

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale
in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

Sviluppo di una scheda didattica per lo studio degli alimentatori a commutazione



Relatori

prof. Francesco Musolino
ing. Gianfranco Albis

Candidato

Filippo Bollarino

Anno Accademico 2021-2022

† A nonno Bino

Sommario

Questa tesi vuole descrivere il progetto di una scheda elettronica a scopo didattico per presentare agli studenti le topologie basi degli SMPS e permettere loro di studiarne il comportamento in modo agevole e sicuro, dando anche la possibilità di progettare alcuni blocchi come quello del compensatore nell'anello di controllo. Partendo dall'analisi dei pregi e dei difetti della scheda già usata nel corso di Power Electronics del Politecnico di Torino, sono state indagate le cause dei malfunzionamenti e dei guasti per individuare soluzioni che rendessero la scheda più affidabile e si è studiato l'integrazione della scheda di acquisizione Analog Discovery 2 per poter visualizzare i diagrammi di Bode delle risposte in frequenza. Infine è stato sviluppato e testato un nuovo circuito stampato che possa essere prodotto in serie per sostituire le schede già presenti e fornire un'esperienza migliore agli studenti che frequentano il laboratorio.

Abstract

This thesis aims to describe the development of an educational electronics board to show to the students the basic topologies of switching mode power supplies and to allow them to study their working principles in a safe and comfortable manner, giving them the possibility to apply some design strategies for some functional blocks like the compensation network of the feedback loop. The study started from the old board in use during the course of Power Electronics at Politecnico di Torino, by describing their particular features and flaws, and then by searching the causes of malfunctioning to find some protections to mitigate damages. Moreover, the integration of the digital acquisition board Analog Discovery 2 has been studied in order to plot the Bode diagrams automatically from the measurements. In the end a printed circuit board has been produced and tested, in order to be scaled up to substitute the old board during the laboratory sessions and to give the students a better lab experience.

Ringraziamenti

Questo lavoro segna la conclusione di un percorso durato cinque anni pieno di incontri e avventure che mi hanno fatto conoscere e *vivere* l'Ingegneria Elettronica, e ai quali è doveroso fare i più sentiti ringraziamenti.

In primo luogo voglio ringraziare il mio relatore, il professor Francesco Musolino, per avermi guidato nello sviluppo di questa tesi coi giusti suggerimenti per poter produrre un dispositivo utile alle future generazioni di studenti. Un ringraziamento va anche al professor Franco Maddaleno che si è prestato come relatore *una tantum* per venire a capo di alcuni strani comportamenti del primo prototipo, arricchendo il tutto di una sana dose di ironia e di aneddoti riguardanti il progetto della vecchia scheda.

Un sentito ringraziamento va anche al mio correlatore Gianfranco Albis e a tutto lo staff dei LED, che in questi due anni mi hanno accolto come un loro collega dandomi la possibilità di essere parte attiva della didattica di laboratorio per mettere alla prova le conoscenze acquisite durante il percorso accademico. Grazie a loro sono riuscito a entrare in contatto con l'azienda Vishay Semiconductor Italiana presso la quale ho iniziato a lavorare, e della quale ringrazio tutti i miei colleghi, in particolare Paolo, Claudio e Davide.

Ringrazio col cuore i miei compagni di sventura *Allostia doctors* Andrea, Andre Selli, Cenzo, Flavio, Lorenzo e Raffaele per essere stati una fantastica compagnia pronta a sdrammatizzare nei momenti critici e a guardarsi le spalle vicendevolmente, nella speranza di non perdersi troppo di vista e continuare sempre col sorriso.

Infine, voglio ringraziare la mia famiglia tutta per avermi sempre permesso di seguire la strada dei miei sogni senza nessun tipo di forzatura o pregiudizio, sostenitori dei miei traguardi prima ancora del sottoscritto e fonte continua di confronto per affrontare anche le questioni ingegneristiche in cui sono l'unico a capirci qualcosa.

Indice

Elenco delle tabelle	9
Elenco delle figure	10
1 Introduzione	13
1.1 La scheda LADISPE 93	14
1.1.1 I punti di forza e le criticità della scheda	15
1.2 Obiettivi della tesi	16
2 La scheda didattica LADISPE 93	17
2.1 Il convertitore Buck	19
2.2 Il convertitore Boost	21
2.3 Il convertitore Buck-Boost	23
2.4 Il controllore	24
2.5 Guasti da sovracorrente nel Boost e nel Buck-Boost	27
2.6 Controllo ad anello chiuso dei convertitori	34
2.6.1 Controllo del convertitore Buck	36
2.6.2 Controllo del convertitore Boost	39
2.6.3 Controllo del convertitore Buck-Boost	42
2.6.4 Misure del guadagno ad anello	43
2.7 Il modulo del carico dinamico	44
3 La scheda LED22	49
3.1 Protezioni dalle sovracorrenti nei convertitori Boost e Buck-Boost	49
3.1.1 Protezione con fusibili resettabili	49
3.1.2 Protezione dei diodi zener	53
3.1.3 Serigrafia dei limiti del duty cycle	54
3.2 Soluzioni ai surriscaldamenti	56
3.2.1 Dissipatore su PCB	59
3.3 Integrazione dei sensori di corrente	60
3.3.1 Sensori effetto Hall	61

3.3.2	Current sense amplifiers	61
3.4	Misura automatica del guadagno ad anello	64
3.5	Modifiche al modulo del carico dinamico	72
3.6	Il circuito stampato	74
3.6.1	Layout	76
4	Test del prototipo	81
4.1	Analisi del convertitore Buck	81
4.2	Misure sul Boost	84
4.3	Misure sul Buck-Boost	85
4.4	Misura delle funzioni di trasferimento	86
4.5	Misura della risposta al transitorio con il carico dinamico	91
5	Modifiche al prototipo	95
5.1	Integrazione dei <i>gate drivers</i>	95
5.2	Modifiche al layout	98
6	Conclusioni	103
A	Progetto della scheda LADISPE 93	105
B	Guida per esercitazioni ad anello aperto	145
C	Guida per esercitazioni ad anello chiuso	157
D	Schematici della scheda LED 22, prima versione	167
E	Schematici della scheda LED 22, seconda versione	175
F	Codici MATLAB	185
G	Circuiti LTspice	201

Elenco delle tabelle

2.1	Specifiche del Buck	19
2.2	Specifiche del Boost	21
2.3	Specifiche del Buck-Boost	23
2.4	Duty cycle del Buck per $V_O = 10V$	29
2.5	Duty cycle del Boost per $V_O = 25V$	29
2.6	Duty cycle del Buck-Boost per $V_O = -15V$	29
2.7	Potenza dissipata da Dz_3 @ $V_O = 51V$	31
2.8	Potenza dissipata da Dz_4 nel Buck-Boost @ $V_O = -51V$	32
2.9	Potenze dissipate dalla resistenza R_{12} @ $V_O = 51V$	33
2.10	Potenza dissipata dalla resistenza R_{12} @ $V_O = 25V$	33
2.11	Potenze dissipate da BJT e resistore di potenza R_{DYN}	47
3.1	Corrente in ingresso del Boost @ $V_O = 25V$	50
3.2	Corrente in ingresso del Buck-Boost per $V_O = -15V$	52
3.3	Specifiche HX 02-P	61
3.4	Specifiche HX 03-P/SP2	61
3.5	Specifiche HMSR 6-SMS	62
3.6	Specifiche INA271	62
3.7	Specifiche LMP8602MA	62
3.8	Specifiche LT1999	63
3.9	Valori minimi del segnale di test	66
3.10	Ampiezze del segnale V_{SIG} per la misura del guadagno ad anello	67
3.11	Misura manuale del guadagno ad anello con oscilloscopio	68
3.12	Misure del guadagno ad anello con Analog Discovery 2	69
3.13	Ampiezze del segnale V_{SIG} per la misura dello stadio di potenza	72
4.1	Misure del convertitore Buck a confronto con i valori teorici	82
4.2	Misure della tensione di ripple ΔV_O del Buck	83
4.3	Misure della tensione di ripple ΔV_O con il nuovo condensatore	83
4.4	Misure sul convertitore Boost a confronto con i valori teorici	85
4.5	Misure sul convertitore Buck-Boost a confronto con i valori teorici	86
4.6	Ampiezze del segnale V_{SIG} per la misura del guadagno ad anello del Buck-Boost	88

Elenco delle figure

2.1	La scheda LADISPE 93 con evidenziate le sezioni principali	17
2.2	Schema a blocchi del convertitore controllato in retroazione	18
2.3	Segnale di pilotaggio	18
2.4	Circuito del convertitore Buck	19
2.5	Corrente nell'induttore	19
2.6	Corrente nell'induttore in modo discontinuo	20
2.7	Tensione al nodo A1 in CCM	21
2.8	Tensione al nodo A1 in DCM	21
2.9	Circuito del convertitore Boost	21
2.10	Tensione al nodo B1 in CCM	22
2.11	Tensione al nodo B1 in DCM	22
2.12	Corrente I_{C6} in CCM	23
2.13	Corrente I_{C6} in DCM	23
2.14	Circuito del convertitore Buck-Boost	23
2.15	Tensione al nodo C1 in CCM	24
2.16	Tensione al nodo C1 in DCM	24
2.17	Schema a blocchi semplificato del controllore PWM	24
2.18	Forme d'onda del controllore PWM	24
2.19	Controllore in configurazione ad anello aperto	25
2.20	Controllore in configurazione ad anello chiuso	25
2.21	Controllore in anello chiuso con compensatore	25
2.22	Circuito di pilotaggio di SW_1	26
2.23	Circuito di pilotaggio di SW_2	26
2.24	Circuito di pilotaggio di SW_3	27
2.25	Regolazione del duty cycle	28
2.26	Corrente di ingresso del Boost	30
2.27	Corrente di ingresso del Buck-Boost	30
2.28	Schema a blocchi di un convertitore controllato in Voltage Mode	34
2.29	Diagramma di Bode teorico del guadagno ad anello aperto T	36
2.30	Diagramma di Bode di V_o/V_{ctrl} del Buck	37
2.31	Diagramma di Bode del compensatore di tipo 3	38

2.32	Schema del compensatore di tipo 3	38
2.33	Diagramma di Bode di V_o/V_{ctrl} del Boost	40
2.34	Diagramma di Bode del compensatore di tipo 2	41
2.35	Schema del compensatore di tipo 2	41
2.36	Diagramma di Bode di V_o/V_{ctrl} del Buck-Boost	42
2.37	Circuito equivalente del sistema in retroazione	43
2.38	Circuito di iniezione del segnale V_{sig}	44
2.39	Circuito per la misura della risposta ai transistori di carico	45
2.40	Transistori di V_O e I_O	45
2.41	Schema del modulo del carico dinamico	45
2.42	Configurazione per lavorare in CCM	46
2.43	Configurazione per lavorare in CCM	46
3.1	Corrente di ingresso del Boost I_{IN} per $V_{IN} = 20\text{ V}$	51
3.2	Tensione di uscita del Boost V_O per $V_{IN} = 20\text{ V}$	51
3.3	Corrente di ingresso del Buck-Boost I_{IN} per $V_{IN} = 25\text{ V}$	53
3.4	Tensione di uscita del Buck-Boost $ V_O $ per $V_{IN} = 25\text{ V}$	53
3.5	Polarizzazione del diodo zener	54
3.6	Serigrafia del potenziometro con i limiti operativi	55
3.7	Circuito elettrico equivalente delle proprietà termiche	56
3.8	Corrente nello shunt e tensione in uscita al sensore	63
3.9	Circuito equivalente del sistema in retroazione	64
3.10	Diagramma di Bode teorico del guadagno ad anello aperto T	65
3.11	Valori massimi e minimi di V_A (in giallo) e V_B (in blu) per $f_{MEAS} = 10\text{ Hz}$	67
3.12	Tensioni V_B (blu) e V_A (giallo) al variare della frequenza	68
3.13	Funzione di trasferimento $T(s)$ misurata con Analog Discovery 2	70
3.14	Funzione di trasferimento $G'_{VD}(s)$ misurata con Analog Discovery 2	71
3.15	Configurazione per lavorare in CCM	73
3.16	Configurazione per lavorare in CCM	73
3.17	Schematico del nuovo carico dinamico	74
3.18	Pilotaggio del nMOS con resistore di pull-up	75
3.19	Pilotaggio del IRF9530 per il Buck-Boost	75
3.20	Viste dei piani del circuito stampato principale	77
3.21	Viste tridimensionali del circuito stampato principale con serigrafia	78
3.22	Viste dei piani del modulo del carico dinamico	79
3.23	Viste tridimensionali del modulo del carico dinamico	79
4.1	Ripple di tensione ΔV_O ai capi del nuovo condensatore (in blu) e ripple di corrente ΔI_{L1} (in viola, scala 100 mA/div)	84
4.3	Funzione di trasferimento $T(s)$ del Buck del prototipo LED22	89
4.4	Funzione di trasferimento $G'_{VD}(s)$ del Buck del prototipo LED22	90
4.5	Segnali V_a con la presenza di sovratensioni (in giallo) e V_b (in blu)	91

4.6	Funzione di trasferimento $T(s)$ del Buck-Boost del prototipo LED22	92
4.7	Funzione di trasferimento $G'_{VD}(s)$ del Buck-Boost del prototipo LED22	93
4.8	Risposta al transitorio di carico: corrente I_O (in viola), tensione V_O (in blu) e segnale di pilotaggio del carico dinamico (in giallo)	94
5.1	Regolazione dei tempi $t_{ON,q}$ e t_{OFF} al variare della tensione di errore V_e	96
5.2	Schema semplificato del gate driver TC4426	96
5.3	Schema di funzionamento di un driver high side	97
5.4	Schema della misura del guadagno ad anello con trasformatore di iniezione	98
5.5	Viste tridimensionali del secondo prototipo con evidenziati gli interventi di modifica	100
5.6	Viste dei piani del circuito stampato principale	101
G.1	Circuito per la simulazione delle sovracorrenti nel Boost	201
G.2	Circuito per la simulazione delle sovracorrenti nel Buck-Boost	202

Capitolo 1

Introduzione

I convertitori a commutazione (anche detti convertitori switching) sono il tipo più diffuso di regolatori DC-DC grazie alla loro alta efficienza di conversione (superiore al 90%) e al conseguente ridotto ingombro e peso rispetto ai regolatori lineari. Ciò permette loro di essere impiegati in molteplici applicazioni: caricabatterie di laptop e smartphone, alimentatori di piccoli elettrodomestici, dispositivi di ricarica delle auto elettriche e gruppi di continuità da svariate decine di kilowatt utilizzati nei datacenter o nei grandi edifici. Questa alta efficienza rende inoltre questi convertitori adatti anche allo sviluppo di soluzioni nel campo del fotovoltaico [1].

Lo studio di questi convertitori è di conseguenza un argomento cardine dei corsi di Elettronica di Potenza delle università di Ingegneria, nei quali l'insegnamento teorico viene spesso affiancato dall'esperienza in laboratorio per poter analizzare il funzionamento di questi circuiti in un contesto reale.

Nello specifico al Politecnico di Torino, il corso di Power Electronics presenta agli studenti di Laurea Magistrale in Elettronica e Meccatronica le tre topologie base dei convertitori DC-DC Buck (o step-down), Boost (o step-up) e Buck-Boost (o step-up-down) e alcune loro topologie isolate derivate, ne vengono studiati il funzionamento e le caratteristiche e vengono fornite le linee guida per sviluppare un progetto e scegliere i componenti. Vengono inoltre illustrate le tecniche di controllo ad anello chiuso per mantenere la tensione di uscita sempre costante [2].

A corredo delle lezioni teoriche sono previste esercitazioni di laboratorio in cui gli studenti possono confrontarsi con i circuiti delle tre topologie già pronti su una scheda didattica e con la quale possono osservare in un contesto reale le forme d'onda di tensioni e correnti e testare le loro conoscenze tramite il progetto di alcuni elementi necessari al corretto funzionamento, come la rete di compensazione del blocco di controllo e gli smorzatori per le risonanze.

Lo stesso approccio è presente nei corsi di altre università, nei quali viene sempre proposto un approccio *hands-on* a questa materia e in cui gli studenti affiancano ai

calcoli su carta derivati dalla teoria i risultati delle misure condotte in laboratorio e all'occorrenza i risultati delle simulazioni [3]. Anche in questo caso l'attività in laboratorio è supportata da schede di valutazione pre montate, poichè in questo modo è possibile ridurre i costi dei materiali e le tempistiche necessarie a seguire lo sviluppo di progetti da zero con gli studenti, permettendo la fruizione del corso a un maggior numero di interessati [4].

L'impiego di una board già assemblata durante i laboratori risulta quindi una risorsa importante da avere in laboratorio per rendere le esercitazioni più coinvolgenti e agevoli.

1.1 La scheda LADISPE 93

Anche nel corso di Power Electronics le esercitazioni sperimentali vengono affrontate con l'ausilio di una scheda pre assemblata che presenta tre convertitori switching. La scheda LADISPE 93 (che prende il nome dalla serigrafia presente sullo stampato, la quale indica l'anno di progetto e la sigla dei vecchi laboratori di elettronica *LABoratori DIDattici SPERimentali*) è il risultato di un progetto sviluppato durante il vecchio corso di Elettronica di Potenza per fornire un supporto che permettesse di osservare il funzionamento delle topologie base dei convertitori switching e il loro comportamento in regime ciclostazionario e dinamico sia tramite regolazione manuale, sia tramite una rete di retroazione analogica (la relazione è riportata in [Appendice A](#)).

Sulla scheda sono presenti le tre topologie base dei circuiti non isolati: i convertitori Buck (step-down converter), Boost (o step-up converter) e Buck-Boost (o step-up-down converter). Ognuno di essi è stato progettato per poter lavorare con diverse tensioni di ingresso e diversi carichi, in modo da poter apprezzare le differenze nelle forme d'onda di tensioni e correnti in modalità operative differenti. Le tre topologie sono pilotate da un singolo circuito di controllo che si occupa di generare i segnali necessari. Tramite appositi ponticelli, è possibile collegare il blocco di controllo a una topologia per volta e regolare la tensione di uscita al valore desiderato tramite l'apposita manopola. Nel circuito di controllo è inoltre disponibile uno zoccolo per circuiti integrati in cui aggiungere componenti passivi per costruire il circuito di retroazione e applicare le tecniche di controllo studiate.

Il circuito è interamente costruito in tecnologia a foro passante e alcuni componenti non sono stati saldati a filo con lo stampato, ma i reofori sono stati lasciati volutamente più lunghi per permettere di agganciare sonde di tensione o corrente

per visualizzare sull'oscilloscopio le forme d'onda di tensioni e correnti in quel nodo. Dove invece non è stato possibile sfruttare i reofori per agganciare le sonde di corrente sono stati aggiunti alcuni anelli di cavo elettrico in serie al componente per avere adeguato spazio di manovra.

A corredo della scheda sono state prodotte due guide per condurre le esperienze di laboratorio: la prima è dedicata all'analisi dei circuiti in regime stazionario in cui si analizzano le forme d'onda ai vari nodi del convertitore, la seconda è dedicata allo studio dinamico e all'analisi delle varie tecniche di controllo dei convertitori retroazionati.

1.1.1 I punti di forza e le criticità della scheda

Ricercando fra le schede di valutazione in commercio, altrimenti dette *demo* o *evaluation boards*, eventuali prodotti che potessero sostituire la scheda LADISPE, si è subito notata una differenza sostanziale nello sviluppo delle schede: le prime sono state progettate per mostrare le caratteristiche dei dispositivi che le compongono (semiconduttori, condensatori, induttori, circuiti integrati di controllo), per cui presentano un layout molto compatto e di difficile analisi per privilegiare le performance, assieme a una bassa flessibilità nella scelta di componenti aggiuntivi e configurazioni [5][6][7], la seconda invece, sviluppata per scopi didattici, è corredata di tutti gli accessori necessari a visualizzare le forme d'onda in gioco e gli alloggiamenti dedicati per componenti personalizzati.

Fra queste schede di valutazione si distinguono quelle della suite PMLK (Power Management Laboratory Kit) della Texas Instruments (TI), sviluppata in collaborazione con il prof. Nicola Fermia dell'Università degli Studi di Salerno. Questa suite è nata con scopi didattici per presentare le topologie degli alimentatori switching basate sui controllori integrati della TI [8], fornendo più configurazioni della stessa topologia con diversi componenti magnetici e diversi integrati di controllo. I circuiti possono essere modificati cambiando la combinazione dei componenti tramite ponticelli, tuttavia la rete di retroazione è fissa e non modificabile, per cui la scheda già in uso risulta il giusto compromesso fra componenti fissi e parti personalizzabili.

Sebbene la scheda LADISPE sia stata alla base dei laboratori del corso di Elettronica di Potenza (ora Power Electronics) per quasi trent'anni per via delle sue caratteristiche orientate alla didattica di laboratorio, essa ha sempre presentato dei limiti intrinseci che spesso hanno creato delle difficoltà durante le esercitazioni:

- Non è mai stato possibile condurre l'analisi ad anello chiuso del convertitore Boost in quanto si verificava sempre una condizione di retroazione positiva;

- Dato l'elevato costo delle sonde di corrente, in laboratorio sono sempre stati presenti solo due esemplari che dovevano essere condivisi fra i vari tavoli, il che allungava i tempi necessari a terminare le esercitazioni;
- Durante gli anni si sono spesso verificati dei malfunzionamenti e dei guasti nelle topologie Boost e Buck-Boost che non sono mai state risolte, e che hanno richiesto numerosi interventi di manutenzione e risaldatura, usurando ulteriormente le schede

1.2 Obiettivi della tesi

L'obiettivo di questa tesi è quindi quello di sviluppare una scheda didattica pre assemblata che permetta agli studenti di approfondire il funzionamento dei convertitori switching senza dover eseguire un progetto da zero.

La scheda LADISPE rimane un supporto utile alle esperienze di laboratorio del corso di Power Electronics in quanto progettato su misura per affrontare gli argomenti principali illustrati durante le lezioni, per cui è stata il punto di partenza per svilupparne una nuova versione che mitigasse i malfunzionamenti e le scomodità di cui soffre. In secondo luogo si è cercato di semplificare lo svolgimento delle esercitazioni studiando l'integrazione di sensori di corrente per sostituire l'uso delle sonde e del dispositivo di acquisizione dati Analog Discovery 2 per misurare in modo automatico la risposta in frequenza dei convertitori retroazionati.

Il fine ultimo è quello di ottenere il nuovo circuito stampato prototipale che sia sicuro da operare per gli studenti, semplice da configurare e utilizzare per svolgere le esercitazioni e affidabile in modo da durare negli anni con interventi minimi di manutenzione. La tesi è articolata nel seguente modo:

- Il Capitolo 1 introduce l'argomento con una descrizione di alto livello della scheda LADISPE 93 e descrive gli obiettivi della tesi che si vogliono raggiungere;
- Il Capitolo 2 descrive in modo approfondito il funzionamento della scheda LADISPE 93 e analizza le soluzioni progettuali per identificare le criticità da risolvere per migliorarne l'usabilità;
- Il Capitolo 3 illustra le soluzioni adottate per risolvere i problemi descritti nel capitolo precedente e presenta il primo prototipo del nuovo circuito stampato;
- I Capitoli 4 e 5 riportano i test condotti sul primo prototipo e le modifiche effettuate per risolvere i problemi riscontrati;

Capitolo 2

La scheda didattica LADISPE 93

Questo capitolo si propone di illustrare in modo dettagliato i vari blocchi funzionali della scheda (Figura 2.1) per analizzare le soluzioni adottate nel progetto originale e le eventuali problematiche risultanti da queste scelte.

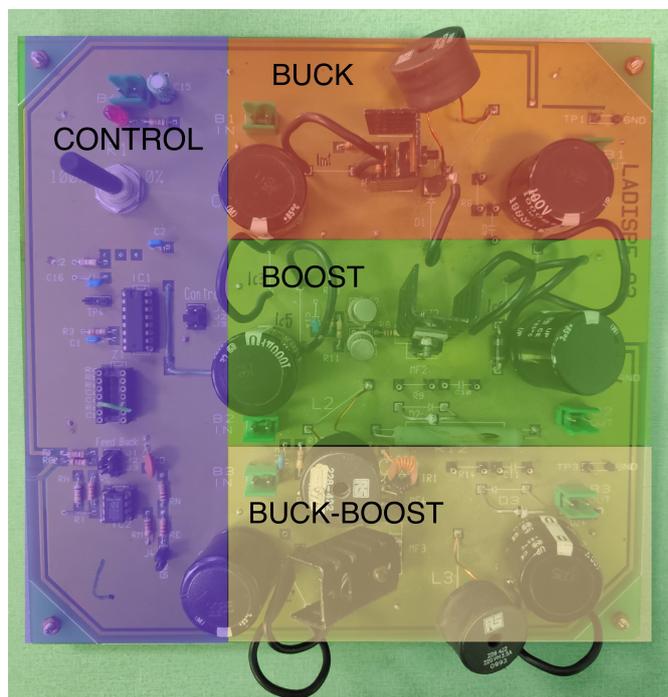


Figura 2.1: La scheda LADISPE 93 con evidenziate le sezioni principali

Ognuna delle topologie evidenziate in [Figura 2.1](#) (Buck, Boost e Buck-Boost) presenta un connettore di ingresso B1 per l'alimentazione di ingresso V_{IN} e un connettore in uscita B1 per collegare un reostato di resistenza variabile $R = 0 \div 100 \Omega$ e regolare il carico R_L del convertitore. Ciascun convertitore si può interfacciare con il blocco di controllo il quale genera i segnali necessari a pilotare i MOSFET tramite i ponticelli Control J1,J2,J3. Nella stessa maniera è possibile selezionare in ingresso al controllore la tensione di uscita della topologia da monitorare tramite retroazione, agendo sui ponticelli Feedback J1,J2,J3. Il risultato della configurazione dei ponticelli è lo schema a blocchi riportato in [Figura 2.2](#).

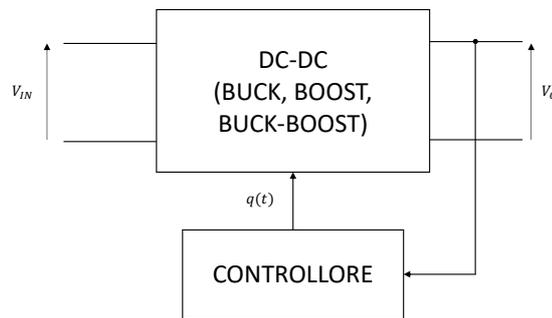


Figura 2.2: Schema a blocchi del convertitore controllato in retroazione

Il segnale di pilotaggio dei MOSFET $q(t)$ è un segnale a onda quadra alla frequenza fissa f_S ([Figura 2.3](#)), il cui intervallo t_{ON} viene modificato dal controllore per regolare la tensione V_O . Nel caso in cui non si voglia far lavorare in convertitore in retroazione t_{ON} può essere regolato manualmente ruotando il potenziometro R1, facendo variare il duty cycle D

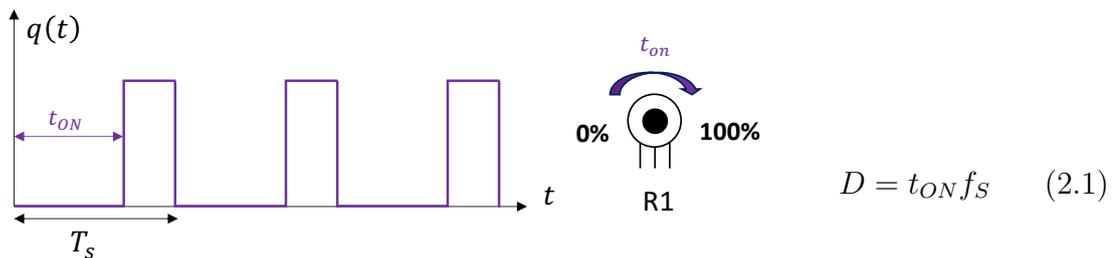


Figura 2.3: Segnale di pilotaggio

2.1 Il convertitore Buck

Lo schema del convertitore Buck è riportato in [Figura 2.4](#).

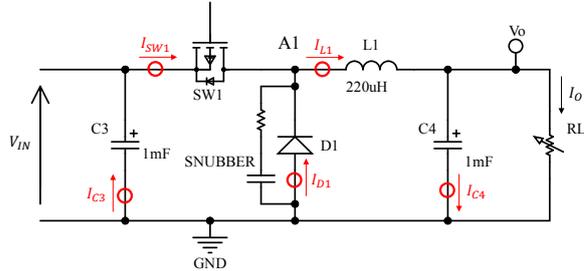


Figura 2.4: Circuito del convertitore Buck

	Min.	Max.
V_O	10 V	
V_{IN}	15 V	25 V
R_L	10 Ω	100 Ω
f_S	50 kHz	

Tabella 2.1: Specifiche del Buck

Durante l'intervallo di tempo t_{ON} il MOSFET SW_1 è in conduzione, il diodo D1 è polarizzato inversamente e si ha la carica dell'induttore L_1 : la corrente I_{L1} raggiunge il suo valore massimo. Nell'intervallo t_{OFF} il MOSFET è interdetto si ha invece la scarica dell'induttore tramite il ricircolo della corrente nel diodo D1. Questo comportamento dà origine a una corrente di tipo triangolare nell'induttore ([Figura 2.5](#)) e una tensione media ai capi del condensatore in uscita C4 V_o minore della tensione di ingresso, proporzionale al tempo di conduzione t_{ON} .

Si ha quindi che la tensione di uscita

$$V_O = V_{IN} D \quad (2.2)$$

$$\text{dove } D = \frac{V_O}{V_{IN}} = M \quad (2.3)$$

M è anche detto *fattore di conversione* (*conversion factor*).

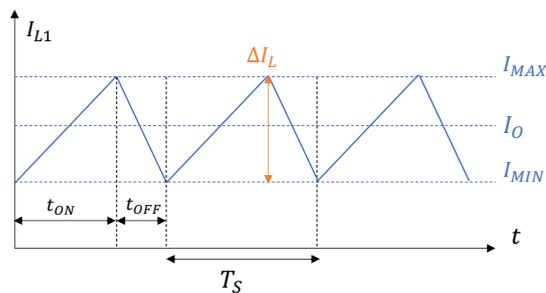


Figura 2.5: Corrente nell'induttore

In regime ciclostazionario il comportamento della corrente I_{L1} determina la modalità di lavoro del convertitore:

- Modo continuo (Continuous Conduction Mode, CCM): la corrente che scorre nell'induttore è sempre diversa da zero per tutto il periodo di commutazione (Figura 2.5)
- Modo discontinuo (Discontinuous Conduction Mode, DCM): la corrente nell'induttore è nulla in un intervallo t_{IDLE} del periodo di commutazione (Figura 2.6).
In questo caso il duty cycle può essere calcolato tramite la relazione

$$D = \sqrt{\frac{8Lf_S}{R_L} \frac{1}{2/((M-1)^2 - 1)}} \quad (2.4)$$

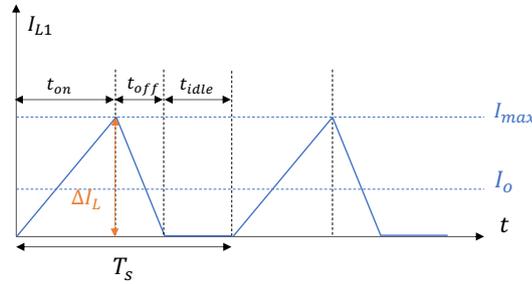


Figura 2.6: Corrente nell'induttore in modo discontinuo

Dalle forme d'onda di I_{L1} si può definire il ripple di corrente ΔI_L

$$\begin{cases} \Delta I_L = \frac{V_{IN}}{L} \frac{1-D}{f_S} & \text{in CCM} \\ \Delta I_L = I_{MAX} = V_{IN} \frac{(1-M)D}{Lf_S} & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.5)$$

La misura del duty cycle D e la verifica del modo di funzionamento (CCM o DCM) può essere effettuata sulla scheda osservando la tensione al nodo A1 (Figura 2.7 e Figura 2.8). In CCM la tensione V_{A1} presenta due livelli Figura 2.7. Il tempo di conduzione t_{ON} è l'intervallo in cui V_{A1} è pari alla tensione di ingresso, dal quale si può ricavare il duty cycle in tramite Equazione 2.3.

In DCM invece si ha al nodo A1 una forma d'onda a tre livelli: in questo caso sono inoltre presenti risonanze nell'intervallo t_{IDLE} che possono essere adeguatamente smorzate inserendo una rete RC negli appositi zoccoli in parallelo a D1 (SNUBBER in Figura 2.4) seguendo la procedura riportata in Appendice A.

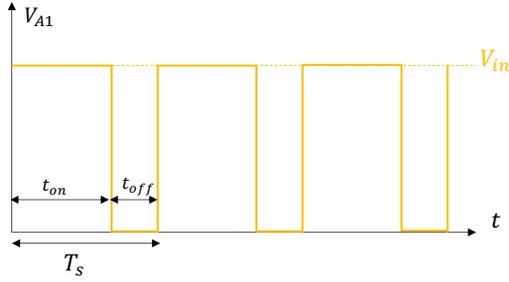


Figura 2.7: Tensione al nodo A1 in CCM

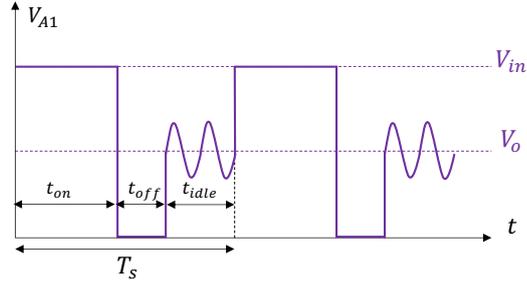


Figura 2.8: Tensione al nodo A1 in DCM

Oltre alla corrente dell'induttore I_{L1} possono essere osservate le altre correnti del circuito $I_{SW1}, I_{D1}, I_{C3}, I_{C4}$ utilizzando una sonda di corrente agganciata agli appositi passanti in serie ai componenti (in rosso in [Figura 2.4](#)).

Il test point sull'uscita V_O permette inoltre di valutare il ripple della tensione di uscita ai capi del condensatore C_4 ΔV_O che è proporzionale alla corrente I_{L1}

$$\Delta V_O = \Delta I_L ESR \quad (2.6)$$

2.2 Il convertitore Boost

Lo schema del convertitore Boost è riportato in [Figura 2.9](#).

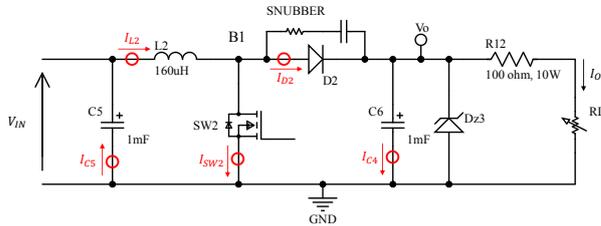


Figura 2.9: Circuito del convertitore Boost

	Min.	Max.
V_O	25 V	
V_{IN}	10 V	20 V
R_L	100 Ω	200 Ω
f_S	50 kHz	

Tabella 2.2: Specifiche del Boost

Questo convertitore lavora secondo lo stesso principio di carica e scarica dell'induttore del convertitore Buck. In questo caso la tensione in uscita V_O è maggiore di V_{IN} e il duty cycle si ricava dalla seguente relazione

$$\begin{cases} D = \frac{M - 1}{M} & \text{in CCM} \\ D = \sqrt{\frac{2Lf_S}{R_L} M(M - 1)} & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.7)$$

dove $M = V_O/V_{IN}$ è sempre il fattore di conversione. Anche in questo caso la corrente I_{L2} è triangolare come quella riportata in [Figura 2.5](#) e [Figura 2.6](#) a seconda

del modo di funzionamento. Si può definire quindi il ripple di corrente ΔI_L

$$\begin{cases} \Delta I_L = \frac{V_O(1-D)D}{Lf_s} & \text{in CCM} \\ \Delta I_L = \frac{V_{IN}}{Lf_s}D & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.8)$$

e visualizzarlo assieme alle altre correnti del circuito per mezzo degli appositi aggranci per sonda di corrente (in rosso in [Figura 2.9.](#))

Per misurare il duty cycle e valutare il modo di funzionamento si osserva la tensione al nodo B1 ricercando l'andamento a due livelli in CCM e quello a tre livelli, con eventuali risonanze da smorzare, in DCM.

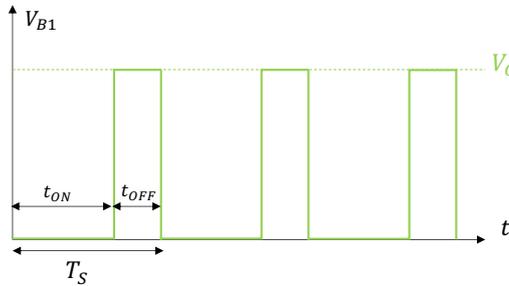


Figura 2.10: Tensione al nodo B1 in CCM

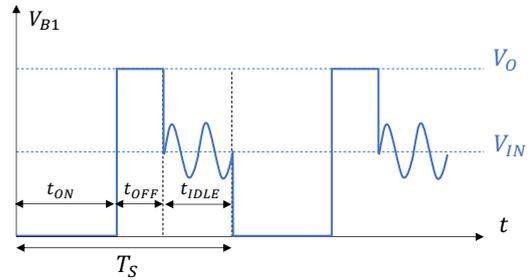


Figura 2.11: Tensione al nodo B1 in DCM

Tramite il test point V_O si può valutare il ripple ΔV_O proporzionale alla corrente del condensatore di uscita I_{C6} ([Figura 2.12](#) e [Figura 2.13](#)), stimabile tramite l'equazione

$$\Delta V_O = I_{MAX} ESR \quad \text{dove} \quad I_{MAX} = \begin{cases} \frac{V_O}{R_L} + \frac{\Delta I_L}{2} & \text{in CCM} \\ \Delta I_L & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.9)$$

Sull'uscita del convertitore è presente il diodo zener Dz_3 (anche detto diodo di clamp) per limitare la tensione di uscita a 50 V. Infine, in serie all'uscita è montato un resistore di potenza da 100 Ω , 10 W per ottenere assieme al reostato un carico complessivo che soddisfi le specifiche di [Tabella 2.2](#). La scelta di inserire questi due elementi ha tuttavia introdotto alcune problematiche legate a guasti da sovracorrenti ed eccessive dissipazioni di potenza che verranno analizzati nei paragrafi successivi.

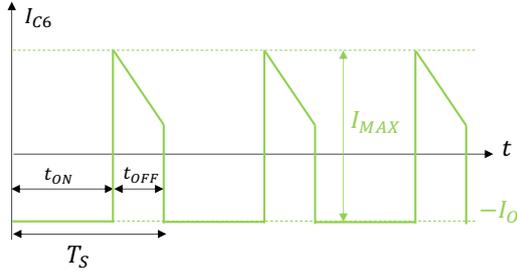


Figura 2.12: Corrente I_{C6} in CCM

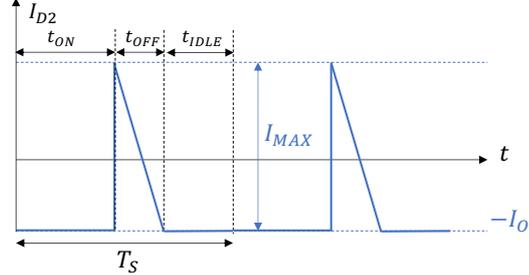


Figura 2.13: Corrente I_{C6} in DCM

2.3 Il convertitore Buck-Boost

Lo schema del convertitore Buck-Boost è riportato in [Figura 2.14](#).

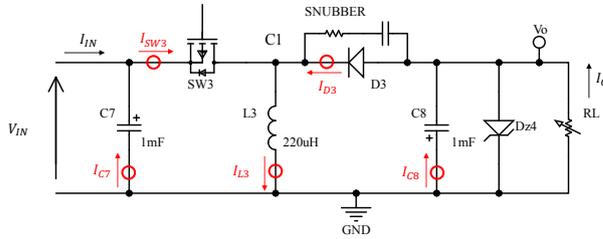


Figura 2.14: Circuito del convertitore Buck-Boost

	Min.	Max.
V_O	-15 V	
V_{IN}	10 V	25 V
R_L	100 Ω	200 Ω
f_S	50 kHz	

Tabella 2.3: Specifiche del Buck-Boost

In questo convertitore l'uscita di polarità invertita rispetto all'ingresso al contrario delle topologie precedenti. Il duty cycle può essere calcolato tramite la relazione

$$\begin{cases} D = \frac{1}{1/M - 1} & \text{in CCM} \\ D = |M| \frac{2Lf_S}{R_L} & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.10)$$

e misurato osservando l'intervallo t_{ON} della tensione al nodo C1 ([Figura 2.15](#) e [Figura 2.16](#)), assieme alla valutazione del modo di funzionamento.

Seguendo le convenzioni per le correnti evidenziate in rosso nello schematico, le forme d'onda di I_{L3} e I_{C8} sono identiche a quelle riportate in [Figura 2.5](#), [Figura 2.6](#) e [Figura 2.12](#), [Figura 2.13](#). Il ripple ΔI_L è definito nel modo seguente

$$\begin{cases} \Delta I_L = |V_O| \frac{1-D}{Lf_S} & \text{in CCM} \\ \Delta I_L = I_{MAX} = |V_O| \sqrt{\frac{2}{R_L L f_S}} & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.11)$$

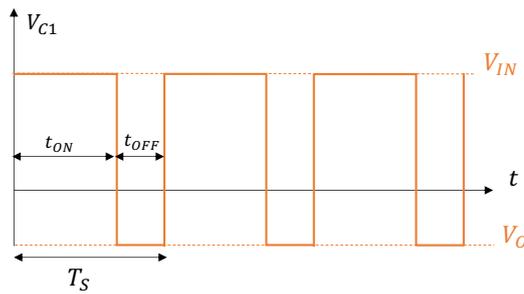


Figura 2.15: Tensione al nodo C1 in CCM

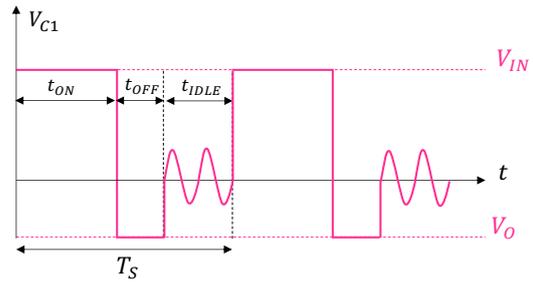


Figura 2.16: Tensione al nodo C1 in DCM

Allo stesso modo si ha che il ripple della tensione di uscita ΔV_O dipende dalla corrente I_{C8}

$$\Delta V_O = I_{MAX} ESR \quad \text{dove} \quad I_{MAX} = \begin{cases} \frac{|V_O|}{R_L} + \frac{\Delta I_L}{2} & \text{in CCM} \\ \Delta I_L & \text{in DCM} \end{cases} \quad (2.12)$$

Anche in questa topologia è presente un diodo zener Dz_4 di protezione dalle sovratensioni sull'uscita, il quale è fonte di problemi come nel caso del convertitore Boost.

2.4 Il controllore

Il segnale $q(t)$ che pilota i MOSFET è il risultato dell'elaborazione del controllore PWM (Pulse Width Modulation), il cui schema a blocchi semplificato è riportato di seguito (Figura 2.17).

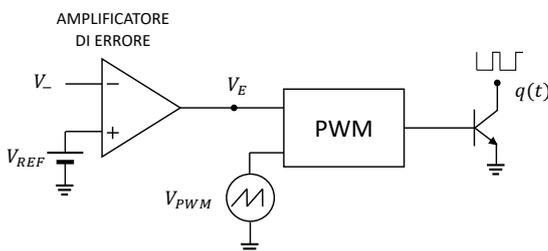


Figura 2.17: Schema a blocchi semplificato del controllore PWM

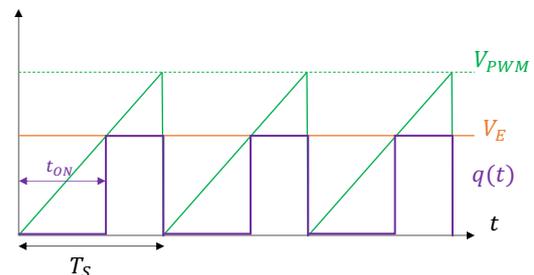


Figura 2.18: Forme d'onda del controllore PWM

La tensione di errore $V_E = V_{REF} - V_-$ viene confrontata con un segnale rampa di ampiezza V_{PWM} e frequenza f_S . Il segnale $q(t)$ è il risultato della disuguaglianza

$$V_E \leq V_{PWM} \quad (2.13)$$

pertanto è un segnale ad onda quadra di periodo T_S il cui intervallo t_{ON} è direttamente proporzionale al livello di V_E (come si intuisce da [Figura 2.18](#)).

Sulla scheda i nodi V_- e V_E sono accessibili all'utente in modo da poter operare il controllore nei seguenti modi:

- Ad anello aperto: i due terminali V_- e V_E vengono collegati assieme e l'amplificatore di errore integrato lavora come buffer. L'intervallo t_{ON} e di conseguenza il duty cycle D sono direttamente proporzionali alla tensione di riferimento V_{REF} ;

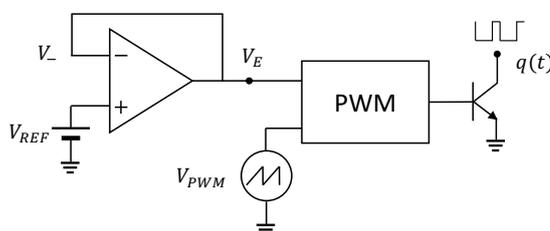


Figura 2.19: Controllore in configurazione ad anello aperto

- Anello chiuso: Il terminale V_- è collegato alla tensione di uscita V_O per creare un anello di retroazione negativa. Questa tecnica è detta Voltage Mode Control in quanto la grandezza che viene misurata per regolare il segnale di controllo è la tensione di uscita ([Figura 2.20](#)).

Inoltre, è possibile aggiungere due impedenze Z_1 e Z_2 per modificare la rete di retroazione per avere una tensione di uscita sempre costante al variare delle condizioni di tensione di ingresso e di carico ([Figura 2.21](#))

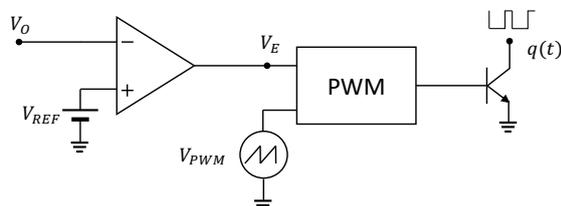


Figura 2.20: Controllore in configurazione ad anello chiuso

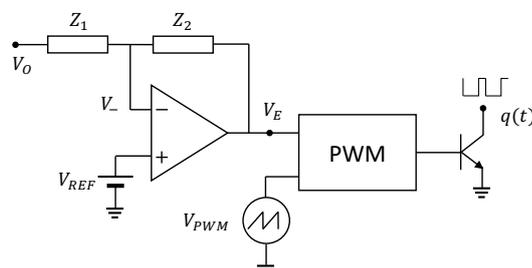


Figura 2.21: Controllore in anello chiuso con compensatore

La tensione V_{REF} viene regolata tramite il potenziometro R_1 per variare l'ampiezza di t_{ON} come riportato in precedenza in [Figura 2.3](#).

L'uscita del controllore è costituita da un transistor BJT che funge da interruttore e può pilota direttamente i MOSFET. È quindi possibile, in base alla topologia, la relazione fra la variazione di V_{REF} e la variazione del duty cycle misurato ai nodi A1,B1,C1 quando si opera in anello aperto:

- **Buck:** SW_1 è un MOSFET a canale P ed è pilotato con un partitore di tensione riferito a V_{IN} . Nell'intervallo t_{ON} il BJT è chiuso e il circuito genera una tensione minima su R_4 di 10 V, mandando in conduzione SW_1 . Regolando t_{ON} si regola quindi il tempo di carica dell'induttore ([Figura 2.25](#) in giallo).

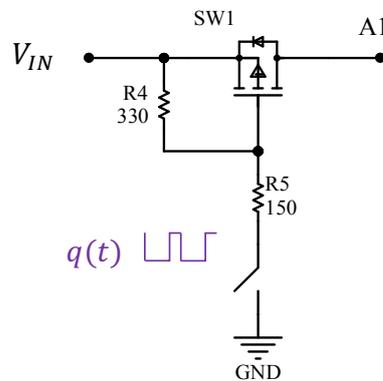


Figura 2.22: Circuito di pilotaggio di SW_1

- **Boost:** durante t_{ON} il BJT è chiuso e collega il gate di SW_2 al riferimento, mantenendolo spento e facendo scaricare l'induttore L_2 . Aumentando t_{ON} si diminuisce il tempo di carica di L_2 $t_{ON,BOOST}$, per cui il duty cycle è

$$D = 1 - t_{ON}f_s \quad (2.14)$$

e per il Boost si ha il verso di regolazione di D opposto ([Figura 2.25](#) in rosso).

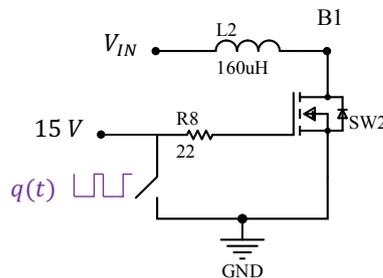


Figura 2.23: Circuito di pilotaggio di SW_2

- **Buck-Boost:** in questo caso il pilotaggio avviene tramite un trasformatore che lavora in saturazione caricando e scaricando la capacità di ingresso C_{iss} di SW_3 . L'accoppiamento opposto dei due avvolgimenti fa sì che sul fronte di discesa del segnale $q(t)$ si abbia un impulso positivo che carica C_{iss} e accende SW_3 , mentre sul fronte di salita si ha la scarica di C_{iss} e lo spegnimento di SW_3 .

Anche in questo caso, aumentando t_{ON} si aumenta il tempo di carica dell'induttore e il duty cycle, e viceversa (Figura 2.25 in verde).

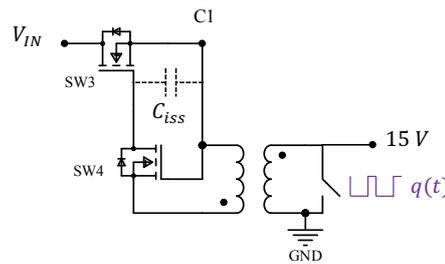


Figura 2.24: Circuito di pilotaggio di SW_3

Le forme d'onda riferite al senso di rotazione di R_1 sono riportate in Figura 2.25. Si può quindi notare che, dovendo condividere lo stesso blocco di controllo fra più topologie, nel passaggio da una topologia all'altra bisogna controllare il valore di duty cycle impostato prima di alimentare il circuito. Un valore di duty cycle basso per il convertitore Buck o Buck-Boost equivale a un valore di duty cycle alto per il convertitore Boost, per cui al momento dell'accensione potrebbero scorrere correnti eccessive nel circuito e potrebbero verificarsi guasti da sovracorrente sull'uscita.

2.5 Guasti da sovracorrente nel Boost e nel Buck-Boost

Il comportamento bidirezionale del potenziometro per la regolazione del duty cycle in anello aperto è spesso stato fonte di guasti sull'uscita dei convertitori Boost e Buck-Boost, e di situazioni in cui l'alimentatore da banco superava i limiti massimi di corrente erogabile, pari a 3 A.

In primo luogo è stato quindi necessario misurare i valori di duty cycle nominali delle varie topologie per stabilirne i limiti di operatività (SOA, Safe Operating Area). Le seguenti Tabella 2.4, Tabella 2.5 e Tabella 2.6 riportano i valori di duty cycle ottenuti seguendo l'attività di laboratorio riportata in Appendice B.

Durante le misure non si sono verificati nè guasti nè limitazioni di corrente, perciò si può dedurre che questi derivino da una configurazione del duty cycle al di

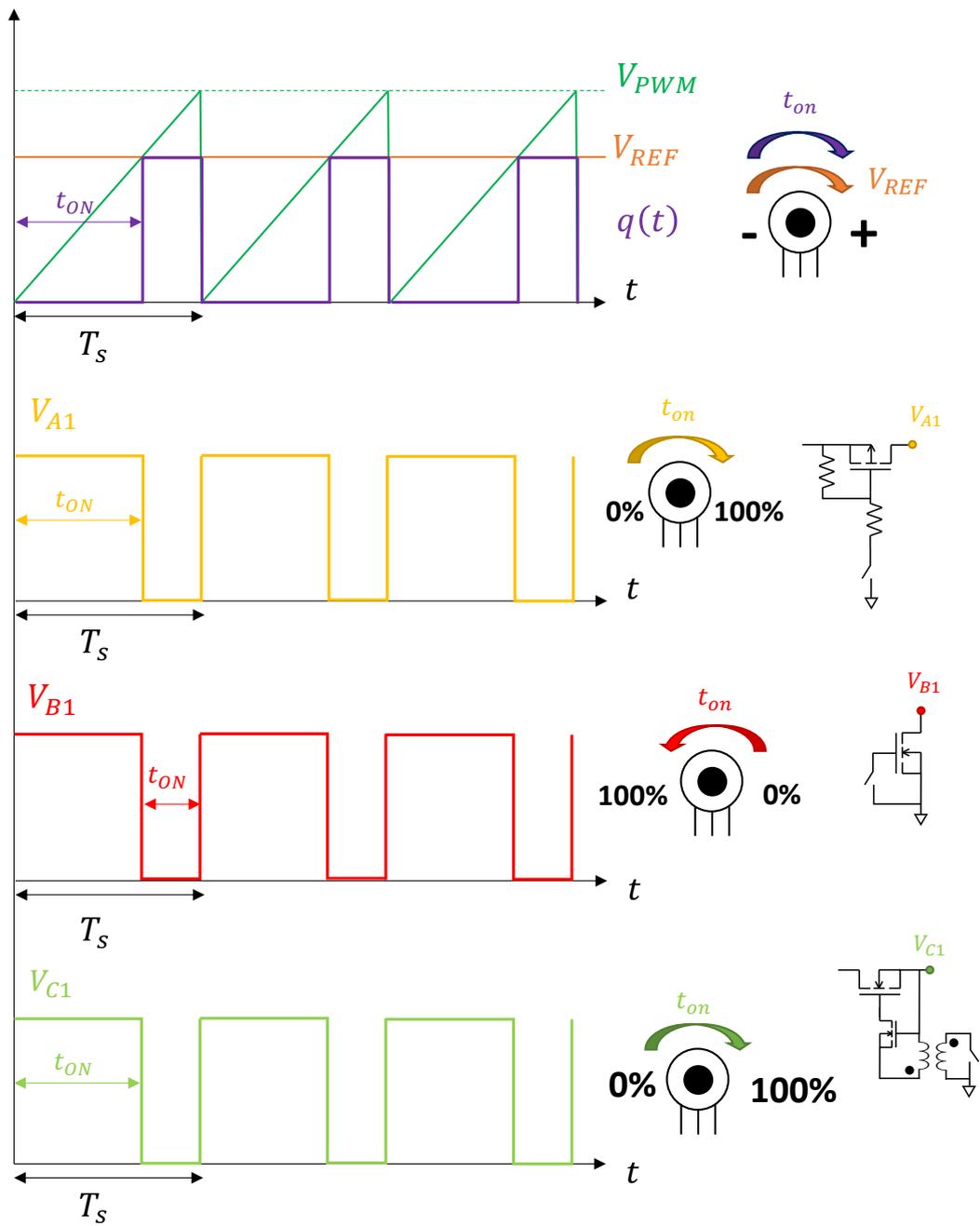


Figura 2.25: Regolazione del duty cycle

BUCK			
	V_{IN}		
R_L	15 V	20 V	25 V
20 Ω	67%	52%	42%
60 Ω	67%	44%	33%
100 Ω	61%	39%	28%

Tabella 2.4: Duty cycle del Buck per $V_O = 10V$

BOOST			
	V_{IN}		
R_L	10 V	15 V	20 V
200 Ω	60%	39%	21%
150 Ω	60%	43%	22%
110 Ω	62%	45%	22%

Tabella 2.5: Duty cycle del Boost per $V_O = 25V$

BUCK-BOOST			
	V_{IN}		
R_L	10 V	15 V	25 V
100 Ω	61%	51%	38%
60 Ω	62%	51%	42%
20 Ω	64%	53%	44%

Tabella 2.6: Duty cycle del Buck-Boost per $V_O = -15V$

fuori delle condizioni nominali. È stata quindi fatta una simulazione considerando il caso peggiore in cui $V_{IN} = 20 - 25 V$ per il quale i valori di duty cycle nominali sono più prossimi a quelli nominali massimi. La simulazione è stata ripetuta con gli stessi carichi utilizzati per le misure nominali. I circuiti LTspice simulati sono riportati in [Figura G.1](#) e [Figura G.2](#), mentre i listati MATLAB per generare i grafici sono riportati in [Listing F.1](#) e [Listing F.2](#).

Dai grafici si può evincere che la limitazione in corrente dell'alimentatore può intervenire per $D \geq 70 \div 75\%$ nel Boost ([Figura 2.26](#)) e per $D \geq 60 \div 75\%$ nel Buck-Boost ([Figura 2.27](#)), valori oltre i quali la corrente aumenta vertiginosamente.

Un'altro fenomeno riconducibile a un duty cycle fuori dalla SOA è il danneggiamento dei diodi di clamp Dz_3 e Dz_4 (vedi schematici [Figura 2.9](#) e [Figura 2.14](#)) quando entrano in conduzione. Questi sono stati nel tempo oggetto di molteplici interventi di manutenzione, pertanto sono state stimate le correnti I_{Dz3} e I_{Dz4} che

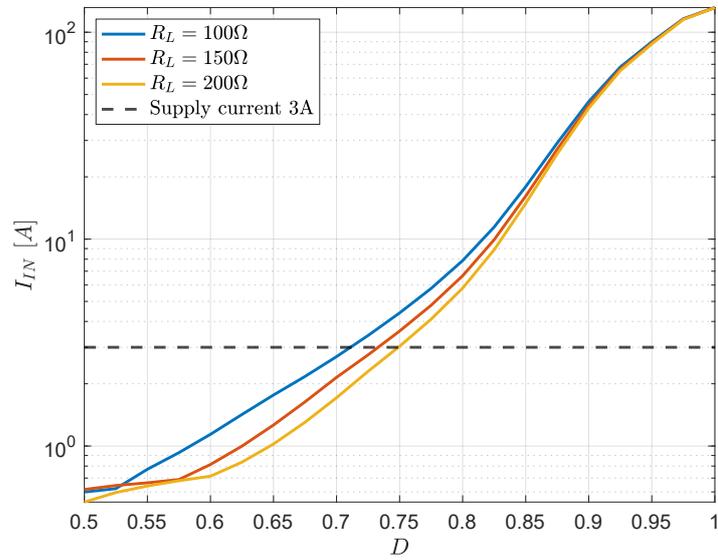


Figura 2.26: Corrente di ingresso del Boost

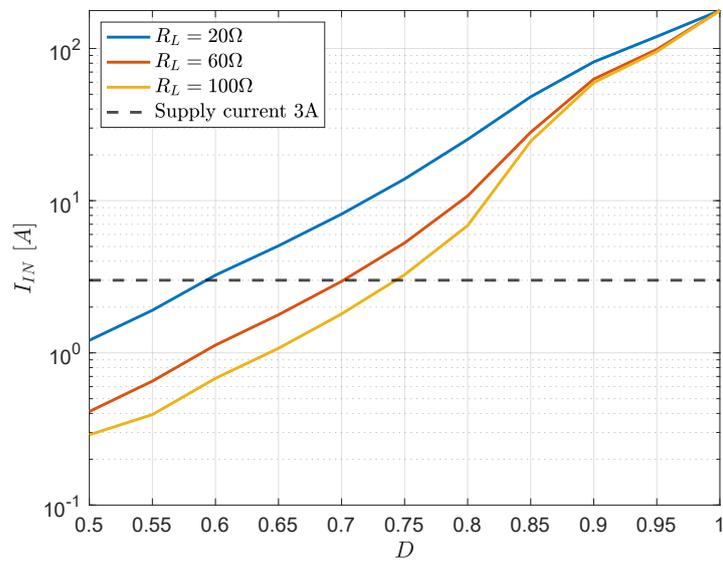


Figura 2.27: Corrente di ingresso del Buck-Boost

scorrono nei diodi una volta superata la tensione di zener $V_Z = 51\text{ V}$ e valutate le potenze dissipate per giustificare eventuali fallimenti.

$$I_D = \frac{I_{IN}}{M} \quad (2.15)$$

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} \quad (2.16)$$

$$I_{Dz} = I_D - I_O \quad (2.17)$$

$$P_{Dz} = V_Z I_{Dz} \quad (2.18)$$

$$(2.19)$$

V_{IN} = 10V						
R_L	D	I_{IN} [A]	I_{D2} [A]	I_O [A]	I_{Dz3} [A]	P_{Dz3} [W]
100 Ω	0.8	2.89	0.578	0.464	0.114	5.8
150 Ω	0.8	1.96	0.392	0.34	0.052	2.65
200 Ω	0.8	1.5	0.3	0.255	0.045	2.3
V_{IN} = 15V						
R_L	D	I_{IN} [A]	I_{D2} [A]	I_O [A]	I_{Dz3} [A]	P_{Dz3} [W]
100 Ω	0.7	1.88	0.564	0.464	0.1	5
150 Ω	0.7	1.37	0.411	0.34	0.071	3.6
200 Ω	0.7	0.96	0.288	0.255	0.033	1.7
V_{IN} = 20V						
R_L	D	I_{IN} [A]	I_{D2} [A]	I_O [A]	I_{Dz3} [A]	P_{Dz3} [W]
100 Ω	0.61	1.4	0.546	0.464	0.082	4.2
150 Ω	0.6	1.0	0.4	0.34	0.06	3.06
200 Ω	0.6	0.74	0.296	0.255	0.041	2.3

Tabella 2.7: Potenza dissipata da Dz_3 @ $V_O = 51\text{V}$

Dai risultati di [Tabella 2.7](#) si nota che il diodo Dz_3 può arrivare a dissipare fino a 6 W quando l'uscita del Boost raggiunge V_Z . I diodi in questione sono **1N5369**

$V_{IN} = 15V$						
R_L	D	I_{IN} [A]	I_{D3} [A]	I_O [A]	I_{Dz4} [A]	P_{Dz4} [W]
20 Ω	*	*	*	*	*	*
60 Ω	*	*	*	*	*	*
100 Ω	0.8	2.4	0.6	0.51	0.09	4.59
$V_{IN} = 25V$						
R_L	D	I_{IN} [A]	I_{D3} [A]	I_O [A]	I_{Dz4} [A]	P_{Dz4} [W]
20 Ω	*	*	*	*	*	*
60 Ω	0.75	3	1	0.85	0.15	7.65
100 Ω	0.73	1.63	0.6	0.051	0.093	4.74

Tabella 2.8: Potenza dissipata da Dz_4 nel Buck-Boost @ $V_O = -51V$

con le seguenti caratteristiche:

- Tensione di zener $V_Z = 51 V$
- Potenza massima dissipabile $P = 5 W$

Si può quindi concludere che il componente non fissa V_O alla tensione di zener, ma al contrario, quando entra in conduzione, dissipa una potenza eccessiva che lo danneggia, mandando in corto circuito l'uscita. Allo stesso modo, nella [Tabella 2.8](#) sono invece riportati i valori stimati per la potenza P_{Dz4} . Sono stati omessi i valori per $V_{IN} = 10 V$ e segnalati con un asterisco tutti quelli per i quali I_{IN} supera il limite di corrente e si ha l'intervento della protezione dell'alimentatore. Anche nel Buck-Boost si può concludere che il diodo Dz_4 , che può arrivare a dissipare 7.5 W, non può limitare la tensione V_O e si danneggia.

Un altro fenomeno che è stato registrato facendo lavorare il convertitore Boost fuori dai limiti della SOA è stato un surriscaldamento eccessivo della resistenza di carico R_{12} tale da bruciarne il rivestimento esterno. Sono quindi state stimate le potenze dissipate da R_{12} partendo dalle correnti di uscita I_O già riportate in [Tabella 2.7](#).

$$\begin{cases} P_{L,TOT} = R_{L,TOT} I_O^2 \\ R_{L,TOT} = R_{12} + R_L, \quad \text{dove } R_L = [0 \ 50 \ 100] \Omega \end{cases} \quad (2.20)$$

$$P_{R_{12}} = [1 \ 0.66 \ 0.5]P_{L,TOT} \quad (2.21)$$

Dalle correnti riportate in [Tabella 2.7](#) si ricava,

R_L	I_O [A]	$P_{L,TOT}$ [W]	$P_{R_{12}}$ [W]
100 Ω	0.464	32.79	32.79
150 Ω	0.34	24	16
200 Ω	0.255	17.52	8.76

Tabella 2.9: Potenze dissipate dalla resistenza R_{12} @ $V_O = 51V$

Dalla [Tabella 2.9](#) si nota che la potenza dissipata dalla resistenza nei tre casi eccede di gran lunga la massima potenza dissipabile e giustifica i fenomeni di degradazione del rivestimento.

Poichè il resistore presentava un surriscaldamento notevole anche in condizioni nominali sono state verificate le potenze dissipate anche all'interno della SOA:

$V_{IN} = 10V$		$V_{IN} = 15V$		$V_{IN} = 20V$	
R_L	$P_{R_{12}}$ [W]	R_L	$P_{R_{12}}$ [W]	R_L	$P_{R_{12}}$ [W]
100 Ω	7.07	100 Ω	6.44	100 Ω	6.85
150 Ω	3.65	150 Ω	3.33	150 Ω	3.21
200 Ω	2.08	200 Ω	2.14	200 Ω	1.8

Tabella 2.10: Potenza dissipata dalla resistenza R_{12} @ $V_O = 25V$

Dalla [Tabella 2.10](#) si può osservare che la resistenza arriva a dissipare il 70% della sua potenza massima. Stimando la sua resistenza termica secondo la curva di derating [\[9\]](#)

$$R_{\theta,CA} = \frac{T_{MAX} - T_{RATED}}{P_{MAX}} = \frac{250 - 40}{10} \simeq 21 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (2.22)$$

si ha che il componente raggiunge la temperatura

$$T_{R_{12},MAX} = T_{AMB} + R_{\theta,CA}P_{R_{12},MAX} = 25 + 21 * 7 \simeq 170 \text{ } ^\circ\text{C}$$

L'elevata temperatura pone un serio rischio per l'utente in quanto la scheda, avendo scopi didattici, non può essere chiusa in una scocca, ma al contrario deve lasciare esposti gli elementi. Questa situazione rende necessario prendere precauzioni

per limitare il duty cycle al di sotto dei limiti della SOA e proteggere il circuito dai fenomeni di sovracorrenti, al fine di evitare la distruzione dei componenti e minimizzare il rischio di venire a contatto con superfici ad alte temperature.

2.6 Controllo ad anello chiuso dei convertitori

In [sezione 2.4](#) è stato menzionato che la tensione V_O dei convertitori può essere regolata a un valore costante configurando il controllore per lavorare in anello chiuso utilizzando la tecnica del Voltage Mode Control. Questo circuito deve essere in grado di rispondere ad ogni variazione all'interno del circuito e modificare il duty cycle nel modo più rapido possibile [10]. In [Figura 2.28](#) è riportato lo schema a blocchi di un sistema di retroazione di un convertitore DC-DC, estensione di quello riportato in [Figura 2.2](#).

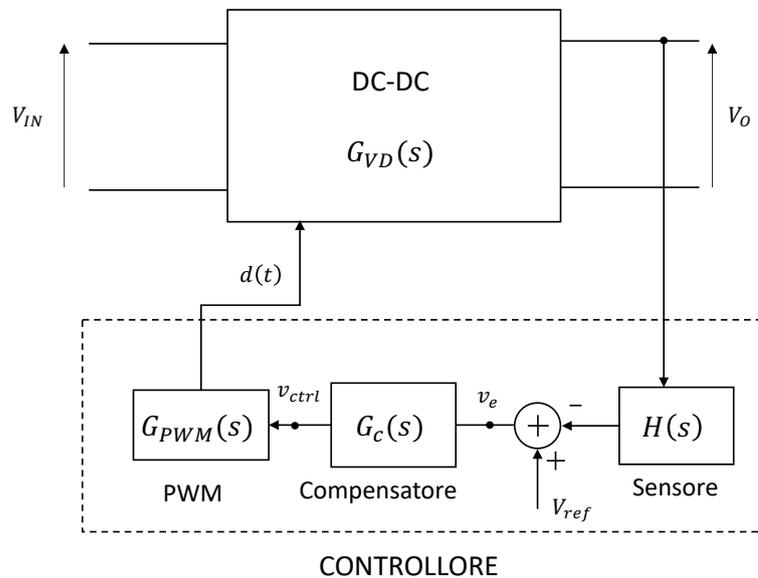


Figura 2.28: Schema a blocchi di un convertitore controllato in Voltage Mode

Nello schema si possono individuare i seguenti blocchi funzionali con le loro relative funzioni di trasferimento:

- Convertitore: la funzione di trasferimento del convertitore è la risposta in frequenza dell'uscita del circuito alle variazioni del duty cycle $d(s)$ modificato per via del segnale di controllo $q(t)$. Tramite opportune tecniche (come la media dello spazio degli stati [11] o la media degli interruttori [12][13]) si ricava il modello linearizzato del convertitore e si può definire la funzione

control to output

$$G_{VD}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} \quad (2.23)$$

specifica di ciascuna topologia, e diversa in base al modo di funzionamento (CCM o DCM);

- Pulse Width Modulator: il blocco PWM genera il segnale $q(t)$ e varia il duty cycle $d(t)$ sulla base della tensione in ingresso v_{ctrl} secondo quanto spiegato in [sezione 2.4](#). Si ha pertanto che

$$d(s) = \frac{v_{ctrl}(s)}{V_{PWM}} \rightarrow G_{PWM} = \frac{1}{V_{PWM}} \quad (2.24)$$

- Compensatore: per ottenere $v_o(t) = V_O$ è necessario avere una tensione v_e il minore possibile, per cui il blocco del compensatore deve essere progettato per avere un guadagno elevato (come verrà descritto nei paragrafi successivi).
- Sensore: il blocco Sensore misura la tensione V_o con guadagno H per ottenere una tensione confrontabile con V_{ref}

$$H(s) = \frac{V_{ref}(s)}{V_o(s)} \quad (2.25)$$

Solitamente il sensore è composto da un partitore resistivo, perciò H è costante

Si può quindi definire il guadagno ad anello aperto

$$T(s) = HG_c(s)G_{PWM}(s)G_{VD}(s) \quad (2.26)$$

Le perturbazioni della tensione di uscita alle variazioni della tensione di riferimento è quindi

$$\frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{1}{H} \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (2.27)$$

Se $|T| \gg 1$ si ha che

$$\frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} \approx \frac{1}{H} \quad (2.28)$$

per cui, per ottenere una tensione continua V_O fissa da una tensione di riferimento V_{REF} è necessario avere un guadagno T molto elevato assieme ad un corretto guadagno H .

L'andamento di T che si vuole ottenere è del tipo $1/s$, il cui grafico è riportato in [Figura 2.29](#).

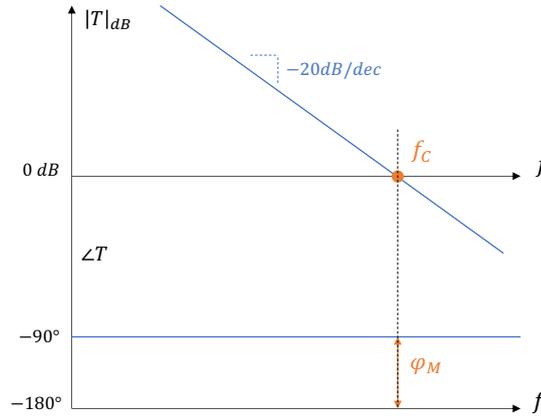


Figura 2.29: Diagramma di Bode teorico del guadagno ad anello aperto T

Come menzionato prima, l'anello di controllo deve rispondere in modo rapido alle perturbazioni dell'uscita per modificare il duty cycle di conseguenza. La velocità di risposta è proporzionale alla banda del controllore, definita dalla frequenza di crossover f_C (frequenza alla quale $|T| = 1$ o 0 dB). Questa deve essere la più alta possibile, senza però rendere il controllo sensibile ai rumori. Tipicamente

$$f_C = \frac{f_S}{6 \div 10} \quad (2.29)$$

Per il progetto del compensatore nei paragrafi successivi si è scelto

$$f_C = \frac{f_S}{8} = 6.25\text{ kHz} \quad (2.30)$$

Inoltre, il sistema retroazionato deve essere stabile, per cui il compensatore deve garantire un adeguato margine di fase φ_M alla frequenza f_C

$$\varphi_M = 180^\circ - \angle T(f_C) \quad (2.31)$$

Per poter ottenere l'andamento di T desiderato si deve progettare il guadagno del compensatore $G_C(s)$, il quale varia a seconda della topologia e del modo di funzionamento.

2.6.1 Controllo del convertitore Buck

Il Buck viene solitamente operato in modo continuo, per cui la funzione di trasferimento $G_{VD}(s)$ del circuito di [Figura 2.4](#) ricavata con i metodi menzionati precedentemente è

$$G_{VD}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = V_{IN} \frac{1 + sESRC_4}{s^2 L_1 C_4 + sL_1/R_L + 1} \quad (2.32)$$

la quale presenta uno zero alla frequenza

$$f_Z = \frac{1}{2\pi ESR C_4} \quad (2.33)$$

un polo doppio a

$$f_P = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_4}} \quad (2.34)$$

e un guadagno in continua

$$G_{VD0} = V_{IN} \quad (2.35)$$

Volendo in seguito progettare il compensatore in modo da essere sempre stabile, si valuta la funzione nel caso peggiore assieme al blocco PWM $G'_{VD} = G_{VD,MAX} G_{PWM}$, quando il guadagno in continua è massimo e il polo interviene alla frequenza più alta. Pertanto si considera

$$\begin{cases} V_{IN} = V_{IN,max} = 25 \text{ V} \\ V_{PWM} = 3.5 \text{ V} \end{cases}$$

Da [Equazione 2.33](#), [Equazione 2.34](#) e [Equazione 2.35](#) si ottiene il diagramma di Bode in [Figura 2.30](#)

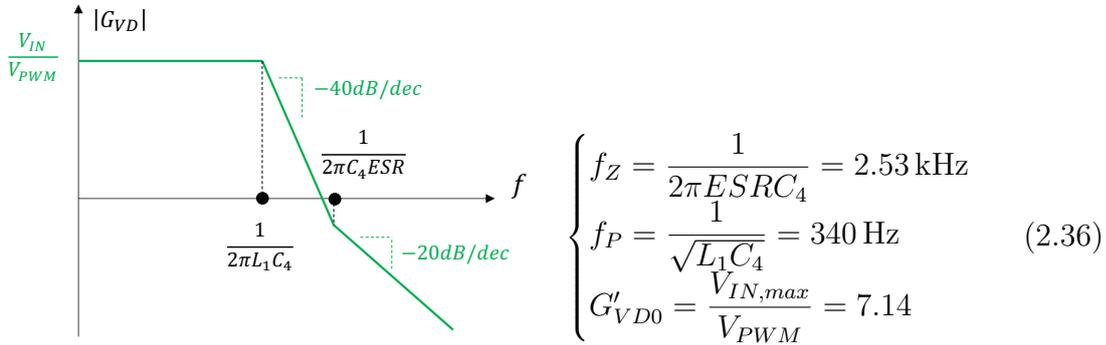


Figura 2.30: Diagramma di Bode di V_o/V_{ctrl} del Buck

Si può osservare che la funzione di trasferimento del Buck in CCM presenta un polo doppio e uno zero. Per poter avere l'andamento di T di [Figura 2.29](#) il compensatore dovrà avere:

- Un polo nell'origine
- Uno zero doppio alla frequenza f_P
- Un polo alla frequenza f_Z

- Un polo aggiuntivo *di chiusura (clojure)* dopo il crossover per filtrare il rumore ad alta frequenza ($3f_C < f_{CLJ} < f_S/2$)

Il compensatore è chiamato *di tipo 3* data la presenza di tre poli, ed ha un andamento simile a quello riportato in [Figura 2.31](#)

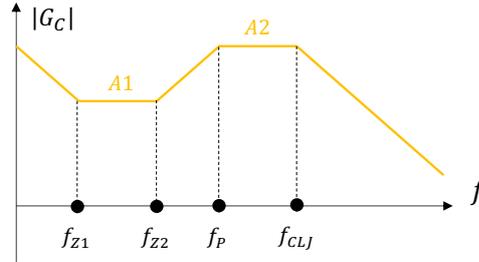


Figura 2.31: Diagramma di Bode del compensatore di tipo 3

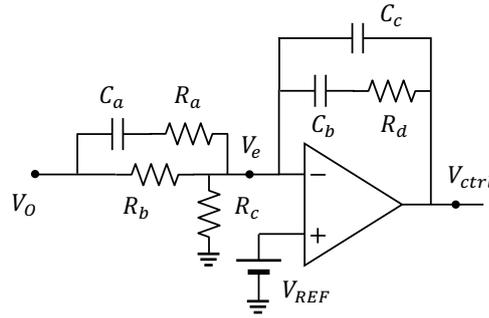


Figura 2.32: Schema del compensatore di tipo 3

Poichè non è possibile realizzare uno zero doppio, dal grafico si può notare come questo sia stato diviso in due zeri semplici a frequenze $f_{z1} = f_Z/2$ e $f_{z2} = f_P$. Il circuito di un compensatore di tipo 3 è riportato in [Figura 2.32](#), la cui funzione di trasferimento è

$$G_C(s) = \frac{1 + sR_dC_b}{sR_b(C_c + C_b)(1 + sR_d(C_cC_b)/(C_c + C_b))} \frac{1 + sC_a(R_b + R_a)}{1 + sR_aC_a} \quad (2.37)$$

da cui, assumendo $C_c \ll C_b$, si ottiene per il convertitore da analizzare

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{P0} = 0 \text{ Hz} \\ f_{Z1} = \frac{1}{2\pi R_d C_b} = 170 \text{ Hz} \\ f_{Z2} = \frac{1}{2\pi (R_b + R_a) C_a} = 340 \text{ Hz} \\ f_P = \frac{1}{2\pi R_a C_a} = 2.53 \text{ kHz} \\ f_{CLJ} = \frac{1}{2\pi R_d C_c} = 19 \text{ kHz} \\ A_1 = -\frac{R_d}{R_b} = 2.58 \\ A_2 = -\frac{R_d}{R_b // R_a} = 19.2 \end{array} \right. \quad (2.38)$$

Dai risultati di [Equazione 2.38](#) si sceglie $C_c = 100 \text{ pF}$ e si ottiene

$$\left\{ \begin{array}{ll} R_d = \frac{1}{2\pi C_c f_{CLJ}} = 85 \text{ k}\Omega & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 100 \text{ k}\Omega \\ R_b = \frac{R_d}{A_1} = 39 \text{ k}\Omega & \\ C_b = \frac{1}{2\pi R_d f_{Z1}} = 9.4 \text{ nF} & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 10 \text{ nF} \\ R_a = \frac{1}{A_2/R_d - 1/R_b} = 6 \text{ k}\Omega & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 6.8 \text{ k}\Omega \\ C_a = \frac{1}{2\pi R_a f_{Z2}} = 9.3 \text{ nF} & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 10 \text{ nF} \end{array} \right. \quad (2.39)$$

I resistori R_b e R_c ripartiscono la tensione V_o all'ingresso del compensatore, pertanto impostano il guadagno H

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = 1 + \frac{R_b}{R_c} \quad \rightarrow \quad R_c = \frac{R_b}{V_o/V_{ref} - 1} = 12 \text{ k}\Omega \quad (2.40)$$

2.6.2 Controllo del convertitore Boost

Al contrario del Buck, il convertitore Boost viene solitamente utilizzato in DCM, per cui la sua funzione di trasferimento V_o/V_{ctrl} è

$$G'_{VD} = \frac{V_o(s)}{V_{ctrl}(s)} = \frac{2V_o}{DV_{PWM}} K \frac{1 + sESRC_6}{1 + s\frac{K}{R_L C_6}} \quad \text{con} \quad K = \frac{V_o/V_{IN} - 1}{2V_o/V_{IN} - 1} \quad (2.41)$$

La funzione ha uno zero alla stessa frequenza di [Equazione 2.33](#), un polo a frequenza

$$f_p = \frac{1}{2\pi K R_L C_6} \quad (2.42)$$

e un guadagno in DC

$$G'_{VD0} = \frac{2V_o}{DV_{PWM}} K \quad (2.43)$$

Volendo considerare sempre il caso peggiore, si valuta l'andamento della funzione per

$$\begin{cases} V_{IN} = V_{IN,MAX} = 20 \text{ V} \\ R_L = R_{L,MIN,DCM} = R_{CRIT} = \frac{27}{2L_2 f_S} = 108 \Omega \\ D = D_{MIN} = \frac{V_o - V_{IN,MIN}}{V_o} = 0.2 \end{cases}$$

Dalle equazioni [Equazione 2.33](#), [Equazione 2.42](#) e [Equazione 2.43](#) si ottiene il diagramma di Bode riportato in [Figura 2.33](#)

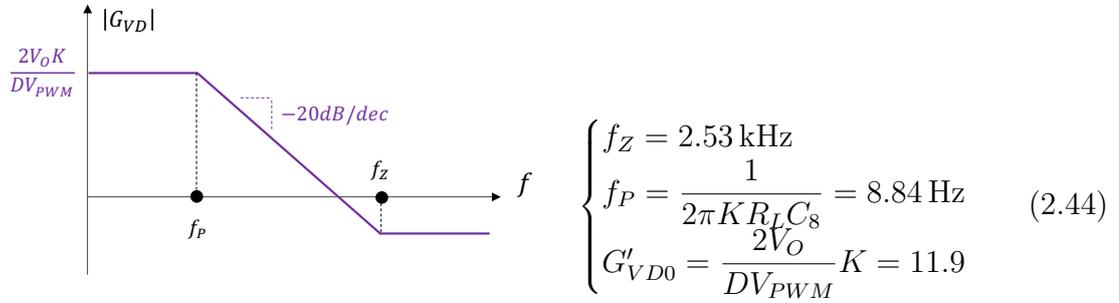


Figura 2.33: Diagramma di Bode di V_o/V_{ctrl} del Boost

Il Boost presenta una risposta caratterizzata da un polo singolo e uno zero, per cui il compensatore dovrà avere:

- Un polo nell'origine
- Uno zero alla frequenza f_P
- Un secondo polo alla frequenza f_Z

In questo caso il compensatore è detto *di tipo 2* (poichè presenta due poli), il cui andamento è riportato in [Figura 2.34](#). Il suo schema circuitale è riportato in [Figura 2.35](#), da cui si ottiene

$$G_c(s) = \frac{1 + sR_d C_b}{sR_b(C_c + C_b)(1 + sR_d(C_c C_b)/(C_c + C_b))} \quad (2.45)$$

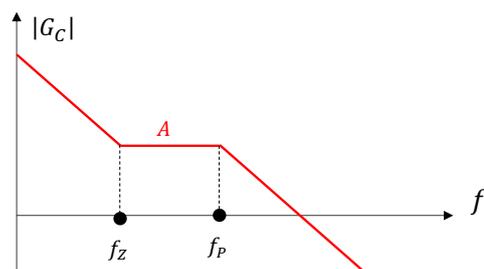


Figura 2.34: Diagramma di Bode del compensatore di tipo 2

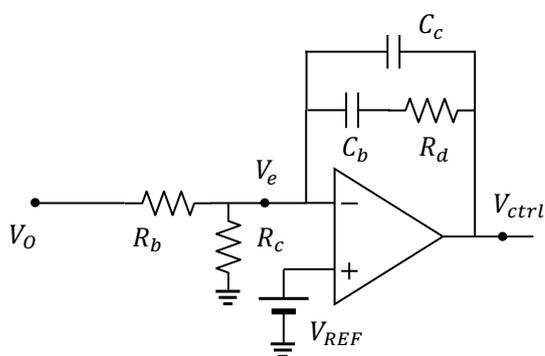


Figura 2.35: Schema del compensatore di tipo 2

Ipotizzando $C_c \ll C_b$, si ottengono

$$\begin{cases} f_{p0} = 0 \text{ Hz} \\ f_Z = \frac{1}{2\pi R_d C_b} \\ f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_d C_c} \\ A = -\frac{R_d}{R_b} \end{cases} \quad (2.46)$$

Il progetto dei componenti per il Boost è stato tralasciato in quanto sulla scheda LADISPE 93 non è possibile testarlo a causa di un errore topologico che crea una retroazione positiva.

2.6.3 Controllo del convertitore Buck-Boost

Anche il Buck-Boost lavora in DCM, pertanto l'andamento di V_o/V_{ctrl} è il medesimo del Boost

$$G'_{VD} = \frac{V_o(s)}{V_{ctrl}(s)} = \frac{V_{IN}}{V_{PWM}} \sqrt{\frac{R_L}{2L_3 f_S}} \frac{1 + sESRC_8}{1 + s\frac{R_L C_8}{2}} \quad (2.47)$$

L'equazione presenta lo stesso zero delle altre topologie, un polo a frequenza

$$f_P = \frac{1}{\pi R_L C_8} \quad (2.48)$$

e un guadagno in DC

$$G'_{VD0} = \frac{V_{IN}}{V_{PWM}} \sqrt{\frac{R_L}{2L_3 f_S}} \quad (2.49)$$

Si considera sempre il caso peggiore, dove

$$\begin{cases} V_{IN} = V_{IN,MAX} = 20 \text{ V} \\ R_L = R_{L,MIN} = 2L_3 f_S = 22 \Omega \end{cases}$$

e si ottengono i valori del grafico di [Figura 2.36](#)

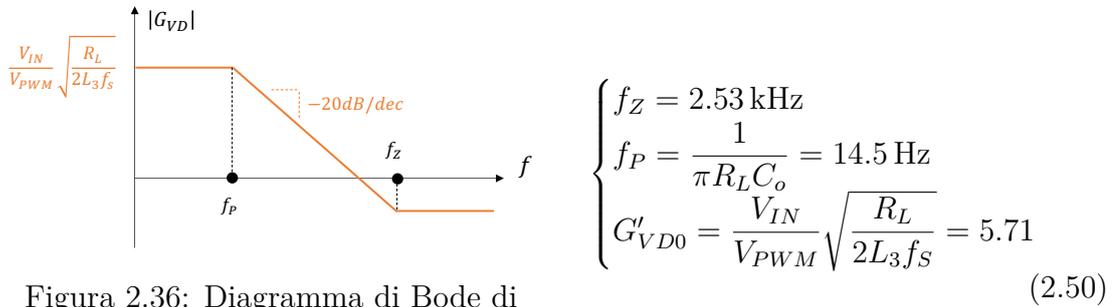


Figura 2.36: Diagramma di Bode di V_o/V_{ctrl} del Buck-Boost

Anche per il Buck-Boost va progettato un compensatore di tipo 2 ([Figura 2.34](#) e [Figura 2.35](#)), con le seguenti caratteristiche

- Un polo nell'origine
- Uno zero alla frequenza $f_Z = 14.5 \text{ Hz}$
- Un secondo polo alla frequenza $f_P = 2.53 \text{ kHz}$
- Un guadagno $A = \frac{T(f_p)}{G'_{VD}} = \frac{f_c}{f_p} \frac{1}{G'_{VD}} = 96.8$

Dai valori di [Equazione 2.46](#) si sceglie $C_c = 100 \text{ pF}$ e si ottiene

$$\begin{cases} R_d = \frac{1}{2\pi f_Z C_c} = 630 \text{ k}\Omega & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 680 \text{ k}\Omega \\ R_b = \frac{A}{R_d} = 7 \text{ k}\Omega & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 8.2 \text{ k}\Omega \\ C_b = \frac{1}{2\pi R_d f_P} = 16 \text{ nF} & \xrightarrow{\text{normalizzato}} 18 \text{ nF} \end{cases} \quad (2.51)$$

In questo caso il valore in ingresso al compensatore è $V'_o = V_o/2$, poichè l'operazionale usato per invertire V_o deve rimanere al di sotto dei 15 V, pertanto

$$R_c = \frac{R_b}{V'_o/V_{REF} - 1} = 4.1 \text{ k}\Omega \quad \xrightarrow{\text{normalizzato}} 4.7 \text{ k}\Omega \quad (2.52)$$

2.6.4 Misure del guadagno ad anello

La guida in [Appendice C](#) prevede, dopo il progetto del compensatore, l'analisi delle performance dinamiche del sistema retroazionato sia nel dominio della frequenza (banda e margine di fase), sia nel dominio del tempo (verifica della risposta ai transitori con l'ausilio del carico dinamico, nel paragrafo successivo).

La procedura per effettuare la misura della frequenza f_C si basa sulla tecnica

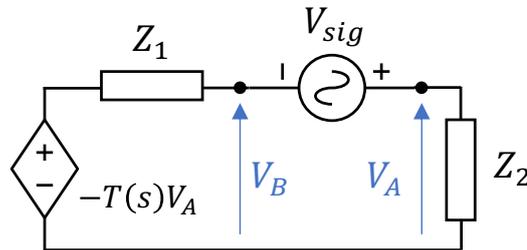


Figura 2.37: Circuito equivalente del sistema in retroazione

di misura del guadagno T con il metodo di Middlebrook [14]. Lo schema in [Figura 2.37](#) riporta il circuito equivalente del sistema: nell'ipotesi in cui $Z_1 \ll Z_2$, il guadagno ad anello $T(s)$ può essere derivato dalla misura di due tensioni $V_A(s)$ e $V_B(s)$ ai capi della sorgente V_{SIG} presente all'interno dell'anello, secondo la relazione

$$T(s) = -\frac{V_B(s)}{V_A(s)} \quad (2.53)$$

Sulla scheda è previsto un amplificatore operazionale sommatore che permette di iniettare il segnale sinusoidale di test V_{sig} in ingresso al blocco del compensatore

(Figura 2.38). Le tensioni V_A e V_B sono rispettivamente la tensione V_o e la tensione in ingresso del sommatore. Misurando al nodo V_o l'impedenza Z_1 è la resistenza di uscita del convertitore DC-DC, idealmente nulla, per cui è garantita l'ipotesi $Z_1 \ll Z_2$.

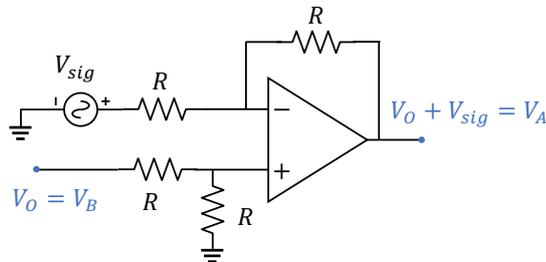


Figura 2.38: Circuito di iniezione del segnale V_{sig}

L'esercitazione prevede unicamente la verifica puntuale della frequenza f_C e del margine di fase φ_M regolando il generatore di segnali per ottenere le forme d'onda di V_A e V_B di pari ampiezza ($|T| = 1$), in quanto ottenere il diagramma di Bode completo richiederebbe l'acquisizione manuale di molti campioni. Per risolvere questo inconveniente è possibile usufruire della scheda di acquisizione Analog Discovery 2 in dotazione presso i laboratori LED, la quale permette di automatizzare la regolazione della frequenza di V_{sig} per restituire il diagramma del guadagno $T(s)$, come verrà descritto nel capitolo successivo.

2.7 Il modulo del carico dinamico

Come menzionato nella sezione precedente, una delle attività da svolgere durante le esercitazioni è l'analisi delle performance dinamiche nel dominio del tempo, in particolare la risposta del sistema alle variazioni di carico (*load transient response*).

Lo schema di misura è riportato in Figura 2.39. Aggiungendo un resistore R_{DYN} parallelo al carico R_L si ha uno step di corrente ΔI_O il quale modifica le condizioni di lavoro del controllo. La risposta di questo non è istantanea, pertanto si ha un intervallo t_P nel quale il condensatore C_O fornisce la differenza di corrente al carico, diminuendo la tensione V_O ai suoi capi e generando una variazione V_P (come mostrato in Figura 2.40). La velocità di risposta del convertitore (ovvero la banda f_C) determina l'ampiezza di V_P e il tempo di ritorno alle condizioni nominali t_C [15].

Per effettuare queste misure è disponibile in laboratorio un circuito aggiuntivo montato su scheda millefori, chiamato carico dinamico, formato da un resistore

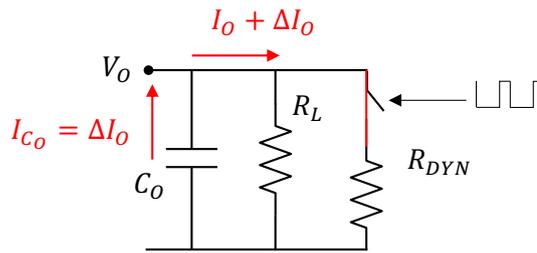
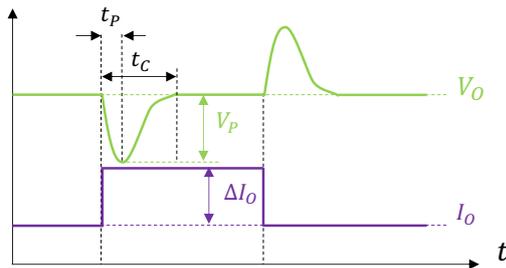


Figura 2.39: Circuito per la misura della risposta ai transistori di carico



$$V_P = \frac{\Delta I_O}{2\pi f_C C_O} \quad (2.54)$$

$$t_P = \frac{1}{4f_C} \quad (2.55)$$

$$t_C = \frac{1}{f_C} \quad (2.56)$$

Figura 2.40: Transitori di V_O e I_O

di potenza da $22\ \Omega$, $10\ W$ collegato al potenziale di ground tramite un transistor bipolare. Questo può essere collegato al reostato e, pilotando il BJT con un segnale a onda quadra, è possibile collegare i due resistori in modo da ottenere la variazione di corrente ΔI_O desiderata e valutare la risposta al transistorio.

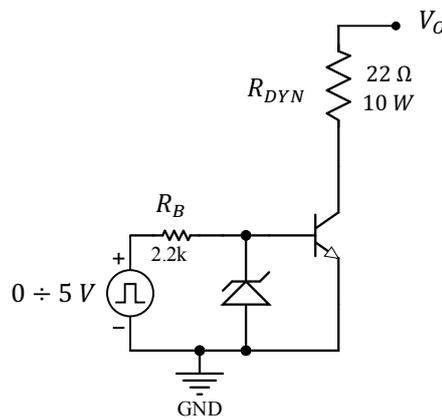


Figura 2.41: Schema del modulo del carico dinamico

Il carico dinamico può essere configurato per valutare il transitorio mantenendo

il convertitore in CCM o DCM secondo gli schemi di [Figura 2.42](#) e [Figura 2.43](#) rispettivamente. La seconda configurazione risulta però complessa da montare in quanto è necessario usare dei resistori THT da collegare volanti fra il reostato e il carico dinamico, pertanto sarebbe utile disporre di zoccoli sullo stampato per poter inserire facilmente i reofori, come già presente per gli snubber nei convertitori.

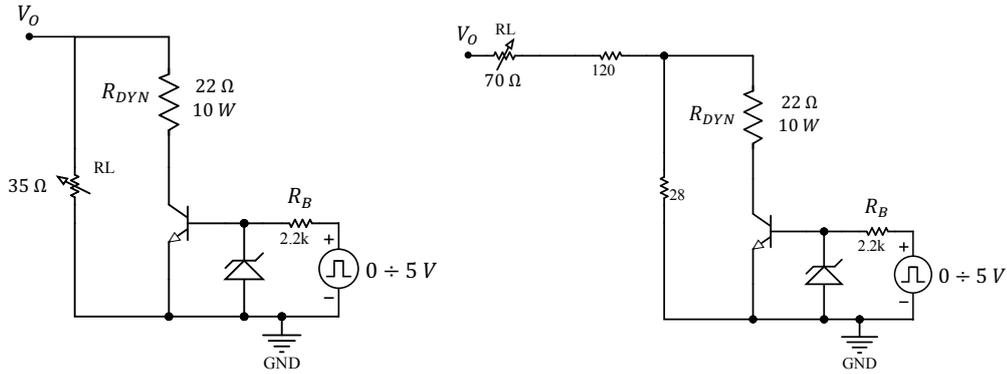


Figura 2.42: Configurazione per lavorare in CCM Figura 2.43: Configurazione per lavorare in CCM

Questo modulo (il cui schematico è riportato in [Figura 2.41](#)) è stato utilizzato unicamente per l'analisi sul convertitore Buck in quanto non è possibile condurre né l'analisi sul Boost a causa della retroazione positiva dell'anello né sul Buck-Boost non disponendo di un generatore di segnali isolato dal potenziale di riferimento (il Buck-Boost è invertente, perciò collegando il riferimento del convertitore con quello del carico dinamico si avrebbe un corto circuito).

Ipotizzando di poter risolvere successivamente il problema del Boost, è stata condotta un'analisi delle potenze dissipate dai componenti per valutare l'idoneità del circuito in [Figura 2.41](#) anche per le misure su questa topologia, escludendo invece il convertitore Buck-Boost che richiederebbe una topologia differente che garantisca isolamento galvanico.

$$P_{R_{DYN}} = R_{DYN} I_{RMS}^2 \quad (2.57)$$

$$P_{BJT} = V_{CE,sat} I \quad (2.58)$$

$$I_{RMS} = I \sqrt{D} \quad \text{dove} \quad I = \frac{V_O - V_{CE,SAT}}{R_{DYN}} \quad (2.59)$$

Dai risultati in [Tabella 2.11](#) si evince che il resistore dissipa un minimo di 1.3 W, che corrispondono a un aumento di temperatura di circa 30 °C rispetto alla temperatura ambiente (considerando una resistenza termica $R_{\theta,CA} \simeq 22.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ ricavata

	V_O	I	I_{RMS}	$P_{R_{DYN}}$	P_{BJT}
Buck	10V	341mA	241mA	1.27W	0.85W
Boost	25V	1.022A	723mA	11.5W	2.5W

Tabella 2.11: Potenze dissipate da BJT e resistore di potenza R_{DYN}

dalla curva di derating [16]). Di converso, nel caso in cui il carico venisse nel convertitore Boost, questo dissiperebbe una potenza notevolmente superiore alla sua potenza nominale. Allo stesso tempo, anche il transistor bipolare montato in aria (modello TIP110, $R_{\theta,JA} = 62.5^\circ\text{C}/\text{W}$ [17]) raggiungerebbe una temperatura di giunzione $T_J = 181^\circ\text{C}$, distruggendosi completamente.

Si è quindi deciso di escludere l'analisi del convertitore Boost e apportare alcune modifiche al circuito già in uso al fine di passare dallo stato prototipale su scheda millefori a un circuito stampato completo di tutto il necessario per cambiare la configurazione di lavoro e mitigare le potenze dissipate.

In definitiva, dalle valutazioni fatte nelle sezioni precedenti, sono stati individuati i seguenti problemi, le cui soluzioni verranno studiate nel capitolo successivo per essere implementate nel nuovo prototipo:

- Nei convertitori Buck e Buck-Boost possono verificarsi sovracorrenti che danneggiano i diodi in uscita se il loro duty cycle è troppo elevato, per cui è necessario segnalare il limite della SOA sulla scala di regolazione del potenziometro e proteggere il circuito dai fenomeni di sovracorrente;
- Il resistore R_{12} sull'uscita del convertitore Boost dissipa una potenza elevata anche in condizioni nominali, pertanto è necessario trovare un sostituto che sia in grado di dissipare senza difficoltà il calore generato e che non ponga rischi per l'utente;
- La misura del guadagno ad anello T per le analisi ad anello chiuso è limitata alla valutazione di parametri puntuali quali la banda f_C e il margine di fase φ_M . Avendo la possibilità di utilizzare la scheda di acquisizione Analog Discovery 2, si può studiarne l'integrazione nel sistema di misura per visualizzare automaticamente il diagramma di Bode completo di $T(s)$;
- Il modulo del carico dinamico è funzionale ma rimasto allo stato prototipale, per cui è necessario implementare degli zoccoli per alloggiare i resistori e modificare le condizioni di lavoro del convertitore, assieme a una soluzione che mitighi l'eccessiva dissipazione di potenza del resistore R_{DYN} e dell'interruttore BJT;

- La tecnica di montaggio volante per permettere l'aggancio delle sonde di corrente ha reso la scheda fragile e disordinata. Serve quindi trovare un modo alternativo per misurare le correnti principali delle topologie per poter disporre i componenti in modo ordinato e resistente sullo stampato, eventualmente inserendo sensori di corrente in serie al circuito per non dover ricorrere alle sonde.

Capitolo 3

La scheda LED22

Sulla base delle analisi condotte in precedenza, il seguente capitolo descrive l'implementazione delle possibili soluzioni ai difetti della scheda LADISPE 93 e lo sviluppo del circuito stampato del primo prototipo della nuova scheda didattica LED 22 (il cui nome mantiene il binomio laboratorio-anno come la precedente).

3.1 Protezioni dalle sovracorrenti nei convertitori Boost e Buck-Boost

3.1.1 Protezione con fusibili resettabili

Visto che la regolazione del duty cycle all'interno della SOA è a discrezione dell'utente, per proteggere ulteriormente le topologie Boost e Buck-Boost è stata implementato sull'ingresso un dispositivo in grado di disaccoppiare l'alimentatore dal circuito in condizioni di eccessivo assorbimento di corrente.

Questo è un dispositivo PTC (Positive Temperature Coefficient), il quale aumenta la sua resistenza all'aumentare della temperatura, agendo da fusibile resettabile: al passaggio di una grande quantità di corrente esso inizierà a scaldarsi aumentando la propria resistenza comportandosi come un circuito aperto e separando l'alimentazione dal circuito. Lasciandolo raffreddare, il fusibile tornerà a condurre e il convertitore lavorerà normalmente. Nello specifico, questi fusibili sono chiamati Polymeric PTC (o PPTC) e sono caratterizzati da:

- Corrente di hold: soglia di corrente sotto la quale è garantito che il dispositivo non intervenga. Questo valore deve essere maggiore della massima corrente in ingresso ai convertitori quando lavorano in condizioni nominali

$$I_{HOLD} \geq I_{IN,MAX}$$

- Corrente di trip: soglia di corrente sopra il quale è garantito che il dispositivo intervenga. Questa deve essere minore del valore di corrente in ingresso ai convertitori quando il duty cycle supera il valore limite della SOA, in modo che il fusibile intervenga quasi istantaneamente

$$I_{TRIP} \geq I_{MIN,SOA}$$

Per poter scegliere i componenti adatti alle topologie, sono stati misurati i valori delle correnti in ingresso e uscita delle due topologie seguendo le indicazioni della guida di laboratorio per stimare i valori delle correnti di hold.

V_{IN} = 10V				
R_L	D	I_{IN} [A]	I_D [A]	$P_{L,TOT}$ [W]
100 Ω	0.61	0.65	0.253	7.07
150 Ω	0.61	0.49	0.191	5.47
200 Ω	0.61	0.37	0.144	4.16
V_{IN} = 15V				
R_L	D	I_{IN} [A]	I_D [A]	$P_{L,TOT}$ [W]
100 Ω	0.45	0.44	0.242	6.44
150 Ω	0.43	0.32	0.182	5
200 Ω	0.39	0.24	0.146	4.28
V_{IN} = 20V				
R_L	D	I_{IN} [A]	I_D [A]	$P_{L,TOT}$ [W]
100 Ω	0.22	0.32	0.25	6.85
150 Ω	0.22	0.23	0.18	4.83
200 Ω	0.21	0.17	0.134	3.6

Tabella 3.1: Corrente in ingresso del Boost @ $V_O = 25$ V

Come si può evincere da [Tabella 3.1](#) è necessario che il resettable fuse non intervenga per correnti minori di 650mA, mentre deve scollegare il circuito nel minor tempo possibile quando la tensione di uscita è nell'intorno della tensione di zener V_Z (i cui valori di duty cycle e di corrente sono riportati in [Tabella 2.7](#)). Inoltre, quando aperto, il PPTC deve poter sopportare una tensione ai suoi capi

pari alla tensione di ingresso V_{IN} .

Da [Tabella 3.1](#) e [Tabella 2.7](#) si ricava che

$$I_{HOLD} \geq I_{IN,MAX} = 0.65 \text{ A} \quad (3.1)$$

$$I_{TRIP} \geq I_{IN,VZ,MIN} = 1 \text{ A} \quad (3.2)$$

$$\Delta V_{MAX} = V_{IN,MAX} = 20 \text{ V} \quad (3.3)$$

Il componente scelto è stato il **MF-R065-2** della Bourns, con le seguenti specifiche:

- $I_{HOLD} = 0.65 \text{ A}$
- $I_{TRIP} = 1.3 \text{ A}$
- $\Delta V_{MAX} = 60 \text{ V}$

Dalla curva di intervento presente sul datasheet [18] si può verificare che per un valore di corrente pari a circa 1.5 A il dispositivo interviene in un lasso di tempo abbastanza breve di circa 20 secondi. Confrontando il grafico della corrente in ingresso di [Figura 2.26](#), riportato in [Figura 3.1](#), con il grafico della tensione di uscita V_O/D valutato per $V_{IN} = 20 \text{ V}$ (in [Figura 3.2](#), risultato della simulazione sul circuito di [Figura G.1](#)) si ha che la tensione di uscita raggiunge per lo stesso valore di duty cycle circa 60 V. Per tutelare quindi il diodo zener che lavora ben oltre la sua tensione di zener, bisognerà limitarne la corrente con un'opportuna resistenza di polarizzazione.

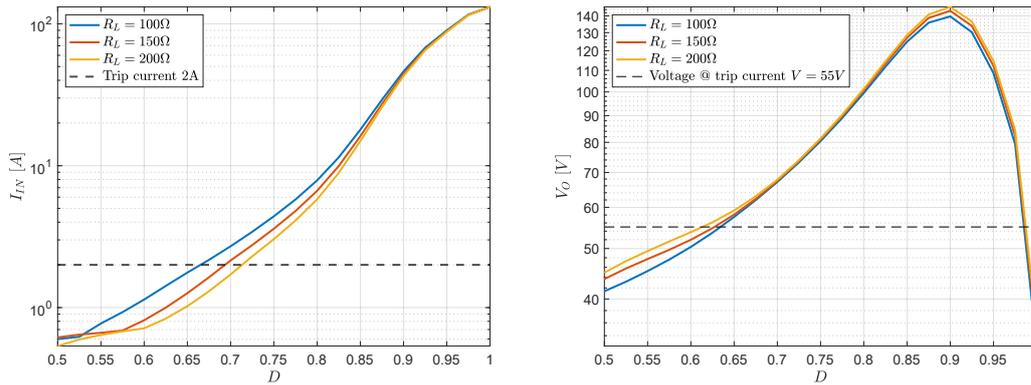


Figura 3.1: Corrente di ingresso del Boost I_{IN} per $V_{IN} = 20 \text{ V}$

Figura 3.2: Tensione di uscita del Boost V_O per $V_{IN} = 20 \text{ V}$

La stessa procedura può essere applicata al Buck-Boost, scegliendo come limite minimo di corrente la massima corrente nominale (vedi [Tabella 3.2](#)) e come limite massimo la minima corrente nell'intorno di V_Z ([Tabella 2.8](#))

$$I_{HOLD} \geq I_{IN,MAX} = 1.36 \text{ A} \quad (3.4)$$

$$I_{TRIP} \geq I_{IN,VZ,min} = 1.6 \text{ A} \quad (3.5)$$

$$\Delta V_{MAX} = V_{IN,MAX} = 25 \text{ V} \quad (3.6)$$

V_{IN} = 10V				
R_L	D	I_{IN} [A]	I_D [A]	P_L [W]
20 Ω	0.62	1.36	0.83	14
60 Ω	0.61	0.44	0.28	4.74
100 Ω	0.64	0.23	0.13	1.67
V_{IN} = 15V				
R_L	D	I_{IN} [A]	I_D [A]	P_L [W]
20 Ω	0.51	0.89	0.86	14.6
60 Ω	0.51	0.3	0.29	5
100 Ω	0.5	0.18	0.18	3.24
V_{IN} = 25V				
R_L	D	I_{IN} [A]	I_D [A]	P_L [W]
20 Ω	0.44	0.65	0.82	14
60 Ω	0.42	0.23	0.31	6.05
100 Ω	0.38	0.14	0.23	5.2

Tabella 3.2: Corrente in ingresso del Buck-Boost per $V_O = -15 \text{ V}$

Il dispositivo che soddisfa questi vincoli è il **MF-R135** della Bourns, che ha le seguenti caratteristiche:

- $I_{HOLD} = 1.35 \text{ A}$
- $I_{TRIP} = 2.7 \text{ A}$
- $\Delta V_{max} = 60 \text{ V}$

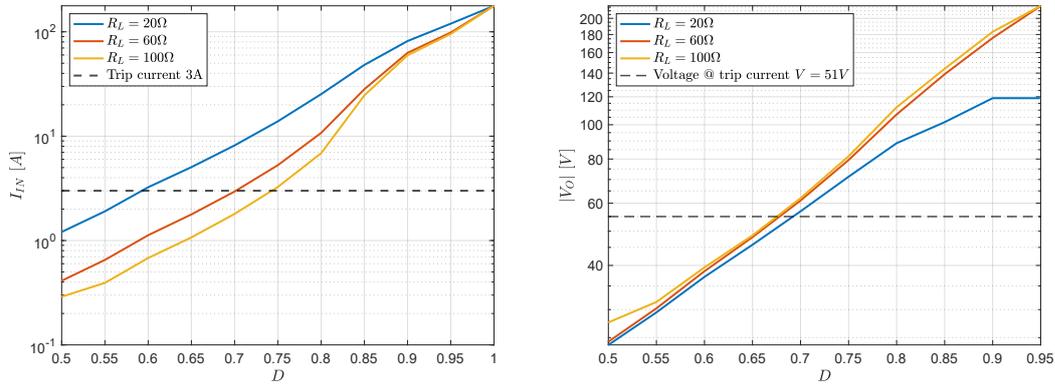


Figura 3.3: Corrente di ingresso del Buck-Boost I_{IN} per $V_{IN} = 25$ V
 Figura 3.4: Tensione di uscita del Buck-Boost $|V_O|$ per $V_{IN} = 25$ V

Dalla curva di intervento si ha che il dispositivo interviene rapidamente superati i 3 A. Simulando il comportamento del convertitore Buck-Boost, dalle immagini di Figura 3.3 e Figura 3.4 si può notare che anche in questo caso la tensione $|V_O|$ raggiunge i 60 V, valore ben oltre superiore la soglia di zener V_Z .

Si può concludere che questi dispositivi non sono adatti a proteggere dai guasti sull'uscita in quanto la tensione che cade ai capi dei diodi zener è molto superiore alla loro V_Z per correnti che superano la soglia di intervento.

3.1.2 Protezione dei diodi zener

Al fine di evitare che i diodi zener sull'uscita superino la potenza massima dissipabile quando entrano in conduzione alla tensione V_Z , si è pensato di limitare la corrente che scorre in essi aggiungendo una resistenza di polarizzazione.

Con l'aggiunta del resistore la tensione di uscita non è più limitata dalla tensione di zener V_Z , pertanto i componenti sono stati dimensionati in modo tale da resistere il tempo sufficiente a far intervenire le protezioni da sovracorrenti. Si è ipotizzato che la tensione di uscita errata rimanga in un intorno della tensione di zener, dove è plausibile che i PTC intervengano ma lentamente, imponendo come limite massimo

$$V_{O,MAX} = 55 \text{ V}$$

Quando il diodo entra in conduzione, si avrà una caduta di tensione ai capi del resistore

$$V_{RZ} = V_{O,MAX} - V_Z = 55 - 51 = 4 \text{ V}$$

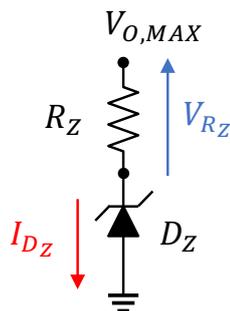


Figura 3.5: Polarizzazione del diodo zener

Avendo a disposizione resistori in tecnologia through hole da 250mW, il valore del resistore deve essere tale da non dover dissipare una potenza superiore, pertanto

$$R_{Dz} = \frac{V_{Rz}^2}{P_{R,MAX}} = \frac{16}{0.25} = 64 \Omega \quad (3.7)$$

Si è quindi optato per un resistore dal valore di 100Ω per rimanere più conservativi. Questa soluzione è solo un ritardante per il guasto poichè, se la tensione di uscita supera i 55 V si ha il danneggiamento del diodo se il fusibile non interviene. È quindi necessario segnalare all'utente i limiti di operatività della regolazione del potenziometro R_1 per avere un'indicazione del valore che si sta impostando, specie quando si passa da una topologia all'altra.

3.1.3 Serigrafia dei limiti del duty cycle

Come spiegato in [sezione 2.4](#), la regolazione del duty cycle tramite il potenziometro R_1 non è univoca per tutte le topologie, ma nel caso del Boost si ha il comportamento opposto.

Sulla scheda LADISPE 93 è presente una serigrafia per il potenziometro, ma essa si riferisce unicamente al comportamento del Boost. In aggiunta, il potenziometro non è provvisto di una manopola con indicatore dell'arco di rotazione, pertanto non si ha un riscontro visivo della rotazione che permetta di stimare la percentuale di duty cycle.

Si è quindi deciso di sostituire la vecchia serigrafia e di indicare i limiti della Safe Operating Area su due differenti scale con opposti sensi di rotazione, per poter controllare velocemente il valore di duty cycle impostato. Il limite di sicurezza è stato scelto poco superiore al massimo duty cycle misurato nelle condizioni nominali (definiti in [Tabella 2.5](#), [Tabella 2.6](#) e [Tabella 2.4](#)). Il convertitore Buck è una tipologia step-down, per cui la tensione massima raggiungibile è la tensione

di ingresso e non è necessario definire un limite di D .

Per il Buck-Boost il limite della SOA deve essere superiore al massimo valore nominale del Buck, altrimenti non si potrebbe portare a termine tutte le attività dell'esperienza di quest'ultimo, per cui

$$D_{MAX,SOA} \geq D_{BU,MAX} = 67\%$$

Si può quindi indicare come valore massimo $D_{MAX,SOA} = 70\%$, tenendo a mente che, come menzionato nel paragrafo precedente e facendo riferimento a [Figura 3.4](#), per quel valore di duty cycle si raggiunge una situazione limite in cui si rischia la rottura dello zener.

Nel caso del Boost invece, facendo riferimento a [Tabella 2.7](#), si ha come massimo valore nominale

$$D_{MAX,SOA} \geq D_{BO,MAX} = 61\%$$

Per essere conservativi e permettere agli studenti di eseguire l'esercitazione senza fuorviarli con la serigrafia, è stato scelto come limite $D_{MAX,SOA} = 65\%$. Dai risultati delle simulazioni di [Figura 3.2](#) si può infatti osservare che il diodo di protezione raggiunge per quel valore di duty cycle $V_O = 55V$ quando $V_{IN} = 20V$, rimanendo entro i limiti di potenza dissipabile dal diodo.

La grafica della serigrafia è riportata in [Figura 3.6](#). Per poterla regolare anche finemente è stata inclusa una manopola con tacca indicatrice da inserire sull'albero del potenziometro.

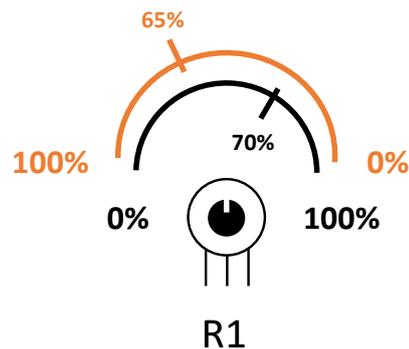


Figura 3.6: Serigrafia del potenziometro con i limiti operativi

3.2 Soluzioni ai surriscaldamenti

La seconda problematica legata alla topologia Boost è dovuta al surriscaldamento del resistore R_{12} il quale può arrivare a dissipare 7 W pur rimanendo entro i limiti di sicurezza e diventare un rischio nel caso in cui vi si venga a contatto.

È quindi necessario sostituire il resistore presente (di tipo ceramico) con un equivalente in un formato che possa dissipare in modo più efficiente il calore sviluppato. Si è quindi optato per un il resistore **PWR220T-35-1000J** della Bourns [19], con le seguenti caratteristiche:

- Potenza massima dissipabile a 25 °C: $P_{MAX} = 35 \text{ W}$
- Resistenza termica $R_{\theta,JC} = 3.7 \text{ °C/W}$
- Temperatura massima di lavoro $T_{J,MAX} = 155 \text{ °C}$

Questo componente è venduto nel formato TO-220, il che permette di essere montato su un dissipatore in modo da poter dissipare il calore in modo più efficiente. Per dimensionare la resistenza termica del dissipatore, si può partire dal circuito equivalente delle proprietà termiche in [Figura 3.7](#). Considerando una temperatura

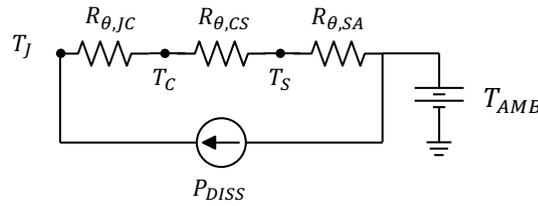


Figura 3.7: Circuito elettrico equivalente delle proprietà termiche

ambiente $T_{AMB} = 30 \text{ °C}$ e una resistenza di interfaccia fra dispositivo e dissipatore $R_{\theta,CS} = 1 \text{ °C/W}$ per tenere conto di disomogeneità nell'interfaccia package-dissipatore dovute alla distribuzione della pasta termica e alla bontà del contatto fra le due superfici, si ha che la resistenza termica minima del dissipatore $R_{\theta,SA,MIN}$ che garantisce una temperatura di giunzione T_J entro i limiti operativi è

$$R_{\theta,SA,MIN} = \frac{T_{J,max} - T_{amb}}{P_{L,max}} - R_{\theta,JC} - R_{\theta,CS} \simeq 13 \text{ °C/W} \quad (3.8)$$

Il dissipatore scelto è il **637-15ABPE** della Wakefield, con una resistenza termica nominale di $R_{\theta,SA} \simeq 11 \text{ °C/W}$.

Dai valore massimo di potenza della [Tabella 2.10](#) e [Equazione 3.8](#) si ha

$$\begin{aligned} T_J &= T_{amb} + P_{R_{100},max} (R_{\theta,SA} + R_{\theta,CS} + R_{\theta,JC}) \\ &= 30 + 6.25(11 + 1 + 3.7) \simeq 128 \text{ °C} \end{aligned} \quad (3.9)$$

La temperatura del dissipatore percepita in caso di contatto sarà invece

$$T_S = T_{AMB} + P_{COND,MAX} R_{\theta,SA} \simeq 99^\circ\text{C} \quad (3.10)$$

Viste le alte temperature raggiunte anche dal dissipatore sarà quindi necessario aggiungere una serigrafia sul circuito stampato per segnalare la superficie pericolosa.

Un vantaggio aggiuntivo offerto dal dissipatore scelto precedentemente è il buon supporto meccanico offerto al componente essendo saldato sul PCB, pertanto si è voluto utilizzarlo anche per i MOSFET, i quali nella scheda odierna dispongono di una aletta di dissipazione non ancorata allo stampato.

Per poter valutare l'uso del dissipatore anche per i MOSFET sono state quindi stimate le potenze di conduzione e i relativi incrementi della temperatura T_J

$$P_{COND} = r_{DS,ON(hot)} I_{SW,RMS}^2 \quad (3.11)$$

dove $r_{DS,ON(hot)} = 0.6 \Omega$ è la resistenza di conduzione a caldo del pMOS **IRF9530** nel Buck e $r_{DS,ON(hot)} = 0.32 \Omega$ è la resistenza di conduzione a caldo del nMOS **IRF530** nel Boost e Buck-Boost.

Da [Equazione 3.11](#) si ricavano le perdite in conduzione delle tre topologie:

1. **Buck:**

$$I_{SW,RMS} = I_{O,MAX} \sqrt{D_{MAX}}$$

dove $D_{MAX} = 1$ è il valore calcolato nel caso peggiore, ovvero quando il transistor è sempre in conduzione, e

$$I_{O,MAX} = \frac{V_{IN,MAX}}{R_{L,MIN}} = 1.25 \text{ A}$$

Di conseguenza

$$P_{COND} = 940 \text{ mW} \quad (3.12)$$

2. **Boost:**

$$I_{SW,RMS} = I_{IN,MAX} \sqrt{D_{MAX}}$$

dove $D_{MAX} = 0.8$ nel caso peggiore in cui $V_O = 51 \text{ V}$ con $V_{IN} = 10 \text{ V}$ e $R_L = 110 \Omega$.

$$I_{IN,MAX} = 2.9 \text{ A}$$

([Tabella 2.7](#)) Di conseguenza

$$P_{COND} = 2.15 \text{ W} \quad (3.13)$$

3. **Buck-Boost:**

$$I_{SW,RMS} = I_{O,MAX} \sqrt{D_{MAX}/3}$$

dove $D_{MAX} = 0.8$ nel caso peggiore in cui $V_O = -51\text{ V}$ con $V_{IN} = 10\text{ V}$
 $R_L = 20\ \Omega$

$$I_{O,MAX} = \frac{|V_Z|}{R_{L,MIN}} = 2.55\text{ A}$$

Di conseguenza

$$P_{COND} = 555\text{ mW} \quad (3.14)$$

Invertendo l'Equazione 3.8 sono state stimate la temperatura di giunzione T_J e quella del dissipatore T_S per essere sicuri che non si superasse nè la soglia di danneggiamento del dispositivo nè il limite di sicurezza in caso di contatto, al fine di evitare incidenti.

1. **Buck:** dai risultati dell' Equazione 3.12 e Equazione 3.8 si ha

$$\begin{aligned} T_J &= T_{AMB} + P_{COND,MAX} (R_{\theta,SA} + R_{\theta,CS} + R_{\theta,JC}) \\ &= 30 + 0.94(11 + 1 + 3.7) \simeq 46\text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.15)$$

La temperatura del dissipatore percepita in caso di contatto sarà invece

$$T_S = T_{AMB} + P_{COND,MAX} R_{\theta,SA} \simeq 41\text{ }^\circ\text{C} \quad (3.16)$$

2. **Boost:** da 'Equazione 3.13 e Equazione 3.8 si ha

$$\begin{aligned} T_J &= T_{AMB} + P_{COND,MAX} (R_{\theta,SA} + R_{\theta,CS} + R_{\theta,JC}) \\ &= 30 + 2.15(11 + 1 + 3.7) \simeq 64\text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.17)$$

La temperatura del dissipatore percepita in caso di contatto sarà invece

$$T_S = T_{AMB} + P_{COND,MAX} R_{\theta,SA} \simeq 54\text{ }^\circ\text{C} \quad (3.18)$$

3. **Buck-Boost** dai risultati dell'Equazione 3.14 e Equazione 3.8 si ha

$$\begin{aligned} T_J &= T_{AMB} + P_{COND,MAX} (R_{\theta,SA} + R_{\theta,CS} + R_{\theta,JC}) \\ &= 30 + 0.555(11 + 1 + 3.7) \simeq 39\text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (3.19)$$

La temperatura del dissipatore percepita in caso di contatto sarà invece

$$T_S = T_{AMB} + P_{COND,MAX} R_{\theta,SA} \simeq 36\text{ }^\circ\text{C} \quad (3.20)$$

3.2.1 Dissipatore su PCB

Viste le modeste potenze dissipate dai MOSFET, si è pensato di implementare per quest'ultimi un dissipatore sfruttando la superficie metallizzata del circuito stampato (*Printed Circuit Board*, **PCB**)[20].

Sapendo che la temperatura massima sopportabile dal dielettrico della PCB (equivalente alla temperatura di vetrificazione) è $T_G = 120 \div 140$ °C, si è imposto come limite massimo $T_{MAX} = 100$ °C. Dalla teoria

$$R_{\theta,PCB,MIN} = \frac{T_{MAX} - T_{AMB}}{P_{COND,MAX}} - R_{\theta,JC} - R_{\theta,CS} \quad (3.21)$$

$$A = \left(\frac{124.2}{P_{MAX}^{0.2} R_{\theta,PCB}} \right)^{1/0.7} \quad [\text{sq. inch}] \quad (3.22)$$

Riprendendo i valori delle equazioni precedenti, si sono stimate le resistenze termiche della superficie dello stampato necessarie e le relative aree da disegnare:

1. **Buck**: dai risultati di [Equazione 3.12](#) si ha

$$R_{\theta,PCB,min} = \frac{100 - 30}{0.94} - 4.7 \simeq 70 \text{ °C/W} \quad (3.23)$$

$$A = \left(\frac{124.2}{0.94^{0.2} * 70} \right)^{1/0.7} = 3.26 \quad [\text{sq. inch}] \quad (3.24)$$

L'area A equivale quindi a un quadrato 46×46 mm.

2. **Boost**: da [Equazione 3.13](#) si ha

$$R_{\theta,PCB,min} = \frac{100 - 30}{2.15} - 4.7 \simeq 28 \text{ °C/W} \quad (3.25)$$

$$A = \left(\frac{124.2}{2.15^{0.2} * 28} \right)^{1/0.7} = 6.75 \quad [\text{sq. inch}] \quad (3.26)$$

L'area A equivale quindi a un quadrato 66×66 mm.

3. **Buck-Boost**: da [Equazione 3.14](#) si ha

$$R_{\theta,PCB,min} = \frac{100 - 30}{0.55} - 4.7 \simeq 122.6 \text{ °C/W} \quad (3.27)$$

$$A = \left(\frac{124.2}{0.55^{0.2} * 122.6} \right)^{1/0.7} = 1.2 \quad [\text{sq. inch}] \quad (3.28)$$

L'area A equivale quindi a un quadrato 28×28 mm.

Nonostante i valori modesti, essi sono risultati fuori misura da poter inserire sulla scheda in quanto occuperebbero un'area totale di circa 140 mm^2 , mentre si è voluto privilegiare un formato dalle dimensioni contenute.

Inoltre, questo tipo di dissipatore avrebbe implicato un montaggio orizzontale dei componenti e richiesto la piega dei reofori con un angolo di 90° : per evitare il formarsi di crepe nei reofori si è quindi scelto uno sviluppo verticale della scheda, utilizzando le alette dissipative menzionate prima, ancorate alla scheda in modo tale da garantire robustezza meccanica e una buona superficie esposta all'aria, senza dover aumentare le dimensioni dello stampato.

3.3 Integrazione dei sensori di corrente

Fra le grandezze più importanti da visualizzare ed analizzare per comprendere il funzionamento dei convertitori Buck, Boost e Buck-Boost ci sono le correnti che scorrono attraverso l'induttore (I_L), nel diodo (I_D) e nello switch MOSFET (I_{SW}): nella scheda precedente queste potevano essere visualizzate sull'oscilloscopio agganciando una sonda di corrente ad appositi anelli di filo in serie agli elementi critici.

Poichè gli anelli possono comportarsi da antenne e captare i disturbi irradiati dalle commutazioni dei convertitori, si è studiato l'utilizzo di sensori di corrente che potessero essere inseriti nel circuito in alternativa ai fili e che restituissero l'equivalente in tensione della corrente senza interferenze. Le specifiche del sensore da integrare sono le seguenti:

1. Una banda operativa sufficientemente larga che potesse essere in grado di resituire fedelmente i fronti di salita e discesa delle commutazioni nell'analisi di I_D e I_{SW}

$$BW \geq 2 - 3 \text{ MHz}$$

2. Un alto *Common Mode Input Range* (CMIR) dovendo effettuare delle misure di tipo differenziale in serie a elementi del circuito

$$\begin{cases} CMIR_- \leq -20 \text{ V} & \text{per il Buck-Boost} \\ CMIR_+ \geq 30 \text{ V} & \text{per il Boost} \end{cases}$$

3. La possibilità di essere alimentati con la stessa alimentazione del controllore per non dover aggiungere un ulteriore regolatore di tensione

$$V_{AL} = 15 \text{ V}$$

Fra le opzioni in commercio sono stati presi in analisi i seguenti prodotti:

- Sensori a effetto Hall: **HX 02-P**, **HX 03-P/SP2**, **HMSR 6-SMS** della LEM
- Current sense amplifiers: **INA271** e **LMP8602MA** della Texas Instruments e **LT1999** della Analog Devices

3.3.1 Sensori effetto Hall

I sensori LEM misurano la corrente che li attraversa sfruttando l'effetto Hall: misurando la differenza di potenziale presente ai capi del materiale magnetico del sensore, dovuta all'interazione fra il campo magnetico del materiale e quello generato dalla corrente, è possibile stimare l'intensità di quest'ultima [21].

I prodotti della LEM sono stati selezionati in primo luogo per la loro ampia dinamica di ingresso in corrente e per la possibilità di essere alimentati a $V_{AL} = 15\text{ V}$.

HX 02-P	
I_{NOM}	2 A
I_{MAX}	$\pm 3I_{nom}$
V_{AL}	$\pm 15\text{ V}$
$V_{OUT,MAX}$	$\pm 4\text{ V}$
BW	50 kHz

Tabella 3.3: Specifiche HX 02-P

HX 03-P/SP2	
I_{NOM}	3 A
I_{MAX}	$\pm 3I_{nom}$
V_{AL}	$0 \div 15\text{ V}$
$V_{OUT,MAX}$	$\pm 4\text{ V}$
BW	50 kHz

Tabella 3.4: Specifiche HX 03-P/SP2

Nonostante la buona dinamica di ingresso, il vincolo più stringente rimane la banda troppo limitata, il che non rende adatti questi sensori a sostituire una sonda di corrente, poichè si effettuerebbe un filtraggio aggressivo sulle forme d'onda misurate, modificandole oltremodo.

Lo stesso discorso può essere applicato al dispositivo HMSR 6-SMS. Sebbene maggiore, la banda risulta ancora insufficiente. In aggiunta, il dispositivo necessita di un regolatore di tensione aggiuntivo per regolare la tensione da 15 a 5 V.

3.3.2 Current sense amplifiers

I current sense amplifiers sono dispositivi che misurano la corrente in ingresso un resistore di shunt: la caduta ai capi del resistore (nell'ordine di qualche mV) viene amplificata in modo tale da poter essere visualizzata in modo chiaro. Questi

HMSR 6-SMS	
I_{NOM}	6 A
I_{MAX}	± 15 A
V_{AL}	$0 \div 5$ V
Sensitivity S	133 mV/A
BW	300 kHz

Tabella 3.5: Specifiche HMSR 6-SMS

dispositivi, a differenza dei classici amplificatori operazionali, sono progettati in modo da garantire una buona reiezione del modo comune e un alto CMIR [22]. In questo caso sono stati analizzati i dispositivi INA271 e LMP8602MA, le cui caratteristiche sono state riportate in [Tabella 3.6](#) e [Tabella 3.7](#)

INA271	
$CMIR$	$-16 \div 80$ V
V_{AL}	$2.7 \div 18$ V
Guadagno	20 V/V
BW	130 kHz

Tabella 3.6: Specifiche INA271

LMP8602MA	
$CMIR$	$-22 \div 60$ V
V_{AL}	$3 \div 5$ V
Guadagno	50 V/V
BW	600 kHz

Tabella 3.7: Specifiche LMP8602MA

Sebbene il CMIR di entrambi i dispositivi può risultare adeguato (se si suppone che le uscite dei convertitori Boost e Buck-Boost non superino le tensioni V_O nominali), i requisiti di banda non vengono nuovamente soddisfatti. Esaminando invece le specifiche del sensore LT1999 (riportate in [Tabella 3.8](#)), si ha una specifica di banda sufficientemente ampia da poter restituire una forma d'onda simile all'originale (sebbene questo dispositivo possa essere inserito solo nel circuito Buck e Boost, dato l'alto $CMIR_-$).

LT1999	
$CMIR$	$-5 \div 80 \text{ V}$
V_{ps}	5 V
Guadagno	10 – 20 – 50 V/V
BW	2 MHz

Tabella 3.8: Specifiche LT1999

Per verificare l'idoneità del sensore ne è stato simulato il comportamento con LTspice (nelle cui librerie era già presente il modello **LT1999-20** con guadagno 20 V/V) utilizzando un resistore di sense da 50 m Ω , in modo da ottenere una sensibilità di 1 V/A e visualizzare con la stessa scala le due forme d'onda.

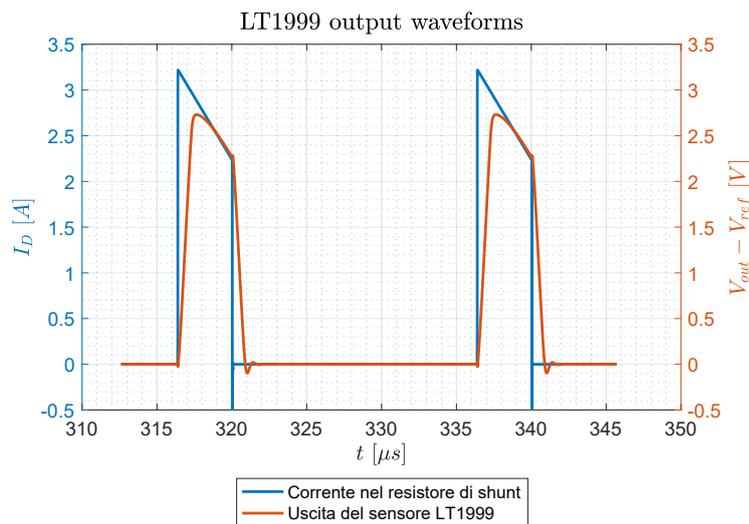


Figura 3.8: Corrente nello shunt e tensione in uscita al sensore

Come si può vedere nella figura [Figura 3.8](#), il fronte di salita dell'uscita del sensore è limitato dal basso slew rate ($SR = 3 \text{ V}/\mu\text{s}$) del dispositivo LT1999. In definitiva, non sono stati trovati sensori sufficientemente performanti da poter sostituire la misura tramite sonda di corrente, pertanto le modifiche sono state limitate alla sostituzione degli anelli di cavo elettrico con shunt di corrente metallici delle dimensioni della testa della sonda di corrente, la cui resistenza non introducesse un'eccessiva caduta di tensione. Il componente scelto è il **OAR3R010JLF**, del valore di 10 m Ω .

3.4 Misura automatica del guadagno ad anello

Avendo concluso che la misura del guadagno ad anello T può essere resa più completa ottenendo un diagramma di Bode completo della funzione di trasferimento, si è pensato di sfruttare le funzionalità della scheda Analog Discovery 2 per automatizzare i segnali da iniettare e i campioni da acquisire.

La scheda Analog Discovery 2 (o AD2 in breve) è uno strumento multifunzione sviluppato da Digilent e Analog Devices che permette di misurare, generare e registrare segnali di qualsiasi tipo (analogici e digitali) per permettere a studenti, hobbysti e coloro che si interessano di elettronica di poter lavorare in qualsiasi contesto senza bisogno di disporre della voluminosa e costosa dotazione presente in laboratorio [23].

Dalle ridotte dimensioni e dal costo contenuto, questa scheda di acquisizione si interfaccia con il suo software Waveforms e mette a disposizione dell'utente gli strumenti base per effettuare ogni tipo di analisi, fra i quali Oscilloscopio, Voltmetro, Generatore di segnali, Impedenzometro, Analizzatore di reti, Analizzatore di spettro. Per le misure seguenti sono state utilizzate le funzioni di Oscilloscopio, Generatore di segnali e Analizzatore di reti (Network Analyzer), assieme un adattatore con connettori BNC per poter utilizzare le sonde di tensione da oscilloscopio invece dei cavi Dupont in dotazione.

Per ottenere delle misure affidabili è necessario programmare il generatore di segnali dell'AD2 con la giusta ampiezza V_{SIG} in modo sufficiente da poter essere acquisito in modo corretto ma che i dispositivi non introducano effetti non lineari e distorcano il segnale. Dal circuito di Figura 3.9 si possono ricavare le ampiezze delle tensioni V_A e V_B rispetto al segnale V_{SIG} .

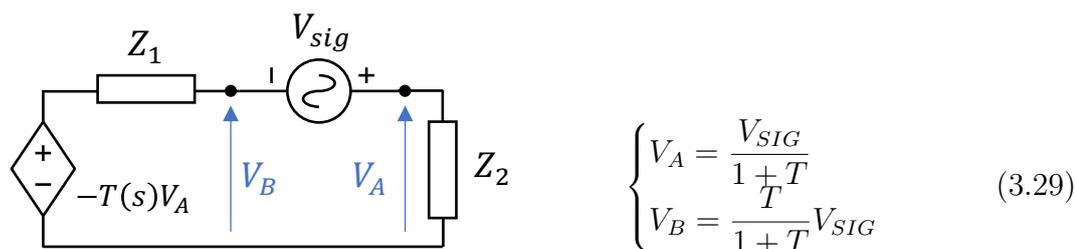


Figura 3.9: Circuito equivalente del sistema in retroazione

Per frequenze molto minori della frequenza di crossover $f_C = 6.25$ kHz, dal grafico di T di Figura 3.10 si ha che $|T| \gg 1$, pertanto si avrà un'alta attenuazione

del segnale

$$\begin{cases} V_A \simeq \frac{V_{SIG}}{T} \\ V_B \simeq V_{SIG} \end{cases} \quad (3.30)$$

Al contrario, per frequenze molto maggiori di f_C , $|T| \ll 1$ e si ottiene

$$\begin{cases} V_A \simeq V_{SIG} \\ V_B \simeq TV_{SIG} \end{cases} \quad (3.31)$$

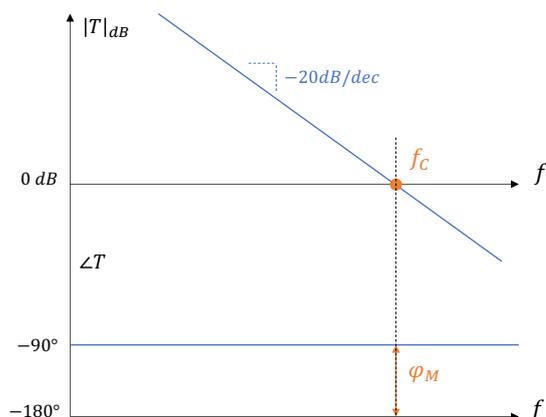


Figura 3.10: Diagramma di Bode teorico del guadagno ad anello aperto T

Per poter quindi misurare in modo corretto le tensioni V_A e V_B è necessario regolare l'ampiezza V_{SIG} al variare della frequenza. L'acquisizione dei segnali analogici (che avviene quando l'AD2 viene utilizzato come oscilloscopio o Network Analyzer per esempio) viene fatta con un convertitore analogico-digitale a 14 bit [24] e la dinamica di ingresso dei canali è la seguente:

$$-25 \text{ V} \leq V_{in} \leq 25 \text{ V} \quad \text{con guadagno basso} \quad (3.32)$$

$$-2.5 \text{ V} \leq V_{in} \leq 2.5 \text{ V} \quad \text{con guadagno alto} \quad (3.33)$$

Si può quindi ricavare che lo step minimo misurabile sull'ingresso è

$$\begin{cases} \delta V = 3 \text{ mV} & \text{con guadagno basso} \\ \delta V = 0.3 \text{ mV} & \text{con guadagno alto} \end{cases} \quad (3.34)$$

Poichè il calcolo del guadagno ad anello è basato su modelli linearizzati, è plausibile ipotizzare che le ampiezze misurate di V_A e V_B non superino i 2.5 V. Si può quindi concludere che, per avere una misura corretta, i segnali dovranno essere

maggiori di 0.3 mV.

Avendo deciso di effettuare la misura da 10 Hz (per valutare il guadagno in continua) a 25 kHz (pari a $f_S/2$, limite di validità delle tecniche di linearizzazione citate in [sezione 2.4](#)), per prima cosa è stata fatta un'analisi manuale tramite oscilloscopio del guadagno T alle frequenze 10 Hz, 100 Hz, 3 kHz, 6.25 kHz per poter poi confrontare la misura automatica dell'Analog Discovery. Essendo T a pendenza costante pari a $-10/dec$, si può calcolare il guadagno alle frequenze interessate f_{MEAS} per stabilire l'attenuazione del segnale V_{SIG} e regolarne l'ampiezza di conseguenza

$$\begin{cases} V_{SIG} \geq T \times V_{A,MIN} = \frac{f_P}{f_{MEAS}} V_{A,MIN} \\ V_{A,MIN} = 0.3 \text{ mV} \end{cases} \quad (3.35)$$

I valori minimi del segnale da iniettare per le misure sono i seguenti:

f	V_{SIG}
10 Hz	190 mV
100 Hz	19 mV
3 kHz	0.6 mV
6.25 kHz	0.3 mV

Tabella 3.9: Valori minimi del segnale di test

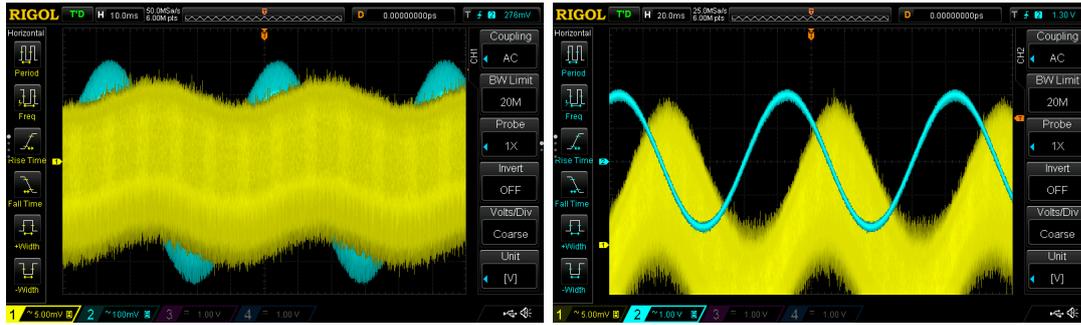
Partendo dal compensatore progettato per il convertitore Buck si è proceduto con la verifica della funzione di trasferimento di $T(s)$ nelle seguenti condizioni:

- $V_{IN} = 15 \text{ V}$ per ottenere la condizione di ripple minimo e visualizzare in modo migliore il segnale sull'oscilloscopio
- $R_L = 20 \Omega$ per lavorare sempre in modo continuo
- Il fattore di scala delle sonde compensate dell'oscilloscopio pari a 1X, in modo da non amplificare il rumore

Dalla prima misura a 10 Hz si è subito notato che l'ampiezza del segnale V_{SIG} non era sufficiente a misurare in modo corretto l'ampiezza V_A , per cui l'ampiezza del segnale di test è stata aumentata per trovare il limite massimo per il quale non si hanno distorsioni. L'ampiezza massima $V_{SIG,MAX}$ per la quale non si hanno

distorsioni è 2 V e si ha

$$\begin{cases} V_A = 20 \text{ mV} \\ V_B = 2 \text{ V} \end{cases} \rightarrow T = \frac{V_B}{V_A} = 100 = 40 \text{ dB} \quad (3.36)$$



(a) $V_{SIG} = 200 \text{ mV}$

(b) $V_{SIG} = 2 \text{ V}$

Figura 3.11: Valori massimi e minimi di V_A (in giallo) e V_B (in blu) per $f_{MEAS} = 10 \text{ Hz}$

Dai risultati delle misure si può concludere che, per non introdurre effetti di non linearità nell'anello durante la misura è necessario avere che

$$V_A \leq 20 \text{ mV} \rightarrow \begin{cases} V_{SIG} \leq 200 \text{ mV} & @ 100 \text{ Hz} \\ V_{SIG} \leq 20 \text{ mV} & @ 1 \text{ kHz} \end{cases} \quad (3.37)$$

Le misure in modalità manuale sono state quindi effettuate variando il segnale V_{SIG} con i seguenti step per rimanere entro i limiti di linearità su un intervallo di frequenze più ampio

f_{MEAS}	V_{SIG}
10 Hz	500 mV
100 Hz	100 mV
1 kHz	20 mV

Tabella 3.10: Ampiezze del segnale V_{SIG} per la misura del guadagno ad anello

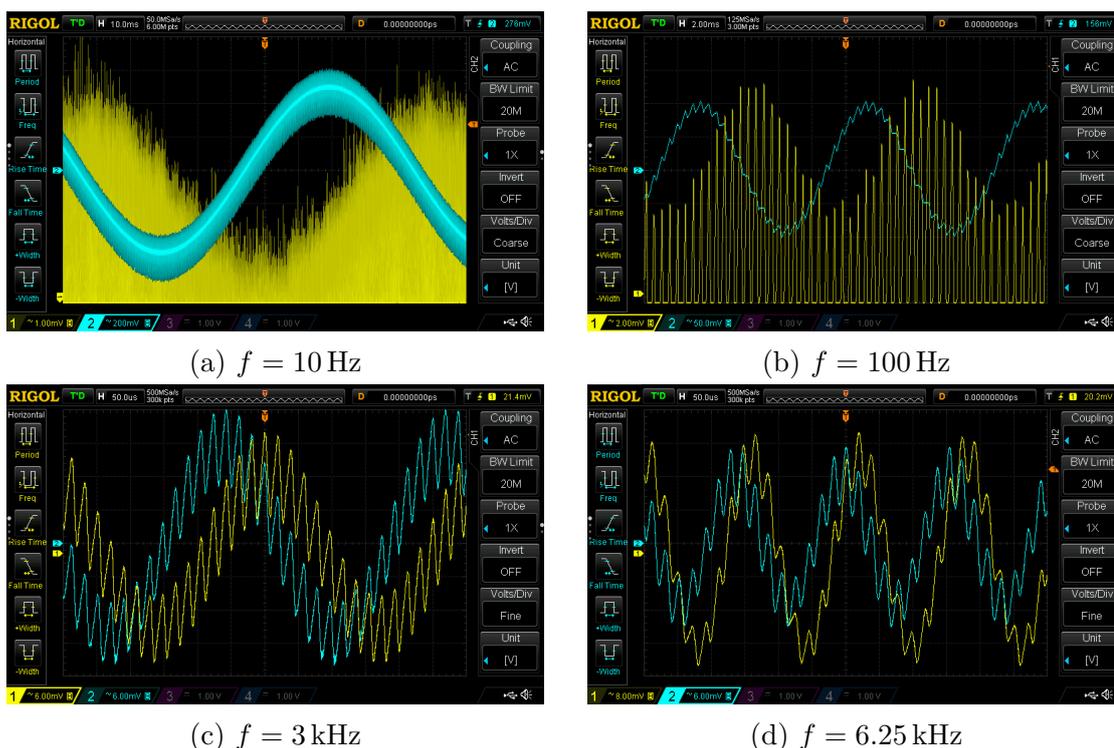


Figura 3.12: Tensioni V_B (blu) e V_A (giallo) al variare della frequenza

f_{MEAS}	V_{SIG}	V_A	V_B	T	T_{dB}
10 Hz	500 mV	5 mV	500 mV	100	40 dB
100 Hz	100 mV	8 mV	100 mV	12.5	22 dB
3 kHz	20 mV	30 mV	36 mV	1.2	1.6 dB
6.25 kHz	20 mV	36 mV	24 mV	0.67	-3.5 dB

Tabella 3.11: Misura manuale del guadagno ad anello con oscilloscopio

Anche se non riportata in tabella, dalle immagini di [Figura 3.12](#) si può intuire che la fase

$$\angle T = \angle V_B - \angle V_A \simeq -90^\circ$$

Inoltre dai dati di [Tabella 3.11](#) risulta che la frequenza f_C è circa la metà di quella progettata.

La misura è stata ripetuta utilizzando l'Analog Discovery 2 in modalità Oscilloscopio per verificare la compatibilità fra i due metodi di misura (i cui valori sono

riportati in [Tabella 3.12](#)).

f_{MEAS}	V_{SIG}	V_A	V_B	T	T_{dB}
10 Hz	500 mV	5 mV	500 mV	100	40 dB
100 Hz	100 mV	8 mV	100 mV	12.5	22 dB
3 kHz	20 mV	30 mV	36 mV	1.2	1.6 dB
6.25 kHz	20 mV	48 mV	24 mV	0.5	-6 dB

Tabella 3.12: Misure del guadagno ad anello con Analog Discovery 2

I valori di [Tabella 3.11](#) e [Tabella 3.12](#) sono pressochè identici, perciò si può concludere che l'uso della scheda di acquisizione come oscilloscopio è equivalente all'utilizzo di un oscilloscopio da banco.

Avendo come obiettivo ultimo quello di ottenere il grafico completo della funzione di trasferimento, l'analog Discovery è stato configurato come Network Analyzer applicando le seguenti impostazioni:

- Intervallo di frequenze: da 10 a 25 kHz
- Campioni acquisiti: 151
- Segnale V_{sig} ad ampiezza variabile in base alla frequenza tramite la modalità *Tabular* con i passi definiti in [Tabella 3.10](#)

I due diagrammi di Bode misurati sono stati confrontati con il grafico teorico dell'equazione

$$T(s) = HG_{VD}(s)G_c(s) \quad (3.38)$$

con $G_{VD}(s)$ e $G_c(s)$ [Equazione 2.32](#) e [Equazione 2.37](#) rispettivamente. Il listato per la generazione dei grafici teorici è riportato in [Listing F.3](#).

Come si può vedere da [Figura 3.13](#) il risultato della misura segue l'andamento teorico. Si ha una leggera discrepanza nelle misure differenza di 1.5 dB che corrisponde a circa il 20%, imputabile al basso valore di V_A misurato (si riveda [Tabella 3.12](#)).

Oltre al guadagno $T(s)$ è stata misurata anche la funzione di trasferimento dello stadio di potenza $G'_{VD}(s)$. Da [Equazione 2.35](#) e [Equazione 2.34](#) si ha

$$\begin{cases} G'_{VDO} = 7.14 \\ f_P = 340 \text{ Hz} \end{cases}$$

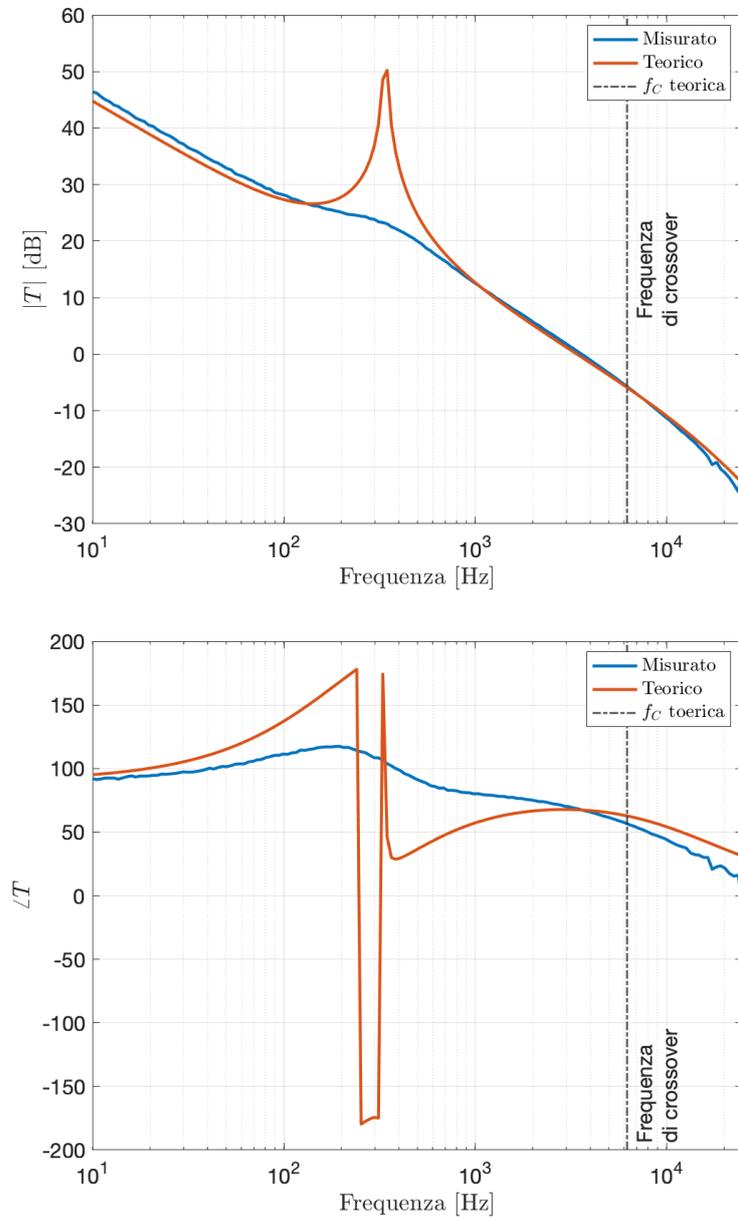


Figura 3.13: Funzione di trasferimento $T(s)$ misurata con Analog Discovery 2

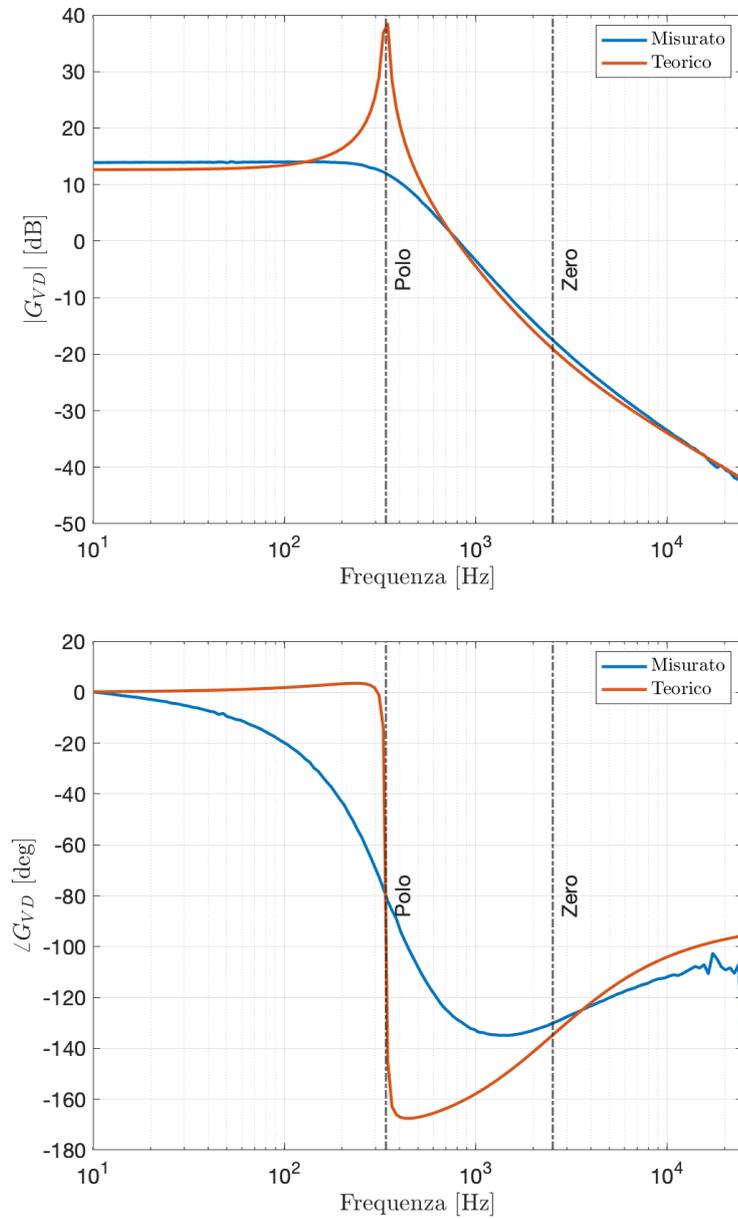


Figura 3.14: Funzione di trasferimento $G'_{VD}(s)$ misurata con Analog Discovery 2

pertanto, visto il minore guadagno è necessario diminuire l'ampiezza di V_{SIG} per non incorrere in distorsione fino al superamento della frequenza del polo f_P . I passi di ampiezza usati per questa misura sono quindi

f_{MEAS}	V_{SIG}
10 Hz	100 mV
400 Hz	20 mV

Tabella 3.13: Ampiezze del segnale V_{SIG} per la misura dello stadio di potenza

Anche in questo caso, come si nota da [Figura 3.14](#), l'andamento del grafico misurato è in linea con quello teorico a meno di una sovrastima della misura dovuta a un segnale registrato di livello troppo basso.

3.5 Modifiche al modulo del carico dinamico

Come analizzato nel capitolo precedente, il modulo del carico dinamico deve essere modificato per ovviare ai surriscaldamenti del resistore e del BJT, assieme all'aggiunta di zoccoli per inserire i resistori aggiuntivi necessari.

Per risolvere il problema della dissipazione eccessiva del transistor, si è deciso in primo luogo di sostituirlo con un MOSFET *Logic Level Drive* **IRL520N** con le seguenti caratteristiche:

- $V_{TH,MAX} = 2\text{ V}$
- $R_{DS,ON(hot)} = 360\text{ m}\Omega$

La bassa tensione di soglia permette il pilotaggio del gate con segnali digitali nel dominio digitale $0 - 5\text{ V}$, il che permette di utilizzare come generatore di segnali anche l'Analog Discovery 2. La bassa $r_{DS,ON}$ invece garantisce una minore potenza dissipata dallo switch che si traduce in minor calore rilasciato.

Con il nuovo transistor è possibile stimare nuovamente le potenze dissipate dal modulo quando viene usato con il convertitore Buck nelle due diverse condizioni di lavoro ([Figura 3.15](#) e [Figura 3.16](#)):

$$P_{RDYN} = R_{DYN} I_{DYN}^2 D \quad (3.39)$$

$$P_{MOS} = r_{DS,ON(hot)} I_{DYN}^2 D \quad (3.40)$$

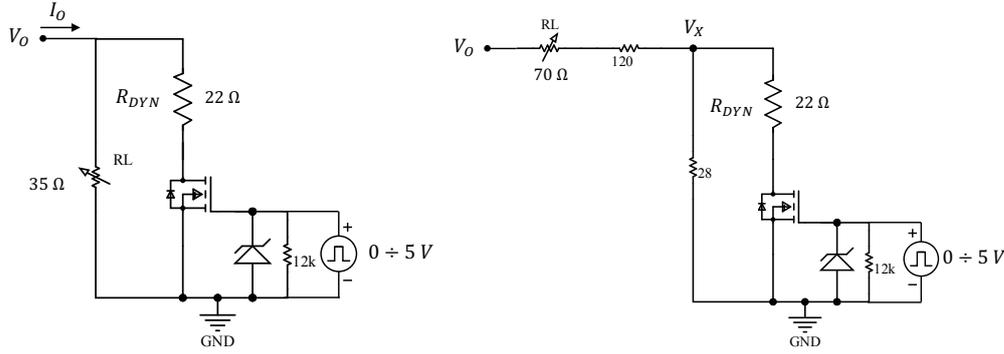


Figura 3.15: Configurazione per lavorare in CCM
Figura 3.16: Configurazione per lavorare in CCM

- CCM:

$$I_O = \frac{V_O}{22\Omega // 35\Omega} \simeq \frac{10}{13.5} \simeq 740 \text{ mA} \quad (3.41)$$

$$I_{DYN} = I_O \frac{35}{22 + 35} \simeq 454 \text{ mA} \quad (3.42)$$

$$P_{R_{DYN}} = 22 \times I_{DYN}^2 D \simeq 2.3 \text{ W} \quad (3.43)$$

$$P_{MOS} = r_{DS,ON(hot)} I_{DYN}^2 D \simeq 37 \text{ mW} \quad (3.44)$$

- DCM:

$$V_X = V_O \frac{22 // 28}{22 // 28 + 190} \simeq 10 \times \frac{12.3}{202.3} \times 22 // 28 + 190 \simeq 0.61 \text{ V} \quad (3.45)$$

$$P_{R_{DYN}} = \frac{V_X^2 D}{22} \simeq 8 \text{ mW} \quad (3.46)$$

$$P_{120} \simeq \frac{2}{3} \frac{(V_O - V_X)^2 D}{190} \simeq 154 \text{ mW} \quad (3.47)$$

Dalle analisi si può vedere come il MOSFET dissipi una minima frazione della potenza totale, mentre il resistore di potenza dissipa una potenza superiore rispetto al caso precedente, specie in CCM, avendo trascurato la caduta di tensione ai capi del IRL520. A fronte di questi risultati si è quindi deciso di sostituire anche il resistore R_{DYN} ceramico con dispositivo in package TO-220 corredato di dissipatore, come già per il resistore R_{12} del Boost (sezione 3.2).

Il circuito del nuovo carico dinamico è quindi il seguente

Allo schematico precedente di Figura 2.41 sono stati inoltre aggiunti gli zoccoli a tre posizioni H1, H2, H3, H4 per agevolare l'inserimento dei reofori dei resistori

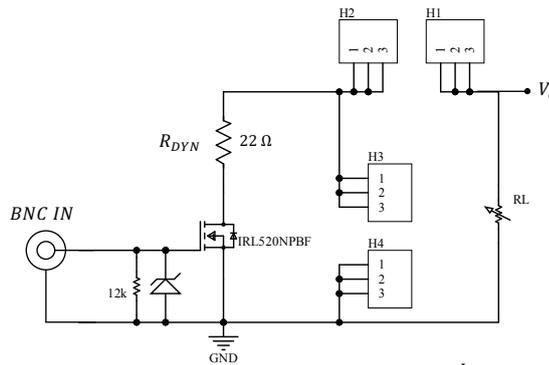


Figura 3.17: Schematico del nuovo carico dinamico

anche di passo diverso. Dai calcoli precedenti si può concludere che è possibile usare semplici resistori da 0.25 W viste le potenze dissipate, facilmente reperibili nelle cassettiere del laboratorio. Sono stati infine aggiunti un diodo zener per proteggere il gate da eventuali sovratensioni e un resistore di pull-down per non mantenere il gate flottante quando non alimentato.

3.6 Il circuito stampato

Sulla base delle modifiche trattate nei paragrafi precedenti, lo schema originario della scheda LADISPE 93 è stato modificato ed è stato sviluppato il layout del circuito stampato per il prototipo LED 22.

Nell'ottica di ottenere una scheda maneggevole e funzionale, mettendo in secondo piano le performance ricercate nei convertitori in commercio, sono stati semplificati alcuni aspetti circuitali e ridotto il numero di componenti.

Nelle topologie Boost e Buck-Boost erano stati implementati dei gate drivers per velocizzare le fasi di accensione e spegnimento. Non lavorando a una frequenza di commutazione elevata, tale da rendere non trascurabili i tempi di accensione e spegnimento dei transistori, si è deciso di rimuovere i drivers per semplificare il routing e ridurre l'ingombro.

Per poter pilotare in modo corretto i MOSFET di queste topologie sono state quindi fatte le seguenti modifiche:

- Boost: lo switch Q_2 del Boost è un MOSFET a canale N **IRF530**, come già menzionato nel Capitolo 2. Per poter pilotare il gate tramite l'uscita del controllore, di tipo open collector, è stata aggiunta una resistenza di pull-up

da $2.2\text{ k}\Omega$, 2 W collegata all'alimentazione $V_{AL} = 15\text{ V}$ come consigliato nel datasheet del dispositivo [25];

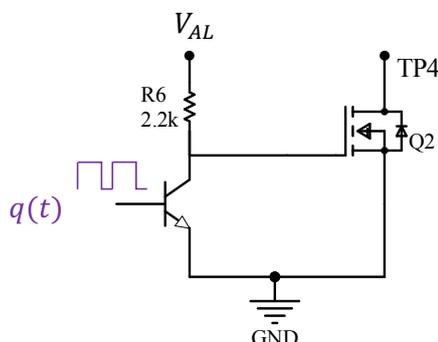


Figura 3.18: Pilotaggio del nMOS con resistore di pull-up

- **Buck-Boost**: oltre a eliminare il gate driver è stato rimosso il circuito di pilotaggio tramite trasformatore per minimizzare lo spazio. Non potendo pilotare lo switch Q_3 nMOS in configurazione high-side senza circuiteria aggiuntiva, questo è stato sostituito con lo stesso pMOS **IRF9530** del convertitore Buck, assieme al suo circuito di pilotaggio, con partitore resistivo;

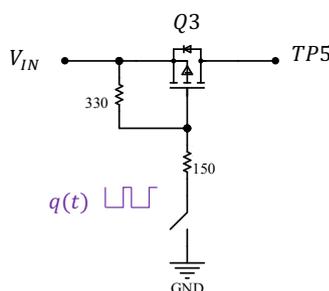


Figura 3.19: Pilotaggio del IRF9530 per il Buck-Boost

L'induttore L_2 del convertitore Boost ha un'induttanza di valore non standard $160\ \mu\text{H}$, pertanto è stato progettato un induttore *ad hoc* partendo dal valore standard di $220\ \mu\text{H}$ utilizzato negli altri convertitori. È stata calcolata l'induttanza per spira misurando l'induttanza residua dopo aver svolto un avvolgimento, che è risultata pari a $6\ \mu\text{H}/\text{spira}$. Per poter costruire il valore corretto per L_2 è stato quindi necessario rimuovere 9 avvolgimenti.

Poichè la sezione di controllo non include componenti di potenza sottoposti a stress né necessita di modificare frequentemente gli elementi presenti se non quelli

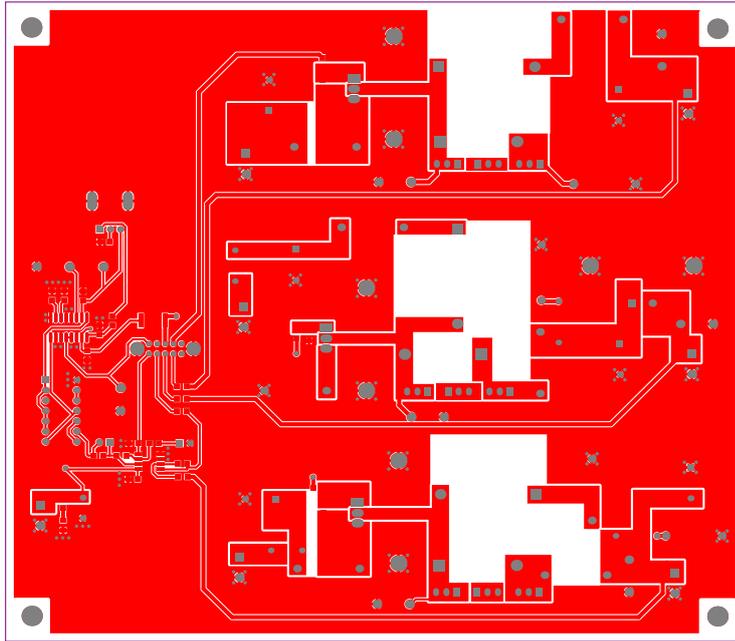
da inserire nello zoccolo del compensatore, per ridurre l'ingombro della sezione tutti i componenti sono stati scelti in tecnologia a montaggio superficiale (Surface Mount Devices, SMD). In particolare è stato scelto il package 0805 (dimensioni 0.08×0.05 inches o 2×1.2 mm) per ottenere un buon compromesso fra ingombro e facilità di montaggio manuale. I circuiti integrati sono stati invece scelti in formato SOIC-8 per l'operazionale **TL082** e SOIC-14 per il controllore **LM3524**. È stato inoltre aggiunto un selettore DPTT (Double Pole, Triple Throw) per sostituire i ponticelli Feedback e Control per la commutazione del duty cycle verso le topologie: in questo modo si avrà sempre la giusta topologia che si interfaccia in ingresso e in uscita al controllore.

Sono stati infine aggiunti i ponticelli per l'aggancio delle sonde di corrente in serie ai componenti interessati e i supporti per agganciare le sonde dell'oscilloscopio nei nodi critici che si è soliti analizzare durante il laboratorio: la tensione in uscita delle tre topologie (per poter visualizzare il ripple ΔV_O e misurare la tensione V_B per il calcolo delle funzioni di trasferimento) e la tensione al nodo di commutazione (per valutare il modo di funzionamento). Per poter inserire i componenti degli snubber invece sono stati aggiunti degli header a tre posizioni per permettere l'uso di componenti (spesso condensatori) dal passo stretto e dai reofori corti. Queste aggiunte permettono di montare tutti i componenti a filo con lo stampato, garantendo una migliore resistenza agli stress meccanici rispetto alla scheda LADISPE 93.

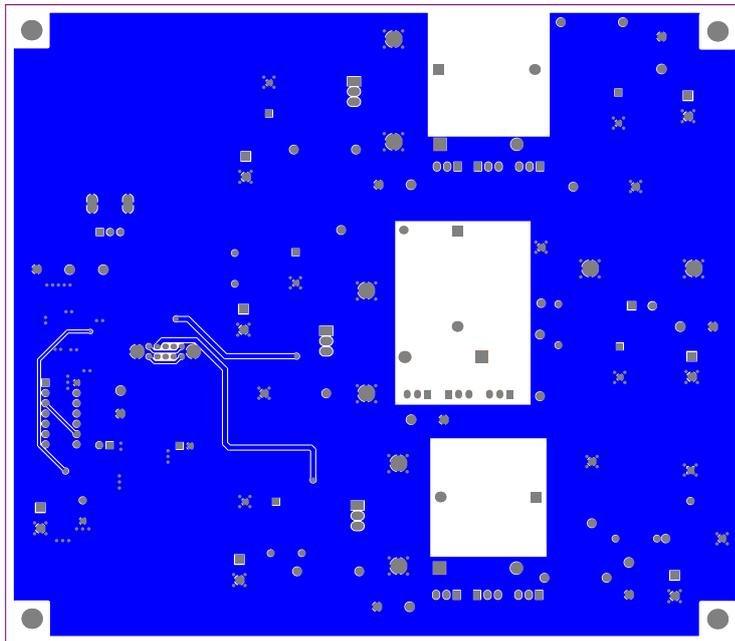
3.6.1 Layout

Il circuito stampato è stato sviluppato su due livelli (Top e Bottom) per avere maggiore flessibilità nel routing delle tracce. Sul livello Top sono state tracciate tutte le aree di potenza e la maggior parte dei segnali, mentre il livello Bottom è stato utilizzato come livello ausiliario per alcuni segnali e come piano di massa. Il piazzamento degli elementi del controllore è stato fatto in modo da garantire la medesima distanza dei convertitori dal controllore.

La serigrafia superiore è stata arricchita per definire la scala del duty cycle per il potenziometro R_1 e distinguere i quattro blocchi funzionali in modo più netto (Figura 3.21a). Ogni convertitore è stato numerato e i numeri sono stati riportati sul selettore SW_1 per indicare la posizione da utilizzare per la topologia desiderata. È stata aggiunta anche una serigrafia inferiore per indicare i reofori dei vari componenti e facilitare gli interventi di manutenzione (Figura 3.21b). È stato infine sviluppato il circuito stampato del carico dinamico secondo quanto riportato in sezione 3.5 (da Figura 3.22b a Figura 3.23b).

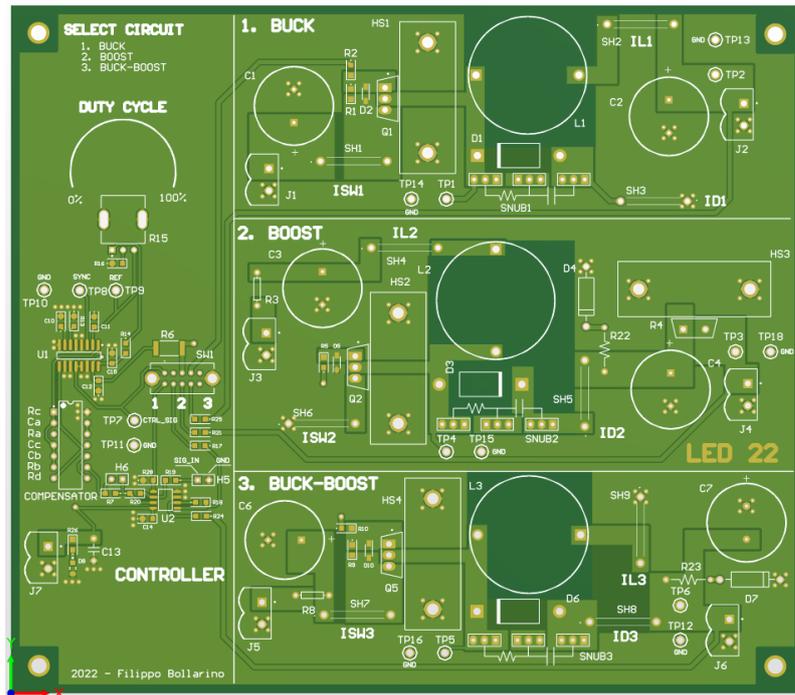


(a) Top

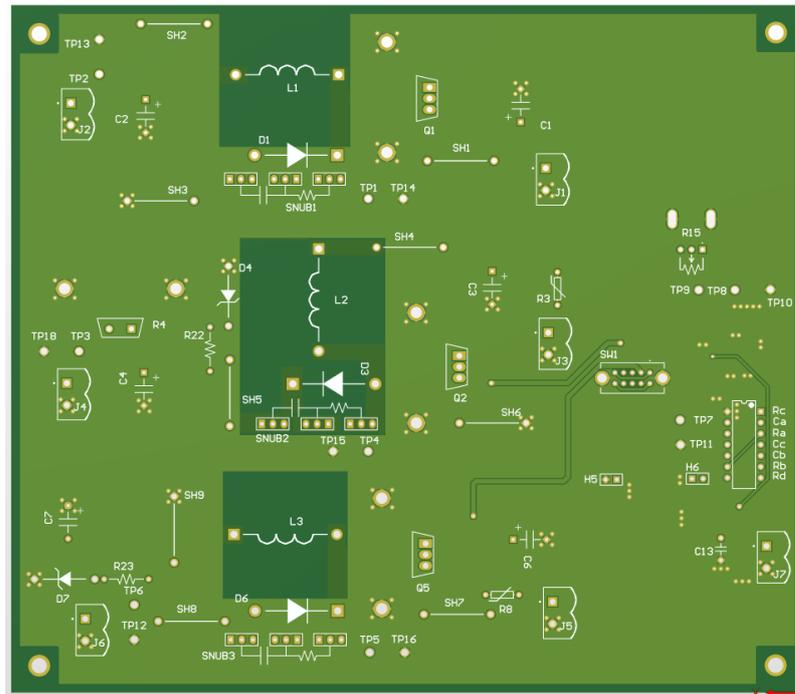


(b) Bottom

Figura 3.20: Viste dei piani del circuito stampato principale

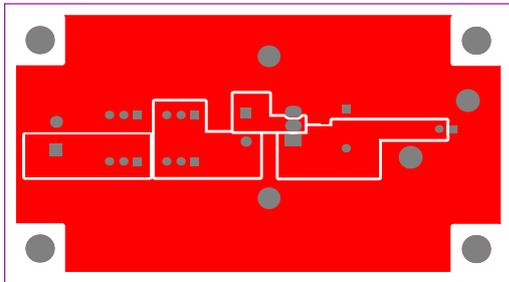


(a) Top

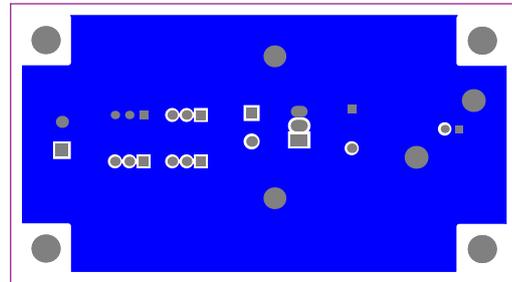


(b) Bottom

Figura 3.21: Viste tridimensionali del circuito stampato principale con serigrafia

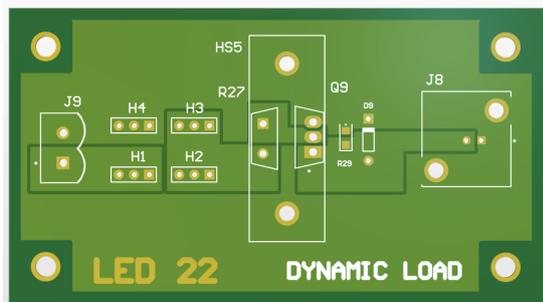


(a) Top

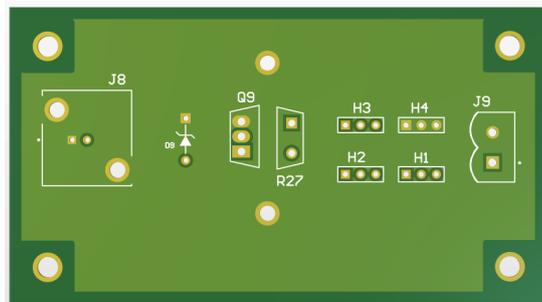


(b) Bottom

Figura 3.22: Viste dei piani del modulo del carico dinamico



(a) Top



(b) Bottom

Figura 3.23: Viste tridimensionali del modulo del carico dinamico

Capitolo 4

Test del prototipo

Al fine di verificare che le nuove protezioni introdotte sortissero l'effetto desiderato che i nuovi componenti aggiunti per facilitare l'uso della scheda (comprese le procedure per l'utilizzo dell'Analog Discovery) fossero utili, si è proceduto a testare il prototipo assemblato per confrontarne i valori con l'andamento teorico e paragonandolo ai risultati misurati sulla vecchia scheda LADISPE 93.

Tramite l'ausilio della guida di laboratorio già presente, sono stati misurate le seguenti grandezze, poi confrontate coi valori teorici:

- Duty cycle $D = t_{ON}f_S$ per ottenere la V_O di progetto;
- Corrente di ripple sull'induttore ΔI_L misurato agganciando la sonda ai nuovi supporti;
- Tensione di ripple sul condensatore di uscita ΔV_O per stimare il valore di ESR dei nuovi condensatori utilizzati;

4.1 Analisi del convertitore Buck

Lo schematico del nuovo convertitore Buck è riportato in [Appendice D](#). Le caratteristiche di progetto sono le medesime della scheda precedente:

- $V_O = 10\text{ V}$
- $L_1 = 220\text{ }\mu\text{H}$
- $f_S = 50\text{ kHz}$

Le misure sono state condotte con le seguenti configurazioni di tensione in ingresso e carico

$$\begin{cases} V_{IN} = [15\text{ V} & 20\text{ V} & 25\text{ V}] \\ R_L = [10\ \Omega & 25\ \Omega & 60\ \Omega & 100\ \Omega] \end{cases}$$

e sono state confrontate con i risultati teorici delle equazioni di [sezione 2.1](#). Per valutare il modo di funzionamento è stata osservata la tensione al nodo di commutazione TP1.

I valori misurati di [Tabella 4.1](#) risultano compatibili con i risultati teorici.

V_{IN} = 15V						
<i>R_L</i>	<i>D</i>	Modo	ΔI_{L1}	<i>D_{TEO}</i>	Modo	$\Delta I_{L1,TEO}$
100 Ω	0.54	DCM	250 mA	0.54	DCM	246 mA
60 Ω	0.64	CCM	340 mA	0.66	CCM	303 mA
25 Ω	0.68	CCM	300 mA	0.66	CCM	303 mA
10 Ω	0.69	CCM	300 mA	0.66	CCM	303 mA
V_{IN} = 20V						
<i>R_L</i>	<i>D</i>	Modo	ΔI_{L1}	<i>D_{TEO}</i>	Modo	$\Delta I_{L1,TEO}$
100 Ω	0.32	DCM	330 mA	0.33	DCM	302 mA
60 Ω	0.42	DCM	430 mA	0.43	DCM	390 mA
25 Ω	0.51	CCM	500 mA	0.5	CCM	450 mA
10 Ω	0.52	CCM	500 mA	0.5	CCM	450 mA
V_{IN} = 25V						
<i>R_L</i>	<i>D</i>	Modo	ΔI_{L1}	<i>D_{TEO}</i>	Modo	$\Delta I_{L1,TEO}$
100 Ω	0.24	DCM	380 mA	0.24	DCM	330 mA
60 Ω	0.3	DCM	450 mA	0.31	DCM	430 mA
25 Ω	0.41	CCM	600 mA	0.4	CCM	545 mA
10 Ω	0.41	CCM	600 mA	0.4	CCM	545 mA

Tabella 4.1: Misure del convertitore Buck a confronto con i valori teorici

In [Tabella 4.2](#) sono riportate le misure della tensione di ripple sull'uscita del convertitore. Da questi valori si stima una ESR per i nuovi condensatori di circa 20–30 mΩ. Questo valore risulta troppo basso per poter visualizzare correttamente il ripple sull'uscita, assieme al fatto che la frequenza di zero della funzione di

trasferimento sarebbe

$$f_Z = \frac{1}{2\pi C_2 ESR} \simeq 5.3 \text{ kHz} \quad (4.1)$$

ritrovandosi vicino alla frequenza di crossover f_C generando possibili problemi di instabilità. Si è quindi deciso di sostituire i condensatori di uscita con un nuovo condensatore elettrolitico **SLPX102M100** della Cornell Dubliner con ESR pari a $50 \text{ m}\Omega$, in modo da avere un'ampiezza maggiore del ripple (come si osserva dai dati di [Tabella 4.3](#) e nell'immagine di [Figura 4.1](#)) e ottenendo una frequenza

$$f'_Z \simeq 3.2 \text{ kHz} \quad (4.2)$$

che non generi problemi in fase di progetto del compensatore.

V_{IN} = 15V		
R_L	ΔI_{L1}	ΔV_O
100 Ω	250 mA	7 mV
60 Ω	340 mA	9 mV
25 Ω	300 mA	9 mV
10 Ω	300 mA	9 mV
V_{IN} = 20V		
R_L	ΔI_{L1}	ΔV_O
100 Ω	330 mA	9 mV
60 Ω	430 mA	12 mV
25 Ω	500 mA	14 mV
10 Ω	500 mA	14 mV
V_{IN} = 25V		
R_L	ΔI_{L1}	ΔV_O
100 Ω	380 mA	10 mV
60 Ω	450 mA	13 mV
25 Ω	600 mA	16 mV
10 Ω	600 mA	16 mV

Tabella 4.2: Misure della tensione di ripple ΔV_O del Buck

V_{IN} = 15V		
R_L	ΔI_{L1}	$\Delta V_{O,NEW}$
100 Ω	250 mA	15 mV
60 Ω	340 mA	20 mV
25 Ω	300 mA	20 mV
10 Ω	300 mA	15 mV
V_{IN} = 20V		
R_L	ΔI_{L1}	$\Delta V_{O,NEW}$
100 Ω	330 mA	18 mV
60 Ω	430 mA	23 mV
25 Ω	500 mA	25 mV
10 Ω	500 mA	20 mV
V_{IN} = 25V		
R_L	ΔI_{L1}	$\Delta V_{O,NEW}$
100 Ω	380 mA	20 mV
60 Ω	450 mA	23 mV
25 Ω	600 mA	20 mV
10 Ω	600 mA	20 mV

Tabella 4.3: Misure della tensione di ripple ΔV_O con il nuovo condensatore

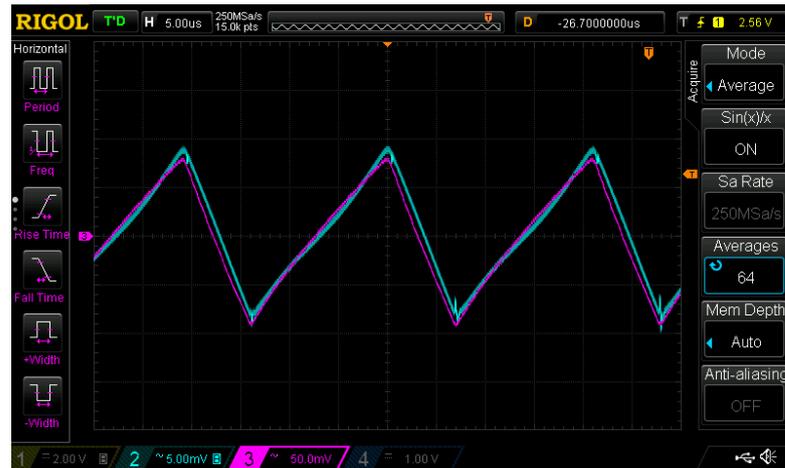


Figura 4.1: Ripple di tensione ΔV_O ai capi del nuovo condensatore (in blu) e ripple di corrente ΔI_{L1} (in viola, scala 100 mA/div)

4.2 Misure sul Boost

Il convertitore Boost, il cui nuovo schematico è riportato in [Appendice D](#), mantiene le precedenti specifiche:

- $V_O = 25 \text{ V}$
- $L_2 = 160 \mu\text{H}$
- $f_S = 50 \text{ kHz}$

Le misure sono state condotte con le seguenti configurazioni di tensione in ingresso e carico

$$\begin{cases} V_{IN} = [10 \text{ V} & 15 \text{ V} & 20 \text{ V}] \\ R_L = [100 \Omega & 150 \Omega & 200 \Omega] \end{cases}$$

In [Tabella 4.4](#) sono riportate le misure di duty cycle, ripple di corrente ΔI_{L2} e ripple di tensione ΔV_O ai capi del condensatore C_4 con ESR pari a $30 \text{ m}\Omega$, sostituito in seguito con il modello con ESR maggiore utilizzato nel convertitore Buck. I valori misurati risultano in linea con quelli teorici delle equazioni di [sezione 2.2](#). Durante le misure non si sono verificati guasti sull'uscita nè surriscaldamenti eccessivi del resistore in uscita R_4 . Superando il limite del duty cycle del 65% e impostando il valore intorno al 70% si ha l'intervento immediato del fusibile R_3 e la protezione del diodo zener in uscita.

$V_{IN} = 10V$								
R_L	D	Modo	ΔI_{L2}	ΔV_O	D_{TEO}	Modo	$\Delta I_{L2,TEO}$	$\Delta V_{O,TEO}$
200 Ω	0.55	DCM	680 mA	15 mV	0.55	DCM	685 mA	20 mV
150 Ω	0.6	CCM	760 mA	20 mV	0.6	CCM	750 mA	24 mV
100 Ω	0.6	CCM	760 mA	20 mV	0.6	CCM	750 mA	30 mV
$V_{IN} = 15V$								
R_L	D	Modo	ΔI_{L2}	ΔV_O	D_{TEO}	Modo	$\Delta I_{L2,TEO}$	$\Delta V_{O,TEO}$
200 Ω	0.27	DCM	560 mA	15 mV	0.3	DCM	560 mA	17 mV
150 Ω	0.33	DCM	640 mA	15 mV	0.34	DCM	645 mA	19 mV
100 Ω	0.37	CCM	760 mA	15 mV	0.4	CCM	750 mA	24 mV
$V_{IN} = 20V$								
R_L	D	Modo	ΔI_{L2}	ΔV_O	D_{TEO}	Modo	$\Delta I_{L2,TEO}$	$\Delta V_{O,TEO}$
200 Ω	0.16	DCM	395 mA	11 mV	0.13	DCM	380 mA	12 mV
150 Ω	0.18	DCM	456 mA	13 mV	0.16	DCM	440 mA	14 mV
100 Ω	0.20	CCM	500 mA	17 mV	0.18	CCM	500 mA	17 mV

Tabella 4.4: Misure sul convertitore Boost a confronto con i valori teorici

4.3 Misure sul Buck-Boost

Il convertitore Buck-Boost mantiene le specifiche di progetto precedenti:

- $V_O = -15V$
- $L_3 = 220 \mu H$
- $f_S = 50 \text{ kHz}$

Le misure sono state condotte con le seguenti configurazioni di tensione in ingresso e carico

$$\begin{cases} V_{IN} = [10V & 15V & 25V] \\ R_L = [20\Omega & 60\Omega & 100\Omega] \end{cases}$$

e confrontate con i risultati teorici delle equazioni di [sezione 2.3](#).

Le misure di [Tabella 4.5](#) risultano compatibili con i risultati teorici. Inoltre, non si sono verificati guasti sull'uscita grazie all'intervento del fusibile. Anche in

questo caso il ripple ΔV_O è stato misurato ai capi del condensatore C_6 che presenta una ESR di $30 \text{ m}\Omega$, che è stato in seguito sostituito con il modello di ESR maggiore come nel convertitore Buck.

$V_{IN} = 10V$								
R_L	D	Modo	ΔI_{L3}	ΔV_O	D_{TEO}	Modo	$\Delta I_{L3,TEO}$	$\Delta V_{O,TEO}$
100Ω	0.6	CCM	600 mA	60 mV	0.6	CCM	545 mA	64 mV
60Ω	0.64	CCM	540 mA	20 mV	0.6	CCM	545 mA	27 mV
20Ω	0.64	CCM	630 mA	30 mV	0.6	CCM	545 mA	19 mV
$V_{IN} = 15V$								
R_L	D	Modo	ΔI_{L3}	ΔV_O	D_{TEO}	Modo	$\Delta I_{L3,TEO}$	$\Delta V_{O,TEO}$
100Ω	0.47	DCM	800 mA	15 mV	0.47	DCM	640 mA	19 mV
60Ω	0.5	CCM	800 mA	40 mV	0.5	CCM	682 mA	25 mV
20Ω	0.53	CCM	800 mA	40 mV	0.5	CCM	682 mA	55 mV
$V_{IN} = 25V$								
R_L	D	Modo	ΔI_{L3}	ΔV_O	D_{TEO}	Modo	$\Delta I_{L3,TEO}$	$\Delta V_{O,TEO}$
100Ω	0.32	DCM	800 mA	25 mV	0.28	DCM	640 mA	19 mV
60Ω	0.4	DCM	1 A	27 mV	0.36	DCM	826 mA	25 mV
20Ω	0.43	CCM	1 A	50 mV	0.38	CCM	852 mA	49 mV

Tabella 4.5: Misure sul convertitore Buck-Boost a confronto con i valori teorici

4.4 Misura delle funzioni di trasferimento

Per ottenere il diagramma di Bode delle funzioni $T(s)$ e $G'_{VD}(s)$ dei convertitori sono stati in primo luogo dimensionati gli elementi del compensatore per le topologie Buck e Buck-Boost secondo la procedura riportata in [sezione 2.6](#). Non è stato possibile condurre le analisi sul convertitore Boost in quanto permane la condizione di retroazione positiva. Questa può essere risolta invertendo la relazione fra il segnale $q(t)$ e lo stato di conduzione del MOSFET Q_2 , come verrà proposto nei paragrafi successivi.

Il compensatore per il convertitore Buck è stato progettato per soddisfare le seguenti specifiche

$$\begin{cases} V_O = 10 \text{ V} \\ f_C = 6.25 \text{ kHz} \end{cases}$$

e i componenti scelti sono i seguenti:

$$\begin{cases} C_c = 100 \text{ pF} \\ R_d = 100 \text{ k}\Omega \\ R_b = 39 \text{ k}\Omega \\ C_b = 10 \text{ nF} \\ R_a = 4.7 \text{ k}\Omega \\ C_a = 12 \text{ nF} \\ R_c = 12 \text{ k}\Omega \end{cases} \quad (4.3)$$

Le prime misure non sono state soddisfacenti in quanto il segnale misurato V_A presentava delle sovratensioni spurie sui fronti di commutazione come mostrato in [Figura 4.2a](#). Per ovviare al problema sono stati aggiunti in parallelo ai resistori R_{17} e R_{28} due condensatori da 1 nF e 470 pF rispettivamente, ottenendo il segnale in giallo in [Figura 4.2b](#).

Si è quindi proceduto alla misura di $T(s)$ e G'_{VD} iniettando il segnale V_{sig} con ampiezza variabile secondo [Tabella 3.10](#) e [Tabella 3.13](#) rispettivamente. Le condizioni di lavoro del Buck sono le medesime utilizzate per la misura sulla vecchia scheda:

$$\begin{cases} V_{IN} = 15 \text{ V} \\ R_L = 20 \Omega \end{cases}$$

I grafici ottenuti con il listato ?? e sono stati confrontati con gli andamenti teorici e riportati in [Figura 4.3](#) e [Figura 4.4](#).

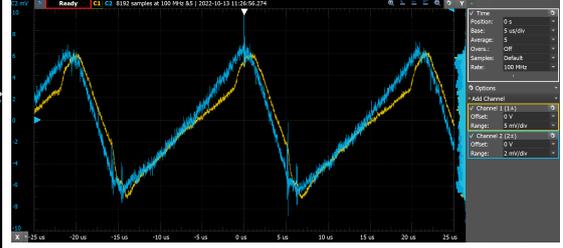
Dalle figure si osserva che i risultati sono in linea con l'andamento teorico a meno di una discrepanza nella misura del guadagno in continua G'_{VD0} .

Il compensatore per il convertitore Buck-Boost è stato progettato con le seguenti specifiche per accomodare il basso valore di ESR del condensatore C_6 :

$$\begin{cases} V_O = -10 \text{ V} \\ f_C = 8 \text{ kHz} \end{cases}$$



(a) Segnale V_a che presenta sovratensioni dei condensatori, con andamento simile ai sui fronti di commutazione



(b) Segnale V_a (in giallo) dopo l'inserimento segnale V_b (in blu)

Per questa topologia i componenti scelti sono quindi i seguenti:

$$\begin{cases} C_c = 100 \text{ pF} \\ R_d = 330 \text{ k}\Omega \\ R_b = 2.2 \text{ k}\Omega \\ C_b = 150 \text{ nF} \\ R_c = 2.2 \text{ k}\Omega \end{cases} \quad (4.4)$$

Il segnale V_a anche in questo caso è risultato disturbato e sono stati identificati fenomeni di sovratensione anche dopo l'aggiunta dei condensatori da 1 nF e 470 pF in parallelo ai resistori R_{25} e R_{28} rispettivamente, come mostrato da [Figura 4.5](#).

f_{MEAS}	V_{SIG}
1 Hz	50 mV
100 Hz	10 mV

Tabella 4.6: Ampiezze del segnale V_{SIG} per la misura del guadagno ad anello del Buck-Boost

Per mitigare questo effetto e non introdurre ulteriore distorsione nell'anello, le misure del guadagno T sono state effettuate con le ampiezze di V_{sig} riportate in [Tabella 4.6](#), mentre per la misura dello stadio di potenza, dove

$$G'_{VD0} = 14$$

la misura è stata fatta mantenendo un segnale costante di ampiezza

$$V_{SIG} = 10 \text{ mV}$$

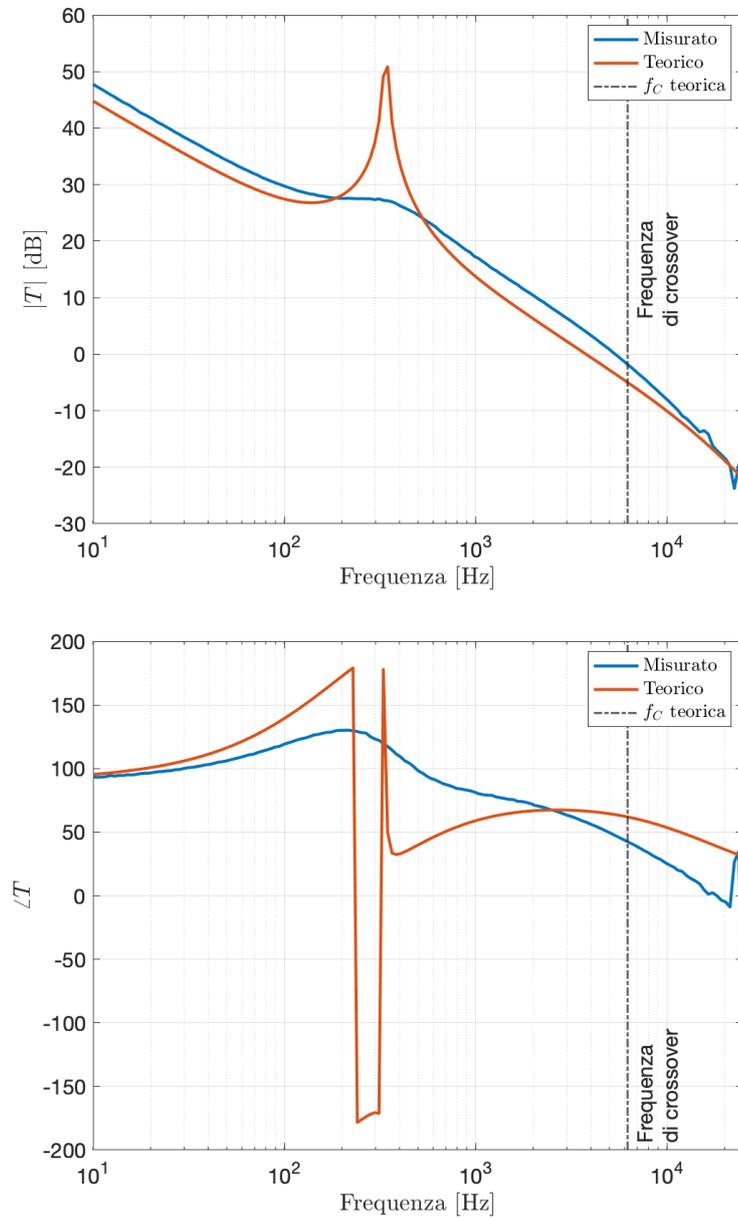


Figura 4.3: Funzione di trasferimento $T(s)$ del Buck del prototipo LED22

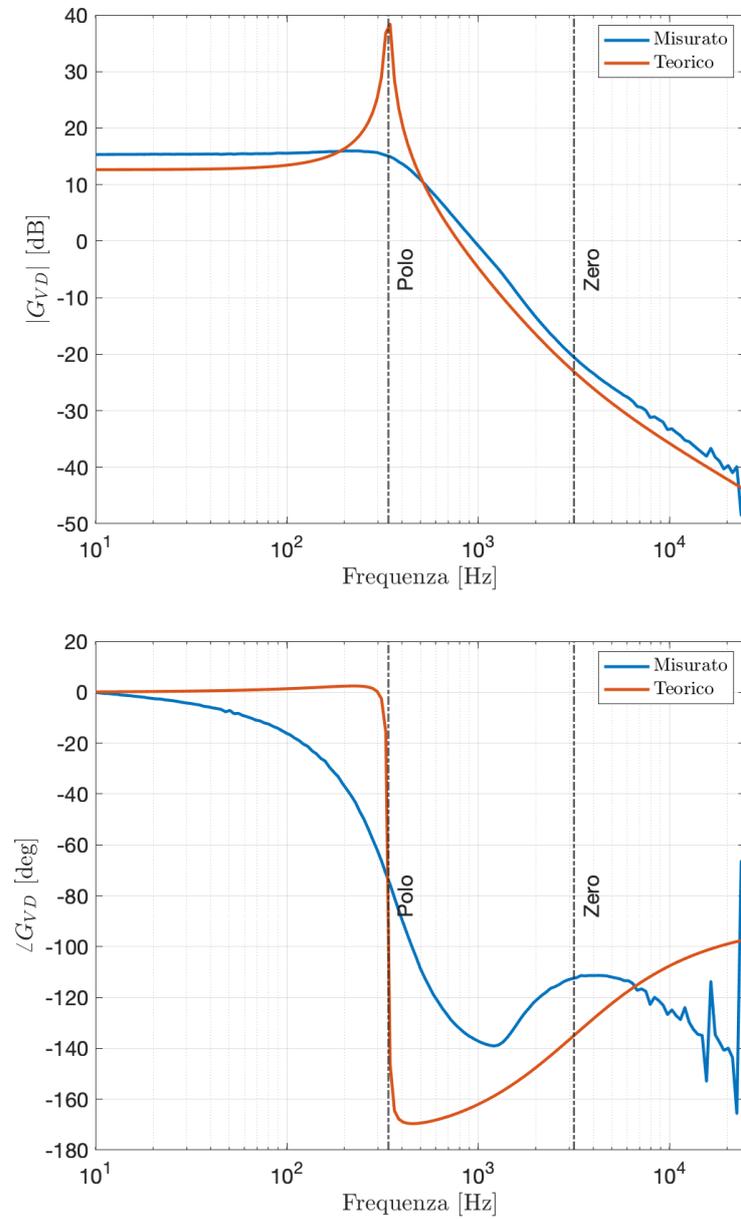


Figura 4.4: Funzione di trasferimento $G'_{VD}(s)$ del Buck del prototipo LED22

La frequenza del polo della funzione $G_{VD}(s)$ di questo convertitore è

$$f_P = 3.5 \text{ Hz}$$

pertanto l'intervallo di frequenze per la misura dello stadio di potenza è $1 \text{ Hz} \div 25 \text{ kHz}$. In [Figura 4.6](#) e [Figura 4.7](#) sono riportati i risultati delle misure a confronto con i grafici teorici. Il listato è riportato in [Listing F.5](#). Anche in questo caso le misure risultano in linea con l'andamento teorico.



Figura 4.5: Segnali V_a con la presenza di sovratensioni (in giallo) e V_b (in blu)

4.5 Misura della risposta al transitorio con il carico dinamico

Per testare il nuovo circuito stampato del carico dinamico è stata valutata la risposta al transitorio di corrente nel convertitore Buck. Il valore del reostato è stato impostato a $R_L = 35 \Omega$ e il modulo è stato collegato in parallelo. Dall'immagine di [Figura 4.8](#) si osserva che l'uscita subisce una variazione di corrente ΔI_O (in viola) e la tensione V_O presenta una sovratensione V_P che viene regolata dal convertitore, il quale ristabilisce il valore V_O corretto (in blu), come descritto in [sezione 3.5](#).

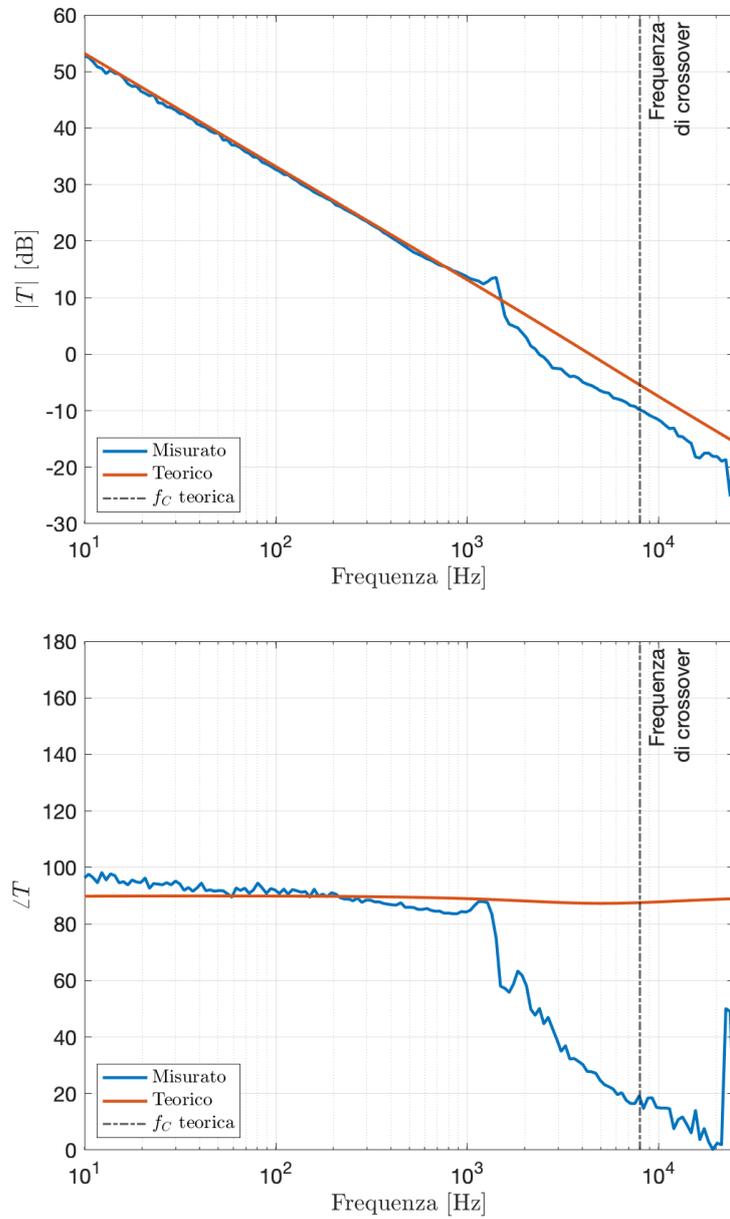


Figura 4.6: Funzione di trasferimento $T(s)$ del Buck-Boost del prototipo LED22

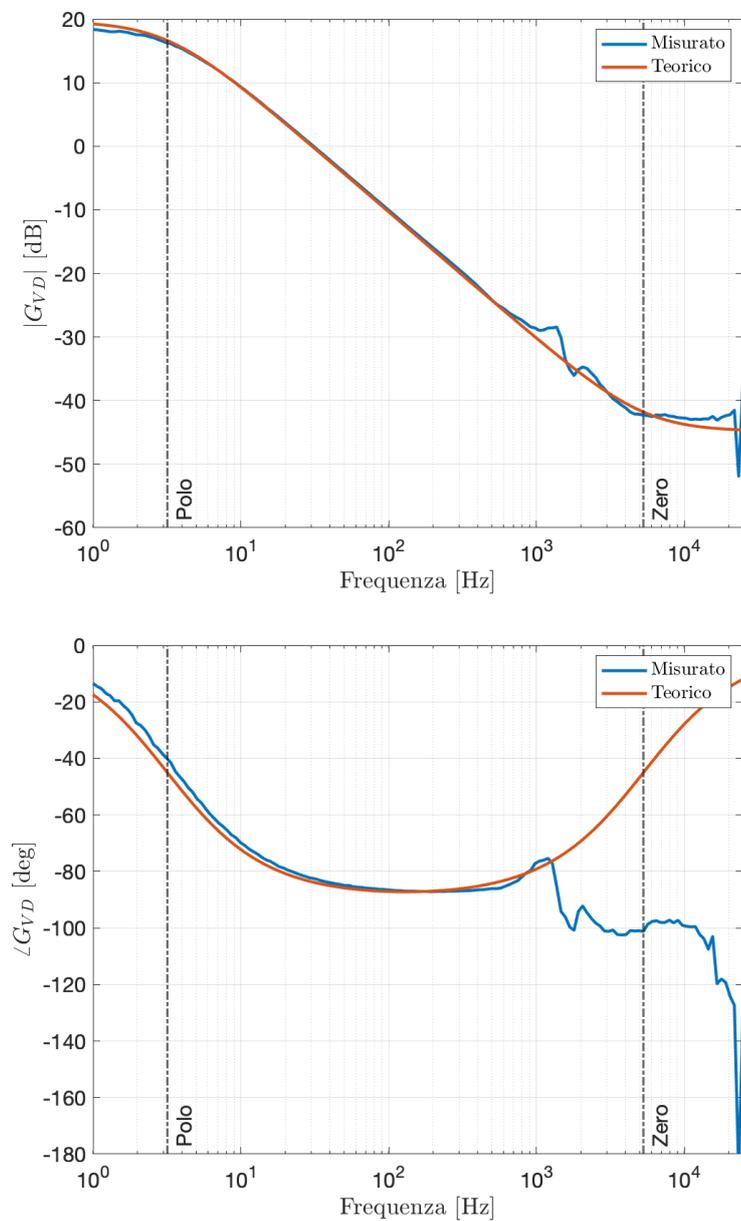


Figura 4.7: Funzione di trasferimento $G'_{VD}(s)$ del Buck-Boost del prototipo LED22

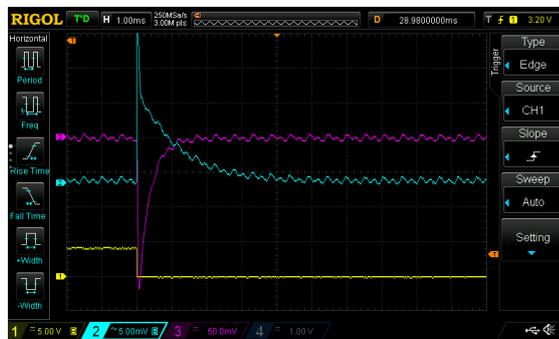


Figura 4.8: Risposta al transitorio di carico: corrente I_O (in viola), tensione V_O (in blu) e segnale di pilotaggio del carico dinamico (in giallo)

Capitolo 5

Modifiche al prototipo

Le misure sul primo prototipo hanno mostrato che le soluzioni messe in atto per proteggere i convertitori si sono rivelate efficaci. Al contrario, sono stati riscontrati dei disturbi sui segnali misurati per visualizzare la risposta in frequenza, assieme ad alcune discrepanze fra il grafico teorico e quello misurato. In ultimo luogo non è stato possibile valutare la risposta in frequenza del convertitore Boost poiché permane una condizione di retroazione positiva. Sono state quindi studiate delle modifiche da apportare al prototipo per poter ridurre i problemi dati dai disturbi.

5.1 Integrazione dei *gate drivers*

Come menzionato in precedenza, non è stato possibile condurre l'analisi ad anello chiuso del convertitore Boost a causa della sua condizione di retroazione positiva. Questa nasce dal fatto che il segnale $q(t)$, nel caso del Boost, regola direttamente la fase di scarica dell'induttore L_2 , anziché quella di carica, come spiegato in [sezione 2.4](#): quando si lavora in retroazione pertanto, un incremento della tensione V_O determina una diminuzione della tensione di errore V_e che segnala al controllore di diminuire l'intervallo $t_{ON,q}$. Questo diminuisce di conseguenza l'intervallo di scarica t_{OFF} aumentando il tempo di carica dell'induttore e dando origine a una retroazione positiva, come riportato in [Figura 5.1](#).

Per ovviare a questo problema è necessario aggiungere un circuito di logica che inverta il segnale $q(t)$ in modo che l'intervallo $t_{ON,q}$ coincida con l'intervallo t_{ON} del convertitore Boost.

Per fare ciò è stato quindi deciso di implementare un circuito *gate driver*, il quale è in grado di fornire il corretto quantitativo di corrente per caricare e scaricare velocemente la capacità di ingresso del MOSFET Q_2 e minimizzare le fasi di accensione

e spegnimento del dispositivo. In questo modo si limita l'intervallo temporale durante il quale il MOSFET è in regione resistiva, diminuendo la potenza dissipata e ottenendo una forma d'onda della tensione ai suoi capi con fronti di salita più ripidi, simili all'andamento teorico. Nello specifico è stato scelto per il convertitore Boost l'integrato **TC4426**, il cui ingresso è di tipo invertente e garantisce il funzionamento secondo quanto descritto prima come riportato nello schema semplificato in [Figura 5.2](#).

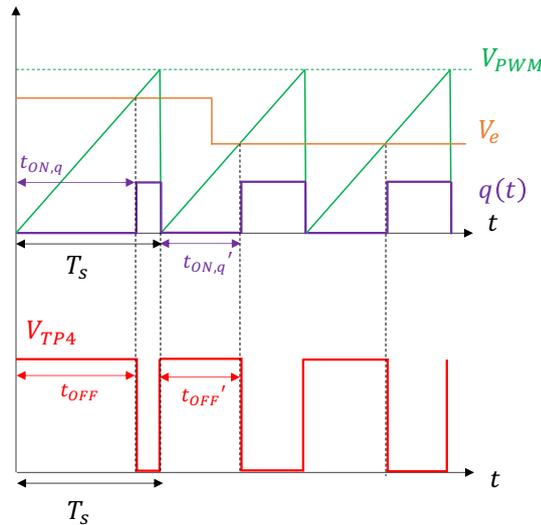


Figura 5.1: Regolazione dei tempi $t_{ON,q}$ e t_{OFF} al variare della tensione di errore V_e

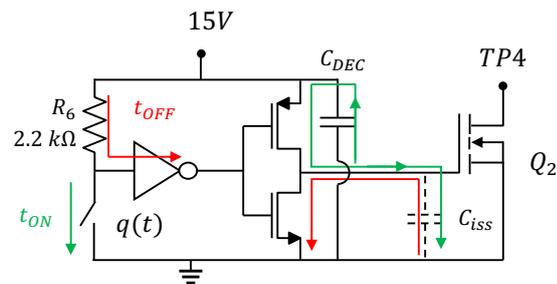


Figura 5.2: Schema semplificato del gate driver TC4426

Allo stesso modo, per velocizzare i tempi di commutazione anche convertitori Buck e Buck-Boost, sono stati sostituiti i MOSFET Q_1 e Q_3 di tipo P con il loro equivalente di tipo N usato anche per il convertitore Boost. Questo cambio ha reso necessario l'utilizzo di un gate driver high side, il cui schema per il convertitore

Buck è riportato in [Figura 5.3](#). Durante l'intervallo t_{OFF} la tensione al nodo $TP1$ è pari a 0 V e si ha, assieme alla scarica di C_{iss} , la carica del condensatore di bootstrap C_{BOOT} alla tensione di alimentazione tramite il diodo D_{11} . Nell'intervallo di accensione t_{ON} il condensatore fornisce la carica necessaria al gate di Q_1 e impone la tensione V_{GS} pari alla tensione di alimentazione, portando in conduzione il MOSFET.

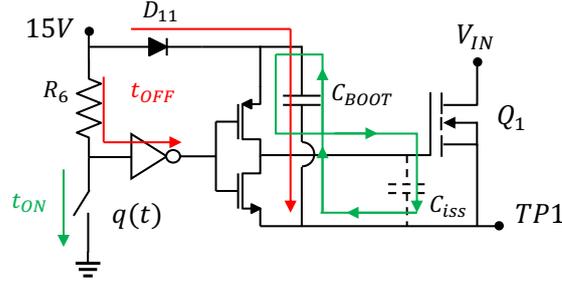


Figura 5.3: Schema di funzionamento di un driver high side

Per questi dispositivi è stato scelto l'integrato **FAN7081**, anch'esso di tipo invertente per mantenere la relazione corretta fra $t_{ON,q}$ e t_{ON} . È stato inoltre dimensionato il condensatore di bootstrap in modo che abbia capacità sufficiente per non abbassare la tensione ai suoi capi in modo eccessivo [26]. Visto che il driver scelto dispone della funzionalità di protezione dalle sottotensioni (undervoltage lockout) che disabilita il circuito quando la tensione ai capi di C_{BOOT} diminuisce di una quantità V_{BSUVH} , il condensatore deve essere in grado di fornire la carica al gate mantenendo una caduta di tensione minore:

$$C_{BOOT} \geq \frac{Q_{TOT}}{V_{BSUVH}} \quad (5.1)$$

dove $V_{BSUVH} = 0.2 \text{ V}$ e

$$Q_{TOT} = Q_G + (I_{LK,GS} + I_{Q,BS} + I_{LK,BS} + I_R)t_{ON,MAX} \quad (5.2)$$

con Q_G la carica di gate, $I_{LK,GS}$ e $I_{Q,BS}$ le correnti di perdita e quiescenti del driver [27], I_R la corrente inversa del diodo di bootstrap scelto, **RB540VM-30**, pari a 500 nA [28] e $t_{ON,MAX} = 14 \mu\text{s}$ pari al massimo duty cycle del Buck in condizioni nominali.

Dalle equazioni precedenti si ottiene quindi

$$Q_{TOT} \simeq 30.2 \text{ nC} \quad (5.3)$$

$$C_{BOOT} \geq \frac{30.2 \text{ nC}}{0.2 \text{ V}} = 151 \text{ nC} \xrightarrow{\text{norm.}} 220 \text{ nF} \quad (5.4)$$

5.2 Modifiche al layout

Dovendo modificare il layout del circuito stampato per inserire i gate driver e la circuiteria accessori sono state apportati ulteriori cambiamenti per rendere la scheda più maneggevole durante l'utilizzo.

I driver sono stati piazzati assieme ai loro componenti accessori (condensatori di disaccoppiamento e diodi) il più vicino possibile ai gate dei MOSFET Q_1, Q_2, Q_3 per minimizzare le induttanze parassite ed eventuali risonanze (in rosso in [Figura 5.5a](#)).

Sono stati aggiunti ulteriori shunt di corrente per agganciare le sonde e visualizzare le correnti dei condensatori di ingresso e di uscita $I_{C1,2}, I_{C3,4}, I_{C7,8}$ (in giallo in [Figura 5.5a](#)). Per poter visualizzare la tensione di ripple ΔV_O i test point TP_2, TP_4, TP_6 sono stati mantenuti ai capi dei condensatori di uscita, mentre gli shunt sono stati inseriti a monte in modo da non modificare il ripple.

Sono stati infine ritagliate delle sezioni del piano di massa in corrispondenza degli induttori L_1, L_2 e L_3 per evitare la formazione di eddy currents generate dal campo magnetico degli induttori. Come misura precauzionale ulteriore il nodo di commutazione TP_1 è stato separato ulteriormente dal piano di massa per evitare accoppiamenti di tipo capacitivo ed eventuali correnti parassite che possano arrivare ad interferire con i segnali del blocco di controllo.

Sul layer inferiore è stato invece aggiunta per ogni nodo di commutazione un'area equivalente che fungesse da schermo e creasse un forte accoppiamento capacitivo per limitare le correnti indotte nel piano di massa e nei nodi adiacenti (come si può vedere in [Figura 5.6b](#)) [29].

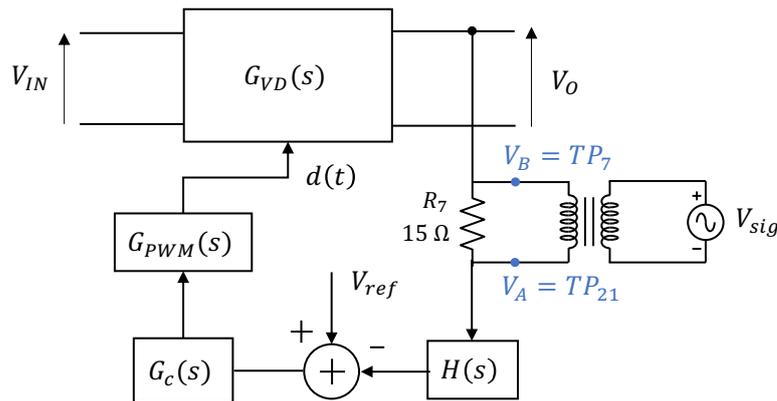


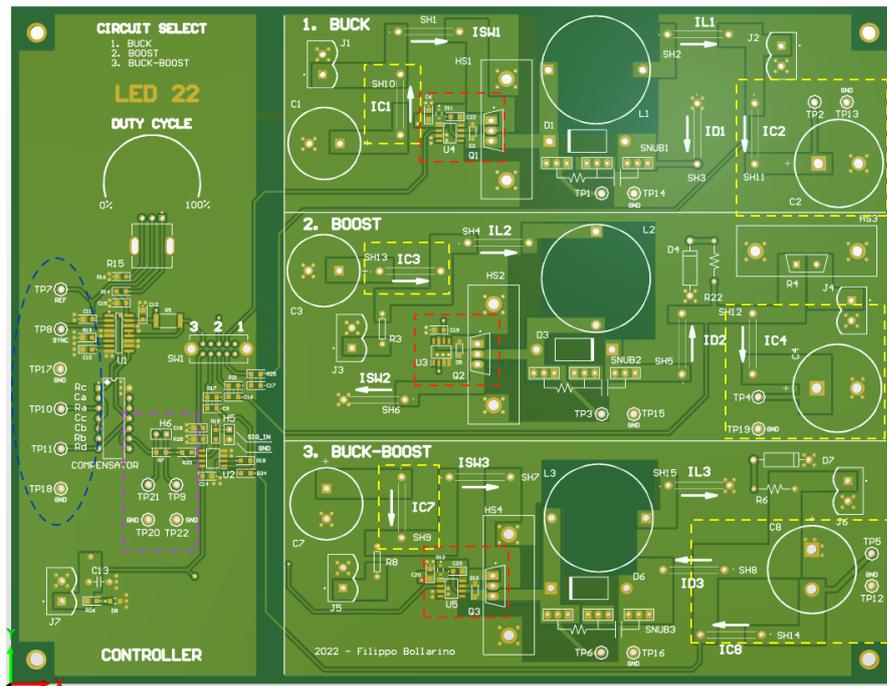
Figura 5.4: Schema della misura del guadagno ad anello con trasformatore di iniezione

Nel blocco di controllo è stato implementato il resistore $R_7 = 15 \Omega$ all'ingresso del compensatore assieme ai test points TP_9 e TP_{21} (in viola in [Figura 5.5a](#)). Questa aggiunta predispose la scheda alla misura del guadagno ad anello utilizzando un trasformatore di iniezione [14] secondo lo schema di [Figura 5.4](#). La posizione dei test points ai capi di R_7 è stata scelta per minimizzare la differenza dei tempi di propagazione dei segnali V_b e V_a in modo da ottenere una misura più accurata, specie nel caso della fase.

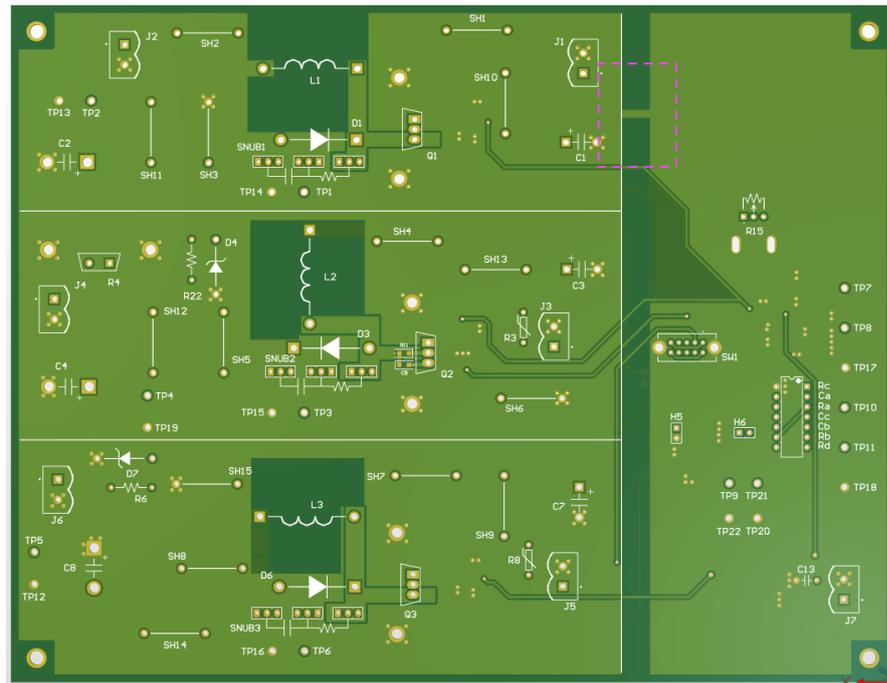
Sono stati inoltre aggiunti ulteriori test points TP_{10} e TP_{11} (in blu in [Figura 5.5a](#)) per agevolare la misura del guadagno ad anello con la procedura classica, evitando di dover agganciare le sonde dell'oscilloscopio ai reofori dei componenti montati nel compensatore.

In ultimo luogo, sono state disaccoppiate le aree di massa della sezione di controllo e di potenza creando due aree distinte e collegate tramite una singola traccia sul piano inferiore (come evidenziato in rosa in [Figura 5.5b](#)). Questo collegamento esibisce un comportamento di tipo induttivo che garantisce un collegamento a bassa impedenza fra i due piani in continua a 0 V, mentre separa i due piani di massa per i disturbi ad alta frequenza che potrebbero essere presenti.

Gli schematici e la lista dei materiali per il secondo prototipo è disponibile in [Appendice E](#).

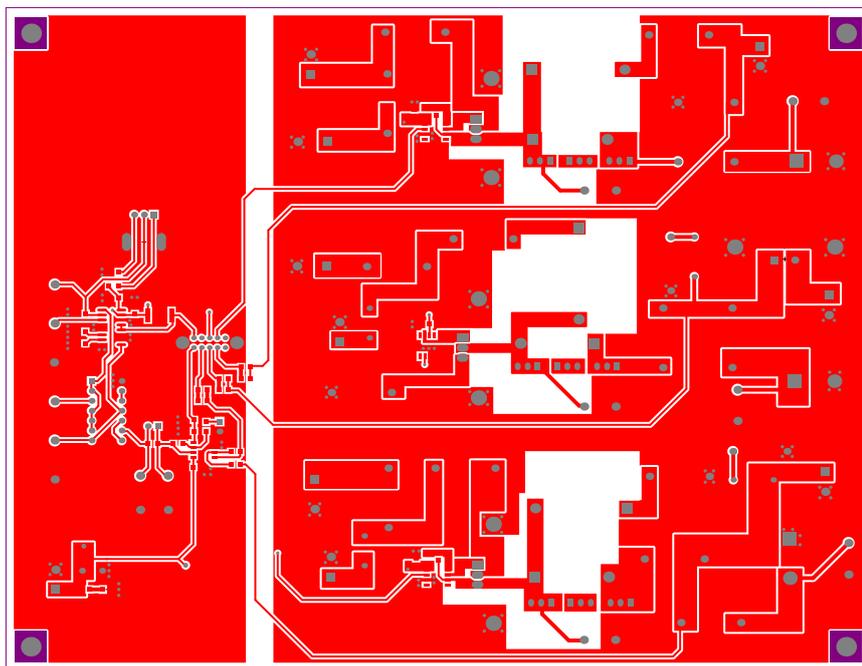


(a) Top

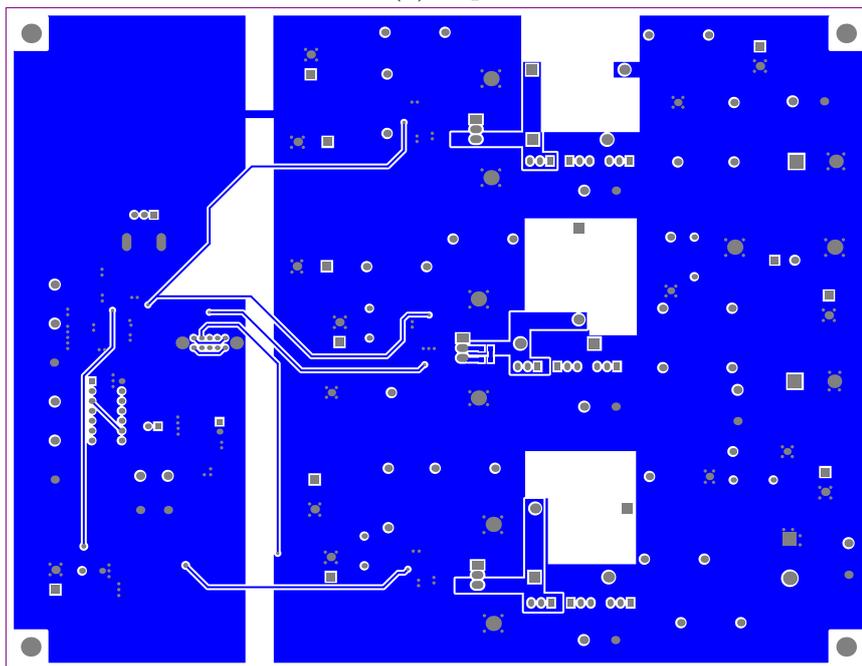


(b) Bottom

Figura 5.5: Viste tridimensionali del secondo prototipo con evidenziati gli interventi di modifica



(a) Top



(b) Bottom

Figura 5.6: Viste dei piani del circuito stampato principale

Capitolo 6

Conclusioni

Questo testo ha proposto lo sviluppo di una scheda didattica per lo studio dei convertitori DC-DC basata sulle tre topologie principali Buck, Boost e Buck-Boost, partendo dalla scheda LADISPE 93 già presente nei laboratori di Elettronica del Politecnico di Torino.

Il lavoro è iniziato dalla revisione dettagliata della scheda esistente per identificare le conseguenze delle precedenti soluzioni progettuali che hanno prodotto guasti e introdotto problemi di affidabilità. La causa principale è la mancanza di protezioni dalle sovracorrenti che portano a surriscaldamenti eccessivi e danneggiamenti dei componenti. Il secondo fattore che causa i guasti è la mancanza di chiare segnalazioni all'utente sui limiti operativi.

Il difetto principale riguardo l'utilizzo della scheda è la difficoltà di valutare la risposta in frequenza completa del convertitore in retroazione, dovendo effettuare la misura in modo manuale.

In secondo luogo sono state analizzate le modifiche da apportare al circuito originale per migliorarlo e sviluppare il nuovo prototipo LED 22. Sono state valutate varie soluzioni alle problematiche di sovracorrente riscontrate nel vecchio progetto: sono stati introdotti nuovi dispositivi di protezione dalle sovracorrenti come i fusibili resettabili e sono stati definiti i limiti di operatività dei convertitori e opportunamente segnalati tramite una serigrafia sul circuito stampato. Sono stati sostituiti i componenti sotto stress termico e affiancati da un dissipatore per limitare l'aumento della temperatura, escludendo l'uso del circuito stampato come mezzo di dissipazione anche per i componenti con minor potenza dissipata.

È stata valutata l'integrazione di sensori di corrente nel circuito per fare a meno delle sonde di corrente, ma non sono stati trovati prodotti che soddisfacessero le specifiche e sono stati aggiunti resistori di shunt delle dimensioni opportune per agganciare le sonde di corrente.

È stata studiata una procedura di misura della risposta in frequenza dei convertitori tramite l'uso della scheda di acquisizione Analog Discovery 2 e la sua funzione di Analizzatore di Reti, ottenendo le varie ampiezze del segnale di test da iniettare e le altre impostazioni da utilizzare. È stato infine rivisto il circuito del carico dinamico e risolti i problemi termici, assieme all'aggiunta di zoccoli per renderne più agevole l'uso.

Il risultato finale è lo schematico e il layout del nuovo prototipo LED 22.

In ultimo luogo è stato testato il prototipo per verificare le nuove funzionalità. I risultati delle misure sono stati in linea con gli andamenti teorici con alcune discrepanze nelle misure delle funzioni di trasferimento. Dai test sono emerse delle problematiche relative a disturbi presenti sui segnali acquisiti e sono state valutate le opportune modifiche al circuito del primo prototipo per limitarli, aggiungendo in primo luogo dei gate drivers per pilotare i MOSFET per velocizzare le fasi di accensione e spegnimento e invertire il segnale di comando del Boost, eliminando la condizione di retroazione positiva.

Per motivi di tempo non è stato possibile verificare che tutte le modifiche apportate fossero utili a risolvere i problemi sopra elencati, pertanto il lavoro di questa tesi può essere la base di lavori futuri che valutino l'idoneità del nuovo prototipo per l'utilizzo durante le esercitazioni in laboratorio.

Le ultime modifiche effettuate nel layout per ridurre gli accoppiamenti capacitivi hanno interessato principalmente gli induttori, in quanto fonte di eddy currents non essendo schermati, e i nodi di commutazione ad alta escursione dv/dt . Tuttavia, la rimozione del piano di massa sotto questi elementi viene spesso omessa per fornire uno schermo per il campo magnetico emesso dall'induttore o per avere l'accoppiamento diretto dei disturbi del nodo di commutazione con esso, senza interessare elementi adiacenti [30] [31]. Si può quindi valutare un'analisi delle interferenze elettromagnetiche registrate con la presenza o meno di un piano di massa integrale per verificarne l'efficacia di schermatura e l'impatto delle eddy currents. Riguardo le procedure da utilizzare per eseguire le esercitazioni di laboratorio, nella tesi è stata proposta una procedura di misura delle funzioni di trasferimento automatica con l'Analog Discovery 2 mantenendo però il circuito di iniezione e i punti di misura della scheda precedente. La scheda dispone tuttavia anche della possibilità di effettuare la misura del guadagno ad anello tramite trasformatore di iniezione, pertanto si può indagare la differenza fra i risultati delle due metodologie di iniezione e la messa a confronto fra la misura con un Analizzatore di Reti e con un analizzatore di spettro a FFT [32].

Appendice A

Progetto della scheda **LADISPE 93**

Realizzato da Enrico Boccardo & Igor Gallizzi
12 maggio 1993

Convertitori switching

Prefazione

Il seguente documento è stato digitalizzato e riordinato al fine di poter essere utilizzato come elemento bibliografico e come documento storico del progetto di sviluppo della scheda didattica **LADISPE93**, nata per essere utilizzata durante i laboratori del corso di Elettronica di Potenza, poi **Power Electronics**, tenuto prima dal professor Franco Maddaleno, ora dal professor Francesco Musolino.

Questo documento rimane fondamentale per capire le scelte progettuali che hanno portato allo sviluppo di un circuito stampato artigianale (il layout delle tracce è stato disegnato a mano e riportato su lucidi) che è riuscito a superare gli anni di utilizzo rimanendo risorsa utile per comprendere il funzionamento delle topologie base dei convertitori switching per quasi trent'anni.

Ringrazio qui gli autori di questa "tesina" **Enrico e Jgor**, che mi hanno dato la possibilità di entrare nelle loro menti per poter aggiornare il loro prodotto e tirarne fuori una versione più completa.

Torino, lì 11 luglio 2022

Filippo Bollarino

Introduzione

In questa ricerca si sono realizzate le tre topologie basi dei convertitori ad onda quadra:

- Buck
- Boost
- Buck-boost

Lo scopo di questa ricerca è di tipo didattico e dimostrativo per osservare il diverso comportamento che hanno gli switching, quando lavorano in modo continuo e in modo discontinuo.

Dimensionamento

Per la progettazione di ogni convertitore si è utilizzata una frequenza di switching pari a **50 kHz**, si è osservato di non eccedere i **30 V** di tensione di ingresso e i **20 W** di potenza in esercizio.

Le restanti caratteristiche sono scelte in modo tale, da ottenere un valore di induttanza tra quelle in commercio.

Quindi si è riportato per ogni convertitore, i calcoli dei relativi parametri.

Buck

L'induttore è dimensionato per far lavorare la cella di potenza in modo continuo con un carico variabile da 5 a $40\ \Omega$ e in modo discontinuo con la restante parte del carico ($R_l > 40\ \Omega$).

Caratteristiche:

$$V_{in} = 15 \div 25\ \text{V} \quad V_{out} = 10\ \text{V}$$

$$f_s = 50\ \text{kHz}$$

I conti eseguiti danno questi risultati per il modo continuo:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad D = 0.4 \div 0.66$$

$$L \geq \frac{R_l(1 - D_{min})}{2f_s}$$

Quindi si utilizzerà un induttore da $220\ \mu\text{H}$, che sopporta $3.5\ \text{A}$ di picco.

Si è scelto questo tipo di induttore, perché l'unico in commercio, che ha un valore il più vicino possibile a quello richiesto.

Quindi il modo continuo lo si ha per:

$$R_l \leq \frac{2L_1 f_s}{1 - D_{min}} = 36.6\ \Omega$$

e si ottiene un valore di corrente, di variazione di corrente e di energia accumulata pari a:

$$I_{L,pk} = 2.27\ \text{A} \quad \Delta I_L = 0.31 \div 0.54\ \text{A} \quad E_L = 568\ \mu\text{J}$$

Per il calcolo delle potenze dei condensatori si è usato il valore ERS misurato con l'impedenziometro vettoriale (pari a $62\ \text{m}\Omega$).

$$I_{Cin,rms} = 1\ \text{A} \quad P_{Cin} = 62\ \text{mW}$$

$$I_{Cout,rms} = 1.57 \text{ A} \quad P_{Cout,rms} = 1.5 \text{ mW}$$

L'interruttore del Buck è formato da un MOS a canale P tipo **IRF 9530**, per il quale la $R_{DS,on}$ vale 0.4Ω a temperatura ambiente ($T_j = 25^\circ\text{C}$) e dato che aumenta al crescere della temperatura, stimiamo che la temperatura della giunzione raggiunga $T_j = 125^\circ\text{C}$, quindi la $R_{DS,on}$ raddoppia ($R_{DS,on} = 0.8 \Omega$), ottenendo:

$$I_{S,rms} = 1.63 \text{ A} \quad P_{conduz} = 2.12 \text{ W}$$

La potenza totale da dissipare vale al massimo:

$$P_{S,max} = (P_{conduz} + P_{commutaz}) = 4 \text{ W}$$

Quindi il MOS viene montato su un dissipatore per evitare che la temperatura del case sia eccessiva e possa scottare chi opera sul circuito.

La potenza di commutazione è stata stimata in modo grossolano, supponendo che sia quasi uguale alla potenza di conduzione, (non si è tenuto conto di un eventuale snubber che mi provoca una diminuzione della potenza di commutazione), perché il MOS che si è scelto è sovradimensionato dato che può sopportare una corrente massima di 12 A con una $R_{DS,on}$ di 0.4Ω , ottenendo una $P_{D,max} = 57.6 \text{ W}$.

Anche il diodo scalda ma sfruttando la lunghezza dei reofori si contiene la temperatura:

$$I_d = 1.2 \text{ A} \quad P_d = 1.2 \text{ W}$$

Per far lavorare il convertitore in modo discontinuo si è utilizzato come caratteristiche:

$$V_{in} = 25 \div 30 \text{ V} \quad V_{out} = 10 \text{ V}$$

$$f_s = 50 \text{ kHz} \quad R_l = 40 \div 71 \Omega$$

Ottenendo un valore di induttanza minima pari a $L1 \leq 240 \mu\text{H}$, l'utilizzo di un'induttanza da $220 \mu\text{H}$ è una buona scelta, con un valore di corrente e di energia accumulata pari a:

$$I_{L,pk} = 0.54 \text{ A} \quad E_l = 32 \mu\text{J}$$

Dato che le correnti sul MOS e sul diodo risultano minori rispetto al modo continuo, (perché si eroga meno potenza) non vengono riportate.

Il partitore, dato dalle resistenze R_4 e R_5 , serve per accendere il MOS quando i piedini

12 e 13 del controllore sono a livello basso (transistori saturi). In questo modo si crea una differenza di potenziale tra gate e source di circa 10 V, calcolato nel caso peggiore, cioè a 15 V.

I valori delle resistenze non possono essere troppo elevate, per garantire tempi di salita e discesa brevi (dell'ordine delle decine di ns) e neanche troppo basse per non avere consumi elevati:

$$R_4 = 330 \Omega \quad R_5 = 150 \Omega$$

E' necessario inserire un diodo zener per proteggere il MOS da eventuali spike e per limitare la V_{GS} a 12 V massimi, nel caso di tensioni di alimentazione maggiori.

Nel modo discontinuo sono state rilevate, durante il collaudo, delle risonanze durante il T_{idle} . Per eliminarle si è usato uno snubber, costituito da un gruppo RC in parallelo al diodo e la capacità deve essere non troppo piccola, perché non smorza le risonanze e non troppo grossa, perché mi cambia la frequenza di oscillazione. Quindi si utilizzerà come capacità e resistenza:

$$C_9 = 8C_{par}$$

$$R_6 = 0.65 \sqrt{\frac{L_{par}}{C_{par}}}$$

Il coefficiente 0.65 viene detto *di sicurezza*, perché serve per ottenere tre poli reali.

La capacità e l'induttanza parassita si ricavano misurando la frequenza di oscillazione (f_{ris}) e inserendo un condensatore (valore tipico $C_{agg} = 1 \text{ nF}$) si cerca di dimezzare la frequenza di oscillazione (f'_{ris}) ottenendo:

$$f'_{ris} = \frac{f_{ris}}{2}$$

Quindi si ottiene che:

$$C_{par} = \frac{C_{agg}}{3}$$

e il valore di induttanza parassita uguale:

$$L_{par} = \frac{1}{4\pi^2 f_{ris}^2 C_{par}}$$

Ottenendo i valori R e C dello snubber uguale a:

$$R_6 = 680 \Omega \quad C_9 = 3.3 \text{ nF}$$

Boost

Una delle proprietà di questo convertitore è di elevare la tensione di uscita, per questo motivo, si è utilizzato una tensione di alimentazione tra i 10 e i 20 V.

Si è scelto un valore di $M < 3$, in modo da non risentire degli effetti parassiti del circuito. Il carico è composto da un resistore fisso da 100Ω con una $P_{max} = 10W$ e da un reostato in serie, con una $R_l < 71 \Omega$, in questo modo si garantisce che il carico non scenda sotto i 100Ω e si dissipi più di $6.25 W$.

Caratteristiche :

$$V_{in} = 10 \div 20 \text{ V} \quad V_{out} = 25 \text{ V}$$
$$R_l = 100 \div 171 \Omega \quad f_s = 50 \text{ kHz}$$

Con questi dati si è ottenuto:

$$M = 1.25 \div 2.5$$

$$D = 0.2 \div 0.6$$

Per garantire il modo continuo bisogna che:

$$L_2 > R_{l,max} \frac{D(1-D)^2}{2f_s} = 222.2 \mu\text{H}$$

e per garantire il modo discontinuo

$$L_2 < R_{l,min} \frac{D(1-D)^2}{2f_s} = 96 \mu\text{H}$$

Poiché in commercio si hanno solamente induttori da $100 \mu\text{H}$ e da $220 \mu\text{H}$ si è scelto quella da $220 \mu\text{H}$ a cui si è svolto circa 9 spire per fare scendere il valore dell'induttore a $160 \mu\text{H}$, rendendo possibile il funzionamento in entrambi i modi.

Dato che i componenti sono sollecitati maggiormente nel modo continuo, si riporterà solamente i calcoli fatti in suddetto modo.

$$I_{L,pk} = 2.125 \text{ A} \quad \Delta I_l = 1.5 \text{ A} \quad E_l = 360 \mu\text{J}$$

Si è usato lo stesso tipo di condensatori del buck, ottenendo:

$$I_{Cin} = 0.433 \text{ A} \quad P_{Cin} = 19 \text{ mW}$$

$$I_{Cout} = 0.42 \text{ A} \quad P_{Cout} = 17 \text{ mW}$$

Nel diodo la corrente media è:

$$I_d = 0.25 \text{ A} \quad P_d = 0.25 \text{ W}$$

In questo circuito l'interruttore è di tipo low-side, quindi si è usato un MOS a canale N tipo **IRF 530** e per tale componente la $R_{DS,on}$ vale 0.35Ω nel caso peggiore (a temperatura elevata) ottenendo:

$$I_{S,rms} = 0.57 \text{ A} \quad P_{conduz} = 0.11 \text{ W}$$

Dopo aver considerato anche le perdite per commutazione oltre quelle di conduzione, ottenendo una $P_{S,tot} < 1 \text{ W}$, si è montato un dissipatore per non avere temperature elevate del case.

Per pilotare il MOS si è usato uno stadio a simmetria complementare tra l'uscita del controllore e il gate.

Si è inserito tra l'uscita dello stadio e il gate una resistenza R_8 che serve per smorzare le oscillazioni dovute alla capacità parassita C_{iss} e all'induttanza della pista.

La R_8 viene stimata uguale a:

$$R_8 = \sqrt{\frac{L}{C_{iss}}} = 20 \Omega$$

Scegliendo poi $R_8 = 22 \Omega$

Per proteggere il gate del MOS da spike di tensione utilizziamo un diodo zener da 12 V. Anche in questo circuito si è inserito uno snubber per lo stesso motivo del buck, ottenendo:

$$R_9 = 680 \Omega \quad C_{10} = 3.9 \text{ nF}$$

Buck-boost

Per progettare il buck-boost si è usato come carico un reostato da 71Ω e si è scelto come induttore un valore tale da garantirci il funzionamento in modo continuo, e il passaggio in modo discontinuo a circa metà escursione del reostato.

Caratteristiche:

$$V_{in} = 15 \div 25 \text{ V} \quad V_{out} = -10 \text{ V}$$
$$f_s = 50 \text{ kHz} \quad R_l = 10 \div 71 \Omega$$

Il range del Duty-cycle e del rapporto tra V_{out} e V_{in} è uguale a:

$$D = 0.285 \div 0.4$$

$$M = 0.4 \div 0.67$$

Per lavorare in modo continuo è necessario un valore di induttanza pari a:

$$L > R_{l,max} \frac{(1 - D_{min})^2}{2f_s} = 306 \mu\text{H}$$

e per il modo discontinuo pari a:

$$L < R_{l,min} \frac{(1 - D_{max})^2}{2f_s} = 36 \mu\text{H}$$

Per la realizzazione del Buck-boost abbiamo scelto $L_3 = 220 \mu\text{H}$ (infatti il convertitore entra in modo discontinuo con un carico $R_l > 60 \Omega$).

Anche in questo caso i componenti sono maggiormente sollecitati in modo continuo, quindi si è riportato solamente la trattazione in suddetto modo.

Per l'induttore si ottiene:

$$I_{L,pk} = 1.94 \text{ A} \quad \Delta I_l = 0.72 \text{ A} \quad E_l = 414 \mu\text{J}$$

Per i condensatori di ingresso e uscita si ha:

$$I_{Cin,rms} = 1.6 \text{ A} \quad P_{Cin} = 158 \text{ mW}$$
$$I_{Cout,rms} = 1.5 \text{ A} \quad P_{Cout} = 156 \text{ mW}$$

Come interruttore si usa un IRF 530 tipo N con $R_{DS,on} = 0.35 \Omega$ nel caso peggiore, per il quale si ottiene:

$$I_S = 1.87 \text{ A} \quad P_{conduz} = 1.23 \text{ W}$$

Considerando anche le perdite per commutazione, si ottiene una $P_{S,tot} < 2.5 \text{ W}$, quindi conviene montare il MOS su un dissipatore per non avere temperature elevate del case.

Nel diodo la corrente media che scorre è uguale a quella del carico:

$$I_d = 1 \text{ A} \quad P_d = 1 \text{ W}$$

Dato che l'interruttore è di tipo high-side, per pilotarlo bisogna che il gate sia ad una tensione 10 V superiore alla tensione del source. A tale scopo si è realizzato il circuito di pilotaggio del MOS, mediante un piccolo trasformatore pilotato da uno stadio complementare, perché il controllore non è in grado di erogare una corrente tale da accendere velocemente il MOS.

Tra il secondario del trasformatore e i capi gate-source si è collegato il MOS **BS 170**, che serve per spegnere e accendere (sfruttando il diodo di substrato) l'interruttore del Buck-Boost.

In generale non si usa il diodo di substrato per spegnere l'interruttore, perché risulta più lento di un diodo esterno ma in questo caso, dopo alcune misure, si è notato che tutti i diodi veloci che si aveva a disposizione erano più lenti del diodo di substrato.

All'ingresso del trasformatore si è inserita una impedenza costituita da una capacità, dimensionata in modo da permettere al nucleo del trasformatore di saturare (inserendo un condensatore si ha il vantaggio di tagliare la continua, eliminando inutili perdite di potenza) e da una resistenza che serve per smorzare le oscillazioni (per esempio imponendo un $Q = 1$).

Attraverso il trasformatore passano solo i picchi dell'onda quadrata che vanno a caricare il mos di potenza (picco +) e a scaricarlo tramite il MOS BS 170 (picco -).

Utilizzando alcune dispense si è arrivati ad ottenere:

$$C_{12} = 0.1 \mu\text{F} \quad R = 10 \Omega$$

$$N_p = 10 \quad N_s = 11$$

Come nelle altre due celle di potenza si verificavano delle risonanze, quindi si è proceduto al collegamento di uno snubber, RC serie, ai capi del diodo:

$$R_{14} = 680 \Omega \quad C_{11} = 3.3 \text{ nF}$$

Problemi e collaudo

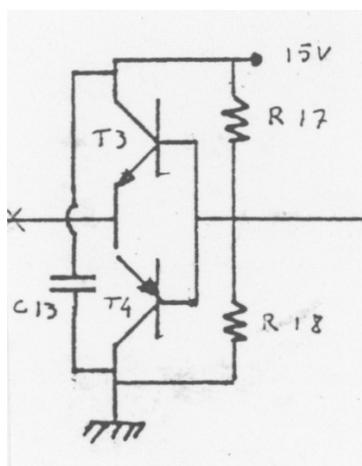
Le prime quattro ore sono servite per testare il controllore U3524A.

Solo a livello di collaudo si è usato il **7815**, che è servito per stabilizzarmi la tensione di alimentazione del controllore a 15 V, infatti nel progetto non è previsto.

Appena montato, il controllore ha subito funzionato, l'unico problema è che il D.C. aveva un range dal 0% al 90% (il 90% è una limitazione intrinseca del controllore, vedi datasheet). Dato che non è possibile che il D.C. raggiunga lo 0%, perché l'interruttore del boost rimarrebbe sempre chiuso, quindi il MOS brucerebbe subito, si è prevista la resistenza R_2 pari a $680\ \Omega$ per avere un D.C. minimo del 5%.

Finito di testare il controllore abbiamo collaudato l'amplificatore a simmetria complementare, riscontrando un errore di progetto.

Si era progettato l'amplificatore con un NPN tipo **2N2222** e il suo complementare **2N2906**, pilotati dall'uscita del controllore con una resistenza di pull-up. Si è riscontrato che il BJT 2N2222 bruciava, perché staccando il controllore risultava il punto di lavoro a riposo troppo alto, quindi si è adottato un circuito di auto-polarizzazione.



Con il susseguirsi del collaudo dell'intero progetto si è riscontrato che i BJT del finale scaldavano un po', allora si è preferito utilizzare il BJT **2N2218** e il suo complementare **2N2904**.

Il primo switching collaudato è stato il boost, perché contiene un interruttore tipo Iow-side, più facile da pilotare e quindi risultava in generale, il circuito che poteva dare meno problemi.

Appena montato il boost ha subito funzionato, anche troppo bene, perché non si riusciva a farlo lavorare in modo discontinuo. Per questo motivo è stato necessario togliere alcune spire dall'induttore (circa 9 spire) per ottenere una induttanza da 160 μH .

Osservando l'andamento della corrente sull'induttore in modo discontinuo si è notato che si aveva un'oscillazione durante T_{idle} . Per questo motivo si è inserito nel circuito uno snubber e lo si posiziona in modo da avere un capo a tensione costante e l'altro collegato nel punto in cui vi è la risonanza. L'abbiamo inserito, per tutti i convertitori, in parallelo al diodo.

Il dimensionamento dello snubber, è stato fatto misurando le capacità e le induttanze parassite con il metodo visto precedentemente.

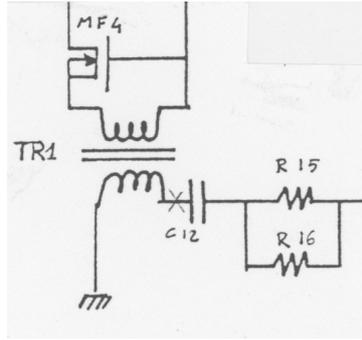
Per testare il circuito si può far variare l'alimentazione in ingresso da **15 a 30 V** senza problemi, bisogna solo controllare che la corrente di picco sull'induttore non superi il valore di **3.5 A** (corrente massima) e che la tensione di uscita non superi le caratteristiche di ogni convertitore (la tensione di uscita può variare, perché non si è inserita la retroazione).

In tal caso bisogna variare il D.C. per restare sotto il livello di sicurezza. Il tempo impiegato per montare e collaudare il boost è di cinque ore.

Come secondo convertitore abbiamo collaudato il buck riscontrando che funzionava. Anche nel buck si è dovuto inserire uno snubber, per lo stesso motivo del boost. Il tempo impiegato per montare e collaudare il buck è di quattro ore.

Per ultimo abbiamo collaudato il buck-boost, prima la parte di potenza, pilotando il MOS con un generatore di segnale osservando che funzionava, ma in modo discontinuo aveva lo stesso problema riscontrato nel boost e nel buck, quindi si è inserito uno snubber. Durante il montaggio si è inserito al contrario il condensatore di uscita e dato che è di tipo elettrolitico, dopo poco tempo è scoppiato.

Dopo si è collaudato solamente il circuito di comando del MOS, per evitare di bruciarlo nel caso funzionasse in modo scorretto. Infatti non funzionava, (anche se abbiamo rispettato le specifiche date da alcune dispense), il trasformatore non saturava e si instaurava una oscillazione dovuta al condensatore e al primario del trasformatore.



Allora si è provveduto a riprogettare il circuito di pilotaggio del MOS di potenza con un metodo di tipo semi sperimentale. Le equazioni che usiamo sono:

$$N\phi = LI$$

dove:

$$\begin{aligned}\phi &= BA_{eq} \\ L &= \mu_0\mu_r \frac{A_{eq}}{l_e} N^2 \\ I &= \frac{V}{N^2} t\end{aligned}$$

Sostituendo il valore della corrente nella equazione (1) si ottiene:

$$N\phi = Vt$$

Sapendo che il trasformatore deve andare in saturazione impongo $B = 0.3 \text{ T}$ e misurando il valore di area equivalente del circuito magnetico A_{eq} pari a $2 * 3 = 6 \text{ mm}^2$ si ottiene un valore di flusso pari a $18 \times 10^6 \text{ Wb}$.

Il valore della corrente I dipende dalla velocità con cui si carica la capacità C_{iss} del MOS, quindi si faranno delle misure applicando un segnale a onda quadra con ampiezza 10 V osservando in quanto tempo t si carica. Nel nostro caso si carica in $t = 500 \text{ ns}$. Adesso possiamo ricavare il numero di spire:

$$N = \frac{Vt}{\phi} = 2.77 \simeq 3$$

Sapendo il numero di spire calcoleremo il valore di induttanza:

$$L = \mu_0\mu_r \frac{A_{eq}}{l_e} N^2 = 7.67 \mu\text{H}$$

dove $\mu_0 = 1.25 \times 10^6$, $\mu_r = 2500$ e il valore della lunghezza del circuito magnetico $l_e = 22 \times 10^{-3} \text{ m}$.

Il condensatore in serie al primario del trasformatore deve fornire una certa quantità di carica per saturare il trasformatore e caricare il condensatore C_{iss} , ciò vuol dire fornire una corrente costante e una corrente crescente in modo lineare (retta).

Sapendo che la quantità di carica è uguale all'integrale della corrente, possiamo scrivere che la quantità di carica erogata dal condensatore è uguale alla quantità di carica richiesta dal trasformatore e dal condensatore C_{iss} .

$$Q_l = \int I dt = \int_0^{0.5 \times 10^{-6}} \frac{V}{L} t dt = \frac{V}{2L} t^2 \Big|_0^{0.5 \times 10^{-6}} = 163 \text{ pC}$$

$$C_{12} \Delta V = Q_l + C_{iss} \Delta V_{gs} \quad (2)$$

e dalla equazione (2) ricaviamo il valore del condensatore C_{12} :

$$C_{12} = \frac{Q_l + C_{iss} \Delta V_{gs}}{\Delta V} = 118.6 \text{ nF}$$

Sapendo che $C_{iss} = 1.5 \text{ nF}$ e $\Delta V_{gs} = 10 \text{ V}$ e supponendo che su C_{12} ci sia una $\Delta V = 1.5 \text{ V}$. Adesso bisogna dimensionare il valore della resistenza in serie al condensatore che serve per smorzare le oscillazioni per esempio imponendo $Q = 1$, ottenendo:

$$R = \sqrt{\frac{L}{C_{12}}} = 8.4 \Omega$$

Con questo metodo si ottengono solo risultati indicativi dell'ordine di grandezza, infatti la soluzione ottimale si ottiene sperimentalmente ottenendo:

$$C_{12} = 100 \text{ nF} \quad R = 65 \Omega$$

$$N_p = 6 \quad N_s = 8$$

Si è inserito due resistenze in parallelo al posto di R, perché scaldava troppo:

$$R_{15} = 100 \Omega \quad R_{16} = 180 \Omega$$

e un rapporto spire 1.3 : 1 per garantirci da alcune perdite.

Dopo aver risolto tutti i problemi si è collaudato il buck-boost sia con la parte di potenza e sia con la parte di comando osservando che funzionava. Per collaudare il convertitore abbiamo impiegato circa dodici ore.

Misure

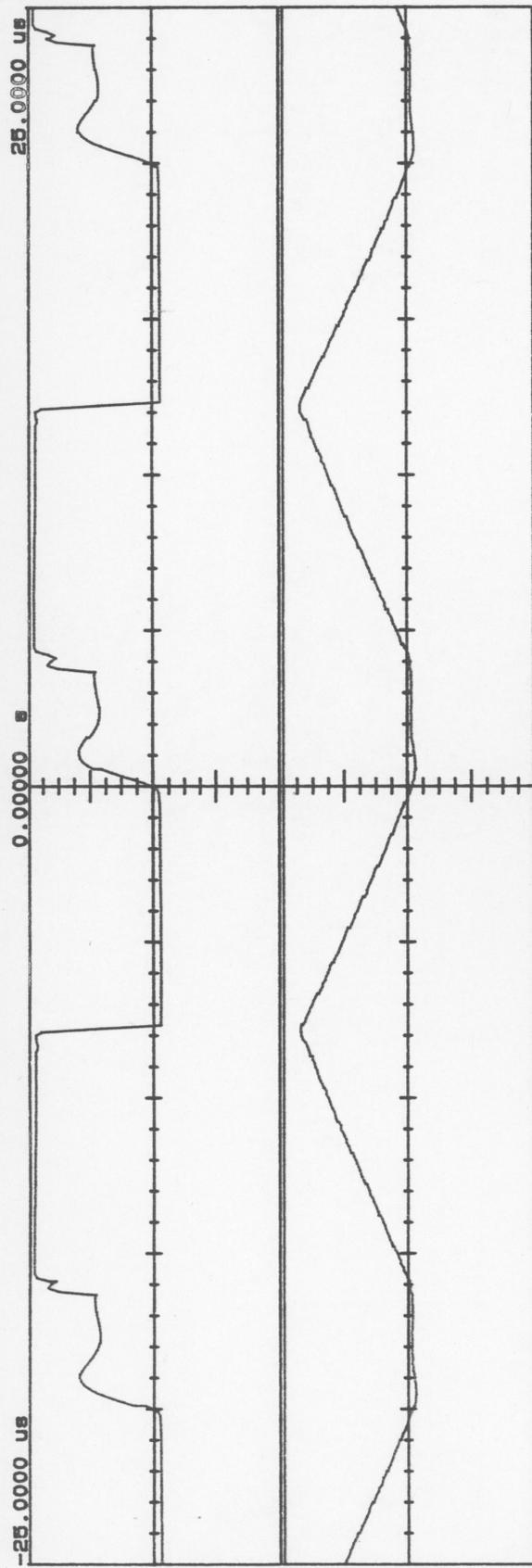
Le misure vengono effettuate utilizzando i seguenti strumenti:

- Oscilloscopio IWATSU SS-7606 accuratezza 2%
- Alimentatore TOPWARD E.I. TPS-4000 accuratezza 0.5%
- Multimetro HELWETT PACKARD HP 34401A accuratezza 0,1%
- Pinza amperometrica TEKTRONIX AM503S accuratezza 5%

Di seguito vengono allegate le tabelle, per ogni convertitore, delle misure effettuate e i valori che dovevano assumere teoricamente (non si sono considerate le cadute di tensione sul diodo e sull'interruttore), con le rispettive differenze tra valore misurato e teorico.

Mediante l'oscilloscopio digitale **HP 54705A** collegato ad un plotter, si è disegnato alcune forme d'onda e i grafici vengono allegati di seguito le tabelle.

Effettuando le misure si è riscontrato che il convertitore lavorava in modo continuo, invece dall'analisi teorica si doveva ottenere che lavorava in modo discontinuo. Si hanno questi errori, perché si è utilizzato delle formule approssimate (questi valori sono stati segnati con delle "*****").



Main **Timebase** **Delay/Pos** **Reference** **Mode**
 5.00 us/div 0.00000 s Center Realtime (NORMAL)

Channel 1 **Sensitivity** **Offset** **Probe** **Coupling**
 1.00 V/div 0.00000 V 1.000 : 1 dc (1M ohm)

Channel 2 **10.0 mV/div** **0.00000 V** **1.000 : 1** **dc (1M ohm)**

Trigger mode : Edge
 On Positive Edge Of Chan1
 Trigger Level
 Chan1 = 750 UV (noise reject OFF)
 Holdoff = 40.000 ns

Questo grafico è relativo al convertitore Buck con :

$$V_{in} = 10\text{ V} \quad V_{out} = 10\text{ V}$$

Channel 1 = la tensione V_{ds} del mos (1 V/div)

Channel 2 = la corrente dell'induttore (0,2 A/div).

BOOST							
$V_{in} = 10\text{ V}$		$R_L = 100\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
24.9	1.22	0.56	0.715	61.8	12.35		
12.8	0.35	0.042	0.307	25	4.99		
19.5	0.742	0.13	0.612	50	9.98		
27.1	1.21	0.45	0.758	65	12.97		
$V_{in} = 10\text{ V}$		$R_L = 171\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
10	0.162	0.093	0.069	5.1	1.02		
13.9	0.324	0	0.162	25	4.99	58.7	3.25
20.8	0.608	0	0.608	50	9.98	43.8	1.25
38.9	1.440	0.555	0.885	75	14.97		
$V_{in} = 15\text{ V}$		$R_L = 100\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
25	0.82	0.09	0.73	41.1	8.22		
19.4	0.506	0.062	0.044	25	4.99		
29.3	1.094	0.208	0.886	50	9.58		
40.7	1.75	0.605	1.150	65	12.9		
$V_{in} = 15\text{ V}$		$R_L = 171\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
25	0.649	0	0.649	35	7.16	49.2	2.99
16	0.206	0.023	0.183	10	1.99		
31.1	0.906	0	0.906	50	9.98	44.7	1.05
58.1	2.160	0.79	1.370	75	14.97		
$V_{in} = 20\text{ V}$		$R_L = 100\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
25	0.612	0.084	0.528	21.6	4.32		
21.7	0.39	0.137	0.253	10	1.99		
39.4	0.144	0.27	1.175	50	9.98		
55.4	2.380	0.94	1.440	65	12.57		
$V_{in} = 20\text{ V}$		$R_L = 171\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
20.4	0.199	0.075	0.124	4.5	0.9		
25	0.453	0	0.453	19.7	3.93	68.4	2.36
41.6	1.204	0	1.204	50	9.98	45.2	0.95
48	1.535	0.077	1.458	60	11.97		

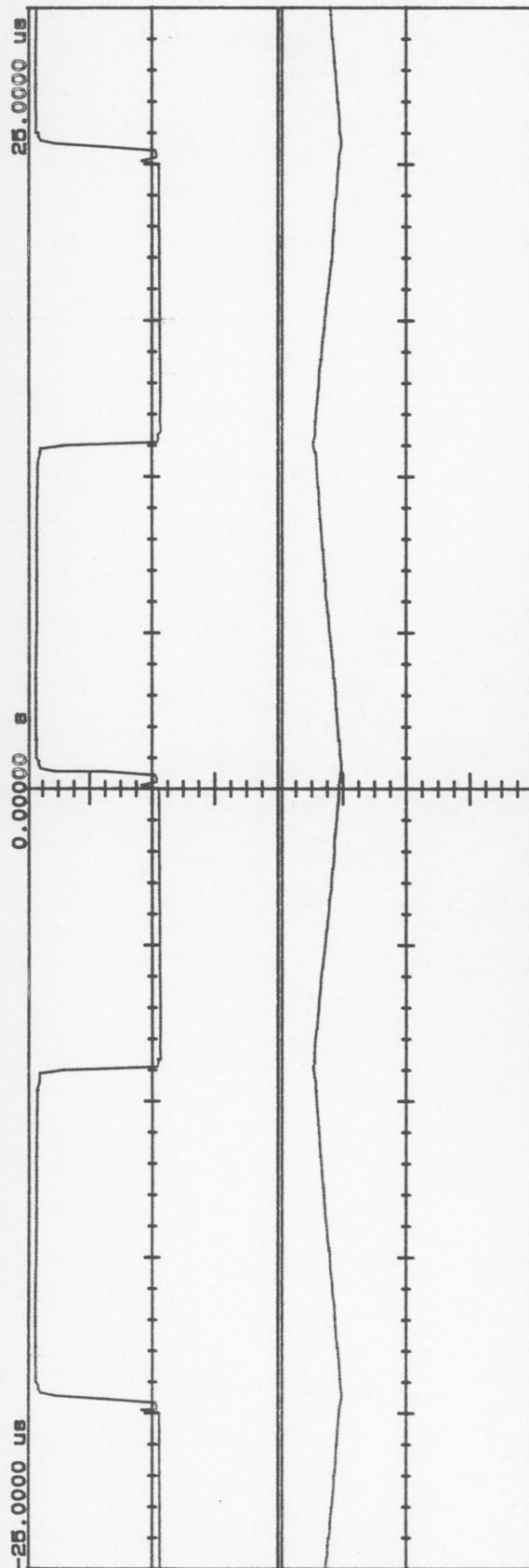
BOOST						
$V_{in} = 10\text{ V}$ $R_L = 100\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
26.2	1.072	0.299	61.8	-1.3	0.153	0.261
13.3	0.333	0.021	25	-0.5	0.016	0.021
20	0.712	0.087	50	-0.5	0.03	0.043
28.6	1.222	0.41	65	-1.5	-0.014	0.04
$V_{in} = 10\text{ V}$ $R_L = 171\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
10.5	0.382	0.033	5.1	-0.5	-0.22	0.06
14.6	0.313	0	25	-0.7	0.011	0
22.1	0.625	0	50	-1.3	-0.017	0
40	1.404	0.466	75	-1.1	0.036	0.089
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 100\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
25.5	0.818	0.047	41.1	-0.5	0.002	0.043
20	0.5	0.032	25	-0.6	0.006	0.03
30	1.068	0.13	50	-0.7	0.026	0.078
42.8	1.83	0.614	65	-2.1	-0.075	-0.009
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 171\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
26.2	0.655	0	35	-1.2	-0.006	0
16.7	0.202	0.014	10	-0.7	0.004	0.009
33.1	0.936	0	50	-2	-0.06	0
60	2.106	0.7	75	-1.9	0.494	0.086
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 100\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
25.5	0.595	0.055	21.6	-0.5	0.017	0.029
22.2	0.371	0.121	10	-0.5	0.019	0.016
40	1.425	0.175	50	-0.6	0.02	0.095
57.1	2.44	0.82	65	-1.7	-0.06	0.12
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 171\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
26.3	0.49	0	19.7	-1.3	-0.037	0
20.9	0.184	0.072	4.5	-0.5	0.015	0.003
44.2	1.25	0	50	-2.6	-0.046	0
50.5	1.5	0	60	*****	*****	*****

BUCK							
$V_{in} = 15\text{ V}$		$R_L = 8.5\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
11.9	1.75	1.53	0.220	85	16.94		
3.2	0.576	0.317	0.253	25	4.98		
6.87	1.12	0.78	0.340	50	9.97		
10.5	1.61	1.305	0.305	75	14.95		
$V_{in} = 15\text{ V}$		$R_l = 71\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
10	0.290	0	0.290	68.5	13.66	31	1
4.96	0.212	0	0.212	25	4.98	43	6.38
8.39	0.283	0	0.283	50	9.97	35	2.95
11.01	0.286	0.021	0.265	75	14.94		
$V_{in} = 20\text{ V}$		$R_l = 8.5\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
10	1.75	1.53	0.22	85	16.94		
4.35	0.576	0.317	0.253	25	4.98		
9.26	1.12	0.78	0.34	50	9.97		
14	1.61	1.305	0.305	75	14.95		
$V_{in} = 20\text{ V}$		$R_l = 71\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
10	0.77	0	0.77	39.25	7.85	38.3	3.74
6.63	0.28	0	0.28	25	4.98	43	6.38
11.2	0.387	0	0.387	50	9.97	35.9	2.81
14.6	0.38	0.031	0.349	75	14.95		
$V_{in} = 25\text{ V}$		$R_l = 8.5\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
10	1.76	1.19	0.57	43.6	8.71		
5.52	1	0.584	0.416	25	4.98		
11.59	1.88	1.33	0.55	50	9.97		
17.53	2.74	2.29	0.45	75	14.95		
$V_{in} = 25\text{ V}$		$R_l = 71\ \Omega$		$f_s = 50\text{ kHz}$			
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
10	0.413	0	0.413	31	6.19	42.4	5.29
8.29	0.35	0	0.35	25	4.98	41.7	6.64
14.04	0.464	0	0.464	50	9.97	36.3	2.73
18.44	0.475	0.042	0.433	75	14.95		

BUCK						
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
12.75	1.59	1.41	85	-0.85	0.16	0.12
3.75	0.57	0.31	25	-0.55	0	0.01
7.5	1.05	0.71	50	-0.63	0.07	0.07
11.25	1.45	1,2	75	-0.75	0.16	0.1
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
10.3	0.29	0	68.5	0.3	0	0
5.4	0.22	0	25	-0.44	-0.01	0
8.73	0.28	0	50	-0.34	0	0
11.25	0.29	0.032	75	-0.24	0	-0.011
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
10.8	1.5	1.05	54	-0.8	0.15	0.15
5	0.76	0.42	25	-0.65	0.002	0.01
10	1.4	0.95	50	-0.74	0.1	0.12
15	1.93	1.59	75	-1	0.22	0.17
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
9.94	0.36	0	39	0.06	-0.01	0
7.2	0.29	0	25	-0.57	-0.01	0
11.6	0.38	0	50	0.4	0.01	0
15	0.38	0.042	75	0.4	0	-0.011
$V_{in} = 25\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
10.9	1.56	1	43.6	-0.9	0.2	0.19
6.25	0.95	0.52	25	-0.73	0.05	0.33
12.5	1.75	1.19	50	-0.91	0.13	0.14
18.75	2.42	2	75	-1.22	0.32	0.29
$V_{in} = 25\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
10.6	0.41	0	31	-0.6	0	0
9	0.36	0	25	-0.71	-0.01	0
14.55	0.48	0	50	-0.51	0.02	0
18.75	0.48	0.053	75	-0.31	-0.01	-0.011

BUCK-BOOST							
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$							
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
-10	2.7	2.1	0.6	43.2	8.41		
-4.2	0.9	0.5	0.4	25	4.87		
-13	4	3.2	0.8	50	9.74		
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$							
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
-10	0.66	0.1	0.56	41.1	8.01		
-6.1	0.35	0	0.35	25	4.87	58	3.53
-14.5	0.78	0.11	0.67	50	9.74		
-42	3.2	2.1	1.1	75	14.97		
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$							
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
-10	2.5	1.8	0.7	36.1	7.04		
-5.7	1.3	0.9	0.4	25	4.87		
-15.7	4.9	3.9	1	50	9.74		
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$							
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
-10	0.56	0	0.56	31	6.05	58.3	2.06
-8.4	0.47	0	0.47	25	4.87	58	3.31
-19.2	1.04	0.16	0.88	50	9.74		
-29.1	1.65	0.55	1.1	65	11.69		
$V_{in} = 25\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$							
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
-10	2.4	1.7	0.7	30.8	6		
-7.1	1.165	1.1	0.55	25	4.87		
-14.6	4	3	1	40	7.79		
$V_{in} = 25\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$							
$V_{out,mis}$ [V]	$I_{b,mis}$ [A]	$I_{a,mis}$ [A]	ΔI_{mis} [A]	D_1 [%]	T_1 [μs]	D_2 [%]	T_{idle} [μs]
-5.5	0.24	0	0.56	31	6.05	55.7	6.68
-10.2	0.56	0	0.47	25	4.87	59	3.1
-24.4	1.32	0.21	0.88	50	9.74		
-36.1	2.08	0.71	1.1	65	11.69		

BUCK-BOOST						
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
-11.4	2.65	2.068	43.2	1.4	0.03	0.032
-5	0.95	0.61	25	0.8	-0.05	-0.115
-15	3.87	3.2	50	2	0.13	0
$V_{in} = 15\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
-10.4	0.531	0	41.1	*****	*****	*****
-6.7	0.339	0	25	0.6	0.011	0
-15	0.763	0.084	50	0.5	0.017	0.026
-45	3.046	2.027	75	3	0.154	0.073
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
-11.3	2.408	1.75	36.1	1.3	0.092	0.046
-6.7	1.28	0.83	25	1	0.02	0.07
-20	5.16	4.25	50	4.3	-0.26	-0.35
$V_{in} = 20\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
-11.1	0.56	0	31	1.1	0	0
-9	0.45	0	25	0.6	0.02	0
-20	1.02	0.11	50	0.8	0.02	0.05
-37.1	2.08	0.9	65	8	-0.43	-0.35
$V_{in} = 25\text{ V}$ $R_L = 8.5\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
-11.1	2.24	1.54	30.8	1.1	0.16	0.16
-8.3	1.58	1.02	25	1.2	0.07	0.08
-16.7	3.73	2.82	40	2.1	0.27	0.18
$V_{in} = 25\text{ V}$ $R_L = 71\ \Omega$ $f_s = 50\text{ kHz}$						
$V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,teor}$ [A]	D_1 [%]	$V_{out,mis} - V_{out,teor}$ [V]	$I_{b,mis} - I_{b,teor}$ [A]	$I_{a,mis} - I_{a,teor}$ [A]
-4.49	0.23	0	10	-1.01	0.013	0
-11.25	0.57	0	25	1.05	-0.01	0
-25	1.27	0.14	50	0.6	0.05	0.07
-46.4	2.6	1.13	65	10.3	-0.52	-0.42



Main	Timebase	Delay/Pos	Reference	Mode
	5.00 us/div	0.00000 s	Center	Realtime (NORMAL)
Channel 1	Sensitivity 1.00 V/div	Offset 0.00000 V	Probe 1.000 : 1	Coupling dc (1M ohm)
Channel 2	Sensitivity 10.0 mV/div	Offset 0.00000 V	Probe 1.000 : 1	Coupling dc (1M ohm)

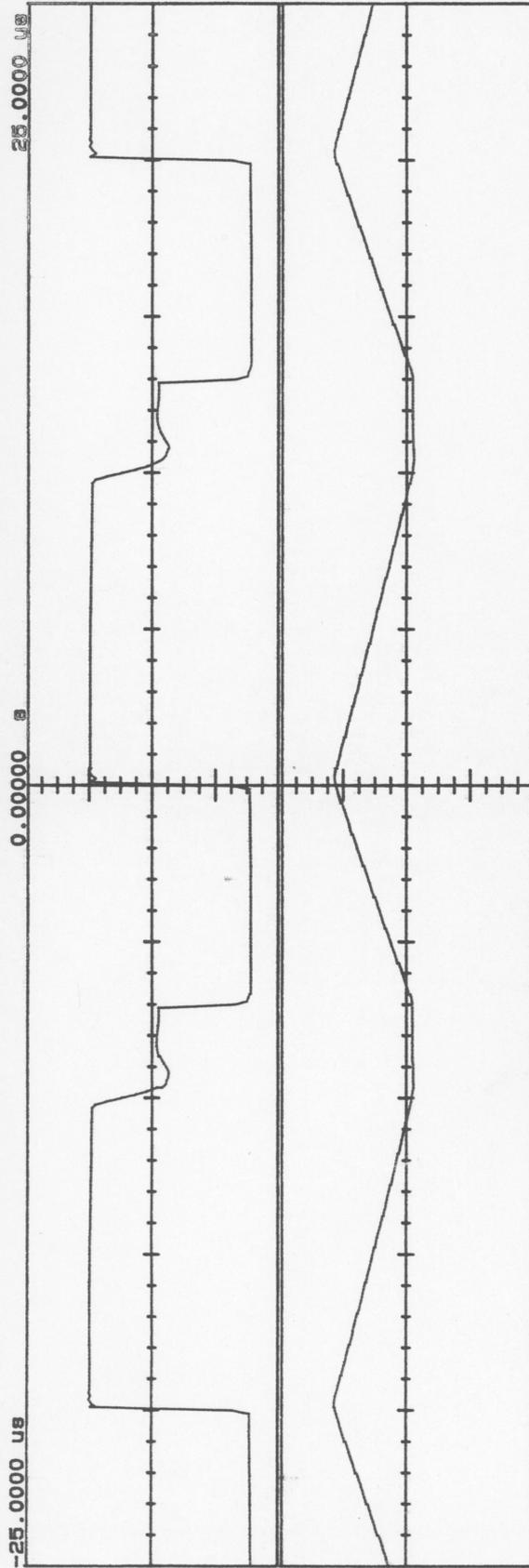
Trigger mode : Edge
 On Positive Edge Of Chan1
 Trigger Level
 Chan1 = 750 uV (noise reject OFF)
 Holdoff = 40.000 ns

Questo grafico è riferito al convertitore Buck con:

$V_{in} = 20\text{ V}$ $V_{out} = 10\text{ V}$

Channel 1 è la tensione V_{ds} del mos (1 V/div).

Channel 2 è la corrente dell'induttore (1 A/div).



Main	Timebase	Delay/Pos	Reference	Mode
	5.00 us/div	0.00000 s	Center	Realtime (NORMAL)
Channel 1	Sensitivity	Offset	Probe	Coupling
	1.00 V/div	0.00000 V	1.000 : 1	dc (1M ohm)
Channel 2	Sensitivity	Offset	Probe	Coupling
	10.0 mV/div	0.00000 V	1.000 : 1	dc (1M ohm)

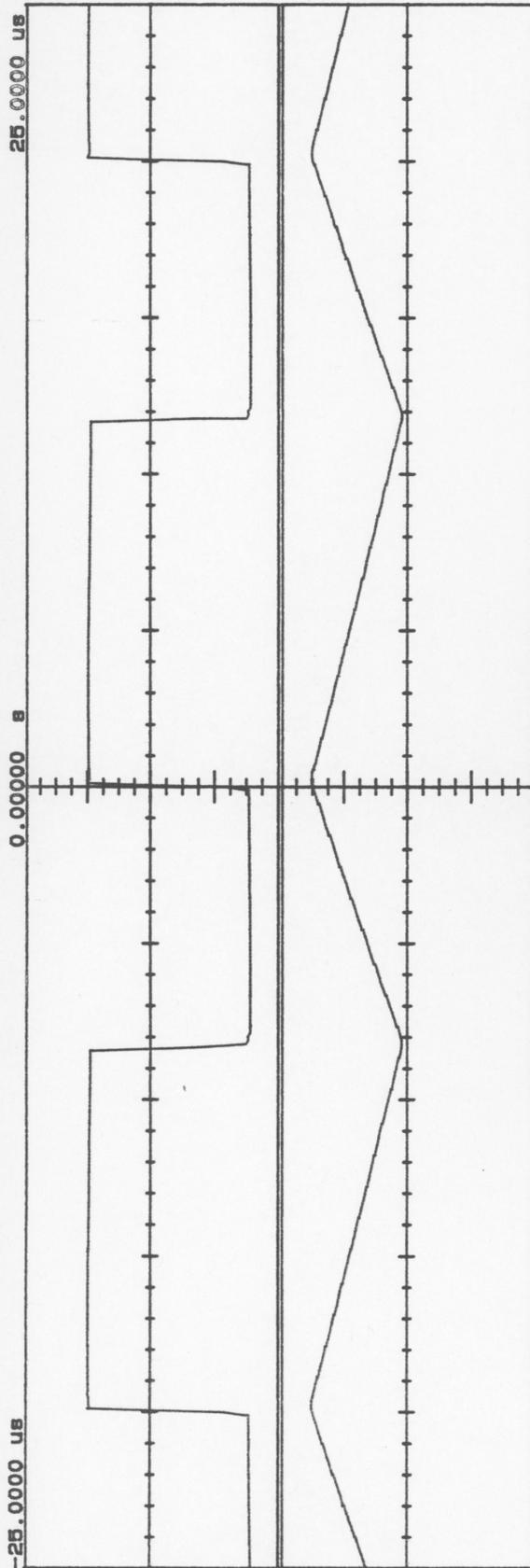
Trigger mode : State
On Positive Edge Of Chan1 When Pattern [-XX] is present
Trigger Levels
Holdoff = 40.000 ns

Questo grafico è riferito al convertitore Boost con :

$V_{in} = 15 V$ $V_{out} = 25 V$

Channel 1 è la tensione V_{ds} del mos (1 V / div) .

Channel 2 è la corrente dell'induttore (0,5 A / div)



Main Timebase Delay/Pos Reference Mode
 5.00 us/div 0.00000 s Center Realtime (NORMAL)

Channel 1 Sensitivity Offset Probe Coupling
 1.00 V/div 0.00000 V 1.000 : 1 dc (1M ohm)

Channel 2 10.0 mV/div 0.00000 V 1.000 : 1 dc (1M ohm)

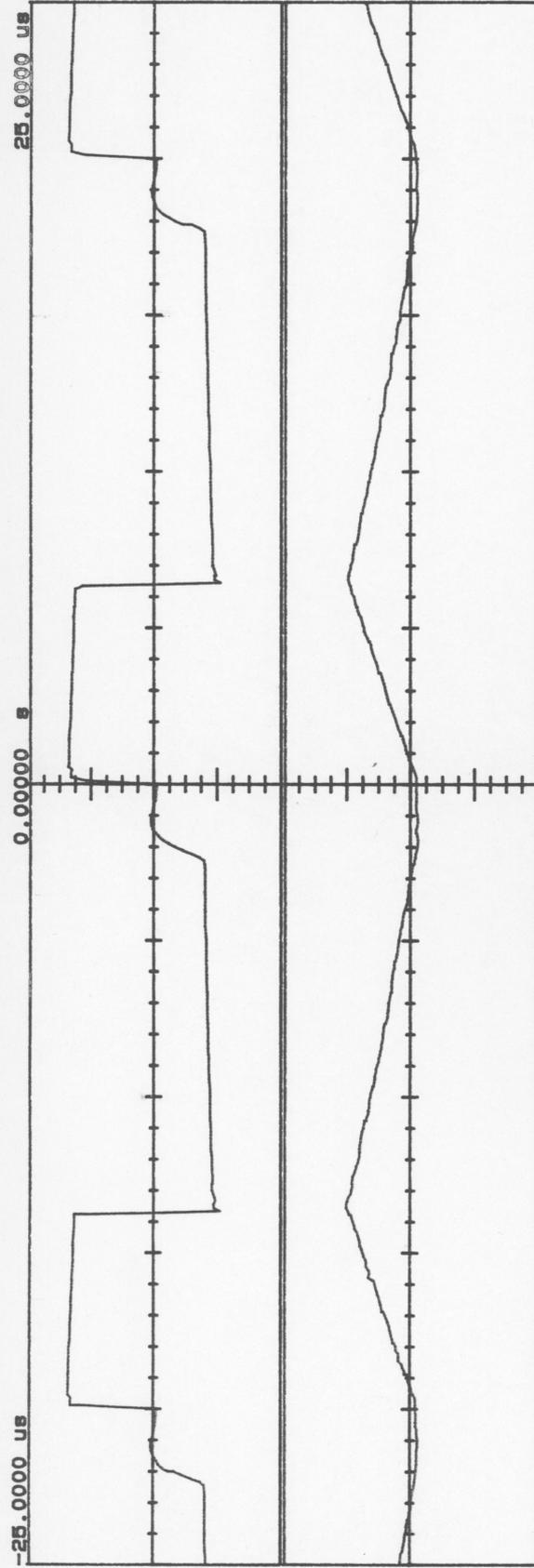
Trigger mode : State
 On Positive Edge Of Chan1 When Pattern [-XX] is present
 Trigger Levels
 Holdoff = 40.000 ns

Questo grafico è riferito al convertitore Boost con :

$$V_{in} = 1.5 \text{ V} \quad V_{out} = 2.5 \text{ V}$$

Channel 1 è la tensione V_{ds} del mos (1 V / div) .

Channel 2 è la corrente dell'induttore (0.5 A / div) .



Main **Timebase** **Delay/Pos** **Reference** **Mode**
 5.00 us/div **0.00000 s** **Center** **Realtime (NORMAL)**

Channel 1 **Sensitivity** **Offset** **Probe** **Coupling**
 1.50 V/div **0.00000 V** **1.000 : 1** **dc (1M ohm)**
Channel 2 **10.0 mV/div** **0.00000 V** **1.000 : 1** **dc (1M ohm)**

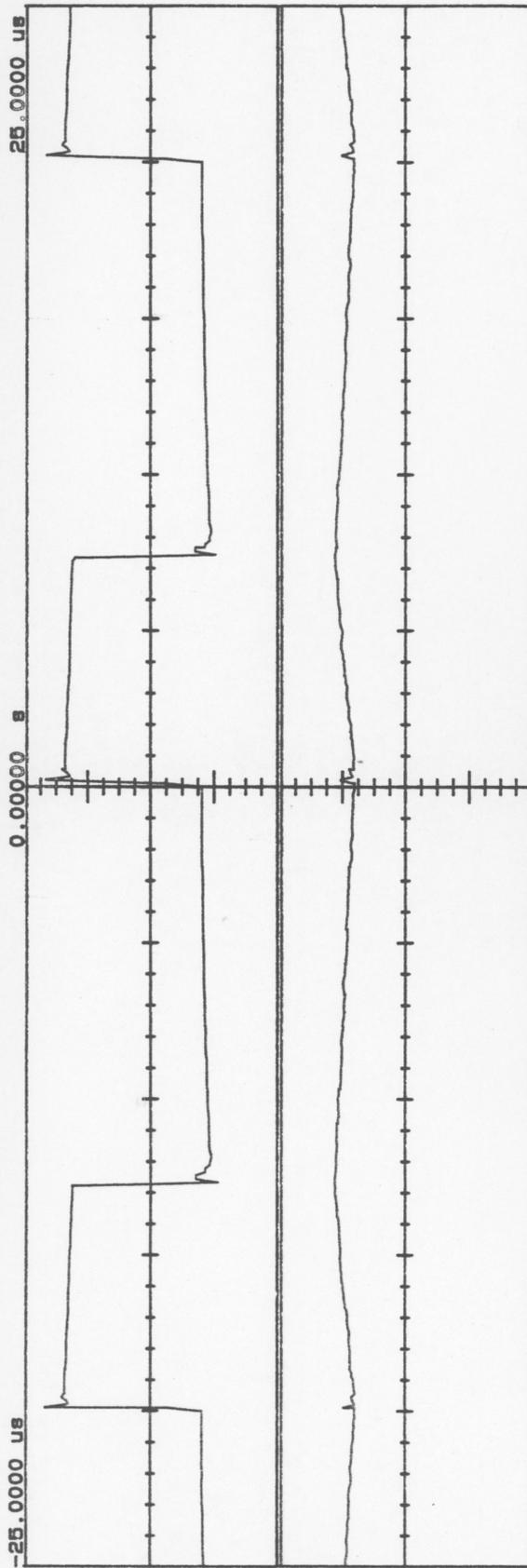
Trigger mode : Edge
On Positive Edge Of Chan1
Trigger Level
Chan1 = 352.500 mV (noise reject OFF)
Holdoff = 40.000 ns

Questo grafico è riferito al convertitore Buck Boost con :

$V_{in} = 20 V$ $V_{out} = -10 V$

Channel 1 è la tensione V_{ds} del mos (1 V/div)

Channel 2 è la corrente dell'induttore (0.5 A/div)



Main Timebase 5.00 us/div Delay/Pos 0.00000 s Reference Center Mode Realtime (NORMAL)
 Channel 1 Sensitivity 1.50 V/div Offset 0.00000 V Probe 1.000 : 1 dc (1M ohm)
 Channel 2 Sensitivity 10.0 mV/div Offset 0.00000 V Probe 1.000 : 1 dc (1M ohm)

Trigger mode : Edge
 On Positive Edge Of Chan1
 Trigger Level
 Chan1 = 352.500 mV (noise reject OFF)
 Holdoff = 40.000 ns

Questo grafico è stato generato dal convertitore Back Boost con:

$V_{in} = 30\text{ V}$ $V_{out} = 10\text{ V}$

Channel 1 è tensione V_{L1} del mos (1 V/div).

Channel 2 è corrente dell'induttore (2 A/div).

Istruzioni d'uso

Le tre topologie funzionano separatamente e vengono selezionate spostando un connettore (**B1**, **B2** o **B3**).

L'alimentatore da tavolo lo si posiziona in modo da ottenere due alimentazioni separate (una per il comando e l'altra per la potenza) con il morsetto negativo in comune: L'alimentazione per il comando la si pone a **15 V** (verificare con il multimetro l'esatta tensione) e la si collega al connettore **B4**.

La seconda alimentazione servirà per collegare i diversi convertitori scegliendo l'appropriato connettore **Bx** (ingresso). Come carico si userà un reostato per tutti i convertitori, quindi lo si collegherà al rispettivo connettore **Bx** (uscita).

Prima di alimentare il circuito conviene posizionare il potenziometro Ria metà corsa (D.C. = 50%) e il reostato posizionato in modo d'avere la massima resistenza. Se il circuito deve lavorare senza retroazione, basta ponticellare i piedini **1** e **9** del controllore.

Adesso si può iniziare a testare il circuito facendo variare l'alimentazione della parte di potenza secondo le caratteristiche di ogni convertitore, in modo da non distruggerlo. Facendo variare il duty-cycle con R_l e la resistenza del reostato (si consiglia di non scendere sotto i $5\ \Omega$ per non danneggiare il circuito), si potrà osservare il passaggio da modo continuo a discontinuo (e viceversa).

Si ricorda che, se i convertitori lavorano ad anello aperto, variando l'alimentazione o il duty cycle varia la tensione di uscita V_o , quindi per evitare di danneggiare il circuito conviene mantenerla secondo le caratteristiche date per ogni convertitore.

Per osservare le varie forme d'onda si userà: la pinza amperometrica per le correnti (si sono previsti, sul circuito stampato, dei ponti per inserire la pinza) e con le sonde dello oscilloscopio, le tensioni.

Di seguito viene riportato l'elenco dei componenti e lo schema elettrico. Nello schema elettrico sono riportati i punti dove si osserva la corrente segnato da un "O" e la tensione da una "X".

Elenco componenti elettronici

Resistenze (1/4W salvo specificazione)

R1	2.2 k Ω	pot.	R2	680 Ω	R3	2.2 k Ω		
R4	330 Ω		R5	150 Ω	R6	680 Ω		
R7	64 Ω	reost.	R8	22 Ω	R9	680 Ω		
R10	390 Ω		R11	64 Ω	reost.	R12	100 Ω	10W
R13	3.3 Ω		R14	680 Ω	R15	100 Ω		
R16	180 Ω		R17	390 Ω	R18	3.3 k Ω		
R19	64 Ω	reost.						

Condensatori

C1	10 nF	pol	C2	100 nF	pol	C3	1000 μ F	elt	100V		
C4	1000 μ F	elt	100V	C5	1000 μ F	elt	100V	C6	1000 μ F	elt	100V
C7	1000 μ F	elt	100V	C8	1000 μ F	elt	100V	C9	3.3 nF	pol	
C10	3.9 nF	pol		C11	3.3 nF	pol		C12	100 nF	pol	
C13	100 nF	pol		C14	100 nF	pol		C15	100 μ F	elt	25V
C16	100 nF	pol									

MOSFET e BJT

MF1	IRF 9532	MF2	IRF 530	MF3	IRF 530
MF4	BS 170	T1	2N2218	T2	2N2904
T3	2N2218	T4	2N2904		

Induttanze e trasformatore

L1	220 μ H	L2	160 μ H	L3	220 μ H
TR1	nucleo rosso con np = 6 spire ns = 8 spire				

Diodi

Dz1	zener 12V	Dz2	zener 15V	Dz3	zener 47V 2W
Dz4	zener 47V 2W	D1	IR 31 D6	D2	BYV 28-150
D3	BYV 28-150				

Chip

IC1	U3524A	IC2	TL082/LM358
-----	--------	-----	-------------

Connettori

B1	bipol. masch.	B2	bipol. masch.	B3	bipol. masch.
B4	bipol. masch.	J1	ponticello	J2	ponticello
J3	ponticello	J4	ponticello	J5	ponticello
J1FB	ponticello	J2FB	ponticello	J3FB	ponticello
Z1	zoccolo portacomponenti				

Gli strumenti da usare sono:

- *Oscilloscopio*: utilizzato per osservare direttamente le tensioni e indirettamente le correnti. Per comodità conviene triggerarlo con il segnale di uscita del piedino **3** del controllore.
- *Multimetro*: utilizzato per misurare la tensione di uscita (attenzione al Boost, perché il carico è costituito da R_{11} in serie a R_{12}).
- *Pinza amperometrica*: utilizzata per misurare la corrente riportandola sull'oscilloscopio (è necessario posizionare l'oscilloscopio a **10 mV** per risalire al corretto valore di corrente).

Attenzione!

Non togliere mai, per il boost, il connettore $J2$ senza aver tolto prima il connettore $B2$ perché provoca la distruzione del mos di potenza!

Feed back

In questo progetto è stata prevista una futura retroazione di ogni convertitore.

Mediante il connettore $J_{x_{FB}}$ selezioniamo il segnale di uscita di un convertitore da retroazionare: Nel caso del buck-boost è previsto un amplificatore invertente (**IC2A**) per ottenere una inversione della tensione.

Per non alterare il segnale di uscita è prevista una resistenza, una per ogni convertitore (**Rf, Rg e Rm**). Questi segnali passano attraverso un sommatore (**IC2B**) il quale viene anche utilizzato per misurare il guadagno d'anello, inserendo un segnale su **J4** (diversamente $J4$ è ponticellato). I componenti, che mi determinano la funzione di trasferimento dell'amplificatore d'errore sono montati sullo zoccolo Z_1 .

Il condensatore C_d serve per eliminare eventuali disturbi sull'alimentazione di IC2A e di IC2B. Viene anche previsto un ponticello montato sullo zoccolo $J5$.

Di seguito viene riportato l'elenco componenti e lo schema elettrico.

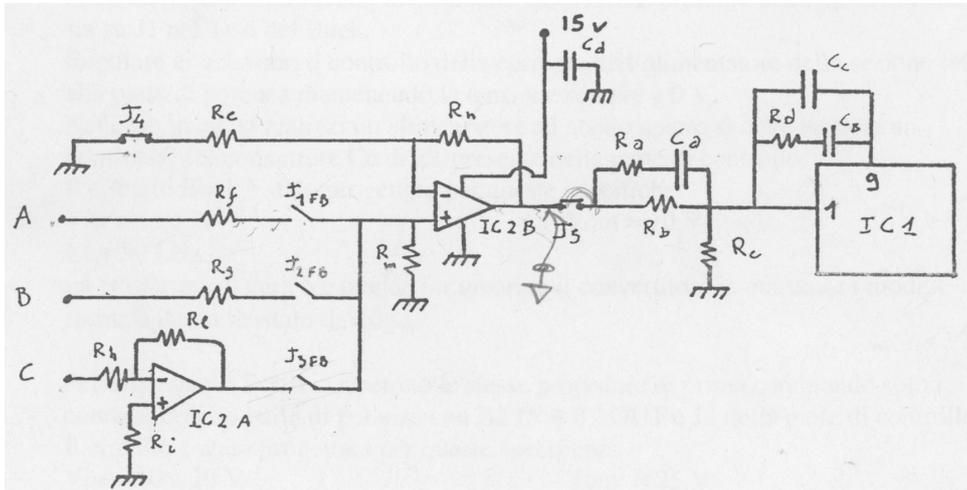
Elenco componenti elettronici

Resistenze

Ra	Rb	Re	Rd	resist. feedback
Rh	Ri	Rl		resist. rete invert.
Rf	Rg	Rm		resist. rete attenuat.
Re	Rn			resist. per OPAMP

Condensatori

Ca	Cb	Ce	cond. feedback
Cd			cond. di aliment. 100 nF



Layout

Noto lo schema elettrico si è ricavato, a mano, il disegno del circuito stampato.

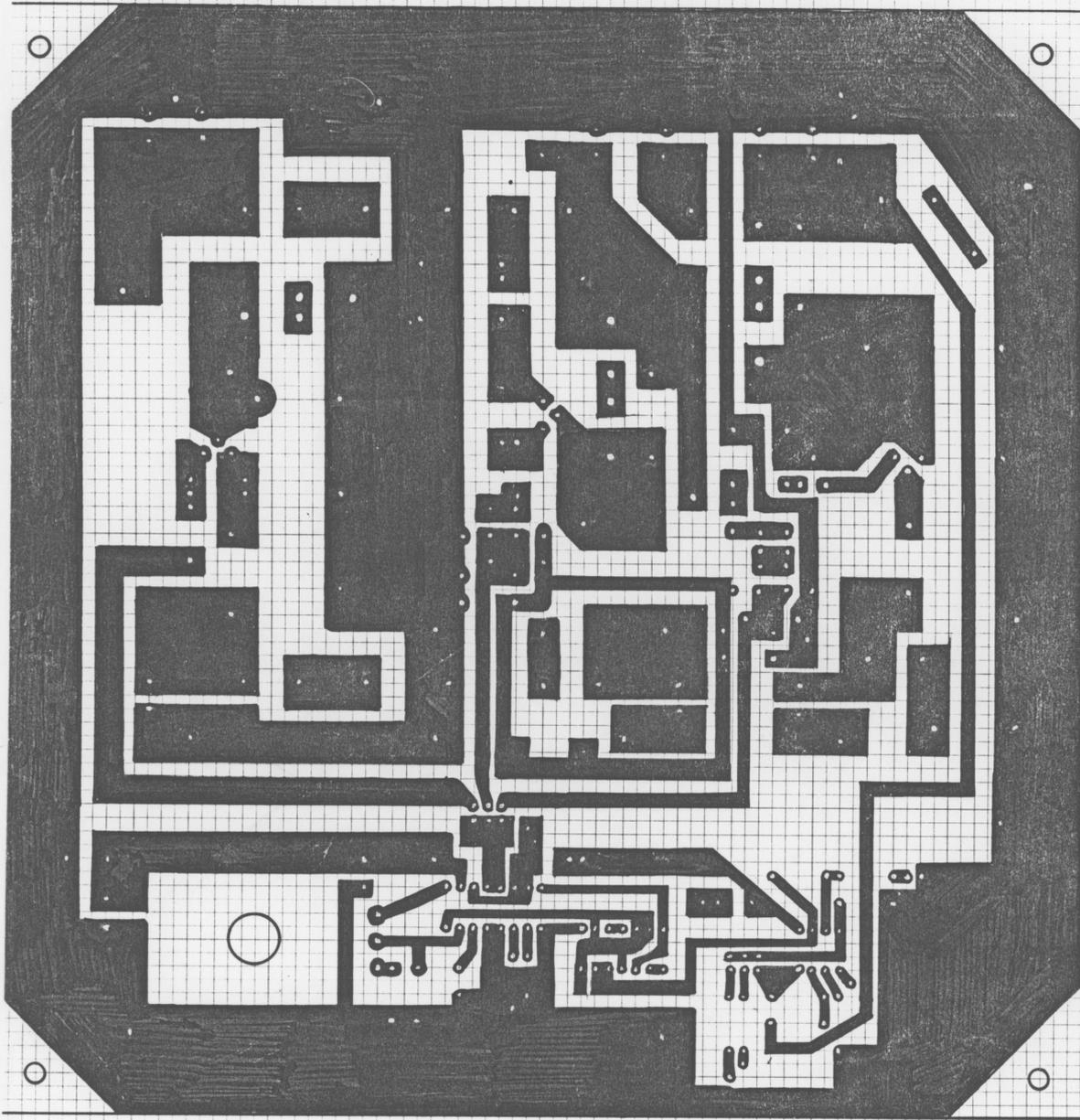
Sono stati sviluppati su 3 fogli le seguenti cose:

- *Lato saldature*, sul quale è disposto la totalità delle piste.
- *Lato componenti*, è costituito da un piano di massa unico previsto di spazi vuoti attorno ai reofori dei componenti.
- *Componenti*, dà la disposizione per il montaggio della totalità dei componenti (con la polarità qualora serva).

Osservazione

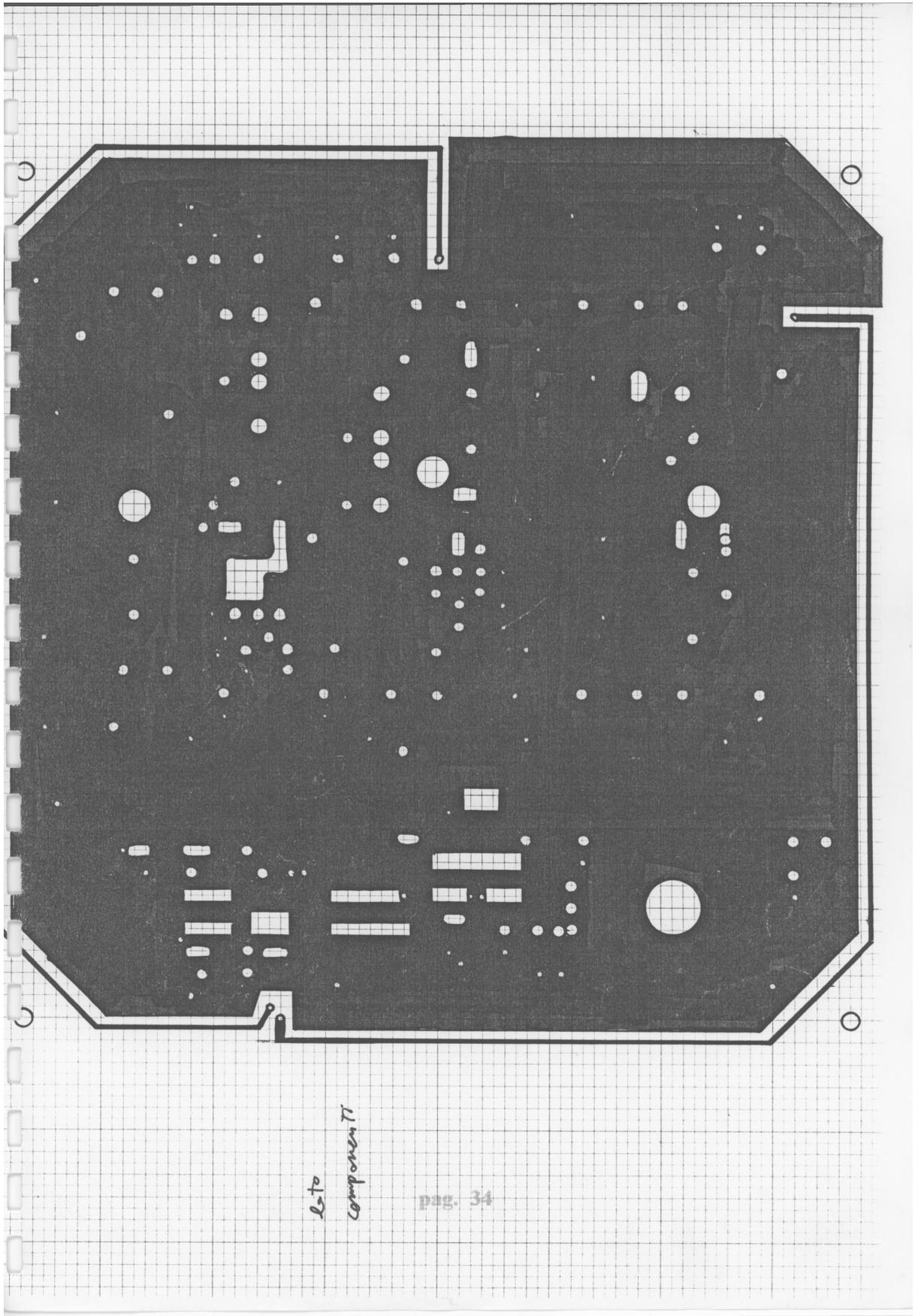
Sono predisposti dei fili isolati (F_i) per la misura di corrente.

Lo zoccolo Z_1 serve per posizionare i componenti del feed back.



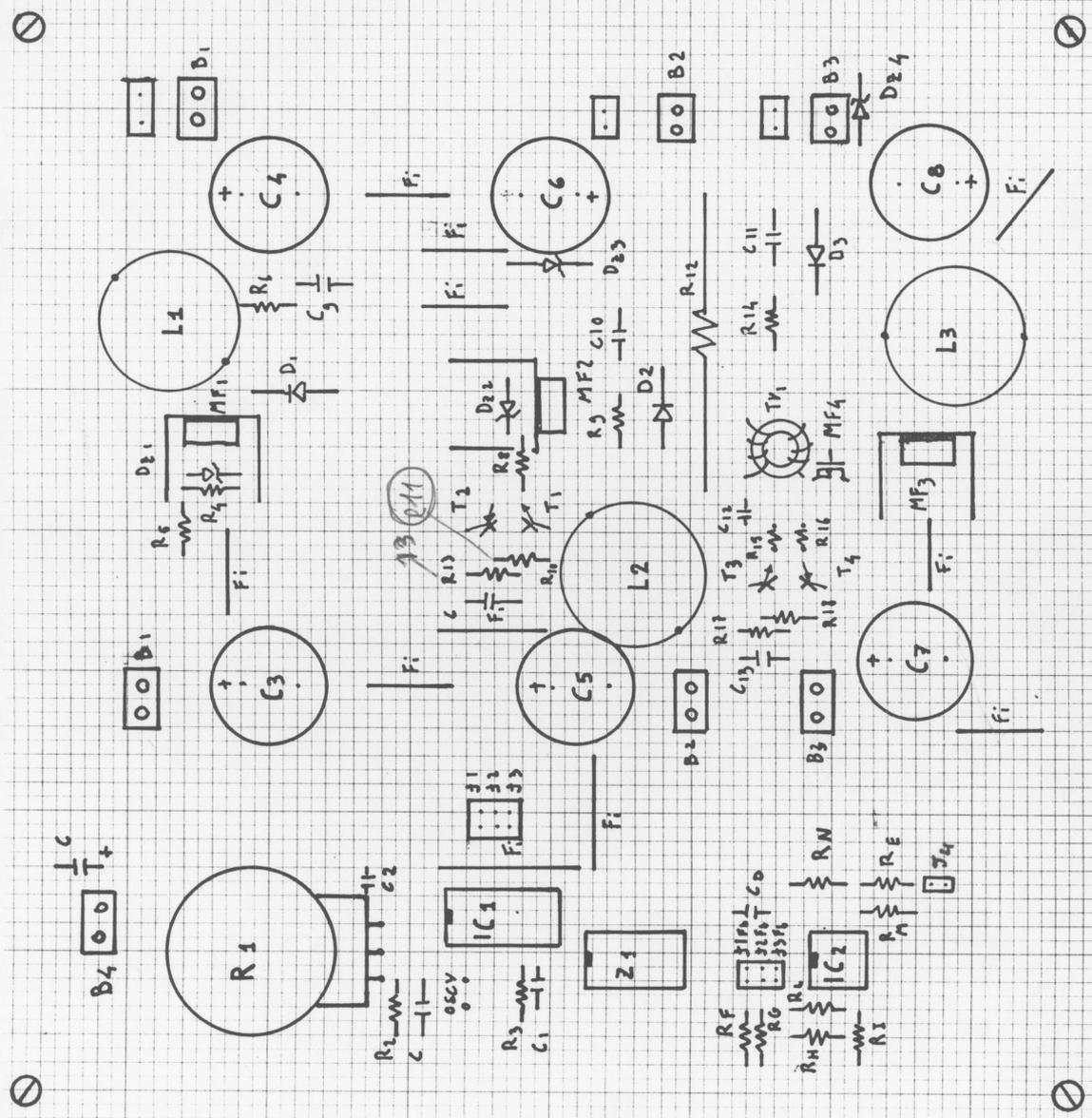
Rev. 5.0
Lotto
Maldacena

pag. 33



L5 to
Component 71

pag. 34



COMPONENTI

Indice

Introduzione	2
Dimensionamento	2
Buck	3
Boost	7
Buck-boost	9
Controllore	11
Problemi e collaudo	12
Misure	16
Tabelle	17
Grafici	17
Istruzioni d'uso	29
Elenco componenti	30
Schema elettrico	31
Feed back	32
Elenco componenti e schema elettrico	33
Layout	34
Lato saldature	35
Lato componenti	35
Componenti	36

Appendice B

Guida per esercitazioni ad anello aperto

Board connection

On your workbench you'll find:

- 1 Power supply (2 sections or more)
- 1 Pre-assembled board;
- 1 Rheostat
- 1 Assembly with 3 fixed resistors
- 3 red/black cables;
- 2 Scope probes
- 1 Hook-BNC coax cable for synchronizing the scope.

Board description (as a reference, orient the board to have connector B4 up left). Board left side contains the control circuitry, used for all the topologies. It has to be powered through connector B4.

On the right part, the top section is a Buck converter, the middle section is a Boost converter and the bottom one is a Buck-Boost converter. Connectors B1 IN, B2 IN, and B3 IN are power inputs for Buck, Boost and Buck-Boost respectively, see figure 1.

One section of your power supply is used to power the control part and connected to connector B4. Respect the color code (RED positive, BLACK negative). The second section is used as power source of the converter (V_{in}). Connect the second power supply section to B1 IN, B2 IN or B3 in according to the converter you are working on. Connect the rheostat to the converter you are using (B1 OUT, B2 OUT or B3 Out). If your rheostat is less than $100\ \Omega$, connect in series to the variable resistance a fixed resistor in order to get $100\ \Omega$ or more as a maximum load resistance.

Set initially both power supply sections to 0V. Remember that Boost and Buck-Boost converters shouldn't work open loop without a load!

Jumper CONTROL sends to one of the three converters the PWM signal generated by the single controller on board. Set the jumper for the converter you are working with (J1 for Buck, J2 for Boost, J3 for Buck-Boost).

Potentiometer close to the top left corner, near B4 connector, allows you to change the duty cycle (in open loop conditions) or to change the reference voltage V_{ref} (closed loop).

For open loop operations, using a short piece of wire, place a short circuit instead of C_c on socket Z1

Set to maximum the current limit control of the power supply section connected to the converter, while the other section (control) must be close to the minimum. Keep the voltage setting of both sections to 0.

Turn on the power supply, and slowly increase to 15V the control section. Absorbed current should be minuscule, and a red LED on the board should be ON.

Check on TP4 (close to the control IC) if you get narrow pulses at about 50 kHz: this shows that the control part is oscillating. Ground connection of TP4 is on the far side from the IC, signal is on the near side. If you are not sure which side is ground, watch under the board!

Synchronize your scope with this signal, using the hook-bnc coax cable, connecting it to the scope external trig and choosing external synchronization. This external synchronization from the control IC makes your life easier ☺. KEEP THIS SETTING FOR ALL YOUR MEASURES!

Turn off the power supply and move the to relevant section for the experiment.

EXPERIENCES ON BUCK (Open Loop)

Buck converter has been designed with these specs:

- $V_{in} = 15V - 25V$;
- $V_{out} = 10V$;
- $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$.

Load resistance can drive the converter both in CCM and DCM. It consists of an external variable resistance (100Ω max)

Connect the input power to the buck section (B1 IN), the load to B1 OUT, check that CONTROL jumper is in J1 position, and that you have a short on socket Z1, position Cc.

Power supply for control section should already have been set to 15V and connected to B4. Set the rheostat about midway (50Ω), and the duty cycle potentiometer around midway (50%).

Connect a voltmeter to the output (TP1 or across the rheostat) and gradually increase the converter input voltage from 0 to 25V. Observe the output voltage with the HP voltmeter, and adjust duty cycle to keep output voltage at 10V

For the next steps you have to measure duty cycle and load resistance, and to check if the converter is in CCM or DCM.

Duty cycle can be measured on cathode of D1 (point A1 on schematics, Figure 2). Cathode is on the diode band side. Cathode voltage waveform indicates also if the converter is in CCM (2 level voltage) or DCM (3 level voltage, with possible ringing).

Load resistance can be measured directly with the HP multimeter: turn off the system, *disconnect the load* and measure its resistance, or you can measure the rheostat voltage and current.

1. Relationship between D and M.

For this experiment you have to apply 3 different input voltages (15V, 20V, 25V) and four different loads (100Ω , 60Ω , 25Ω and 10Ω). Adjust the duty cycle to keep the output voltage (measured on TP1) at 10V. Measure the required duty cycle and compare it with the lossless case. Pay attention to the mode (CCM and DCM and use the right equation to find the ideal duty cycle). For DCM you have to invert the equation $M(D)$ we found in class.

Change the load with constant input voltage, and observe the output voltage variations. In CCM output voltage is fairly stable with load changes, whereas in DCM output voltage is sensitive to the output load.

		Nominal Vin=15V				V nominal Vin=20V				V nominal Vin=25V			
		Actual Vin=				Actual Vin=				Actual Vin=			
Nominal Rload	Actual Rload	D calculated	c c m	D measured	c c m	D calculated	c c m	D measured	c c m	D calculated		D measured	c c m
100Ω	Ω												
60Ω	Ω												
25Ω	Ω												
10Ω	Ω												

- Determine the converter efficiency. Using the multimeters, measure input voltage and current, and output voltage and load resistance at least in three different conditions:

$$\eta = P_{out}/P_{in}$$

- Observe the voltage at A1 (you can use the diode cathode or the inductance lead) and the output voltage ripple. Output voltage ripple is taken from TP1, set the scope in AC, 50 mV/div. Remove the probe cap and connect the probe directly to TP1 (no ground wire).
- With the current probe, observe the currents through:
 - Inductor L1 (clamp the long inductor wires);
 - Capacitors C3 e C4 (clamp wires IC3 e IC4);
 - Diode DI (clamp the diode);
 - Mosfet MF 1 (clamp wire IM 1);

There are only a few current probes, 1 active and 2 passive. Passive probes show only the AC component (they are transformers!) active probes show also the DC component.

- Design a snubber to damp the ringing in DCM. Insert a small (few nF) capacitor between A1 and GND, and measure the new ringing frequency. Find the values of Rsn and Csn (explained during the lab), mount them on R6 and C9, and check that ringing is damped out.

EXPERIMENTS ON BOOST (Open Loop)

Boost converter has been designed with these specs:

- $V_{in} = 10V - 20V$;
- $V_{out} = 25V$;
- $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$.

Load is given by a fixed 100Ω resistor mounted on the board in series to the external 100Ω rheostat. Using this load boost can work both in CCM and DCM. DO NOT measure the output voltage on the rheostat, because part of the load is on the board. Use instead TP2.

Connect the input power to the boost section (B2 IN), the external load to B2 OUT, check that CONTROL jumper is in J2 position, and that you have a short on socket Z1, position Cc.

Power supply for control section should already have been set to 15V and connected to B4. Set the rheostat about midway (50Ω), and the duty cycle potentiometer around midway (50%).

Connect a voltmeter to the output (TP2 only) and gradually increase the converter input voltage from 0 to 15V. Observe the output voltage with the HP voltmeter, and adjust duty cycle to keep output voltage at 25V

For the next steps you have to measure duty cycle and load resistance, and to check if the converter is in CCM or DCM.

Duty cycle can be measured on jumper CONTROL J2 (remember that for the boost, duty cycle potentiometer works backwards: when you read 0% it is actually 100% and viceversa). Anode voltage (point B1, fig. 2) also indicates if the converter is in CCM (2 level voltage) or DCM (3 level voltage, with possible ringing). During T_{on} voltage is about 0V.

Load resistance can be calculated from output voltage (TP2) and output current, or measuring the rheostat and the on board load resistance. BE CAREFULL! NEVER DISCONNECT the load, if the converter is working. FIRST turn it off, THEN disconnect the load.

1. Design a snubber to damp the ringing in DCM.
Measure the ringing frequency. Insert a small (few nF) capacitor between B1 and GND, and measure the new ringing frequency. Find the values of R_{sn} and C_{sn} (explained in a previous lab), mount them on R9 and C10, and check that ringing is damped out.
2. Relationship between D and M.
Using the appropriate relationship between M and D, find the ideal (lossless) M and compare it with the actual conversion ratio. Apply 3 different input voltages (10V, 15V, 20V) and 4 different loads (200Ω , 150Ω , 100Ω). Adjust the duty cycle to keep the output voltage (measured on TP2) at 25V. Measure the required duty cycle and compare it with the lossless case. Pay attention to the mode (CCM and DCM and

use the right equation to find the ideal duty cycle). For DCM you have to invert the equation $M(D)$ we found in class.

Change the load with constant input voltage, and observe the output voltage variations. In CCM output voltage is fairly stable with load changes, whereas in DCM output voltage is sensitive to the output load.

		Nominal Vin=10V				V nominal Vin=15V				V nominal Vin=20V			
		Actual Vin=				Actual Vin=				Actual Vin=			
Nominal Rload	Actual Rload	D calculated	CCM	D measured	CCM	D calculated	CCM	D measured	CCM	D calculated	D measured	CCM	
200Ω	Ω												
150Ω	Ω												
100Ω	Ω												

- Determine the converter efficiency. Using the multimeters, measure input voltage and current, and output voltage and load resistance at least in these conditions: Load 100Ω, Vin=10V, 15V and 20V:

$$\eta = P_{out}/P_{in}$$

- Observe the voltage at B1 (you can use the diode anode or the inductance lead: it's a magnet wire, so be sure to reach the copper) and the output voltage ripple. Output voltage ripple is taken from TP2, set the scope in AC, 50 mV/div. Remove the probe cap and connect the probe directly to TP2 (no ground wire).
- With the current probe, observe the currents through:
 - Inductor L2 (clamp the long inductor wires);
 - Capacitors C5 e C6 (clamp wires IC5 e IC6);
 - Diode D2 (clamp the diode);
 - Mosfet MF 2 (clamp wire IM 2);

There are only a few current probes, 1 active and 2 passive. Passive probes show only the AC component (they are transformers!), active probes show also the DC component.

EXPERIMENTS ON BUCK-BOOST (Open Loop)

Buck-Boost converter has been designed with these specs:

- $V_{in} = 10V - 25 V$;
- $V_{out} = -15V$;
- $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$

Load is given by an external 100Ω rheostat. Using this load, buck boost can work both in CCM and DCM.

Connect the input power to the boost section (B3 IN), the external load to B3 OUT, check that CONTROL jumper is in J3 position, and that you have a short on socket Z1, position Cc.

Power supply for control section should already have been set to 15V and connected to B4. Set the rheostat about midway (50Ω), and the duty cycle potentiometer around midway (50%).

CAUTION! When you measure the output voltage with a scope, connect the scope ground reference (alligator clip) to the GND indicated on the board (TP3)! This point is the positive of the output voltage.

CAUTION! DON'T DISCONNECT THE LOAD!

Connect a voltmeter to the output (TP3 or across the rheostat) and gradually increase the converter input voltage from 0 to 15V. Observe the output voltage with the HP voltmeter, and adjust duty cycle to keep output voltage at -15V.

For the next steps you have to measure duty cycle and load resistance, and to check if the converter is in CCM or DCM.

Duty cycle can be measured on cathode of diode D3 (point C1 on schematics) This same point also indicates if the converter is in CCM (2 level voltage) or DCM (3 level voltage, with possible ringing).

Load resistance can be calculated from output voltage and output current, or measuring directly the rheostat resistance. BE CAREFULL! NEVER DISCONNECT the load, if the converter is working. FIRST turn it off, THEN disconnect the load and measure it.

1. Design a snubber to damp the ringing in DCM.
Measure the ringing frequency. Insert a small (few nF) capacitor between C1 and GND, and measure the new ringing frequency. Find the values of R_{sn} and C_{sn} (explained in a previous lab), mount them on R14 and C11, and check that ringing is damped out.

2. Relationship between D and M.

Using the appropriate relationship between M and D, find the ideal (lossless) M and compare it with the actual conversion ratio. Apply 3 different input voltages (10V, 15V, 25V) and 3 different loads (100Ω, 60Ω, 20Ω). Adjust the duty cycle to keep the output voltage at -15V. Measure the required duty cycle and compare it with the lossless case. Pay attention to the mode (CCM and DCM and use the right equation to find the ideal duty cycle). For DCM you have to invert the equation M(D) we found in class.

Change the load with constant input voltage, and observe the output voltage variations. In CCM output voltage is fairly stable with load changes, whereas in DCM output voltage is sensitive to the output load.

		Nominal Vin=10V				V nominal Vin=15V				V nominal Vin=25V			
		Actual Vin=				Actual Vin=				Actual Vin=			
Nominal Rload	Actual Rload	D calculated	c c m	D measured	c c m	D calculated	c c m	D measured	c c m	D calculated	D measured	c c m	
100Ω	Ω												
60Ω	Ω												
20Ω	Ω												

3. Determine the converter efficiency. Using the multimeters, measure input voltage and current, and output voltage and load resistance in these conditions: Load 20Ω, output voltage -15V and Vin=10V, 15V and 25V:

$$\eta = P_{out} / P_{in}$$

4. Observe the voltage at C1 (you can use the diode cathode or the inductance lead: it can be a magnet wire, so be sure to reach the copper) and the output voltage ripple. Output voltage ripple is taken from TP3, set the scope in AC, 50 mV/div. Remove the probe cap and connect the probe directly to TP3 (no ground wire).

5. With the current probe, observe the currents through:

- Inductor L3 (clamp the long inductor wires);
- Capacitors C7 e C8 (clamp wires IC7 e IC8);
- Diode D3 (clamp the diode);
- Mosfet MF3 (clamp wire IM3);

There are only a few current probes, 1 active and 2 passive. Passive probes show only the AC component (they are transformers!), active probes show also the DC component.

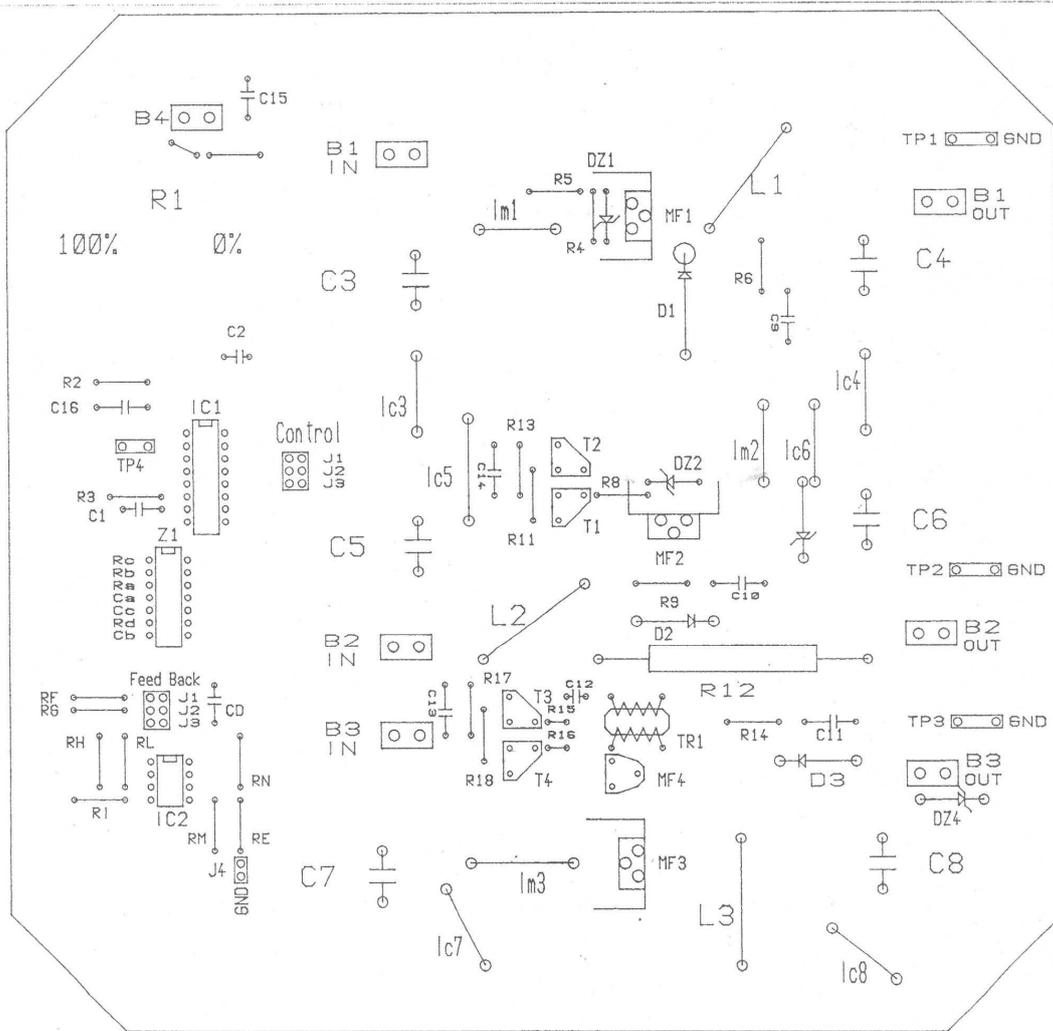
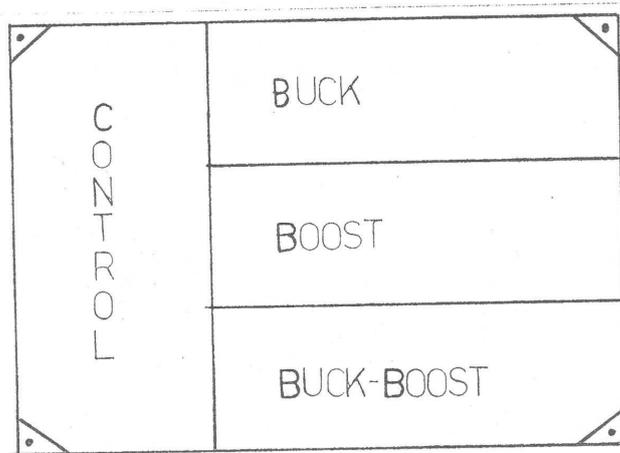


Figure 1: Board layout

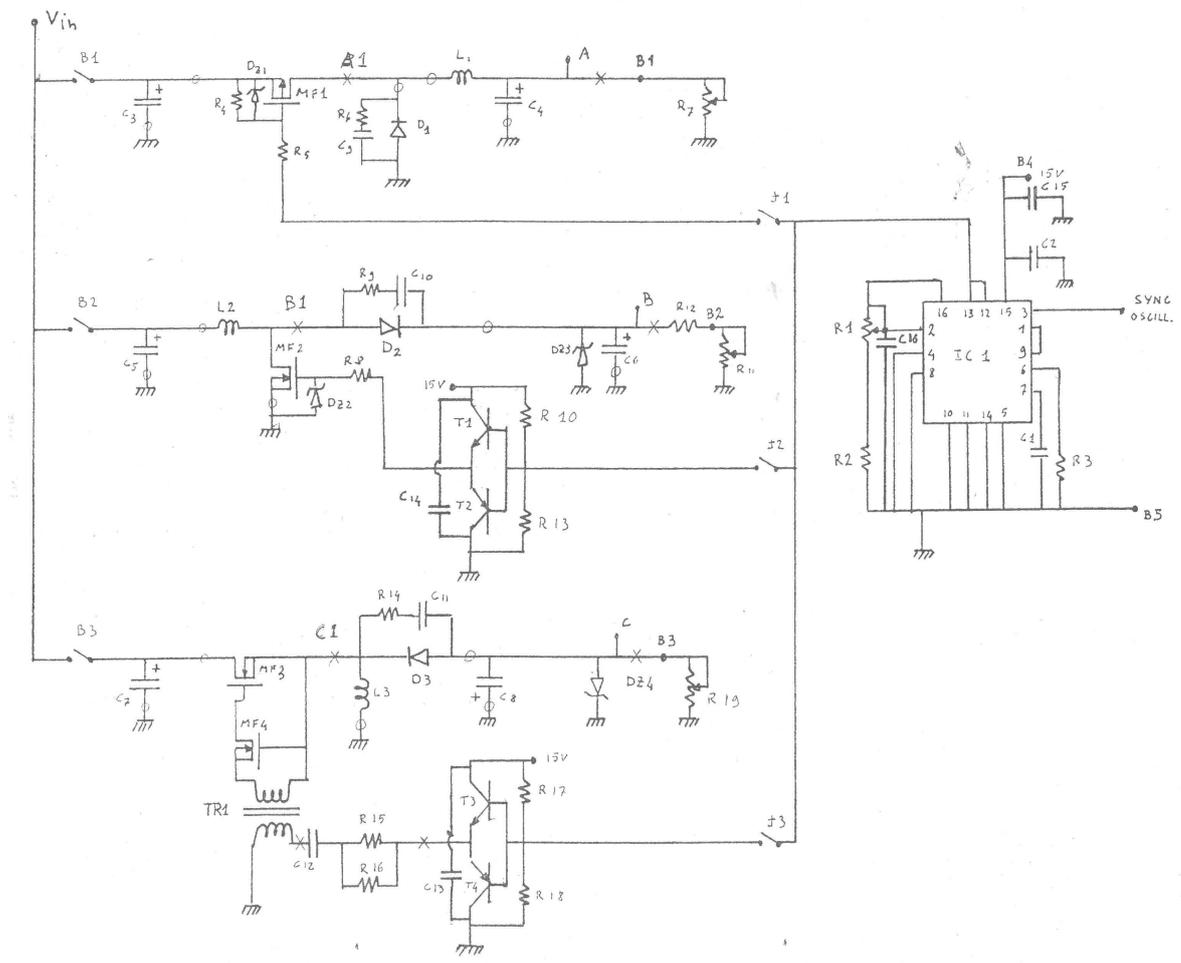


Figure 2 – Power section schematics

Component list

Resistors ($\frac{1}{4}$ W unless otherwise indicated)

R1: 2.2k Ω pot.	R7: 100 Ω rheostat	R13: 3.3 Ω
R2: 680 Ω	R8: 22 Ω	R14: 680 Ω
R3: 2.2 k Ω	R9: 680 Ω	R15: 100 Ω
R4: 330 Ω	R10: 390 Ω	R16: 180 Ω
R5: 150 Ω	R11: 100 Ω rheostat	R17: 390 Ω
R6: 680 Ω	R12: 100 Ω 10W	R18: 3.3k Ω
		R19 100 Ω rheostat

Capacitors

C1: 10 nF pol.	C7: 1000 μ F elt 100V	C13: 100 nF pol.
C2: 100 nF pol.	C8: 1000 μ F elt 100V	C14: 100 nF pol.
C3: 1000 μ F elt 100V	C9: 3.3 nF pol.	C15: 100 nF pol.
C4: 1000 μ F elt 100V	C10: 3.9 nF pol.	C16: 100 nF pol.
C5: 1000 μ F elt 100V	C11: 3.3 nF pol.	
C6: 1000 μ F elt 100V	C12: 100 nF pol.	

Mosfets and bjts

MF1 IRF 9532	MF4 BS 170	T3 2N2218
MF2 IRF 530	T1 2N2218	T4 2N2904
MF3 IRF 530	T2 2N2904	

Inductors and transformer

L1 220 μ H	L3 220 μ H	Red core Np= 6 turns Ns = 8
L2 160 μ H	TR1 red core	turn

Diodes

Dz1 zener 12V	Dz3 zener 47V 2W	D2 BYV 28-150
Dz2 zener 15V	Dz4 zener 47V 2W	D3 BYV 28-150
	D1 IR 31 D6	

Integrated circuits

IC1 U3524A	IC2 TL082
------------	-----------

Connectors

B1 bipolar. Male	J2 jumper	J2FB jumper
B2 bipolar. Male	J3 jumper	J3FB jumper
B3 bipolar. Male	J4 jumper	Z1 socket for discrete
B4 bipolar. Male.	J5 jumper	components
J1 jumper	J1FB jumper	

Appendice C

Guida per esercitazioni ad anello chiuso

CLOSED LOOP MEASUREMENTS

Board connection

On your workbench you'll find:

- 1 Power supply (2 sections or more)
- 1 Premounted board;
- 1 Rheostat
- 1 Assembly with 3 fixed resistors
- 1 Dynamic load (BJT+22 Ω resistor)
- Various banana and coax cables;
- 2 Scope probes.

Board description: as a reference, orient the board with connector B4 and red led top left. Board left side contains the control circuitry, used for all the topologies. It has to be powered through connector B4.

On the right part, the top section is a Buck converter, the middle section is a Boost converter and the bottom one is a Buck-Boost converter. Connectors B1 IN, B2 IN, and B3 IN are power inputs for Buck, Boost and Buck-Boost respectively, see figure 1.

One section of your power supply is used to power the control part and connected to connector B4. Respect the color code (RED positive, BLACK negative). The second section is used as power source of the converter (V_{in}). Connect the second power supply section to B1 IN, or B3 IN in according the converter you are working on (buck or buck boost). Connect the rheostat to the converter you are using (B1 OUT or B3 Out).

CONTROL Jumper sends to one of the three converters the PWM signal generated by the single controller on board. Set the jumper for the converter you are working with (J1 for Buck, J3 for Buck-Boost).

Pontentiometer close to the top left corner, near B4 connector, allows you to change the reference voltage V_{ref} (closed loop).

Set to maximum the current limit control of the power supply section connected to the converter, while the other section (control) must be close to the minimum. Keep the voltage setting of both sections to 0.

Turn on the power supply, and slowly increase to 15V the control section. Absorbed current should be minuscule, and the red LED on the board should be ON.

Check on TP4 (close to the control IC) if you get narrow pulses at about 50 kHz: this shows that the control part is oscillating. Ground connection of TP4 is on the far side from the IC, signal is on the near side. If you are not sure which side is ground, watch under the board! Synchronize your scope with this signal, using the hook-bnc coax cable, connecting it to the scope external trig and choosing external synchronization. This external synchronization from the control IC makes your life easier ☺. KEEP THIS SETTING FOR ALMOST ALL YOUR MEASURES!

Turn off the power supply and move the to pertinent section for the experiment.

EXPERIMENTS ON BUCK (Closed Loop)

Buck converter has been designed with these specs:

- $V_{in} = 15V - 25V$;
- $V_{out} = 10V$;
- $f_s = 50\text{ kHz}$.

Load resistance can drive the converter both in CCM and DCM. It consists of an external variable resistance (100Ω max).

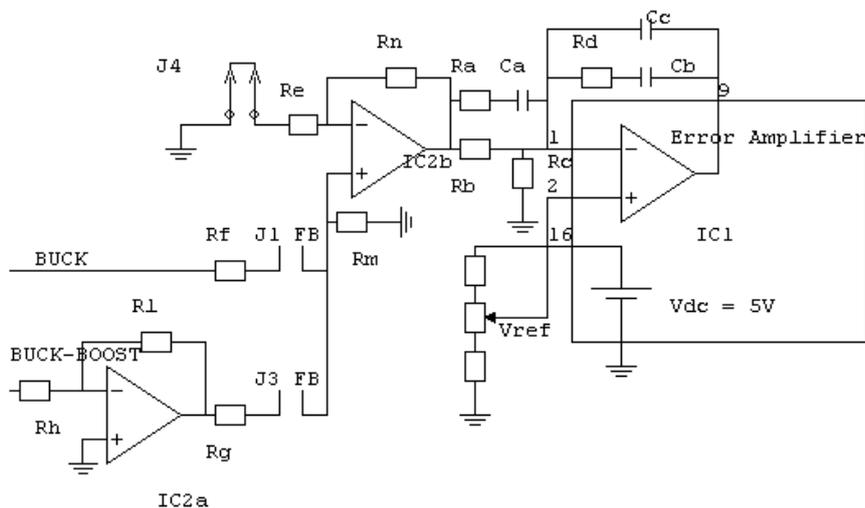
Connect the input power to the buck section (B1 IN), the load to B1 OUT, check that CONTROL jumper is in J1 position, and the Feed Back jumper is in J1 too.

Power supply for control section should already have been set to 15V and connected to B4. Set the rheostat about midway ($50\ \Omega$).

Mount an RC snubber in R6 and C9. Indicative values are $R=680\Omega$ and $C=3.3\text{ nF}$

1) Mount the compensator. IC1 (UC3524A) contains the error amplifier for the compensator, voltage reference, oscillator, pwm modulator... You just need to mount the compensator passive components on socket Z1. Be careful to avoid short circuits among the components. The component names are in the following figure.

Reference voltage can be adjusted at your convenience from 2V up to 3.5V using the potentiometer. Nominal value is 2.5V.



$$R_h = 33\text{k}\Omega$$

$$R_l = 68\text{k}\Omega$$

$$R_m = R_h = R_e = R_f = R_g = 12\text{k}\Omega$$

2) Static Measurements

Make sure that there is a jumper on J4. Power the control section, and set the potentiometer to obtain 2.5V on pin 2 of IC1. If you need a different reference voltage, set

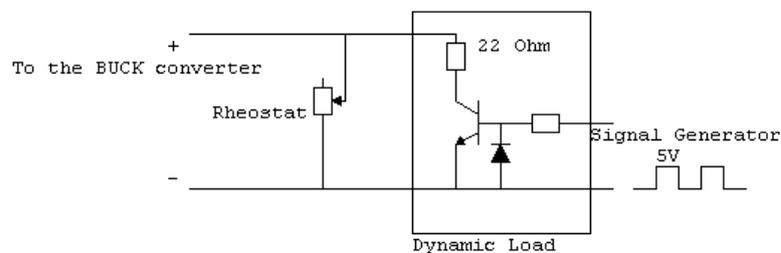
it on pin 2 of IC1.

Connect the HP DMM to the output (TP1) and gradually increase the converter input voltage from 0 to 25V. Observe the output voltage with the HP voltmeter. Change the input voltage from 15V to 25V, the load from 100 Ω down to about 10 Ω and observe the variations on the output voltage. With such a load change, this converter goes from DCM to CCM. Disconnect the load, and measure the output voltage.

3) Dynamic Measurements

Mount the circuit of figure 2. Set the rheostat to about 35 Ω , the input voltage to 25V (max input voltage). Signal generator must turn on and off the dynamic load with a 0V to 5V square wave signal (check it with a scope). Set the generator frequency to few hundred hertz, and adjust it as needed. Under these conditions the buck converter should work in CCM (check it!).

Synchronize the scope with the signal generator (sync out).

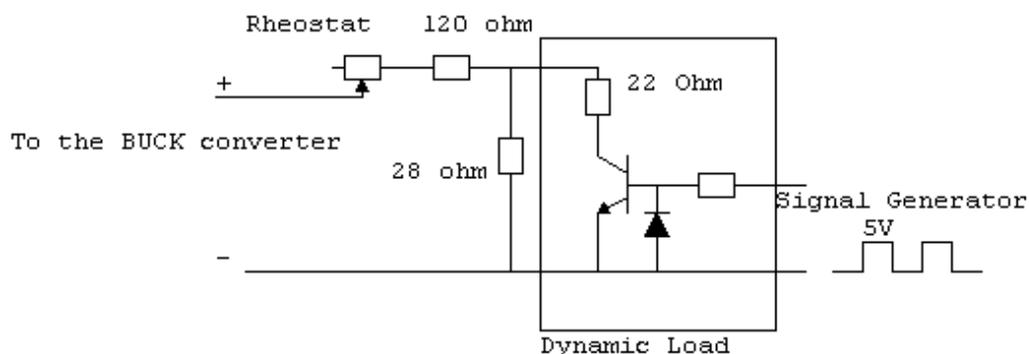


a) Measure the recovery time constant on the output voltage when the dynamic load is activated and deactivated.

b) Decrease the input voltage to 15V. Measure the output voltage recovery time as in the previous point

c) Set the input voltage back to 25V. Increase the rheostat resistance to about 70 Ω . The converter now swings from DCM to CCM and back. Observe the different recovery time for the two changes.

Change the load, as in the following figure, so that the converter stays in DCM and repeat the measurement of recovery time on the output voltage with 15V and 25V as input voltage.

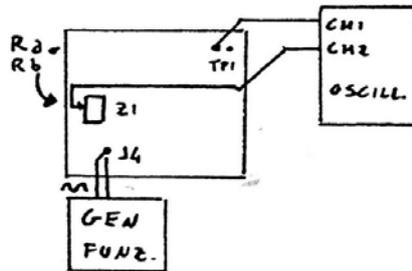


4) Frequency domain measurements of T and other gains

Turn off the circuit. With the injection cable, connect the signal generator to the connector J4 (remove the jumper!). This is the signal V_z . Be careful to connect the cable with the right polarity (gnd with ground!) Set the signal generator to sinusoidal signal, peak amplitude 50mV.

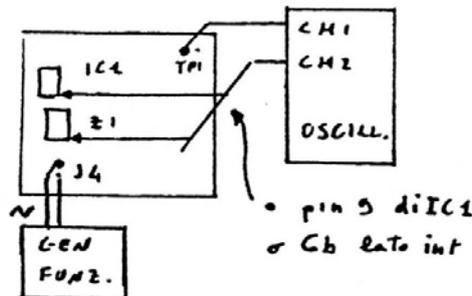
Connect the scope channel 1 to the output voltage (TP1) and channel 2 to R_a or R_b side facing the board edge, as shown in the following figure.

Power the circuit with $V_{in}=25V$ and load it with about 25Ω .



Find the crossover frequency, that is the frequency where the two signals V_x and V_y have the same amplitude. Their phase difference is the phase margin.

With the same input signal it's possible to measure the gain of the power stage. Connect the scope channel 1 to the output voltage (TP1) and channel 2 to the pin 9 of IC1 (controller IC) or to C_b capacitor, right side (see figure). The ratio $V(TP1)/V(\text{pin}9)$ is the gain of the power stage. Check a few frequencies, before and after the complex conjugate poles.



When you are done, ask for the loop gain measurement with the network analyzer!

EXPERIMENTS ON BUCK-BOOST (Closed Loop)

Buck Boost converter has been designed with these specs:

- $V_{in} = 10V - 25V$;
- $V_{out} = -10V$;
- $f_s = 50 \text{ kHz}$.

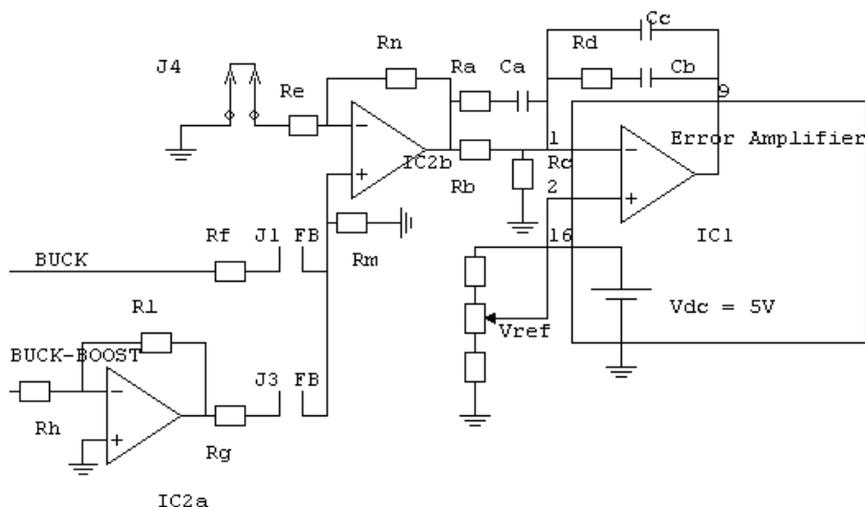
Load resistance can drive the converter both in CCM and DCM. It consists of an external variable resistance (100Ω max) possibly in series with power resistors (120Ω or 44Ω).

Connect the input power to the buck section (B3 IN), the load to B3 OUT, check that CONTROL jumper is in J3 position, and the Feed Back jumper is in J3 too.

Supply for control section should already have been set to 15V and connected to B4. Set the rheostat at about 100Ω .

Mount an RC snubber in R14 and C11. Indicative values are $R=680\Omega$ and $C=3.3 \text{ nF}$

1) Mount the compensator. IC1 (UC3524A) contains the error amplifier for the compensator, voltage reference, oscillator, pwm modulator... You just need to mount the compensator passive components on socket Z1. Be careful to avoid short circuits among the components. The component names are in the following figure. Reference voltage can be adjusted at your convenience from 2V up to 3.5V using the potentiometer. Nominal value is 2.5V.



$$R_h = 33\text{k}\Omega$$

$$R_l = 68\text{k}\Omega$$

$$R_m = R_h = R_e = R_f = R_g = 12\text{k}\Omega$$

2) Static Measurements

Make sure that there is a jumper on J4. Power the control section, and set the potentiometer to obtain 2.5V on pin 2 of IC1. If you need a different reference voltage, set it on pin 2 of IC1.

Connect the HP DMM to the output (TP1) and gradually increase the converter input voltage from 0 to 25V. Observe the output voltage with the HP voltmeter. Change the input voltage from 10V to 25V, load from 220 Ω down to about 30 Ω and observe the variations on the output voltage. With such a load change, this converter goes from DCM to CCM. Observe the duty cycle instability when the converter goes into CCM. Disconnect the load, and measure the output voltage.

3) Dynamic Measurements

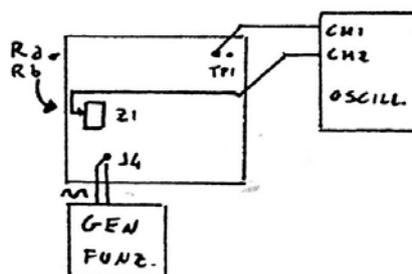
Due to limitations on the signal generator (lack of isolation between reference and chassis), dynamic measurements cannot be carried out ☹

4) Frequency domain measurements of T and other gains

Turn off the circuit. With the injection cable, connect the signal generator to the connector J4 (remove the jumper!). This is the signal V_z . Be careful to connect the cable with the right polarity (gnd with ground!) Set the signal generator to sinusoidal signal, peak amplitude 50mV.

Connect the scope channel 1 to the output voltage (TP3) and channel 2 to Rb, side facing the board edge, as shown in the following figure.

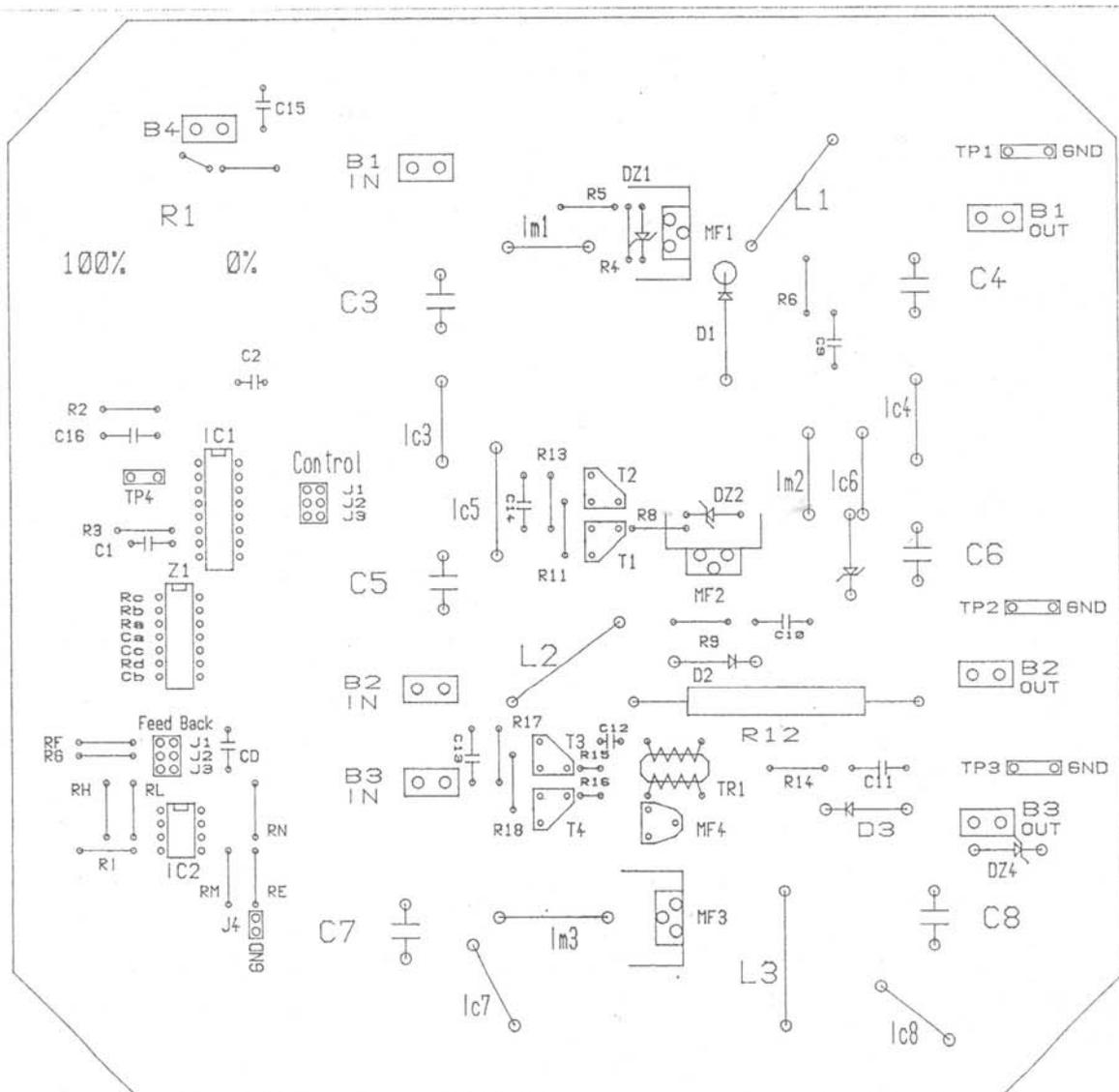
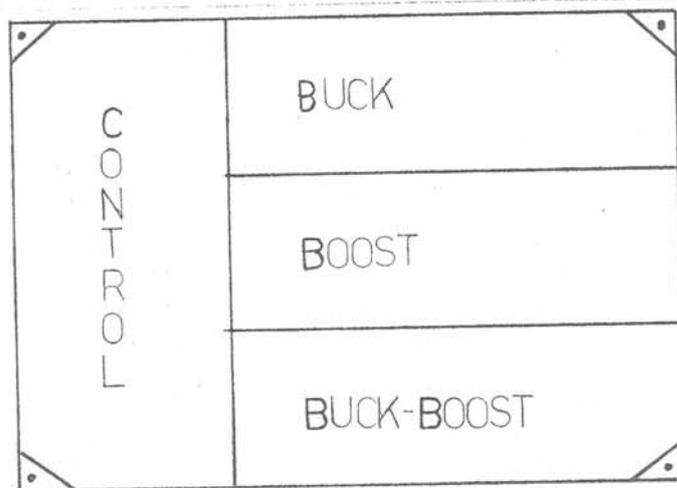
Power the converter with $V_{in}=25V$ and load it with 60 Ω



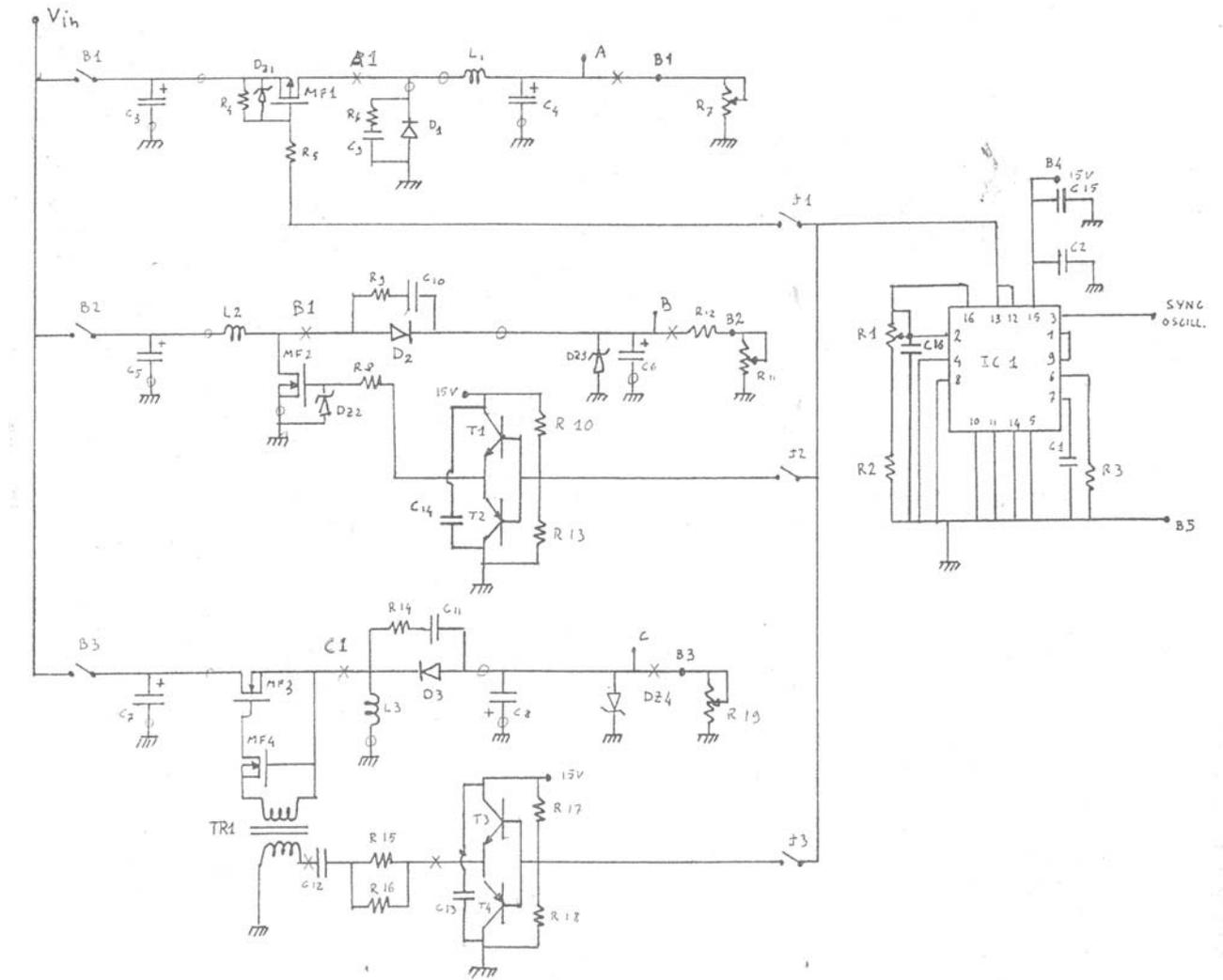
Find the crossover frequency, that is the frequency where the two signals V_x and V_y have the same amplitude. Their phase difference is the phase margin.

With the same input signal it's possible to measure the gain of the power stage. Connect the scope channel 1 to the output voltage (TP3) and channel 2 to the pin 9 of IC1 (controller IC) or to Cb capacitor, right (internal) side. The ratio $V(TP3)/V(\text{pin}9)$ is the gain of the power stage. Check a few frequencies below and above the pole frequency.

When you are done, ask for the loop gain measurement with the network analyzer!



Board layout



Power section schematics

Component list

Resistors ($\frac{1}{4}$ W unless otherwise indicated)

R1: 2.2k Ω pot.	R7: 100 Ω rheostat	R13: 3.3 Ω
R2: 680 Ω	R8: 22 Ω	R14: 680 Ω
R3: 2.2 k Ω	R9: 680 Ω	R15: 100 Ω
R4: 330 Ω	R10: 390 Ω	R16: 180 Ω
R5: 150 Ω	R11: 100 Ω rheostat	R17: 390 Ω
R6: 680 Ω	R12: 100 Ω 10W	R18: 3.3k Ω
		R19 100 Ω rheostat

Capacitors

C1: 10 nF pol.	C7: 1000 μ F elt 100V	C13: 100 nF pol.
C2: 100 nF pol.	C8: 1000 μ F elt 100V	C14: 100 nF pol.
C3: 1000 μ F elt 100V	C9: 3.3 nF pol.	C15: 100 nF pol.
C4: 1000 μ F elt 100V	C10: 3.9 nF pol.	C16: 100 nF pol
C5: 1000 μ F elt 100V	C11: 3.3 nF pol.	
C6: 1000 μ F elt 100V	C12: 100 nF pol.	

Mosfets and bjts

MF1 IRF 9532	MF4 BS 170	T3 2N2218
MF2 IRF 530	T1 2N2218	T4 2N2904
MF3 IRF 530	T2 2N2904	

Inductors and transformer

L1 220 μ H	L3 220 μ H	Red core Np= 6 turns Ns = 8
L2 160 μ H	TR1 red core	turn

Diodes

Dz1 zener 12V	Dz3 zener 47V 2W	D2 BYV 28-150
Dz2 zener 15V	Dz4 zener 47V 2W	D3 BYV 28-150
	D1 IR 31 D6	

Integrated circuits

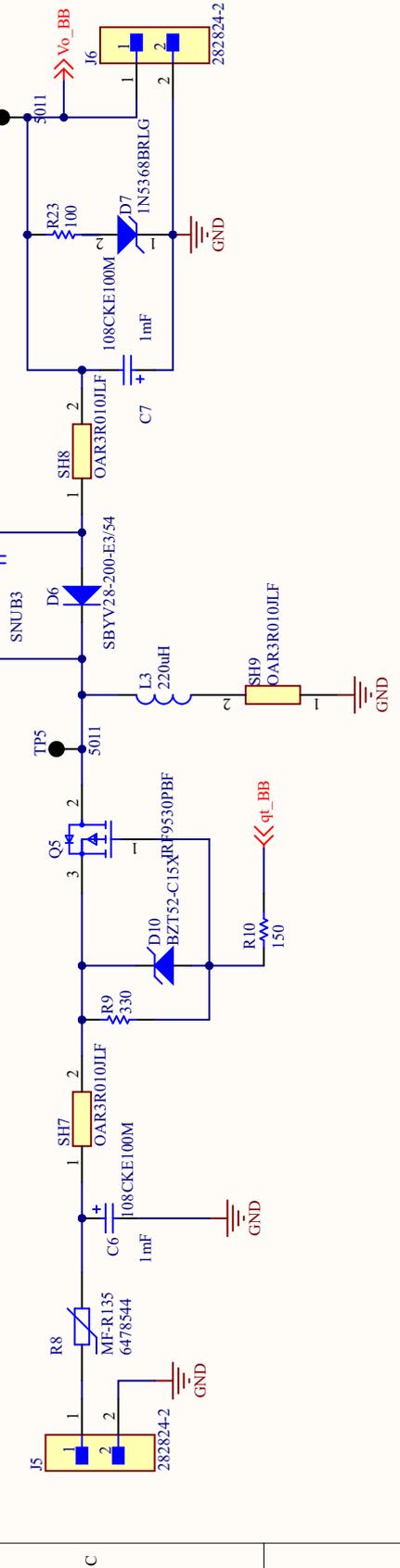
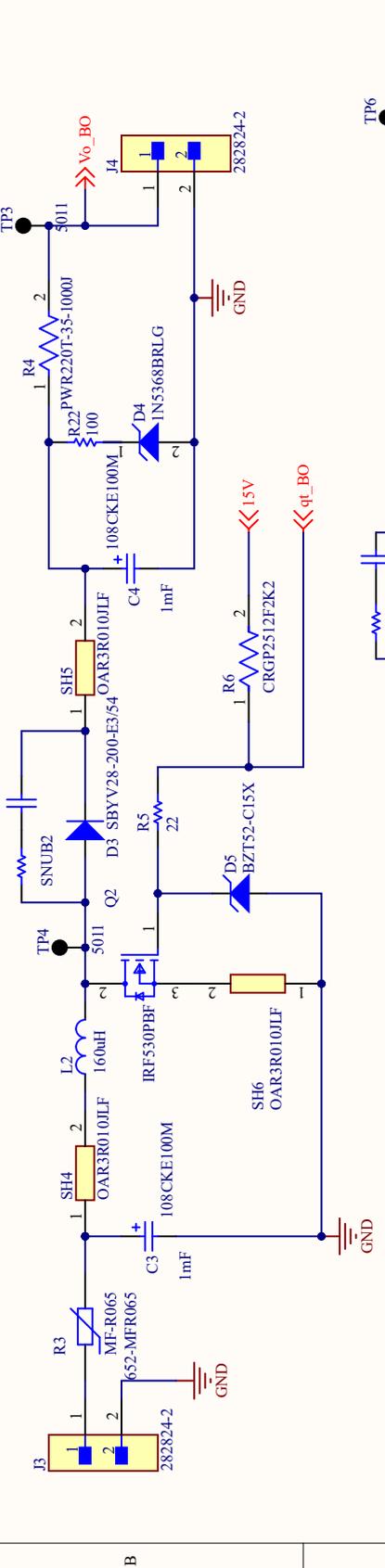
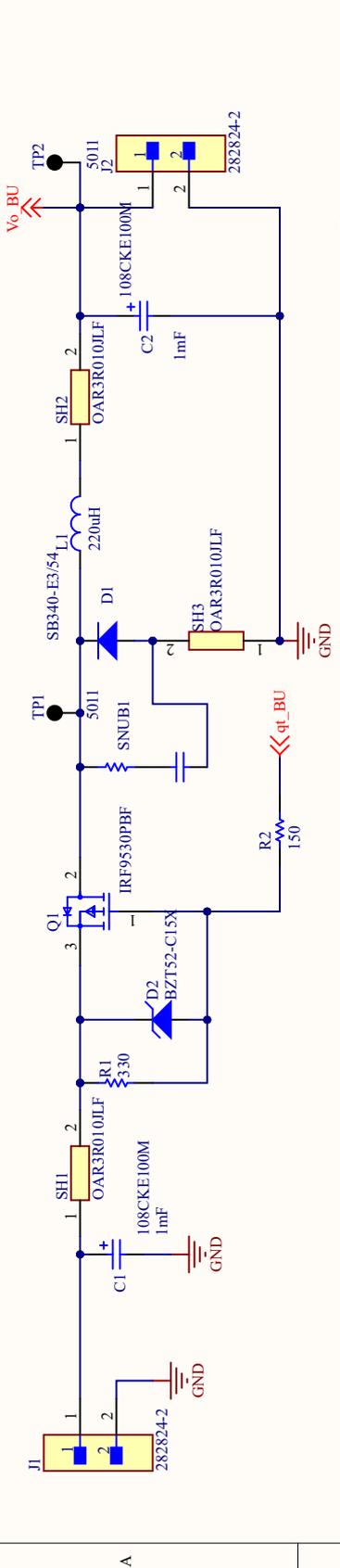
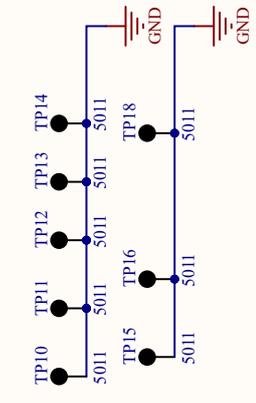
IC1 U3524A	IC2 TL082
------------	-----------

Connectors

B1 bipolar. Male	J2 jumper	J2FB jumper
B2 bipolar. Male	J3 jumper	J3FB jumper
B3 bipolar. Male	J4 jumper	Z1 socket for discrete
B4 bipolar. Male.	J5 jumper	components
J1 jumper	J1FB jumper	

Appendice D

Schematici della scheda LED 22, prima versione



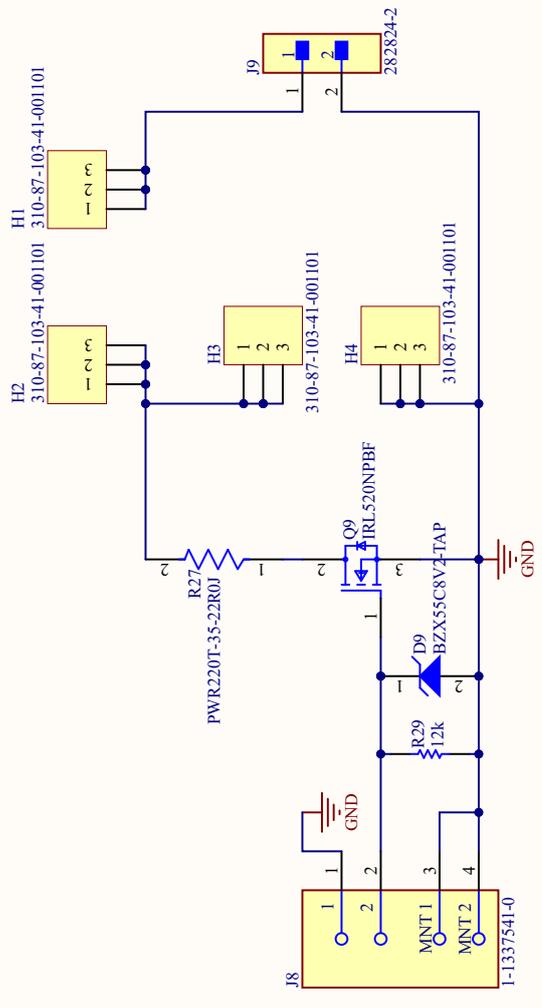
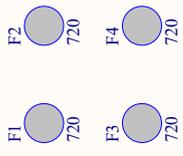
Title		PowerSection	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	Sheet of		Drawn By:
11/27/2022	4		Filippo Bollarino
File:	C:\Users\...\Boost_SchDoc		

A

B

C

D



Dynamic Load

Title		Dynamic Load	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	11/27/2022	Sheet of	4
File:	C:\Users\...\DynLoad.SchDoc	Drawn By:	Filippo Bollarino

A

B

C

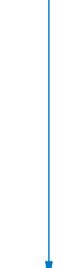
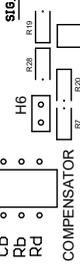
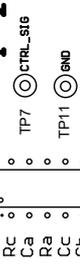
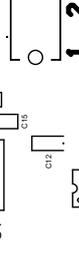
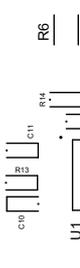
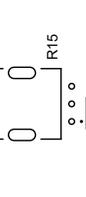
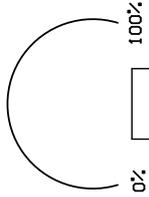
D

View from Top side (Scale 1:1)

SELECT CIRCUIT

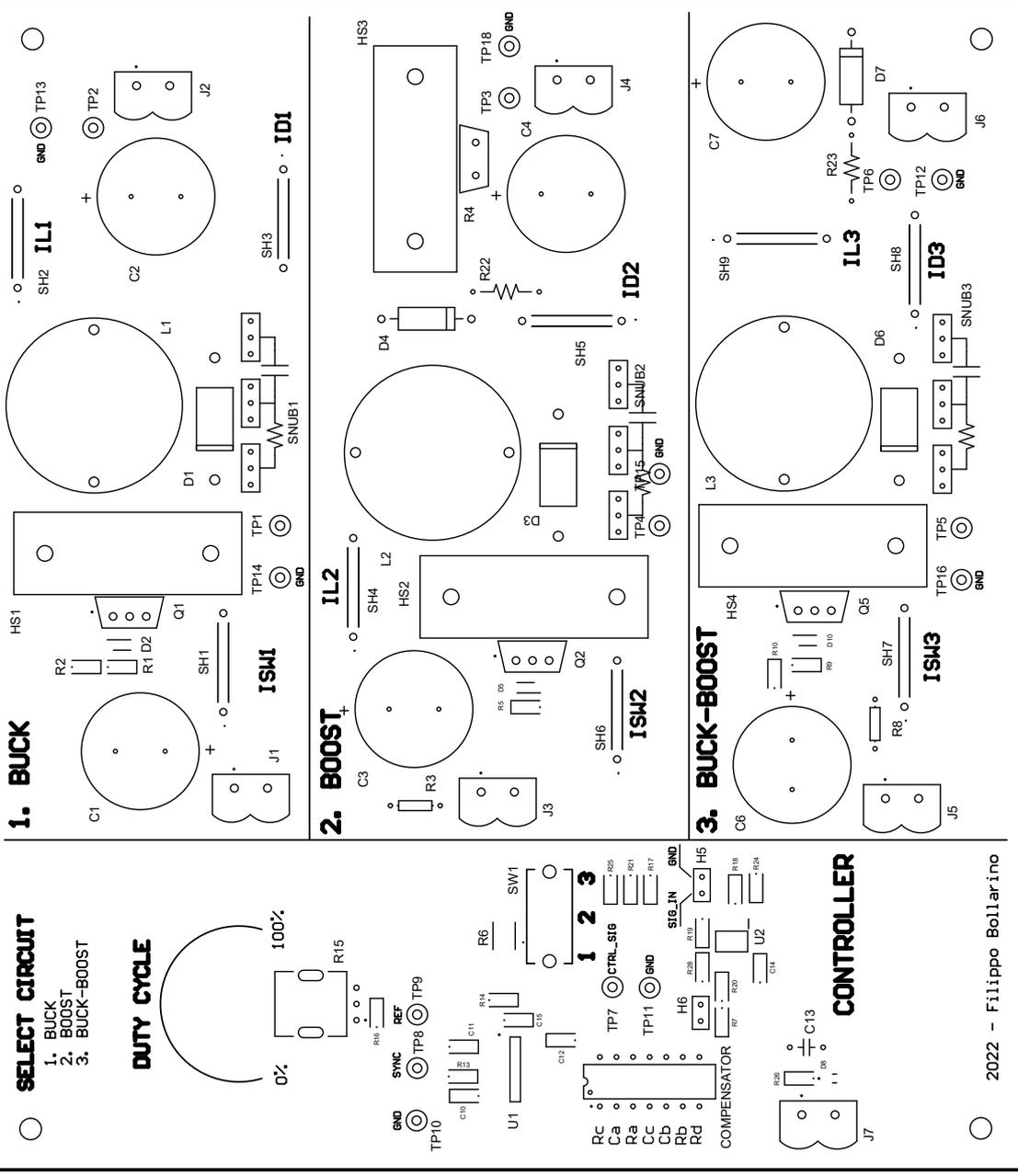
- 1. BUCK
- 2. BOOST
- 3. BUCK-BOOST

DUTY CYCLE



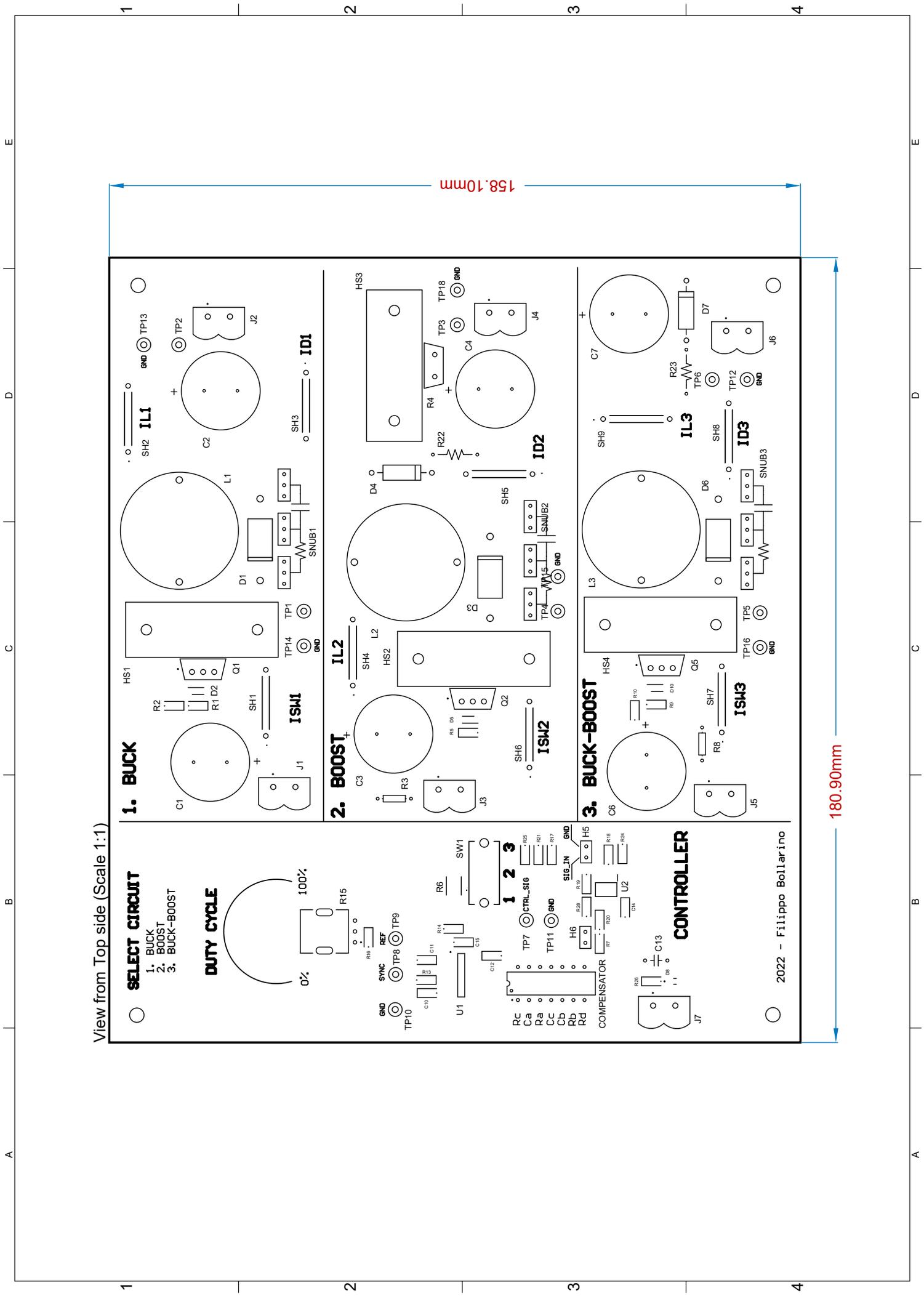
CONTROLLER

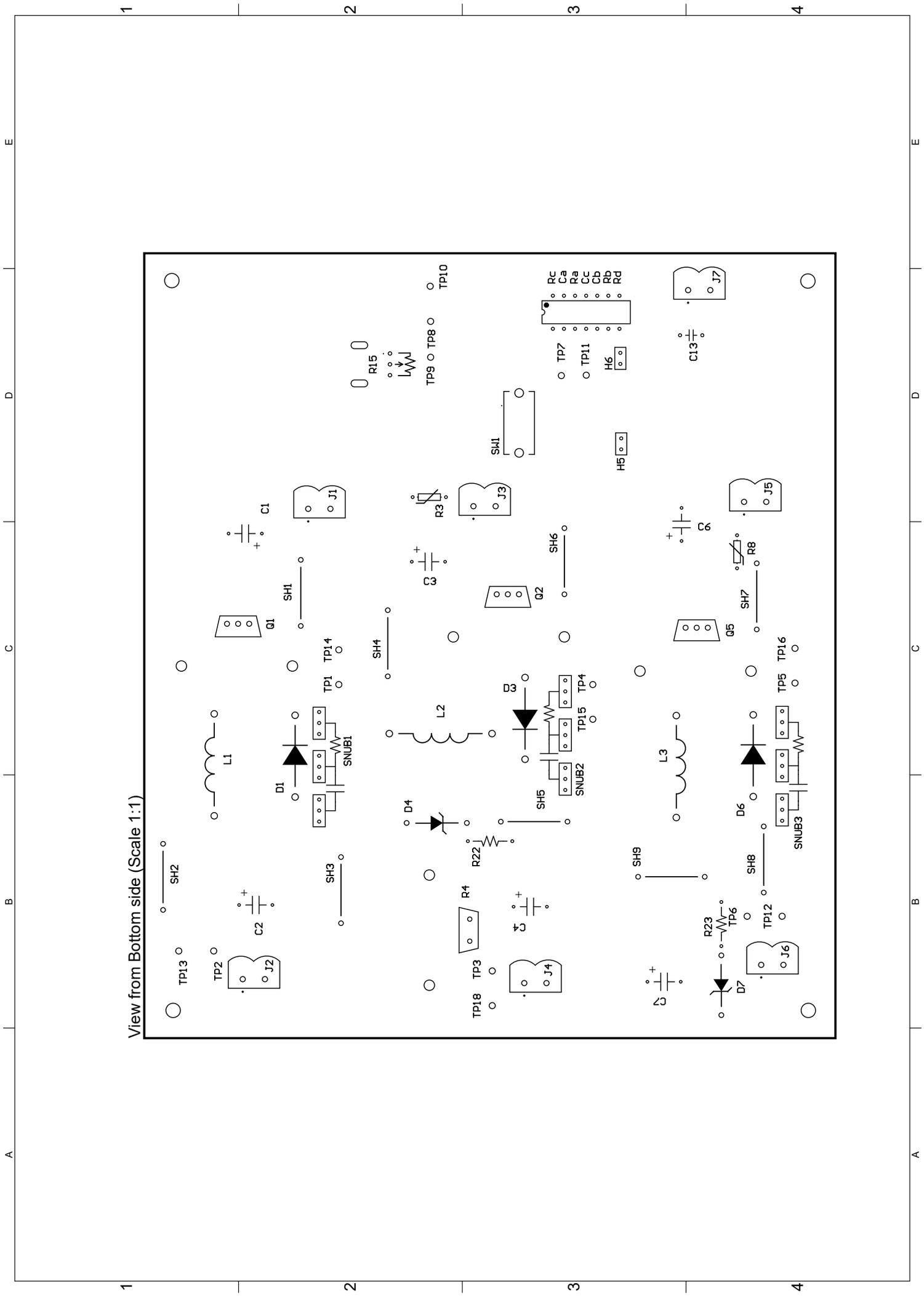
2022 - Filippo Bollarino



158.10mm

180.90mm



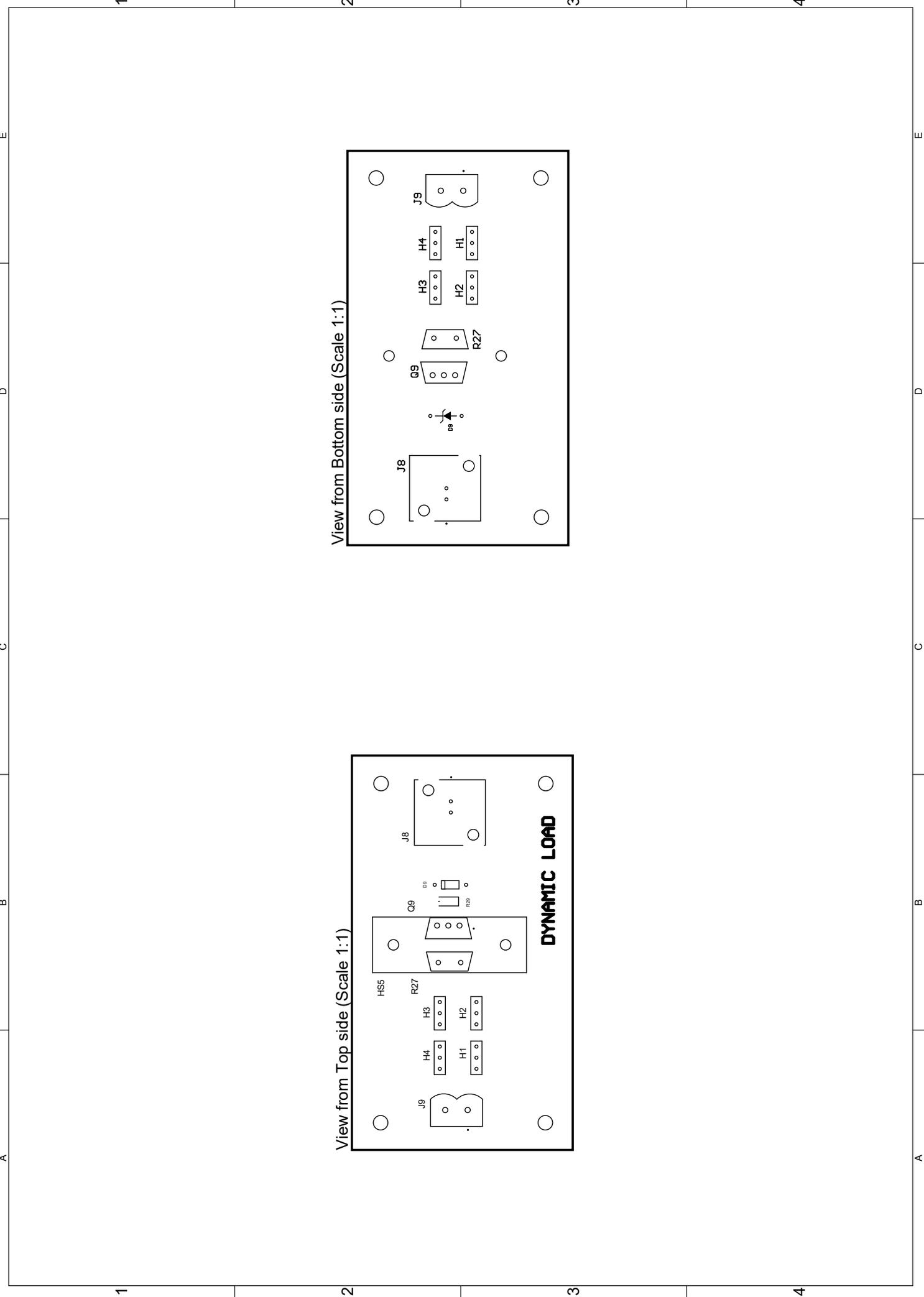


View from Bottom side (Scale 1:1)

1 2 3 4

A B C D E

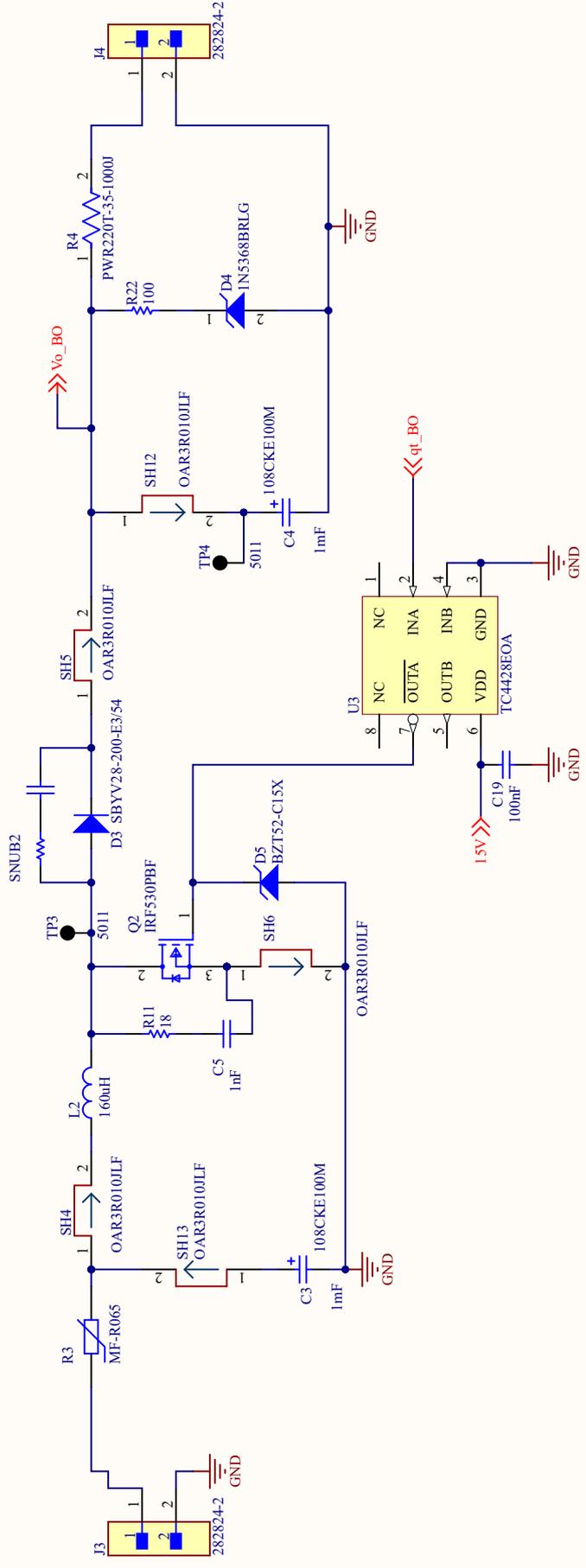
A B C D E



Description	Value	Designator	Quantity	Manufacturer	Part Number
Polyester insulating tape		1	1	3M	56TAPE(3/8")
Header jumper		1, 2	2	Samtec	SNT-100-BK-G
Cap Aluminum Lytic 1000uF 100V 20% (18 X 40mm) Radial 7.5mm 0.166 Ohm 2020mA 2000h 105°C		C1, C2, C3, C4, C6, C7	6	CDE Illinois Capacitor	108CKE100M
Capacitor	10nF	C10	1	Yageo	CC0805KRX7R8BB103
Capacitor	100nF	C11, C12, C14, C15	4	Yageo	CC0805KRX7R8BB104
Polarized Capacitor (Radial)	10uF	C13	1	Würth Electronics	860010473007
Conn DIP Socket SKT 14 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Tube		COMPENSATOR	1	Mill-Max	110-41-314-41-001000
Diode Schottky Rectifier 3A 40V DO-204AL		D1	1	Vishay Semiconductors	SB340-E3/54
BZT52-C15/SOD123/SOD2		D2, D5, D10	3	Diodes	BZT52C15-7-F
DIODE GEN PURP 200V 3.5A DO201AD		D3, D6	2	Vishay Semiconductors	SBYV28-200-E3/54
Zener Diode Single 47V 5% 250Ohm 5000mW 2-Pin Case 017AA-01 T/R / DIODE ZENER 47V 5W AXIAL		D4, D7	2	ON Semiconductor	1N5368BRLG
LED Uni-Color Green 574nm 2-Pin Chip LED T/R / LED GREEN CLEAR 0805 SMD		D8	1	Vishay Lite-On	LTST-C171KGKT
Diode Zener Single 8.2V 6% 500mW Automotive 2-Pin DO-35 Ammo		D9	1	Vishay	BZX55C8V2-TAP
Keyway Punch, Nibbler, 1/8" & 3/16" Keyways, 7/8" & 1-7/32" Pushbutton Holes		F1, F2, F3, F4, F5, F6, F7, F8	8	Keystone Electronics	720
CONN SOCKET 3POS 0.1 GOLD PCB		H1, H2, H3, H4	4	Preci-Dip	310-87-103-41-001101
Conn Unshrouded Header HDR 2 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Poly Bag		H5, H6	2	Amphenol ICC / FCI	10129378-902003BLF
High Efficiency Heat Sink For Vertical Board Mounting Power Semiconductors TO-220 Rohs Compliant: Yes		HS5	1	Wakefield	637-15ABPE
Terminal Block, Header, 2P, 15A, 300VAC Rohs Compliant: Yes		J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J9	8	TE Connectivity	282824-2
Straight 500ohms Through Hole Bulkhead Fitting BNC Conn; jack; Solder Term Nickel		J8	1	TE Connectivity	1-1337541-0
Potentiometer Knob		K1	1	Eagle Plastic Devices	450-4765
Inductor	220uH	L1, L3	2	Murata	1422435C
Inductor	160uH	L2	1	Murata	1422435C
Transistor MOSFET P-Ch. -14A/-100V TO220		Q1, Q5	2	Vishay	IRF9530PBF
Power NMOS VDS=100V VGS=±20V ID=14A		Q2	1	Vishay	IRF530PBF
Mosfet, Power; N-ch; Vdss 100V; Rds(on) 0.18 Ohm; Id 10A; TO-220AB; Pd 48W; Vgs +/-16V		Q9	1	Infineon	IRL520NPBF
Generic THT Resistor	330	R1, R9	2	Yageo	RC0805FR-10330RL
Generic THT Resistor	150	R2, R10	2	Yageo	RC0805FR-13150RL
60VDC 650mA		R3	1	Bourns	MF-R065
Res Thick Film 100 Ohm 5% 35W ±100ppm/°C Ceramic TO-220 Radial Thru-Hole Tube		R4	1	Bourns	PWR220T-35-1000J
Generic THT Resistor	22	R5	1	KOA Speer	RK73B2ATTD220J
Res Thick Film 2512 2.2K Ohm 1% 2W ±100ppm/°C Pad SMD T/R		R6	1	TE Connectivity	CRGP2512F2K2
Generic THT Resistor	15	R7	1	Yageo	RC0805FR-7W15RL
30VDC 1.35A		R8	1	Bourns	MF-R135
Generic THT Resistor	2.2k	R13	1	Yageo	RC0805JR-132K2L
Generic THT Resistor	820	R14	1	KOA Speer	RK73H2ATTD8200F
Res POT Carbon Film 2k Ohm 20% 1/20W 1(Elec)/1(Mech)Turn 6.8mm (10 X 11 X 20mm) Pin Through Hole		R15	1	Bourns	PTV09A-4020F-B202
Generic THT Resistor	680	R16	1	Yageo	RC0805FR-13680RL
Generic THT Resistor	12k	R17, R19, R20, R21, R25, R28, R29	7	KOA Speer	RK73H2ATTD1202F
Generic THT Resistor	33k	R18	1	Yageo	RC0805FR-1333KL
Generic THT Resistor	100	R22, R23	2	KOA Speer	CF1/4CT52R101J
Generic THT Resistor	68k	R24	1	Yageo	RC0805FR-1368KL
Generic THT Resistor	1K	R26	1	Yageo	RC0805FR-131KL
Res Thick Film 22 Ohm 5% 35W ±100ppm/°C Ceramic TO-220 Radial Thru-Hole Tube		R27	1	Bourns	PWR220T-35-22R0J
OAR Series 11.43x1.65mm 0.01 Ohm 3 W ±5 % ±20 ppm/°C Current Sense Resistor		SH1, SH2, SH3, SH4, SH5, SH6, SH7, SH8, SH9	9	TT IRC	OAR3R010JLF
CONN SOCKET 3POS 0.1 GOLD PCB		SNUB1, SNUB2, SNUB3	3	Preci-Dip	310-87-103-41-001101
Switch Slide DP Top Slide 0.1A 30VDC 10000Cycle PC Pins Thru-Hole Bulk		SW1	1	Alps Electric	SSSF024800
Test Point MultiPurpose THM H .445 Nylon 46 Insulated Blk PhosBronze/Silver		TP1, TP2, TP3, TP4, TP5, TP6, TP7, TP8, TP9, TP10, TP11, TP12, TP13, TP14, TP15, TP16, TP18	17	Keystone Electronics	5011
Voltage Mode PWM Controller 60V 200mA 350kHz 16-Pin SOIC		U1	1	TI National Semiconductor	LM3524DMX/NOPB
IC OPAMP JFET 4MHZ 8SOIC		U2	1	TI National Semiconductor	TL082CM/NOPB

Appendice E

Schematici della scheda LED 22, seconda versione



Title
Boost Converter

Size	Number	Revision
A4		

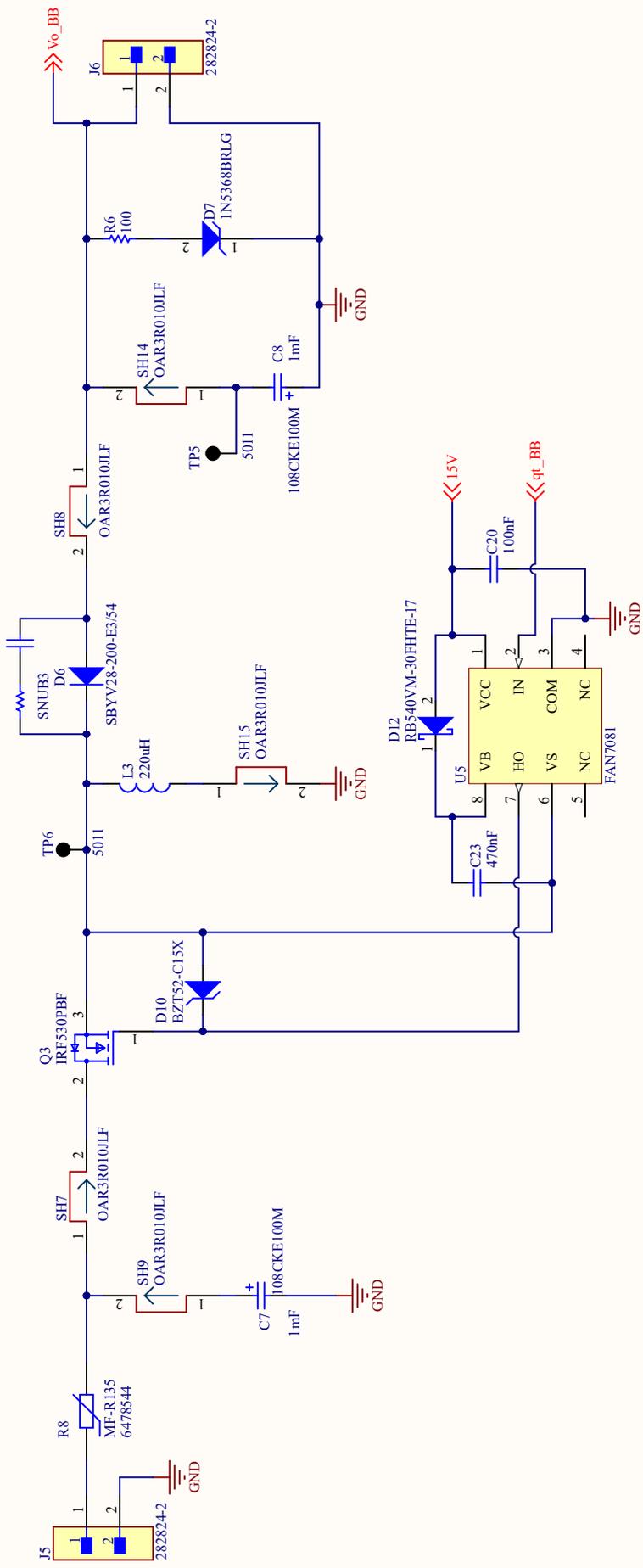
Date: 12/02/2022
 File: C:\Users\...\Boost_SchDoc

A

B

C

D



Title Buck-boost Converter

Size	Number	Revision
A4		

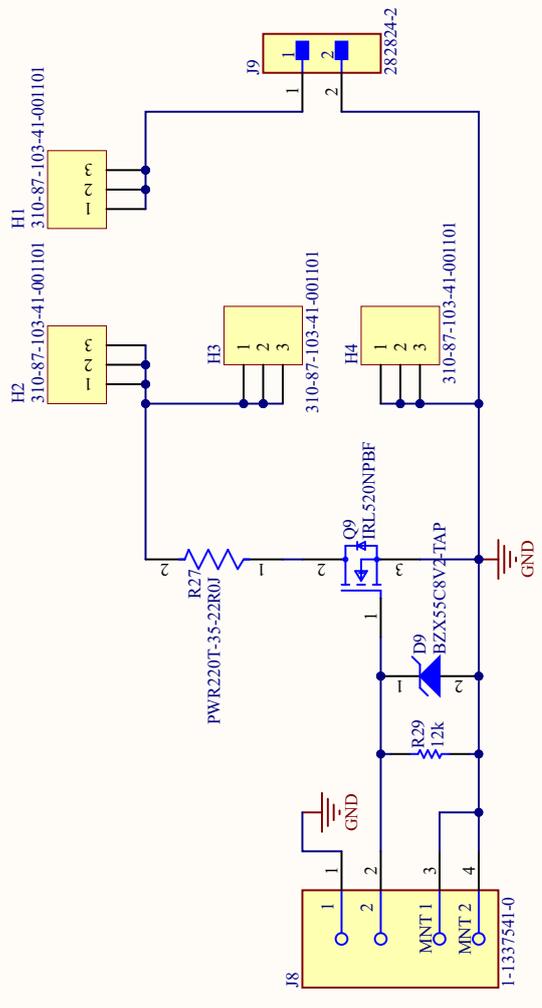
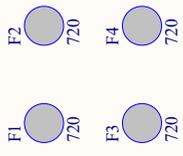
Date:	12/02/2022	Sheet of	
File:	C:\Users\...\Buck-Boost.SchDoc	Drawn By:	Filippo Bollarino

A

B

C

D



Title
Dynamic Load

Size	Number	Revision
A4		
Date:	12/02/2022	
File:	C:\Users\...\DynLoad.SchDoc	
Sheet of	4	
Drawn By:	Filippo Bollarino	

A

A

B

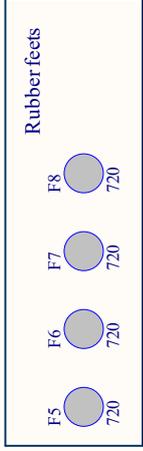
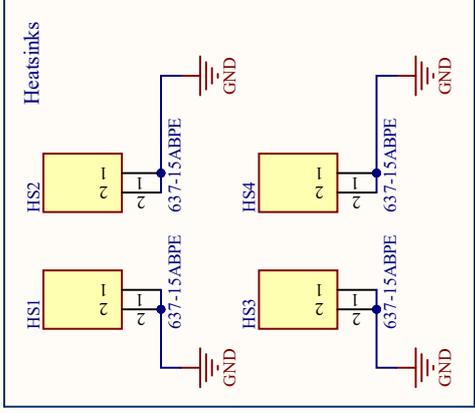
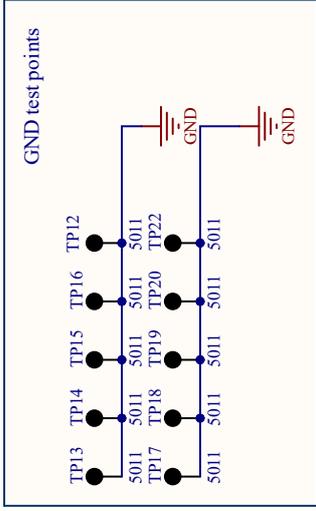
B

C

C

D

D



Title

Revision

Number

Size

A4

Date:

File:

Sheet of

Drawn By:

4

3

2

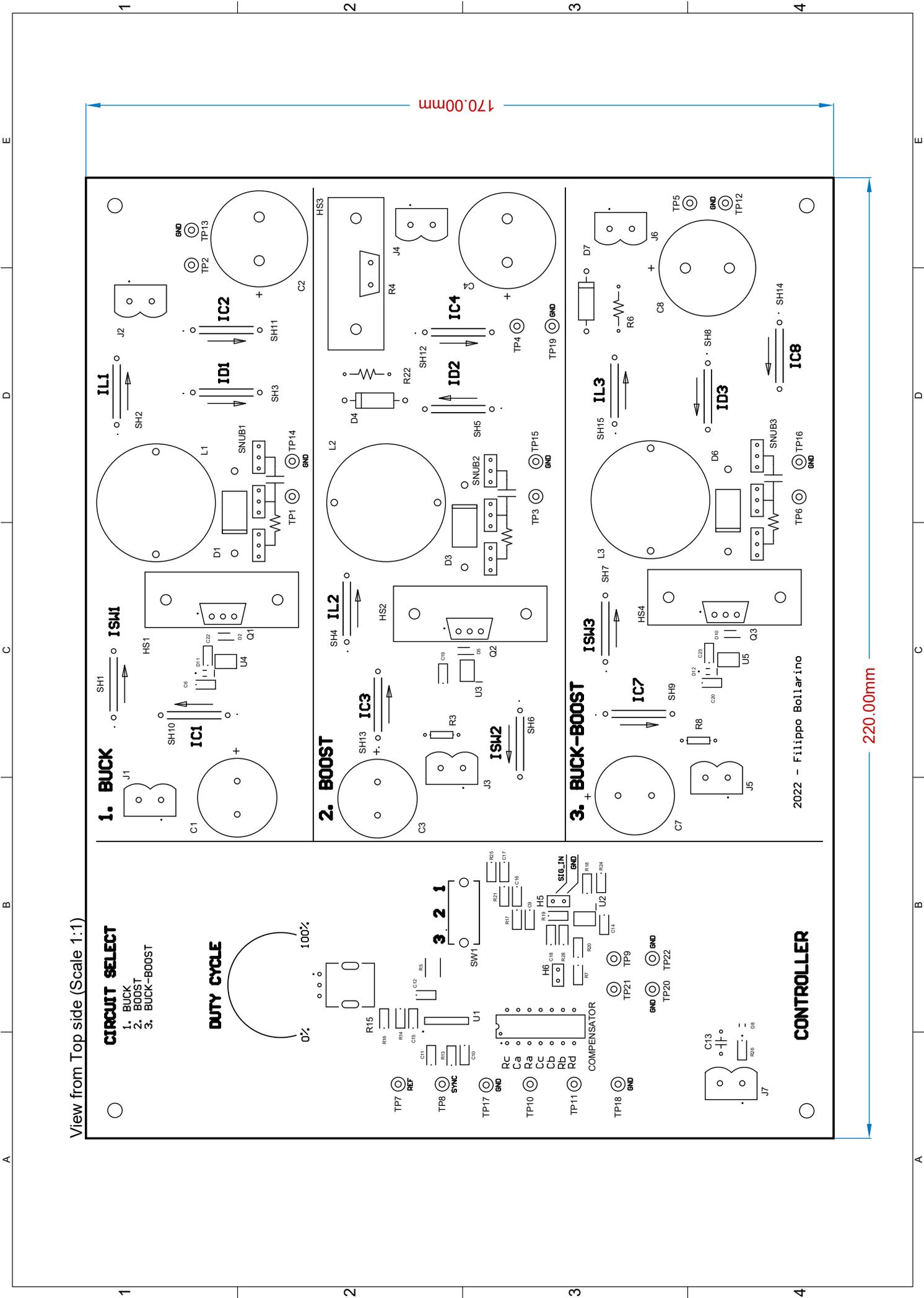
1

C:\Users\...\Mounting.SchDoc

12/02/2022

4

4

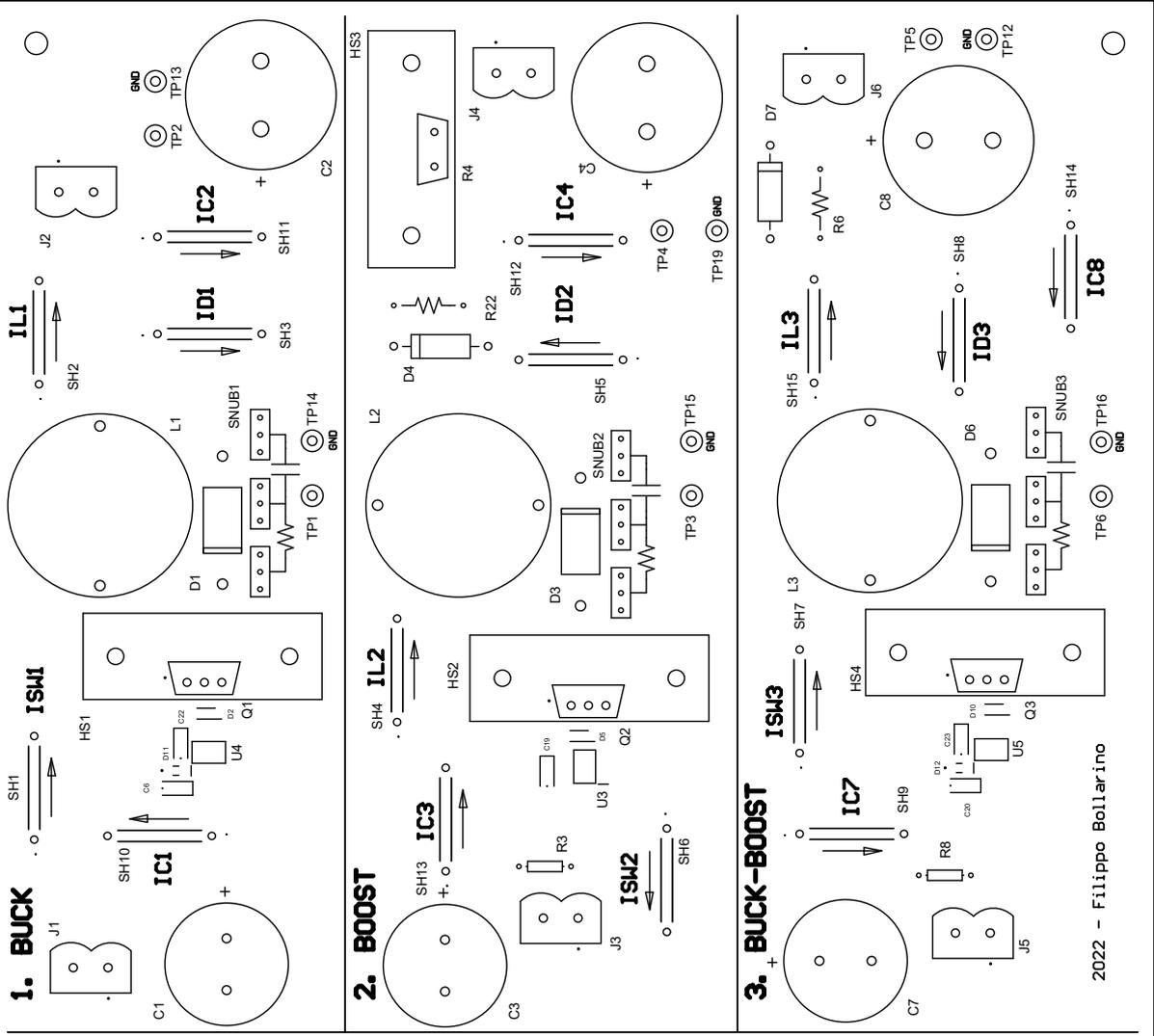
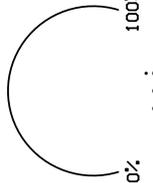


View from Top side (Scale 1:1)

CIRCUIT SELECT

- 1. BUCK
- 2. BOOST
- 3. BUCK-BOOST

DUTY CYCLE



1. BUCK

2. BOOST

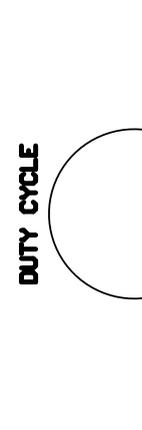
3. BUCK-BOOST

2022 - Filippo Bollarino

COMPENSATOR



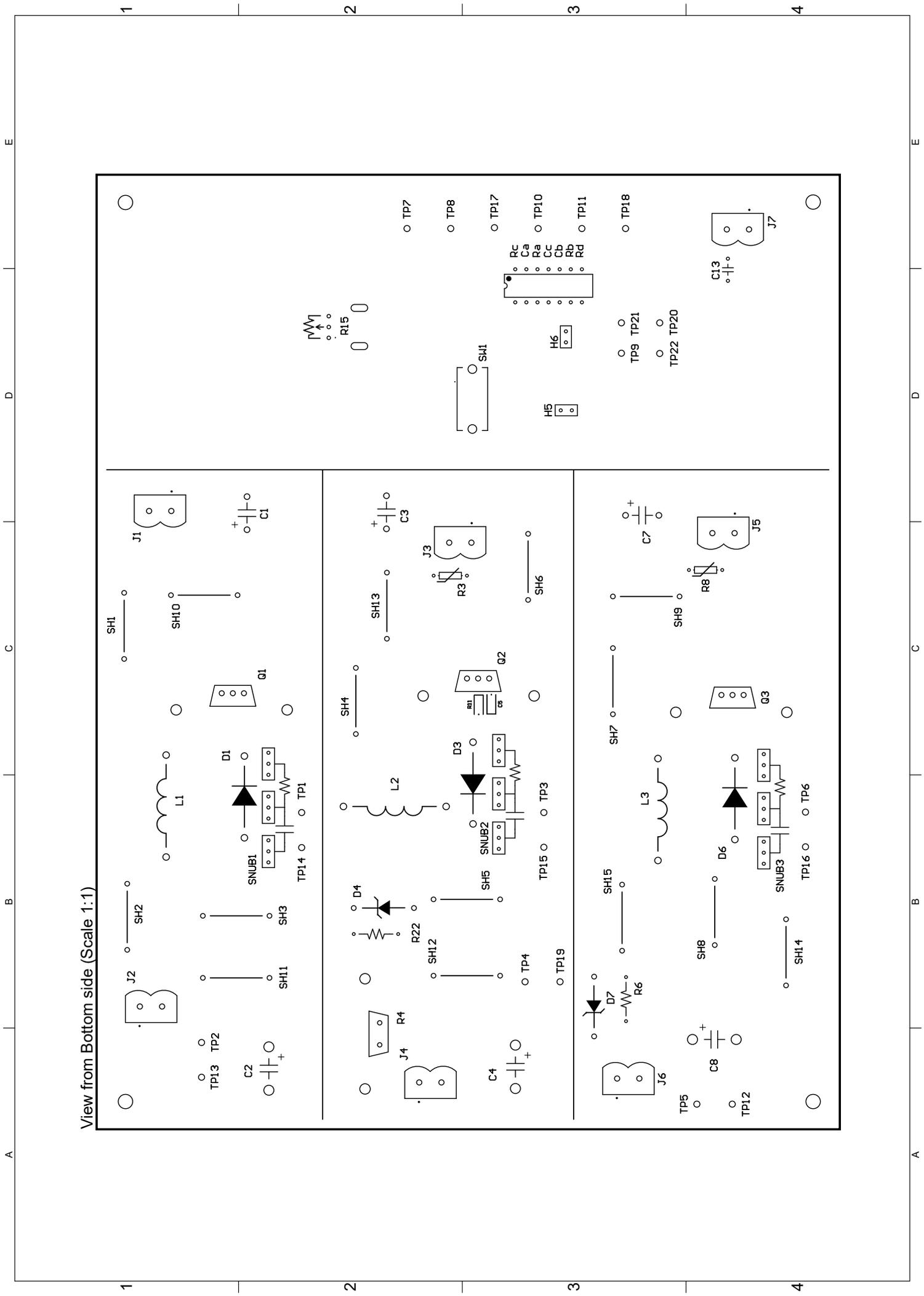
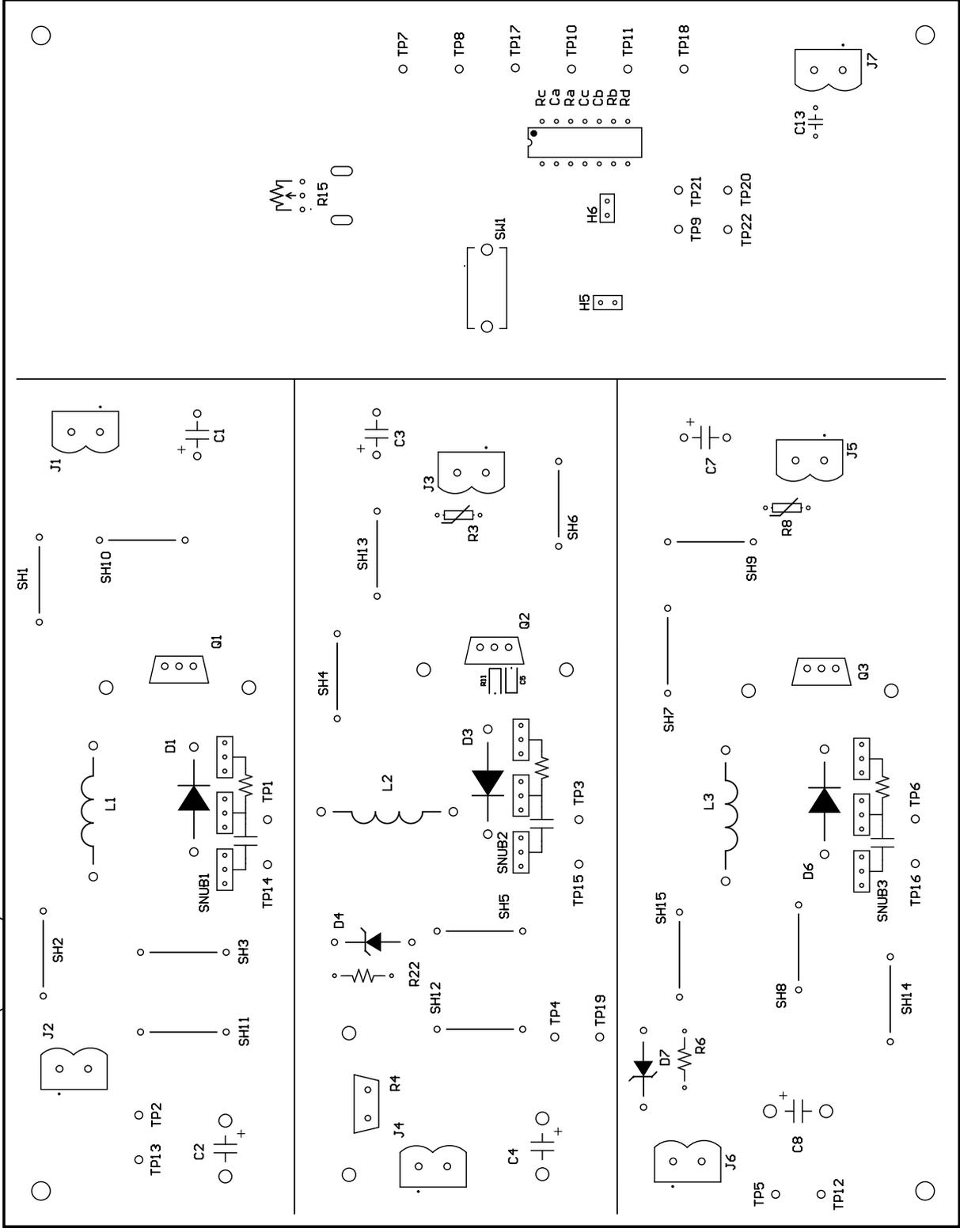
CONTROLLER



170.00mm

220.00mm

View from Bottom side (Scale 1:1)



Description	Value	Designator	Quantity	Manufacturer	Part Number
Polyester insulating tape		1	1	3M	56TAPE(3/8")
		1, 2, 3	3	Samtec	SNT-100-BK-G
Cap Aluminum Lytic 1000uF 100V 20% (18 X 40mm) Radial 7.5mm 0.166 Ohm 2020mA 2000h 105°C		C1, C2, C3, C4, C7, C8	6	Cornell Dubilier	SLPX102M100A3P3
Capacitor	1nF	C5, C9, C16, C17	4	Yageo	CC0805KRX7R9BB102
Capacitor	100nF	C6, C11, C12, C14, C15, C19, C20	7	Yageo	CC0805KRX7R8BB104
Capacitor	10nF	C10	1	Yageo	CC0805KRX7R8BB103
Polarized Capacitor (Radial)	10uF	C13	1	Wurth Electronics	860010473007
Capacitor	470pF	C18	1	Yageo	CC0805KRX7R9BB471
Capacitor	470nF	C22, C23	2	Yageo	CC0805KRX7R9BB474
Conn DIP Socket SKT 14 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Tube		COMPENSATOR	1	Mill-Max	110-41-314-41-001000
Diode Schottky Rectifier 3A 40V DO-204AL		D1	1	Vishay Semiconductors	SB340-E3/54
BZT52-C15/SOD123/SOD2		D2, D5, D10	3	Diodes	BZT52C15-7-F
DIODE GEN PURP 200V 3.5A DO201AD		D3, D6	2	Vishay Semiconductors	SBYV28-200-E3/54
Zener Diode Single 47V 5% 250mW 5000mW 2-Pin Case 017AA-01 T/R / DIODE ZENER 47V 5W AXIAL		D4, D7	2	ON Semiconductor	1N5368BRLG
LED Uni-Color Green 574nm 2-Pin Chip LED T/R / LED GREEN CLEAR 0805 SMD		D8	1	Vishay Lite-On	LTST-C171KGKT
Diode Zener Single 8.2V 6% 500mW Automotive 2-Pin DO-35 Ammo		D9	1	Vishay	BZX55C8V2-TAP
Schottky Rectifier Diode 30V 200mA 2-Pin SOD-323FL Emboss T/R		D11, D12	2	Rohm	RB540VM-30TE-17
Keyway Punch, Nibbler, 1/8" & 3/16" Keyways, 7/8" & 1-7/32" Pushbutton Holes		F1, F2, F3, F4, F5, F6, F7, F8	8	Keystone Electronics	720
CONN SOCKET 3POS 0.1 GOLD PCB		H1, H2, H3, H4	4	Preci-Dip	310-87-103-41-001101
Conn Unshrouded Header HDR 2 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Poly Bag		H5, H6	2	Amphenol ICC / FCI	10129378-902003BLF
High Efficiency Heat Sink For Vertical Board Mounting Power Semiconductors TO-220 Rohs Compliant: Yes		HS1, HS2, HS3, HS4, HS5	5	Wakefield	637-15ABPE
Terminal Block, Header, 2P, 15A, 300VAC Rohs Compliant: Yes		J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J9	8	TE Connectivity	282824-2
Straight 500ohms Through Hole Bulkhead Fitting BNC Conn; jack; Solder Term Nickel		J8	1	TE Connectivity	1-1337541-0
Potentiometer Knob		K1	1	Eagle Plastic Devices	450-4765
Inductor	220uH	L1, L3	2	Murata	1422435C
Inductor	160uH	L2	1	Murata	1422435C
Power NMOS VDS=100V VGS=±20V ID=14A		Q1, Q2, Q3	3	Vishay	IRF530PBF
Mosfet, Power; N-ch; Vdss 100V; Rds(on) 0.18 Ohm; Id 10A; TO-220AB; Pd 48W; Vgs +/-16V		Q9	1	Infineon	IRL520NPBF
60VDC 650mA		R3	1	Bourns	MF-R065
Res Thick Film 100 Ohm 5% 35W ±100ppm/°C Ceramic TO-220 Radial Thru-Hole Tube		R4	1	Bourns	PWR220T-35-1000J
Res Thick Film 2512 2.2K Ohm 1% 2W ±100ppm/C Pad SMD T/R		R5	1	TE Connectivity	CRGP2512F2K2
Generic THT Resistor	100	R6, R22	2	KOA Speer	CF1/4CT52R101J
Generic THT Resistor	15	R7	1	Yageo	RC0805FR-7W15RL
30VDC 1.35A		R8	1	Bourns	MF-R135
Generic THT Resistor	18	R11	1	KOA Speer	RK73H2ATTD18ROF
Generic THT Resistor	2.2k	R13	1	Yageo	RC0805JR-132K2L
Generic THT Resistor	820	R14	1	KOA Speer	RK73H2ATTD8200F
Res POT Carbon Film 2k Ohm 20% 1/20W 1(Elec)/1(Mech)Turn 6.8mm (10 X 11 X 20mm) Pin Through Hole		R15	1	Bourns	PTV09A-4020F-B202
Generic THT Resistor	680	R16	1	Yageo	RC0805FR-13680RL
Generic THT Resistor	12k	R17, R19, R20, R25, R28, R29	6	KOA Speer	RK73H2ATTD1202F
Generic THT Resistor	33k	R18	1	Yageo	RC0805FR-1333KL
Generic THT Resistor	39k	R21	1	Yageo	RC0805FR-0739KL
Generic THT Resistor	68k	R24	1	Yageo	RC0805FR-1368KL
Generic THT Resistor	1K	R26	1	Yageo	RC0805FR-131KL
Res Thick Film 22 Ohm 5% 35W ±100ppm/°C Ceramic TO-220 Radial Thru-Hole Tube		R27	1	Bourns	PWR220T-35-22R0J
OAR Series 11.43x1.65mm 0.01 Ohm 3 W ±5 % ±20 ppm/°C Current Sense Resistor		SH1, SH2, SH3, SH4, SH5, SH6, SH7, SH8, SH9, SH10, SH11, SH12, SH13, SH14, SH15	15	TT IRC	OAR3R010JLF
CONN SOCKET 3POS 0.1 GOLD PCB		SNUB1, SNUB2, SNUB3	3	Preci-Dip	310-87-103-41-001101
Switch Slide DP Top Slide 0.1A 30VDC 10000Cycle PC Pins Thru-Hole Bulk		SW1	1	Alps Electric	SSSF024800
Test Point MultiPurpose THMH .445 Nylon 46 Insulated Blk PhosBronze/Silver		TP1, TP2, TP3, TP4, TP5, TP6, TP7, TP8, TP9, TP10, TP11, TP12, TP13, TP14, TP15, TP16, TP17, TP18, TP19, TP20, TP21, TP22	22	Keystone Electronics	5011
Voltage Mode PWM Controller 60V 200mA 350kHz 16-Pin SOIC		U1	1	TI National Semiconductor	LM3524DMX/NOPB
IC OPAMP JFET 4MHZ 8SOIC		U2	1	TI National Semiconductor	TL082CM/NOPB
1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Driver, Complementary, Industrial Temperature		U3	1	Microchip	TC4426COA
AN7081-GF085 High Side Gate Driver		U4, U5	2	ON Semiconductor / Fairchild	FAN7081MX-GF085

Appendice F

Codici MATLAB

Listing F.1: Grafici delle simulazioni di I_{IN} e V_{OUT} nel Boost

```
1 % BO_plot_PTC.m
2
3 clc;
4 clear all;
5 close all;
6
7 load('Boost_20V.mat');
8 %% Plot Iin
9 figure
10 hh=semilogy(d,smooth(Iin(:,1)),d,smooth(Iin(:,2)),d,
    smooth(Iin(:,3)));
11 hold on
12 yline(2, '--', 'Color', 'black', 'linewidth', 2);
13 set(hh, 'linewidth', 2);
14 set(gca, 'fontSize', 14);
15 grid
16 xticks(0:0.05:1);
17 %title("Boost input current @ $V_{IN}=20V$", 'Interpreter
    ', 'latex', 'FontSize', 18);
18 xlabel("$D$", 'Interpreter', 'latex', 'FontSize', 16);
19 ylabel("$I_{IN} \ [A]$", 'Interpreter', 'latex', 'FontSize'
    , 16);
20 legend("$R_{L}=100 \ \Omega$", "$R_{L}=150 \ \Omega$", "$R_{L}
    =200 \ \Omega$", "Supply current 2A", 'Interpreter', '
    latex', 'FontSize', 14, 'Location', 'northwest');
21 print('-dpdf', "Boost_IIN_20V_PTC");
```

```

22 |
23 | % Plot Vout
24 | figure
25 | jj=semilogy(d,smooth(Vout(:,1)),d,smooth(Vout(:,2)),d,
    |     smooth(Vout(:,3)));
26 | hold on
27 | %yline(25,'--','Color','black','linewidth',1.5);
28 | yline(55,'--','Color','black','linewidth',1.5);
29 | set(jj,'linewidth',2);
30 | set(gca,'fontsize',14);
31 | grid
32 | xticks(0:0.05:1);
33 | %title("Boost output voltage @ $V_{IN}=20V$",'
    |     'Interpreter','latex','FontSize',18);
34 | xlabel("$D$",'Interpreter','latex','FontSize',16);
35 | ylabel("$V_{O}\ [V]$",'Interpreter','latex','FontSize'
    |     ,16);
36 | legend("$R_{L}=100 \ \Omega$","$R_{L}=150 \ \Omega$","$R_{L}$
    |     $=200 \ \Omega$","Voltage @ trip current $V=55V$",'
    |     'Interpreter','latex','FontSize',14,'Location','
    |     northwest');
37 | print('-dpdf',"Boost_VOUT_20V_PTC");

```

Listing F.2: Grafici delle simulazioni di I_{IN} e V_{OUT} nel Buck-Boost

```

1 | % BB_plot_PTC.m
2 |
3 | clear all
4 | clc
5 | close all
6 |
7 | load('Buck-Boost_25V.mat');
8 | % Plot for 25V
9 |
10 | figure;
11 | hh=semilogy(d,smooth(Iin(:,1)),d,smooth(Iin(:,2)),d,
    |     smooth(Iin(:,3)));
12 | hold on
13 | yline(3,'--','Color','black','linewidth',2);
14 | set(hh,'linewidth',2);
15 | set(gca,'fontsize',14);
16 | grid

```

```

17 xticks(0:0.05:1);
18 %title("Buck-Boost input current @ $V_{IN}=25V$", '
    Interpreter','latex','FontSize',18);
19 xlabel("$D$", 'Interpreter','latex','FontSize',16);
20 ylabel("$I_{IN}\ [A]$", 'Interpreter','latex','FontSize'
    ,16);
21 legend("$R_{L}=20 \ \Omega$", "$R_{L}=60 \ \Omega$", "$R_{L}
    =100 \ \Omega$", "Trip current 3A", 'Interpreter','latex
    ','FontSize',14, 'Location','northwest');
22 print('-dpdf','Buck-Boost_IIN_PTC");
23
24 figure;
25 jj=semilogy(d(1:10),smooth(-Vout(1:10,1)),d(1:10),smooth
    (-Vout(1:10,2)),d(1:10),smooth(-Vout(1:10,3)));
26 hold on
27 yline(55,'--','color','black','linewidth',1.5);
28 set(jj,'linewidth',2);
29 set(gca,'fontsize',14);
30 grid
31 %title("Buck-Boost outuput voltage $|V_0|$ @ $V_{IN}=25V
    $",'Interpreter','latex','FontSize',18);
32 xlabel("$D$", 'Interpreter','latex','FontSize',16);
33 ylabel("$|V_0|\ [V]$", 'Interpreter','latex','FontSize'
    ,16);
34 legend("$R_{L}=20 \ \Omega$", "$R_{L}=60 \ \Omega$", "$R_{L}
    =100 \ \Omega$", "Voltage @ trip current $V=51V$", '
    Interpreter','latex','FontSize',14, 'Location','
    northwest');
35 print('-dpdf','Buck-Boost_VOUT_PTC");

```

Listing F.3: LADISPE 93 - Grafici di $T(s)$ e G_{VD} del Buck

```

1 % BU_loop_ladispe.m
2
3 clc
4 close all
5 clear all
6
7 %% Buck power stage transfer function Vo/d
8 load("BU_loopGain_ladispe.txt");
9 load("BU_powerGain_ladispe.txt");
10

```

```

11 % Theoretical values
12 Vin=15;
13 Vm=3.5;
14 ESR=63e-3;
15 Co=1e-3;
16 L=220e-6;
17 R=20;
18
19 Gvd= @(s) (Vin/Vm)*(1+1j*2*pi*ESR*Co.*s)./(1-(2*pi*s)
    .^2*L*Co+1j*2*pi*L/R.*s);
20 y=20*log10(abs(Gvd(BU_powerGain_ladispe(:,1))));
21 z=angle(Gvd(BU_powerGain_ladispe(:,1)))*180/pi;
22
23 fp=(2*pi*sqrt(L*Co))^-1;
24 fesr=(2*pi*ESR*Co)^-1;
25
26 %% Plot power stage
27 figure;
28 hh=semilogx(BU_powerGain_ladispe(:,1),
    BU_powerGain_ladispe(:,2));
29 hold on
30 jj=semilogx(BU_powerGain_ladispe(:,1),y);
31 xline([fp fesr], '-.', {'Polo' 'Zero'}, ...
32     'linewidth', 1.5, 'fontsize', 14, ...
33     'LabelVerticalAlignment', 'middle');
34 grid on
35 % Set plotted curves thickness
36 set(hh, 'linewidth', 2);
37 set(jj, 'linewidth', 2);
38 % Set axes numbers font size
39 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3]);
40 %Other text font sizes must be declared manually
41 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
42 ylabel('$|G_{VD}|$ [dB]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
43 %title("Buck power stage magnitude", 'interpreter', '
    latex', 'fontsize', 18)
44 legend("Misurato", "Teorico", ...
45     'interpreter', 'latex', 'Location', 'northeast')
46 print('-dpng', 'BU_powerGain_mag_ladispe')

```

```

47 |
48 | figure;
49 | kk=semilogx(BU_powerGain_ladispe(:,1),
      BU_powerGain_ladispe(:,3));
50 | hold on
51 | ll=semilogx(BU_powerGain_ladispe(:,1),z);
52 | xline([fp fesr], '-.', {'Polo' 'Zero'}, ...
53 |       'linewidth', 1.5, 'fontsize',14, ...
54 |       'LabelVerticalAlignment','middle');
55 | grid on
56 | % Set plotted curves thickness
57 | set(kk, 'linewidth', 2);
58 | set(ll, 'linewidth', 2);
59 | % Set axes numbers font size
60 | set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim',[1e1 25e3]);
61 | %Other text font sizes must be declared manually
62 | xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
      fontsize', 16);
63 | ylabel('$\angle{G_{VD}}$ [deg]', 'interpreter', 'latex', '
      fontsize', 16);
64 | %title("Buck power stage phase", 'interpreter', 'latex', '
      fontsize',18)
65 | legend("Misurato", "Teorico", ...
66 |       'interpreter','latex','Location','northeast');
67 | print('-dpng', 'BU_powerGain_ph_ladispe')
68 |
69 | %% Buck loop gain trasfer function
70 |
71 | % Compensator components
72 | Cc=100e-12;
73 | Rd=100e3;
74 | Rb=39e3;
75 | Cb=10e-9;
76 | Ra=6.8e3;
77 | Ca=10e-9;
78 | Rc=13e3;
79 |
80 | Gc= @(s) (1+1j*2*pi*Rd*Cb.*s)./((1j*2*pi*Rb*(Cc+Cb).*s)
      .* (1+1j*2*pi*Rd*(Cc*Cb/(Cc+Cb).*s))).*(1j*2*pi*Ca*(Rb
      +Ra).*s+1)...
81 |     ./ (1j*2*pi*Ra*Ca.*s+1);

```

```

82 |
83 | t=20*log10(abs(-Gc(BU_powerGain_ladispe(:,1)).*Gvd(
      BU_powerGain_ladispe(:,1))));
84 | zt=angle(-Gc(BU_powerGain_ladispe(:,1)).*Gvd(
      BU_powerGain_ladispe(:,1)))*180/pi;
85 |
86 | %% Plot loop gain
87 | figure;
88 | mm=semilogx(BU_loopGain_ladispe(:,1),BU_loopGain_ladispe
      (:,2));
89 | hold on
90 | nn=semilogx(BU_loopGain_ladispe(:,1),t);
91 | xline(6.25e3,'-',{ 'Frequenza','di crossover'},...
92 |       'linewidth', 1.5, 'fontsize',14, ...
93 |       'LabelVerticalAlignment','middle');
94 | grid on
95 | % Set plotted curves thickness
96 | set(mm, 'linewidth', 2);
97 | set(nn, 'linewidth', 2);
98 | % Set axes numbers font size
99 | set(gca, 'fontsize', 14,'xlim',[1e1 25e3]);
100 | %Other text font sizes must be declared manually
101 | xlabel('Frequenza [Hz'],'interpreter','latex','
      fontsize', 16);
102 | ylabel('$|T|$ [dB'],'interpreter','latex','fontsize',
      16);
103 | %title("Buck closed loop magnitude",'interpreter','
      latex','fontsize',18)
104 | legend("Misurato", "Teorico", ...
105 |       "$f_C$ teorica", 'interpreter','latex','Location','
      northeast');
106 | print('-dpng', 'BU_loopGain_mag_ladispe')
107 |
108 | figure;
109 | oo=semilogx(BU_loopGain_ladispe(:,1),BU_loopGain_ladispe
      (:,3));
110 | hold on
111 | pp=semilogx(BU_loopGain_ladispe(:,1),zt);
112 | xline(6.25e3,'-',{ 'Frequenza','di crossover'},...
113 |       'linewidth', 1.5, 'fontsize',14, ...
114 |       'LabelVerticalAlignment','bottom');

```

```

115 grid on
116 set(oo, 'linewidth', 2);
117 set(pp, 'linewidth', 2);
118 % Set axes numbers font size
119 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3]);
120 %Other text font sizes must be declared manually
121 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
122 ylabel('$\angle{T}$', 'interpreter', 'latex', 'fontsize',
    16);
123 %title("Buck closed loop phase", 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 18)
124 legend("Misurato", "Teorico", ...
125     "$f_C$ toerica", 'interpreter', 'latex', 'Location', '
    northeast');
126 print('-dpng', 'BU_loopGain_ph_ladispe')

```

Listing F.4: LED 22 - Grafici di $T(s)$ e G_{VD} del Buck

```

1 % BU_loop_led.m
2
3 clc
4 close all
5 clear all
6
7 %% Buck power stage transfer function
8 load("BU_loopGain_led.txt");
9 load("BU_powerGain_led.txt");
10
11 % Theoretical values
12 Vin=15;
13 Vm=3.5;
14 ESR=50e-3;
15 Co=1e-3;
16 L=220e-6;
17 R=20;
18
19 Gvd= @(s) (Vin/Vm)*(1+1j*2*pi*ESR*Co.*s)./(1-(2*pi*s)
    .^2*L*Co+1j*2*pi*L/R.*s);
20 y=20*log10(abs(Gvd(BU_powerGain_led(:,1))));
21 z=angle(Gvd(BU_powerGain_led(:,1)))*180/pi;
22

```

```

23 fp=(2*pi*sqrt(L*Co))^-1;
24 fesr=(2*pi*ESR*Co)^-1;
25
26 %% Plot power stage
27 figure;
28 hh=semilogx(BU_powerGain_led(:,1),BU_powerGain_led(:,2))
    ;
29 hold on
30 jj=semilogx(BU_powerGain_led(:,1),y);
31 xline([fp fesr], '-.', {'Polo' 'Zero'}, ...
32       'linewidth', 1.5, 'fontsize',14, ...
33       'LabelVerticalAlignment','middle');
34 grid on
35 % Set plotted curves thickness
36 set(hh, 'linewidth', 2);
37 set(jj, 'linewidth', 2);
38 % Set axes numbers font size
39 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim',[1e1 25e3]);
40 %Other text font sizes must be declared manually
41 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
42 ylabel('$|G_{VD}|$ [dB]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
43 %title("Buck power stage magnitude", 'interpreter', '
    latex', 'fontsize', 18)
44 legend("Misurato", "Teorico", ...
45       'interpreter', 'latex', 'Location', 'northeast')
46 print('-dpng', 'BU_powerGain_mag_led')
47
48 figure;
49 kk=semilogx(BU_powerGain_led(:,1),BU_powerGain_led(:,3))
    ;
50 hold on
51 ll=semilogx(BU_powerGain_led(:,1),z);
52 xline([fp fesr], '-.', {'Polo' 'Zero'}, ...
53       'linewidth', 1.5, 'fontsize',14, ...
54       'LabelVerticalAlignment','middle');
55 grid on
56 % Set plotted curves thickness
57 set(kk, 'linewidth', 2);
58 set(ll, 'linewidth', 2);

```

```

59 % Set axes numbers font size
60 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3]);
61 %Other text font sizes must be declared manually
62 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
63 ylabel('$\angle{G_{VD}}$ [deg]', 'interpreter', 'latex',
    'fontsize', 16);
64 %title("Buck power stage phase", 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 18)
65 legend("Misurato", "Teorico", ...
66     'interpreter', 'latex', 'Location', 'northeast')
67 print('-dpng', 'BU_powerGain_ph_led')
68
69 %% Buck loop gain trasfer function
70
71 % Compensator components
72 Cc=100e-12;
73 Rd=100e3;
74 Rb=39e3;
75 Cb=10e-9;
76 Ra=4.7e3;
77 Ca=12e-9;
78 Rc=12e3;
79
80 Gc= @(s) (1+1j*2*pi*Rd*Cb.*s)/((1j*2*pi*Rb*(Cc+Cb).*s)
    .* (1+1j*2*pi*Rd*(Cc*Cb/(Cc+Cb).*s))) .* (1j*2*pi*Ca*(Rb
    +Ra).*s+1)...
81     ./ (1j*2*pi*Ra*Ca.*s+1);
82
83 t=20*log10(abs(-Gc(BU_powerGain_led(:,1)).*Gvd(
    BU_powerGain_led(:,1))));
84 zt=angle(-Gc(BU_powerGain_led(:,1)).*Gvd(
    BU_powerGain_led(:,1)))*180/pi;
85
86 %% Plot loop gain
87 figure;
88 mm=semilogx(BU_loopGain_led(:,1), BU_loopGain_led(:,2));
89 hold on
90 nn=semilogx(BU_loopGain_led(:,1), t);
91 xline(6.25e3, '-.', {'Frequenza', 'di crossover'}, ...
92     'linewidth', 1.5, 'fontsize', 14, ...

```

```

93     'LabelVerticalAlignment','middle');
94 grid on
95 % Set plotted curves thickness
96 set(mm, 'linewidth', 2);
97 set(nn, 'linewidth', 2);
98 % Set axes numbers font size
99 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3]);
100 %Other text font sizes must be declared manually
101 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
102 ylabel('$|T|$ [dB]', 'interpreter', 'latex', 'fontsize',
    16);
103 %title("Buck closed loop magnitude", 'interpreter', '
    latex', 'fontsize', 18)
104 legend("Misurato", "Teorico", ...
105     "$f_C$ teorica", 'interpreter', 'latex', 'Location', '
    northeast');
106 print('-dpng', 'BU_loopGain_mag_led')
107
108 figure;
109 oo=semilogx(BU_loopGain_led(:,1), BU_loopGain_led(:,3));
110 hold on
111 pp=semilogx(BU_loopGain_led(:,1), zt);
112 xline(6.25e3, '-.', {'Frequenza', 'di crossover'}, ...
113     'linewidth', 1.5, 'fontsize', 14, ...
114     'LabelVerticalAlignment', 'bottom');
115 grid on
116 set(oo, 'linewidth', 2);
117 set(pp, 'linewidth', 2);
118 % Set axes numbers font size
119 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3]);
120 %Other text font sizes must be declared manually
121 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
122 ylabel('$\angle{T}$', 'interpreter', 'latex', 'fontsize',
    16);
123 %title("Buck closed loop phase", 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 18)
124 legend("Misurato", "Teorico", ...
125     "$f_C$ teorica", 'interpreter', 'latex', 'Location', '
    northeast');

```

```
126 print('-dpng', 'BU_loopGain_ph_led')
```

Listing F.5: LED 22 - Grafici di $T(s)$ e G_{VD} del Buck-Boost

```

1  % BB_loop_led.m
2
3  clc
4  close all
5  clear all
6
7  %% Buck-Boost power stage transfer function
8  load("BB_loopGain_led.txt");
9  load("BB_powerGain_led.txt");
10
11
12 % Theoretical values
13 Vin=15;
14 Vo=10;
15 Vm=3.5;
16 ESR=30e-3;
17 Co=1e-3;
18 R=100;
19 L=200e-6;
20 fs=50e3;
21
22 % Theoretical plot
23 Gvd= @(s) (Vin/Vm)*sqrt(R/(2*L*fs))*(1+1j*2*pi*ESR*Co.*s
    ) ./ (1+1j*pi*R*Co.*s);
24 y=20*log10(abs(Gvd(BB_powerGain_led(:,1))));
25 z=angle(Gvd(BB_powerGain_led(:,1)))*180/pi;
26
27 fp=(pi*R*Co)^-1;
28 fesr=(2*pi*ESR*Co)^-1;
29
30 %% Plot power stage magnitude
31 figure;
32 hh=semilogx(BB_powerGain_led(:,1),BB_powerGain_led(:,2)
    -3); % measured
33 hold on
34 jj=semilogx(BB_powerGain_led(:,1),y); % theoretical
35 xline([fp fesr], '-.', {'Polo' 'Zero'}, ...
36       'linewidth', 1.5, 'fontsize', 14, ...

```

```

37     'LabelVerticalAlignment','bottom');
38 grid on
39 % Set plotted curves thickness
40 set(hh, 'linewidth', 2);
41 set(jj, 'linewidth', 2);
42 %set(zz, 'linewidth', 1.5);
43 % Set axes numbers font size
44 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e0 25e3]);
45 % Other text font sizes must be declared manually
46 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
47 ylabel('$|G_{VD}|$ [dB]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
48 %title("Buck Boost power stage magnitude", 'interpreter',
    'latex', 'fontsize', 18)
49 legend("Misurato", "Teorico", ...
50     'interpreter', 'latex', 'Location', 'northeast')
51 print('-dpng', 'BB_powerGain_mag_led')
52
53 % Plot power stage phase
54 figure;
55 kk=semilogx(BB_powerGain_led(:,1), BB_powerGain_led(:,3)
    -180); % measured
56 hold on
57 ll=semilogx(BB_powerGain_led(:,1), z); % theoretical
58 xline([fp fesr], '-.', {'Polo' 'Zero'}, ...
59     'linewidth', 1.5, 'fontsize', 14, ...
60     'LabelVerticalAlignment', 'bottom');
61 grid on
62 % Set plotted curves thickness
63 set(kk, 'linewidth', 2);
64 set(ll, 'linewidth', 2);
65 %set(mm, 'linewidth', 1.5);
66 % Set axes numbers font size
67 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e0 25e3], 'ylim', [-180
    0]);
68 %Other text font sizes must be declared manually
69 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
70 ylabel('$\angle G_{VD}$ [deg]', 'interpreter', 'latex',
    'fontsize', 16);

```

```

71 %title("Buck Boost power stage phase",'interpreter', '
    latex','fontsize',18)
72 legend("Misurato", "Teorico", ...
73     'interpreter','latex','Location','northeast')
74 print('-dpng', 'BB_powerGain_ph_led')
75
76
77 %% Buck-Boost loop gain trasfer function
78
79 % Compensator theoretical values
80 Cc=100e-12;
81 Rd=330e3;
82 Rb=2.2e3;
83 Cb=150e-9;
84 Rc=2.2e3;
85
86 % Theoretical plot
87 Gc=@(s) (1+1j*2*pi*Rd*Cb.*s)./((1j*2*pi*Rb*(Cc+Cb).*s)
    .*(1+1j*2*pi*Rd*(Cc*Cb/(Cc+Cb)).*s));
88 t=20*log10(abs(Gc(BB_loopGain_led(:,1)).*Gvd(
    BB_loopGain_led(:,1))));
89 z2=angle(-Gc(BB_loopGain_led(:,1)).*Gvd(BB_loopGain_led
   (:,1)))*180/pi;
90
91 % Asymptotic magnitude
92 %Gc_asy_mag=Buck_Boost_ctrl_to_out(1,2)-20*log10(
    Buck_Boost_ctrl_to_out(1:end,1));
93
94 % Asymptotic phase
95 %Gc_asy_ph=Buck_Boost_ctrl_to_out(1,3)*ones(size(1:89))
    ';
96
97 %% Plot loop gain magnitude
98 figure;
99 mm=semilogx(BB_loopGain_led(:,1),BB_loopGain_led(:,2));
    % measured
100 hold on
101 nn=semilogx(BB_loopGain_led(:,1),t); % theoretical
102 xline(8e3,'-.',{ 'Frequenza','di crossover'},...
103     'linewidth', 1.5, 'fontsize',14, ...
104     'LabelVerticalAlignment','top');

```

```

105 grid on
106 % Set plotted curves thickness
107 set(mm, 'linewidth', 2);
108 set(nn, 'linewidth', 2);
109 % Set axes numbers font size
110 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3]);
111 %Other text font sizes must be declared manually
112 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
113 ylabel('$|T|$ [dB]', 'interpreter', 'latex', 'fontsize',
    16);
114 %title("Buck Boost closed loop magnitude", 'interpreter',
    'latex', 'fontsize', 18)
115 legend("Misurato", "Teorico", ...
116     "$f_C$ teorica", 'interpreter', 'latex', 'Location', '
    southwest');
117 print('-dpng', 'BB_loopGain_mag_led')
118
119 % Plot loop gain phase
120 figure;
121 oo=semilogx(BB_loopGain_led(:,1), BB_loopGain_led(:,3)
    +180); % measured
122 hold on
123 pp=semilogx(BB_loopGain_led(:,1), z2); % theoretical
124 xline(8e3, '-.', {'Frequenza', 'di crossover'}, ...
125     'linewidth', 1.5, 'fontsize', 14, ...
126     'LabelVerticalAlignment', 'top');
127 grid on
128 set(oo, 'linewidth', 2);
129 set(pp, 'linewidth', 2);
130 % Set axes numbers font size
131 set(gca, 'fontsize', 14, 'xlim', [1e1 25e3], 'ylim', [0
    180]);
132 %Other text font sizes must be declared manually
133 xlabel('Frequenza [Hz]', 'interpreter', 'latex', '
    fontsize', 16);
134 ylabel('$\angle{T}$', 'interpreter', 'latex', 'fontsize',
    16);
135 %title("Buck Boost closed loop phase", 'interpreter', '
    latex', 'fontsize', 18)
136 legend("Misurato", "Teorico", ...

```

```
137     "$f_C$ teorica", 'interpreter','latex', 'Location', '  
        southwest');  
138 print('-dpng', 'BB_loopGain_ph_led')
```


Appendice G

Circuiti LTspice

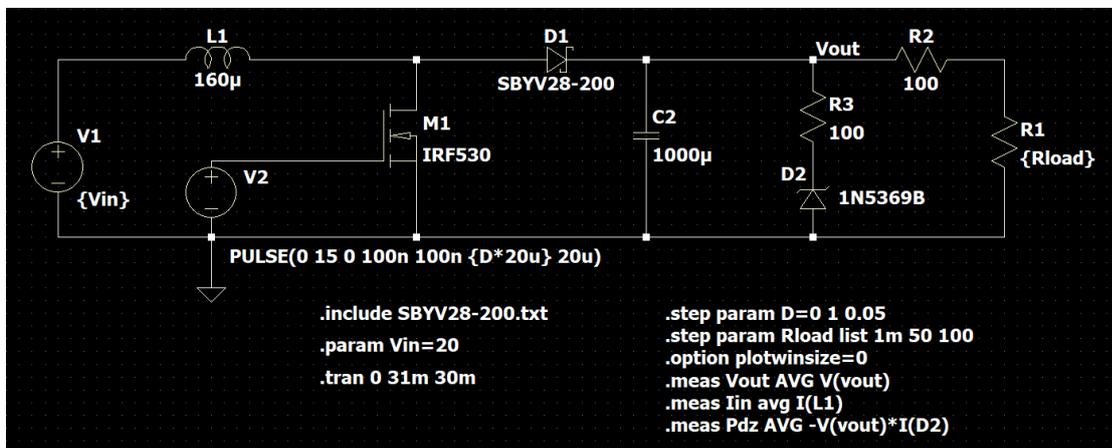


Figura G.1: Circuito per la simulazione delle sovracorrenti nel Boost

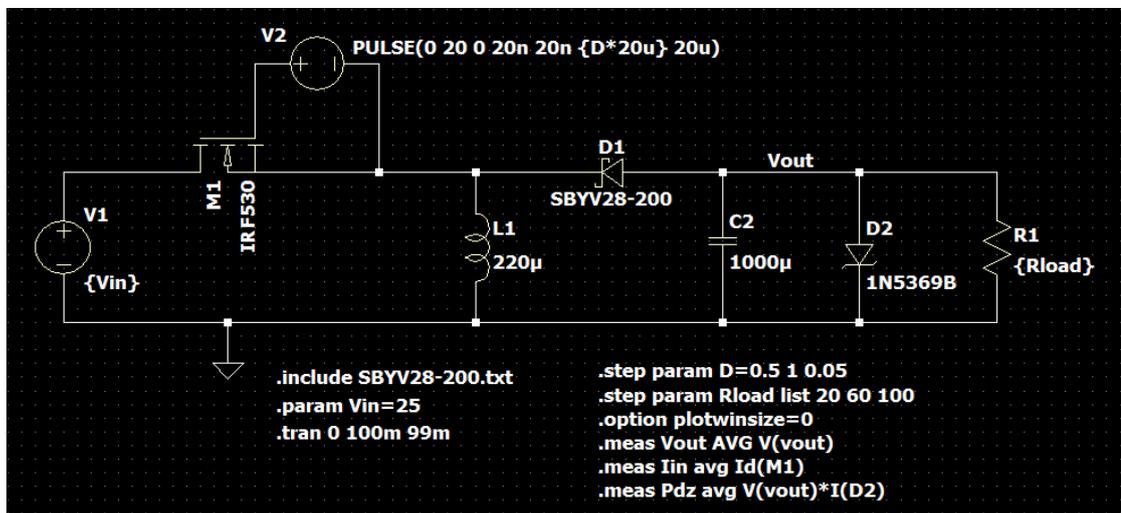


Figura G.2: Circuito per la simulazione delle sovracorrenti nel Buck-Boost

Bibliografia

- [1] Texas Instruments. Power topology considerations for solar string inverters and energy storage systems, . URL <https://www.ti.com/lit/an/slla498/slla498.pdf>. Application report.
- [2] Politecnico di Torino Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni. Power electronics - guida del corso, 2021. URL https://didattica.polito.it/pls/portal30/gap.pkg_guide.viewGap?p_cod_ins=02LPNOQ.
- [3] U. Schwalbe M. Herget. Hands-on power electronics course - deep understanding by combination of simulation, calculation and practical measurements. *2020 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON)*, 2020.
- [4] S.A. Shirsavar. Teaching practical design of switch-mode power supplies. *IEEE Transactions on Education*, 46, 2004.
- [5] ST Microelectronics. 3 a synchronous 900 khz step-down dc-dc converter with inhibit function based on the st1s10 (power so-8). URL <https://www.st.com/en/evaluation-tools/steval-isa044v5.html#overview>.
- [6] Analog Devices. Ltc3777 high voltage, high efficiency 48v/10a synchronous buck-boost converter, . URL <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/dc2519a.html>.
- [7] Texas Instruments. Tps54386 13.2v input, dual 5v and 3.3v output, 2a evaluation module, . URL <https://www.ti.com/tool/TPS54386EVM>.
- [8] Texas Instruments. Ti-pmlk buck experiment board using tps54160 & lm3475, . URL <https://www.ti.com/tool/PMLKBUCKEVM>.
- [9] Vishay. Ac series power resistors datasheet. URL https://www.mouser.it/datasheet/2/427/acac_at-1762688.pdf.
- [10] D. Maksimovic R.W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2001.

-
- [11] Slobodan Cuk R.D. Middlebrook. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *International Journal of Electronics*, 42, 1977.
- [12] V. Vorperian. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. continuous conduction mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 26, 1990.
- [13] V. Vorperian. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. ii. discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 26, 1990.
- [14] Texas Instruments. Considerations for measuring loop gain in power supplies, 2018. URL <https://www.ti.com/seclit/ml/slup386/slup386.pdf>.
- [15] Texas Instruments. An-1733 load transient testing simplified, . URL <https://www.ti.com/lit/an/snoa507/snoa507.pdf>. Application report.
- [16] Yageo. Cement resistors - sqp series. URL https://www.mouser.it/datasheet/2/447/YAGEO_SQP_NSP_datasheet_2021v0-3003003.pdf.
- [17] ON Semiconductor. Tip110 darlington transistor, . URL https://www.mouser.it/datasheet/2/308/TIP110_D-1815013.pdf.
- [18] Bourns. Mf-r series - ptc resettable fuses, . URL https://www.mouser.it/datasheet/2/54/mf_r-777680.pdf.
- [19] Bourns. Pwr220t-35 series power resistor, . URL https://www.mouser.it/datasheet/2/54/pwr220t_35-778357.pdf.
- [20] S. Maniktala. *Switch Power Supplies A to Z*. Newnes, 2006.
- [21] Allegro Microsystems. Hall effect sensors. URL <https://www.allegromicro.com/en/insights-and-innovations/technical-documents/hall-effect-sensor-ic-publications/allegro-hall-effect-sensor-ics>.
- [22] Digikey. Monitoring power with current sense amplifier. URL <https://www.digikey.com/en/articles/select-apply-current-sense-amplifiers-effectively-manage-power>.
- [23] Digilent. Analog discovery 2 - diligent reference, . URL <https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-2/start>.
- [24] Digilent. Analog discovery 2 hardware design guide, . URL <https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-2/hardware-design-guide>.

- [25] Texas Instruments. Lm3524d regulating pulse width modulator, . URL <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3524d.pdf>.
- [26] ON Semiconductor. Design guide for selection of bootstrap components, . URL <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-9052.pdf>. Application Note.
- [27] ON Semiconductor. Fan7081 - gate drivers, . URL https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fan7081_gf085-d.pdf.
- [28] ROHM Semiconductor. Rb540vm-30 - schottky barrier diode, . URL https://www.mouser.it/datasheet/2/348/rb540vm_30te_17_e-1870277.pdf.
- [29] Altium. How to reduce parasitic capacitance in a pcb layout, . URL <https://resources.altium.com/p/how-reduce-parasitic-capacitance-pcb-layout>.
- [30] Altium. Should ground be placed below inductors in switching regulators?, . URL <https://resources.altium.com/p/should-ground-be-placed-below-inductors-switching-regulators>.
- [31] Analog Devices. Guidelines for placing the inductor on a switch mode power supply printed circuit board, . URL <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/raqs/raq-issue-164.html>.
- [32] Texas Instruments. Automated frequency response analyzer, . URL <https://www.ti.com/lit/an/snva700/snva700.pdf>.