple di tensione così ridotto è desiderato non tanto per il corretto funzionamento dei convertitori collegati al bus a 400V, quanto poiché esso si propaga attraverso il convertitore DAB in forma di ripple di corrente per la batteria. Non essendo il filtro lato batteria progettato per attenuare a 100 Hz, e non volendo sofisticare eccessivamente la tecnica di controllo (e ottenere un guadagno d'anello di ampiezza elevata a tale frequenza), il filtro lato inverter deve garantire un'attenuazione sufficiente.

Anche in questo caso è desiderabile, a fine di rendimento, minimizzare la resistenza parasita in serie al condensatore, ma in questo caso il valore esatto non risulta critico per il comportamento dinamico del sistema.

La scelta di una grossa capacità di filtro permette un ulteriore beneficio ai fini dello studio in regime dinamico in quanto, come verrà spiegato nel prossimo capitolo, permette di separare efficacemente le dinamiche dei due convertitori in modo tale da minimizzare la loro interazione.





## 5 – Controllo dinamico

Il controllo del convertitore DAB è operato misurando la corrente d'ingresso della batteria e confrontandola col valore di riferimento. Questo è generato in base al segnale di potenza richiesta dal sistema di supervisione della smart grid e alla tensione fornita dalla batteria. Per progettare opportunamente il regolatore (che prevedibilmente dovrà essere inserito nella catena di questa retroazione) è necessario prima valutare il guadagno complessivo della cascata SRDAB+filtro+carico.

### 5.1 - Calcolo del guadagno d'anello

Il guadagno d'anello non compensato del sistema è dato primariamente dalle funzioni di trasferimento principali che governano il convertitore SRDAB e il filtro d'accoppiamento con la batteria; secondariamente, bisogna considerare anche le altre funzioni di trasferimento, che intervengono nelle retroazioni locali che si instaurano collateralmente in virtù dell'interazione fra i vari blocchi circuitali posti in cascata.

Le funzioni di trasferimento principali sono:

- $W_{ib\_ab}$  che esprime il rapporto fra la corrente d'uscita  $i_b$  del convertitore SRDAB e l'angolo di controllo  $\varphi_{ab}$ ;
- $W_{ibat\_ib}$  che esprime il rapporto fra la corrente di carico (batterie)  $i_{bat}$  e la corrente di sorgente (convertitore DAB)  $i_b$  alle porte del filtro.

Le retroazioni locali sono costituite da:

- la variazione di tensione alla porta A del convertitore SRDAB, causata dalla variazione di corrente d'ingresso  $i_a$ , trasformata dall'impedenza di filtro, e causante una variazione della stessa corrente, regolata dalla funzione di trasferimento  $W_{i_a, v_a}$  fra tensione d'ingresso e corrente d'ingresso del convertitore SRDAB;
- la variazione di tensione alla porta B del convertitore SRDAB, causata dalla variazione di corrente d'uscita  $i_b$ , trasformata dall'impedenza di filtro combinata con quella di carico  $Z_{v_b, i_b}$ , e causante una variazione della stessa corrente, regolata dalla funzione di trasferimento  $W_{i_b, v_b}$  fra tensione d'uscita e corrente d'uscita del convertitore SRDAB.

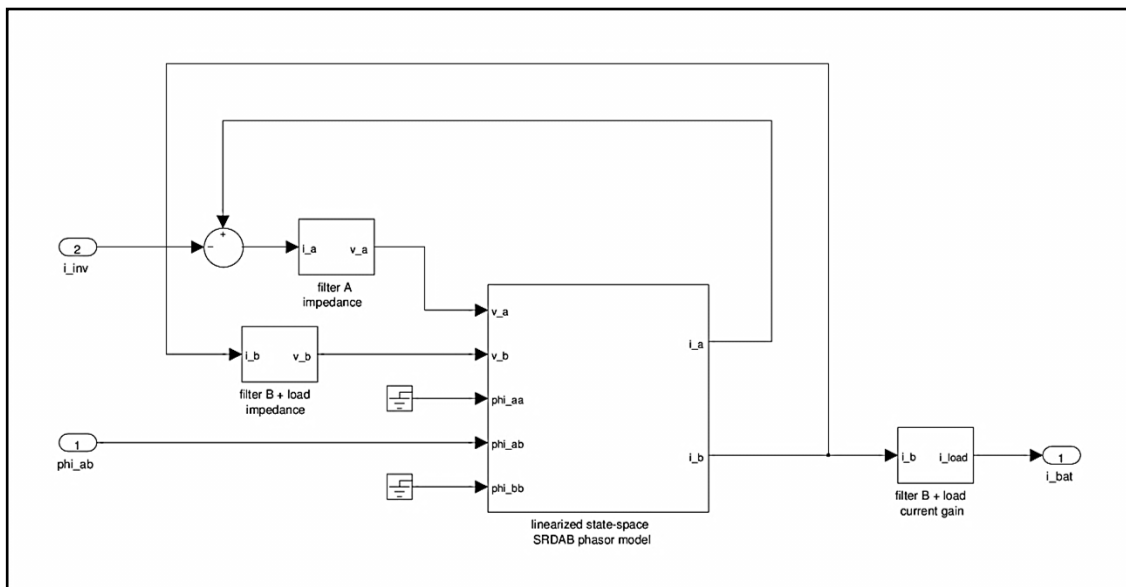


Figura 5.1: schema a blocchi con le funzioni di trasferimento coinvolte fra la variabile di controllo e la grandezza d'uscita. Non sono evidenziate le singole funzioni di trasferimento fra le singole grandezze d'ingresso e uscita del convertitore SRDAB, poiché racchiuse nel blocco principale; per la loro definizione si veda il capitolo 3.

Nel caso della porta A, tuttavia, l'impedenza di filtro assume valore trascurabile alle frequenze d'interesse, essendo il filtro costituito da una singola capacità di valore elevato e bassa resistenza parassita. L'inverter ivi collegato sarà presumibilmente progettato per trasferire potenza con un flusso proporzionale all'aumento di tensione del nodo A, perciò è ragionevolmente possibile approssimare il suo comportamento dinamico come una resistenza differenziale di valore positivo e sufficientemente ridotto.

Per queste considerazioni è possibile, con buona approssimazione, considerare che il piccolo segnale della tensione al lato A sia dato unicamente dal ripple causato dal funzionamento dell'inverter e trascurare l'effetto di questa retroazione locale intorno al convertitore SRDAB.

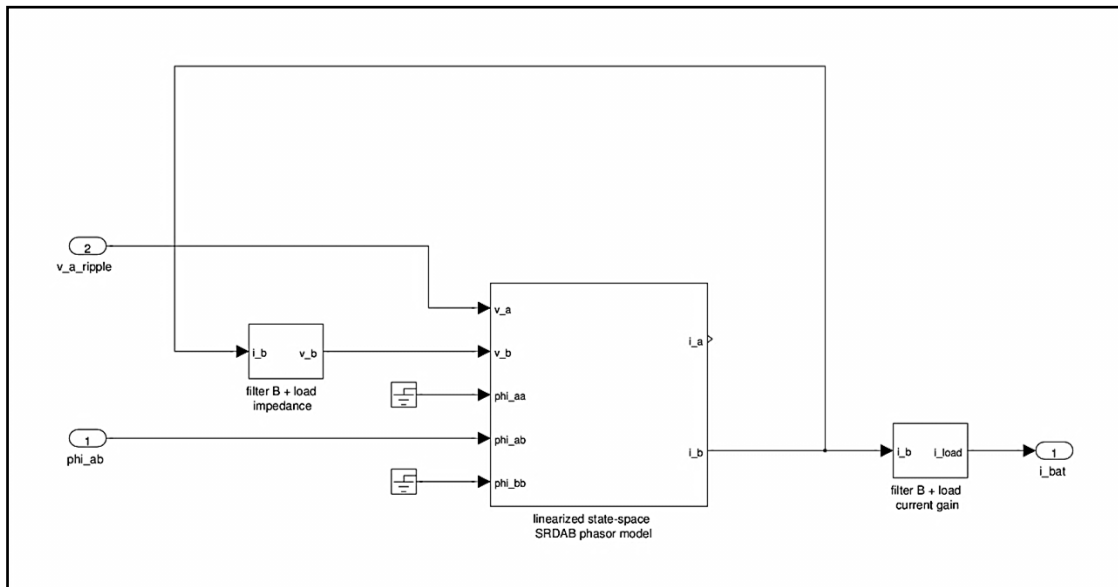


Figura 5.2: medesimo schema a blocchi della figura precedente, semplificato rimuovendo la retroazione locale alla porta A del convertitore SRDAB.

Rimane perciò come unica retroazione locale quella presente alla porta B, che grazie all'algebra degli schemi a blocchi può essere ridotta a una semplice funzione di trasferimento. Prima di fare ciò, è necessario valutare e semplificare il sistema costituito dalla cascata filtro+carico.

Le funzioni d'impedenza di guadagno di corrente possono essere valutate a partire dalla matrice di trasferimento del filtro calcolata nel capitolo 4 e combinando opportunamente le singole funzioni unitamente all'impedenza di carico. Si definiscono così:

$$Z_{vb\_ib} = W_{vsr\_isr} + W_{ild\_isr} \frac{Z_{bat}}{1 - Z_{bat} W_{ild\_vld}} W_{vsr\_vld} \quad (5.1)$$

$$W_{ibat\_ib} = W_{ild\_isr} \frac{1}{1 - Z_{bat} W_{ild\_vld}} \quad (5.2)$$

Che rappresentano rispettivamente l'impedenza della cascata filtro+carico vista dalla porta B del convertitore SRDAB e il guadagno di corrente fra l'uscita B del convertitore DAB e l'ingresso del carico.

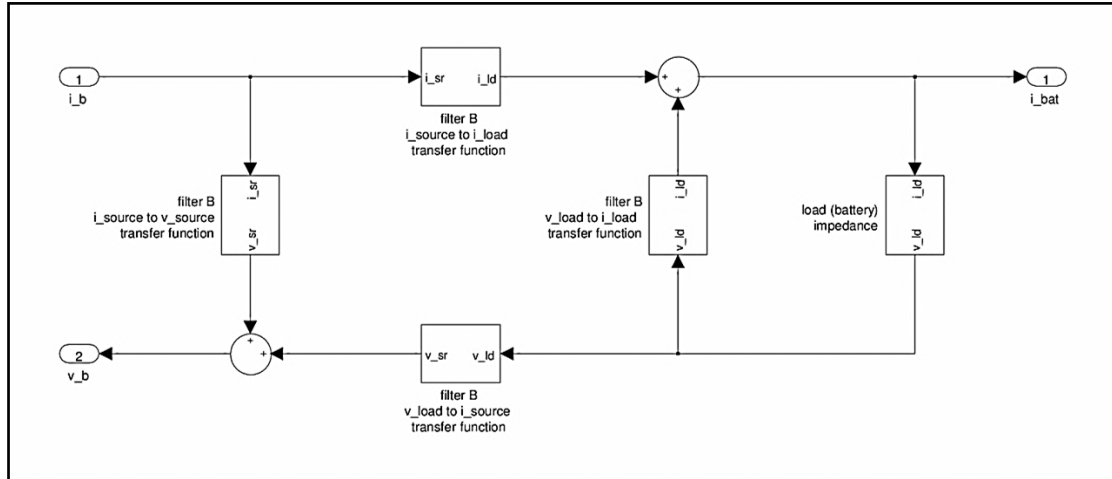


Figura 5.3: schema a blocchi del sistema filtro+carico.

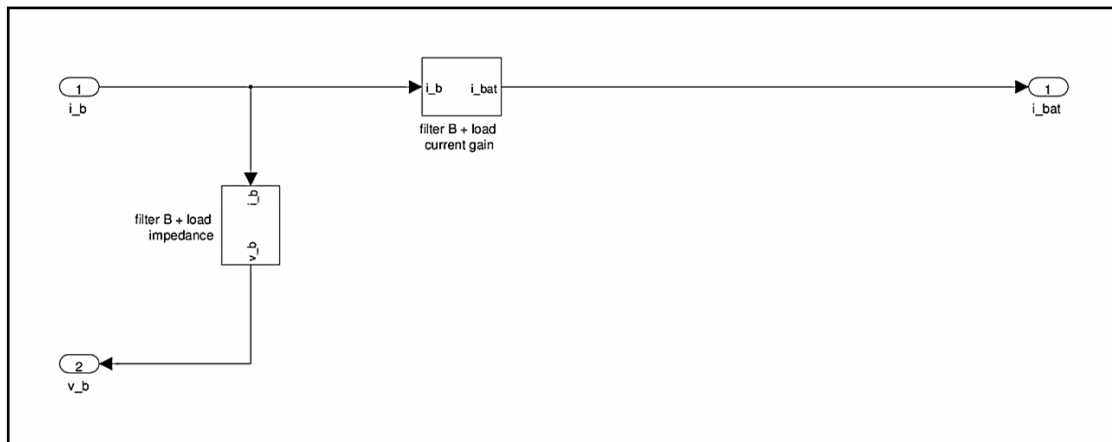


Figura 5.4: medesimo schema a blocchi del sistema filtro+carico, dopo la semplificazione.

Ora è possibile procedere all'ultima semplificazione dello schema a blocchi per valutare la funzione di trasferimento complessiva fra la variabile di controllo  $\varphi_{ab}$  e la grandezza controllata  $i_{bat}$ . Il primo passo è quello di ridurre la retroazione locale della porta B a una funzione di trasferimento:

$$W_{loopB} = \frac{1}{1 - Z_{vb,ib} W_{ib,vb}} \quad (5.3)$$

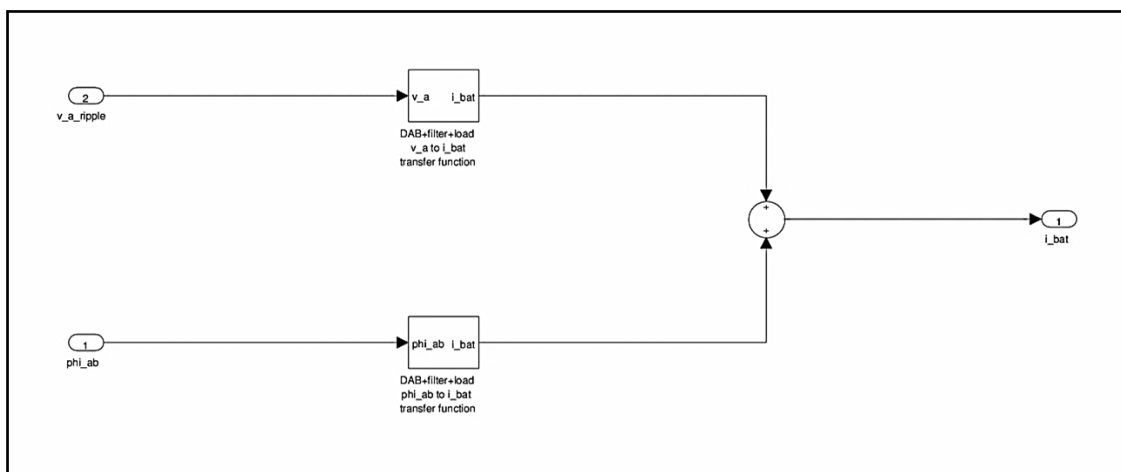
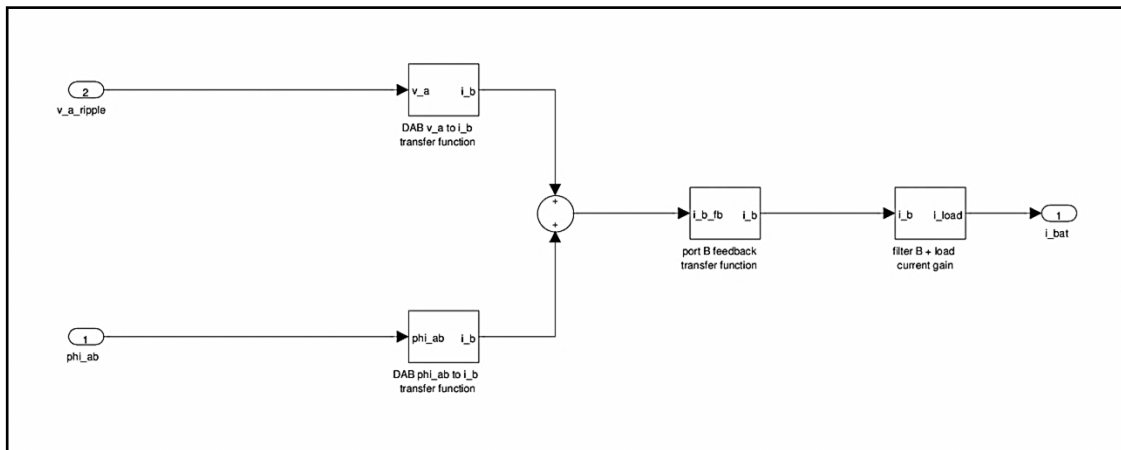
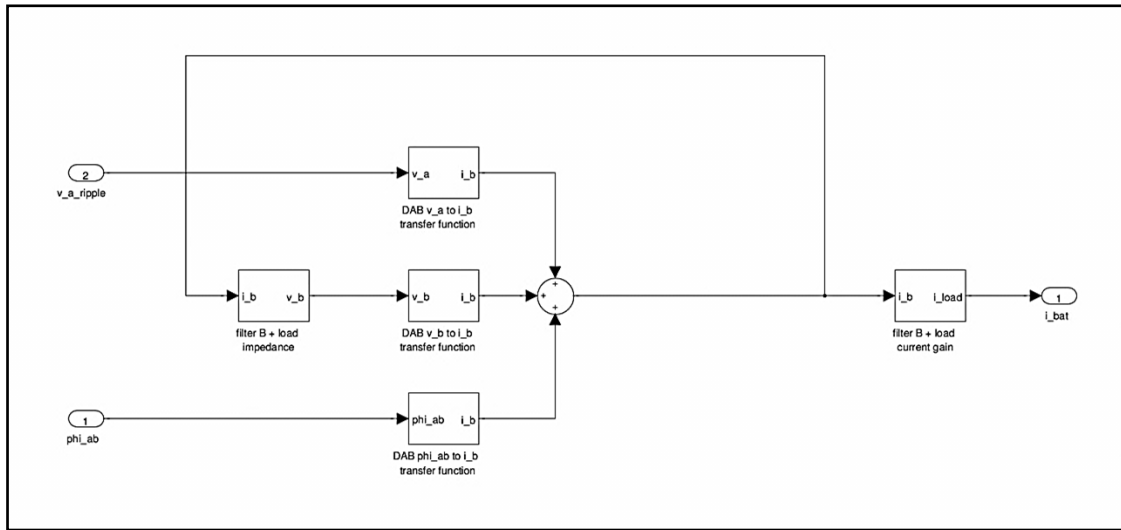


Figure 5.5, 5.6 5.7: schemi a blocchi, successivamente semplificati, del sistema SRDAB+filtro+carico.

Si ottiene infine la funzione di trasferimento desiderata fra la variabile di controllo e la grandezza controllata:

$$W_{ibat\_ab} = W_{ib\_ab} W_{loopB} W_{ibat\_ib} \quad (5.4)$$

Tale funzione rappresenta di fatto il guadagno d'anello non compensato, dal momento che per i circuiti di sensing e di condizionamento del segnale di feedback si può assumere che il guadagno sia complessivamente unitario (introducendo all'occorrenza un guadagno costante di compensazione nel regolatore digitale) e la banda passante sia notevolmente superiore rispetto alle frequenze d'interesse.

Secondariamente, si ottiene pure la funzione di trasferimento fra la tensione alla porta A e la corrente di batteria:

$$W_{ibat\_va} = W_{ib\_va} W_{loopB} W_{ibat\_ib} \quad (5.5)$$

Quest'ultima funzione risulta utile sia per valutare l'incidenza del ripple di tensione (dovuto all'attività dell'inverter) sul ripple di corrente iniettato nella batteria, sia per valutare accuratamente l'interazione dinamica dei due stadi (inverter e SRDAB) una volta accoppiati.

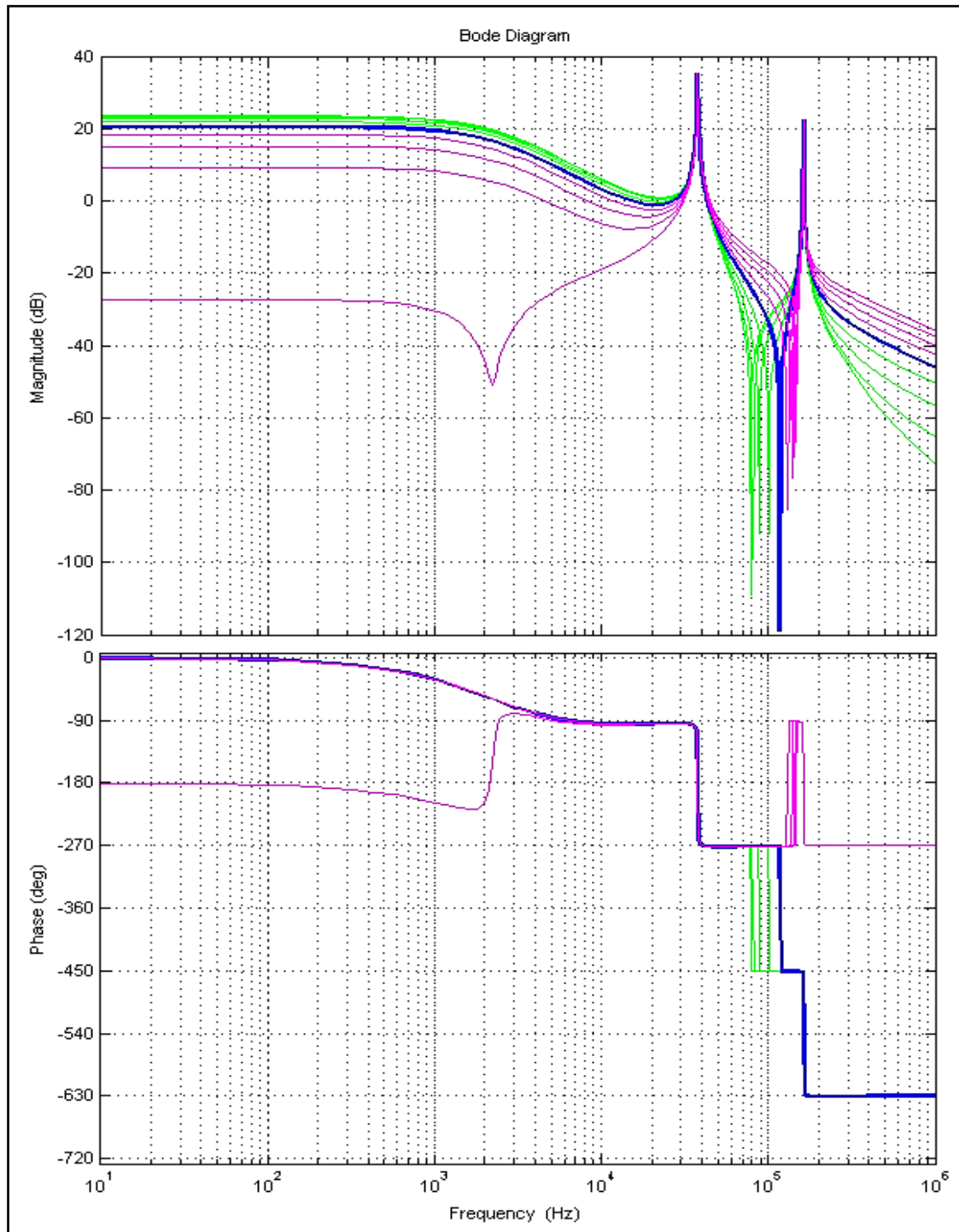


Figura 5.8: risposta in frequenza del guadagno d'anello non compensato ( $W_{ibat,ab}$ ) al variare del punto di lavoro. In blu l'andamento per  $\Phi_{ab} = \pi/4$ ; in magenta gli andamenti per  $\Phi_{ab} = 5\pi/16, 3\pi/8, 7\pi/16, \pi/2$ ; in verde gli andamenti per  $\Phi_{ab} = 0, \pi/16, \pi/8, 3\pi/16$ . Per valori opposti della variabile di controllo, gli andamenti sono identici. Si tenga presente che il controllo è progettato per operare il convertitore nel range  $[-\pi/4, \pi/4]$ . La traccia magenta più in basso, corrispondente a  $\pi/2$ , mostra un andamento inatteso (teoricamente il guadagno dovrebbe essere nullo): ciò dimostra quanto sia incauto l'operare il convertitore intorno al di fuori del range previsto per l'angolo di controllo.

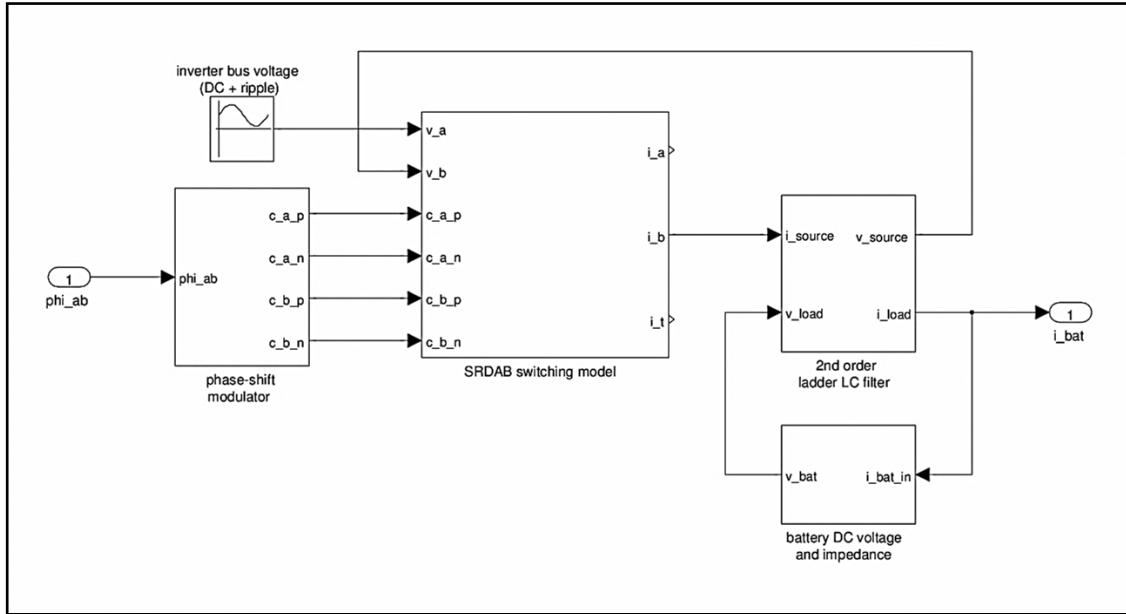


Figura 5.9: schema del sistema costituito dalla cascata di convertitore SRDAB (con relativo modulatore), filtro e carico, utilizzato per produrre le forme d'onda delle figure seguenti. Sono evidenziate la variabile di controllo  $\varphi_{ab}$  e la grandezza controllata  $i_{bat}$ . La tensione del bus alla porta A è fornita da un generatore che simula anche il ripple presente. La tensione DC alla porta B è fornita all'interno del blocco di carico.



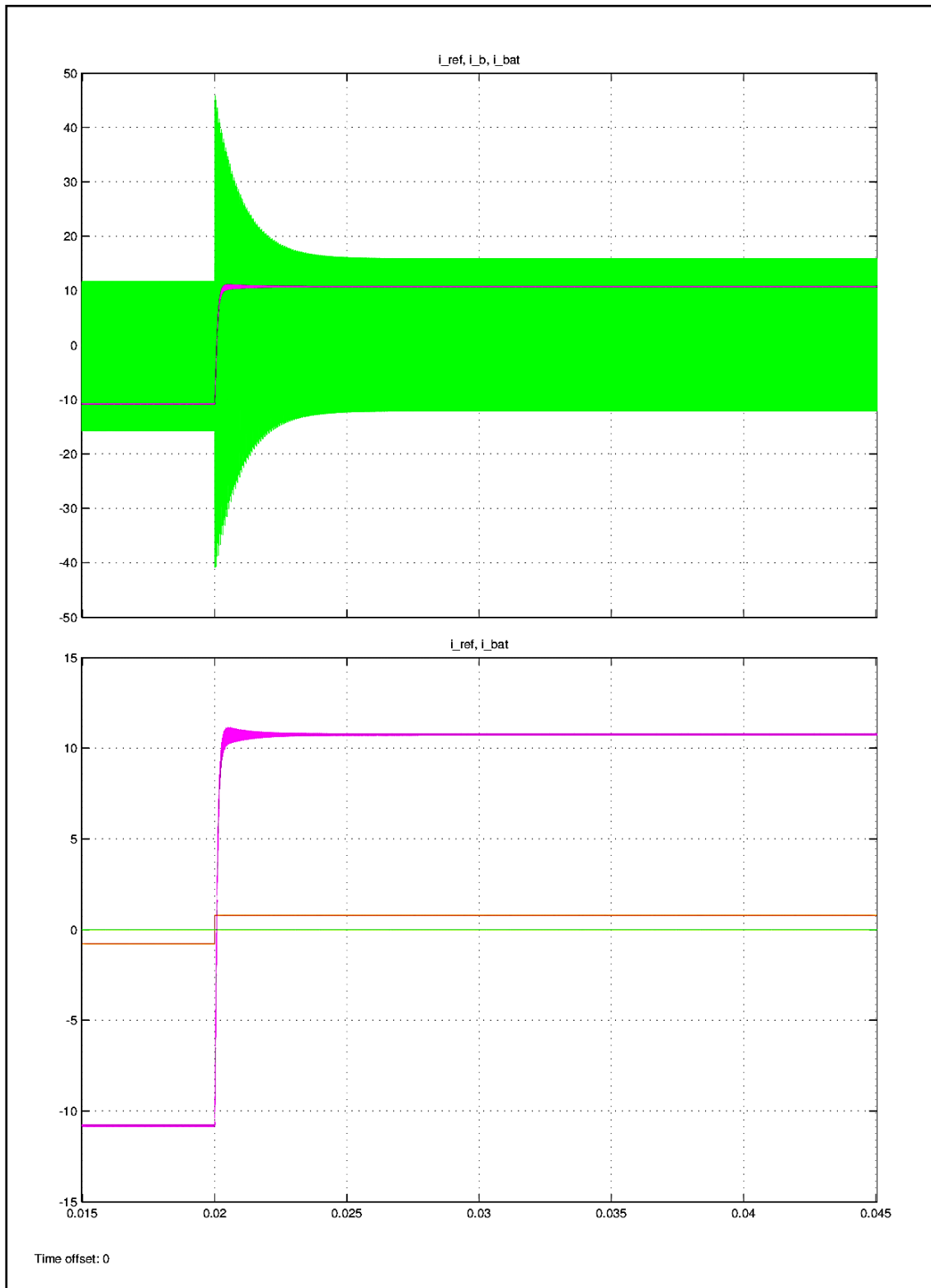


Figura 5.10: risposta al gradino (da  $-\pi/4$  a  $\pi/4$ ) del sistema ad anello aperto e senza ripple di tensione alla porta A. Si possono osservare gli andamenti di  $i_{ab}$  (gradino da  $-\pi/4$  a  $\pi/4$ , in giallo),  $i_b$  (in verde) e  $i_{bat}$  (in magenta). Si noti che il gradino innesca dei modi oscillatori di notevole ampiezza, soprattutto se si osserva l'andamento della corrente non filtrata.

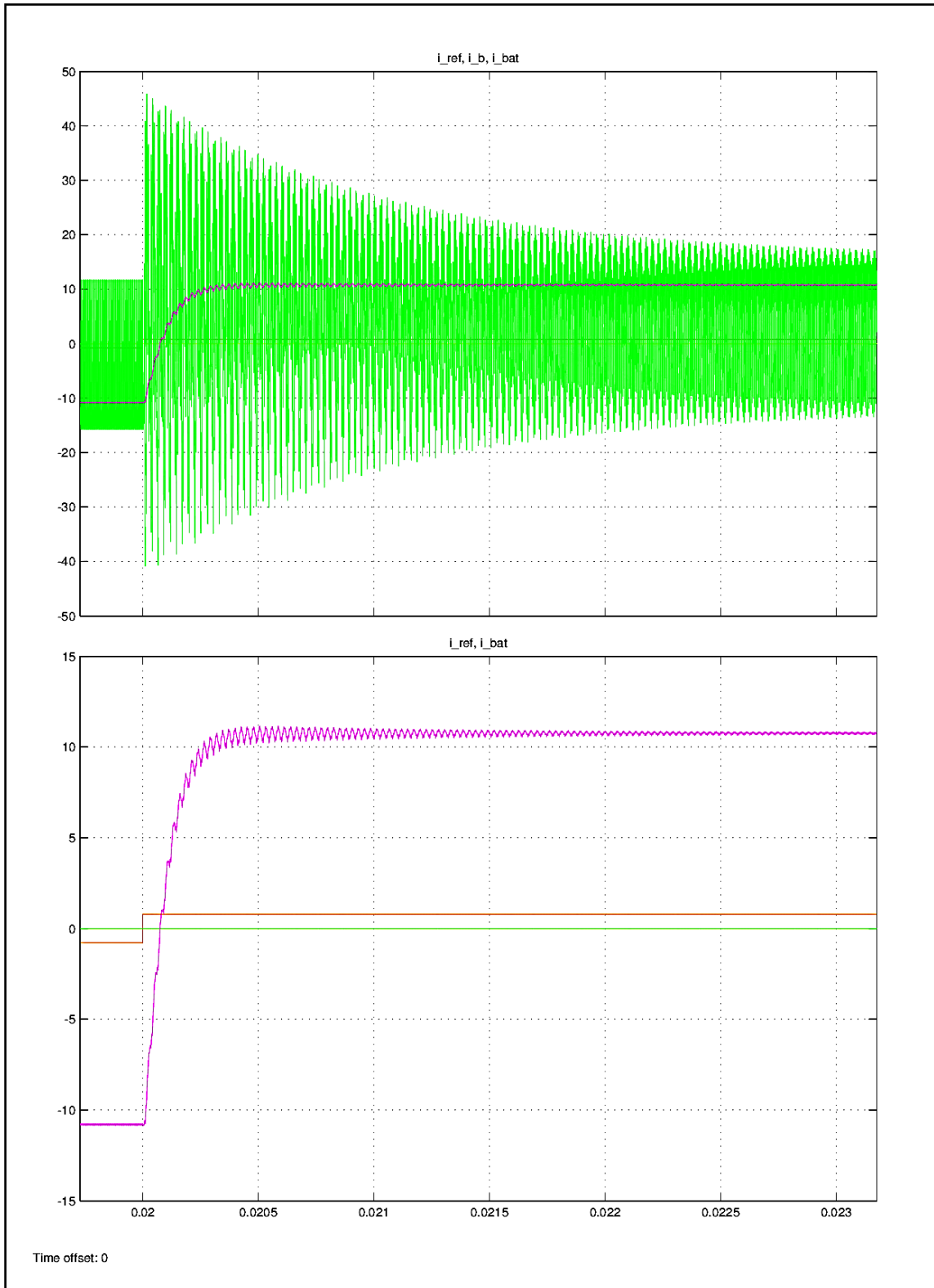


Figura 5.11: stessi segnali della figura precedente, utilizzando un diverso fattore di scala per l'asse dei tempi.

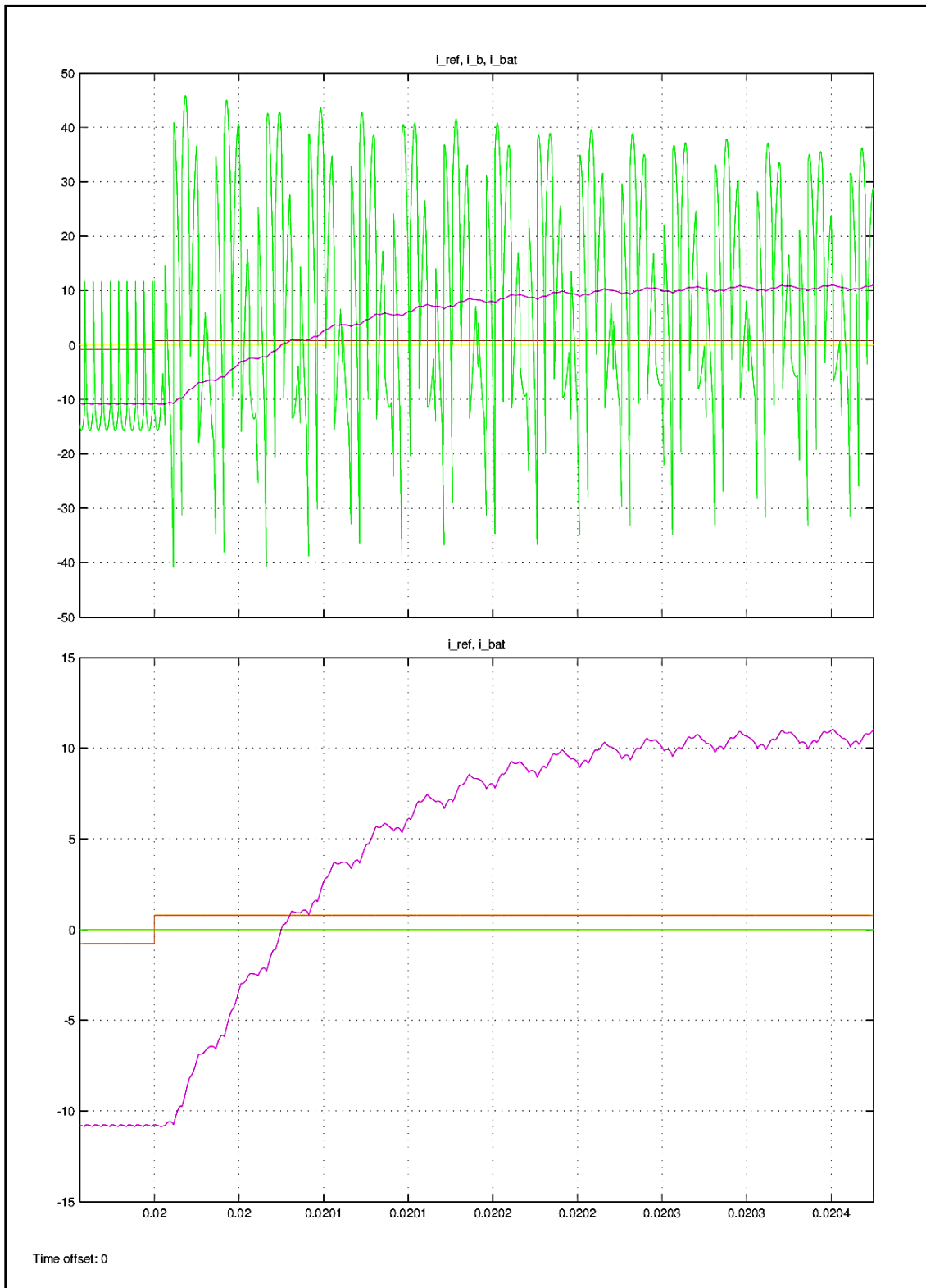


Figura 5.12: stessi segnali della figura precedente, utilizzando un diverso fattore di scala per l'asse dei tempi.

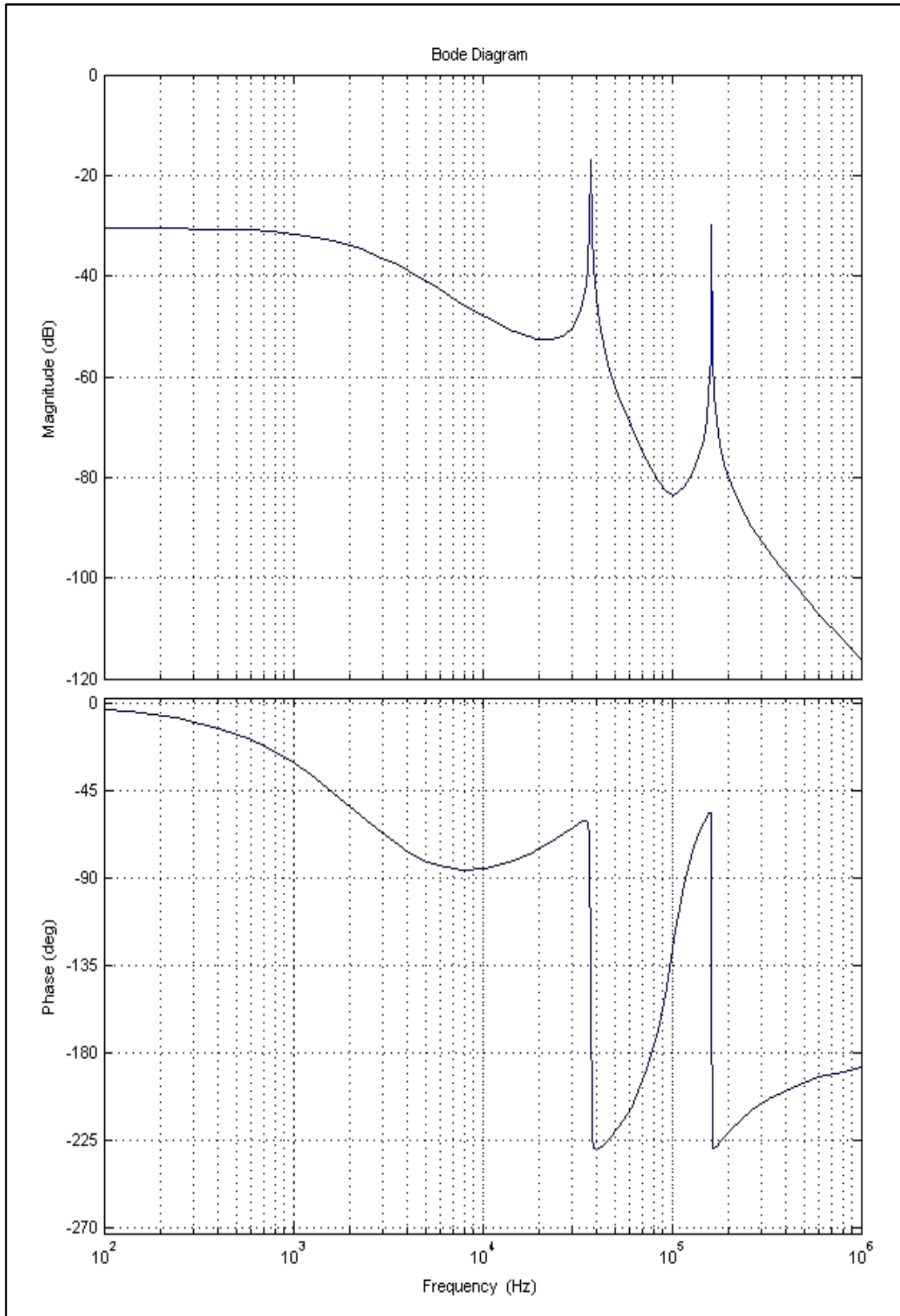


Figura 5.13: funzione di trasferimento ad anello aperto fra la tensione alla porta A e la corrente d'ingresso della batteria ( $W_{ibat\_va}$ ). A 100 Hz il modulo è pari a 30.6 dB, ovvero  $2.95e-2$  in scala lineare, con fase pressoché nulla.

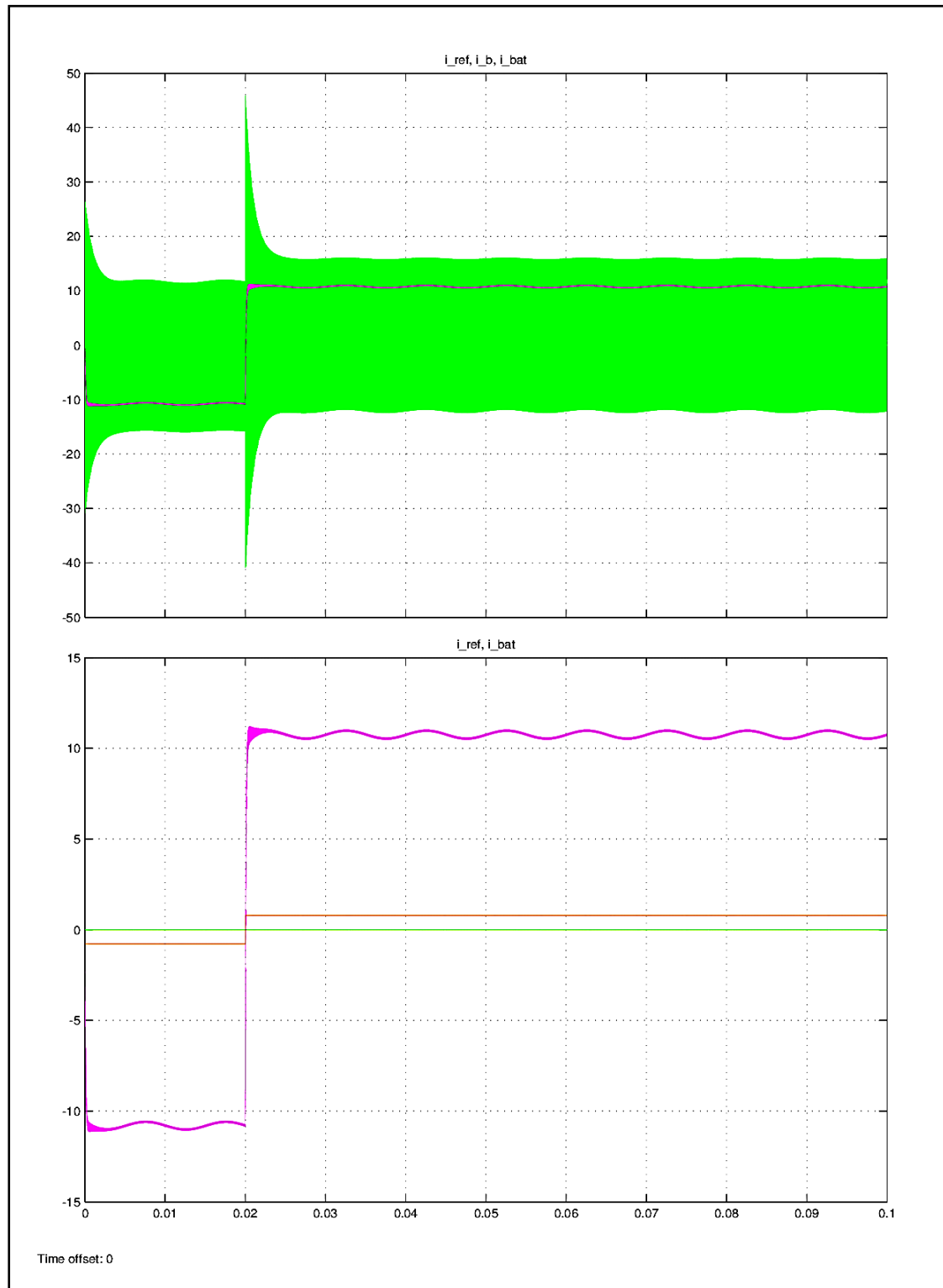


Figura 5.14: risposta al gradino (da  $-\pi/4$  a  $\pi/4$ ) del sistema ad anello aperto con presenza di ripple di tensione (16 V picco-picco) alla porta A .

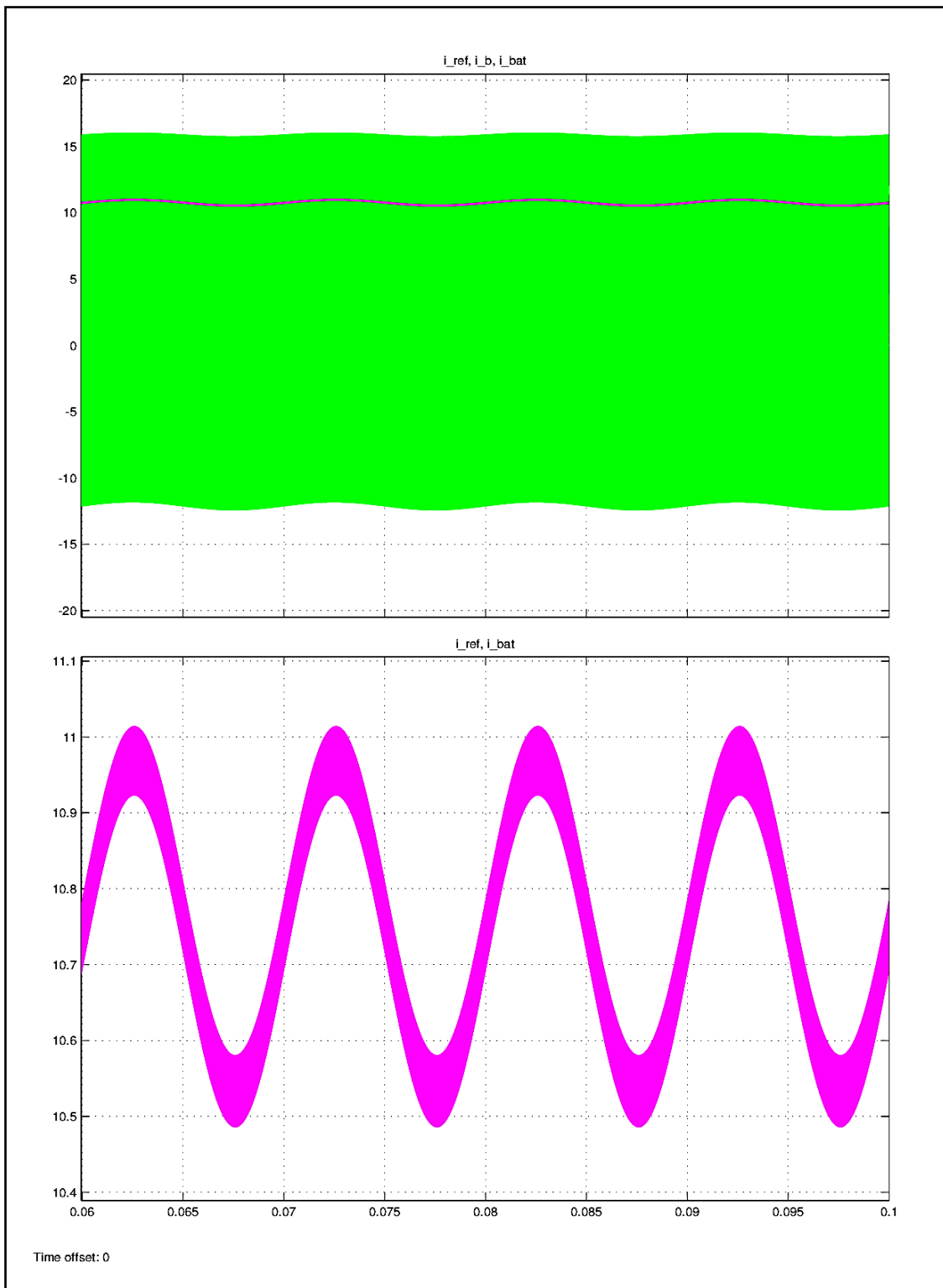


Figura 5.15: stessi segnali della figura precedente, utilizzando diversi fattori di scala per gli assi dei tempi e delle ampiezze. È evidente l'effetto del ripple di alimentazione a 100 Hz, che dà un aspetto sinusoidale alla forma d'onda. Il ripple di commutazione proprio del convertitore DAB è altrettanto evidente con l'effetto di ingrossare lo spessore della traccia. L'ampiezza della componente sinusoidale è coerente con l'ampiezza del ripple di tensione  $v_a$  e col corrispondente guadagno ricavato dall'andamento di  $W_{ibat\_va}$ .

## 5.2 - Progetto del regolatore

Per completare il sistema visto finora è necessario dunque inserire una funzione di regolazione dinamica che si basi sul controllo in retroazione della grandezza d'uscita.

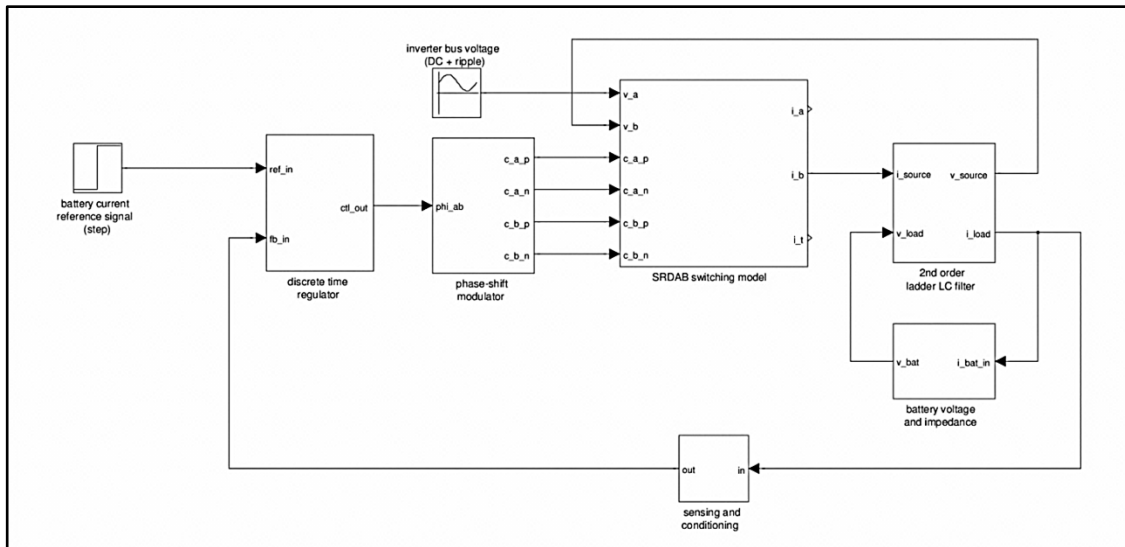


Figura 5.16: sistema completo con regolazione dinamica in retroazione.

Diverse esigenze sono da tenere in considerazione in fase di progettazione del regolatore di retroazione:

- La principale esigenza è la stabilità dinamica, che si traduce nella specifica di un buon margine di fase e di un sufficiente margine di guadagno in qualsiasi condizione operativa; questo per scongiurare eventuali comportamenti indesiderati od overshoot esagerati in risposta al gradino di riferimento.
- La seconda esigenza è un guadagno d'anello abbastanza elevato a bassa frequenza, e in particolare a 100 Hz, onde ottenere un ridotto errore a regime e una sufficiente attenuazione del ripple di corrente causato dall'inverter posto a monte.
- La terza esigenza è la banda passante del sistema, che deve garantire una risposta sufficientemente rapida del sistema alle richieste di potenza dettate dal sistema di supervisione della rete elettrica.

- La quarta esigenza è che la tecnica di controllo sia semplice da implementare, allo scopo di mantenere minima la richiesta di risorse hardware.

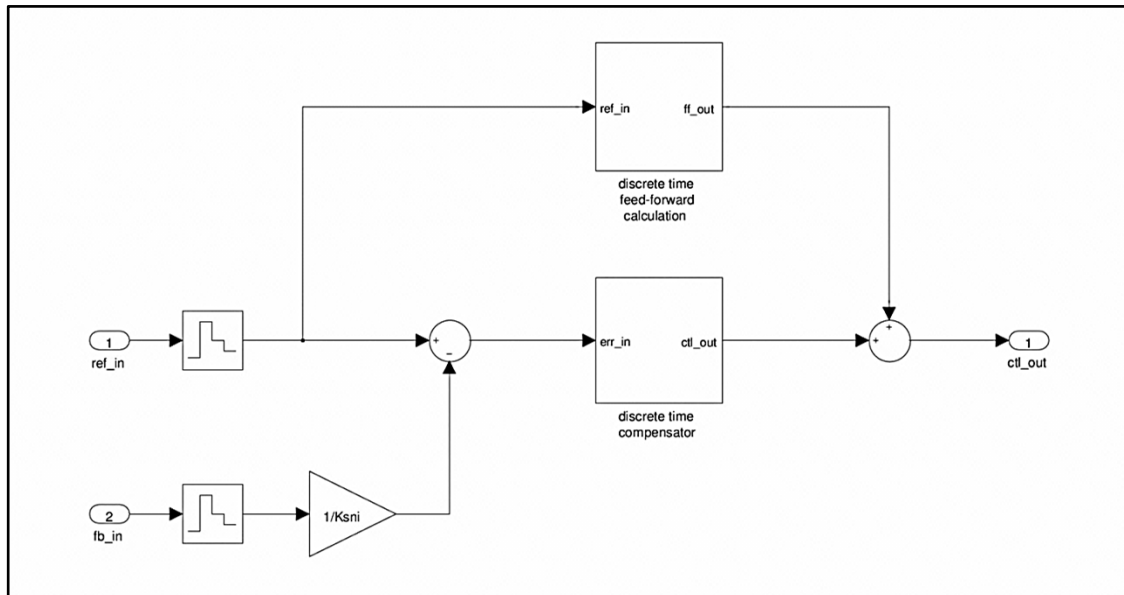


Figura 5.17: implementazione del regolatore digitale. Sono posti in evidenza i blocchi del compensatore digitale e del calcolo di feed-forward, che verrà esaminato più avanti. I blocchi sample-and-hold agli ingressi simulano la digitalizzazione dei segnali; il guadagno imposto al segnale di feedback ha lo scopo di compensare i guadagni di misura e condizionamento della grandezza controllata, riportandoli complessivamente all'unità.

Osservando il diagramma di Bode ottenuto come risultato delle precedenti analisi, si può notare che ha un andamento costante e regolare per frequenze fino a 1 kHz circa, per poi plasmarsi sull'effetto del filtro d'uscita e delle risonanze del convertitore DAB a frequenze maggiori. Si ricorda inoltre che gli effetti dei componenti passivi sul guadagno d'anello introducono un certo grado di variabilità, non potendo stimare con precisione la reale entità delle resistenze parassite in gioco. Queste considerazioni suggeriscono di fare in modo di attenuare le frequenze maggiormente interessate da tale imprevedibilità.

Detto ciò, sempre osservando il diagramma di Bode del guadagno d'anello non compensato, è possibile intuire come un regolatore di tipo integrale si renda idoneo allo scopo. Il guadagno integrale è scelto in base al margine di fase desiderato, tenuto conto della variabilità del guadagno in funzione del punto operativo (comunque nel range previsto). Dal momento che il regolatore integrale introduce un ritardo di fase costante pari a  $-90^\circ$ , è fa-



cile prevedere l'andamento della fase del guadagno d'anello compensato, e perciò è altrettanto facile ricercare la frequenza desiderata per l'incrocio del guadagno unitario. Dunque, desiderando un margine di fase di circa  $60^\circ$ , si legge la frequenza  $f_x$  in cui il guadagno d'anello ha fase pari a  $-30^\circ$ , che è circa 1 kHz; si legge l'ampiezza  $A_x$  in corrispondenza della stessa: 22.4 dB pari a 13.2 in scala lineare; la funzione di trasferimento del compensatore integrale alla stessa frequenza deve presentare un guadagno inverso, dato da:

$$\frac{1}{A_x} = \frac{K_I}{2\pi f_x} \quad (5.6)$$

Da cui si ottiene  $K_I = 476$ . Moltiplicando fra loro le funzioni di trasferimento di guadagno d'anello non compensato e del regolatore, si ottiene finalmente l'andamento del guadagno d'anello compensato. Si osserva che, per valori dell'angolo di controllo all'interno del range operativo  $[-\pi/4, \pi/4]$ , si ottiene un margine di fase compreso fra 58 e 68 gradi, e una banda passante compresa fra 650 Hz e 1 kHz; per valori di  $\Phi_{ab}$  esterni a tale range (permessi solamente in transitorio e comunque limitati a  $\pm\pi/2$ ), si verifica una riduzione della banda passante a favore di un aumento del margine di fase. Pertanto si ha un peggioramento delle prestazioni, ma la stabilità del sistema è sempre garantita.

È buona norma che l'integratore incorpori una funzione di saturazione del proprio output, con soglie identiche a quelle di saturazione del modulatore, onde evitare fenomeni di "windup", ossia situazioni in cui il modulatore si trova in saturazione mentre l'integratore posto a monte continua a processare inutilmente il segnale d'errore, comportando la perdita di controllo in retroazione per intervalli prolungati e indesiderate sovraelongazioni della grandezza d'uscita alla ripresa del controllo.

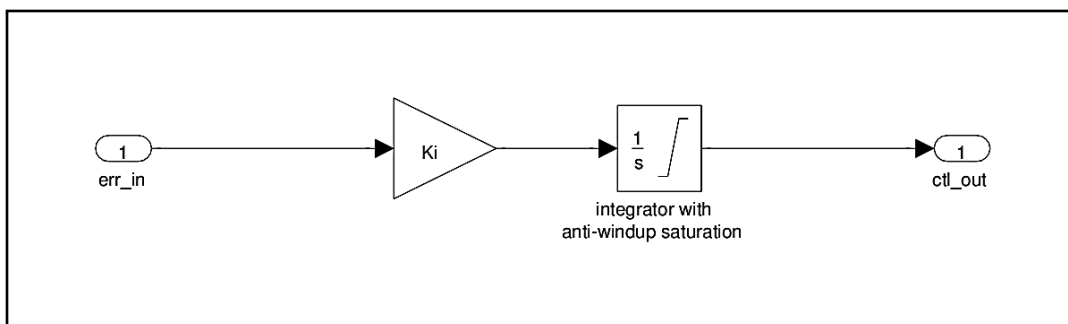


Figura 5.18: compensazione integrale a tempo continuo.

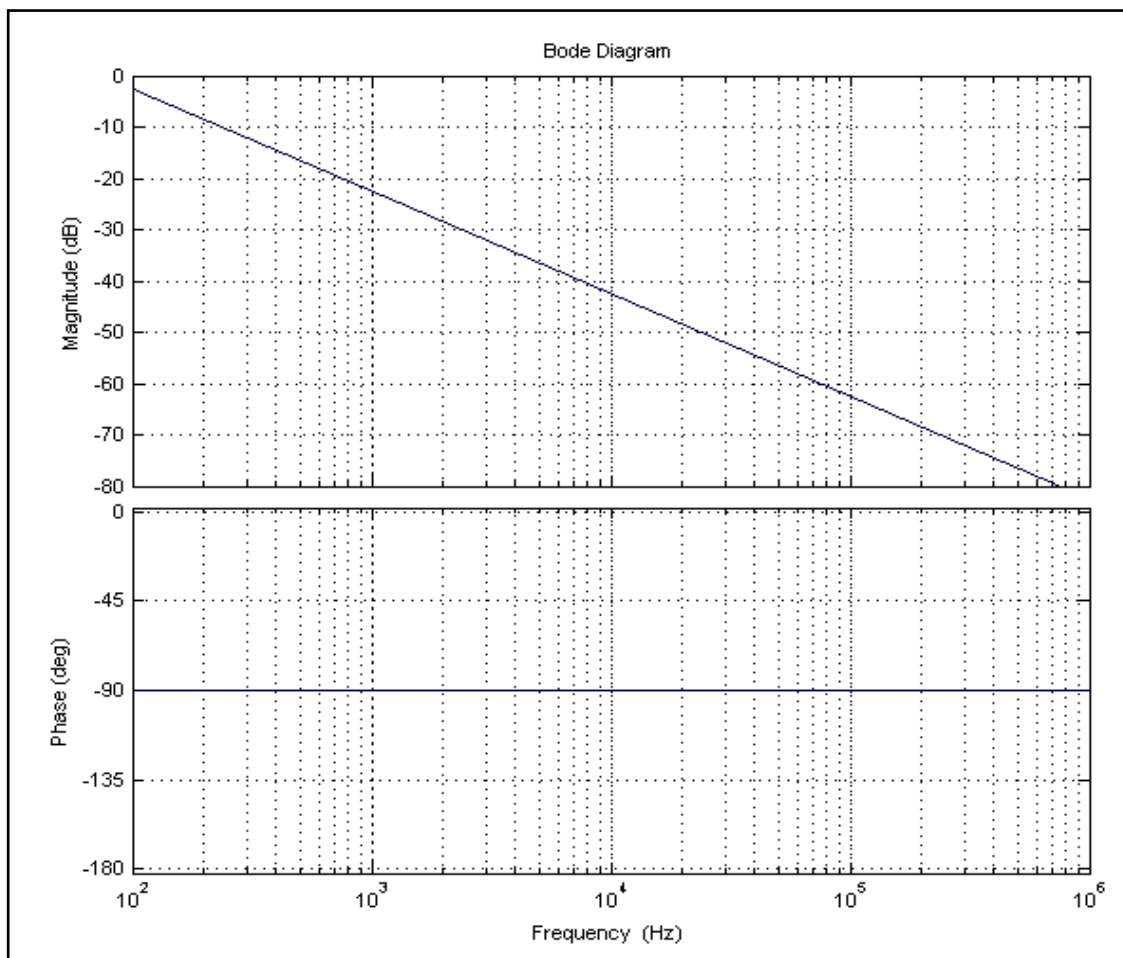


Figura 5.19: andamento in frequenza della f.d.t. del compensatore integrale.

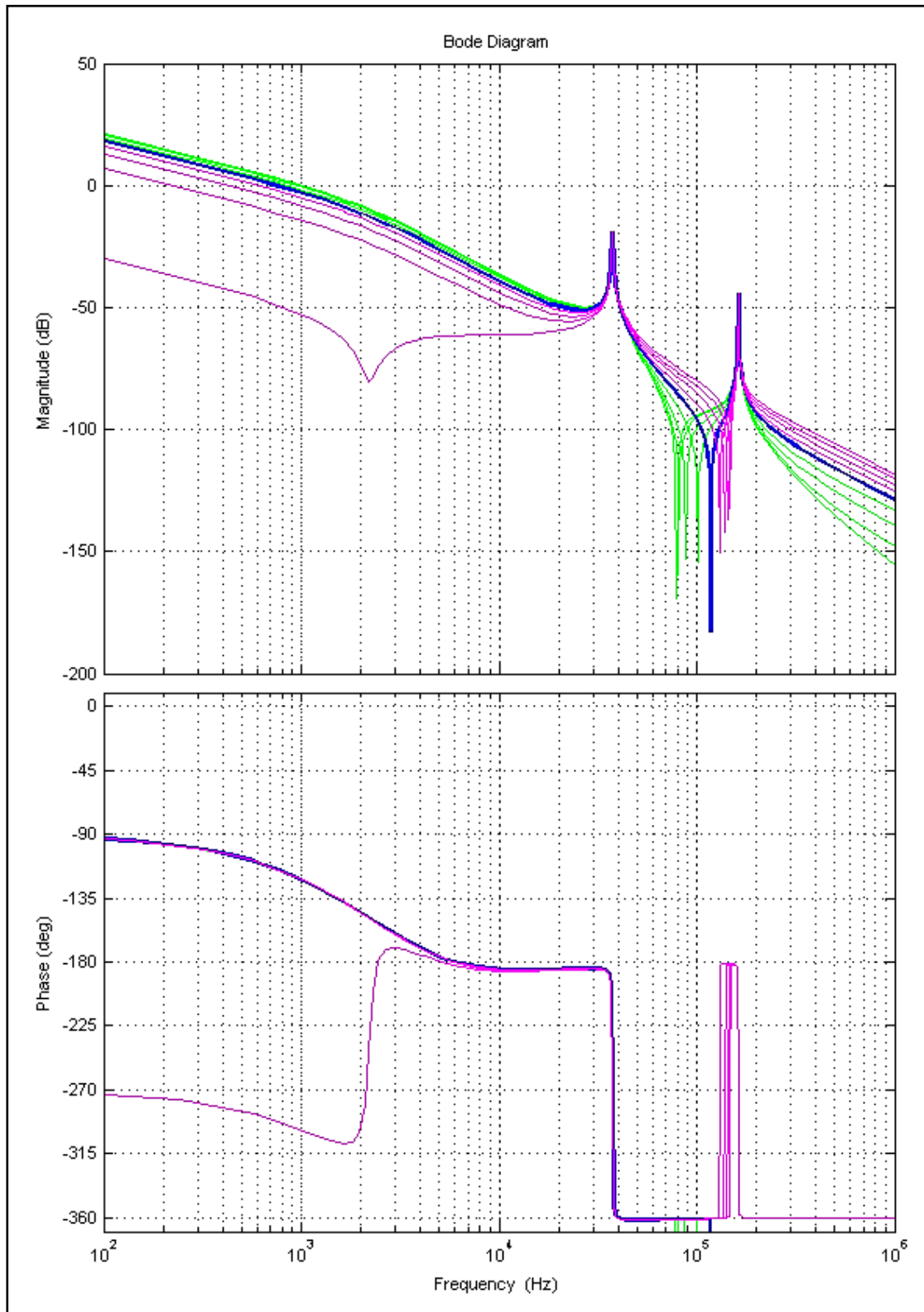


Figura 5.20: risposta in frequenza del guadagno d'anello compensato al variare del punto di lavoro. In blu l'andamento per  $\Phi_{ab} = \pi/4$ ; in magenta gli andamenti per  $\Phi_{ab} = 5\pi/16, 3\pi/8, 7\pi/16, \pi/2$ ; in verde gli andamenti per  $\Phi_{ab} = 0, \pi/16, \pi/8, 3\pi/16$ . Per valori opposti della variabile di controllo, gli andamenti sono identici.

### 5.3 - Discretizzazione del compensatore

Come si è detto, il controllo del convertitore è operato su piattaforma digitale: il segnale di feedback della grandezza d'uscita è acquisito tramite un convertitore analogico/digitale, in modo tale che l'elaborazione dei segnali di controllo e la generazione dei segnali di gate dei ponti del convertitore DAB possano essere svolte in forma numerica. È necessario quindi traslare il regolatore così progettato dal dominio temporale continuo a quello discreto.

La frequenza di campionamento è scelta pari alla frequenza di commutazione, per evitare problemi di aliasing (se non introducendo un errore al più pari all'ampiezza del ripple di commutazione) [10]. Sul segnale numerico d'errore, risultante dalla differenza fra il segnale di riferimento di corrente e quello di feedback, viene operata la compensazione di tipo integrale.

Com'è noto dalla teoria, un equivalente dell'integratore a tempo continuo è costituito da un registro accumulatore, nel quale a ogni ciclo sia sommato il valore attuale dell'ingresso. A quest'azione accumulatrice, bisogna aggiungere inoltre la dimensione temporale (propria dell'integrazione) perciò si deve porre (a monte o a valle dell'accumulatore) un guadagno costante pari al periodo di campionamento. Nel dominio 'z' perciò la funzione di trasferimento del compensatore si ottiene:

$$W_{\text{reg}}(z) = \frac{K_I \cdot T_s}{1 - z^{-1}} \quad (5.7)$$

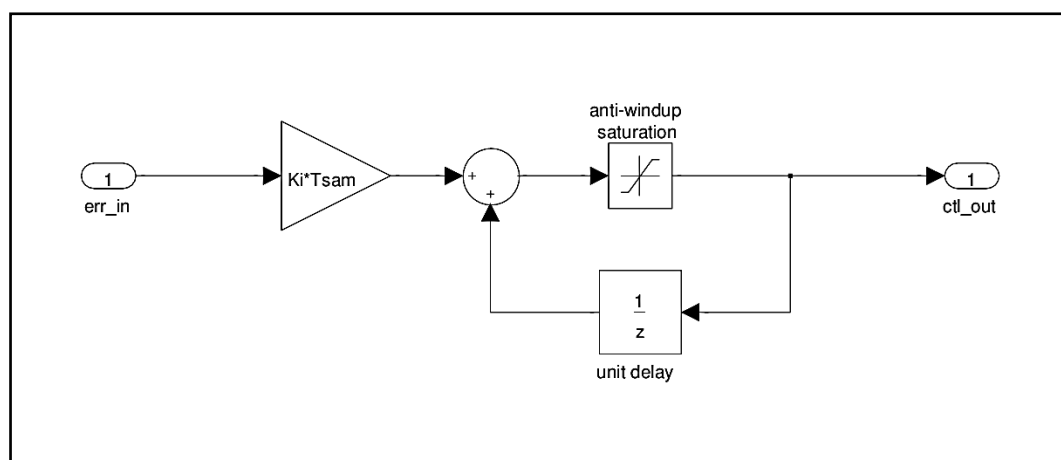


Figura 5.21: compensazione integrale a tempo discreto.

È possibile valutare l'andamento del guadagno d'anello compensato con regolazione a tempo discreto, per verificare che le prestazioni rimangano invariate. Per prima cosa, si introduce un ritardo di gruppo nella funzione di guadagno d'anello non compensato: il ritardo, comprensivo della risposta dell'intero sistema fra il campionamento di riferimento e feedback e la generazione dell'effettivo corrispondente valore della grandezza d'uscita, si assume per semplicità pari al periodo di commutazione. Successivamente si opera una discretizzazione di tale funzione ritardata, utilizzando il metodo di Tustin: si ottiene così la funzione di guadagno d'anello non compensato nel dominio 'z'. Infine si moltiplica la funzione di trasferimento in 'z' del compensatore.

Si osserva che, per valori dell'angolo di controllo all'interno del range operativo  $[-\pi/4, \pi/4]$ , si ottiene un margine di fase compreso fra 56 e 67 gradi, e una banda passante compresa fra 650 Hz e 1 kHz; per valori di  $\Phi_{ab}$  esterni a tale range (permessi solamente in transitorio e comunque limitati a  $\pm\pi/2$ ), si verifica una riduzione della banda passante a favore di un aumento del margine di fase. Pertanto si ha un peggioramento delle prestazioni ma, ancora una volta, la stabilità del sistema è sempre garantita.

Osservando le simulazioni, si nota che la risposta al gradino presenta una piccola sovravelongazione, del tutto tollerabile dalla batteria, e anche in termini di ripple di commutazione. Si può notare inoltre che si ha una stabilizzazione a regime in circa 1 ms: una velocità di risposta eccellente per l'applicazione di questo sistema.

A regime l'errore è minimo, dinamicamente parlando. Tuttavia l'andamento medio della grandezza controllata si discosta dal valore di riferimento a causa del campionamento sincro, che avviene esattamente in corrispondenza dei picchi di ripple. Ciò è confermato dal fatto che la traccia del segnale di riferimento si trova esattamente tangente alla traccia del segnale d'uscita.

Se al gradino di riferimento si sostituisce un segnale a rampa (di durata paragonabile alla risposta al gradino, 5÷10 ms), la risposta migliora ulteriormente, quasi completamente esente da oscillazioni indesiderate e sovravelongazioni, e con ritardo del tutto tollerabile.

Introducendo nella simulazione il ripple di alimentazione alla porta A, si può notare che questo si propaga nella corrente di batteria in misura molto minore, comparabile in ampiezza col rumore di commutazione. Ciò in virtù del fatto che il guadagno d'anello compensato presenta un'ampiezza di circa 20 dB alla frequenza di 100 Hz.

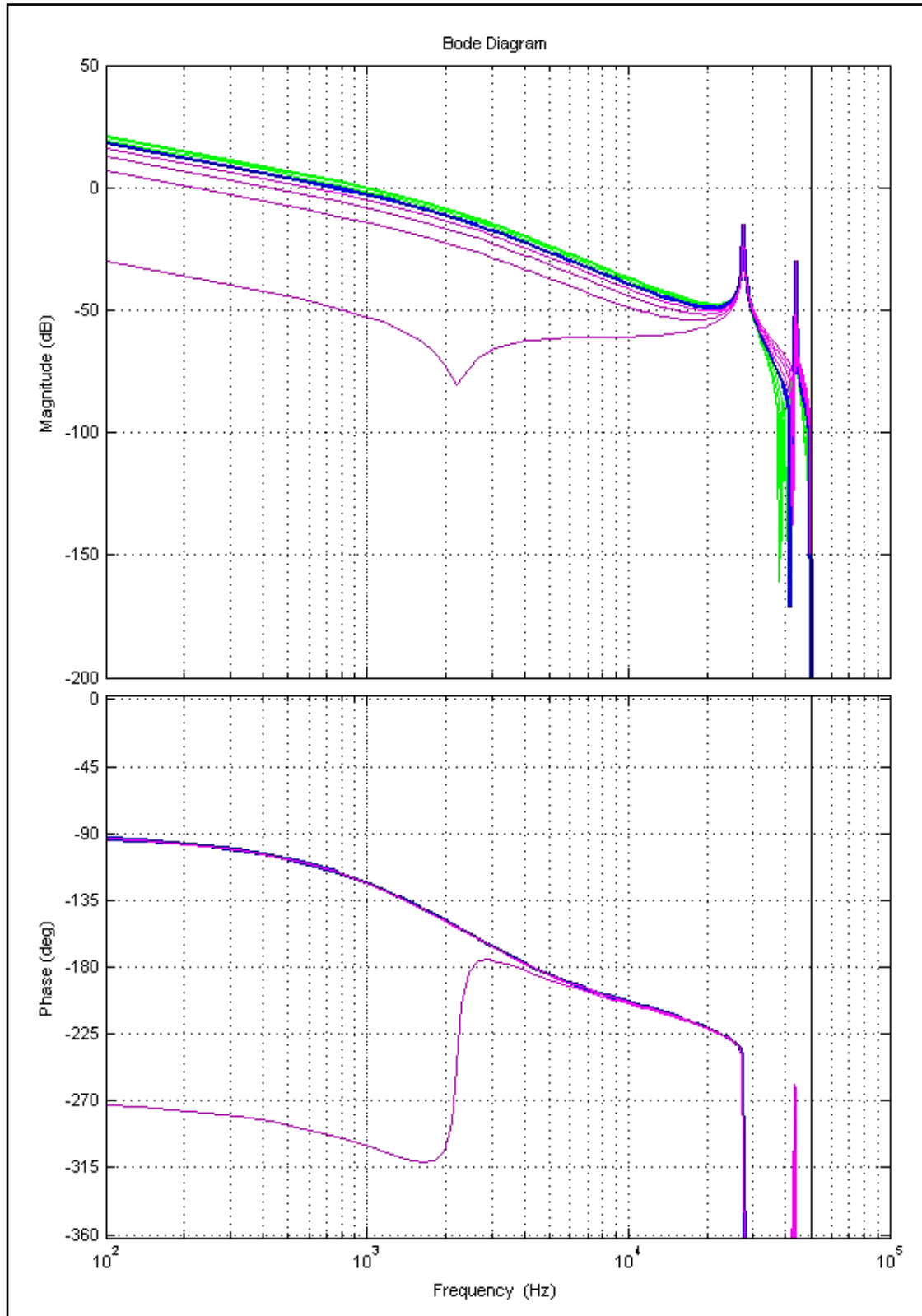


Figura 5.22: risposta in frequenza del guadagno d'anello non compensato al variare del punto di lavoro. In blu l'andamento per  $\Phi_{ab} = \pi/4$ ; in magenta gli andamenti per  $\Phi_{ab} = 5\pi/16, 3\pi/8, 7\pi/16, \pi/2$ ; in verde gli andamenti per  $\Phi_{ab} = 0, \pi/16, \pi/8, 3\pi/16$ . Per valori opposti della variabile di controllo, gli andamenti sono identici.

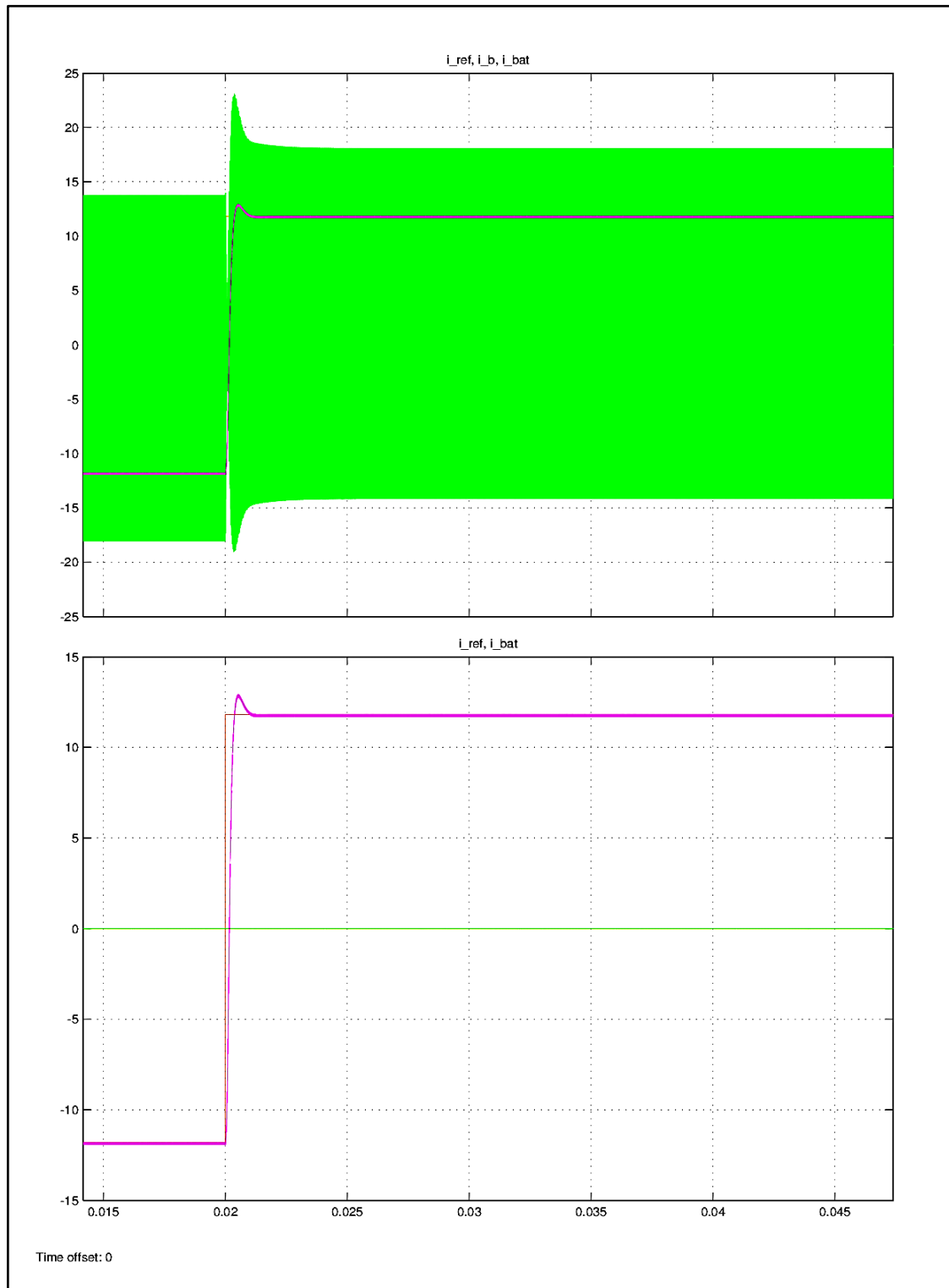


Figura 5.23: risposta al gradino del sistema ad anello chiuso compensato e senza ripple di tensione alla porta A. Si possono osservare gli andamenti del riferimento di corrente  $i_{ref}$  (gradino da  $-I_{Bmax}$  a  $+I_{Bmax}$ , traccia arancione),  $i_b$  (verde) e  $i_{bat}$  (magenta). Si noti che i modi oscillatori innescati dal gradino sono ora sollecitati in misura notevolmente minore, mantenendo nel contempo una risposta sufficientemente rapida, rispetto al comportamento ad anello aperto.

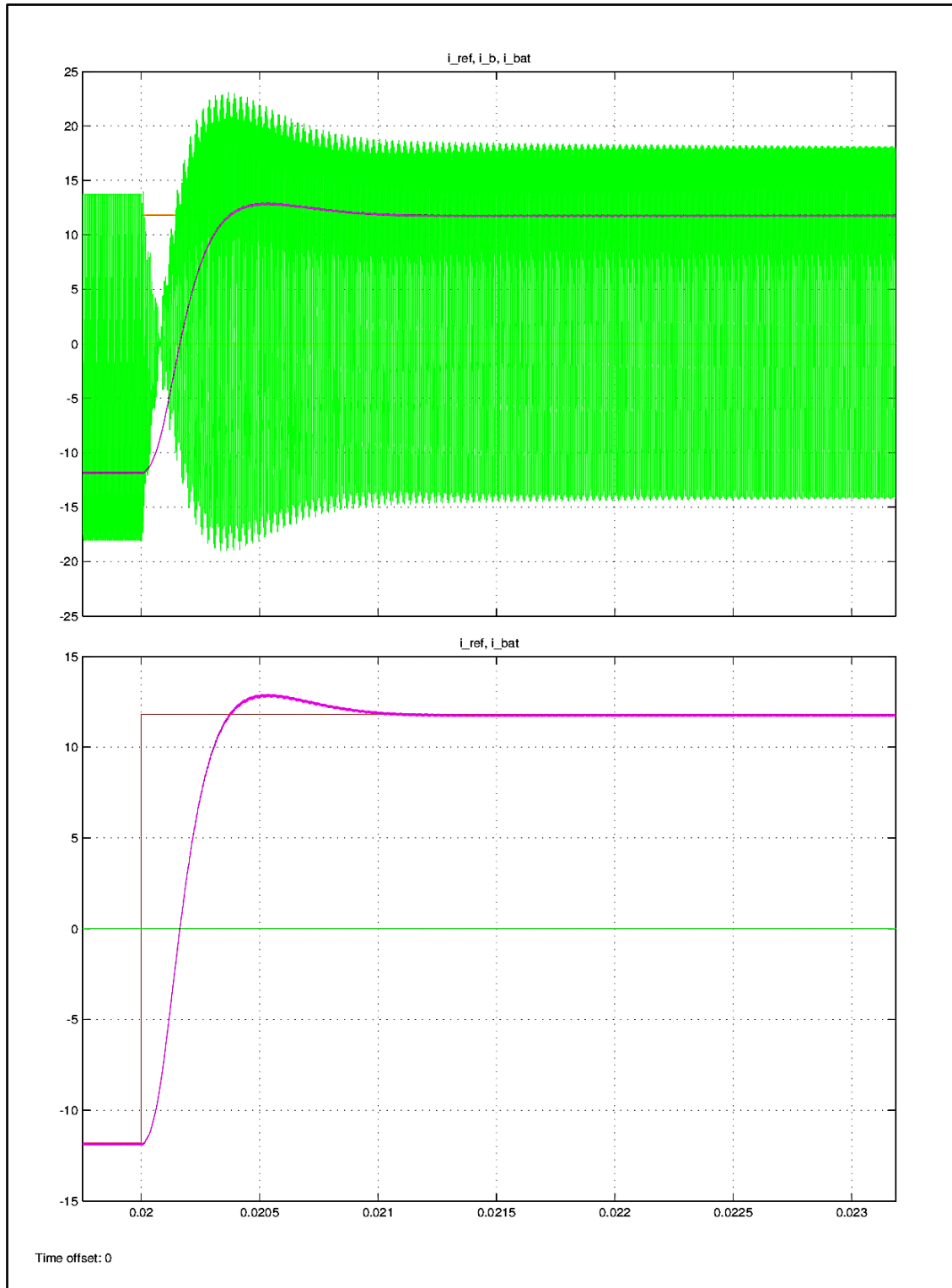


Figura 5.24: stessi segnali della figura precedente, utilizzando un diverso fattore di scala per l'asse dei tempi.



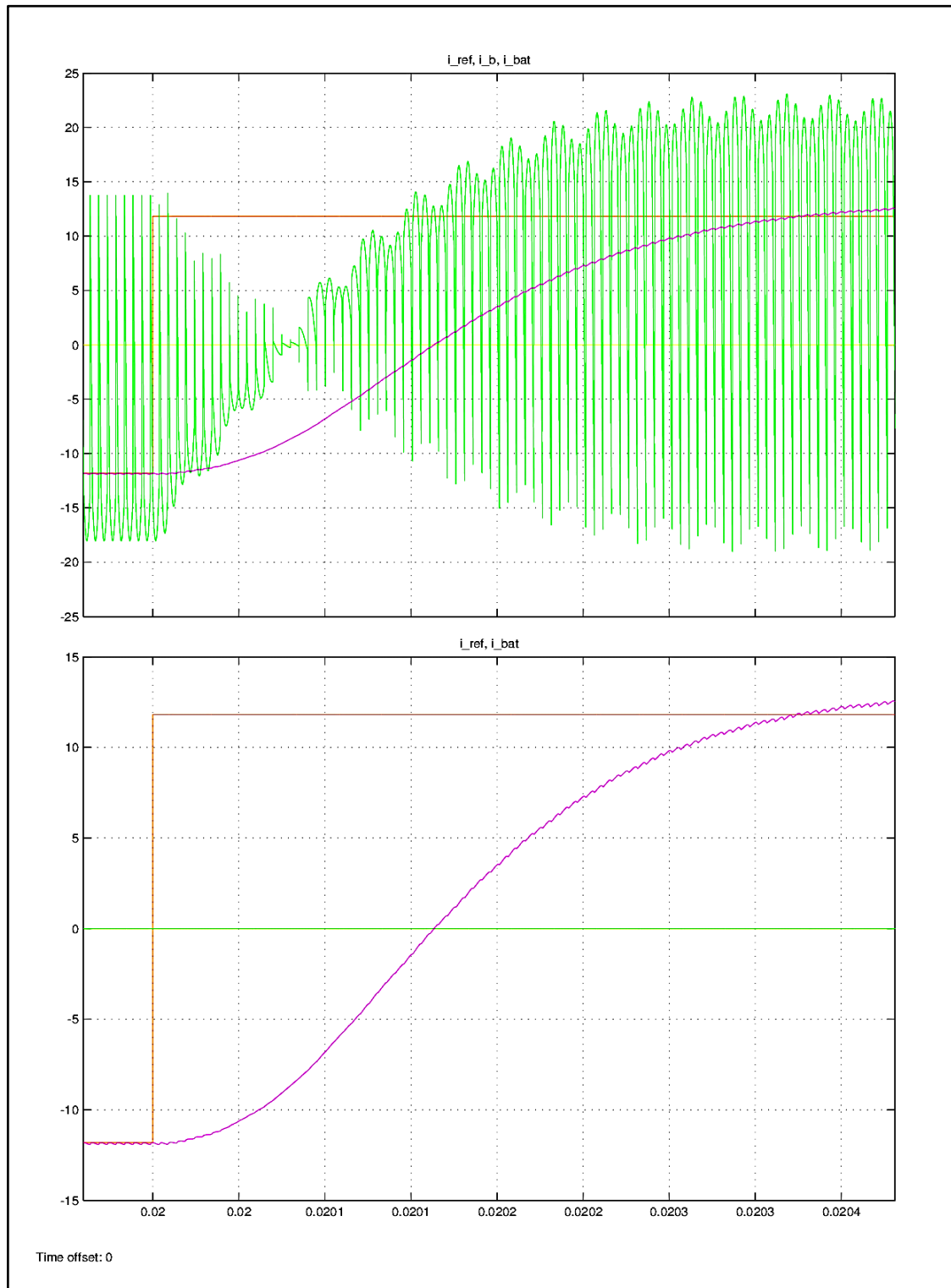
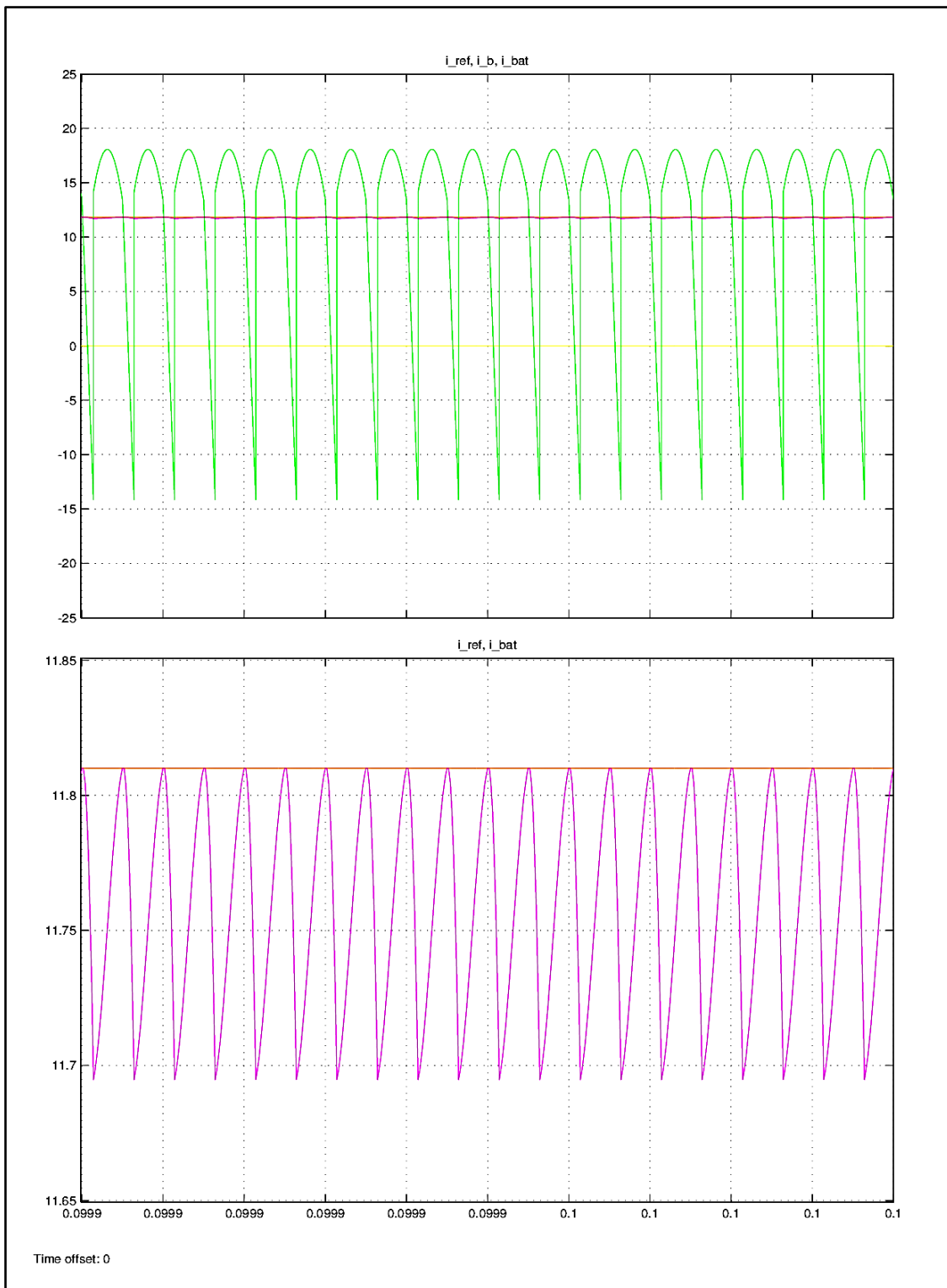


Figura 5.25: stessi segnali della figura precedente, utilizzando un diverso fattore di scala per l'asse dei tempi.



*Figura 5.26: stessi segnali della figura precedente, utilizzando un diverso fattore di scala per l'asse dei tempi, con evidenza dell'errore a regime fra il segnale di riferimento e l'effettiva grandezza d'uscita negli istanti di campionamento (ogni 10  $\mu$ s, corrispondenti in figura a ciascuna divisione temporale).*

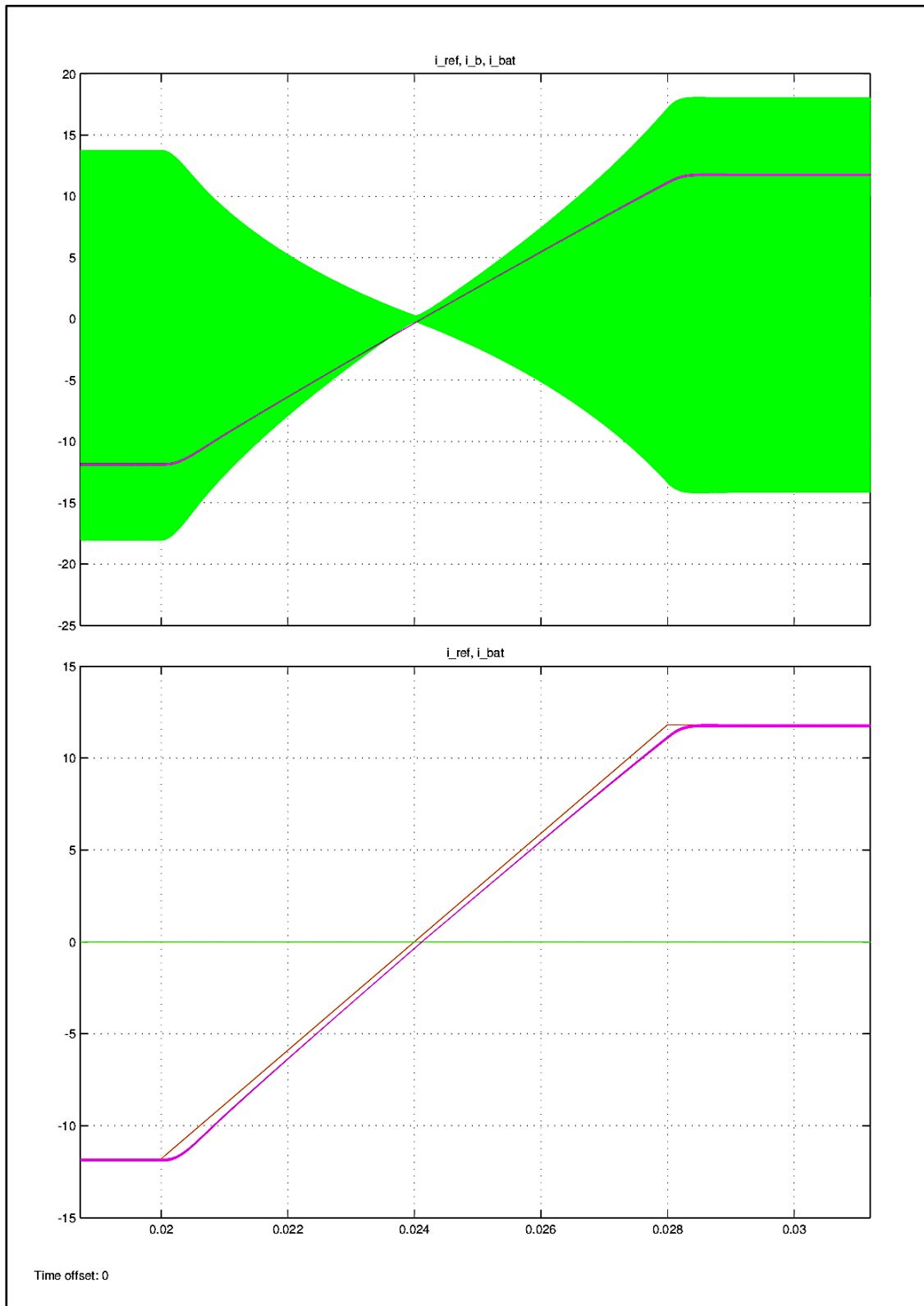


Figura 5.27: risposta alla rampa (di durata 8 ms) del sistema ad anello chiuso compensato e senza ripple di tensione alla porta A. Si possono osservare gli andamenti del riferimento di corrente  $i_{ref}$  (rampa da  $-I_{Bmax}$  a  $+I_{Bmax}$ , traccia arancione),  $i_b$  (verde) e  $i_{bat}$  (magenta). Si noti la pressoché assenza di sovraelongazioni e di oscillazioni indesiderate.

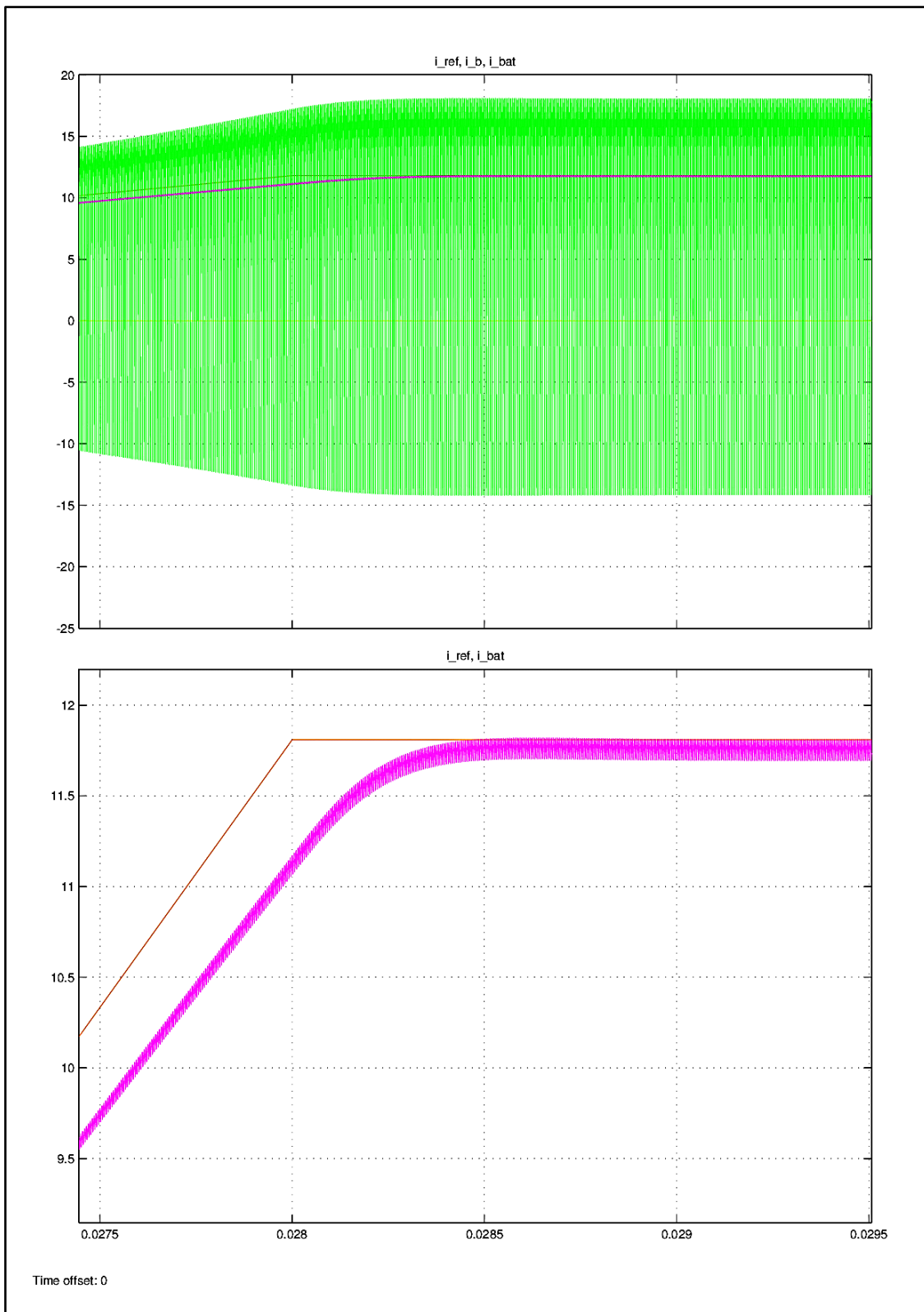


Figura 5.28: stessi segnali della figura precedente, utilizzando diversi fattori di scala per gli assi dei tempi e delle ampiezze. Il ritardo fra la rampa di riferimento e la risposta del sistema è di circa 0.2 ms; inoltre la sovralongazione al termine della rampa è quasi impercettibile.

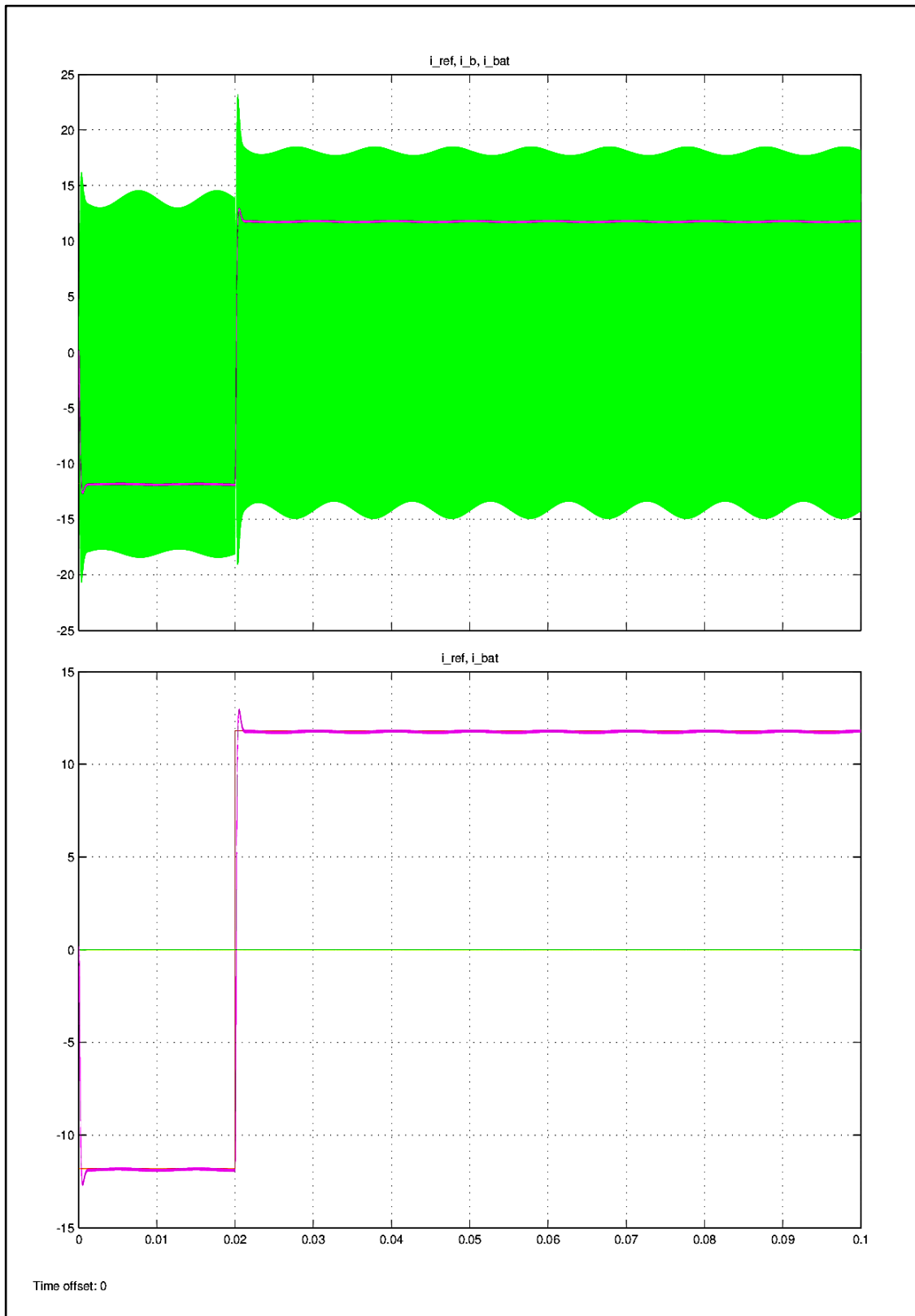
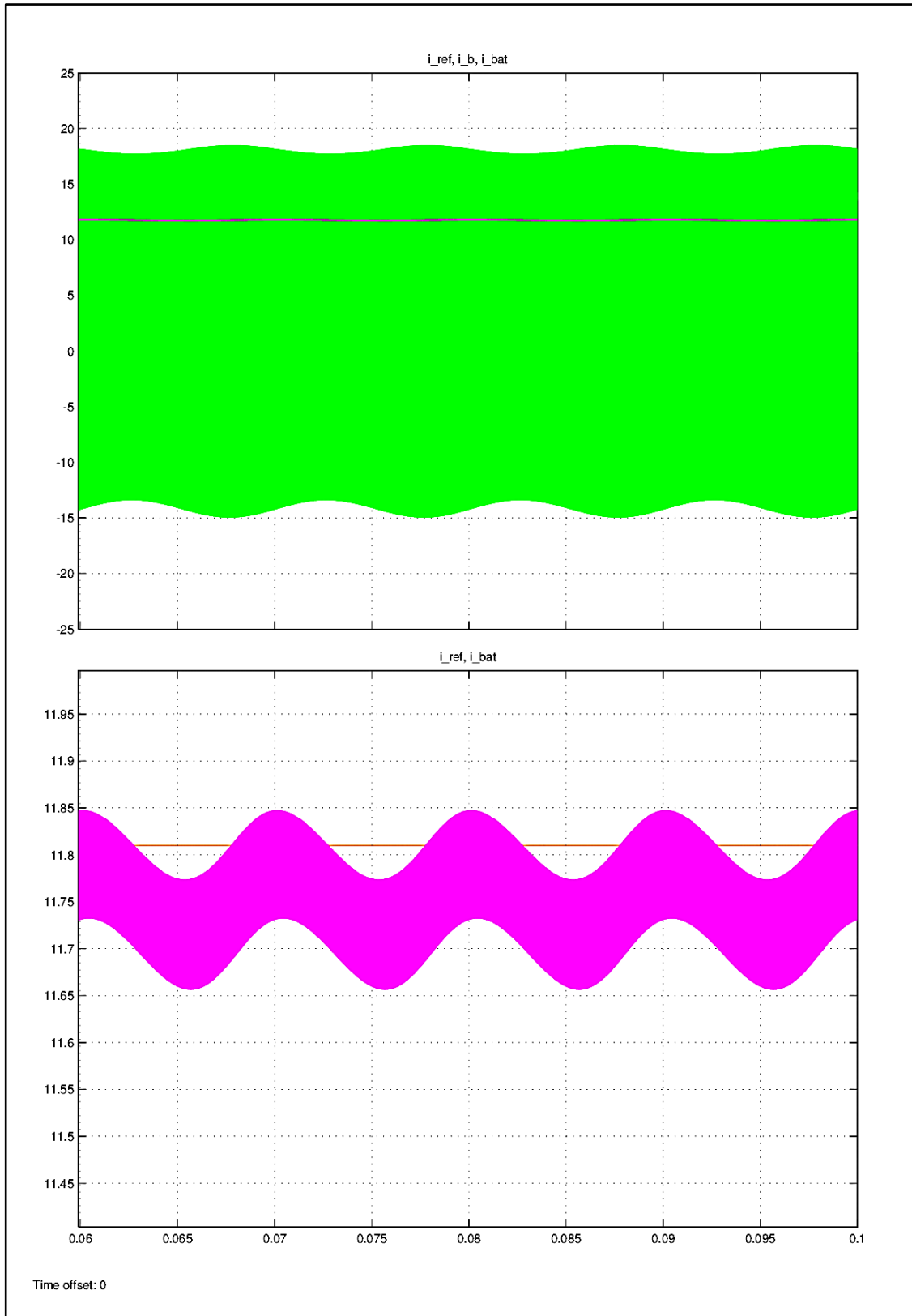


Figura 5.29: risposta al gradino del sistema ad anello chiuso e compensato con presenza di ripple di tensione alla porta A.



*Figura 5.30: stessi segnali della figura precedente, utilizzando diversi fattori di scala per gli assi dei tempi e delle ampiezze. Si noti, rispetto a quanto mostrato in precedenza nel caso ad anello aperto, l'attenuazione dell'effetto del ripple di alimentazione a 100 Hz.*

### 5.4 - Feed-forward

Lo scopo di una funzione di feed-forward è di “aiutare” il sistema dinamico a migliorare ulteriormente le prestazioni, cercando di ottenere una risposta di tipo esponenziale più veloce e di ridurre l’errore a regime, grazie a un meccanismo di predizione del punto di lavoro implementabile per via numerica. Nel caso di questo sistema, si tratta di invertire la funzione matematica che lega la variabile di controllo  $\varphi_{ab}$  con la grandezza d’uscita  $i_{bat}$ , ossia:

$$I_B = \frac{2n^2 V_B f_n}{\pi Z_{res}} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi - 2|\varphi_{ab}|}{2f_n}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{2f_n}\right)} - 1 \right] \text{sign}(\varphi_{ab}) \quad (5.8)$$

trovando:

$$\begin{aligned} \varphi_{ab} &= \left\{ \frac{\pi}{2} - f_n \arccos \left[ \cos\left(\frac{\pi}{2f_n}\right) \left(1 + \frac{\pi Z_{res} |I_B|}{2n^2 V_B f_n}\right) \right] \right\} \text{sign}(I_B) = \\ &= \left\{ \frac{\pi}{2} - f_n \arccos \left[ K_{\pi \cos} \left(1 + \frac{|I_B|}{K_{ctl}}\right) \right] \right\} \text{sign}(I_B) \end{aligned} \quad (5.9)$$

Dove:

$$K_{\pi \cos} = \cos\left(\frac{\pi}{2f_n}\right) \quad K_{ctl} = \frac{2n^2 V_B f_n}{\pi Z_{res}}$$

Questo controllo di tipo predittivo opera ad anello aperto, accanto al regolatore già implementato.

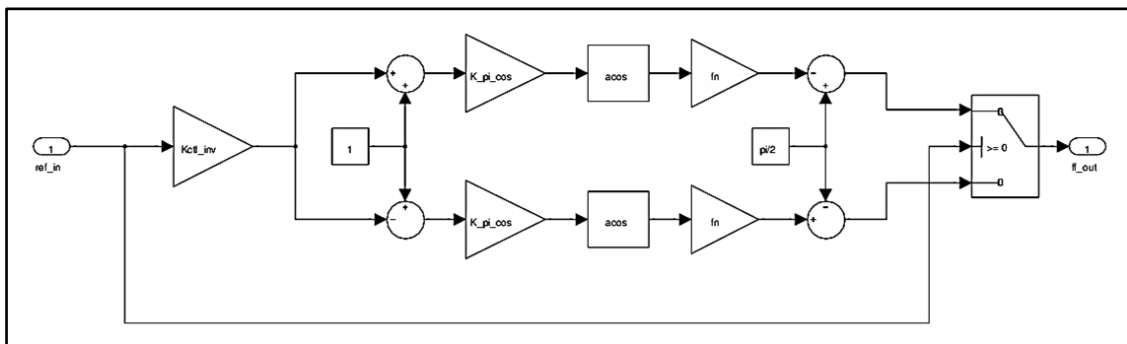


Figura 5.29: implementazione della funzione di feed-forward. Si noti che  $K_{ctl\_inv} = (K_{ctl})^{-1}$  e  $K_{pi\_cos} = K_{\pi \cos}$ .

Col blocco feed-forward così configurato, la simulazione purtroppo non mostra risultati incoraggianti: un comportamento ad anello aperto è imposto al sistema, accelerandone sì la risposta, ma al prezzo di aumentare l'overshoot di risposta al gradino, di sollecitare maggiormente i modi oscillatori del tank risonante e di portare il ripple di commutazione in transitorio ad ampiezze esagerate. Nel caso di gradini particolarmente ampi, inoltre, la variabile di controllo è portata a saturazione ( $\pm\pi/2$ ), regione in cui le prestazioni dinamiche sono particolarmente povere.

Com'è intuibile, ciò è dovuto al fatto che il compensatore dinamico ignora l'esistenza del blocco feed-forward, e quest'ultimo pertanto introduce una perturbazione piuttosto pesante nel funzionamento. È quindi necessario modificare l'azione del blocco feed-forward, in modo tale da risultare costruttiva: ciò si ottiene non solo invertendo la relazione statica fra ingresso e uscita, ma anche quella dinamica, cosa di non semplice realizzazione, visto che si tratterebbe di una funzione di trasferimento con più zeri che poli, e vista anche la già citata imprevedibilità di alcuni parametri. Determinante è inoltre il funzionamento del compensatore integrale, che coniugato all'azione del feed-forward rende impossibile ottenere una risposta di tipo esponenziale. A regime infatti il segnale di controllo dovrebbe essere fornito unicamente dal feed-forward, mentre l'integratore di compensazione dovrebbe produrre un'uscita nulla; questo vuol dire che il segnale d'errore deve cambiare di segno almeno una volta, in contrasto con la risposta esponenziale desiderata.

Altre soluzioni di feed-forward potrebbero comunque essere investigate, ma al prezzo di richiedere risorse di calcolo molto maggiori. Si osserva che le prestazioni del solo controllo integrale sono comunque soddisfacenti: la risposta è sufficientemente rapida, con overshoot ben contenuto; l'errore a regime inoltre è già irriducibile, se non intervenendo sulla sincronia del campionamento. Si decide pertanto di non implementare la funzione feed-forward, risparmiando così sulle risorse hardware della logica di controllo.



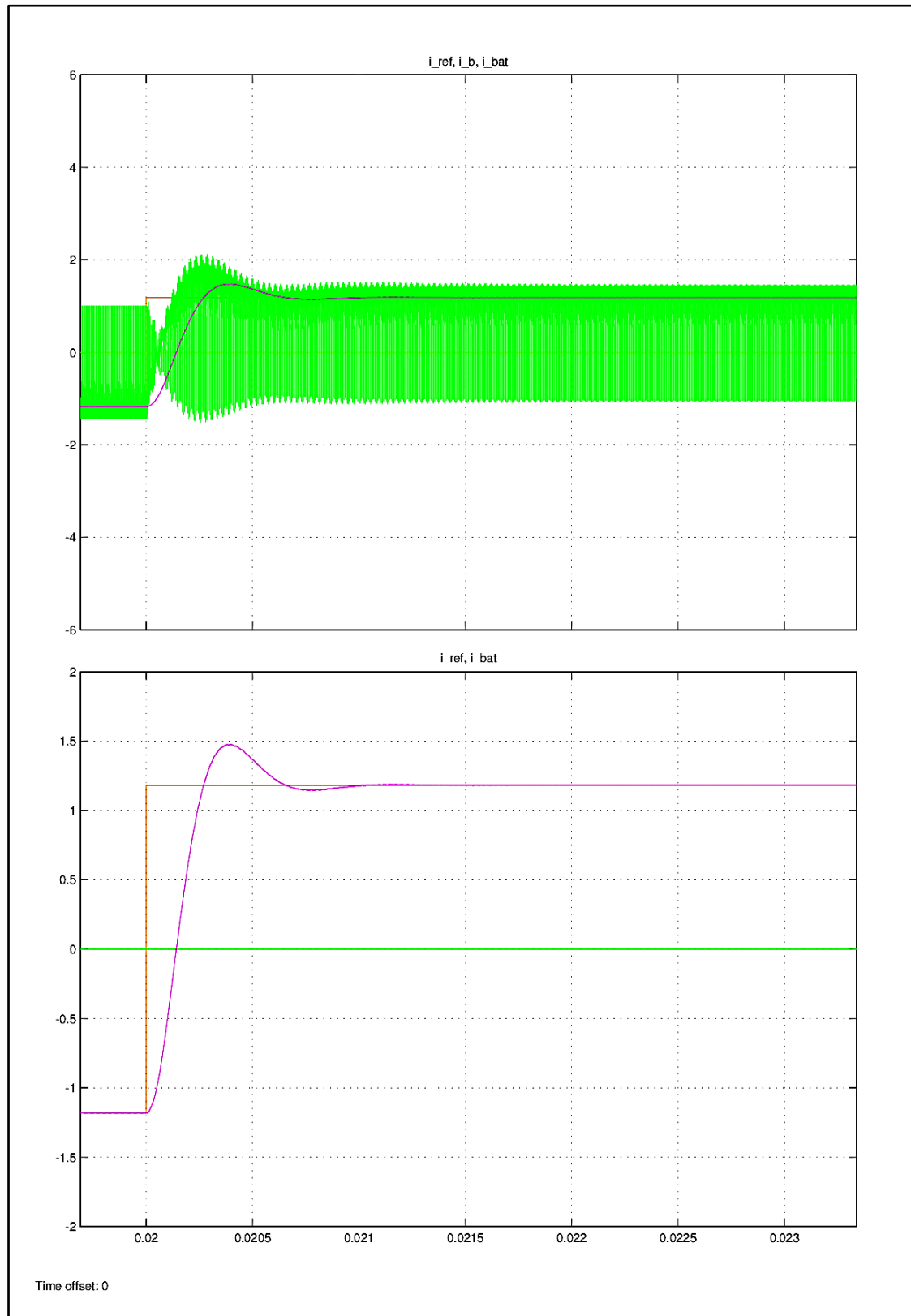


Figura 5.31: risposta al gradino senza controllo feed-forward.

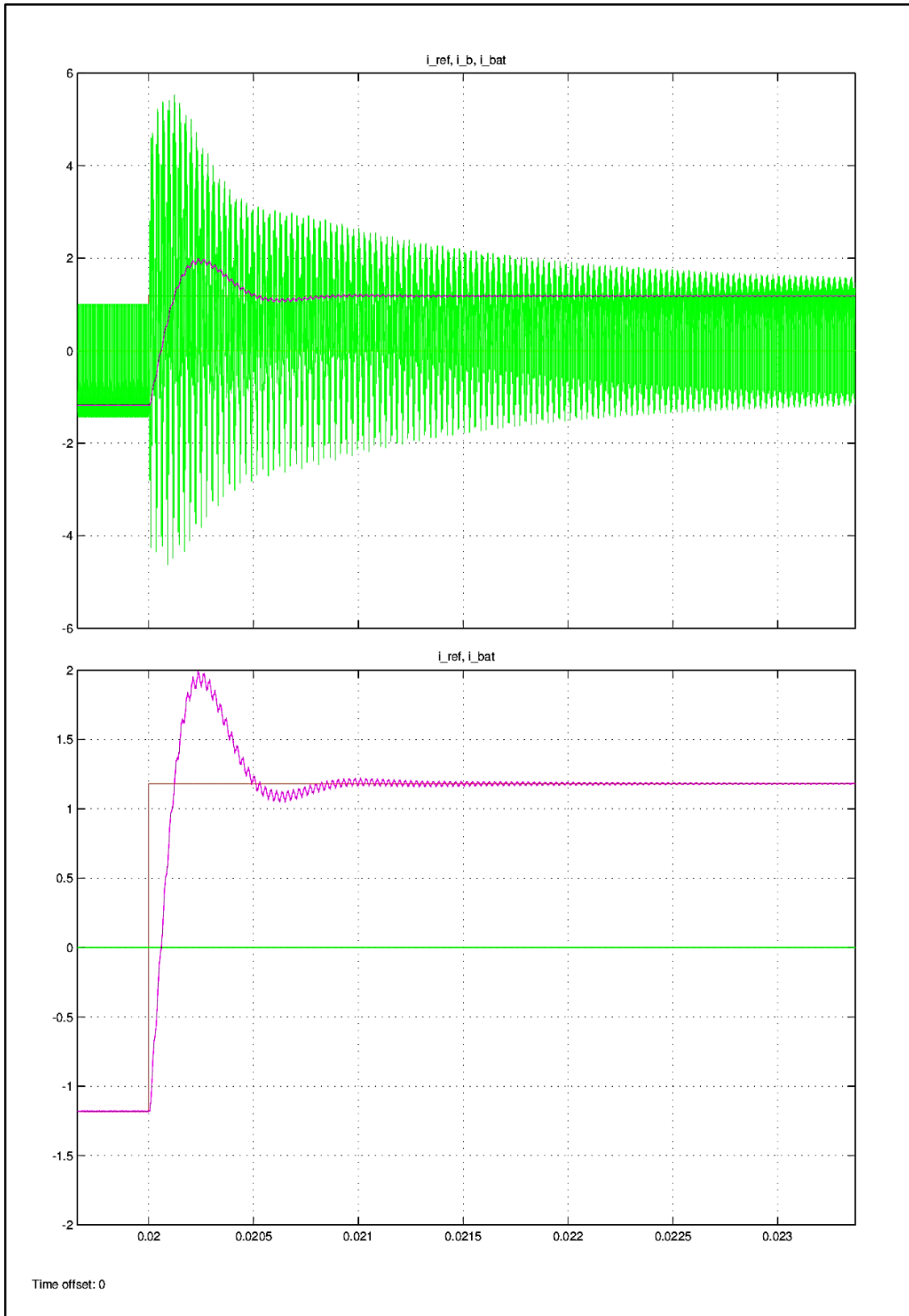


Figura 5.32: risposta al gradino con controllo feed-forward. Si noti la differenza di ampiezza dei modi oscillatori, del rumore di commutazione e della sovraelongazione della risposta rispetto alla figura precedente.

## Conclusioni

Le reti elettriche intelligenti costituiscono il nuovo paradigma di distribuzione e razionalizzazione dell'energia elettrica, che mira a un miglior utilizzo delle risorse, alla riduzione delle perdite e all'ottimizzazione dei consumi. In questa prospettiva è imprescindibile l'adozione e lo sviluppo di sistemi di accumulo che siano in grado di immagazzinare e trasferire efficientemente energia elettrica, obbedendo a precise richieste di potenza dettate dal sistema di controllo della rete.

L'attività presentata in questo documento riguarda il progetto di un convertitore elettronico, basato su topologia Dual-Active-Bridge con accoppiamento risonante isolato (SR-DAB), con il compito di trasferire energia elettrica da e verso un pacco batterie secondo un riferimento di potenza attiva, focalizzando l'attenzione sul controllo dinamico in retroazione, su piattaforma digitale.

Prima di poter giungere al progetto del regolatore digitale, è stato necessario disporre di un adeguato modello dinamico del sistema che descrivesse l'evoluzione della grandezza d'uscita (la corrente ai morsetti della batteria) al variare della variabile di controllo (cioè l'angolo di sfasamento).

Dopo aver dimostrato dettagliatamente le leggi che governano il funzionamento del convertitore SR-DAB in regime statico e averne dimensionato i componenti di accoppiamento, è stato necessario studiare il comportamento dinamico del convertitore stesso e dei filtri passivi. Si è osservato come l'andamento della corrente di tank, ai fini delle grandezze d'uscita, si potesse approssimare come una sinusoidale modulata in ampiezza e fase dalle variabili d'ingresso e di controllo; da qui ha avuto origine l'intuizione di studiare il comportamento dei fasori di tensione e corrente e di modellizzare i due ponti come "trasformatori modulanti equivalenti". Il modello fasoriale costituisce perciò un modello medio di

quello a commutazione. Un processo di linearizzazione ha poi permesso di ottenere una funzione di trasferimento fruibile per il progetto del controllo.

I filtri passivi hanno lo scopo primario di ripulire la corrente di batteria dal ripple introdotto dai due stadi attivi, onde migliorare l'efficienza dell'accumulatore e prolungarne la vita utile. Si è quindi proceduto al loro dimensionamento e all'elaborazione delle relative funzioni di trasferimento, investigando la criticità degli elementi parassiti; Queste, unitamente alle funzioni ottenute per il convertitore SR-DAB, hanno permesso di sintetizzare, con opportune trasformazioni, la funzione di trasferimento complessiva ad anello aperto.

Valutando le esigenze dinamiche richieste al sistema dall'applicazione, si è ritenuto opportuno e sufficiente l'impegno di un compensatore di tipo integrale; procedendo con la discretizzazione, si è ottenuta infine la legge di controllo digitale. Si è inoltre investigata l'opportunità di una funzione di controllo feed-forward, tuttavia le prestazioni già soddisfacenti e le risorse hardware richieste ne hanno suggerito l'abbandono.

Il funzionamento complessivo e parziale di ogni componente del sistema così progettato è stato simulato in ambiente MatLab con Simulink, dimostrando la bontà dell'analisi svolta in regime dinamico per il convertitore SR-DAB e confermando le prestazioni attese dall'anello di controllo. Il progetto presentato in questo documento si basa tuttavia su approssimazioni che, se pur accurate, non tengono conto di aspetti quali la dinamica dei componenti attivi (transistor), dei circuiti di prelievo e condizionamento della grandezza d'uscita, degli effetti secondari di campionamento e quantizzazione introdotti dal controllo digitale; si è visto inoltre come la variabilità degli elementi parassiti influenzi le dinamiche complessive, pur in maniera marginale. Perciò, prima di procedere alla realizzazione fisica, si ritiene utile proseguire con l'ausilio di simulatori specifici per l'elettronica che dispongano di modelli più accurati di ciascun componente.

Si sottolinea inoltre che il presente progetto si è tarato sull'impiego del pacco batterie presente in laboratorio, perciò nel caso in cui lo si volesse sostituire con uno di tipo differente, sarebbe necessario rivalutare ogni dimensionamento descritto in questo documento; tuttavia, il processo di analisi e progettazione qui presentato può essere facilmente ricalcato per ogni futura modifica che si rendesse necessaria.

Per completare il sistema di accumulo, rimarrebbe da progettare l'altro stadio attivo, ossia l'inverter per il controllo della potenza iniettata in rete, e il relativo filtro di interfaccia;

questi introdurrebbero a loro volta una perturbazione della dinamica del sistema complessivo, tuttavia la scelta compiuta per il filtro di accoppiamento dei due stadi è volta anche alla separazione delle rispettive dinamiche, e quindi si può affermare che non siano necessarie modifiche in tal senso.



# Appendice

Di seguito è riportata copia dello script MatLab utilizzato a supporto delle simulazioni effettuate con Simulink.

```
-----  
%%% Parametri e funzioni di trasferimento ai piccoli segnali per un  
%%% convertitore DAB risonante bidirezionale con controllo in catena  
%%% chiusa per applicazione smart-grids.  
-----  
clear all;  
close all;  
clc;  
%  
%%% PARAMETRI DEL CIRCUITO E DEFINIZIONE DEL PUNTO OPERATIVO  
%  
%%% convertitore DAB  
Lt = 90.5e-6; % induttanza del tank risonante [H]  
Ct = 71.6e-9; % capacità del tank risonante [F]  
Rt = 0.1; % resistenza del tank risonante [ohm]  
n = 1.6; % spire al primario [1]  
fsw = 100e3; % frequenza di switching [Hz]  
fres = 1/2/pi/sqrt(Lt*Ct); % frequenza di risonanza  
Zres = sqrt(Lt/Ct); % impedenza di risonanza  
Ts = 1/fsw; % periodo di switching  
fn = fsw/fres; % rapporto fsw/fres  
pi_n = pi/2/fn; % pi normalizzato  
%  
%%% filtro lato A (condensatore)  
Ca = 2e-3; % capacità di filtro [F]  
rCa = 0.05; % resistenza parassita condensatore [ohm]  
%  
%%% carico lato A (inverter)  
%%% v_inv = Vinv + Ainv*cos(2*pi*finv*t)  
Va = 400; % tensione nominale del bus DC [V]  
Ava = 8; % ampiezza del ripple [V]  
fva = 100; % frequenza [Hz]  
pva = 0; % fase [frazione di periodo]  
%  
%%% carico lato B (batterie)  
Vb = 252; % tensione nominale [V]  
Rbat = 0.12; % resistenza totale [ohm]  
Kctl = n^2*Vb/pi_n/Zres; % costante riassuntiva  
%  
%%% filtro lato B (LC 2° butterworth)  
fB = 3e3; % frequenza di taglio [Hz]  
rC1 = 0; % resistenza parassita condensatore [ohm]
```

---

```

rL2 = 0; % resistenza parassita induttore [ohm]
C1 = 1.41421/Rbat/2/pi/fB;
L2 = 0.70711*Rbat/2/pi/fB;
rC1 = 0.03; % resistenza parassita condensatore [ohm]
rL2 = 0.03; % resistenza parassita induttore [ohm]
%
%%% riferimento di corrente
%%% (positiva dal lato A al lato B e viceversa)
Ibref = 12; % riferimento di corrente DC erogata dal
DAB lato B
Phi_ab = phipredict(Ibref,pi_n,Kctl,fn);
% calcolo di Phi_ab corrispondente a Pref
if Phi_ab>(pi/2) % saturazione di Phi_ab
    Phi_ab = pi/2;
elseif Phi_ab<(-pi/2)
    Phi_ab = -pi/2;
end
Phi_aa = pi; % angolo di conduzione ponte A
Phi_bb = pi; % angolo di conduzione ponte B
%
%%% costante di controllo (utilizzata per stimare lo sfasamento dato il
%%% riferimento di potenza)
phi_max = pi/4; % sfasamento massimo operativo
Ib_max = ibcontrol(phi_max,pi_n,Kctl,fn);
% Ib massima corrispondente;
Phi_Ib = phi_max/Ib_max; % rapporto medio phi_ab/Ib
%
%%% circuito di sensing
Ksni = 1; % guadagno complessivo di corrente
Ksnv = 1; % guadagno complessivo di tensione
%
%-----
%
%%% DEFINIZIONE F.d.T. DEL MODELLO FASORIALE E LINEARIZZAZIONE
%
s = tf('s');
z = tf('z',Ts);
%
%%% grandezze steady-state
Sa = 4/pi*sin(Phi_aa/2)*exp(-0.5i*Phi_aa);
Sb = 4*n/pi*sin(Phi_bb/2)*exp(-0.5i*Phi_bb-li*Phi_ab);
Vt = Sa*Va-Sb*Vb;
Zt = Rt+2i*pi*fsw*Lt+1/(2i*pi*fsw*Ct);
It = Vt/Zt;
It_r = real(It);
It_i = imag(It);
Ia = real(0.5*It*conj(Sa));
Ib = real(0.5*It*conj(Sb));
%
%%% costanti del modello linearizzato
Svt_va_r = 2/pi*sin(Phi_aa);
Svt_va_i = 2/pi*(cos(Phi_aa)-1);
Svt_aa_r = 2/pi*Va*cos(Phi_aa);
Svt_aa_i = -2/pi*Va*sin(Phi_aa);
Svt_vb_r = 2*n/pi*(sin(Phi_bb+Phi_ab)-sin(Phi_ab));
Svt_vb_i = 2*n/pi*(cos(Phi_bb+Phi_ab)-cos(Phi_ab));
Svt_ab_r = 2*n/pi*Vb*(cos(Phi_bb+Phi_ab)-cos(Phi_ab));
Svt_ab_i = -2*n/pi*Vb*(sin(Phi_bb+Phi_ab)-sin(Phi_ab));
Svt_bb_r = 2*n/pi*Vb*cos(Phi_bb+Phi_ab);
Svt_bb_i = -2*n/pi*Vb*sin(Phi_bb+Phi_ab);
Sia_it_r = 1/pi*sin(Phi_aa);
Sia_it_i = 1/pi*(cos(Phi_aa)-1);
Sia_aa = 1/pi*(It_r*cos(Phi_aa)-It_i*sin(Phi_aa));
Sib_it_r = n/pi*(sin(Phi_bb+Phi_ab)-sin(Phi_ab));
Sib_it_i = n/pi*(cos(Phi_bb+Phi_ab)-cos(Phi_ab));

```

---



```

Sib_ab = n/pi*(It_r*(cos(Phi_bb+Phi_ab)-cos(Phi_ab))-It_i*(sin(Phi_bb+Phi_ab)-
sin(Phi_ab)));
Sib_bb = n/pi*(It_r*cos(Phi_bb+Phi_ab)-It_i*sin(Phi_bb+Phi_ab));
%
%%% matrici e f.d.t. del modello linearizzato
%%% x = [it_r,it_i,vc_r,vc_i];
%%% u = [va,vb,phi_aa,phi_ab,phi_bb];
%%% y = [ia,ib];
%%% dx/dt = Fx + Gu;
%%% y      = Hx + Ju;
Fdab = [ -Rt/Lt      2*pi*fsw    -1/Lt      0          ;
         -2*pi*fsw  -Rt/Lt      0          -1/Lt      ;
         1/Ct       0           0          2*pi*fsw   ;
         0          1/Ct       -2*pi*fsw  0          ];
Gdab = [ Svt_va_r/Lt -Svt_vb_r/Lt Svt_aa_r/Lt -Svt_ab_r/Lt -Svt_bb_r/Lt ;
         Svt_va_i/Lt -Svt_vb_i/Lt Svt_aa_i/Lt -Svt_ab_i/Lt -Svt_bb_i/Lt ;
         0           0           0           0           0          ;
         0           0           0           0           0          ];
Hdab = [ Sia_it_r    Sia_it_i    0          0          ;
         Sib_it_r    Sib_it_i    0          0          ];
Jdab = [ 0           0           Sia_aa    0          0          ;
         0           0           0         Sib_ab   Sib_bb    ];
dab_sys = ss(Fdab,Gdab,Hdab,Jdab);
Wdab = tf(dab_sys);           % matrice di trasferimento
Wia_ab = Wdab(1,4);          % fdt da phi_ab a ia
Wib_ab = Wdab(2,4);          % fdt da phi_ab a ib
Wib_vb = Wdab(2,2);          % fdt da vb a ib
Wib_va = Wdab(2,1);          % fdt da va a ib
%
%%% matrici e f.d.t. del filtro del 2° ordine
%%% x = [vC1,iL2];
%%% u = [ib,vbat];
%%% y = [ibat,vb];
%%% dx/dt = Fx + Gu;
%%% y      = Hx + Ju;
Ffilt = [ 0          -1/C1          ;
          1/L2       -(rC1+rL2)/L2 ];
Gfilt = [ 1/C1       0              ;
          rC1/L2    -1/L2          ];
Hfilt = [ 0         1              ;
          1         -rC1           ];
Jfilt = [ 0         0              ;
          rC1       0              ];
filt_sys = ss(Ffilt,Gfilt,Hfilt,Jfilt);
Wfilt = tf(filt_sys);        % matrice di trasferimento
Wibat_ib = Wfilt(1,1);      % fdt da ib a ibat
Wibat_vbat = Wfilt(1,2);    % fdt da vbat a ibat
Wvb_ib = Wfilt(2,1);        % fdt da ib a vb
Wvb_vbat = Wfilt(2,2);      % fdt da vbat a vb
Gbat_b   = Wibat_ib/(1-Wibat_vbat*Rbat);
Zb_bat   = Rbat*Wvb_vbat;
Zb_bat_b = Wvb_ib+Zb_bat*Gbat_b;
Afilt = 1/(1+Rbat*C1*s+C1*L2*s^2);
Zfiltbat = Wvb_ib+Wibat_ib*Rbat/(1-Rbat*Wibat_vbat)*Wvb_vbat;
Afiltbat = Wibat_ib/(1-Rbat*Wibat_vbat);
%
%-----
%
%%% PARAMETRI DEL COMPENSATORE E CALCOLO DEL GUADAGNO D'ANELLO
%
%%% f.d.t. DAB + filtro
Wloop_b = 1/(1-Zfiltbat*Wib_vb);
Wibat_ab = Wib_ab*Wloop_b*Afiltbat; % f.d.t. da phi_ab a i_bat
Wibat_va = Wib_va*Wloop_b*Afiltbat; % f.d.t. da v_a a i_bat
%

```

```

%%% guadagno d'anello non compensato
Tu = Wibat_ab;
%
%%% compensatore integrale
Ki = 476;
Kp = 0;
Kd = 0;
Wreg = Ki/s; % f.d.t. del compensatore
%
%%% guadagno d'anello compensato e f.d.t. ad anello chiuso
Tc = Tu*Wreg;
Wcl = Tu*Wreg/(1+Tu*Wreg);
%
%%% guadagno d'anello a tempo discreto
Tsam = Ts; % periodo di campionamento
Tus = Tu;
Tus.inputdelay = Ts; % ritardo di gruppo (assunto pari a Ts)
Tuz = c2d(Tus,Tsam,'tustin'); % discretizzazione del guadagno d'anello
Wregz = Kp+Ki*Tsam/(1-z^-1)+Kd/Tsam*(1-z^-1); % f.d.t. del compensatore discreto
Tcz = Wregz*Tuz; % guadagno d'anello discreto compensato
%
%%% parametri di feed-forward
Kctl_inv = 1/Kctl;
K_pi_cos = cos(pi_n);
%
%-----
%
%%% SIMULAZIONE
%
%%% parametri di simulazione
Tsim = 100e-3; % durata della simulazione [s]
data_len = 2^nextpow2(4e6); % quantità di dati da memorizzare
%
%%% segnale a gradino
Tstep = 20e-3; % istante di trigger del gradino [s]
Astep0 = -Ib; % valore prima del gradino [A]
Astep1 = Ib; % valore dopo il gradino [A]
%
%%% segnale sinusoidale
Asin = (Astep1-Astep0)/2; % ampiezza [A]
Bsin = (Astep1+Astep0)/2; % bias [A]
fsin = 1000; % frequenza [Hz]
psin = -1/4; % fase [frazione di periodo]
%
%%% segnale a rampa (periodico)
Tramp = 8e-3; % durata della rampa [s]
Thold = 20e-3; % durata del plateau [s]
Aramp0 = Astep0; % valore iniziale rampa [A]
Aramp1 = Astep1; % valore finale rampa [A]
ramp_time_v = [ 0 Thold Thold+Tramp 2*Thold+Tramp 2*Thold+2*Tramp ];
ramp_out_v = [ Aramp0 Aramp0 Aramp1 Aramp1 Aramp0 ];
%
%%% condizioni iniziali
I0 = Astep0; % corrente su L2
V0 = Vb; % tensione su C1
%
%%% parametri FFT
fft_len = 2^18; % quantità di dati da memorizzare
s_time = Ts/2^5; % periodo di campionamento
%
%-----

```

Di seguito sono riportate le definizioni delle funzioni MatLab impiegate nello script precedente.

```

%-----
%%% Funzione per stimare il valore della variabile di controllo
%%% necessario a ottenere la corrente d'uscita desiderata
function ib0 = ibcontrol(phi,pi_n,Kctl,fn)
ib0 = Kctl*sign(phi)*(cos(pi_n-abs(phi)/fn)/cos(pi_n)-1);
%-----

%-----
%%% Funzione per stimare il valore della corrente d'uscita
%%% corrispondente al valore impostato per la variabile di controllo
function phi = phipredict(ib,pi_n,Kctl,fn)
phi = sign(ib)*(pi/2-fn*acos(cos(pi_n)*(1+abs(ib)/Kctl)));
%-----

```

Di seguito è riportato lo script MatLab utilizzato per calcolare e visualizzare le FFT mostrate al capitolo 3.

```

%-----
%%% Script per il calcolo e la visualizzazione delle fft relative ai
%%% segnali specificati.
%-----
%
% asse delle frequenze
freq = 0.5/s_time*linspace(0,1,fft_len/2);
%
% FFT modello intero
fullmodel = fft(scope_flmod_ib(:,2),fft_len)/fft_len; % calcolo
fullmodel_m = 2*abs(fullmodel(1:fft_len/2)); % ampiezza
fullmodel_p = 2*angle(fullmodel(1:fft_len/2)); % fase
%
% FFT modello fasoriale
phasormodel = fft(scope_phmod_ib(:,2),fft_len)/fft_len; % calcolo
phasormodel_m = 2*abs(phasormodel(1:fft_len/2)); % ampiezza
phasormodel_p = 2*angle(phasormodel(1:fft_len/2)); % fase
%
% FFT modello linearizzato
linearmodel = fft(scope_lnmod_ib(:,2),fft_len)/fft_len; % calcolo
linearmodel_m = 2*abs(linearmodel(1:fft_len/2)); % ampiezza
linearmodel_p = 2*angle(linearmodel(1:fft_len/2)); % fase
%
% grafico
plot(freq,fullmodel_m,freq,phasormodel_m,freq,linearmodel_m);
%-----

```



# Bibliografia

- [1] illustrazione tratta da <http://electrical-engineering-portal.com/in-front-of-the-third-electrical-systems-revolution-in-united-states>  
(ultimo accesso: 23/11/2015)
- [2] <http://www.energiaenergetica.enea.it/generazione-distribuita/tecnologie/smart-grid.aspx> (ultimo accesso: 23/11/2015)
- [3] <http://pelgroup.dei.unipd.it/smartgrids> (ultimo accesso: 23/11/2015)
- [4] [https://enel Distribuzione.enel.it/it-IT/Pagine/stoccaggio\\_energia\\_smart\\_grids.aspx](https://enel Distribuzione.enel.it/it-IT/Pagine/stoccaggio_energia_smart_grids.aspx) (ultimo accesso: 23/11/2015)
- [5] Haisheng Chen, Thang Ngoc Cong, Wei Yang, Chunqing Tan, Yongliang Li, Yulong Ding, *Progress in electrical energy storage system: a critical review*, Progress in Natural Science 19 (2009) 291-312.
- [6] <http://smartgrid.dei.unipd.it> (ultimo accesso: 23/11/2015)
- [7] S. Buso, G. Spiazzi, *Technical Report*.
- [8] Chun T. Rim, Gyu H. Cho, *Phasor transformation and its application to the DC/AC analyses of frequency phase-controlled series resonant converters*, IEEE transactions on Power Electronics, vol. 5 no. 2, april 1990.
- [9] [http://www.enersys.com/DataSafe\\_HX\\_Batteries.aspx](http://www.enersys.com/DataSafe_HX_Batteries.aspx)  
(ultimo accesso: 23/11/2015)
- [10] L. Corradini, *Digital Control of Switched-Mode Power Converters*, 2014.

