

Università degli studi di Padova

DEPARTMENT OF
INFORMATION
ENGINEERING
UNIVERSITY OF PADOVA

Dipartimento di Ingegneria
dell'Informazione



Infineon Technologies

Tesi di laurea

**Progetto e realizzazione di un generatore per il test
di apparati automotive in condizioni di transienti di
alimentazione**

**Design and prototyping of a test generator for
automotive equipment during power supply
transient conditions**

Laureando: Giaime Ugliano

Relatore: prof. Leopoldo Rossetto

Co-Relatore: ing. Daniele Dario

Corso di laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

12/07/2011

A.A. 2010/2011

Ringraziamenti

Al prof. Rossetto e a tutti i professori che mi hanno seguito in questi anni.

Ai colleghi di questi anni di università, insieme abbiamo condiviso una parte così bella della nostra vita.

A tutto il personale del Design Center di Padova di Infineon Technologies Italia,
in particolare a Daniele, Stefano, Matteo, Francesco, Mario, Andrea e Tommaso.

Ai miei genitori per il supporto dato.

Abstract

In questa trattazione verrà affrontato il design e la realizzazione di un amplificatore per segnali arbitrari, in grado di erogare 60V e 5A continuativi e riprodurre forme d'onda tipicamente a rampa su carico capacitivo gestendo le forti correnti transitorie necessarie. L'applicazione è quella del test e caratterizzazione di regolatori di tensione lineari e DC/DC in ambiente automotive, ovvero la misura del comportamento di quest'ultimi sottoposti a transienti veloci sulle loro linee di alimentazione.

Inizialmente si evidenzieranno le particolarità delle specifiche sui transienti veloci in reti di alimentazione automotive, includendo una disamina su alcuni prodotti correlati già esistenti sul mercato.

Dopo aver definito le specifiche tecniche richieste, saranno affrontate le principali scelte di progettazione, come l'architettura in due stadi del progetto per suddividere le funzionalità richieste in sottosistemi più semplici. Per il primo stadio, il "preamplificatore", verrà analizzata la scelta di adottare una tecnologia mista che fa uso sia di componentistica integrata che discreta, utilizzando ciascun tipo di componente a seconda dello specifico compito, massimizzandone le prestazioni. Per quanto riguarda il secondo stadio, ovvero l'"amplificatore di potenza", verrà analizzata l'architettura a guadagno unitario e la scelta della classe di funzionamento, offrendo un confronto con le altre alternative possibili come ad esempio la classe AB, G e D.

La progettazione del primo stadio verrà affrontata scegliendo una topologia ad amplificatore operazionale più amplificatore a transresistenza, che massimizzi il contributo dei componenti integrati, con i loro pregi quali la semplicità di design e l'accuratezza, utilizzando i componenti discreti dove i requisiti di corrente e tensione gestita ne fanno i candidati ideali. Verrà analizzata anche la progettazione dell'alimentazione regolata serie per i vari livelli di tensione necessari. Si affronterà la scelta della componentistica, l'analisi della stabilità (particolare a causa degli anelli di retroazione annidati) e il progetto della compensazione. Seguiranno le prestazioni misurate che superano gli obiettivi di design con una velocità di circa 150V/ μ s.

Il design del secondo stadio partirà analizzando, dal punto di dissipazione di potenza e termico, le specifiche tecniche, scegliendo la circuitazione e selezionando i dispositivi più adatti tra una vasta gamma di transistor di potenza MOSFET. Un punto chiave del progetto sarà l'alimentazione flottante ("bootstrap") degli stadi di piccolo segnale; verrà analizzato il perché di questa scelta e il progetto del circuito di alimentazione flottante. Inoltre si affronterà il problema del pilotaggio dei dispositivi di tipo MOSFET, vero limite alla velocità di commutazione di questi transistor. Anche in questo stadio sarà inserita della componentistica integrata, che ha bisogno di alcune considerazioni particolari nella scelta del componente. Successivamente sarà trattata l'analisi della stabilità, anche qui critica, a causa della presenza di anelli di retroazione annidati e la particolarità del carico capacitivo, e si arriverà ad un calcolo della compensazione necessaria. L'amplificatore inoltre verrà dotato di un circuito di protezione per le sovracorrenti, di cui si analizzerà il progetto. Infine verranno analizzate le prestazioni strumentali dell'amplificatore, che si rivelerà in grado di riprodurre, con un errore molto limitato, le forme d'onda tipiche di test come ad esempio la rampa da 3 μ s 0-60V su un carico da 10 Ω || 1 μ F, che corrisponde ad oltre 25A di picco.

La trattazione proseguirà con un'analisi delle peculiarità del comportamento dei regolatori di tensione a fronte dei transienti veloci presenti sulle loro linee di alimentazione. Gli eventuali malfunzionamenti associati saranno correlati con il funzionamento interno del dispositivo; verranno inoltre descritte alcune misure protettive per rendere più immuni i componenti.

Il progetto rimane comunque aperto e infatti nell'ultimo capitolo si discuterà delle possibili modifiche future che si potrebbero apportare per migliorare le prestazioni e ampliare la flessibilità e semplicità d'uso.

Indice

Ringraziamenti.....	2
Abstract.....	3
Indice.....	4
Capitolo 1: Motivazioni del progetto.....	5
1a. Le condizioni transienti nelle reti di alimentazione automobilistiche.....	5
1b. Altri prodotti disponibili sul mercato.....	7
Capitolo 2: Specifiche tecniche.....	9
Capitolo 3: Scelte progettuali iniziali.....	10
3a. Architettura in due stadi.....	10
3b. La struttura ibrida del preamplificatore.....	11
3c. La configurazione della sezione di potenza.....	13
3d. L'alimentazione dell'amplificatore.....	15
Capitolo 4: La sezione preamplificatore.....	16
4a. Architettura del preamplificatore.....	16
4b. Polarizzazione del preamplificatore.....	18
4c. Scelta dei dispositivi attivi nel preamplificatore.....	22
4d. Analisi della stabilità e compensazione.....	24
4e. Schema elettrico completo del preamplificatore.....	30
4f. Prestazioni misurate del preamplificatore.....	31
Capitolo 5: La sezione di potenza.....	37
5a. Design termico.....	37
5b. MOSFET versus BJT.....	38
5c. Considerazioni termiche sui MOSFET.....	41
5d. L'architettura bootstrap.....	45
5e. Pilotaggio dei MOSFET di potenza.....	48
5f. Scelta dell'amplificatore operativo integrato.....	50
5g. Analisi della stabilità e compensazione.....	51
5h. Design delle protezioni.....	57
5i. Cenni sul layout della scheda stampata.....	69
5j. Schema elettrico completo del finale di potenza.....	73
5k. Prestazioni misurate della sezione di potenza.....	75
Capitolo 6: Esempio d'uso dell'amplificatore. Test di immunità ai transienti sui regolatori lineari di tensione.....	85
Capitolo 7: Prototipo realizzato.....	88
Capitolo 8: Possibili migliorie future.....	89
Conclusioni.....	92

Capitolo 1: Motivazioni del progetto

1a. Le condizioni transienti nelle reti di alimentazione automobilistiche

Da sempre chi si occupa di progettare e costruire componenti elettronici o apparecchiature elettroniche mira a ottenere delle specifiche prestazioni dal proprio prodotto, ottimizzando al massimo il rapporto prezzo/prestazioni. Questo però non è sempre sufficiente, poiché il normale funzionamento del prodotto deve essere compatibile con l'utente, l'ambiente di funzionamento e altre apparecchiature: nella maggior parte dei casi questi non sono gli obiettivi dei singoli costruttori. E' pertanto utile fissare delle regole di comportamento, o norme, uguali per tutti e obbligatorie, tali da garantire la piena compatibilità e interfacciabilità dei prodotti elettronici.

Lo sfruttamento sempre più intensivo di apparecchiature elettroniche, che si basano su particolari manipolazioni dei fenomeni elettromagnetici, ha fatto sì che questi ultimi siano sempre più difficilmente confinabili ai loro spazi di funzionamento: questi fenomeni, se da un lato sono indispensabili per il funzionamento del dispositivo, possono essere di disturbo ad altri dispositivi, alterandone in modo variabile, e alle volte imprevedibilmente, il funzionamento. Non è possibile in generale impedire questi fenomeni, semmai si cerca di contenerne l'effetto.

L'importanza della *compatibilità elettromagnetica* dei prodotti elettronici è in aumento per i seguenti motivi:

- maggiore sensibilità dei dispositivi moderni:
 - tensioni di alimentazione più basse
 - maggior numero di funzioni a parità di area/volume
 - ragioni di costo per grandi volumi possono imporre tecnologie meno robuste
- maggiore inquinamento elettromagnetico:
 - maggior numero di dispositivi elettronici funzionanti, oramai in qualsiasi tipo di ambiente
 - diffusione delle comunicazioni senza fili (GSM, BlueTooth, WiFi...), diffusione della conversione d'energia ad alta frequenza.

Le condizioni che devono essere rispettate per garantire la convivenza delle varie apparecchiature elettriche ed elettroniche possono essere così riassunte:

1. devono esistere dei limiti per l'emissione di disturbi da un'apparecchiatura. Questi limiti possono essere variabili in funzione del tipo di dispositivo e dell'ambiente in cui è inserito.
2. deve esistere un certo grado di immunità per le apparecchiature, ovvero la possibilità di funzionare anche in aree in presenza di disturbi elettromagnetici entro certi limiti. Anche questi limiti dipendono dal tipo di dispositivo e dall'ambiente di funzionamento.

Più specificatamente, nell'ambito della componentistica elettronica per applicazioni automobilistiche, si è in presenza di una situazione mista tra normative emesse da organi sovranazionali (es. International Organization for Standardization) e norme "private", concordate tra (ad es.) costruttore di autovetture e fornitore di dispositivi o apparecchiature.

Tra gli innumerevoli aspetti del problema della compatibilità elettromagnetica dei dispositivi inseriti in un'autovettura, c'è quello della capacità dei dispositivi elettronici di resistere alle particolari condizioni transienti che si vengono a creare sulle linee di alimentazione in bassa tensione (tipicamente 12-24V). Le particolarità, rispetto ad esempio ai fenomeni noti per quanto riguarda i disturbi condotti nelle reti elettriche domestiche e industriali, sono dovute alla presenza e all'interazione tra batteria, alternatore, motorino di avviamento e tutte le altre utenze elettriche all'interno dell'autoveicolo: la complessità dei fenomeni è destinata inoltre ad aumentare con il diffondersi dei veicoli ad alimentazione ibrida, dove ci si trova a gestire anche grossi motori elettrici per trazione, e tutto ciò che ne consegue.

Ciascun fenomeno possibile viene di solito analizzato, monitorato e per effettuare test in laboratorio vengono definite delle forme d'onda tipiche da applicare ai circuiti per testarne la robustezza. Alcuni di questi fenomeni sono riassunti di seguito.

- Guasto del regolatore dell'alternatore: la tensione di alimentazione per tutti i dispositivi può salire oltre i livelli nominali (tipicamente 24-36V).
- Ripple in tensione alternata sovrapposto alla tensione di alimentazione continua, di varia frequenza e severità.
- Aumento o diminuzione su tempi lunghi della tensione di alimentazione.
- Rottura di un fusibile in un altro dispositivo sulla linea: momentaneo calo della tensione di alimentazione.
- Per dispositivi dotati di una funzione di reset automatico: misura della caduta di tensione (rispetto al valore nominale) che innesca il reset.
- Le particolari forme d'onda durante e subito dopo l'accensione del motorino d'avviamento per l'accensione del motore a combustione interna.
- Inversione accidentale di polarità dell'alimentazione: ad esempio se si cerca di avviare il motore tramite la batteria di un altro veicolo.
- Improvviso aumento della tensione di alimentazione a seguito del distacco di un carico elettrico gravoso.
- Test di isolamento e tenuta per alte tensioni.

Tutti questi fenomeni sono presenti in normative ISO oppure nelle normative interne delle compagnie automobilistiche: spesso lo stesso tipo di fenomeno è descritto in modo differente e simulato con forme d'onda diverse a seconda del costruttore. Questo comporta la necessità di una profonda flessibilità delle apparecchiature di test che andranno a simulare questi transienti di linea: in ambiente di verifica del rispetto delle singole normative, è chiaro che si cerca di utilizzare apparecchiature di test dotate di memoria per le forme d'onda, in grado di riprodurle in modo calibrato, di immagazzinare nuove forme d'onda, di eseguire test anche complessi in automatico.

In ambiente invece di design e caratterizzazione dei singoli componenti elettronici, spesso non si utilizzano forme d'onda standard dettate dalle normative: essendo il singolo componente non direttamente sottoposto al fenomeno transiente (poiché spesso inserito all'interno di apparecchiature più grandi e complesse, le quali *nel loro complesso* devono rispettare la norma, non a livello di singoli componenti) si utilizzano forme d'onda arbitrarie.

Da qui la necessità di interfacciare i generatori di forme d'onda arbitrarie, disponibili commercialmente, con i dispositivi sotto test. Essenzialmente ci sono due strade per affrontare il problema:

- una macchina di test che eroga al dispositivo sia le normali tensioni e correnti continue per il suo funzionamento, sia le forme d'onda transienti sovrapposte;
- una macchina di test che si limita a erogare le forme d'onda transienti, sfruttando un generatore esterno per alimentare il dispositivo, accoppiandosi ad esso in diversi modi (a trasformatore, mediante il distacco momentaneo del generatore esterno, per via capacitiva, etc...).

La macchina di test, la cui progettazione è stata argomento di questa tesi, appartiene alla prima categoria, ovvero un dispositivo in grado di gestire da solo tutte le grandezze elettriche di alimentazione del dispositivo sotto test.

1b. Altri prodotti disponibili sul mercato

In questo paragrafo si è ritenuto interessante analizzare quali siano le principali offerte di prodotti compatibili con il campo di applicazione in oggetto. La ricerca si è concentrata attorno a quei prodotti in grado di generare segnali adatti al test di immunità condotta in ambito automobilistico, compatibili anche a grandi linee con le specifiche di progetto.

Una possibile soluzione è sembrato l'UCS200N di EmTest: si tratta di un simulatore compatto di transienti automobilistici, in particolare focalizzato per i transienti estremamente veloci (rise time dell'ordine dei nanosecondi). Integra un accoppiatore valido per 60V, 200A verso il DUT (l'alimentazione DC del DUT è da provvedere esternamente, infatti) e un controllo completo via USB o GPIB.



fig. 1: EmTest UCS200N, immagine tratta dalla brochure del prodotto.

L'UCS200N genera transienti conformi alle normative ISO 7637-2:2004, direttamente accettate da una fitta schiera di case automobilistiche. Può generare tramite il suo accoppiatore tensioni tra i 25 e i 1000V, $\pm 10\%$, con tempi di salita pari a $5\text{ns} \pm 1.5\text{ns}$, e durata dell'impulso minima pari a $100\text{ns} (+100/-0)\text{ns}$. Il suo funzionamento si suppone essere essenzialmente quello di un banco di condensatori che viene caricato alla tensione desiderata e fatto scaricare, accoppiandolo in qualche modo al DUT, in modo più o meno controllato. Questa deduzione è confortata dal fatto che gli impulsi standard definiti dalle normative sono proprio caratterizzati, oltre dai dati elettrici, da un valore di capacità che li descrive (tipicamente da 1 a $33\mu\text{F}$).

Questo prodotto ha il vantaggio di integrare una memoria con le forme d'onda delle normative per quanto riguarda i test di immunità condotta specificatamente in ambito automobilistico. La caratteristica è sicuramente ideale in ambito di qualifica di apparati, la scarsa flessibilità però è stata ritenuta un limite in ambito di test dei singoli chip. Infatti i parametri degli impulsi di test sono poco personalizzabili, mentre il progetto qui discusso prevede una completa arbitrarietà delle forme d'onda riproducibili. Inoltre l'obbligo di utilizzare un'alimentazione esterna per il DUT complica il banco di prova.

Un prodotto forse più simile al progetto qui descritto è l'AMP200N sempre di EmTest: si tratta in questo caso di un apparecchio che combina un generatore di segnali a bassa frequenza e un modulo di amplificazione di potenza. Tralasciando il primo, la parte di potenza è interessante per il confronto col progetto qui trattato. Primariamente si tratta di un modulo pensato per il test di ripple (ovvero la sovrapposizione di segnali sinusoidali all'alimentazione DC del DUT) e per alimentare banchi di test che utilizzano campi magnetici.



fig. 2: EmTest AMP200N, immagine tratta dalla brochure del prodotto.

Il modulo di potenza viene dichiarato in grado di replicare segnali compresi tra la continua e 250kHz, ammettendo una restrizione sulla massima tensione sinusoidale riproducibile tra 200kHz e 250kHz (50Vrms contro 45Vrms ad alta frequenza). La capacità di erogazione di corrente è 5Arms fino a 200kHz e 4Arms tra i 200kHz e i 250kHz. Interessante è la distorsione armonica specificata ($< 0.1\%$, anche se sarebbe utile fornire più parametri in tal senso) e la protezione contro il corto-circuito e la sovratensione.

Il prodotto sembra essere molto orientato verso la riproduzione di segnali sinusoidali, diversi dai segnali arbitrari (e generalmente di forma rampa) richiesti da questo progetto e potenzialmente a contenuto armonico più ampio: inoltre non si fa menzione della capacità di erogazione di corrente impulsiva, né alla capacità di affrontare un carico capacitivo come può essere l'ingresso di alimentazione di batteria di una scheda contenente un dispositivo.

Il confronto tra questi prodotti (e altri qui non citati) indica come sostanzialmente manchi sul mercato un prodotto semplice che si limiti a fare da amplificatore di potenza per segnali arbitrari: nei prodotti qui citati ad esempio a causa del generatore già integrato all'interno dell'apparecchio, o a causa delle restrizioni tecniche del modo di funzionamento, non c'è completa arbitrarietà dei segnali gestibili.

Riferimenti:

Ref. 1: "Manuale di compatibilità Elettromagnetica", M. Bertocco, A. Sona

Ref. 2: "Automotive Seminar 2007 in Italy", G. Taddio, EmTest

Capitolo 2: Specifiche tecniche

La richiesta di base del progetto consiste in un dispositivo in grado di generare le tensioni e le correnti richieste per i particolari test in regime transiente sui regolatori di tensione per uso automobilistico, prelevando i segnali di comando in forma analogica da un generatore di funzioni. Fin da subito però si è palesato l'intento di realizzare un amplificatore/alimentatore il più possibile universale, tra le possibili applicazioni che sono state ipotizzate:

- studio della PSRR (power supply rejection ratio) di regolatori di tensione e altri dispositivi. In questo campo il test base consiste nell'applicare al DUT la tensione nominale di batteria sovrapposta con un segnale sinusoidale di piccola ampiezza (tipicamente il 10% della tensione di batteria), misurando l'ampiezza del segnale sinusoidale risultante ai vari nodi di interesse (ad es. uscita del regolatore, uscite secondarie, uscite di reset, etc...);
- studio dell'impedenza d'uscita di regolatori e amplificatori ai piccoli segnali. L'amplificatore di cui qui si affronta la progettazione è in grado infatti di imitare il funzionamento di un carico elettronico a corrente arbitraria, specialmente quando collegato al DUT tramite opportuno resistore di potenza. In questo modo si può applicare un assorbimento di corrente di forma arbitraria all'uscita del DUT, consentendo di valutare (se in regime sinusoidale) l'impedenza d'uscita ai piccoli segnali alla frequenza desiderata;
- misure load step e altri test ai grandi segnali. Si può sfruttare l'amplificatore come un interruttore elettronico comandato: in questo modo, abbinato a opportuni resistori di carico, si può sottoporre un DUT a transienti veloci nella corrente di carico, al fine di verificarne la stabilità o altri parametri d'interesse (specialmente per i DC/DC). Le soluzioni precedenti in questo campo comportavano l'utilizzo di un semplice MOSFET di potenza sfruttato come interruttore comandato, ma la mancanza di un anello di controllo implicava delle transizioni poco controllabili.

Si osserva che per alcuni di questi utilizzi accessori sarebbe utile implementare un anello di controllo di corrente, onde poter utilizzare l'amplificatore come carico attivo o generatore di corrente comandato, senza l'ausilio di resistori di potenza accessori. Questa possibilità però è stata esclusa in quanto avrebbe comportato una complicazione ulteriore e avrebbe ostacolato la rapida realizzazione del dispositivo.

Tenendo anche conto di queste specifiche accessorie, si è data una sintesi alle specifiche di progetto che può essere riassunta schematicamente nel seguente modo:

- amplificatore con ingresso ad alta impedenza, uscita a bassa impedenza;
- alimentazione ottenuta da alimentatori da banco;
- intervallo di tensioni d'uscita ottenibili: 0-60V, con possibilità di ridurre l'intervallo permettendo l'alimentazione dell'amplificatore con tensioni inferiori;
- corrente d'uscita DC massima: 5A;
- stabilità incondizionata su carico capacitivo;
- prestazioni in termini di velocità e corrente di picco massima riassunte nella possibilità di erogare una rampa di tensione, da 0V a 60V, con pendenza $20\text{V}/\mu\text{s}$, su una capacità di carico da $1\mu\text{F}$, sovrapposta all'erogazione della corrente d'uscita DC massima;
- possibilità di superare i limiti di corrente di picco massimo riassunti dal punto precedente in particolari condizioni favorevoli;
- intervallo di tensioni di ingresso: 0-5V.

Capitolo 3: Scelte progettuali iniziali

3a. Architettura in due stadi

Una delle scelte progettuali da subito messa in pratica è stata quella di utilizzare il più possibile dei circuiti integrati, in particolare amplificatori operazionali, laddove questo consentisse concreti vantaggi dal punto di vista della semplicità circuitale e delle prestazioni. In tal senso si è pensato di utilizzare, per pilotare i dispositivi di potenza nell'amplificatore, indipendentemente dai dettagli del tipo o della configurazione scelta, un amplificatore operazionale integrato. Questa scelta è stata resa possibile dall'altra scelta importante per quanto riguarda l'amplificatore, ovvero l'utilizzo di un'alimentazione flottante, attorno al nodo d'uscita, per alimentare il pilotaggio dei dispositivi di potenza.

Infatti, rendendo disponibile un'alimentazione di tensione arbitraria e centrata attorno al nodo d'uscita, è possibile evitare di essere costretti ad utilizzare amplificatori operazionali ad alta tensione, notoriamente costosi e dalle prestazioni non all'altezza delle loro controparti a bassa tensione.

Si è fatta strada, dunque, l'idea di base di prevedere dei dispositivi di potenza pilotati da un amplificatore operazionale a sua volta alimentato in modo flottante: ciò che resta da stabilire è se far assumere a questi elementi già delineati il compito di generare anche il guadagno di tensione (circa 21.5dB) necessario per interfacciarsi ai segnali d'ingresso in specifica (0-5V).

In generale gli amplificatori operazionali alimentati con tensioni flottanti funzionano meglio, per quanto riguarda la tensione di modo comune all'ingresso, se configurati col minimo guadagno possibile, e in tal senso si suggerisce di suddividere il guadagno in più stadi (ref. [1]). Non solo: i dispositivi di potenza nell'amplificatore saranno sottoposti ad elevate correnti di picco e forti dissipazioni, ciò richiede la presenza di dispositivi robusti e questo, coniugato con la specifica sul carico capacitivo, già lascia intendere una stabilità non immediata. E' per questo che si è scelto di lasciare più libertà all'amplificatore operazionale che va a pilotare i dispositivi di potenza, sgravandolo dal compito di dover ottenere anche il necessario guadagno in tensione: questo amplificatore operazionale infatti lavorerà a guadagno unitario. In questo modo si ottiene più guadagno d'anello disponibile in grado di correggere le forti nonlinearità introdotte da dispositivi ad alta potenza, oltre a dare più spazio e più margine per le compensazioni.

Il compito di ottenere il guadagno in tensione è stato affidato ad un altro stadio nell'amplificatore, anche questo facente uso di dispositivi integrati, ma che farà a meno delle alimentazioni flottanti per ottenere le elevate tensioni d'uscita necessarie. Quest'altra sezione del circuito infatti utilizzerà un misto tra strutture basate su operazionali integrati e circuiti a transistor discreti, per mantenere la complessità al minimo ma, ciononostante, per garantire prestazioni superiori a quelle ottenibili da un dispositivo integrato ad alta tensione, o un circuito interamente a componenti discreti.

Si è scelto anche di dotare ciascuna di queste due sezioni, da qui denominate "preamplificatore" e "amplificatore di potenza" (per similarità nei confronti di strutture e scelte progettuali simili all'ambito dell'elettronica per uso audio), di due anelli di controllo in tensione separati. Questo non solo per semplificare la stabilità complessiva, potendo disporre di strutture più semplici all'interno dello stesso anello di retroazione, ma essenzialmente per garantire la "separabilità" tra le due sezioni, permettendo una maggiore versatilità dell'amplificatore che può essere riconfigurato anche per degli utilizzi non previsti in specifica. Ad esempio, in un possibile riadattamento del progetto per scopi diversi, l'amplificatore di potenza, a guadagno unitario per scelta progettuale, si può interfacciare ad un diverso preamplificatore, magari che implementi un doppio anello di controllo: si mantiene l'anello di tensione attorno all'amplificatore di potenza (che quindi può essere utilizzato senza modifica alcuna) e si racchiude il tutto in un anello di corrente, in grado di realizzare le funzionalità di un carico attivo.

3b. La struttura ibrida del preamplificatore

Nel preamplificatore, come già detto, è necessario sviluppare l'interfaccia tra i livelli di tensione d'ingresso (0-5V) e i livelli di tensione dell'ingresso dell'amplificatore di potenza, che sono anche i livelli del carico dato il guadagno unitario del secondo stadio. In tal senso va sviluppato il guadagno in tensione necessario, dovendo gestire la piena tensione di alimentazione (+70V) unita ai requisiti in termini di velocità richiesti dal progetto.

Una delle strutture di guadagno più semplici possibili si basa sull'utilizzo di un amplificatore operazionale: questo tipo di struttura, disponibile ovviamente in forma integrata ma implementabile anche a componenti discreti, permette di realizzare il profilo di guadagno (e di compensazione) desiderato, data anche la vastità della letteratura disponibile sull'argomento. La soluzione più semplice sarebbe quella di utilizzare un dispositivo integrato da scegliere tra le migliaia disponibili sul mercato, ciononostante ben pochi di questi sono adatti a funzionare alle tensioni di alimentazione richieste. Inoltre è stato scelto di non adottare una struttura di tipo ad alimentazione flottante (come si farà nella sezione di potenza, invece), a causa del guadagno richiesto dal circuito. Infatti, in uno schema ad alimentazione flottante, si può ottenere qualsiasi guadagno da un operazionale in configurazione non invertente purché l'ampiezza picco-picco del segnale d'uscita (per semplicità, posta pari alla tensione di alimentazione) non superi il doppio della tensione di alimentazione dell'operazionale (ref. [1]):

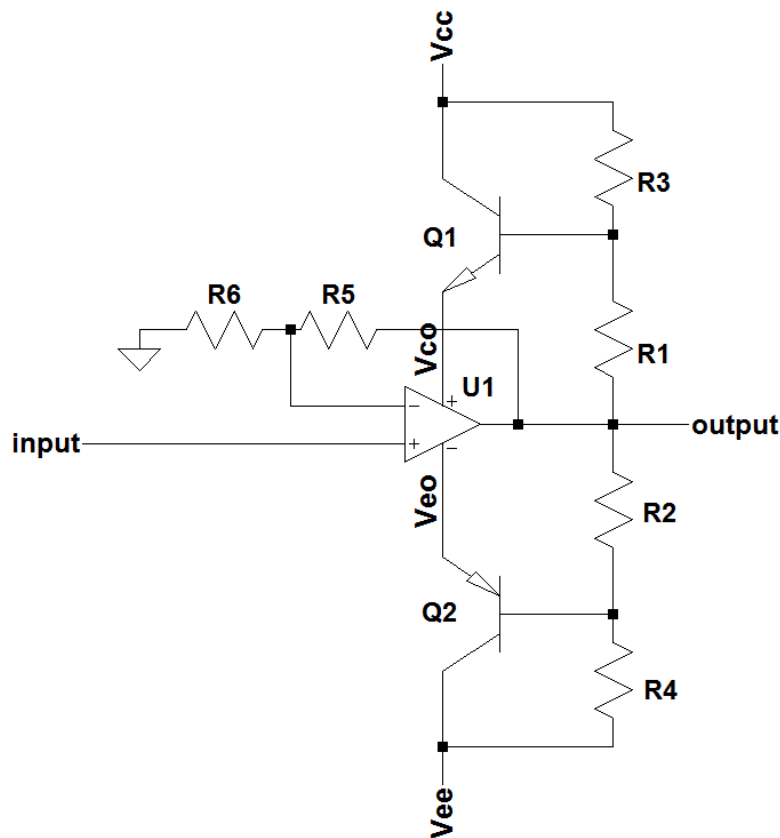


fig. 3: esempio di circuito semplificato dove un amplificatore operazionale dispone di un'alimentazione flottante.

$$A_V \leq \frac{V_{CC}}{V_{CC} - (V_{CO} - V_{EO})}$$

e contemporaneamente

$$A_V \leq \frac{V_{EE}}{V_{EE} - (V_{CO} - V_{EO})}$$

dove A_V è il guadagno in tensione richiesto, V_{CC} e V_{EE} le reali tensioni di alimentazione del circuito (pari anche all'ampiezza positiva e negativa, in questo caso semplificato, del segnale d'uscita richiesto), mentre V_{CO} e V_{EO} sono la tensione di alimentazione dell'operazionale rispetto al nodo centrale dell'alimentazione flottante (l'uscita, di solito). Si vede che, volendo alimentare un operazionale a 24V (un limite nei più comuni operazionali high-speed) e ottenere 60Vpk di segnale d'uscita, il guadagno massimo può essere pari a 3, ben lontano dal guadagno 12 richiesto dalle specifiche.

In sintesi, deve essere il circuito elettronico a poter sostenere la tensione di alimentazione: in tal senso le scelte possibili sono tre. Da un lato, un componente integrato ad alta tensione (es. OPA453), poi un circuito totalmente a componenti discreti e come terza scelta la versione ibrida proposta in questo progetto. Le tre scelte sono poste a confronto nella seguente tabella (il numero degli asterischi indica quanto sia convincente, per quel parametro, una delle tre scelte):

	Costo	Complessità nel design	Complessità realizzativa	Disponibilità di caratterizzazione approfondita	Capacità di erogazione di potenza	Flessibilità
Componente integrato ad alta tensione (es. OPA453)	*	***	***	***	*	*
Circuito completamente a componenti discreti	**	*	*	*	***	***
Soluzione ibrida	***	**	**	**	***	**

Le valutazioni espresse in questa tabella valgono in generale: per l'applicazione specifica, si sottolinea come non è stato possibile individuare un amplificatore operazionale integrato ad alta tensione in grado di garantire le prestazioni in termini di velocità di risposta necessarie alle specifiche di progetto. Il componente qui citato, l'OPA453, sarebbe appena sufficiente e non garantirebbe i margini necessari indispensabili per un progetto affidabile.

L'utilizzo di un amplificatore operazionale ad alta velocità, coniugato con quei soli componenti discreti strettamente necessari per portarlo a lavorare con elevate tensioni d'uscita, è la scelta perseguita in questo progetto. Questo per sfruttare i dispositivi per fare ciò che fanno meglio: i circuiti integrati per l'elevata velocità, il basso offset, l'ampia disponibilità commerciale e l'elevata semplicità realizzativa; i componenti discreti per la potenza gestita e la libertà di configurazione.

3c. La configurazione della sezione di potenza

Topologie a commutazione

Fino a qualche tempo fa, la via maestra per la progettazione di un sistema di potenza, quale sia un amplificatore audio, un regolatore di tensione o un driver per motori elettrici si basava su circuiti lineari, ovvero dei circuiti analogici in grado di gestire, in modo proporzionale alla grandezza richiesta in uscita, il comando dei dispositivi di potenza, incaricati di sopportare le sollecitazioni di corrente e tensione richieste dal carico.

Con il notevole sviluppo dei convertitori DC/DC a commutazione, si sono aperte altre strade alla gestione di potenze elettriche: grazie ai controlli a PWM e all'ampia disponibilità di letteratura e prodotti, molti problemi di trasformazione di grandezze elettriche possono essere affrontati con efficienze energetiche assolutamente impensabili prima.

E' stato naturale quindi ipotizzare, fin da subito, la possibilità di realizzare le specifiche di questo progetto facendo uso di una struttura essenzialmente riconducibile ad un amplificatore in classe D. Questi circuiti fanno uso di una tecnica di modulazione PWM (pulse width modulation) per sfruttare i dispositivi di potenza come fossero interruttori, generando un treno d'impulsi (anziché una grandezza elettrica linearmente proporzionale al comando) che ha come valore efficace la grandezza desiderata. Spesso poi il compito di isolare il carico dalle armoniche ad alta frequenza del segnale prodotto da un amplificatore in classe D viene affidato ad un semplice filtro passivo.

Fin dalle prime analisi si è potuto verificare come i requisiti in termini di correnti e tensioni d'uscita non fossero un grosso problema, addirittura è possibile reperire in commercio dei moduli già pronti con più o meno le caratteristiche richieste in termini di potenza gestita. Il vero problema è la velocità dei transienti: a causa dell'intrinseca modalità di funzionamento della modulazione PWM, questa funziona correttamente per frequenze del segnale modulante molto inferiori alle frequenze del segnale portante. Infatti il limite teorico del rapporto tra le due frequenze è dettato dal teorema di Nyquist-Shannon, mentre nella pratica la comodità del filtro d'uscita passivo può richiedere rapporti molto più spinti (per riferimento, in ambito audio si tiene un rapporto fs/fm di almeno 10). Vi sono numerose tecniche che, a spese di un rilevante incremento di complessità, permettono di ottenere una frequenza di campionamento "virtuale" ben superiore a quella alla quale effettivamente commutano i dispositivi di potenza: queste tecniche inevitabilmente portano a dover moltiplicare il numero di dispositivi abbassando molto l'indice di sfruttamento degli stessi (ad es. tecniche PWM multi-livello o a sfasamento).

Una sinusoide a piena ampiezza da $20V/\mu s$ infatti, con la stesso slew rate delle rampe in specifica, richiederebbe una power bandwidth di 53kHz, quando tipicamente con frequenze di commutazione nell'ordine dei 500kHz è difficile ottenere più di 25-30kHz a piena potenza. L'uscita sarebbe più o meno sinusoidale, assolutamente inaccettabile se si intendono invece riprodurre segnali a contenuto armonico più complesso come le rampe.

Progettare un filtro passivo d'uscita in grado di permettere la riproduzione sul carico di transienti veloci come da specifiche avrebbe un'altra forte controindicazione, oltre alla necessità di frequenze di commutazione molto elevate: la presenza di un forte segnale residuo a frequenza di commutazione o frequenze multiple. Questo fatto, in un ambiente di laboratorio nel quale si vuole valutare un dispositivo integrato, è stato ritenuto non accettabile, in quanto avrebbe falsato, tra le altre cose, qualsiasi tentativo di effettuare misure quali la PSRR.

Un'altra possibilità potrebbe essere quella di realizzare un'alimentazione duale a commutazione che inseguia il segnale d'ingresso, applicata ad un amplificatore lineare: quest'ultimo si troverebbe a lavorare quasi sempre con una tensione di alimentazione molto limitata, riducendo la dissipazione di potenza. Questa è una soluzione che viene utilizzata per gli amplificatori audio di grande potenza: il vero limite in questo progetto (oltre alla grande complessità progettuale e realizzativa) è la capacità dell'alimentazione di inseguire il segnale d'ingresso rapidamente. Un metodo per non necessitare di un'alimentazione estremamente veloce può essere quello di dare all'alimentatore un segnale di trigger, che sarà seguito dopo un certo ritardo dall'effettivo segnale a rampa: dando modo così all'alimentatore di reagire per la nuova tensione di alimentazione che dovrà fornire. In ogni caso la complessità gioca a sfavore di questa soluzione.

Topologie lineari

Data l'elevata entità della potenza dissipata dall'amplificatore in questione, basandosi sull'efficienza delle normali topologie di amplificazione lineare, si è ipotizzata da subito una strategia volta a contenere le perdite. In tal senso è stato preso in considerazione lo schema degli amplificatori lineari dotati di più alimentazioni, comunemente descritti come classe G.

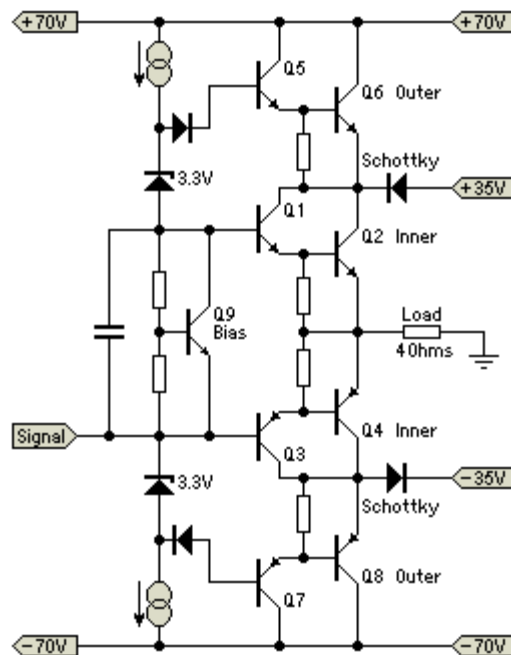


fig. 4: Tipico stadio di potenza in classe G (immagine tratta da [2]).

Questo tipo di topologie permettono di aumentare l'efficienza energetica diminuendo le cadute di tensione sui dispositivi attivi, a spese di una complessità maggiore: in teoria ciò permette di utilizzare dispositivi più piccoli e più veloci. Nella pratica la corrente nei dispositivi rimane la stessa (quindi anche la loro area, e c'è una certa correlazione tra area e capacità parassite) lasciando un miglioramento solo per quanto riguarda lo sfruttamento della SOA dei dispositivi, un problema che forse basandosi su dispositivi di tipo MOSFET moderni non ha l'importanza che aveva con i transistor bipolari di vecchie generazioni.

Il reale miglioramento dell'efficienza inoltre potrebbe non essere scontato grazie alle particolarità della tensione e corrente di carico nella specifica applicazione rispetto ad una generica applicazione come può essere quella audio, laddove provengono questo tipo di strutture.

Con questo tipo di circuito si potrebbe presentare il problema dell'introduzione di non linearità nel segnale d'uscita, in presenza delle commutazioni tra diverse alimentazioni: queste commutazioni potrebbero avere entità non accettabile, anche se in specifica non è stata data alcuna informazione sulla purezza del segnale da ottenere.

Inoltre, la necessità di un numero elevato di alimentazioni di potenza comporta un aumento di complessità notevole qualora non si utilizzi un'alimentazione da rete elettrica, ma si sfruttino gli alimentatori da banco.

Confronto

I vantaggi e gli svantaggi delle diverse topologie vengono confrontati nella seguente tabella:

	Classe B	Classe G	Classe D
Complessità realizzativa e di design	accettabile	elevata	molto elevata
Efficienza energetica	molto limitata	è possibile un miglioramento lieve	molto elevata
Purezza del segnale d'uscita	possibilmente elevata	possibilmente compromessa	molto compromessa
Prestazioni in termini di velocità dei segnali ottenibili	possibilmente elevate	uguali o peggiori a quelle del classe B	potenzialmente insufficienti
Disponibilità di dispositivi di potenza adatti	BJT: sufficiente LMOS: inesistente DMOS: ampia, ma assenza di dispositivi pensati per usi lineari	topologia pensata per tipi di dispositivi sorpassati	molto elevata (ampia disponibilità anche dei dispositivi accessori)

Viste le applicazioni tipicamente da laboratorio e non prevedendo una messa in commercio dell'amplificatore in progetto, si è optato per la semplicità realizzativa di un normale stadio di potenza in classe B. Si noti che questo termine fa riferimento alla topologia generale, di fatto nell'applicazione reale il funzionamento non è tale a causa della natura quasi unicamente unidirezionale della corrente di carico.

3d. L'alimentazione dell'amplificatore

Le particolari caratteristiche dell'applicazione hanno richiesto circuiti non convenzionali e certe scelte progettuali, che si analizzeranno in seguito, si sono portate dietro la necessità di diversi livelli di alimentazione.

La scelta finale di affidarsi ad alimentatori da laboratorio è dovuta fondamentalmente all'esigenza, che è stata posta da subito, di garantire il rispetto delle normative di sicurezza per gli ambienti di test dove andrà utilizzato l'amplificatore. Altrimenti la scelta di un'alimentazione da rete avrebbe avuto molto interesse: si sarebbe potuto prevedere facilmente un'alimentazione lineare sfruttando un trasformatore a frequenza di rete dotato di più uscite. In questo caso, il particolare design della circuiteria di protezione andrebbe largamente rivisto.

E' chiaro che le alimentazioni di piccola potenza potrebbero essere, nel caso dell'alimentazione tramite alimentatori da laboratorio, facilmente ottenute dall'alimentazione principale per mezzo di convertitori DC/DC. Questo renderebbe l'amplificatore più facile da usare, con meno collegamenti da effettuare e quindi una diminuzione dei potenziali errori: per mancanza di tempo questo aspetto non è stato affrontato.

Le necessità in termini di alimentazione verranno affrontate in un capitolo successivo.

Riferimenti:

Ref. 1: *"Bootstrapping your opamp yields wide voltage swings"*, G. King, T. Watkins, EDN Magazine, Maggio 1999

Ref. 2: *"Class-G Amplifiers"*, R. Elliott, 06/01/2009, sound.westhost.com

Capitolo 4: La sezione preamplificatore

4a. Architettura del preamplificatore

Lo scopo della sezione preamplificatore nel progetto è quello di condizionare il segnale in ingresso per renderlo adatto a pilotare la sezione di potenza che, come già anticipato, ha guadagno in tensione unitario e un'elevata impedenza d'ingresso.

La scelta di utilizzare componenti discreti per affrontare il problema delle alte tensioni in gioco ha i vantaggi già analizzati nel capitolo precedente, ciononostante un amplificatore con topologia "tradizionale" (vedi fig. 5) interamente a componenti discreti avrebbe una complessità molto elevata, mentre per alcune funzioni i vantaggi di una soluzione integrata sono molto forti.

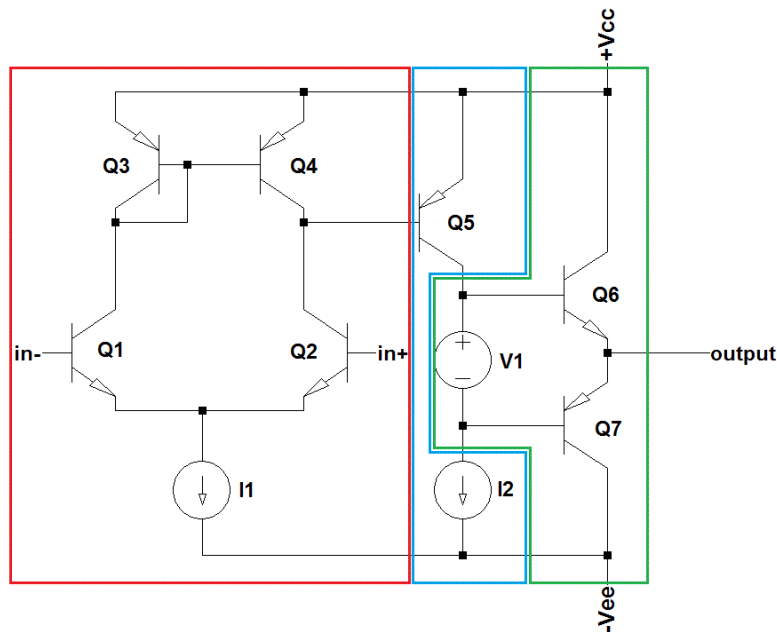


fig. 5: uno schema semplificato della struttura tradizionale degli amplificatori operazionali, ma anche base dei più comuni amplificatori di potenza. In rosso lo stadio differenziale d'ingresso, in blu lo stadio di amplificazione in tensione o VAS, in verde lo stadio d'uscita.

Considerando ciò e tenendo conto della struttura tipica del tre stadi, si è deciso di sfruttare un circuito integrato per espletare le funzioni di stadio differenziale d'ingresso, perché lo stadio d'ingresso potrebbe essere escluso dal funzionamento ad alta tensione, essendo il suo funzionamento tipicamente a transconduttanza (ingresso di tensione e uscita in corrente). Inoltre si può sfruttare l'accuratezza, il basso offset e le prestazioni in termini di velocità dei circuiti integrati. La presenza di un amplificatore operazionale permette anche di ottenere un elevato guadagno in catena diretta, permettendo l'applicazione efficace di una retroazione negativa attorno all'intero preamplificatore.

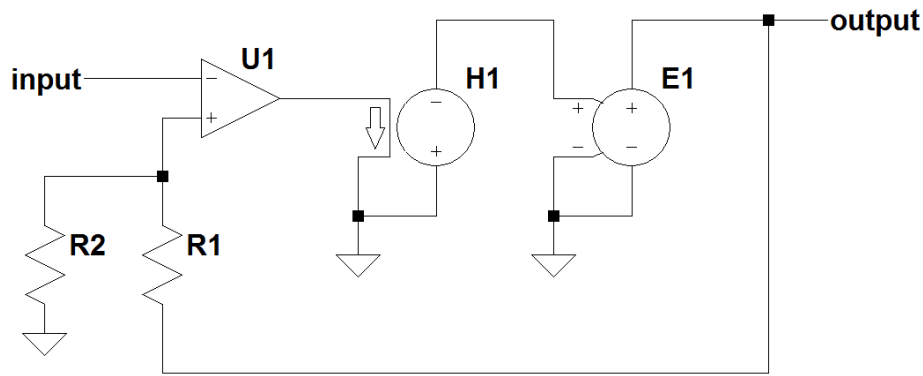


fig. 6: schema a blocchi del preamplificatore secondo l'architettura a tre stadi.

Lo stadio successivo prevede, nell'architettura tradizionale a tre stadi, l'amplificazione in tensione a transresistenza, ovvero il classico VAS a emettitore comune. Si è scelto di unire gli stadi di amplificazione con quelli di uscita sfruttando il fatto che le correnti a riposo in questi stadi saranno elevate, per garantire un funzionamento in classe A, teoricamente il migliore per quanto riguarda accuratezza e velocità fin tantoché termicamente è fattibile. Inoltre, si è adottata una topologia completamente complementare, poiché di solito il compromesso tra aumento di capacità parassite e aumento di transconduttanza porta nelle applicazioni pratiche a prestazioni superiori.

Il transistor configurato in base comune è la topologia più semplice di amplificatore a transresistenza, mentre per lo stadio d'uscita non è necessaria la configurazione a collettore comune, essendo la bassa impedenza d'uscita già garantita dalla retroazione in tensione. Per minimizzare dunque la tensione di saturazione dello stadio d'uscita si è scelto uno stadio a emettitore comune:

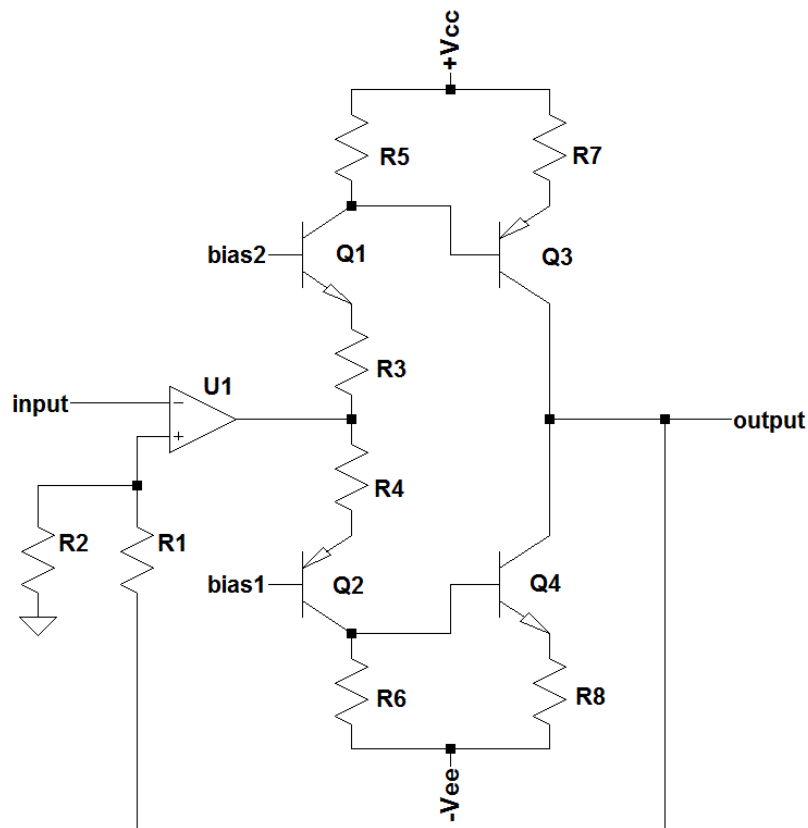


fig. 7: schema semplificato del preamplificatore reale.

Si giunge dunque ad una configurazione a specchio di corrente complementare: l'ingresso è costituito dalla corrente in uscita all'operazionale U_1 , il cui nodo d'uscita è mantenuto ad una tensione pressoché fissa e intermedia alle polarizzazioni bias1 e bias2. Questa corrente viene specchiata su R_5 e R_6 (e nelle basi di Q_3, Q_4) per poi venire amplificata e iniettata nel carico collegato al nodo d'uscita. La retroazione negativa con prelievo di tensione fa sì che il nodo d'uscita manifesti una bassa impedenza nei confronti del carico, rendendo così possibile l'interfacciamento con gli stadi successivi.

4b. Polarizzazione del preamplificatore

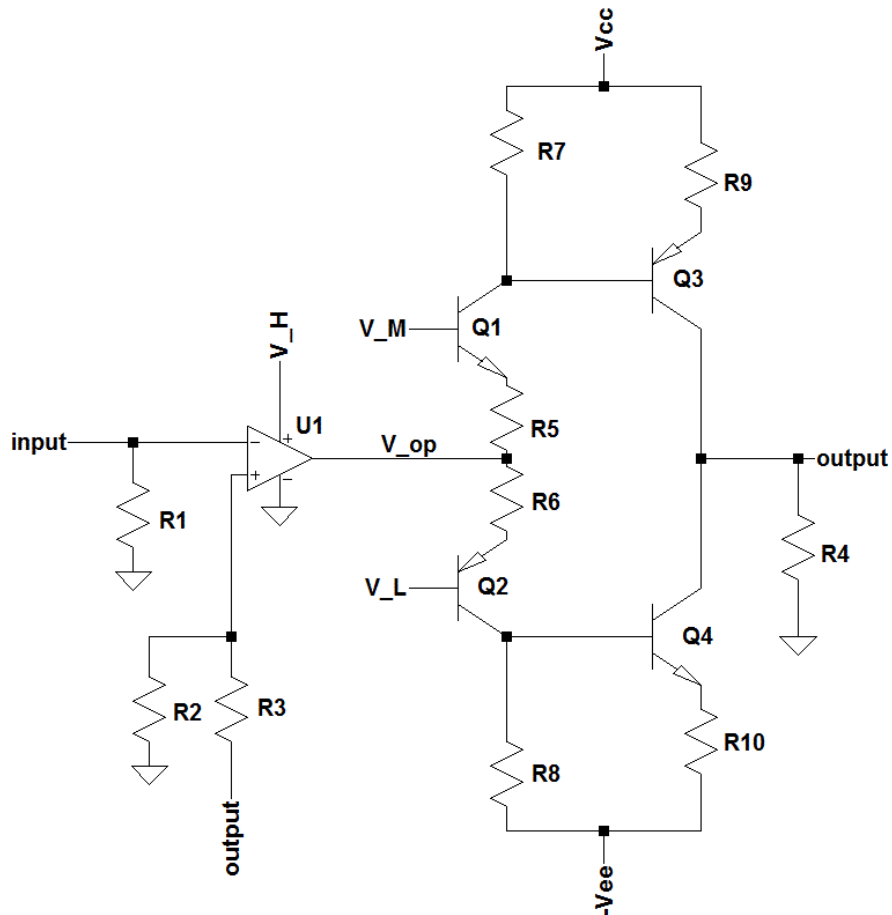


fig. 8: schema elettrico semplificato del preamplificatore. Sono stati rimossi tutti i componenti superflui per il calcolo delle polarizzazioni.

Per prima cosa, si sono scelti i livelli delle alimentazioni. La configurazione a emettitore comune per Q_3 e Q_4 permette di avere una bassa tensione di saturazione per lo stadio d'uscita, ma non così bassa tale da permettere l'alimentazione del ramo inferiore collegata direttamente a massa. Per garantire una tensione d'uscita zero stabile senza spegnere nessun transistor, si è optato per riferire l'alimentazione inferiore alla tensione $-12V$ già presente sulla scheda (per la ventola e l'alimentazione flottante della sezione di potenza). Parimenti si è scelto di sfruttare la preesistente tensione di alimentazione alta di $+70V$ per alimentare il blocco superiore dello stadio d'uscita.

Come già anticipato, l'amplificatore operazionale U_1 lavora con uscita in corrente, essendo la tensione al nodo d'uscita bloccata dalla bassa impedenza d'ingresso offerta da $Q_1 - Q_2$ collegati in base comune. E' necessario dunque scegliere quali siano le quattro tensioni che governano la polarizzazione degli stadi a transistor, ossia V_L, V_M, V_H e V_{op} .

La relazione tra queste quattro tensioni, per garantire il corretto funzionamento del circuito, è intuitivamente:

$$V_M > V_{op} > V_L$$

mentre V_H potrebbe essere al limite uguale a V_M , ma in generale deve essere superiore ad essa.

Si osservi come l'alimentazione negativa dell'operazionale sia collegata a massa: per ottenere il corretto intervallo di tensioni d'ingresso, è sufficiente scegliere un amplificatore operazionale in grado di gestire ingressi prossimi alla propria alimentazione negativa (non è risultato necessario collegare quest'ultima alla -12V). Si approfondirà la scelta dei componenti nel prossimo capitolo.

In ogni caso, la maggior parte di amplificatori operazionali disponibili in commercio può sopportare almeno 20V di tensione di alimentazione (in particolare, l'amplificatore operazionale scelto, di cui si discuterà nel prossimo paragrafo, permette questa scelta), e in generale le prestazioni aumentano all'aumentare della tensione di alimentazione; quindi si prende come obiettivo tale valore per V_H per ragioni di praticità. Essendo questa alimentazione ricavata da un regolatore shunt a diodi Zener, quindi somma di valori di tensioni di Zener disponibili commercialmente, si è fissato $V_H = 17.1V$.

Un buon valore per V_{op} sarebbe sicuramente pari alla metà di V_H , onde garantire un adeguato margine di lavoro per i transistor dello stadio d'uscita dell'amplificatore operazionale: infatti è vero che l'ingresso dello stadio successivo è a bassa impedenza, ma quest'ultima non è nulla, quindi comunque il nodo d'uscita dell'operazionale vedrà presente un segnale di una certa ampiezza. Il valore preciso di V_{op} risulterà essere pari a 7.8V.

I transistor Q_1 e Q_2 si occupano di interfacciare l'amplificatore operazionale, con la sua limitata capacità di gestire elevate tensioni d'uscita, con le necessità di pilotaggio dei transistor $Q_3 - Q_4$: siccome a questi ultimi è delegato il compito di effettuare il guadagno di tensione necessario per garantire un intervallo di tensione d'uscita del circuito da 0V a 60V, si può evitare di far guadagnare in tensione Q_1 e Q_2 , permettendo la scelta di valori di R_5 e R_6 non troppo bassi, tali da non portare l'amplificatore operazionale ai limiti della sua capacità di erogare corrente in uscita (e aiutare, ovviamente, la stabilizzazione del punto operativo di Q_1 e Q_2). Ciò implica anche che si può scegliere $R_7 < R_5$ e $R_8 < R_6$ (più basso è il valore di R_7 e R_8 , più basso sarà il valore di R_9 e R_{10} , massimizzando il guadagno di Q_3 e Q_4).

La corrente a riposo nei transistor è stata scelta basandosi sul compromesso tra prestazioni e dissipazione termica. Per permettere l'utilizzo di transistor molto veloci che, alle volte, hanno una SOA piuttosto limitata, si è scelto di impostare la corrente a riposo in $Q_1 - Q_2$ pari a 10mA, in $Q_3 - Q_4$ pari a 15mA. Questi valori possono essere facilmente modificati, cambiando solo i valori di alcune resistenze nel circuito, per adattarsi a diversi utilizzi: si possono utilizzare valori più limitati per ragioni di consumo, dissipazione e ingombro (oltre che l'utilizzo di transistor particolarmente veloci ma fragili), oppure si può scegliere di aumentare molto la corrente a riposo per gestire carichi gravosi (dato il funzionamento in classe A del circuito, la corrente erogabile sul carico è direttamente correlata con la corrente a riposo dello stadio d'uscita).

Definita la corrente a riposo, e scelto un valore per R_5 e R_6 pari a 220Ω , si ottiene:

$$V_M = V_{op} + I_{Q_{Q1}} \cdot R_5 + V_{BE_{Q1}}$$

e in modo simile

$$V_L = V_{op} - I_{Q_{Q2}} \cdot R_6 + V_{BE_{Q2}}$$

Essendo anche V_M e V_L ricavati dal regolatore shunt a diodi Zener, per comodità rispetto alle tensioni ottenibili con questi ultimi si è posto $V_M = 10.9V$ e $V_L = 4.7V$.

La corrente a riposo nel transistor Q_3 assume la seguente espressione:

$$I_{Q_{Q3}} = \frac{I_{Q_{Q1}} \cdot R_7 - V_{BE_{Q3}}}{R_9}$$

e così anche per Q_4 :

$$I_{Q_{Q4}} = \frac{I_{Q_{Q2}} \cdot R_8 - V_{BE_{Q4}}}{R_{10}}$$

Essendo le correnti a riposo in Q_1 e Q_2 determinate da altri fattori, si può dire che la corrente a riposo nei due transistor dello stadio d'uscita è interamente determinata dalle resistenze R_7 , R_8 , R_9 , R_{10} . Si fissa la caduta di tensione su R_9 e R_{10} pari a circa metà V_{BE} dei transistor: questo valore è un buon compromesso tra un'efficace stabilizzazione termica (dovuta all'anello di retroazione locale dell'emettitore comune con resistenza di emettitore) e guadagno dello stadio; il valore risulta essere $R_9, R_{10} = 22\Omega$. Volendo impostare la corrente a riposo al valore scelto nei transistor Q_3 e Q_4 , dalle equazioni precedenti si ricavano i valori di R_7 e R_8 che risultano essere pari a 82Ω .

Nel circuito si evidenzia anche R_1 , che serve per dare un ritorno verso massa alla pur piccola corrente di polarizzazione degli ingressi dell'amplificatore operazionale. R_4 forma un carico minimo per l'amplificatore, in caso di distacco del carico reale all'uscita (il guadagno di Q_3 e Q_4 , quindi anche il guadagno d'anello del circuito, è fortemente influenzato dall'impedenza di carico: nel prossimo capitolo verrà affrontata una soluzione per mitigare il problema). R_2 e R_3 costituiscono la rete di retroazione per l'anello globale.

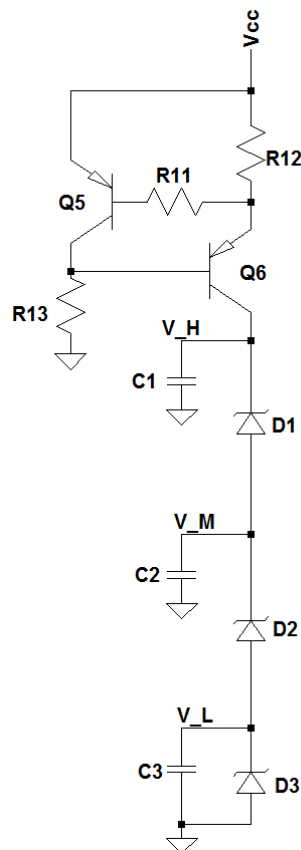


fig. 9: schema elettrico dell'alimentazione del preamplificatore.

Come già anticipato, i diversi livelli di alimentazione per il preamplificatore sono derivati da un semplice regolatore shunt: è stata adottata questa soluzione, anziché tre regolatori serie separati, a causa della maggior semplicità circuitale per ottenere tre tensioni diverse. Se si fosse usato un regolatore serie per ogni tensione di

alimentazione, il numero dei transistor diventerebbe almeno quattro, oppure sei per uno schema di regolazione più efficace.

Questo circuito è molto semplice: Q₅-Q₆ rappresentano una sorgente di corrente costante di tipo a due transistor, o ANF (amplified negative feedback), un circuito poco complesso ma che garantisce elevata impedenza d'uscita e ampio margine di stabilità. R₁₁ (valori tipici: 100Ω - 2.2kΩ) a primo sguardo potrebbe sembrare un modo per inserire un polo dominante nell'anello di retroazione che racchiude Q₅ e Q₆, in realtà la sua presenza di fatto peggiora il margine di fase, ed è giustificata solo per proteggere Q₅ in caso di guasto su Q₆. R₁₂ setta la corrente del regolatore:

$$I_{CQ6} \cong \frac{V_{BEQ5}}{R_{12}}$$

Dato il valore molto elevato di V_{CC} in confronto alle tensioni che l'alimentazione regolata dovrà generare, si potrebbe ridurre la dissipazione su Q₆, se la cosa può essere utile (ad es. si vuole fare a meno di montare Q₆ sul grande dissipatore dei dispositivi di potenza, magari utilizzando un dispositivo più piccolo), inserendo un resistore in serie al suo collettore che si accoli di una parte della dissipazione di potenza totale.

A seguito di alcuni esperimenti si è scelto di tenere una corrente nella rete di partizione della tensione molto alta, per garantire un ampio margine di regolazione: una corrente elevata, rispetto alle correnti di carico dell'alimentatore shunt, implica una variazione delle correnti nei diodi Zener più piccola. Si è scelto un valore di circa 30mA che porta alla scelta di R₁₂ pari a 22Ω. R₁₃ è il carico dell'amplificatore a emittore comune Q₅, e si sceglie per garantire una sufficiente corrente a riposo nel suddetto transistor. Si è optato per una corrente pari a 1-2mA e in tal senso appare comodo il valore commerciale per R₁₃ di 47kΩ 2W (poiché la caduta su R₁₃ risulta essere praticamente pari a tutta la tensione di alimentazione).

Come già anticipato parlando di polarizzazione per lo stadio preamplificatore, le varie tensioni richieste essendo generate dalla caduta di conduzione inversa di diodi Zener (o somma di queste) non sono disponibili in un range infinito di valori: è per questo che si sono scelti i valori non intuitivi di 17.1V, 10.9V e 4.7V. Tali valori si ottengono in maniera molto semplice utilizzando un diodo Zener da 4.7V per D₃, e due diodi Zener da 6.2V per D₁ e D₂. C₁, C₂, C₃ aiutano a mantenere bassa l'impedenza ai nodi di prelievo della corrente di carico, oltre a offrire una riserva di energia in caso di superamento della massima corrente erogabile ai rispettivi nodi (ad es., in seguito ad una situazione di elevata richiesta di corrente da parte dell'amplificatore operativo). Si è adottato il valore di 100μF per sicurezza, in realtà basterebbe un condensatore di capacità anche di un ordine di grandezza inferiore.

La dissipazione di potenza dei cinque transistor utilizzati in questo stadio è calcolata per valutarne le necessità di dissipazione e per suggerire la scelta di un dispositivo adatto. Per Q₁ e Q₂, la dissipazione a riposo corrisponde con quella massima essendo su di essi tensione V_{CE} e corrente di collettore quasi fisse col segnale:

$$P_{D_{Q1}} \cong (V_{CC} - V_{op}) \cdot I_{C_{Q1}} - I_{C_{Q1}}^2 \cdot (R_5 + R_7) = 0.6W$$

$$P_{D_{Q2}} \cong (V_{op} - V_{EE}) \cdot I_{C_{Q2}} - I_{C_{Q2}}^2 \cdot (R_6 + R_8) = 0.17W$$

In Q₃ e Q₄, la corrente di collettore varia di poco a fronte della sostanziale variazione della V_{CE}: quindi viene calcolata la potenza dissipata nel caso peggiore. Si ricorda che, a differenza di un amplificatore per segnali sinusoidali, i transistor in questo amplificatore devono resistere per un tempo indefinito a un qualsiasi segnale d'uscita in continua nel range di lavoro:

$$P_{D_{MAX_{Q3}}} \cong (V_{CC} - V_{out_{min}}) \cdot I_{C_{Q3}} - I_{C_{Q3}}^2 \cdot R_9 = 1W$$

$$P_{D_{MAX_{Q4}}} \cong (V_{out_{max}} - V_{EE}) \cdot I_{C_{Q4}} - I_{C_{Q4}}^2 \cdot R_{10} = 1W$$

Per Q₅ la dissipazione di potenza è essenzialmente trascurabile, come per l'amplificatore operativo U₁.

In Q_6 invece, tensione V_{CE} e corrente di collettore sono sempre praticamente costanti:

$$P_{D_{Q_6}} \cong (V_{CC} - V_H) \cdot I_{C_{Q_6}} - I_{C_{Q_6}}^2 \cdot R_{12} = 1.6W$$

4c. Scelta dei dispositivi attivi nel preamplificatore

L'amplificatore operazionale, cuore del preamplificatore, necessita di una certa accortezza nella selezione del componente. Innanzitutto bisogna sottolineare come questo preamplificatore ha necessità di essere di gran lunga più veloce, come tempo di salita e discesa degli impulsi, della sezione di potenza, essendo quest'ultimo il collo di bottiglia del sistema. Da questa necessità discende l'esigenza di un amplificatore operazionale particolarmente veloce in termini di prodotto banda-guadagno e slew rate, anche per garantire la possibilità di ampio margine in termini di tecniche di compensazione. Un altro fattore da tenere in considerazione è l'esigenza di gestire tensioni di ingresso prossime ad una delle tensioni di alimentazioni, in questo caso quella negativa, collegata a massa. Si è visto che i requisiti possono essere considerati abbastanza simili a quelli previsti per l'amplificatore operazionale inserito nella sezione di potenza, quindi per semplicità si è optato per lo stesso dispositivo, l'AD8065. Per approfondire le eventuali alternative si rimanda al capitolo 6f.

Inizialmente, i quattro transistor $Q_1 - Q_4$ del preamplificatore avrebbero dovuto essere dei dispositivi molto veloci, con capacità parassite molto limitate e package adatto a dissipare una potenza limitata ma superiori alle possibilità di dissipazione in aria libera (questo per cercare di avere correnti a riposo elevate). In tal senso per esperienza passata si è immediatamente puntato ai transistor di processo FBET, tipicamente Sanyo o Toshiba: sono dispositivi spesso in package TO-126 caratterizzati dalla peculiare unione di un'elevata tensione massima di lavoro e limitatissime capacità parassite, oltre alla disponibilità di coppie complementari. Si è scelta per questioni di disponibilità la coppia complementare 2SA1209/2SC2911:

() : 2SA1209

Specifications

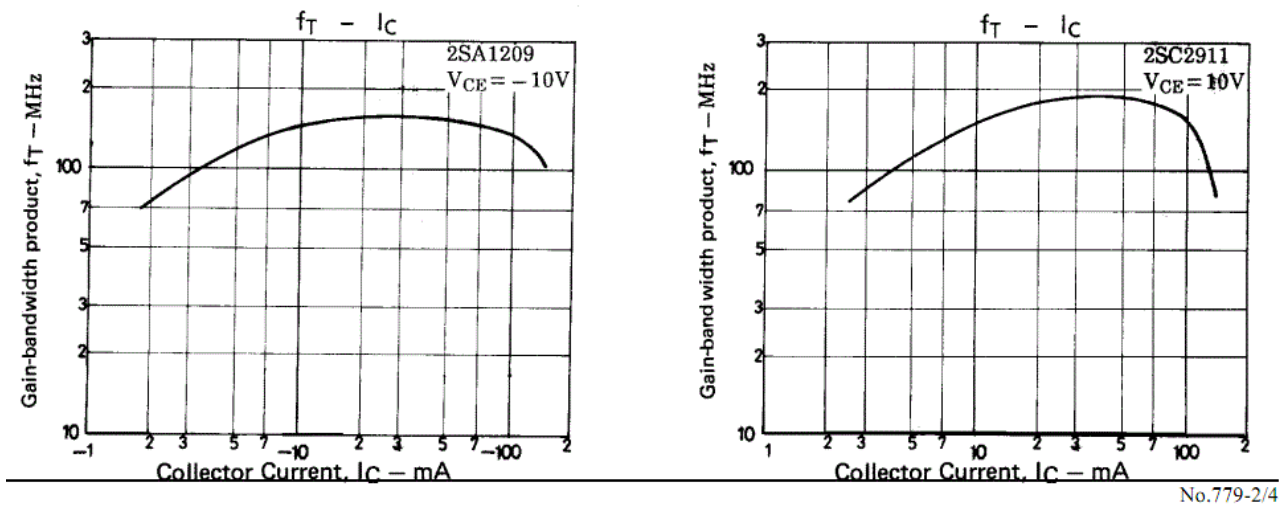
Absolute Maximum Ratings at $T_a = 25^\circ C$

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
Collector-to-Base Voltage	V_{CBO}		(-)180	V
Collector-to-Emitter Voltage	V_{CEO}		(-)160	V
Emitter-to-Base Voltage	V_{EBO}		(-)5	V
Collector Current	I_C		(-)140	mA
Collector Current (Pulse)	I_{CP}		(-)200	mA
Collector Dissipation	P_C		1	W
		$T_c=25^\circ C$	10	W
Junction Temperature	T_J		150	$^\circ C$
Storage Temperature	T_{stg}		-55 to +150	$^\circ C$

Electrical Characteristics at $T_a = 25^\circ C$

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings			Unit
			min	typ	max	
Collector Cutoff Current	I_{CBO}	$V_{CB}=(-)80V, I_E=0$			(-)0.1	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{EB}=(-)4V, I_C=0$			(-)0.1	μA
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE}=(-)5V, I_C=(-)10mA$	100*		400*	
Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE}=(-)10V, I_C=(-)10mA$		150		MHz
Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB}=(-)10V, f=1MHz$		(4.0)3.0		pF
Collector-to-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=(-)50mA, I_B=(-)5mA$		0.07 (-0.14)	0.3 (-0.4)	V
Turn-ON Time	t_{on}	See specified Test Circuit		0.1		μs
Fall Time	t_f	See specified Test Circuit		0.1		μs
Storage Time	t_{stg}	See specified Test Circuit		1.5		μs

fig. 10: caratteristiche elettriche principali della coppia complementare 2SA1209/2SC2911. Si noti la frequenza di transizione molto elevata e la capacità C_{ob} molto bassa: i valori sono quasi identici a quelli dei Philips BD139, non più disponibili nel formato originale (i BD13x attuali non hanno queste performance).



No.779-2/4

fig. 11: caratteristica frequenza di transizione vs. corrente di collettore per la coppia complementare 2SA1209/2SC2911.

Si noti il picco per la frequenza di transizione (dato utile specialmente per Q₃ e Q₄) attorno alle decine di milliampere di corrente a riposo: purtroppo per ragioni termiche e di SOA non è stato possibile scegliere una corrente a riposo così elevata ma ci si è accontentati di 10-15mA come spiegato nel capitolo precedente.

Per Q₃ e Q₄, in un secondo momento, si è sperimentato anche con i più robusti, ma meno performanti, MJE15034/MJE15035, per poter settare correnti a riposo più elevate nel caso si volesse utilizzare la struttura preamplificatore per utilizzi stand-alone, come era stato richiesto da specifiche iniziali. Si è studiata la compensazione con questi dispositivi, e essendo le prestazioni ottenute comunque sufficienti, non si è indagato oltre su una versione completamente realizzata con i BJT più performanti.

Anche per Q₆ è stato scelto un MJE15035 per le sue capacità di gestire efficacemente i circa 1.5W di potenza che andrà a dissipare nel circuito. Q₅ non ha particolari esigenze di velocità, tensione di breakdown o potenza dissipata, in tal caso è stato scelto un transistor privilegiando le esigenze di riduzione dell'ingombro e condivisione dello stesso modello con altre parti del circuito (coppia SMBTA42/SMBTA92).

I diodi Zener D₁-D₃ pongono come particolarità per la scelta solo esigenze di corrente massima e potenza dissipata, avendo fatto la scelta di tenere una corrente a riposo piuttosto elevata. E' sufficiente per questo nella scelta semplicemente evitare i package più spinti come riduzione degli ingombri.

4d. Analisi della stabilità e compensazione

Inizialmente, il preamplificatore è stato previsto non solo per svolgere le sue funzioni all'interno del progetto complessivo, ma anche per rendere disponibile un'uscita amplificata indipendente, per poter essere abbinato ad altri progetti. Per questo motivo si è voluto ottimizzare l'interfacciamento dell'uscita del preamplificatore: com'è facile osservare in fig. 12, il nodo d'uscita è ad alta impedenza, prelevando il segnale dai collettori di Q₃ e Q₄ i quali sono anche dotati di resistenza di emettitore. Questo fatto lega fortemente il guadagno del circuito all'impedenza di carico, cosa che non pone problemi essendoci un anello di retroazione globale in tensione, ma soprattutto altera la risposta in frequenza del circuito in funzione del carico: una dipendenza forte del guadagno d'anello di un sistema a retroazione dall'impedenza di carico esterna non lo rende sicuramente adatto a interfacciarsi con una moltitudine di carichi.

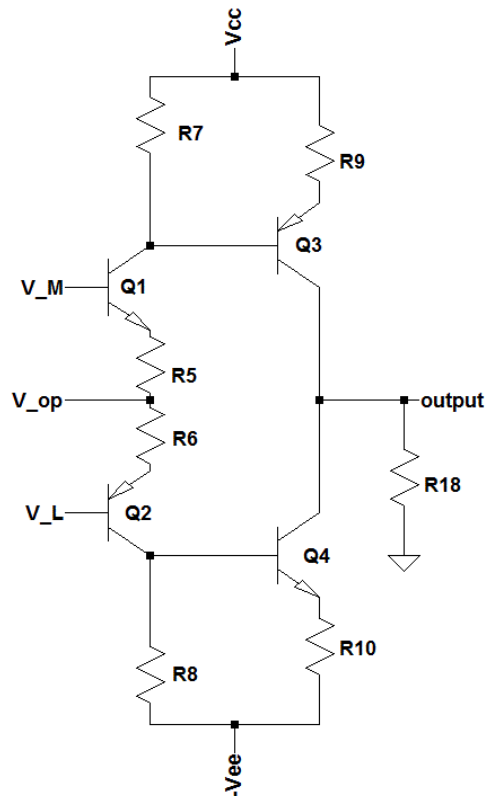


fig. 12: schema elettrico della sola parte a discreti del preamplificatore.

Le possibilità per ovviare al problema sono essenzialmente due:

- inserire una rete tra l'uscita del circuito in figura e la massa, per settare un "carico minimo" tale da rendere trascurabile, in alta frequenza, l'effetto dell'impedenza di carico esterna. Si otterrebbe un certo grado di indipendenza dal carico al prezzo di una riduzione di banda passante: inoltre un carico a bassa impedenza in alta frequenza può diminuire le prestazioni in termini di linearità;
- inserire una rete di retroazione locale con prelievo di tensione. Il nodo d'uscita diventerebbe a bassa impedenza (per quanto sarebbe comunque limitato il guadagno d'anello risultante, essendo frutto di un circuito semplice) e la banda passante aumenterebbe, facilitando l'applicazione dell'anello di retroazione globale e relativa compensazione.

Si è scelto di perseguire la seconda strada ottenendo un circuito di questo tipo:

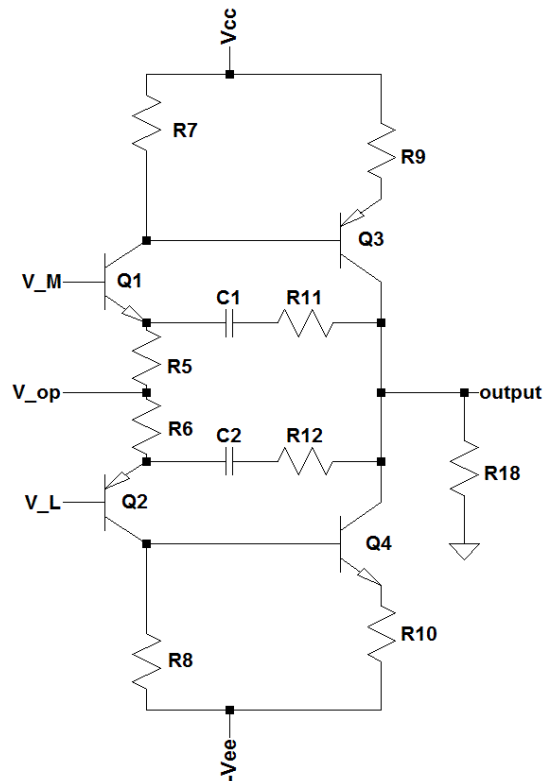


fig. 13: schema elettrico della sola sezione a discreti del preamplificatore, con l'applicazione delle reti di retroazione locale.

l'aggiunta di R_{11} e R_{12} rappresenta l'inserimento di un anello di retroazione con prelievo di tensione e confronto di corrente, in grado quindi di diminuire l'impedenza d'uscita. C_1 e C_2 sono presenti per impedire a R_{11} e R_{12} di alterare pesantemente la polarizzazione del circuito, vista la spiccata asimmetria fra le due parti (quella superiore, alimentata a +70V, quella inferiore invece a -12V). Essi sono tali da presentare impedenza trascurabile alle frequenze interessanti per la stabilità, e hanno un effetto secondario di aumentare il guadagno d'anello complessivo in continua, garantendo maggiore precisione.

Qui di seguito un diagramma di Bode che evidenzia l'applicazione di retroazione, con conseguente diminuzione del guadagno di transresistenza:

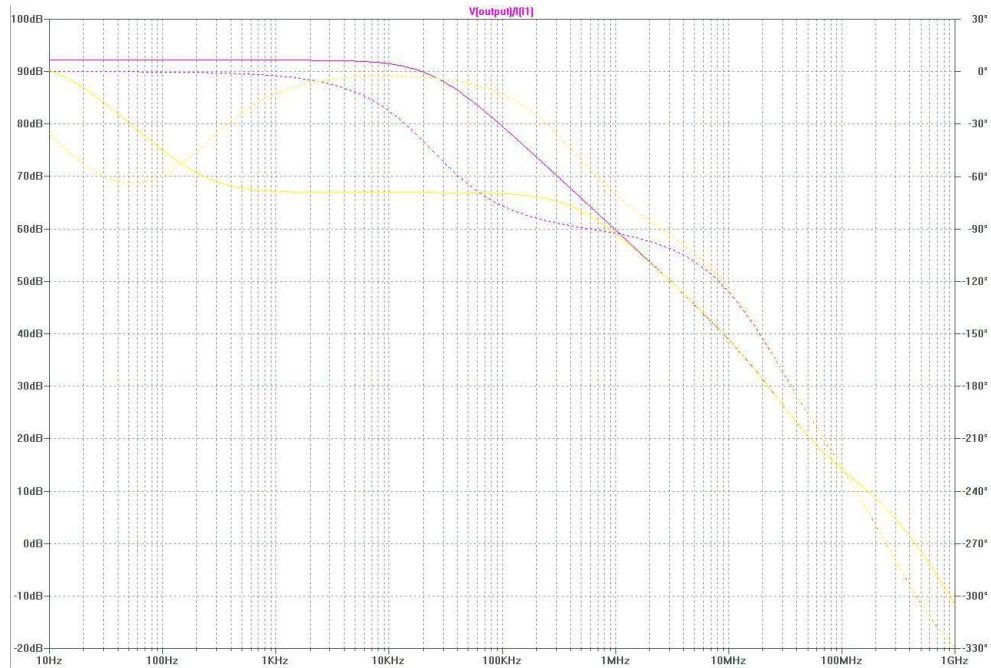


fig. 14: guadagno di transresistenza della parte a discreti del preamplificatore. La traccia rosa corrisponde al circuito ad anello aperto, mentre la traccia gialla si riferisce all'applicazione di retroazione (R_{11} , $R_{12} = 6.8k\Omega$).

Di seguito invece l'effetto di un carico capacitivo:

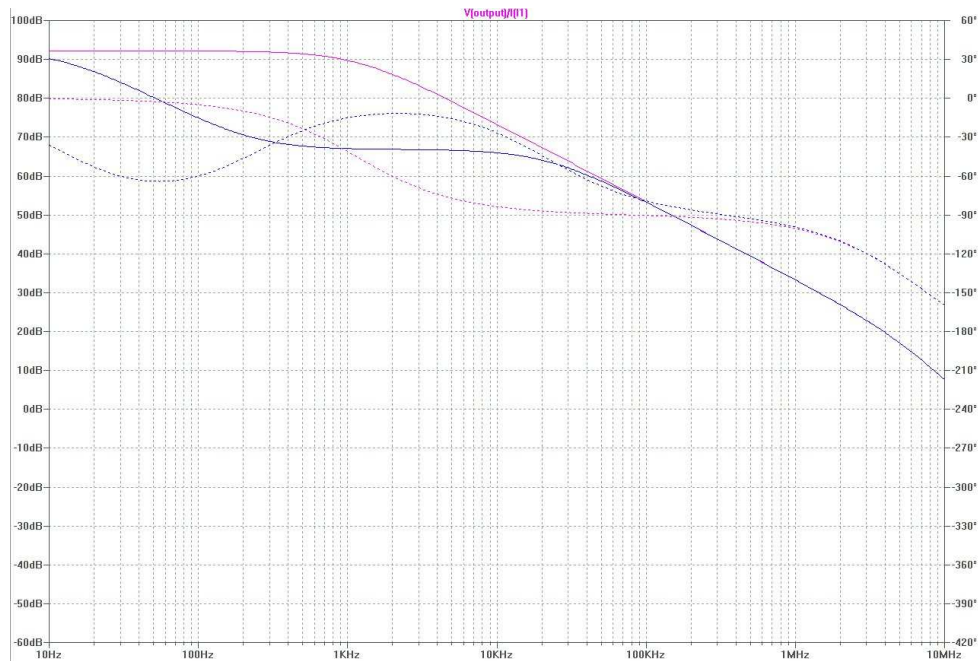


fig. 15: condizioni simili al diagramma precedente, ma con pesante carico capacitivo all'uscita (10nF). Si osservi come l'applicazione di retroazione permetta di estendere di almeno una decade la banda passante del circuito, e come (confrontando le due tracce con retroazione degli ultimi due diagrammi) la retroazione locale renda la banda passante del circuito piuttosto insensibile al carico.

Questo invece è il diagramma di Bode del guadagno d'anello risultante dall'applicazione della rete di retroazione:

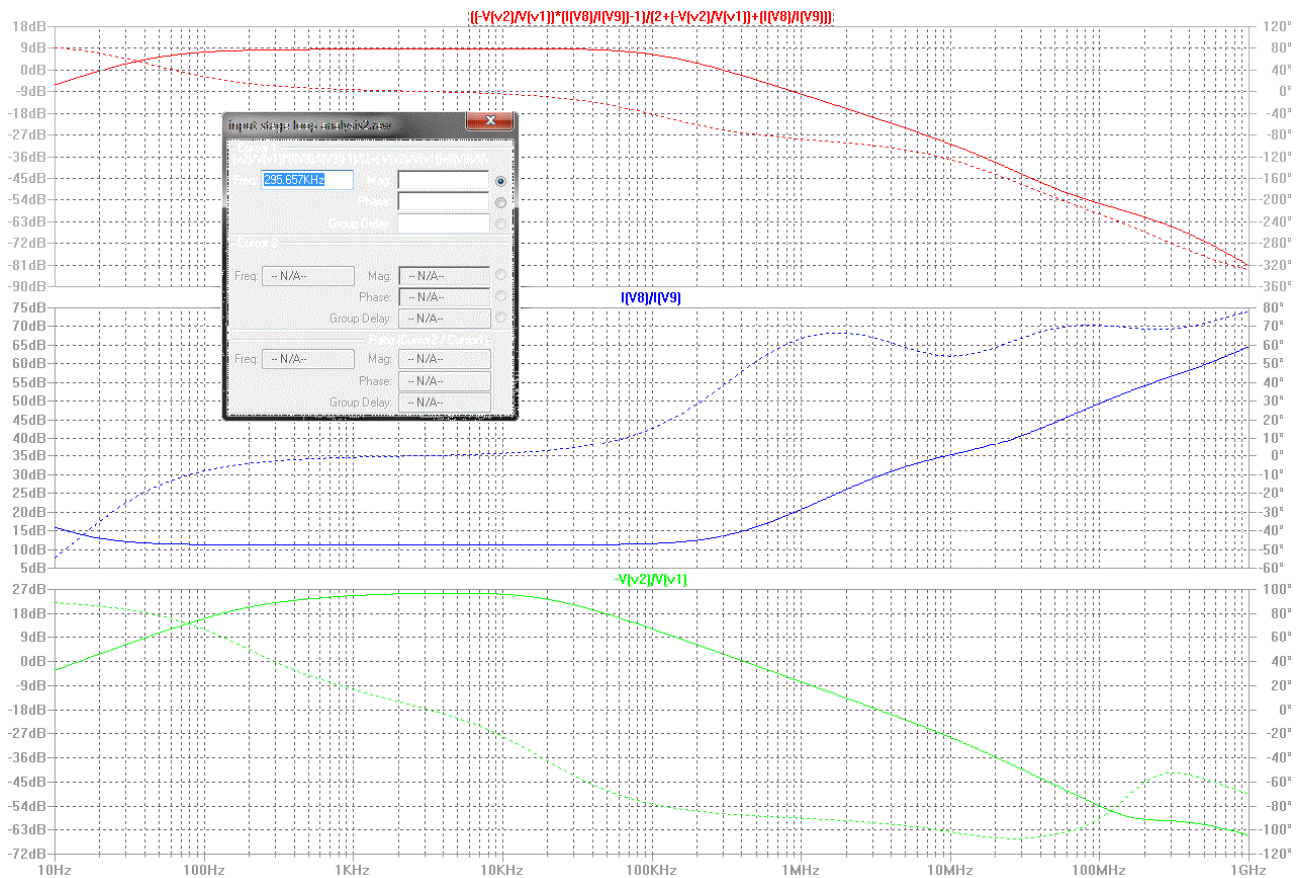


fig. 16: diagrammi dei guadagni d'anello (dal basso verso l'alto: guadagno d'anello di tensione, di corrente e complessivo) della sezione a discreti del preamplificatore. Il margine di fase risultante dall'applicazione di retroazione locale in un circuito molto semplice è tale da non necessitare alcuna forma di compensazione.

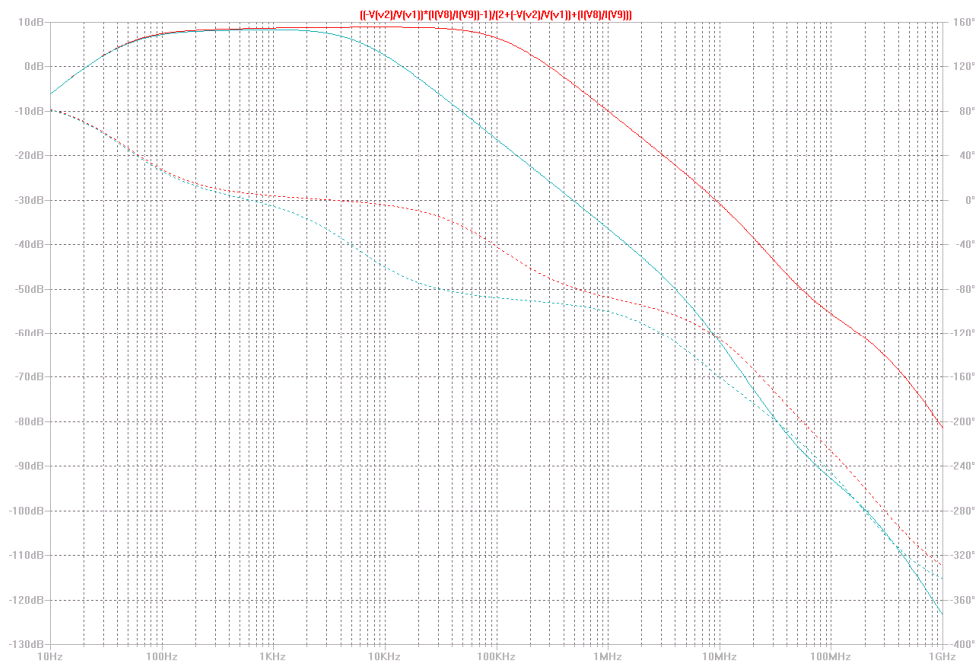


fig. 17: guadagno d'anello con presenza (traccia celeste) di carico capacitivo (10nF). Il guadagno d'anello diminuisce alle alte frequenze (di fatti, la presenza del condensatore non fa altro che settare un polo dominante nell'anello) ma il margine di fase rimane costante nei due casi.

Per quanto riguarda invece l'anello di retroazione globale, di seguito è mostrato lo schema di riferimento, e un preliminare diagramma di Bode del guadagno d'anello senza alcuna compensazione dell'anello globale inserita:

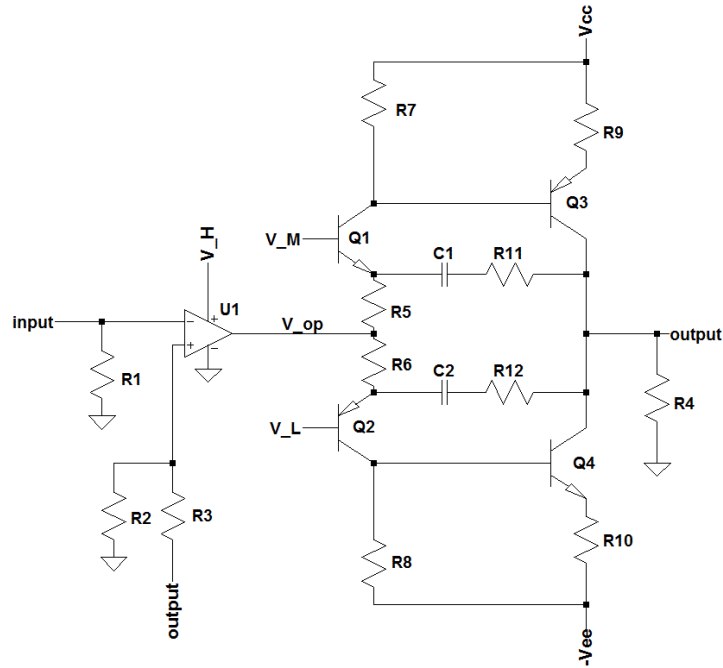


fig. 18: schema di riferimento semplificato per lo studio della stabilità del preamplificatore.

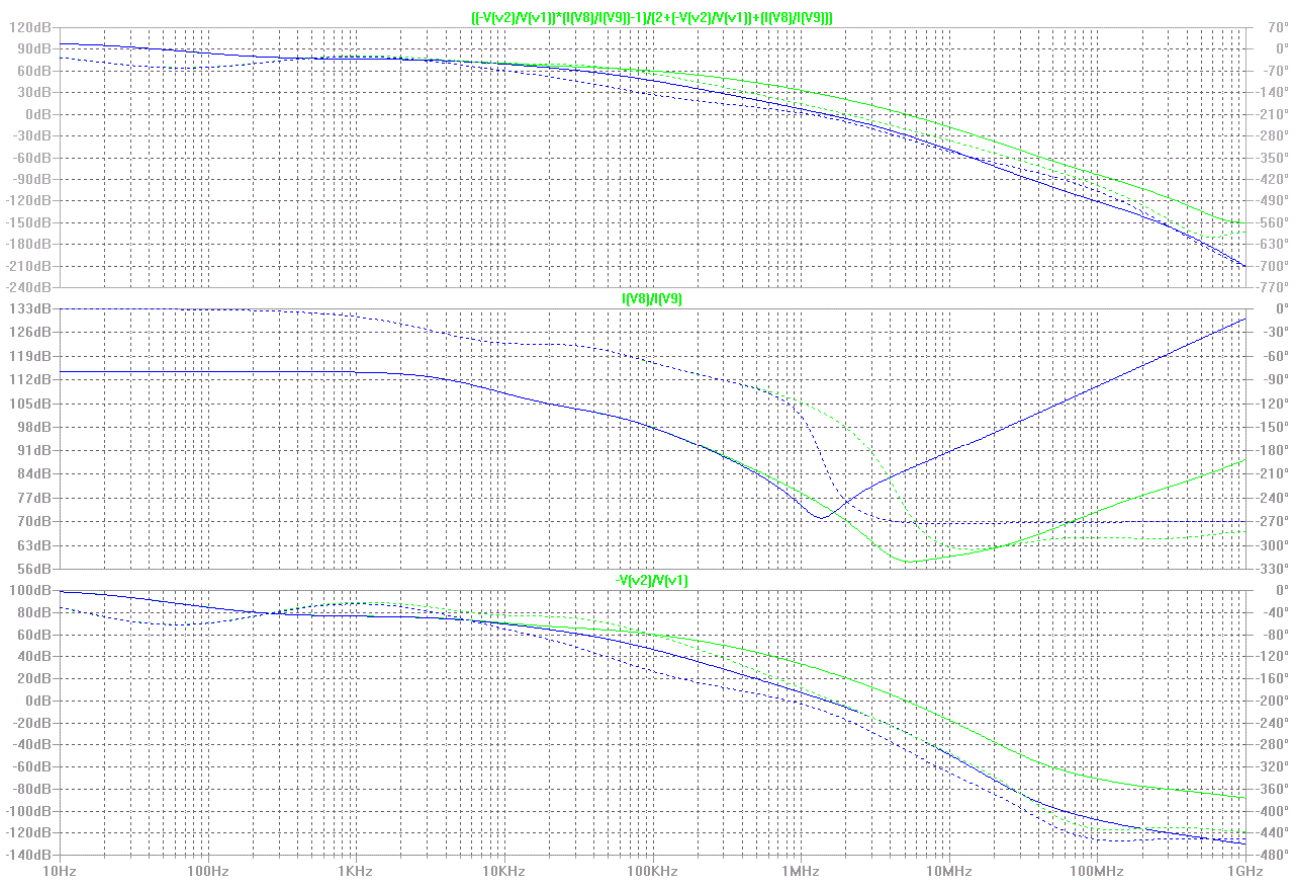


fig. 19: diagrammi di Bode del guadagno d'anello globale del circuito in figura precedente. Dal basso verso l'alto, diagramma del guadagno d'anello in tensione, in corrente e complessivo. La traccia verde, in tutti i grafici, si riferisce ad un carico resistivo, mentre quella blu si riferisce ad un carico capacitivo + resistivo (10nF). Si osserva un margine di fase inesistente in tutte le condizioni.

La strategia adottata per la compensazione del circuito è la stessa che sarà adottata per la sezione di potenza dell'amplificatore. Essenzialmente, si prevede di passare, all'aumentare della frequenza, da un anello di retroazione globale ad uno locale, attorno al solo amplificatore operazionale. Il circuito che realizza questa strategia è il seguente:

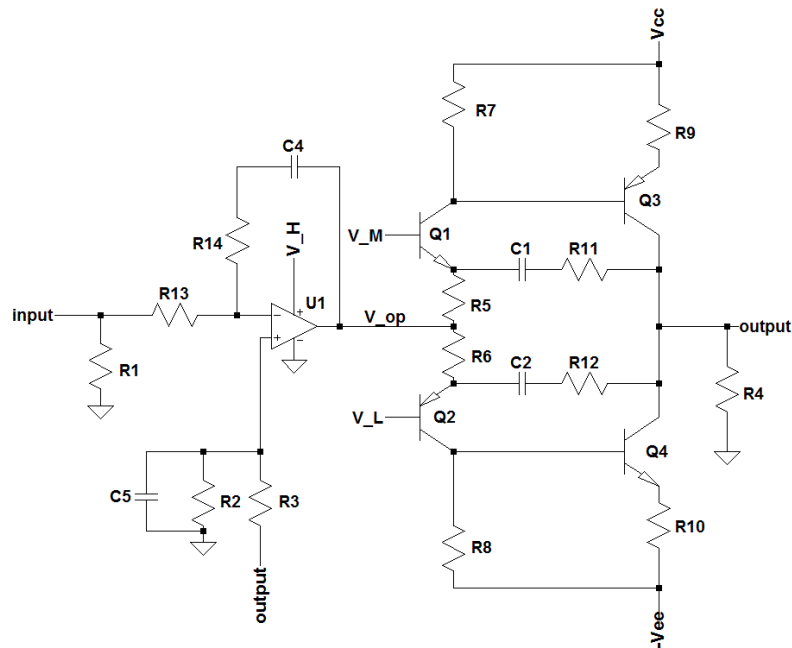


fig. 20: schema elettrico semplificato del preamplificatore, con gli elementi di compensazione inseriti (C_4 , C_5 , R_{13} , R_{14}).

La funzione di C_4 è di chiudere un anello di feedback locale attorno all'amplificatore operazionale, costituendo un semplice integratore invertente grazie anche alla presenza di R_{13} e R_{14} : quest'ultima in particolare introduce uno zero nella risposta dell'amplificatore operazionale, riducendo lo sfasamento da esso introdotto ad alta frequenza (il guadagno teorico smette di diminuire). C_5 invece ha il compito di diminuire il segnale di feedback proveniente dallo stadio a discreti prima che lo sfasamento introdotto da quest'ultimo diventa avvertibile. Ovviamente il segnale di retroazione perso per colpa di C_5 viene reinserito, in un anello più piccolo, grazie a C_4 .

E' qui che i risultati delle simulazioni iniziano ad essere piuttosto diversi dai risultati sperimentali. Infatti, assumendo $R_{13} = 4.7\text{k}\Omega$ e $R_{14} = 1\text{k}\Omega$, i valori di C_4 e C_5 che portano ad una fedele risposta alla rampa, priva di sovraelongazioni ma col minimo tempo di salita possibile sono rispettivamente 33pF e 100pF . In simulazione invece si osserva un margine di fase molto scadente in queste condizioni, che invece migliora molto ponendo $C_4 = 68\text{pF}$ e $C_5 = 22\text{pF}$ (frequenza di attraversamento pari a 800kHz per il guadagno d'anello). Queste differenze probabilmente sono dovute da un lato all'inaccuratezza dei modelli di simulazione, dall'altro all'influenza che possono avere nella realtà pratica altri elementi particolarmente influenti a queste frequenze come ad esempio il layout della scheda stampata e tutte le questioni ad esso legate (capacità parassite, induttanza dei componenti e dei collegamenti, etc...).

4e. Schema elettrico completo del preamplificatore

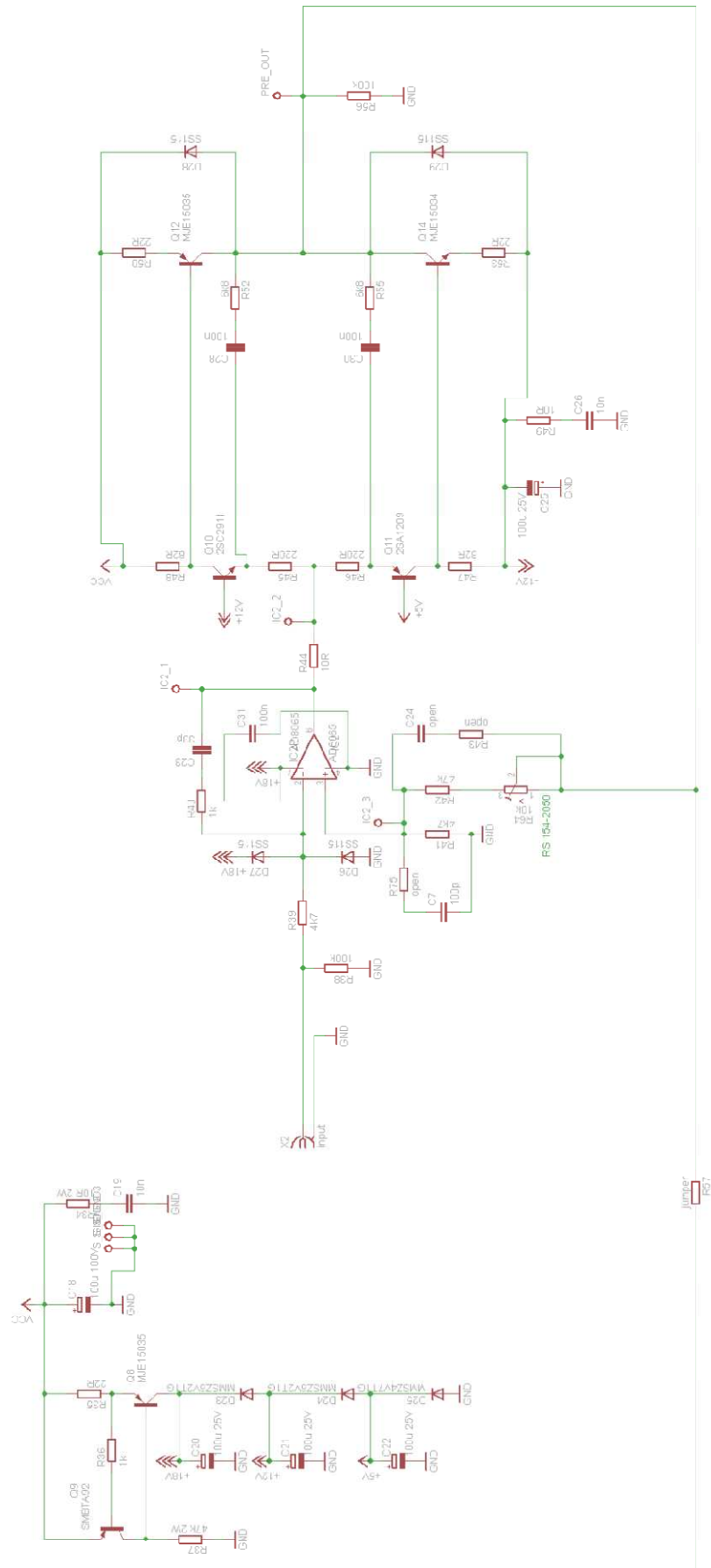


fig. 21: schema elettrico del preamplificatore.

4f. Prestazioni misurate del preamplificatore

Sono state effettuate delle misure sulla sola sezione preamplificatore, separabile dal resto, per valutarne le prestazioni e osservare gli eventuali scostamenti dai risultati previsti.

In tal senso si è proceduto ad effettuare una misura tale da mostrare sia la stabilità del circuito, sia le sue prestazioni in termini di velocità:

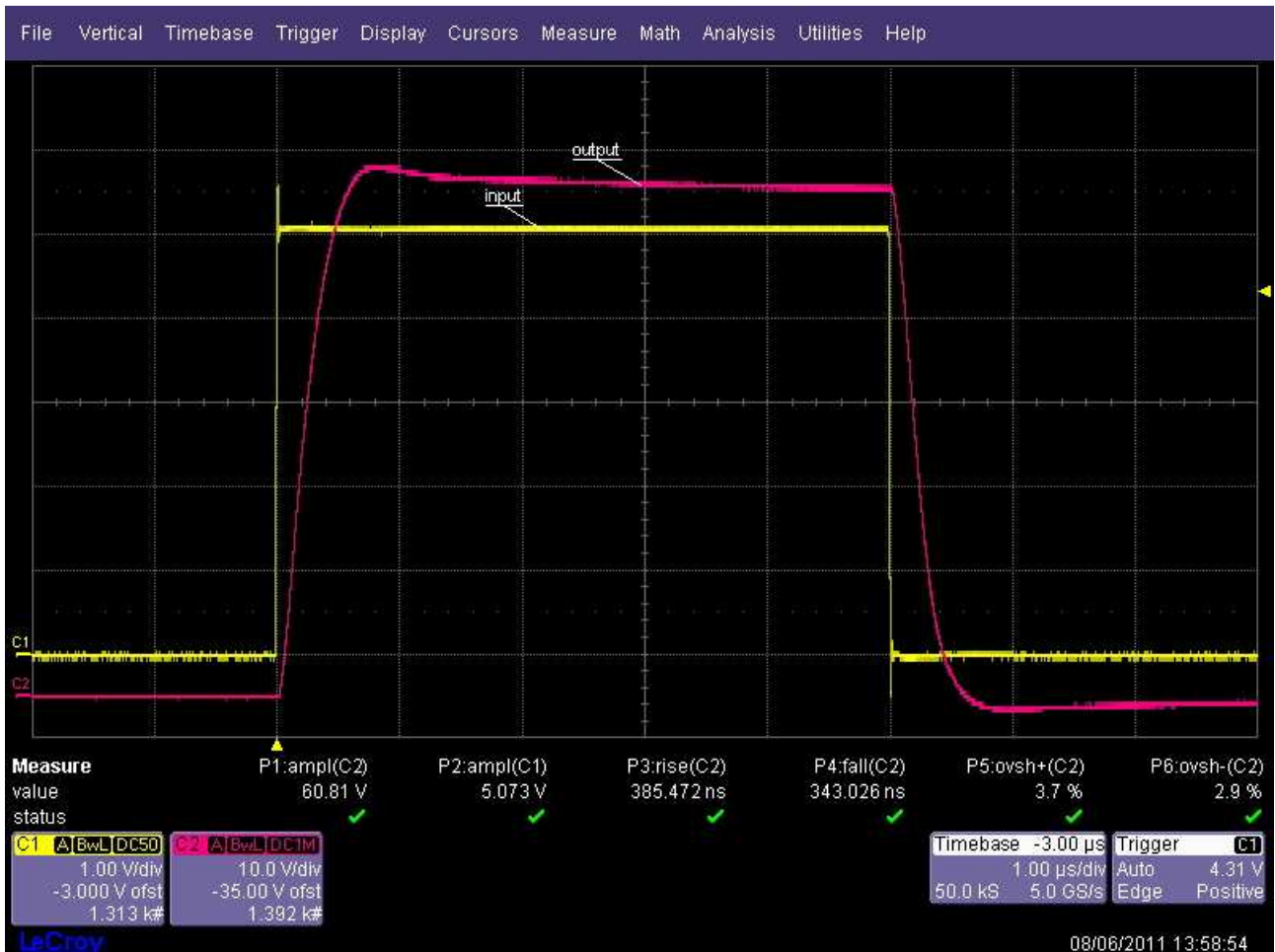


fig.22: misura di stabilità e velocità dell'amplificatore. Traccia gialla segnale d'ingresso, traccia rossa segnale d'uscita.

Le condizioni della misura sono le seguenti:

- segnale d'ingresso applicato tramite generatore di forme d'onda, tempo di salita e discesa intrinseco di circa 5ns, 5Vpk;
- alimentazioni del preamplificatore nominali (+70V, -12V);
- carico pari a quello dell'applicazione reale, ovvero 47kΩ resistivi;
- guadagno del circuito regolato (grazie al trimmer di taratura) per il valore nominale (12x).

Si può osservare un tempo di salita del segnale d'uscita pari a 381ns, un tempo di discesa pari a 347ns e una sostanziale assenza di sovraelongazioni indici di potenziali instabilità.

Modellando il circuito come un sistema a retroazione del secondo ordine, effettuando quindi una semplificazione, è possibile correlare la sovraelongazione misurata sulla risposta al gradino al margine di fase del sistema:

$$\%OS = 100e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}}$$

dove %OS è la sovralongazione in percentuale, Q è il fattore di merito del sistema. Da qui si può ricavare il margine di fase, e il risultato è che per una sovralongazione di circa il 3% il margine di fase corrispondente è circa 67° .



fig. 23: misura di stabilità e velocità dell'amplificatore a fronte di una riduzione della tensione di alimentazione.

Questa misura è stata effettuata nelle stesse condizioni della precedente salvo la riduzione della tensione di alimentazione principale (35V) e conseguentemente del segnale d'ingresso per mostrare come varia la velocità e stabilità del circuito. Si osserva uno slew rate sostanzialmente simile ma un aumento della sovralongazione, che indica un margine di fase ridotto a circa 63° .

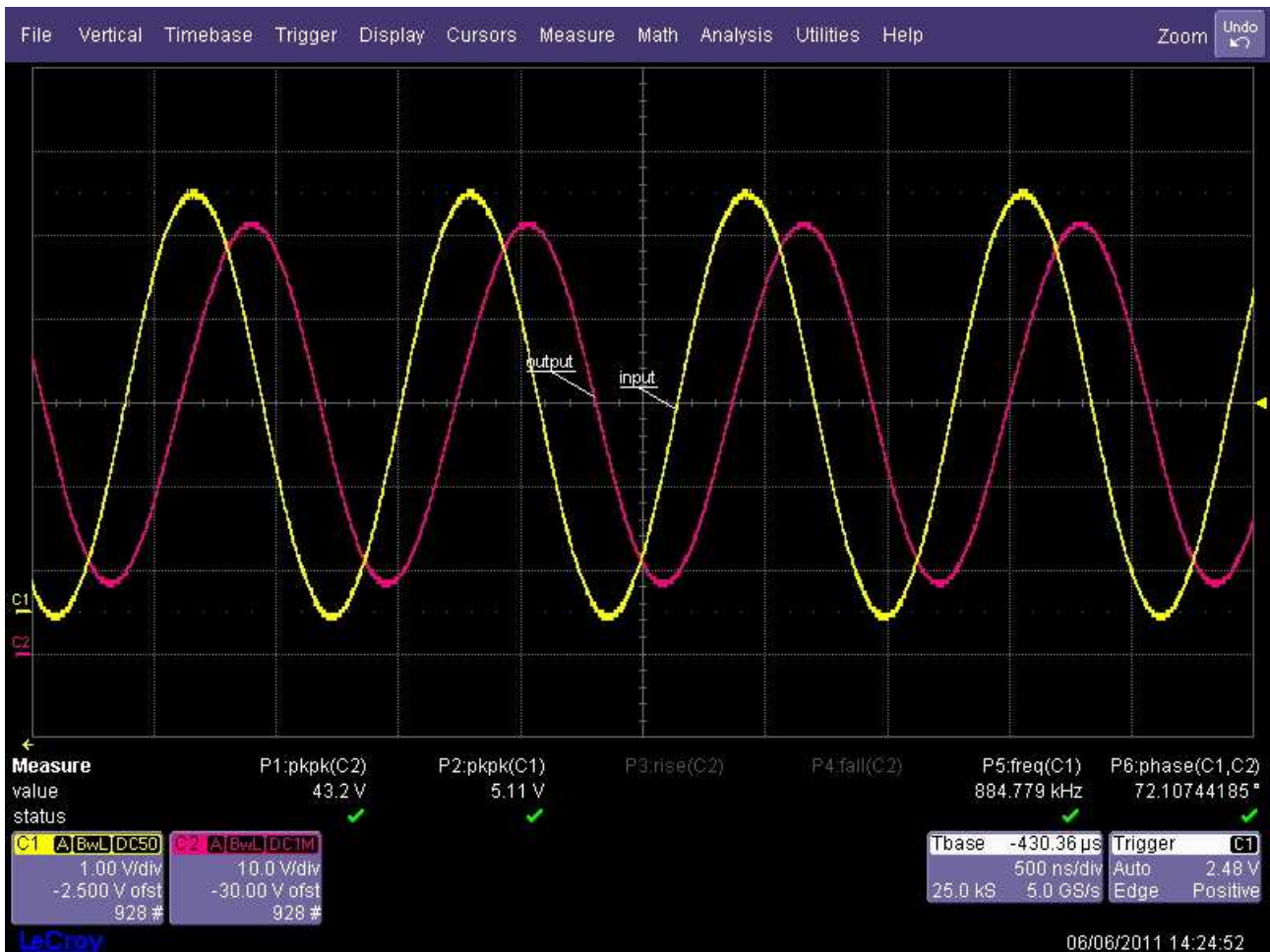


fig. 24: misura della banda passante del preamplificatore.

Si è effettuata una misura della banda passante del preamplificatore, osservando la risposta alla frequenza alla quale il guadagno del circuito (calibrato su un segnale a 1kHz) diminuisce di 3dB, rispetto al segnale d'uscita massimo. In tal senso si potrebbe definire una misura della power bandwidth, essendo effettuata ai grandi segnali: la frequenza risultante è pari a 885kHz. Questo risultato ben si accorda con l'approssimazione gaussiana del sistema: infatti si può predire la banda passante del circuito basandosi sul tempo di salita misurato in precedenza, con la semplice relazione:

$$B = \frac{0.34}{t_r} \cong 892kHz$$

dove B è la banda passante del sistema (si intende, ovviamente, un sistema che estende la sua banda passante fino alla continua, facendo quindi corrispondere banda passante con frequenza di taglio superiore) e t_r il tempo di salita della risposta al gradino.

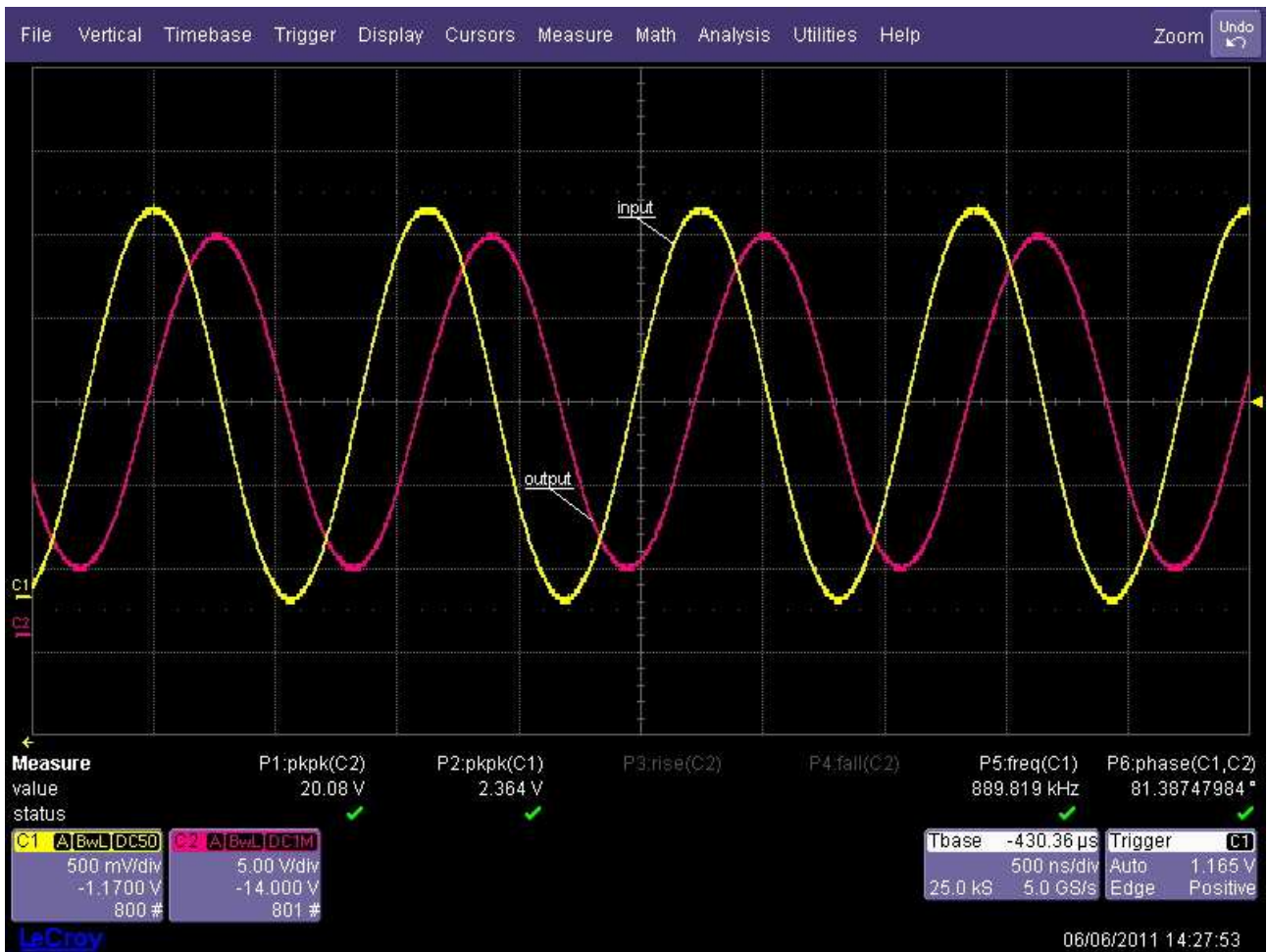


fig. 25: misura della banda passante del preamplificatore a fronte di una riduzione della tensione di alimentazione.

Come in precedenza, si è indagato sul comportamento dell'amplificatore in seguito all'alimentazione a metà tensione, si evidenzia un comportamento sostanzialmente simile.

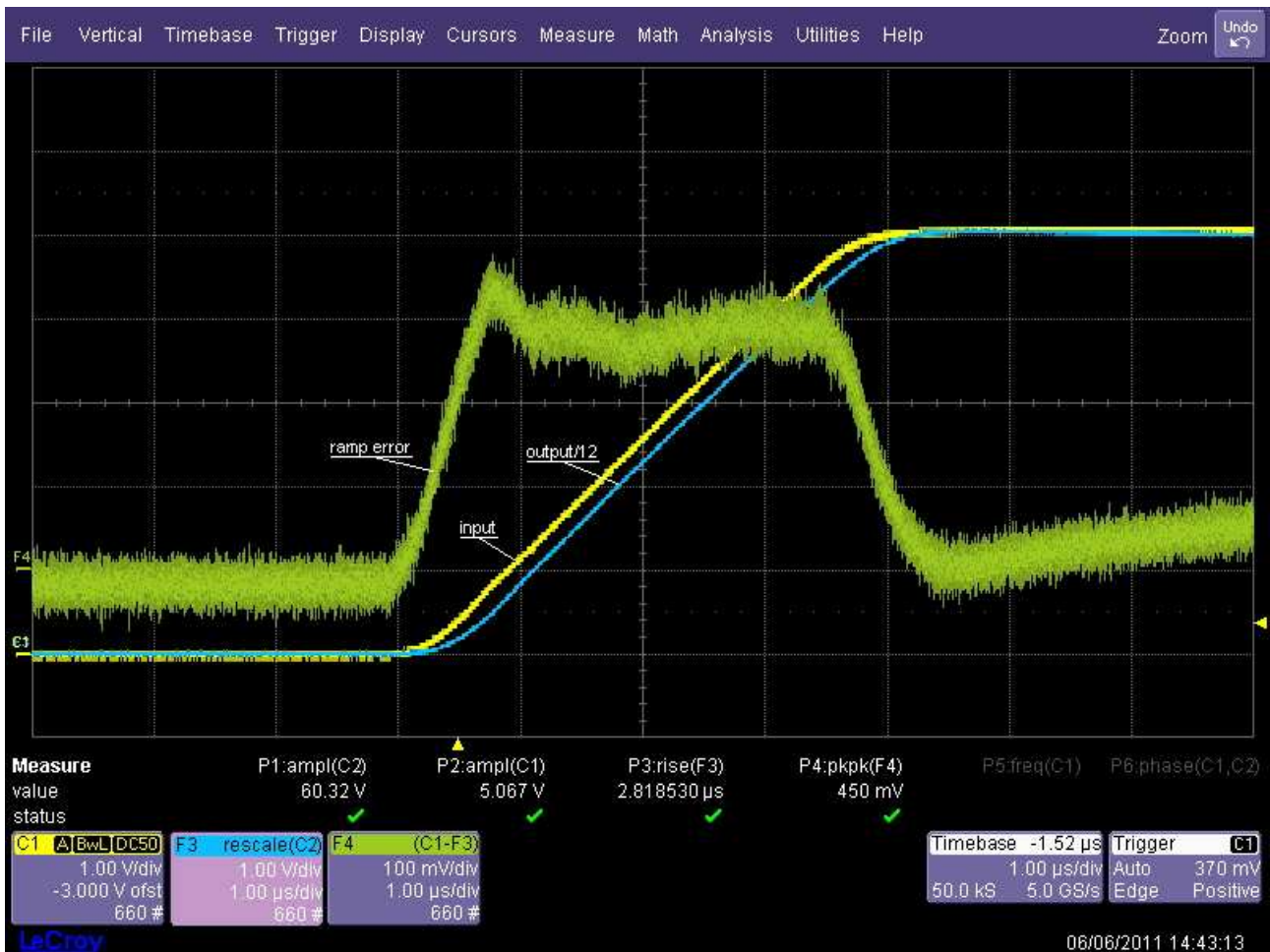


fig. 26: misura del segnale differenza ingresso-uscita, fronte ascendente.

La misura qui sopra ha bisogno di qualche spiegazione. Si è cercato di valutare la linearità del circuito a fronte di uno stimolo a rampa, esattamente i segnali che dovranno essere elaborati nell'applicazione reale. E' stato quindi applicato al circuito un segnale a rampa con 3μ s di fronte (da qui il tempo di salita pari a 2.8μ s, segnale giallo nel grafico), si è misurato il segnale d'uscita scalato del guadagno del circuito (celeste, nel grafico) e si è effettuata una semplice sottrazione: il segnale verde infatti non è altro che il segnale d'uscita scalato sottratto al segnale d'ingresso. Si evidenzia una differenza tra i due segnali di circa 400ns, evidentemente legata unicamente alla banda passante del circuito: in tal senso non si evidenziano particolari anomalie o discontinuità sul segnale.

La rampa a piena tensione di fronte 3μ s è stata scelta poiché corrisponde al segnale di test col più alto slew rate contemplato dalle specifiche.

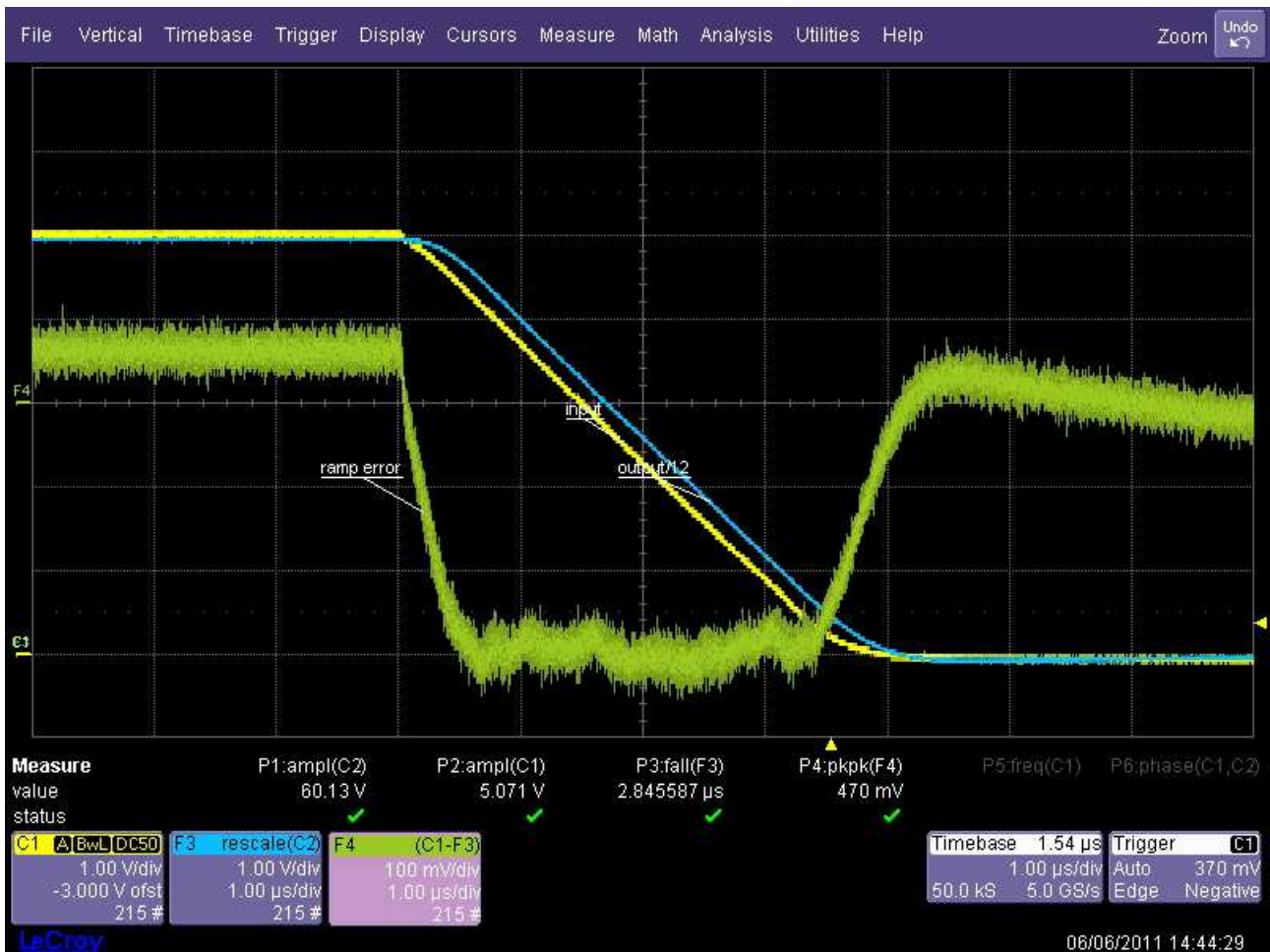


fig. 27: misura dell'errore sulla rampa in discesa.

Si è anche misurato il ritardo sullo stesso segnale di test al fronte di discesa, evidenziando dei risultati molto simili e correlati con la banda passante del circuito.

Capitolo 5: La sezione di potenza

5a. Design termico

Dissipazione media vs. dissipazione istantanea

L'amplificatore, come da specifiche, sarà sottoposto in ingresso a segnali impulsivi con ampia libertà sui livelli alto e basso, oltre che sulla pendenza delle rampe di transizione. Per poter calcolare gli stress elettrici, e quindi termici, ai quali sarà sottoposto, si rende necessario distinguere la dissipazione di potenza nei dispositivi di uscita in due contributi diversi, che si sommano:

- dissipazione dovuta alla corrente di alimentazione del DUT quando questo è acceso;
- dissipazione dovuta alle correnti di carica/scarica della capacità di ingresso del DUT.

Sono questi due contributi a spiegare la doppia specifica per la corrente d'uscita dell'amplificatore, una DC (5A) e una transiente (20A): a causa dell'effetto delle correnti impulsive, che saranno gestite tra l'amplificatore e il DUT, la dissipazione di potenza istantanea potrà superare di gran lunga la dissipazione di potenza media. Per un generico bipolo, sottoposto a sollecitazioni elettriche periodiche, queste due grandezze vengono definite nel seguente modo:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(\tau) d\tau$$

Nel nostro caso, onde evitare un sovradimensionamento eccessivo dei dispositivi di potenza e del dissipatore, si specificherà un modo di funzionamento che renderà il duty cycle del segnale all'uscita molto piccolo: essenzialmente si utilizzerà un periodo T del segnale molto lungo rispetto alla durata delle transizioni. Tipicamente le transizioni saranno dell'ordine di grandezza dei microsecondi, mentre il periodo di ripetizione degli stimoli sarà di decine di millisecondi, garantendo un tempo di integrazione sufficientemente ampio alle correnti impulsive tale da rendere il loro contributo sulla dissipazione di potenza trascurabile. In questo modo il design termico può essere fatto considerando solo la corrente d'uscita continua (DC, 5A).

Calcolo della massima potenza dissipata

- Tensione di alimentazione: massima tensione applicabile al DUT, sommata con un adeguato margine (almeno $V_{gs(on)}$ in caso di dispositivi di uscita del tipo MOSFET), supponiamo 70V;
- Corrente di uscita: quella massima in condizioni DC, ossia 5A;
- Tensione di uscita: tale da massimizzare la dissipazione di potenza.

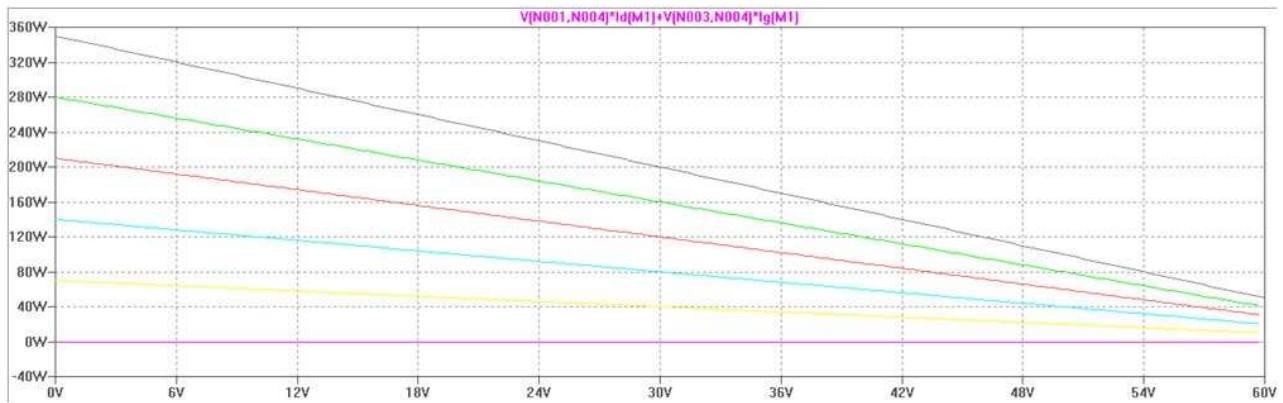


fig. 28: una semplice visualizzazione grafica della potenza dissipata nell'amplificatore, in base alla tensione e corrente d'uscita, partendo da un'alimentazione di 70Vdc.

Il grafico in figura ovviamente ha senso solo fintantoché sono possibili le condizioni descritte:

- se il DUT è un regolatore lineare, esso assorbirà una corrente dall'alimentazione praticamente pari alla corrente di uscita, indipendentemente dalla tensione di alimentazione, fino allo spegnimento dovuto ad una tensione d'ingresso troppo bassa (tipicamente, 9-10V): la dissipazione per l'amplificatore seguirà quindi le linee in figura, e il picco di dissipazione corrisponde al punto più alto della curva grigia;
- se il DUT è un DC/DC, esso avrà un assorbimento di potenza costante, quindi la massima corrente assorbita corrisponderà alla minima tensione di ingresso, condizioni esattamente identiche alle condizioni di caso peggiore dell'esempio precedente, riguardante un regolatore lineare.

La dissipazione massima di potenza è quindi il punto più alto della curva grigia, che da un semplice calcolo risulta corrispondere a circa 300W.

5b. MOSFET versus BJT

La scelta del tipo di dispositivo per gestire questi livelli di potenza è ricaduta essenzialmente su due tipi di componenti:

- transistor bipolari di potenza per applicazioni audio (ossia con alta frequenza di transizione, ampia SOA e buon andamento del guadagno alle alte correnti), es. MJL4281, MJ15024, MJ21196...;
- MOSFET di potenza - qui il range entro cui scegliere è molto più ampio, a causa dell'enorme diffusione dei convertitori switching e relativi dispositivi associati. Questi transistor hanno molti parametri da tenere in considerazione per la scelta ed è necessario confrontare le prestazioni complete dello stadio di potenza, anziché valutare il singolo dispositivo.

Normalmente, i MOSFET di potenza moderni sono dispositivi ad arricchimento, ciò significa che a tensione gate-source (V_{gs}) pari a zero, non ci sarà passaggio di corrente tra i terminali di drain e source. Inoltre, a differenza dei comuni transistor di potenza, che possiedono strutture anche complesse ma comunque monolitiche, i MOSFET presi qui in considerazione sono dispositivi a celle, ossia costituiti da un numero molto elevato di celle elementari MOS in parallelo tra loro, al fine di distribuire meglio le correnti e la dissipazione di potenza, ottenendo densità di correnti molto maggiori rispetto ai comuni transistor bipolari.

I MOSFET di potenza non hanno bisogno di potenza di pilotaggio continua, a differenza dei transistor bipolari, ma hanno comunque bisogno di forti correnti impulsive di gate per variare la corrente che scorre nel dispositivo. Essenzialmente, visto al nodo di ingresso, un MOSFET è un condensatore, seppur nonlineare, e tipicamente la capacità è proporzionale alla corrente gestibile dal dispositivo.

La principale applicazione dei dispositivi MOSFET è quella di interruttori controllati, in convertitori DC/DC, rettificatori sincroni, etc., da qui la scelta dei produttori dei dispositivi di focalizzare la caratterizzazione degli stessi, a livello di datasheet, sui parametri utili a queste applicazioni. In particolare:

- la mancata caratterizzazione, di frequente, per una SOA in DC;
- i dati sulla velocità del dispositivo (capacità, carica e tempi) sono caratterizzati e rivolti a configurazioni di tipo source comune.

Entrambi questi fattori non aiutano il design di amplificatori lineari, come il caso di questa trattazione. E' necessario quindi rielaborare i dati di caratterizzazione in funzione delle proprie peculiari esigenze.

In generale, nelle applicazioni di amplificazione lineare, i MOSFET possono avere larghezze di banda in frequenza molto più elevate dei transistor bipolari. Questo fatto, secondo alcuni autori (ref. [1]), si manifesta essenzialmente nella pratica in applicazioni lineari in una loro inclinazione particolare alle oscillazioni parassite, più che un reale vantaggio nella banda passante dell'amplificatore complessivo. C'è da dire che questo accade in particolare quando ai MOSFET vengono applicati gli stessi criteri progettuali dei transistor bipolari, adattando circuiti già esistenti per quest'ultimi anziché tener conto, in fase progettuale, delle rilevanti differenze nell'uso di dispositivi MOSFET.

Altra peculiarità dei MOSFET di potenza è il cambio di segno del coefficiente termico della legge che lega la tensione gate-source con la corrente di drain. Di solito nei dispositivi di potenza viene caratterizzato il coefficiente termico della resistenza intrinseca di canale, $R_{ds(on)}$, utile per applicazioni switching. Nel nostro caso, invece, il comportamento fuori dalla zona triodo del MOSFET di potenza è duale: ad alte correnti il coefficiente termico è negativo, dando un livello di auto-protezione ai dispositivi, mentre a basse correnti il coefficiente è positivo, creando in teoria le condizioni per una fuga termica o almeno un certo grado di instabilità nella corrente a riposo.

Rispetto ai BJT di potenza, i MOSFET utilizzati negli stadi di uscita degli amplificatori lineari a discreti, possiedono una più limitata transconduttanza, questo limita le performance come linearità ed impedenza d'uscita. E' pur vero che la loro maggiore velocità permette di aumentare il guadagno d'anello alle alte frequenze, ma spesso questo miglioramento si compensa con le peggiori prestazioni, rendendo il bilancio nullo.

Per riassumere, si possono raccogliere in pochi punti le differenze salienti tra i due tipi di dispositivi in applicazioni lineari:

Vantaggi dei MOSFET di potenza rispetto ai BJT di potenza

- potenza di pilotaggio più limitata per i MOSFET, questo può semplificare il design degli stadi di pilotaggio, in quanto la capacità di erogazione di corrente spesso è simile, ma la potenza media dissipata è di gran lunga inferiore, essendoci corrente di pilotaggio solo in condizioni impulsive nei MOSFET;
- assenza del meccanismo di guasto per breakdown secondario nei MOSFET. Questo può semplificare il design dei circuiti di protezione, se presenti, o fornire un margine di sicurezza in caso di assenza di protezioni, specialmente per carichi fortemente reattivi;
- assenza di fenomeni di accumulo di carica nei MOSFET, presenti invece nei BJT. L'eliminazione di questo effetto secondario permette transizioni di spegnimento migliori nei MOSFET;
- il costo. In tempi recenti, a parità di corrente gestita, probabilmente a causa del maggiore volume di produzione, i MOSFET di potenza costano meno dei BJT.

Svantaggi dei MOSFET di potenza

- la linearità degli stadi di uscita a MOSFET è peggiore di quelli a BJT, quando (per rendere un confronto equo) quest'ultimi vengono degenerati (classica resistenza di emettitore) per fornire transconduttanze simili. Per uno stadio d'uscita in classe B, le caratteristiche di conduzione non si sovrappongono

facilmente come per i BJT, inoltre la scarsità di dispositivi complementari complica ulteriormente il settaggio di un punto di polarizzazione ottimale;

- la tensione di pilotaggio nei MOSFET è molto più alta (4-5V vs. 0.65V) rispetto alla tensione di pilotaggio dei BJT. Questo riduce l'efficienza energetica dello stadio d'uscita, a meno che gli stadi precedenti non siano alimentati a tensioni più elevate rispetto allo stadio di potenza;
- le correnti di pilotaggio molto elevate richieste per le commutazioni dei MOSFET portano a dover introdurre complicazioni ulteriori negli stadi di pilotaggio per gestire le transizioni con bassa distorsione;
- a parità di corrente gestita, la resistenza di canale minima $R_{ds(on)}$ dei MOSFET è più alta della resistenza equivalente dovuta alla $V_{ce(sat)}$ dei BJT di potenza, questo porta ad un'ulteriore riduzione di efficienza energetica. C'è da dire però che questo fenomeno è facilmente osservabile per i vecchi MOSFET a struttura laterale per applicazioni audio, mentre le ultimissime generazioni di MOSFET a struttura verticale per switching hanno resistenze interne praticamente inferiori a quelle dei collegamenti, apparendo quindi del tutto trascurabili;
- la capacità dei MOSFET di potenza di oscillare a frequenze molto alte, andando in contro anche a fenomeni distruttivi. Questo può limitare la libertà che si pensa di avere utilizzando dispositivi intrinsecamente più veloci dei BJT;
- la variabilità delle caratteristiche dei MOSFET da campione a campione rende difficile l'adozione di più dispositivi in parallelo, e ancora più difficile la ricerca di coppie complementari.

Da questa disamina sono stati esclusi volutamente i dispositivi di tipo IGBT, per i seguenti motivi:

- in applicazioni lineari, alcuni (ref. [1]) sostengono che questi racchiudano i peggiori svantaggi dei BJT e dei MOSFET (in particolare si pensi all'effetto del tiristore parassita), quando invece sono le applicazioni switching che danno loro senso di esistere;
- la scarsità di dispositivi in package plastici di ridotte dimensioni e comodi da utilizzare, oltre alla scarsità di dispositivi tipo P;
- in generale, per applicazioni a tensioni inferiori dei 500V, i MOSFET moderni sono superiori agli IGBT sotto ogni parametro.

Nella decisione di adottare dispositivi di tipo MOSFET per l'amplificatore in oggetto si è tenuto conto dei seguenti fattori, dettati dalla peculiare applicazione dello stesso, che mettono in discussione e, in alcuni casi, capovolgono i pregi/difetti elencati sopra:

- l'amplificatore dovrà erogare correnti in larga parte assorbite dal DUT. Questo rende inutile la simmetria dello stadio d'uscita, rilassando i requisiti sulla reperibilità di dispositivi tipo P e del loro abbinamento effettivo ai dispositivi di tipo N, per quanto riguarda caratteristiche di uscita, dissipazione di potenza, coefficienti termici...;
- le forme d'onda riprodotte saranno di tipo pressoché quadro, a bassi duty cycle: questo comporta un valore RMS molto limitato della corrente di pilotaggio dei MOSFET, rendendo non necessario uno stadio driver capace di dissipare elevate potenze;
- la necessità di coniugare grande dissipazione di potenza e alta velocità implica un numero di dispositivi attivi non molto elevato: da qui la necessità di dispositivi di potenza in grado di sopportare la massima corrente di picco in uscita, alla massima temperatura operativa, alle condizioni peggiori di tensione (minima tensione d'uscita) senza incorrere in fenomeni di breakdown secondario.

Mettendo insieme queste considerazioni si è giunti alla decisione di usare dispositivi di tipo MOSFET nello stadio di potenza dell'amplificatore.

5c. Considerazioni termiche sui MOSFET

La dissipazione di potenza nell'amplificatore sarà concentrata a carico dei dispositivi che collegheranno l'alimentazione all'uscita, ovvero i cosiddetti dispositivi di "pull-up" che, avendo scelto una configurazione a drain comune, saranno di tipo N.

Questo perché il dispositivo di "pull-down", di tipo P, si limiterà a gestire correnti impulsive di ritorno dalle eventuali capacità in ingresso del DUT, e sarà svincolato dalla necessità di erogare anche una corrente DC sovrapposta. Il bassissimo duty cycle risultante ($< 1\%$) da questo modo di funzionamento porta il dispositivo a dissipare una potenza media di circa 15W. Per praticità, nonostante il differente ordine di grandezza di potenza dissipata rispetto ai dispositivi N-MOSFET del "pull-up", è stato scelto di montare il dispositivo P-MOSFET sul dissipatore comune. Quindi il dispositivo "pull-down" sarà sottoposto all'innalzamento di temperatura dovuto al posizionamento sullo stesso dissipatore dei dispositivi di "pull-up": dovrà riuscire a gestire entro la propria SOA la massima corrente in uscita dell'amplificatore alla temperatura di lavoro degli altri dispositivi, requisiti in conclusione non molto differenti da quelli dei dispositivi N, con l'unica differenza che non sarà necessaria una caratterizzazione DC per la SOA.

Il criterio fondamentale per la scelta dei dispositivi attivi è il giusto compromesso tra velocità (correlata a capacità parassite piccole) e potenza dissipabile. Si sono raccolti i dati di una selezione dei dispositivi in commercio, confrontandoli tenendo conto di alcuni fattori:

- velocità: le capacità parassite da confrontare sono quelle totali e riferite alla particolare configurazione (drain comune). Questo porta al calcolo di un singolo numero che esprime la capacità parassita del dispositivo, per rendere più significativo il confronto, portandosi alle effettive condizioni di funzionamento;
- package: si è scelto di confrontare solo dispositivi in package TO220, TO247 e TO3P per rendere il layout della scheda stampata e il montaggio semplice;
- numero dei dispositivi: è possibile calcolare il numero ottimo di dispositivi in parallelo per rispettare la potenza dissipabile e ottenere la minor capacità possibile, è un calcolo che nella progettazione di circuiti integrati si fa spesso. Purtroppo però non sono noti dei dati riferiti all'architettura del dispositivo, come per esempio l'area totale di gate, che può essere solo stimata dalle capacità. Ciononostante, si è visto empiricamente confrontando i dati dei MOSFET che questo numero sembra essere tra 3 e 4: in ogni caso si è privilegiata una soluzione col minor numero di dispositivi possibili per questioni di praticità.

Si è scelto dall'inizio un dissipatore di calore per il progetto in questione. E' un'unità Fisher Elektronik raffreddato ad aria, nominalmente da $0.175^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Si è voluto eseguire un test, per simulare le condizioni di funzionamento dell'amplificatore, montando 3 dispositivi di potenza (dei transistor bipolari) e facendo dissipare loro 100W l'uno: questo per confermare l'effettiva resistenza termica del dissipatore ma soprattutto per valutare l'effetto della resistenza termica del contatto dispositivo-dissipatore. I dati rilevati parlano di una temperatura media del dissipatore di 75°C (resistenza termica di $0.183^{\circ}\text{C}/\text{W}$) e una temperatura del package del dispositivo che nel punto più caldo misura 82°C . Questo risultato è estremamente positivo poiché ci si aspettava una resistenza termica maggiore tra dispositivo e dissipatore: in realtà, nel progetto definitivo, l'utilizzo di dispositivi MOSFET in package lievemente più piccolo porterà a dei valori di resistenza termica sostanzialmente peggiori. In quest'ottica appare sensata la scelta fatta fin da subito di garantirsi ampio margine di sicurezza scegliendo una temperatura massima di giunzione di 130°C .

Calcolo della potenza dissipabile dai dispositivi:

Per tutti i MOSFET del confronto e, praticamente, per quasi tutti i MOSFET di potenza moderni, la temperatura massima di giunzione è 175°C. Tenendo un adeguato margine, si è fissata una temperatura massima operativa di giunzione di 130°C e, avendo già scelto e caratterizzato un dissipatore adatto al progetto, si calcola una massima temperatura del dissipatore di 80°C a fronte dei 300W dissipati. Per semplicità, si confonde la temperatura del dissipatore con quella del contenitore del dispositivo: la semplificazione è lecita se si presta particolare cura alla scelta dell'isolante tra dispositivo e dissipatore (Kapton nel nostro caso) e alla tecnica di montaggio. Sono due le condizioni da rispettare per garantire che il dispositivo sopravviva dal punto di vista termico:

- il datasheet del dispositivo esprime sempre una potenza massima dissipabile, e questa è riferita a condizioni di temperatura di case uguale a quella ambiente, dissipatore infinito e stimolo a singolo impulso. E' altresì possibile calcolare il giusto derating, per un utilizzo a temperature di case superiori, tramite una semplice espressione:

$$P_{d_max_1} = P_{d_abs_max} - (T_c - T_{amb}) \cdot df$$

dove $P_{d_abs_max}$ è il dato massimo del datasheet, T_c è la temperatura di case, T_{amb} quella di ambiente e df è il fattore di derating (anch'esso specificato nel datasheet).

- la potenza massima dissipata sul dispositivo dev'essere coerente con le temperature di case e di giunzione che si intendono ottenere, in tal caso:

$$P_{d_max_2} = \frac{T_j - T_c}{R_{thj-c}}$$

dove R_{thj-c} è la resistenza termica tra giunzione e case del dispositivo (dato di datasheet).

Questi due dati devono essere coerenti, ovvero bisogna rispettare il minore dei due, che tipicamente risulta essere il secondo.

Calcolo della capacità parassita dei dispositivi:

I dati di capacità parassita dei MOSFET sono dati tipicamente da tre valori: C_{iss} , C_{oss} , C_{rss} . Il significato è intuitivo e si riferisce alla capacità di ingresso, di uscita e alla capacità "reverse transfer" che è quella da tenere in considerazione per il calcolo secondo teorema di Miller. In termini più tradizionali:

$$C_{gd} = C_{rss}, C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}, C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

In configurazione drain comune, la capacità C_{gs} subisce un effetto "bootstrap" dovuto all'anello di retroazione intrinseco presente nello stadio. Questo anello è del tipo prelievo di tensione / confronto di tensione (classica configurazione ad inseguitore), quindi in grado di aumentare l'impedenza d'ingresso (diminuendo la capacità di ingresso) di un fattore legato al guadagno dello stadio:

$$Z'_{in} = Z_{in} \cdot (1 + \beta A_{ol}) = Z_{in} \cdot (1 + T)$$

dove Z'_{in} è l'impedenza d'ingresso ad anello chiuso, Z_{in} quella ad anello aperto, β è il fattore di retroazione, A_{ol} il guadagno ad anello aperto dello stadio e T il guadagno d'anello. Si può modificare l'espressione per portare in evidenza il guadagno ad anello chiuso, che è un fattore facile da misurare. Si parte dall'espressione nota:

$$A_F = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T}{1 + T}$$

da cui, siccome $\beta = 1$ data la configurazione a drain comune, dopo semplici passaggi si ottiene

$$T = \frac{A_F}{1 - A_F}$$

la quale sostituita nell'espressione dell'impedenza d'ingresso porta ad esprimere quest'ultima in funzione del guadagno ad anello chiuso:

$$Z'_{in} = Z_{in} \cdot \left(1 + \frac{A_F}{1 - A_F}\right)$$

Questa espressione vale chiaramente anche per la parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso. Ricordando che la reattanza è inversamente proporzionale alla capacità, la relazione può essere riscritta, semplificando la pulsazione:

$$C_{in} = C_{gs} \cdot (1 - A_F)$$

Questa relazione evidenzia come tanto più piccola è la differenza tra il guadagno dello stadio e l'ideale guadagno unitario, tanto più è piccolo il valore della capacità d'ingresso effettiva nel circuito.

Nei calcoli della tabella si è tenuto conto di un valore di AF pari a 0.9 (-1dB), valore ottenuto a seguito di simulazione a frequenza elevata in condizioni di piccolo segnale. In pratica la capacità d'ingresso effettiva sarà 1/10 della capacità reale del dispositivo. Questa capacità, per ottenere un singolo valore di capacità parassita di confronto, andrà a sommarsi con la Cgd che, dato il funzionamento dello stadio a drain comune, non aumenta per effetto del guadagno dello stadio, essendo il nodo di drain collegato all'alimentazione e quindi virtualmente a massa.

Qui di seguito la tabella che riassume le possibilità di scelta per i dispositivi di tipo N, per "pull-up":

Nome dispositivo	Tipo, package	Pd_abs_max (W)	Derating factor (W/°C)	Pd_max_1 (W)	Rthj-c (°C/W)	Pd_max_2 (W)	Numero dispositivi necessari	Pd per device (W)	Ipk per device (A)	Idc per device (A)	Cin effettiva totale (pF)
IRFP4668	NMOS 200V, TO-247	520	3,5	345	0,29	172,41	3	96,67	6,67	1,67	3648
IRFP4110	NMOS 100V, TO-247	370	2,5	245	0,402	124,38	3	96,67	6,67	1,67	3561
IRFP4568	NMOS 150V, TO-247	517	3,45	344,5	0,29	172,41	3	96,67	6,67	1,67	3689
IRFP4242	NMOS 300V, TO-247	430	2,9	285	0,35	142,86	3	96,67	6,67	1,67	2805
IRFP4768	NMOS 250V, TO-247	520	3,4	350	0,29	172,41	3	96,67	6,67	1,67	3831
HUF75852G3	NMOS 150V, TO-247	500	3,33	333,5	0,3	166,67	3	96,67	6,67	1,67	3752
IRFP4332	NMOS 250V, TO-247	360	2,4	240	0,42	119,05	4	72,50	5,00	1,25	2812
IRFP4321	NMOS 150V, TO247	310	2	210	0,49	102,04	4	72,50	5,00	1,25	2079
IRFP4227	NMOS 200V, TO-247	330	2,2	220	0,45	111,11	4	72,50	5,00	1,25	2168
IRFP4229	NMOS 250V, TO-247	310	2	210	0,49	102,04	4	72,50	5,00	1,25	2184
IRFP90N20D	NMOS 200V, TO-247	580	3,8	390	0,26	192,31	2	145,00	10,00	2,50	1514
IRFB4321G	NMOS 150V, TO-220	330	2,2	220	0,45	111,11	4	72,50	5,00	1,25	2079
FDP2614	NMOS 200V, TO-220	260	2,1	155	0,48	104,17	4	72,50	5,00	1,25	2570
FDP52N20	NMOS 200V, TO-220	357	2,86	214	0,35	142,86	3	96,67	6,67	1,67	847
IRFB5615	NMOS 150V, TO-220	144	0,96	96	1,045	47,85	8	36,25	2,50	0,63	1688
IRFP4410Z	NMOS 100V, TO-247	230	1,5	155	0,65	76,92	5	58,00	4,00	1,00	3175
IRFP4310Z	NMOS 100V, TO-247	280	1,9	185	0,54	92,59	4	72,50	5,00	1,25	3536
FQP19N20C	NMOS 200V, TO-220	139	1,11	83,5	0,9	55,56	7	41,43	2,86	0,71	1117
IRFP250N	NMOS 200V, TO-247	214	1,4	144	0,7	71,43	5	58,00	4,00	1,00	1453
IRFP260M	NMOS 200V, TO-247	300	2	200	0,5	100,00	4	72,50	5,00	1,25	2202
IRFP3415	NMOS 150V, TO-247	200	1,3	135	0,75	66,67	6	48,33	3,33	0,83	3276
IRFP4468	NMOS 100V, TO-247	520	3,4	350	0,29	172,41	3	96,67	6,67	1,67	7416
IRFP3710	NMOS 100V, TO-247	200	1,3	135	0,75	66,67	5	58,00	4,00	1,00	2985
IRFB4321G	NMOS 150V, TO-220	80	0,5	55	1,88	26,60	13	22,31	1,54	0,38	6020

Questa tabella di seguito invece si riferisce ai dispositivi di tipo P, per "pull-down":

Nome dispositivo	Tipo, package	Pd_abs_max (W)	Derating factor (W/°C)	Pd_max_1 (W)	Rthj-c (°C/W)	Pd_max_2 (W)	SOA check 70V, 20A, 3us (s)	Cin effettiva (pF)
FQA36P15	PMOS 150V, TO-3P	294	1,96	196	0,51	98,04	1m	354
IRF6218	PMOS 150V, TO-220	250	1,6	170	0,61	81,97	100u	301
IRF5210	PMOS 100V, TO-220	200	1,3	135	0,75	66,67	100u	675
FQP17P10	PMOS 100V, TO-220	100	0,67	66,5	1,5	33,33	FAIL per Ipk @ Tj	175
IRFP9140N	PMOS 100V, TO-247	140	0,91	94,5	1,1	45,45	FAIL per Ipk @ Tj	346

I colori si riferiscono alle diverse categorie di classificazione: in verde, dispositivi praticamente intercambiabili tra loro e complessivamente adatti al progetto. In giallo, dispositivi che, per il loro numero, o per i margini di sicurezza più limitati, andrebbero tendenzialmente esclusi dal progetto. In rosso, dispositivi totalmente inadatti al progetto. Si noti la scarsità di prodotti compatibili con l'applicazione per quanto riguarda i MOSFET tipo P: questo è dettato (oltre dalla naturale scarsità di dispositivi P per questioni tecniche e commerciali) dalla scelta di utilizzare un solo dispositivo, mentre utilizzandone due in parallelo probabilmente si avrebbe una scelta poco più ampia, peggiorando di gran lunga però le capacità parassite.

E' chiaro che nella scelta del dispositivo tipo P ha meno importanza la potenza massima dissipabile, in quanto la potenza media dissipata sarà molto ridotta (forti impulsi di corrente ma con duty cycle molto limitato), ma ha più importanza la capacità del dispositivo di sopravvivere all'impulso di corrente alla temperatura operativa, nelle condizioni peggiori. In questo senso, la penultima colonna della seconda tabella ha bisogno di qualche spiegazione. E' stato effettuato un controllo di SOA sul datasheet, ipotizzando delle condizioni di caso peggiore per il dispositivo:

- temperatura di giunzione pari a quella massima operativa (130°C), in realtà i grafici di SOA sui datasheet si riferiscono a 175°C, per cui c'è margine;
- massima tensione drain-source dovuta ad un improvviso fronte di discesa ripido (70V, pari alla tensione di alimentazione nominale);
- massima corrente impulsiva, dovuta ad un carico con 1uF di capacità di filtro e 20V/μs di pendenza della rampa, cioè 20Apk.

Il controllo è evidenziato solo per i dispositivi di tipo P in quanto i dispositivi di tipo N (nei gruppi verde e giallo) già soddisfano tutti i requisiti necessari in termini di SOA.

In conclusione si è scelto di usare 3 N-MOSFET per il "pull-up" (IRFP4668) e un solo P-MOSFET nel "pull-down" (FQA36P15). La condivisione della corrente tra i 3 N-MOSFET è garantita da un preliminare accoppiamento delle caratteristiche Vgs vs. Id (oppure, in generale basta assicurarsi della provenienza dei dispositivi dallo stesso lotto) e da delle resistenze di source. Queste ultime, in generale, si scelgono cercando un compromesso tra potenza dissipata e efficacia del loro effetto sulla condivisione della corrente tra i mosfet. Il loro valore minimo è tale che:

$$R_s > \frac{1}{g_{fs}}$$

dove g_{fs} è la transconduttanza del transistor. Per i power MOSFET, questo valore è comunque compreso tra i 0.1Ω e 1Ω. Nell'amplificatore in oggetto si è scelto un valore il più piccolo possibile, 0.1Ω appunto, siccome viene a mancare la necessità di bilanciare le correnti a riposo nei MOSFET (essendo i dispositivi di uscita polarizzati in classe B). Le resistenze dunque entreranno in gioco solo durante i forti picchi di corrente, onde evitare che uno dei tre MOSFET eroghi più corrente degli altri andando fuori SOA.

5d. L'architettura bootstrap

La scelta di dividere l'amplificatore in due stadi, suddividendo il guadagno tra le due parti (preamplificatore con guadagno 21.5dB, e finale con guadagno unitario) ha reso necessario sviluppare un'adeguata circuiteria di pilotaggio per i MOSFET di potenza. Si è fatta la scelta di configurare questi ultimi con un'architettura complementare in drain comune, quindi essenzialmente a guadagno unitario: ciononostante si voleva comunque un loop di retroazione che racchiudesse i dispositivi di potenza, per migliorarne le prestazioni in termini di distorsione e banda passante. Quindi è stato scelto di inserire un blocco di guadagno nella catena, configurato di modo da dare guadagno unitario tra l'ingresso del finale e la sua uscita.

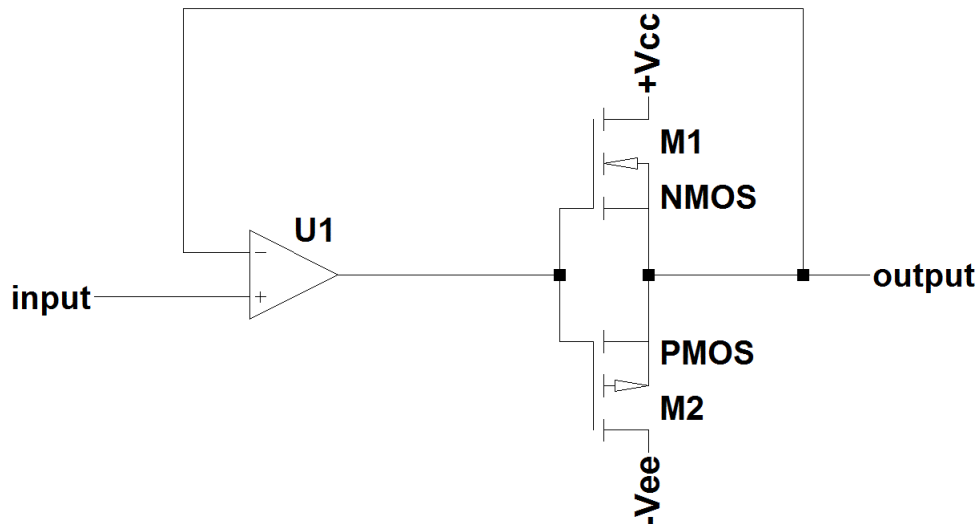


fig. 29: l'architettura generale, semplificata, della sezione finale dell'amplificatore.

Dall'inizio del progetto si è fatta la scelta di utilizzare, il più possibile, circuiti integrati per motivi di semplicità e prestazioni: la scelta di U_1 è caduta quindi naturalmente su un amplificatore operazionale integrato.

E' facile osservare come sia necessario un operazionale in grado di lavorare con alimentazioni ampie almeno quanto il segnale d'uscita richiesto da questo stadio, e oltre: sia per la necessità di pilotare i MOSFET adeguatamente (quindi, dovendo fornire una tensione pari a quella d'uscita sommata con la tensione di accensione $V_{gs(on)}$ dei MOSFET), sia per la necessità di accettare un segnale d'ingresso ampio quanto quello d'uscita, a causa del guadagno unitario dello stadio.

Sono stati scartati da subito gli operazionali ad alta tensione, in quanto costosi e non sempre dotati di elevate caratteristiche di velocità e banda passante. La soluzione perseguita quindi è stata quella di adottare dei normali amplificatori operazionali dotandoli di un'alimentazione flottante di tipo "bootstrap" (ref. [3], [4]).

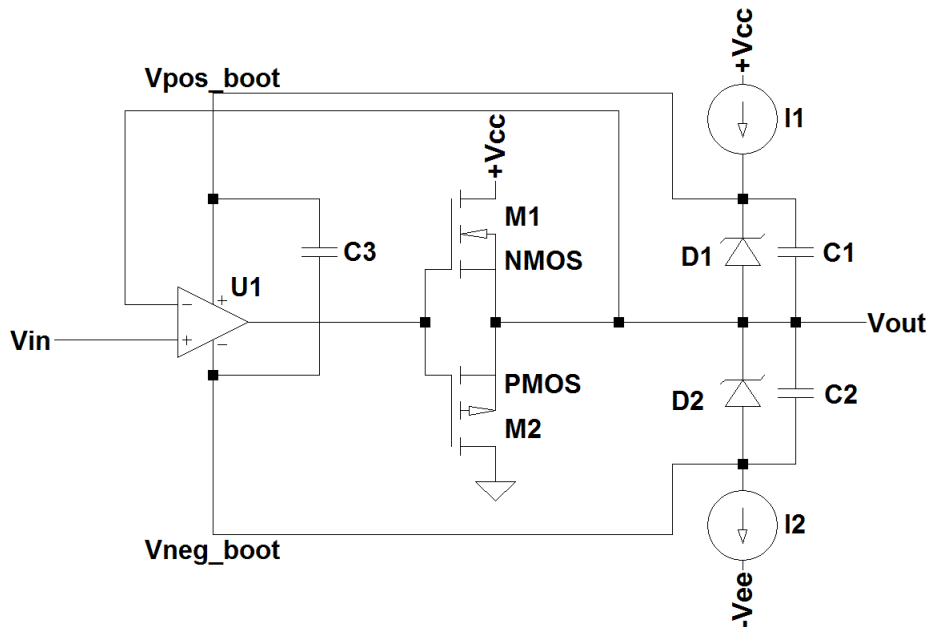


fig. 30: uno schema semplificato di principio dell'applicazione delle alimentazioni flottanti all'amplificatore operazionale.

Se trascuriamo per un attimo la presenza di C_1 e C_2 e idealizziamo il comportamento dei diodi Zener D_1 e D_2 , il funzionamento delle alimentazioni flottanti è intuitivo:

$$\begin{cases} I_{D1}, I_{D2} > 0 \rightarrow V_{pos_{boot}} = V_{out} + V_Z(D1), & V_{neg_{boot}} = V_{out} - V_Z(D2) \\ I_{D1}, I_{D2} = 0 \rightarrow V_{pos_{boot}} = V_{CC}, & V_{neg_{boot}} = -V_{ee} \end{cases}$$

La seconda condizione si verifica in condizioni di "saturazione", ovvero se:

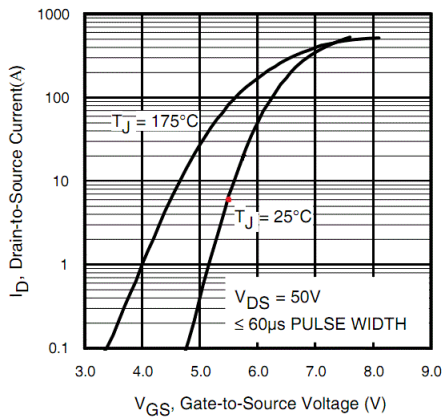
$$I_{D1}, I_{D2} = 0 \rightarrow V_{out} = V_{CC} - V_Z(D1) \vee V_{out} = -V_{EE} + V_Z(D2)$$

Queste condizioni delineano anche la scelta delle tensioni V_{CC} e V_{EE} in base alla minima e massima tensione d'uscita richiesta. Ovviamente però deve anche valere che (ipotizzando due diodi Zener uguali)

$$\frac{V_{CC_OP_MAX}}{2} > V_Z > V_{OP_SAT} + V_{DRV_SAT} + V_{gs(on)}$$

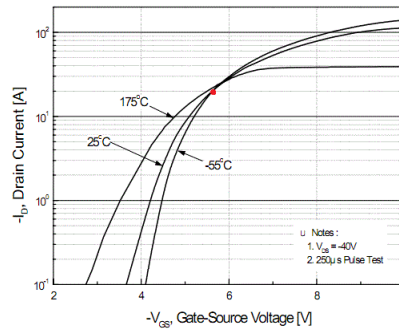
dove $V_{CC_OP_MAX}$ è la massima tensione di alimentazione dell'operazionale, V_{OP_SAT} è la caduta di tensione minima tra alimentazione dell'operazionale e uscita, V_{DRV_SAT} è una caduta simile ma dovuta alla saturazione degli eventuali circuiti pilota dei MOSFET, mentre $V_{gs(on)}$ è la tensione minima per portare i MOSFET a condurre la massima corrente in uscita in tutte le condizioni (in particolare si osservi la dipendenza di $V_{gs(on)}$ dalla temperatura). E' stato posto $V_Z = 10V$ per garantire un adeguato margine agli stadi pilota dei MOSFET: la loro eventuale saturazione, a seconda del tipo di dispositivo e configurazione usato, può peggiorare le prestazioni di velocità dell'amplificatore.

Fig 1. Typical Output Characteristics



IRFP4668

Figure 2. Transfer Characteristics



FQA36P15

fig. 31: confronto delle tensioni di accensione dei MOSFET. Il pallino rosso si riferisce alla tensione $V_{gs(on)}$ necessaria per far passare, nelle condizioni peggiori, la corrente massima di uscita dell'amplificatore. Nel caso del grafico di sinistra, riferito all'N-MOSFET, la corrente è ovviamente un terzo di quella massima essendoci tre dispositivi di uscita.

L'effetto di C_1 e C_2 invece è di stabilizzare le alimentazioni flottanti ma anche di ritardare l'eventualità della saturazione. In regime puramente transitorio, infatti, la tensione al nodo $V_{pos_{boot}}$ può eccedere la tensione V_{CC} , garantendo una riserva di tensione per l'accensione dei gate dei MOSFET, permettendo una riduzione del margine di sicurezza tra la massima tensione d'uscita e la tensione di alimentazione: questo migliora l'efficienza energetica dell'amplificatore. C_3 serve naturalmente per offrire una bassa impedenza ai nodi di alimentazione dell'operazionale.

La scelta di inserire un'alimentazione negativa ($-V_{EE}$) è dovuta alla necessità di stabilire una sufficiente tensione gate-source per il P-MOSFET, tale da garantire la sua accensione a condizioni di tensione d'uscita nulla. Ciò serve per garantire la specifica che richiede una bassa impedenza (capacità di assorbire eventuali correnti dal DUT) anche a tensione d'uscita prossima allo zero. Per ottenere questa tensione negativa si è scelto di sfruttare una seconda alimentazione (e quindi un secondo alimentatore da banco) già necessaria dalla ventola del dissipatore. In una possibile evoluzione dell'amplificatore questa alimentazione secondaria è senza dubbio ricavabile da quella principale tramite un opportuno convertitore a commutazione.

Uno dei punti chiave di un circuito con amplificatore operazionale e alimentazioni flottanti è la necessità di non eccedere il range di modo comune degli ingressi dell'operazionale: in generale, questo pone delle limitazioni al guadagno che si può estrarre dal singolo stadio di amplificatore operazionale (e a questo si rimedia utilizzando più stadi in cascata). Nel nostro caso, l'uso di una configurazione a guadagno unitario (inseguitore) suggerirebbe che la tensione di modo comune agli ingressi dell'amplificatore operazionale sia sempre zero: infatti, le restrizioni sul segnale di modo comune sono di solito tali da restringere il range di questa tensione entro una certa parte della tensione di alimentazione. Essendo però la tensione d'uscita sempre uguale a quella d'ingresso (idealmente, su entrambi gli ingressi dell'operazionale), ed essendo le tensioni di alimentazione flottanti e vincolate, come nodo centrale, alla tensione d'uscita stessa, almeno in condizioni stazionarie l'ipotesi di tensione di modo comune nulla è verificata.

Nella realtà ci sono anche da considerare gli stati transitori del circuito: istanti ad esempio in cui la tensione di ingresso subisce forti variazioni prima che la tensione d'uscita inizi a inseguirla fedelmente. Questo si può verificare facilmente se si inizia a superare i limiti di slew rate del circuito: per evitare blocchi dovuti al superamento dei limiti di modo comune (o, peggio, guasti) è bene porre un limite massimo alla velocità dei segnali in ingresso di questo stadio, che si tradurrà nell'amplificatore completo ad una limitazione sulla velocità massima delle rampe.

Da qui si può trarre una prima informazione per la scelta dell'amplificatore operazionale per questo stadio di potenza: più ampio sarà il suo range di modo comune d'ingresso, più spinto si potrà scegliere il limite di velocità

sui segnali, risultando in prestazioni migliori. In ogni caso è bene prevedere un circuito di limitazione delle tensioni in ingresso, per impedire a queste ultime di superare le alimentazioni dell'operazionale.

5e. Pilotaggio dei MOSFET di potenza

C'è una forte discrepanza tra i tempi di commutazione realizzabili in pratica per i MOSFET di potenza (decine di nanosecondi) e i tempi teorici dovuti alla struttura del dispositivo (decine, centinaia di picosecondi). Questa differenza è dovuta alla presenza delle capacità parassite nel dispositivo, e considerati tutti i parametri alla fine la velocità reale di commutazione del MOSFET è correlata a quanto in fretta si riesce a cambiare la tensione ai capi delle sue capacità parassite (conta ovviamente anche la resistività di gate).

Due di queste capacità, C_{gs} e C_{gd} sono dovute alla reale geometria del dispositivo, mentre C_{ds} è dovuta alla capacità di giunzione del body diode. Come si è visto analizzando la scelta dei dispositivi di potenza, i datasheet dei dispositivi listano delle capacità differenti, correlate con queste qui descritte: inoltre, per rendere l'analisi più complicata, tutte queste capacità sono fortemente variabili con la tensione applicata, rendendo i numeri del datasheet applicabili direttamente solo in condizioni simili a quelle del test. Ciò è un aiuto per confrontare i diversi dispositivi e scegliere quello più adatto, in quanto a parità di costruttore c'è una certa sicurezza che i dispositivi siano stati sottoposti a condizioni simili di test. Non aiuta invece quando bisogna utilizzare queste capacità nei calcoli, dal momento che esistono caratterizzazioni affidabili dei dispositivi (come modelli per simulatori SPICE) solo per pochi modelli.

Fortunatamente i modelli del popolare simulatore gratuito LTspice sembrano essere piuttosto accurati essendo orientati specificatamente verso le applicazioni switching, quindi in grado di predire accuratamente le variazioni delle varie capacità parassite con le tensioni ad esse applicate. In particolare il modello "VDMOS" modella le variazioni di C_{gd} e C_{ds} rispetto alle tensioni V_{gd} e V_{ds} , trascurando però le variazioni di C_{gs} con V_{gs} (vedi ref. [2]). Sfruttando il simulatore quindi si è provato a verificare quale sia l'entità della corrente di pilotaggio di picco del MOSFET nelle condizioni più gravose in cui si troverà a lavorare nel nostro amplificatore:

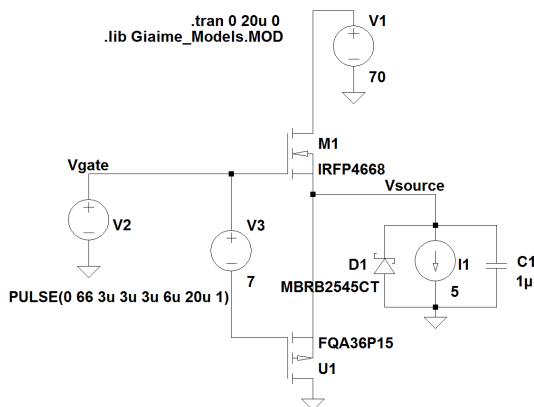


fig. 32: circuito di test per la misura della corrente di gate in fase di commutazione. Si notino i modelli dei MOSFET, coerenti con le scelte effettuate; il carico presente all'uscita costituito dalla corrente nominale DC di 5A più la corrente di carica del condensatore da 1µF, entrambe queste condizioni sono i limiti di specifica dell'amplificatore. La tensione in uscita è una rampa da 0V a 60V in 20V/µs, come da velocità massima in specifica.

E' stato inserito il P-MOSFET con opportuno offset di tensione di gate per rendere più realistico lo spegnimento dell'N-MOSFET.

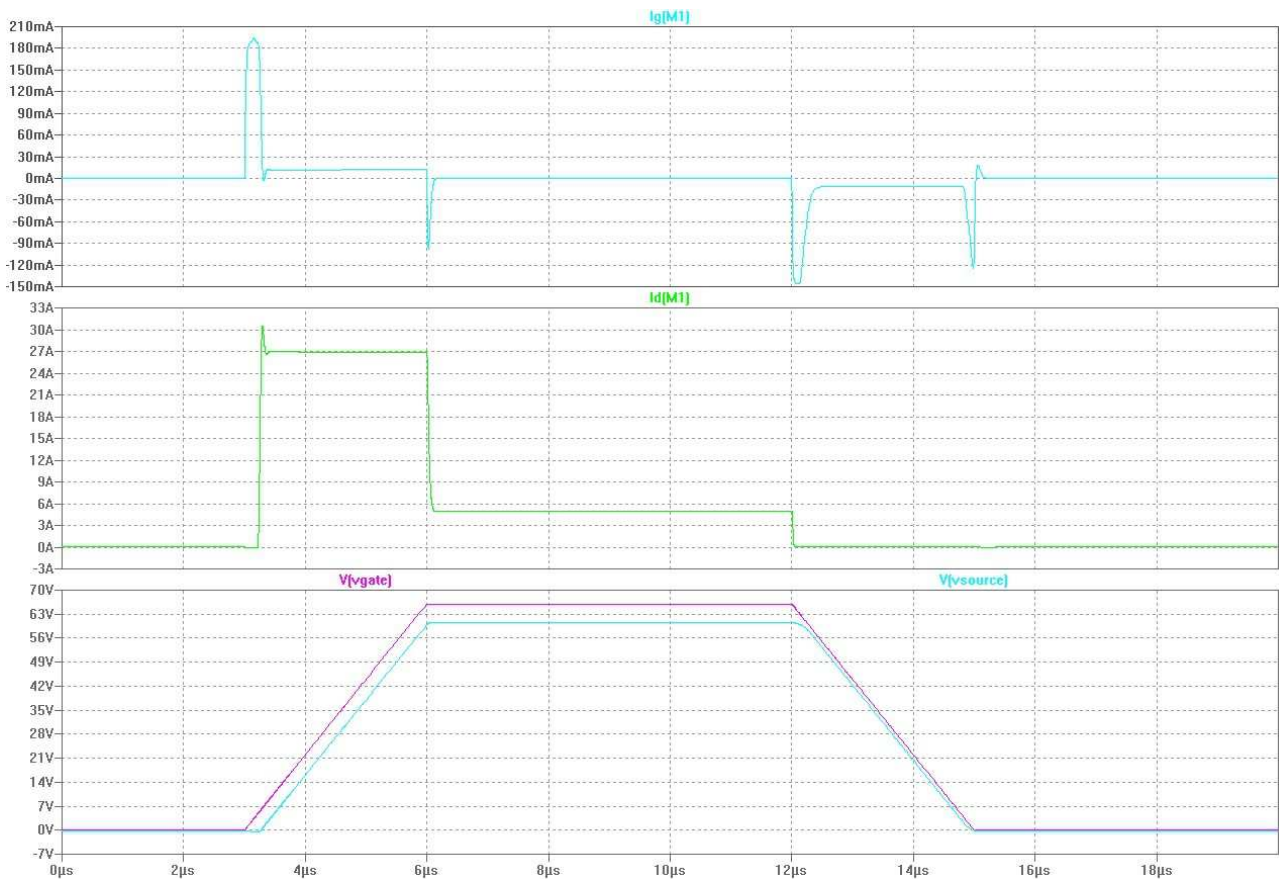


fig. 33: le forme d'onda (dal basso verso l'alto) della tensione di gate dell'N-MOSFET in rosa, la tensione di source di quest'ultimo in azzurro, la sua corrente di drain in verde e la corrente di gate in azzurro in alto.

Dalla simulazione effettuata si vede che, al caso peggiore, è prevista una corrente di gate compresa tra +200mA e -150mA. Per un'elevata linearità (specialmente su segnali sinusoidali) si consiglia, da quando esistono i MOSFET, di utilizzare un'elevata corrente a riposo negli stadi di pilotaggio, facendoli lavorare quindi in classe AB e comunque sfruttando circuiti molto lineari come il collettore comune complementare: nel nostro caso, non servirà utilizzare dispositivi dalle capacità di dissipazione di potenza molto elevata, essendo il duty cycle degli impulsi all'uscita molto limitato.

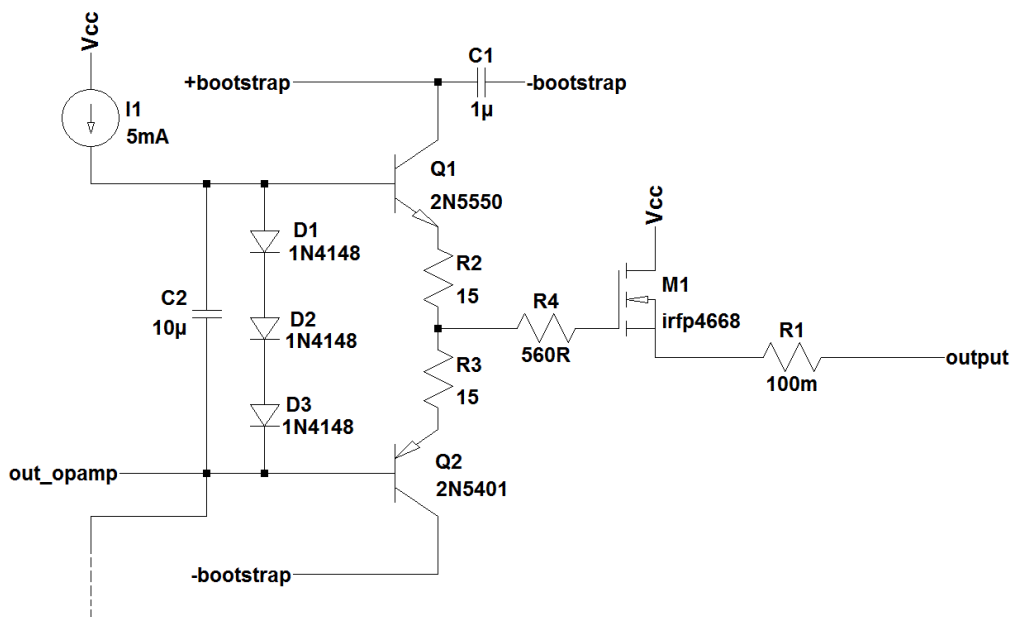


fig. 34: schema elettrico del circuito di pilotaggio di uno degli N-MOSFET.

Si è fatta la scelta, dunque, di usare una coppia complementare di transistor per ciascun dispositivo MOSFET di potenza: uno schema esemplificativo è riportato qui sopra in figura. M_1 è l'N-MOSFET da pilotare, Q_1 e Q_2 una coppia complementare di transistor piuttosto veloci e molto robusti (sono stati scelti anche perché disponibili in package TO92 che, in aria libera, può dissipare senza complicazioni ulteriori i 200mW richiesti dai circa 20mA di corrente a riposo). R_2 e R_3 settano la corrente a riposo nello stadio:

$$I_{C_Q_Q1} = \frac{3 \cdot V_D - V_{BE_Q1} - V_{BE_Q2}}{R_2 + R_3} = I_{C_Q_Q2}$$

D_1 , D_2 e D_3 forniscono il riferimento di tensione e C_2 garantisce una bassa impedenza di pilotaggio per la base di Q_1 (o Q_2 , a seconda di quale ramo viene pilotato direttamente dall'operazionale).

R_4 è necessaria per stabilizzare il MOSFET: esso fa parte, in configurazione drain comune, di un circuito a retroazione locale (prelievo di tensione, confronto di tensione: classico inseguitore) potenzialmente instabile. Ciò è anche dovuto alla resistenza di gate intrinseca dei MOSFET, particolarmente ridotta ($<1\Omega$) in questi dispositivi molto moderni e veloci, insufficiente a splittare efficacemente i poli in alta frequenza del circuito. Considerato ciò, è necessario intervenire con una resistenza esterna, scelta tale da stabilizzare il circuito senza introdurre eccessivo rallentamento delle prestazioni. La scelta precisa del valore va comunque verificata in pratica rispetto anche al layout della scheda stampata che, rispetto a questo tipo di circuiti, può avere una discreta influenza. Il valore necessario nell'attuale prototipo è di 560Ω , molto elevato rispetto ai circuiti switching. Questo fatto è dovuto al funzionamento dei MOSFET in configurazione inseguitore e dal modo di funzionamento in saturazione (rispettivamente, nei circuiti switching, i MOSFET lavorano a source comune e per la maggior parte in zona triodo).

Un circuito identico pilota il P-MOSFET mentre per gli N-MOSFET i piloti sono privi della parte di polarizzazione, messa in comune.

5f. Scelta dell'amplificatore operazionale integrato

Come già anticipato, una delle caratteristiche che dovrebbe avere l'amplificatore operazionale inserito nella sezione finale dell'amplificatore è un ampio range di modo comune all'ingresso: il motivo è stato evidenziato nella sezione sull'alimentazione flottante. Le altre caratteristiche richieste si possono riassumere così:

- elevata banda passante e slew rate. L'intenzione è quella di chiudere l'operazionale all'interno di un anello locale di retroazione, bypassando in alta frequenza lo stadio d'uscita, effettivamente rallentandone le prestazioni. Questa retroazione locale sarà tanto più efficace tanto più la velocità intrinseca dell'operazionale sia superiore a quella che il circuito gli farà assumere. Lo slew rate è importante per evitare che in condizioni transienti l'operazionale entri in saturazione;
- ampio range di tensione di alimentazione. Il dispositivo infatti andrà alimentato ad una tensione pari almeno al doppio della $V_{gs(on)}$ dei MOSFET, sommato con un relativo margine di sicurezza: dalla scelta fatta, l'operazionale dovrà funzionare con 20V di alimentazione;
- bassa tensione di saturazione del suo stadio d'uscita. Sarebbe preferibile infatti un operazionale "rail-to-rail", capace ossia di erogare una tensione d'uscita molto prossima alla tensione di alimentazione. Questo è utile per gestire al meglio l'alimentazione flottante: un operazionale con elevata tensione di saturazione avrebbe richiesto una tensione di Zener dei diodi superiore, con relativo incremento della tensione di alimentazione generale;
- elevata capacità di erogazione di corrente in uscita, per non impedire il rapido caricamento e scaricamento delle capacità parassite dei transistor e dei MOSFET;
- insensibilità all'inversione di fase. Come già anticipato, a fronte di segnali molto ripidi si può violare, brevemente, il range di modo comune all'ingresso dell'operazionale: a volte questo ha conseguenze nella polarizzazione interna degli operazionali, alterandone pesantemente il funzionamento (si può arrivare all'inversione di fase del segnale all'uscita). E' meglio quindi scegliere un operazionale protetto contro questo tipo di fenomeni;

- ampio range di modo comune all'ingresso, per il motivo espresso nel punto precedente;
- formato: singolo, package SOIC. Questo per evitare di dover avere entrambi gli operazionali, quello del preamplificatore e quello del finale, fisicamente vicini onde semplificare il layout della scheda.

Tipicamente, le caratteristiche di ampio range di tensione di alimentazione spesso non sono accompagnate dall'uscita "rail-to-rail", e in generale la particolare combinazione di richieste non è delle più diffuse. Sono state selezionate quindi tre possibili scelte:

- AD8065. 145MHz, 180V/ μ s, sopporta fino a 26.4V di alimentazione, uscita rail-to-rail e protezione contro l'inversione di fase, range di modo comune che va dalla tensione di alimentazione negativa fino ad un margine di 2.5V rispetto a quella positiva, 30mA di corrente d'uscita;
- AD817. 50MHz, 350V/ μ s, fino a 36V di alimentazione, uscita non rail-to-rail (2.2V e 1.6V le tensioni di saturazione), range di modo comune con 0.7V e 1.6V di margine rispetto alle alimentazioni, 50mA di corrente d'uscita;
- THS4061. 180MHz, 400V/ μ s, sopporta fino a 33V di alimentazione, uscita non rail-to-rail (3.5V e 2.5V le tensioni di saturazione), range di modo comune con 0.9V di margine rispetto alle alimentazioni, 150mA di corrente d'uscita.

La scelta è ricaduta sull'AD8065 per le sue caratteristiche di range di tensione d'uscita, di range di modo comune all'ingresso e protezione contro l'inversione di fase.

5g. Analisi della stabilità e compensazione

La criticità più evidente per quanto riguarda la stabilità della sezione di potenza dell'amplificatore si è evidenziata da subito durante i primi test e, come già anticipato, è correlata con la stabilità dei MOSFET stessi. Infatti il circuito, anche privo di rete di retroazione globale (solo con retroazione locale attorno all'operazionale) se non si prendono le dovute precauzioni può oscillare nell'arco che va dai 300kHz ai 3MHz a seconda del particolare punto di lavoro e del carico.

Come già detto precedentemente, questo problema si presenta in particolare con i MOSFET di potenza moderni a causa della bassissima resistenza intrinseca di gate, che ha una funzione stabilizzante per il circuito a retroazione costituito dal MOSFET collegato a drain comune.

Il problema fondamentale qui è rappresentato dalla riflessione dell'impedenza di carico sull'impedenza d'ingresso del MOSFET: quest'ultima ha una componente pari alla prima moltiplicata per $(1+T)$, dove T è il guadagno d'anello della retroazione locale. Il carico capacitivo introduce uno sfasamento di 90° tra corrente e tensione d'ingresso: a sua volta, lo sfasamento di T in alta frequenza introduce anche più di 90° , risultando in una corrente e tensione di 180° fuori fase rappresentabili con una resistenza negativa. Questa, in parallelo alla capacità C_{gd} , forma un polo a parte reale positiva, causando instabilità: la resistenza di gate esterno non fa altro che superare in valore la resistenza d'ingresso negativa riportando il polo nel semipiano sinistro, attuando una sorta di "rifasamento" tra tensione e corrente.

C'è anche una discreta influenza del layout della scheda stampata in questo, oltre che del circuito di pilotaggio. In ogni caso il problema può essere risolto agevolmente introducendo una resistenza esterna in serie al gate del MOSFET, di valore opportuno affinché sia verificata la stabilità del circuito nelle varie condizioni di carico previste.

Per quanto riguarda l'anello di retroazione globale, invece, bisogna tener conto per il progetto dell'elevato sfasamento introdotto dal carico capacitivo all'uscita, che non è noto a priori. Le condizioni peggiori in tal senso si verificano con capacità di carico tra i 100nF e 1 μ , per le quali l'ESR ha un ruolo molto importante, peggiorando la stabilità dell'amplificatore man mano che migliorano le prestazioni del condensatore.

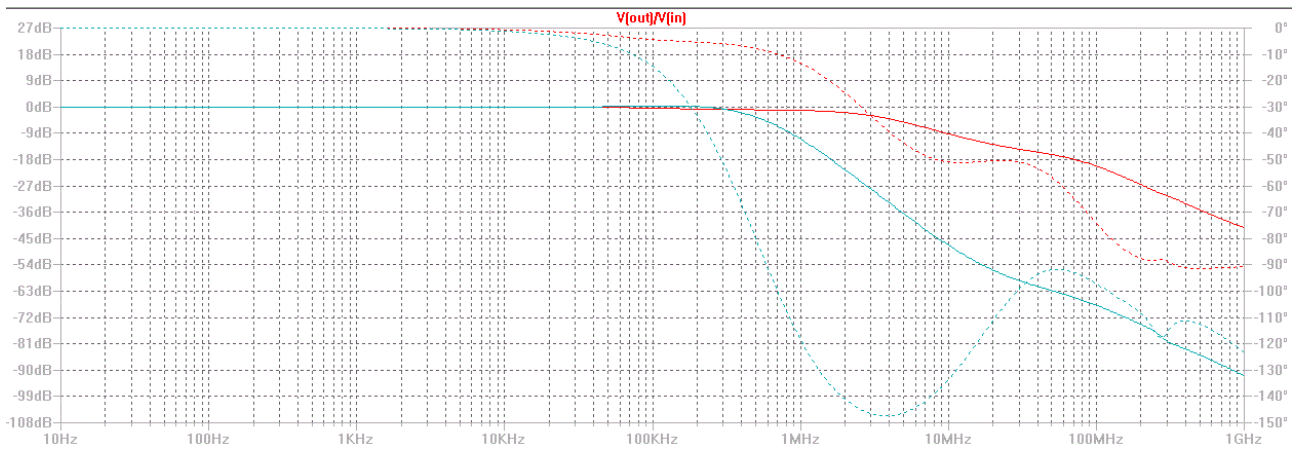


fig. 35: risposta in frequenza del solo stadio d'uscita (gruppo driver e MOSFET). Condizioni di corrente DC erogata nulla, in rosso la traccia senza carico capacitivo, in azzurro la traccia con capacità di carico $1\mu\text{F}$. Tutti i grafici sono stati ottenuti polarizzando il circuito a metà della tensione di alimentazione.

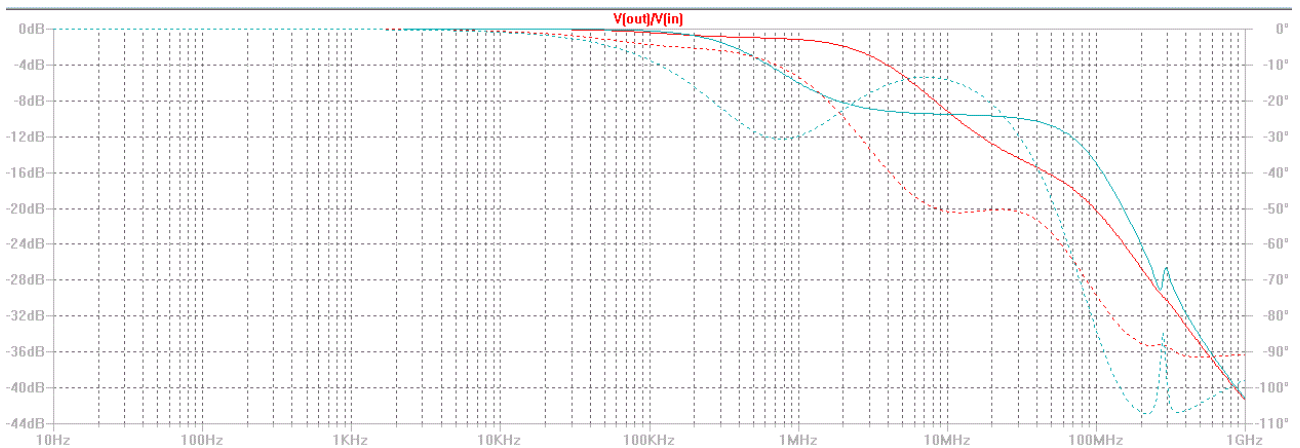


fig. 36: idem come sopra, ma senza carico capacitivo, con corrente di carico DC nulla (traccia rossa) e massima (traccia azzurra, 5A).

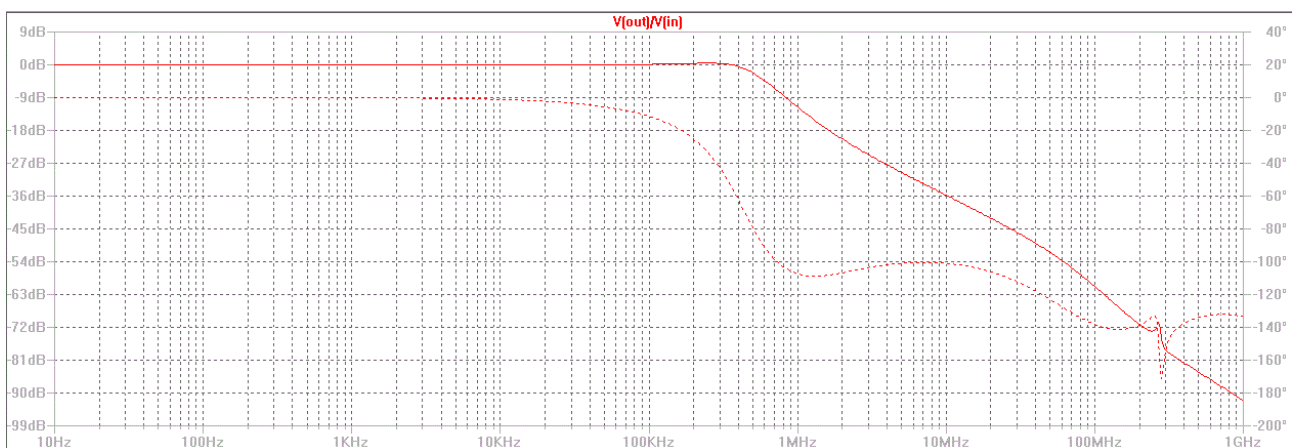


fig. 37: condizioni di caso peggiore per lo stadio d'uscita, massimo carico capacitivo e massima corrente d'uscita. Lo sfasamento peggiora ad alte correnti d'uscita a causa della più alta transconduttanza dei MOSFET, che aumenta il guadagno d'anello della rete di retroazione locale attorno al dispositivo in drain comune.

E' necessario dunque "isolare" l'anello di retroazione globale, per evitare instabilità, dal carico capacitivo, a frequenze alle quali quest'ultimo impedirebbe un margine di fase sufficiente. Si è fatta la scelta dunque di chiudere l'amplificatore operazionale in un anello locale di retroazione, che "bypassa" lo stadio d'uscita a frequenze molto alte.

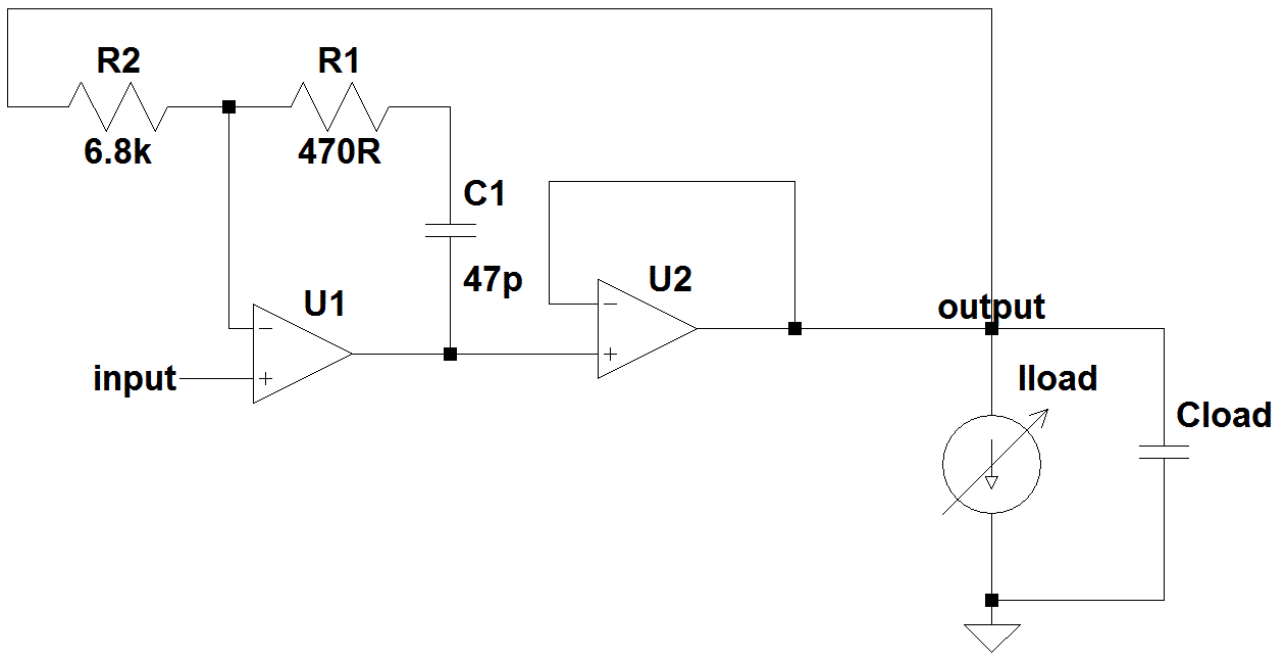


fig. 38: schema a blocchi degli anelli di retroazione annidati nello stadio di potenza dell'amplificatore. U₁ rappresenta il reale amplificatore operazionale, U₂ (chiuso in un anello di retroazione a guadagno unitario) rappresenta i MOSFET di potenza configurati a drain comune e i loro circuiti di pilotaggio.

Essenzialmente, si viene a costituire un integratore attorno all'operazionale U₁, grazie a C₁ e R₂. La presenza di R₁, intesa a ripristinare un guadagno teorico costante a frequenze molto elevate (benché peggiori la richiesta di tensione d'uscita dell'operazionale), è trascurabile ai fini della stabilità: se si ricava l'espressione del guadagno teorico di questo stadio, si ottiene

$$A_T = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{sC_1R_2} \rightarrow \frac{R_1}{R_2} \ll 1 \rightarrow A_T \cong 1 + \frac{1}{sC_1R_2}$$

che è la ben nota espressione per l'integratore "semplice".

La situazione del guadagno d'anello (globale) senza prevedere la chiusura locale dell'anello attorno U_1 , grazie a R_1 e C_1 , è la seguente:

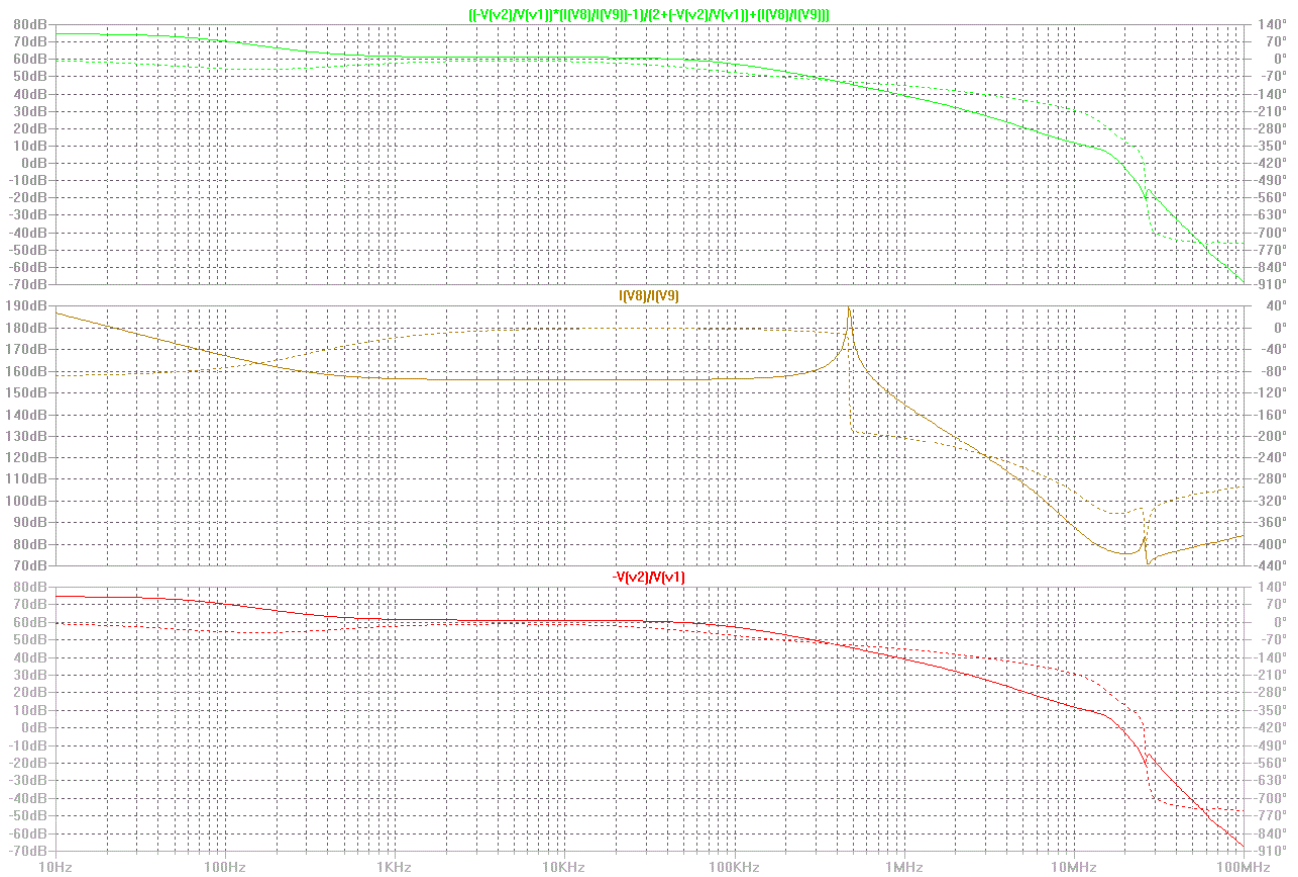


fig. 39: Guadagno d'anello nell'anello di retroazione globale della sezione finale dell'amplificatore, con R_1 sostituita da un circuito aperto. In rosso la traccia del guadagno d'anello di tensione, in arancio quella del guadagno d'anello di corrente, in verde la traccia del guadagno d'anello. La capacità e la corrente di carico del DUT sono poste entrambe nulle. Si osserva un margine di fase inesistente anche in queste condizioni.

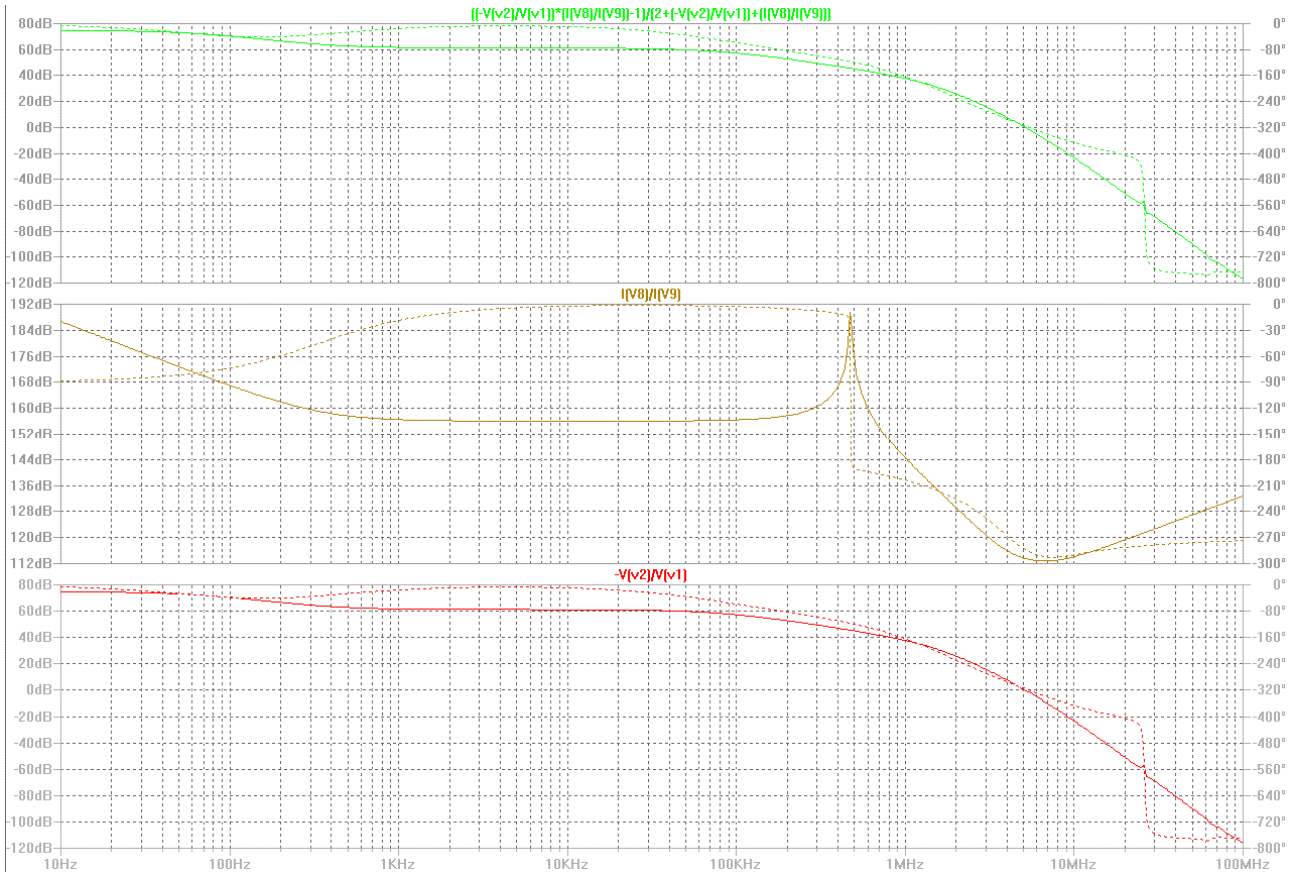


fig. 40: identiche condizioni dell'ultimo grafico, tranne la capacità di carico che è stata portata a $1\mu\text{F}$, peggiorando ulteriormente il margine di fase.

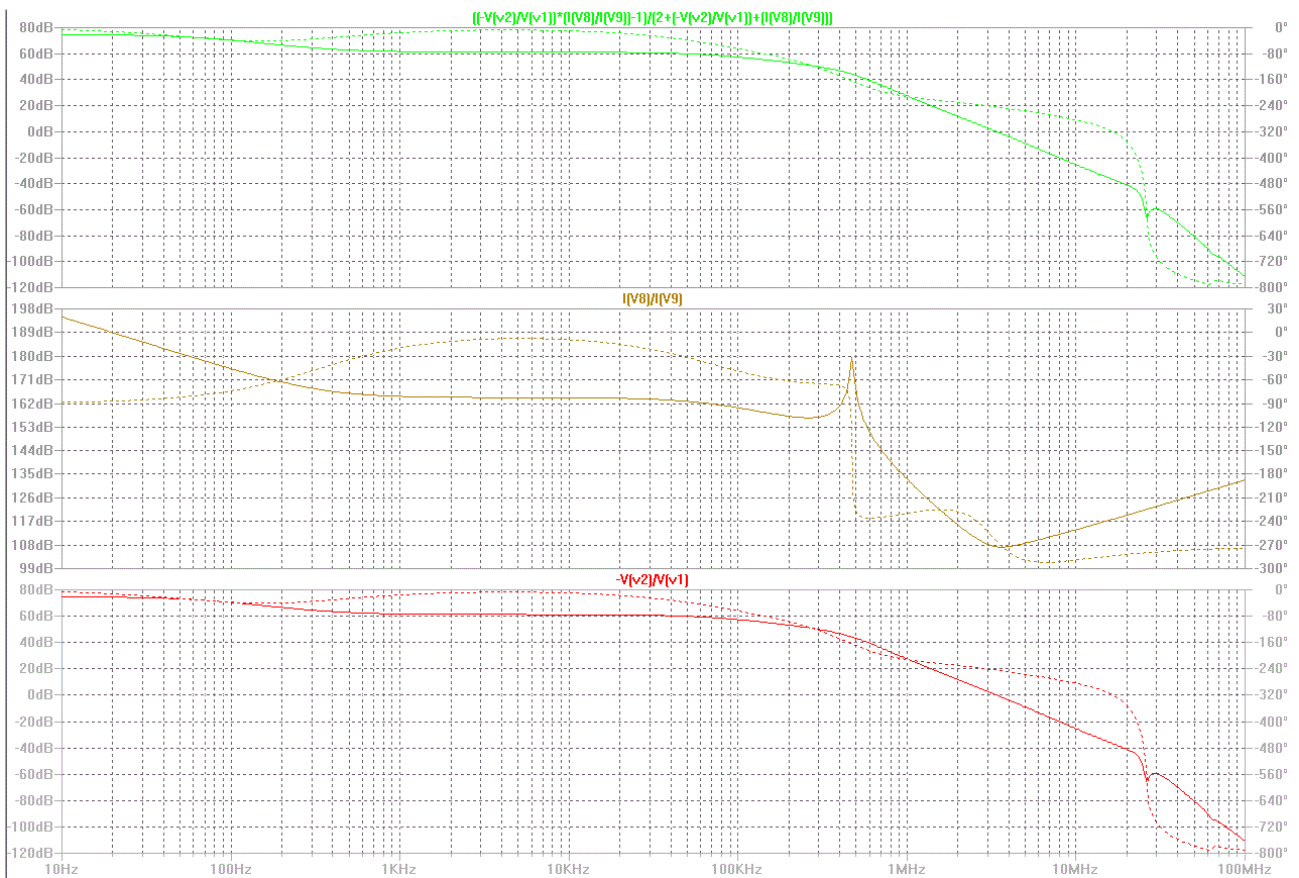


fig. 41: condizioni di caso peggiore, carico capacitivo $1\mu\text{F}$ e corrente di carico DC di 5A.

Si evidenzia l'effetto di un polo nel guadagno d'anello, a circa 85kHz, causato dallo stadio d'uscita. La frequenza particolarmente bassa è dovuta anche all'impossibilità di stabilizzare i MOSFET senza dotarli di generosi resistori di gate, che sicuramente ne rallentano le prestazioni. L'attraversamento del guadagno d'anello si osserva intorno ai 5MHz.

Si osserva, dai grafici del guadagno dello stadio d'uscita (fig. 41 in particolare), che conviene porre l'attraversamento del guadagno d'anello del sistema attorno ai 500kHz, per evitare l'influenza dello sfasamento eccessivo dello stadio di potenza. Dalla formula del guadagno teorico espressa prima, è facile ricavare la frequenza di attraversamento:

$$f_T = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$

e, posto $C_1 = 47\text{pF}$ per non gravare troppo sulla corrente d'uscita dell'operazionale, si ricava $R_2 = 6772\Omega$, convenientemente vicino al valore commerciale di $6.8\text{k}\Omega$.

L'inserimento di un anello di retroazione locale, attorno all'amplificatore operazionale (U_1 nello schema), ha come obiettivo il rimodellamento del guadagno d'anello globale, abbattendo il guadagno dell'operazionale (che passa dal suo intrinseco al guadagno di un integratore). L'effetto sul guadagno d'anello si nota a partire da 1kHz circa, come si può osservare confrontando i due grafici di guadagno d'anello prima e dopo l'inserimento dell'anello di retroazione locale.

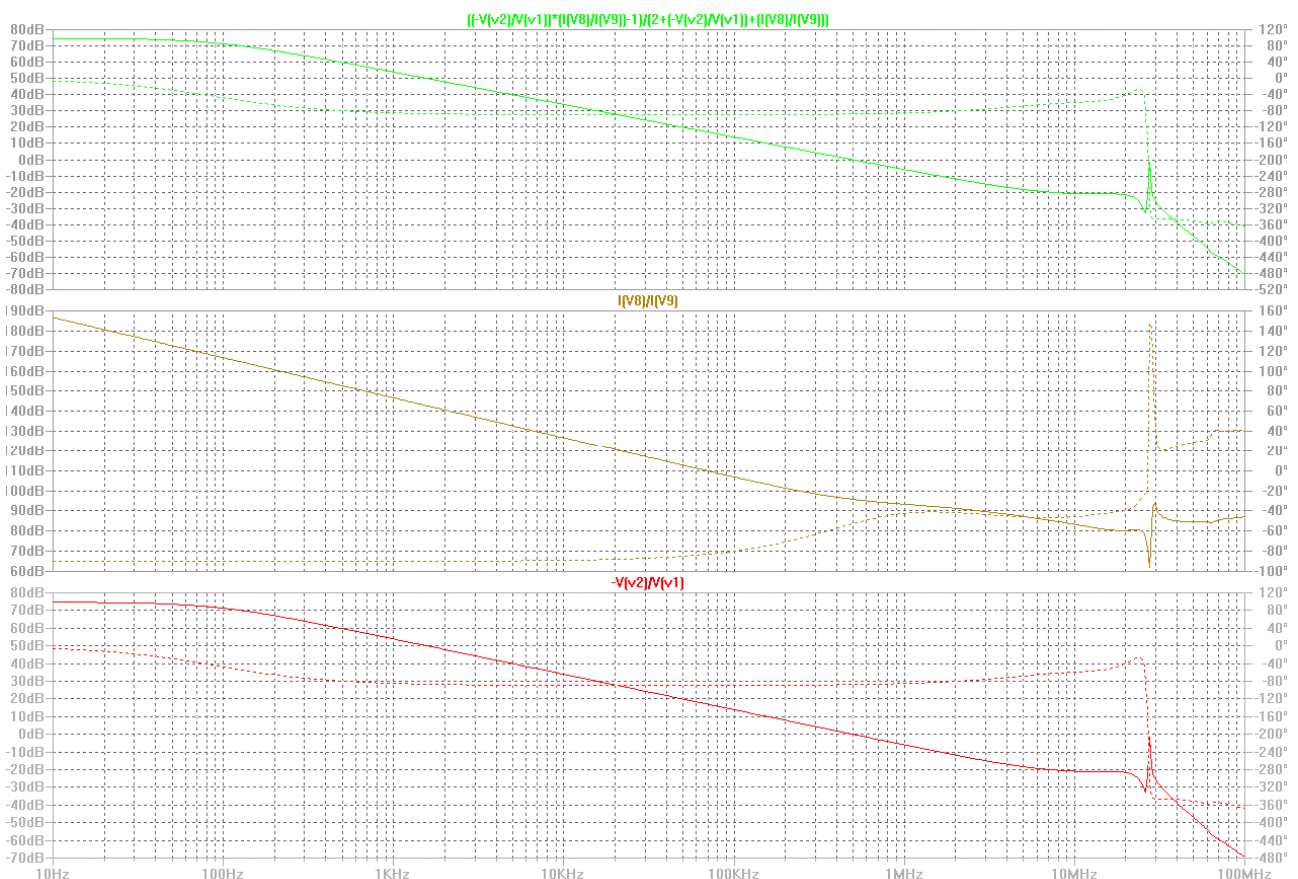


fig. 42: guadagno d'anello nell'anello di retroazione globale della sezione finale dell'amplificatore. In rosso la traccia del guadagno d'anello di tensione, in arancio quella del guadagno d'anello di corrente, in verde la traccia del guadagno d'anello. La capacità e la corrente di carico del DUT sono poste entrambe nulle, il margine di fase risulta circa 86° .

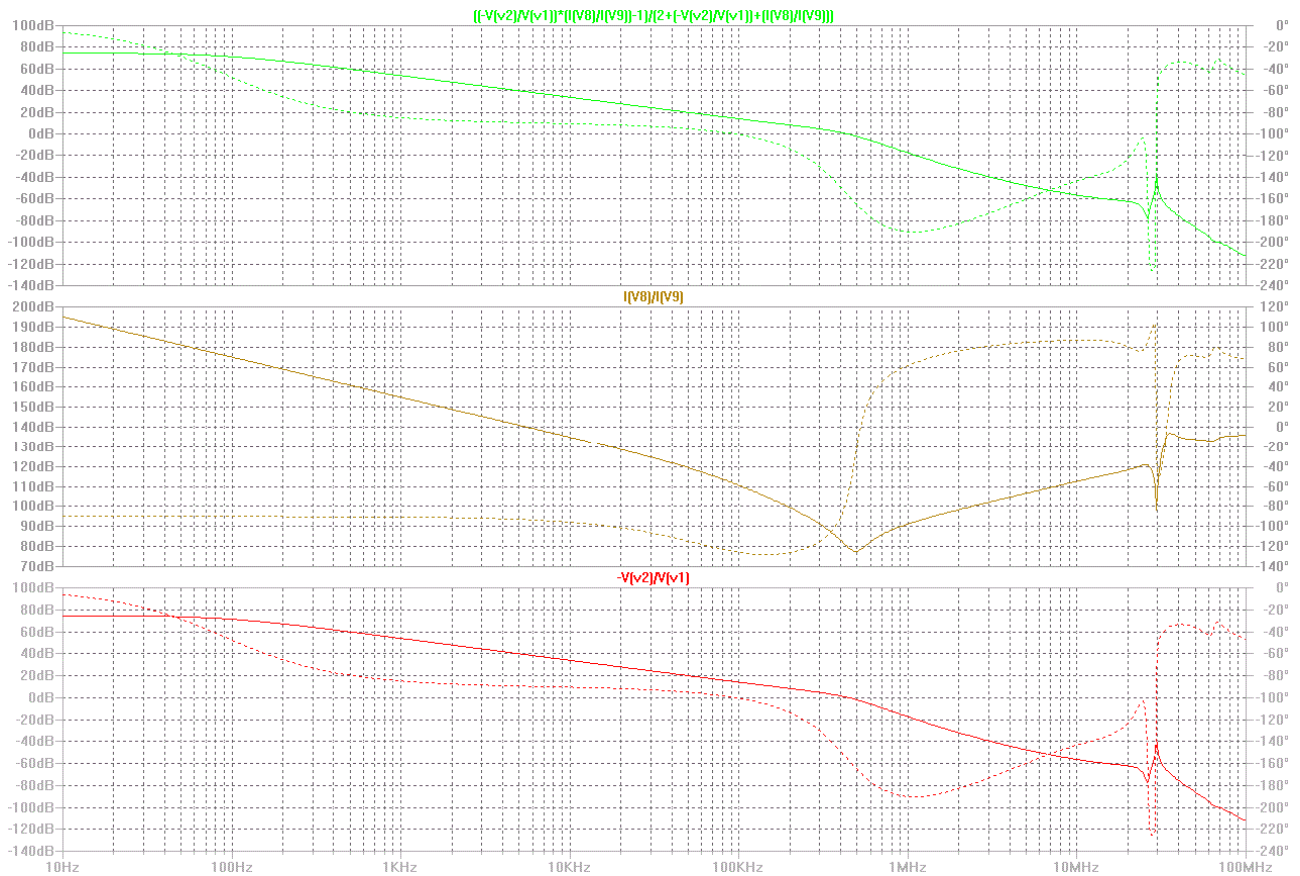


fig. 43: caso peggiore per il margine di fase (5A, 1 μ F), qui attorno ai 25°.

5h. Design delle protezioni

Sull'argomento delle protezioni elettroniche per amplificatori lineari è stato scritto molto, in particolare per una disamina dettagliata delle varie possibilità si invita a fare riferimento a [1] e [2].

In questo particolare amplificatore l'esigenza dei circuiti di protezione è dovuta alla particolare applicazione, ovvero l'erogazione di forti correnti impulsive su carico capacitivo/corrente costante, come l'ingresso di un regolatore lineare di tensione con la sua capacità di filtro. Non è stato invece previsto un controllo sulla potenza media dissipata dall'amplificatore, essenzialmente una protezione termica, poiché essa è facilmente implementabile in qualsiasi momento, se l'applicazione dovesse richiederla, utilizzando un interruttore termico montato sul dissipatore, collegato opportunamente al circuito di protezione o direttamente ad interrompere l'alimentazione.

Un circuito di protezione elettronico, essenzialmente, ha bisogno di una progettazione divisa in tre aree di interesse:

1. individuare quali siano i modi di guasto, e quali i componenti affetti da potenziali guasti. Quindi riconoscere quali siano le grandezze elettriche da monitorare per individuare le condizioni di rischio;
2. progettare un circuito che misuri queste grandezze e le traduca in un segnale a livelli discreti;
3. decidere dove il circuito vada influenzato, nella sua funzionalità, per impedire che i guasti avvengano.

Qui di seguito sarà seguito questo tipo di differenziazione.

1. Dato un segnale di tensione a rampa, come tipicamente sarà il segnale d'ingresso tipico di questo amplificatore, la corrente in uscita dall'amplificatore (quindi, in caso di rampa a derivata positiva) è un segnale a gradino di valore:

$$I_{L_pk_pos} = I_{DC} + C_L \frac{dV_L}{dt} = I_{DC} + C_L \cdot sr$$

dove I_{DC} è la corrente assorbita in continua dal carico, C_L è la capacità di ingresso del DUT e sr lo slew rate del segnale di tensione. Si può inserire nell'espressione facilmente C_L in μF e sr in $\text{V}/\mu\text{s}$ senza conversioni di unità di misura, data la mutua semplificazione.

Si noti l'ipotesi che I_{DC} sia costante durante la rampa, si immagina quindi di avere un livello basso e un livello alto del segnale a rampa entrambi nel range di funzionamento normale del DUT, di fatti sono queste le condizioni peggiori per quanto riguarda la corrente di uscita (ovvero I_{DC} massima).

Nello stesso modo, si può esprimere la corrente assorbita dal nodo d'uscita dell'amplificatore, in caso di rampa discendente e nelle condizioni peggiori:

$$I_{L_pk_neg} = I_{DC} + C_L \frac{dV_L}{dt} = I_{DC} + C_L \cdot sr$$

Il caso peggiore (massima corrente negativa) prevede $I_{DC} = 0$, si noti il segno negativo di sr e quindi della derivata di tensione. In pratica la corrente entrante nel nodo d'uscita dell'amplificatore è solo capacitiva, transitoria quindi.

Se da un lato è vero che la corrente di picco di entità più elevata andrà gestita dalla sezione di pull-up dello stadio d'uscita, a causa della componente continua che si aggiunge a quella pulsata, è anche vero che l'entità della corrente di picco entrante nello stadio d'uscita è di magnitudine paragonabile, ed essendo la sezione pull-down dello stadio d'uscita intrinsecamente meno robusta, questo porta alla necessità di proteggere l'amplificatore da sovracorrenti di entrambe le polarità.

Le sovracorrenti (ossia correnti gestite dallo stadio d'uscita fuori dalle specifiche), nell'applicazione reale dell'amplificatore, potrebbero essere dovute ai seguenti fattori:

- guasti nel DUT:
 - corto circuito tra l'ingresso del DUT e massa;
 - corto circuito tra l'ingresso del DUT e la sua uscita: l'amplificatore si troverebbe ad erogare corrente direttamente sul carico fittizio del DUT, che potrebbe essere dimensionato per le basse tensioni erogabili dai regolatori lineari, quindi di resistenza molto piccola;
 - corto circuito o perdita sul condensatore di filtro all'ingresso del DUT, specialmente in caso di condensatore elettrolitico, tantalio solido o ceramico a bassa tensione;
 - guasti a livello del cablaggio del setup di test o altri collegamenti (ad es., verso gli strumenti).
- errore dell'operatore:
 - errori di collegamento del setup di test, con l'introduzione di collegamenti non previsti e conseguenti corto circuiti;
 - utilizzo di condensatori di filtro sull'ingresso del DUT di capacità troppo elevata;
 - utilizzo di segnali di test a pendenza troppo elevata.

Si tenga presente però che l'amplificatore è privo di alimentatore autonomo: l'alimentazione principale a +70V, che direttamente fornisce corrente allo stadio di potenza, viene fornita da un alimentatore da banco esterno. Quest'ultimo, dato il limitatissimo duty cycle degli impulsi, può essere praticamente settato per entrare in protezione di sovracorrente quando si supera la corrente DC richiesta dal DUT, non necessariamente quella di picco. Ovviamente la necessità di una protezione ulteriore, a livello dell'amplificatore, si giustifica considerando la relativa lentezza di risposta delle protezioni degli alimentatori da banco: in tal senso, si può pensare ad una protezione che intervenga anche solo sui transistori brevi di corrente, essendo le sovracorrenti di durata più lunga già protette a livello di alimentatore. Questa possibilità ha delle conseguenze nella scelta delle diverse configurazioni di protezione.

Le sovracorrenti hanno, nell'amplificatore in questione, l'effetto di poter rompere i dispositivi di potenza, quindi è il caso di definire qual è l'entità della massima corrente gestita in sicurezza nelle varie condizioni.

I grafici della SOA (safe operating area) nei datasheet dei dispositivi di potenza sono da considerarsi validi nelle condizioni specificate, ovverosia in generale con una temperatura del silicio pari alla massima permessa (175°C di solito nei MOSFET moderni) e temperatura di case pari a 25°C, ovverosia nelle condizioni di dissipatore infinito. Inoltre, il grafico vale per condizioni di impulso singolo, non segnali ripetuti, ma nella nostra applicazione i duty cycle molto limitati portano a suggerire che la condizione è simile. Detto questo, quindi, i valori di corrente massima gestibile dai dispositivi sono da considerarsi "a freddo", ovverosia in tutte quelle applicazioni di test che coinvolgono correnti continue al DUT molto limitate ma correnti impulsive elevate (a causa di fronti veloci o condensatori di filtro del DUT particolarmente grandi). E' chiaro che ci deve essere un sensibile de-rating per il funzionamento a piena potenza, ovverosia 80°C di temperatura di case e 130°C di temperatura di die.

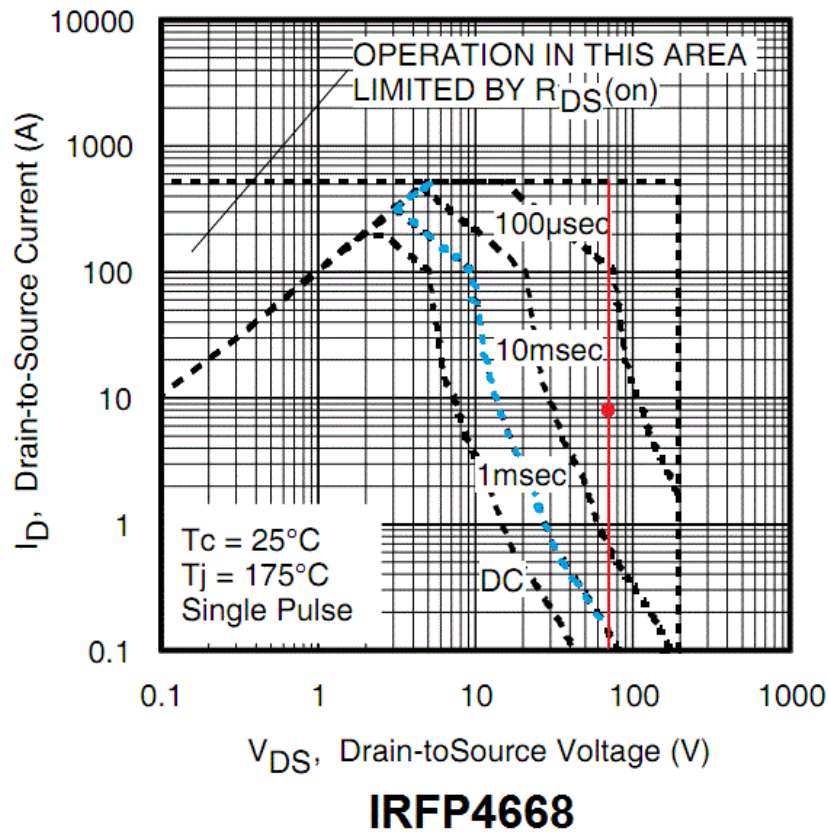


fig. 44: grafico SOA dell'N-MOSFET IRFP4668.

Come già detto, si possono considerare i transistori di corrente su tempi lunghi già protetti dall'alimentatore da banco, quindi si possono ignorare le limitazioni imposte dalle curve DC e 10ms, un tempo ragionevole per l'intervento delle pur lente protezioni di un alimentatore. Come si vede nel grafico, è stata evidenziata la linea di $V_{ds} = 70V$, rappresentate il caso peggiore per i dispositivi (ovvero, tutta la tensione di alimentazione ai loro capi, come se ci fosse un corto circuito tra uscita e massa). E' l'area a sinistra di questa linea rossa, dunque, da proteggere, fino alla curva 10ms, evidenziata in blu.

Le combinazioni più pesanti in termini di corrente d'uscita dell'amplificatore sono quelle massime in specifica, ovverosia i 20V/µs su 1µF, rampa 0-60V con 5A di corrente continua (il che comporta un gradino di corrente che ha come valore massimo 25A). Questo transitorio dura circa 3µs, e la corrente per dispositivo (8.3A) è segnata nel grafico con un pallino rosso: essendo situato in una zona sicura fino a 100µs, si può garantire la robustezza dello stadio d'uscita alle condizioni di specifica anche in presenza di un forte sbilanciamento della conduzione dei MOSFET (anche se conducesse uno solo, il punto a 25A è comunque nella stessa zona della SOA). In condizioni speciali, particolarmente controllate da un operatore esperto (ad es. in casi di corrente DC di bassa entità), ci si può spingere ben oltre i limiti di corrente relativi alla specifica: questa osservazione ha generato la possibilità di test di nuovo tipo, portando alla richiesta di rendere la protezione di corrente regolabile dall'utente, per poter appunto spingersi verso correnti di picco più elevate della specifica in condizioni controllate (50A_{pk} dall'intero stadio d'uscita sembra possibile con sicurezza, infatti).

Invece, in condizioni di forte corrente DC (e conseguentemente tenendo conto di un certo derating del grafico della SOA), si richiede una protezione di corrente operante a correnti molto prossime a quella massima secondo specifiche (25A).

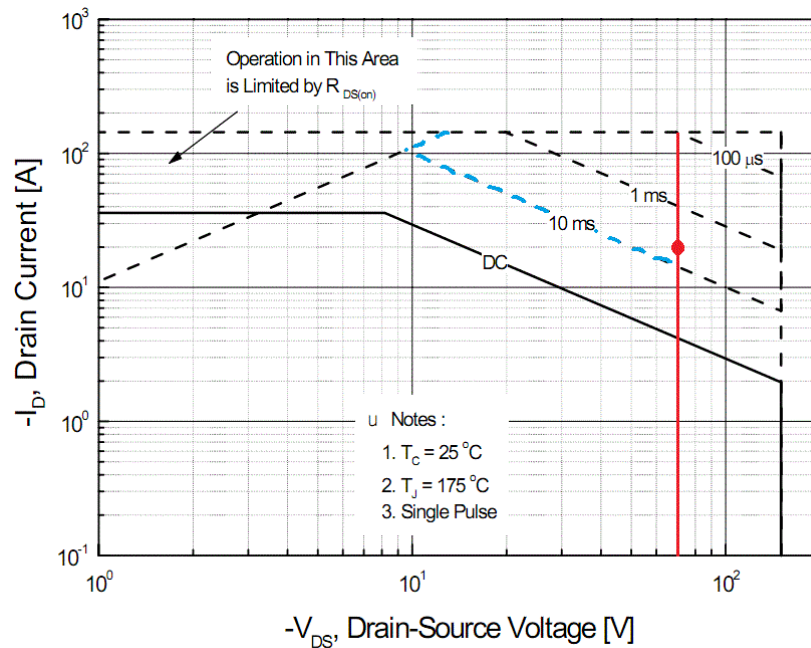


fig. 45: grafico SOA del P-MOSFET FQA36P15.

Le stesse considerazioni fatte precedentemente per gli N-MOSFET valgono per il P-MOSFET: si osserva come le condizioni peggiori da specifica (20A) sono ampiamente entro i limiti anche considerando un derating termico (per il P-MOSFET, la temperatura di case sarà prossima a quella del silicio, poichè la potenza media dissipata sul dispositivo è molto limitata a causa del duty cycle basso) e appare possibile, come per gli N-MOSFET, un funzionamento a correnti impulsive anche più elevate.

2. Una volta individuati quali siano i fenomeni distruttivi per l'amplificatore, bisogna progettare un circuito che ne individui i sintomi. Come già anticipato, la misura che interessa è la corrente nei dispositivi di potenza MOSFET. Diversi modi sono stati analizzati per effettuare questa misura:

- una misura della corrente totale, tramite shunt resistivo in serie all'uscita dell'amplificatore. Questo permette un controllo completo sulla corrente d'uscita, perdendo il controllo della corrente (eventuale) di guasto che potrebbe scorrere altrove, ad es. tra un N-MOSFET guasto e il P-MOSFET, senza interessare l'uscita. Una misura di questo tipo comporta un amplificatore differenziale, o amplificatore da strumentazione, ai capi dello shunt in grado di sopportare rilevanti tensioni di modo comune: esistono in commercio degli amplificatori monolitici in grado di effettuare questa misura, ovviamente l'eccezionale range di modo comune (ottenuto tramite attenuazione dell'ingresso) si paga in termini di guadagno, per cui si rende necessario un altro stadio di amplificazione: per questo sembra essere la soluzione circuitalmente più complicata;
- una misura della corrente di alimentazione, sempre tramite shunt resistivo e utilizzando dei prodotti integrati del tipo "high side current monitor" (essenzialmente, amplificatori operazionali le cui alimentazioni sono collegate rispettivamente ad un ingresso e all'uscita, per poter funzionare riferiti ad un livello DC qualsiasi, vedi ZXCT1009). Con questa soluzione si perde il controllo della corrente entrante nel nodo d'uscita dell'amplificatore (corrente gestita quindi dal P-MOSFET), ma ci si protegge da correnti di guasto che non interessano necessariamente i dispositivi d'uscita. A livello di complessità realizzativa sembra essere classificabile come semplice;
- una misura della corrente d'uscita tramite trasformatore di corrente. Soluzione tipica per misurare le correnti nei convertitori a commutazione, ha lo svantaggio di impedire la misura delle correnti continue,

e presenta una distorsione della forma d'onda di corrente dovuta all'intrinseco funzionamento derivativo della misura: è da valutare l'effetto di questi problemi. Il vantaggio è una misura completamente riferita a massa e potenzialmente con la minor caduta di inserzione possibile: anche qui la semplicità circuitale potrebbe essere decisiva.

Com'è già stato anticipato, non c'è necessità di tenere sotto controllo le sovracorrenti "lente", cioè tutte quelle che non passano inosservate alla protezione intrinseca degli alimentatori da banco. Il circuito di protezione dell'amplificatore dovrà infatti rispondere alle sovracorrenti di brevissima durata che si verificano nel breve intervallo (a causa del basso duty cycle) di attività dell'amplificatore, dovute ad esempio all'erogazione di tensione a rampa su una capacità di valore troppo elevato. In tal senso ciò che sembra un difetto della misura tramite trasformatore di corrente è da guardarsi sotto un diverso aspetto: anche la distorsione della forma d'onda può giocare addirittura come vantaggio, essendo i dispositivi sensibili alla corrente ma anche alla derivata di corrente, che non può essere troppo elevata.

A seguito di alcune prove si è scelto di perseguire quindi quest'ultima strada.

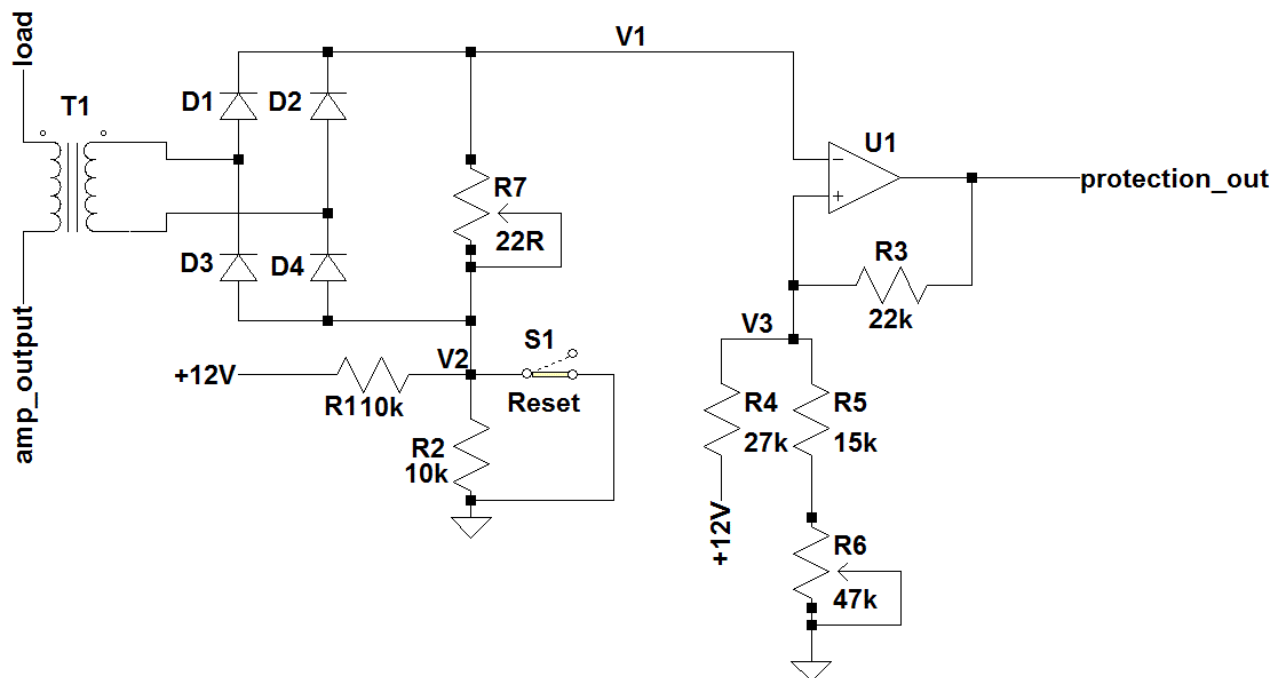


fig. 46: schema elettrico semplificato della prima sezione del circuito di protezione.

Il funzionamento del circuito a primo impatto può non essere intuitivo a causa dell'unione in un unico stadio, rappresentato da U₁, delle funzioni "analogiche" (misura e confronto di livelli di tensione, comparatore) e quelle "digitali" (memoria a 1 bit, latch).

T₁ è un trasformatore di corrente, cioè un particolare trasformatore dotato di una sola spira nell'avvolgimento primario: il rapporto spire è 1:60 ed è particolarmente indicato per misurare delle correnti senza introdurre sostanziali cadute di tensione. Questo perché la tensione misurata (pochi volt) corrisponde ad una tensione ai capi del primario 60 volte più piccola, praticamente trascurabile (volendo un'accuratezza maggiore, il primario del trasformatore potrebbe essere incluso nell'anello di retroazione, per annullarne gli effetti in termini di caduta di tensione). La corrente riflessa al secondario, 60 volte più piccola di quella misurata, viene rettificata dal ponte di Graetz costituito da D₁-D₄, necessariamente di tipo Schottky per minimizzare la caduta di tensione. La taratura del rapporto tra tensione misurata e corrente reale al primario del trasformatore viene effettuata per mezzo di R₇:

$$V_{R7} = V_1 - V_2 = I_{sec_T1} \cdot R_7 = \frac{I_{pri_T1}}{60} \cdot R_7$$

V_{R7} quindi, a fronte di una corrente di uscita dell'amplificatore di 20A, può variare tra zero e 7V, un ampio range per permettere di misurare anche correnti molto piccole, nel caso si voglia far intervenire le protezioni a correnti più modeste.

La tensione al nodo V_2 è impostata da un partitore resistivo costituito da R_1 e R_2 , che applica una tensione costante di 6V per pre-polarizzare, a corrente misurata nulla, il nodo V_1 alla stessa tensione (nel normale funzionamento, lo switch S_1 è da considerarsi un circuito aperto). Questo fa sì che la tensione al nodo V_1 sia:

$$V_1 = \frac{I_{pri_T1}}{60} \cdot R_7 - V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

U_1 è un comparatore configurato a trigger di Schmitt, con alimentazione singola. Con le note espressioni, è possibile calcolare le due soglie di commutazione:

$$V_1' = V_{CC} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_5 + R_6 + R_4 || R_3}$$

$$V_1'' = V_{CC} \cdot \frac{(R_5 + R_6) || R_3}{R_4 + (R_5 + R_6) || R_3}$$

Si noti che è stata fatta la semplificazione di porre, per quanto riguarda l'uscita del comparatore, il livello alto pari a V_{CC} , e il livello basso pari a 0V.

Nel nostro caso, variando R_6 è possibile ottenere una soglia di commutazione alta tra 6.6V (molto vicino al valore di riposo di V_1 , quindi adatto a far scattare la protezione per correnti molto piccole) e 10V (adatto per permettere elevate correnti di picco, o addirittura, in combinazione col valore opportuno di R_7 , per disabilitare totalmente la protezione). È stato scelto di porre R_6 variabile e accessibile all'utente, come da richiesta dei committenti del progetto, anziché rendere accessibile R_7 che è da intendersi più come un trimmer di taratura, che l'impostazione effettiva della protezione.

L'altra soglia di commutazione è sempre negativa, e di piccolo valore ($> -1V$) tale da permettere comunque il reset del comparatore quando viene premuto S_1 .

Le impostazioni nominali prevedono R_6 impostata a circa 18k Ω (tensione di soglia del comparatore pari a 8.7V) e R_7 pari a circa 5 Ω per garantire un intervento della protezione quando la corrente in uscita all'amplificatore supera i 30A. Volendo è possibile far corrispondere questi valori di default alla rotazione a metà esatta del potenziometro R_6 , per un'immediata comprensione visuale, applicando in parallelo ad esso un resistore di valore 75k Ω .

Il risultato finale di questo circuito è il segnale *protection_out*, normalmente alto ma che rimane ad un livello basso dopo che la protezione ha rilevato una sovracorrente, fintantoché il circuito non viene resettato dalla pressione del tasto S_1 . Uno svantaggio di questa configurazione molto semplice è la necessità di premere S_1 per mettere in funzione l'amplificatore ogni qual volta gli venga eventualmente rimossa e riapplicata l'alimentazione (ad es. all'accensione dello stesso): a questo si può ovviare inserendo un condensatore (nel prototipo è inserito 1 μ F) tra V_2 e massa onde ritardare l'arrivo alla tensione nominale di questo nodo all'atto dell'accensione del circuito.

3. Per disattivare efficacemente l'amplificatore, una volta rilevata una condizione di sovracorrente, è da evitarsi il semplice annullamento del segnale d'ingresso. Questo intervento si potrebbe fare in modo molto semplice ad es. con un JFET, all'ingresso dell'amplificatore, che cortocircuiti a massa il segnale di comando. Annullare di colpo l'ingresso, cioè portarlo a zero, provocherebbe però un gradino a pendenza negativa sull'uscita che, in presenza di carico capacitivo, comporterebbe una forte corrente (non controllata) entrante nell'amplificatore e quindi gestita dal P-MOSFET.

L'intervento necessario in caso di sovracorrente non è quindi portare la tensione d'uscita a zero, ma annullare la corrente d'uscita, rendendo il nodo d'uscita un nodo ad alta impedenza.

Un modo per ottenere questo, guardando alla peculiare alimentazione flottante della parte di potenza dell'amplificatore, è quello di cortocircuitare tra loro le due alimentazioni, centrate attorno alla tensione d'uscita, che forniscono corrente all'operazionale e ai transistor di pilotaggio.

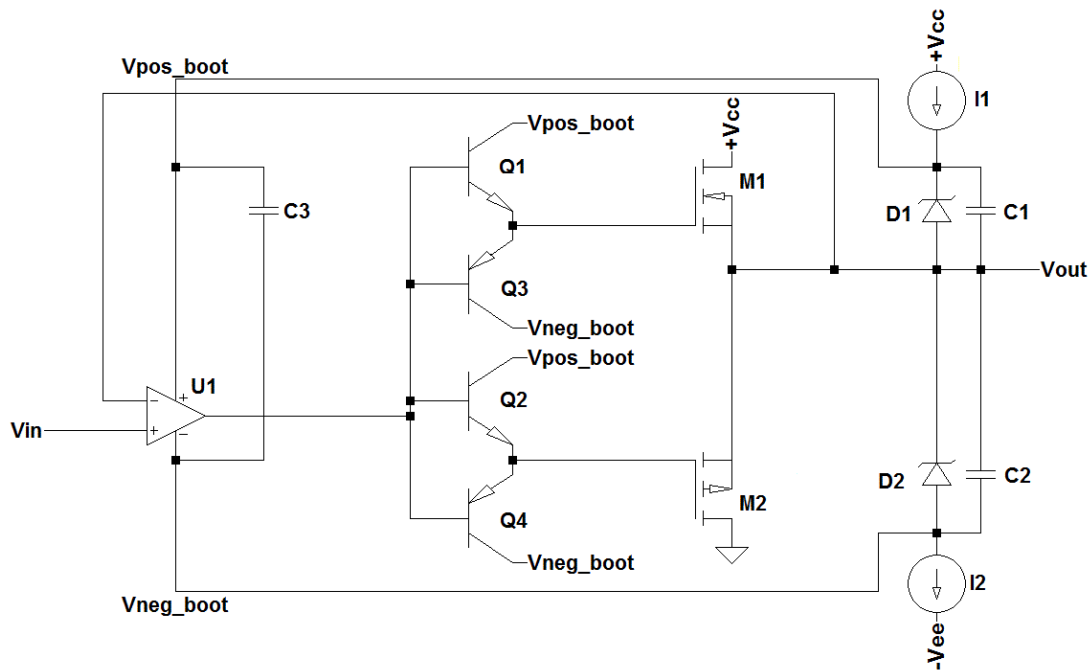


fig. 47: schema semplificato dello stadio finale, evidenziando i quattro blocchi fondamentali, l'operazionale, i transistor di pilotaggio, i mosfet di potenza e le alimentazioni flottanti.

Si vede che se V_{pos_boot} viene a coincidere con V_{neg_boot} , e particolarmente se entrambe sono pari alla tensione d'uscita V_{OUT} , l'amplificatore operazionale U_1 si spegne (privo delle sue alimentazioni e polarizzazioni interne), i transistor Q_1 - Q_4 non possono condurre corrente sia per mancanza di corrente di base che per insufficiente tensione collettore-emettitore. I MOSFET di potenza si verrebbero a trovare con la tensione di gate pari a quella di source, cosa che nei dispositivi di potenza ad arricchimento impedisce il passaggio di corrente nel canale. Un modo per ottenere ciò è annullare la caduta di tensione sui diodi Zener D_1 e D_2 , disattivando i generatori di corrente I_1 e I_2 . Non si ottiene però in questo modo l'immediato spegnimento dell'amplificatore, in quanto esso continuerà a funzionare fintantoché ci sia carica sufficiente in C_1 e C_2 .

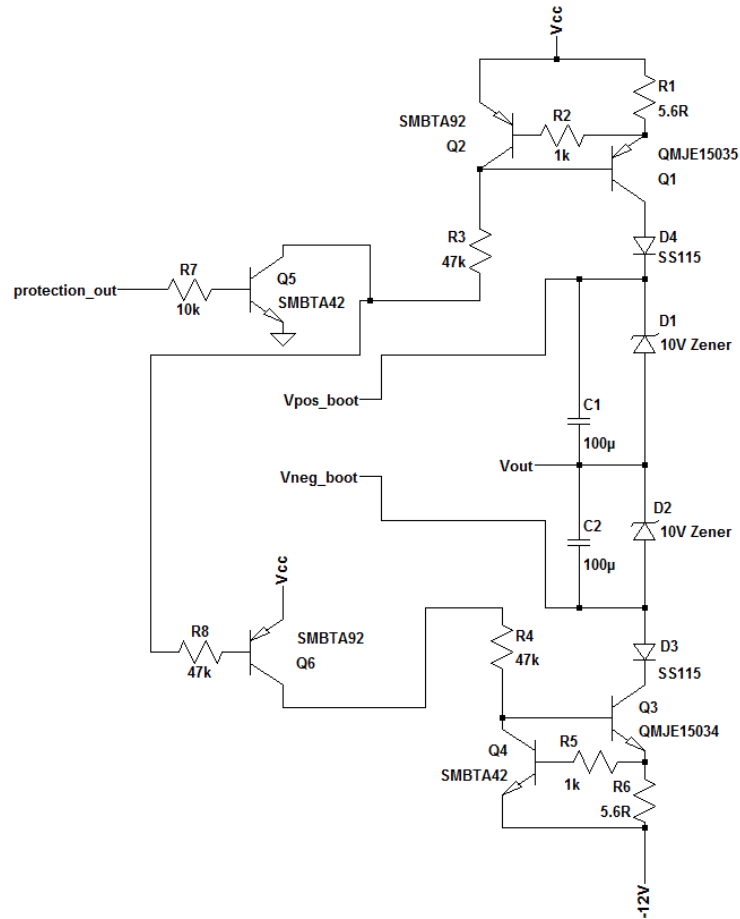


fig. 48: schema elettrico delle alimentazioni flottanti con relativi transistor per lo spegnimento delle stesse.

Per disattivare i generatori di corrente, qui rappresentati dai transistor Q_1 - Q_4 , si rimuove l'alimentazione al riferimento di tensione (Q_2 e Q_4 rispettivamente) scollegando i circuiti, tramite i transistor Q_5 - Q_6 funzionanti da interruttori comandati, dalle loro alimentazioni. Q_5 riceve il segnale normalmente alto dall'uscita del comparatore nel circuito della protezione, rimanendo acceso nel funzionamento normale dell'amplificatore e permettendo un passaggio di corrente in R_3 . La tensione prossima a zero presente sul collettore di Q_5 viene applicata in base di Q_6 (con un resistore, R_8 , per limitare la corrente di base) il quale rimane acceso permettendo anch'esso un passaggio di corrente su R_4 , che alimenta l'altro generatore di corrente.

In caso di sovracorrente, il nodo *protection_out* assumerà una tensione di valore prossimo a zero, spegnendo Q_5 , annullando la corrente in R_3 . La tensione al collettore di Q_5 arriverà prossima alla tensione di alimentazione V_{CC} , spegnendo il transistor Q_6 .

La semplicità del circuito impedisce prestazioni elevate in termini di velocità di attivazione della protezione, questo anche a causa delle resistenze di base di valore elevato presenti sui transistor. Inoltre, l'improvviso spegnimento della corrente nell'alimentazione flottante non implica un crollo immediato delle tensioni fornite: è necessario prima che il circuito scarichi i condensatori di filtro. Questi ultimi, eventualmente, possono essere dimensionati opportunamente per garantire una maggior velocità d'intervento delle protezioni.

Di seguito sono rappresentate alcune misurazioni effettuate per chiarire meglio il funzionamento del circuito di protezione e le sue prestazioni.



fig. 49: rampa 0-60V, 3 μ s fronte, carico 10 Ω || 1 μ F a bassa ESR. La traccia gialla è il segnale d'ingresso all'amplificatore, quella verde è la corrente di carico e quella azzurra è il segnale fornito dal trasformatore di corrente, a seguito della rettifica effettuata dal ponte a diodi Schottky.

Si può osservare come il circuito di protezione riceva un segnale in tensione che segue fedelmente la componente alternata della corrente di carico, in modulo. Qui il potenziometro esterno di settaggio della protezione è centrato, mentre il trimmer sulla scheda è stato regolato per le condizioni nominali di carico (circa 30A di picco).



fig. 50: identiche condizioni della misura precedente, qui è evidenziato il rapporto tra il segnale presentato al circuito di protezione (in azzurro, lo stesso dell'immagine precedente) e la soglia di commutazione (in rosso). Il livello del segnale di corrente è tale da far quasi scattare la protezione, in questo specifico caso: riducendo il tempo di salita del segnale a 2μ s, la protezione scatta correttamente dopo alcuni cicli.

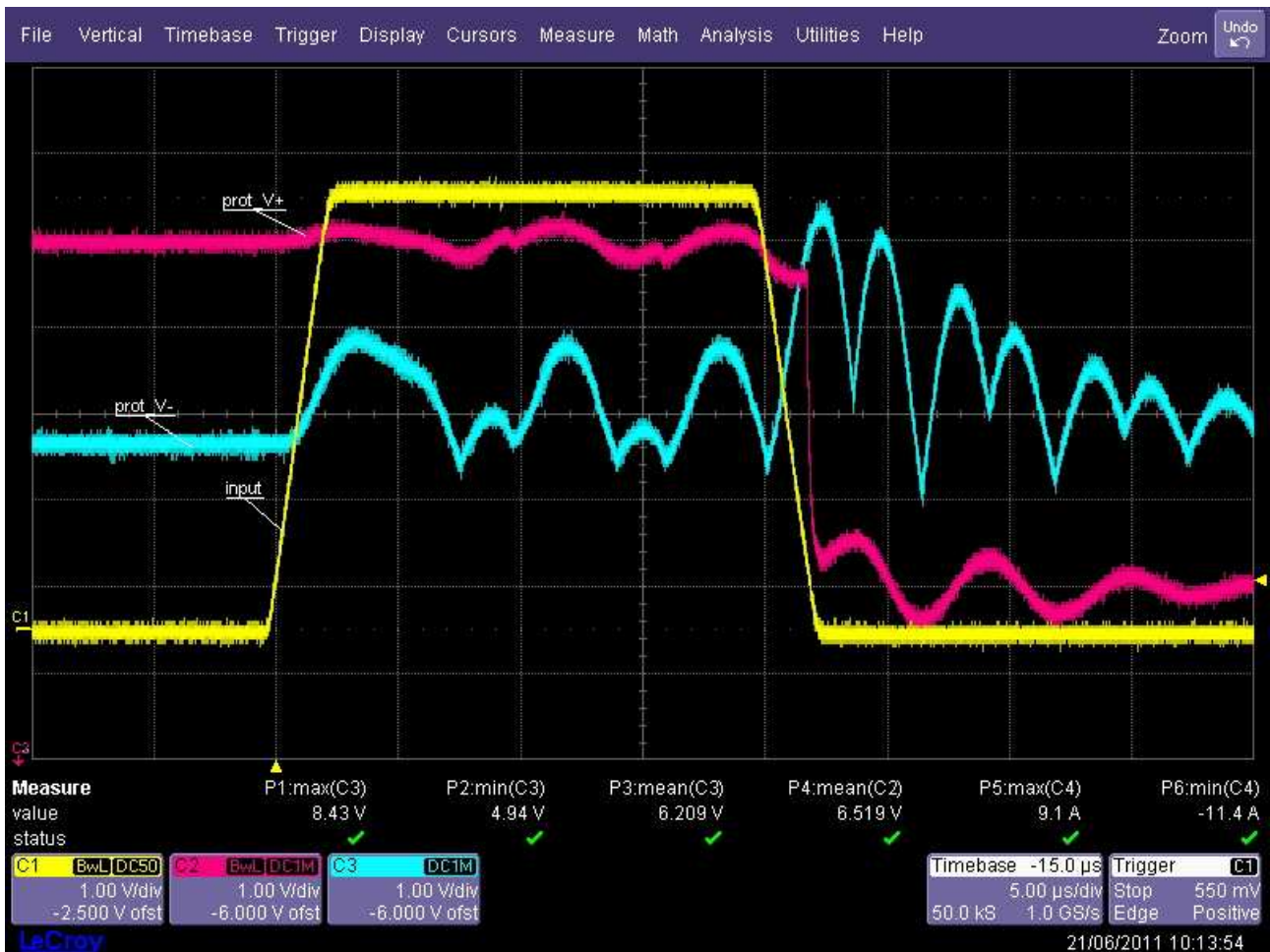


fig. 51: in questa misura si osserva l'effetto dell'aumento della pendenza del segnale in ingresso.

Il nuovo valore della corrente di picco verso il carico, dovuta alla pendenza più elevata della rampa (a causa dell'entrata in funzione della protezione, si segnala che i valori di corrente misurati dall'oscilloscopio sono evidentemente errati) è di circa 35A: si osserva come nell'istante in cui il segnale azzurro (legato alla corrente d'uscita) supera il segnale rosso (il riferimento del comparatore), quest'ultimo cambia stato segnalando la commutazione della protezione. L'effettiva inibizione della corrente di carico avviene però alcuni cicli dopo, all'esaurirsi della carica nei condensatori di filtro dell'alimentazione flottante.

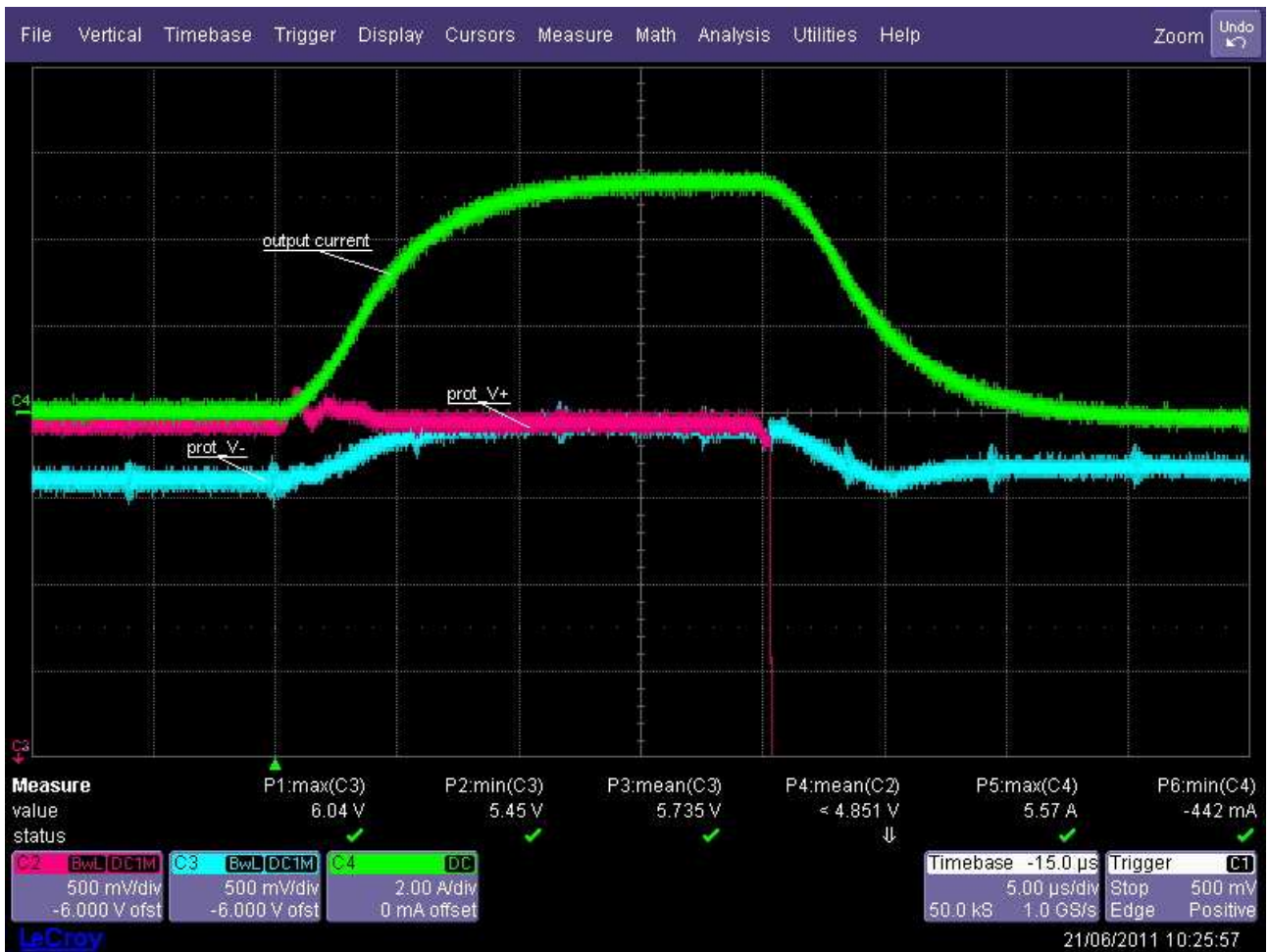


fig. 52: esempio di attivazione della protezione su carico resistivo: qui il potenziometro esterno che controlla l'attivazione della protezione in corrente è stato regolato per un valore di limite di circa 5.5A.

5i. Cenni sul layout della scheda stampata

Un elemento che spesso si tende a considerare poco nell'ambito dell'elettronica analogica è la qualità del disegno del circuito stampato. Molto è stato scritto per queste questioni nell'ambito dell'elettronica digitale ad alta velocità, laddove i parassiti del circuito stampato vengono considerati nel design già dalle prime fasi, in quanto possono fare una sostanziale differenza sulle prestazioni del circuito.

In questo progetto non ci sono collegamenti ad impedenza controllata o schede stampate con molti strati, ma la presenza di correnti impulsive di intensità elevata richiede delle attenzioni speciali. Per impedire che queste influenzino negativamente altri elementi del circuito, è importante che i collegamenti ad alta corrente siano mantenuti brevi, e soprattutto è necessario limitare l'area dei percorsi chiusi di corrente, in quanto questa è direttamente proporzionale alle emissioni elettromagnetiche non volute.

Si evidenzia di seguito un'immagine della scheda stampata dell'amplificatore, nascondendo i collegamenti in rame e evidenziando le varie aree funzionali dello stesso:

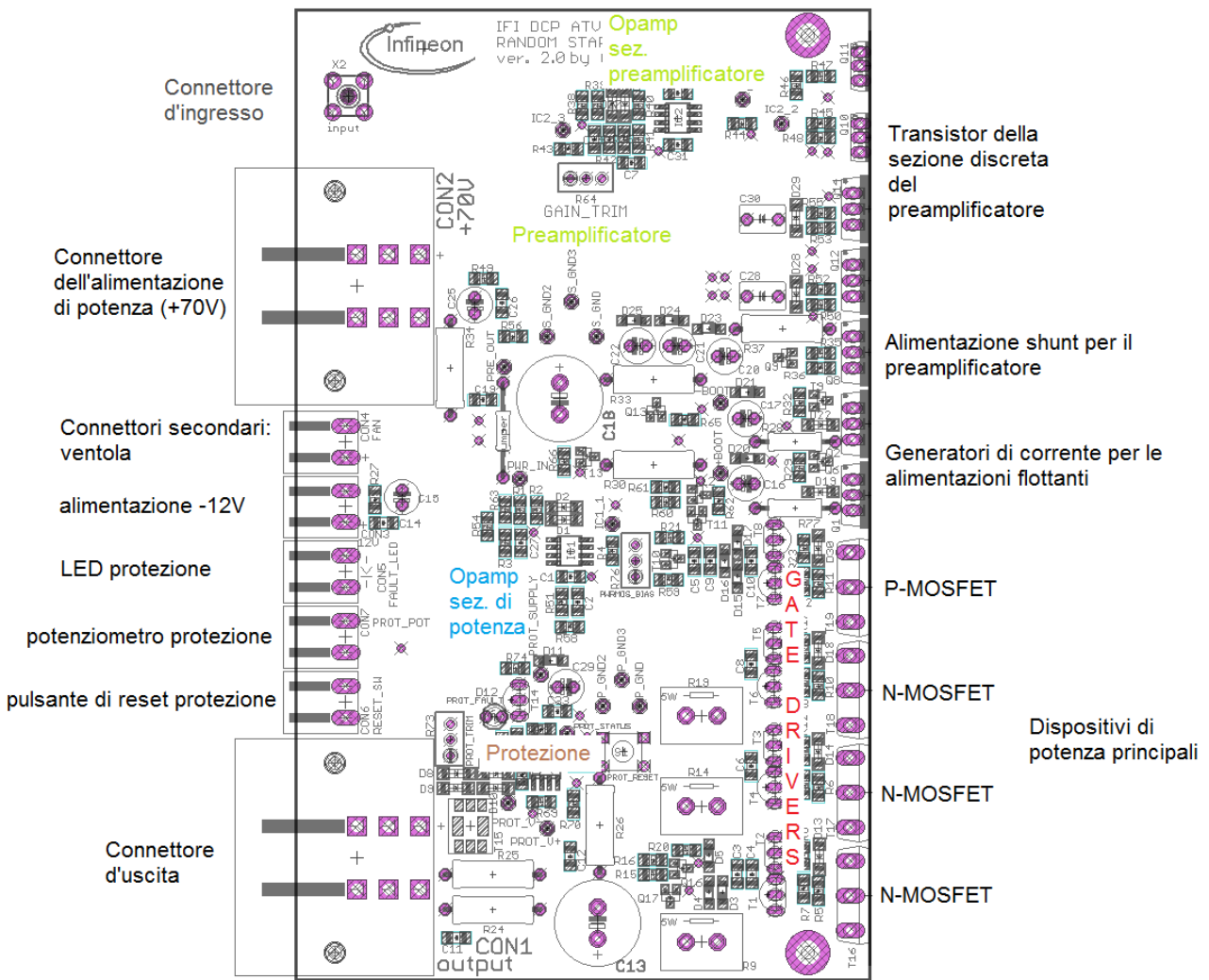


fig. 53: schematizzazione delle varie aree funzionali della scheda stampata.

Di seguito invece un'immagine dei collegamenti in rame, con in evidenza in rosso più chiaro i collegamenti ad alta corrente impulsiva, ovvero quelli del segnale d'uscita:

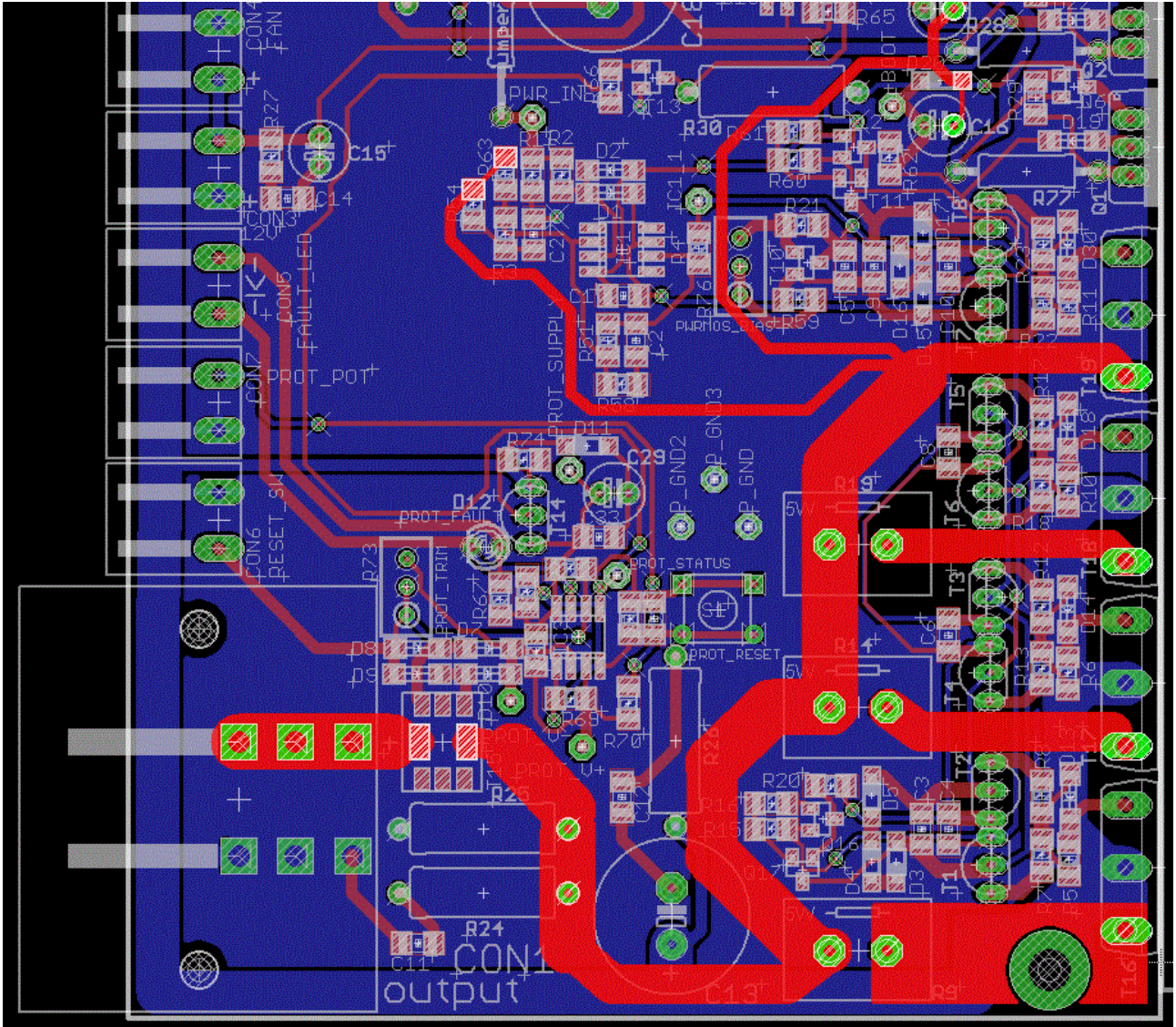


fig. 54: dettaglio del collegamento in rame del segnale d'uscita. In alto, le due diramazioni per il segnale di retroazione e il nodo centrale delle alimentazioni flottanti. In centro, le tre resistenze di potenza (rettangolari) ai source degli N-MOSFET. In basso, un'area allargata in rame per compensare la perdita di conduttività dovuta alla presenza del foro della vite di fissaggio. In basso a sinistra il piccolo trasformatore di corrente per il circuito di protezione.

L'uscita non è l'unico collegamento ad alta corrente impulsiva, anche l'alimentazione di potenza lo è, ed è qui di seguito evidenziata:

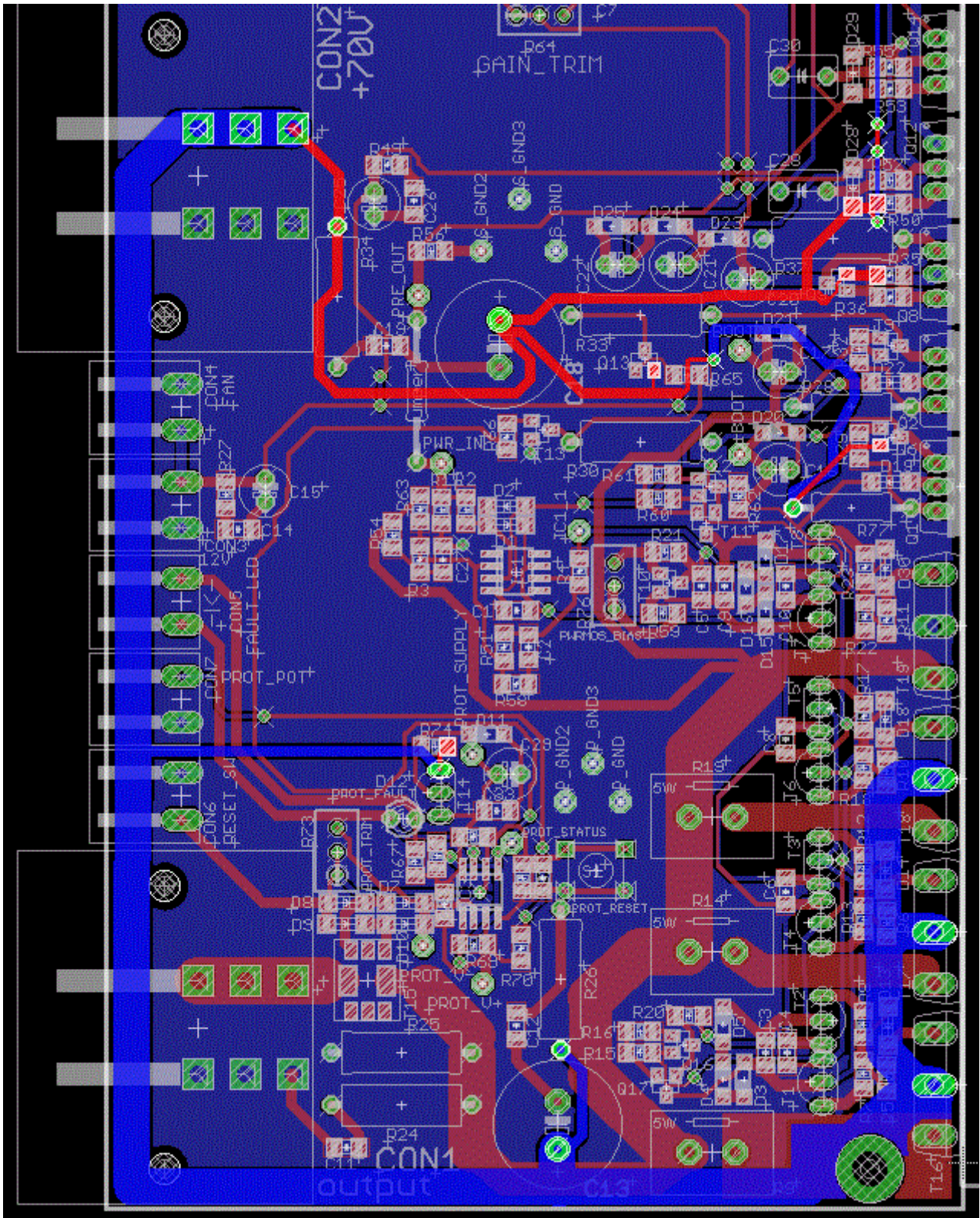


fig. 55: dettaglio del collegamento dell'alimentazione di potenza (+70V). Si osservi come fisicamente il connettore si trovi dal lato opposto della scheda stampata, rispetto a dove servirebbe (ossia vicino ai dispositivi di potenza principali): questo non è un grosso problema poiché l'anello di corrente tra il condensatore di filtro (quello rotondo in fondo al centro dello stampato), i dispositivi e il connettore d'uscita è comunque limitato ad una porzione molto piccola dell'intero stampato.

Il piano di rame sul lato "blu" dello stampato è la massa.

5j. Schema elettrico completo del finale di potenza

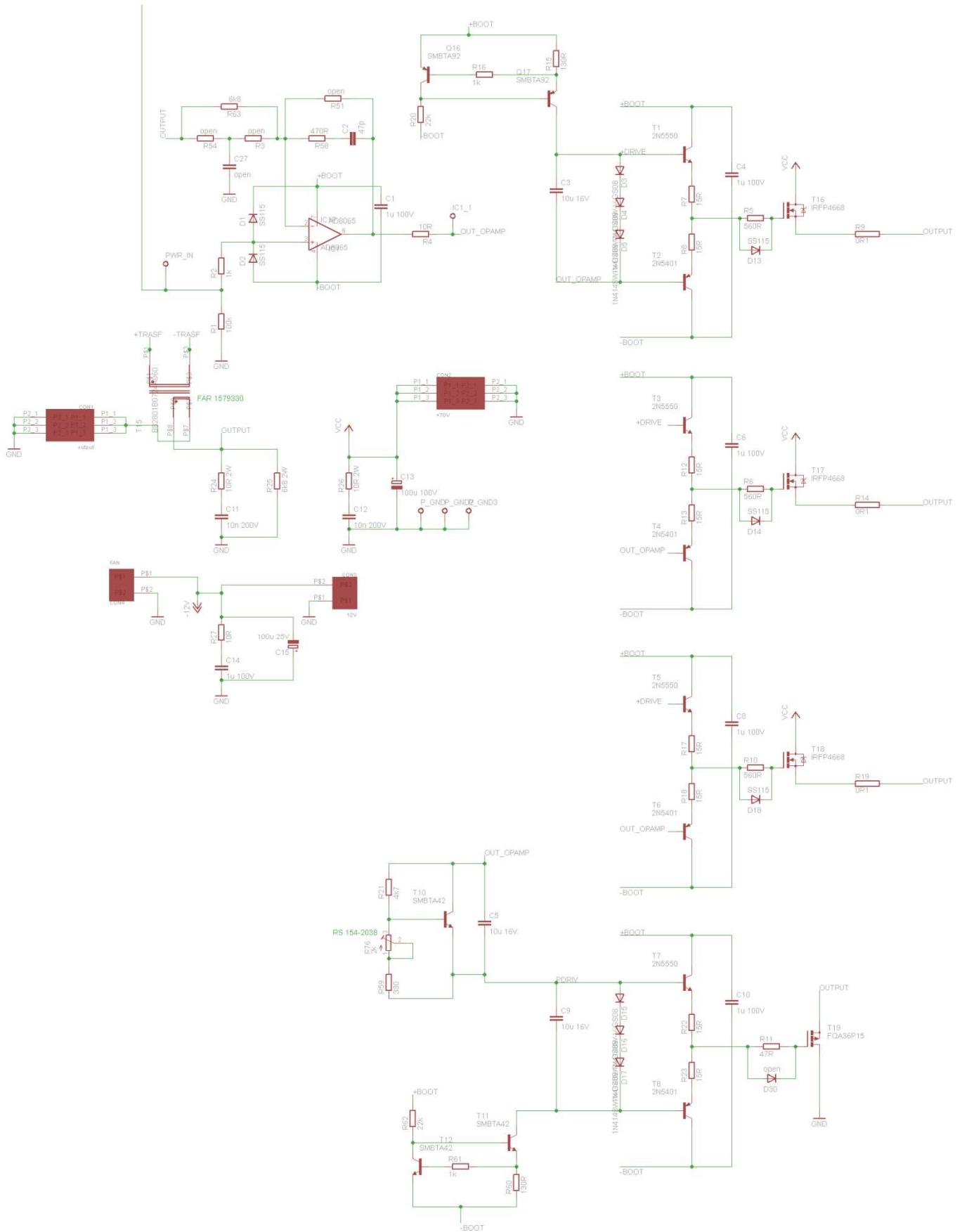


fig. 57: schema elettrico della sezione di potenza dell'amplificatore.

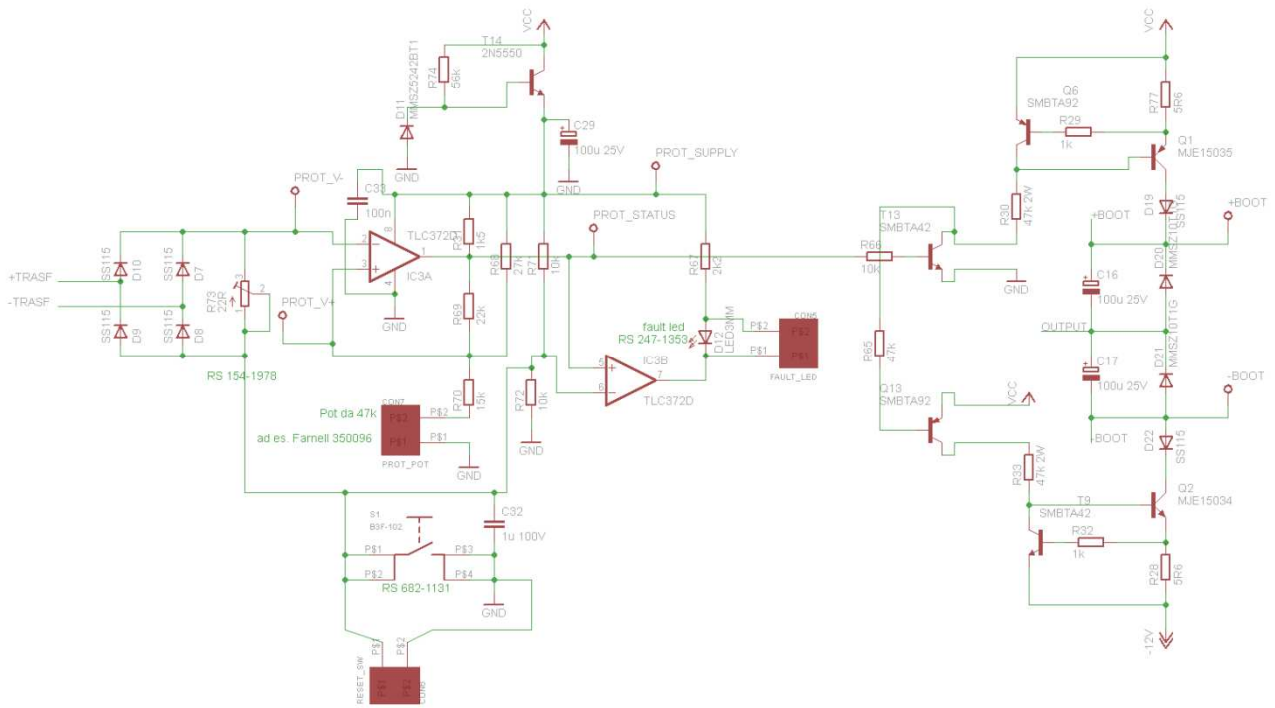


fig. 58: schema elettrico della sezione di protezione dell'amplificatore, a destra invece le alimentazioni flottanti.

5k. Prestazioni misurate della sezione di potenza

Le seguenti misurazioni sono state effettuate utilizzando il preamplificatore per pilotare la sezione di potenza, quindi in un certo senso indicano le prestazioni combinate e quindi dell'intero progetto.

Per prima cosa si sono verificate le prestazioni del progetto rispetto alle specifiche, ovvero la necessità di ottenere rampe alla massima ampiezza con pendenza $20\text{V}/\mu\text{s}$:



fig. 59: rampa 0-60V a $20\text{V}/\mu\text{s}$, su carico leggero (100Ω).



fig. 60: rampa 0-60V a 20V/μs, su carico 12Ω (5Apk).



fig. 61: rampa 0-60V a 20V/μs, su carico 2.4Ω (25Apk).



fig. 62: rampa 0-60V a 20V/μs, su carico 12Ω || 1μF. La tensione sul carico è misurata direttamente su un terminale del condensatore, quindi risente dell'effetto risonante della capacità stessa e dell'induttanza del cavo di collegamento, oltre all'impedenza d'uscita dell'amplificatore. Da altre misure effettuate, risulta che alle frequenze tipiche di oscillazione queste due grandezze induttive sono di circa 300nH per l'amplificatore e 500nH per il cavo.

Si osservi anche la corrente di picco pari a 28.7A (la traccia corrispondente non è mostrata per chiarezza).

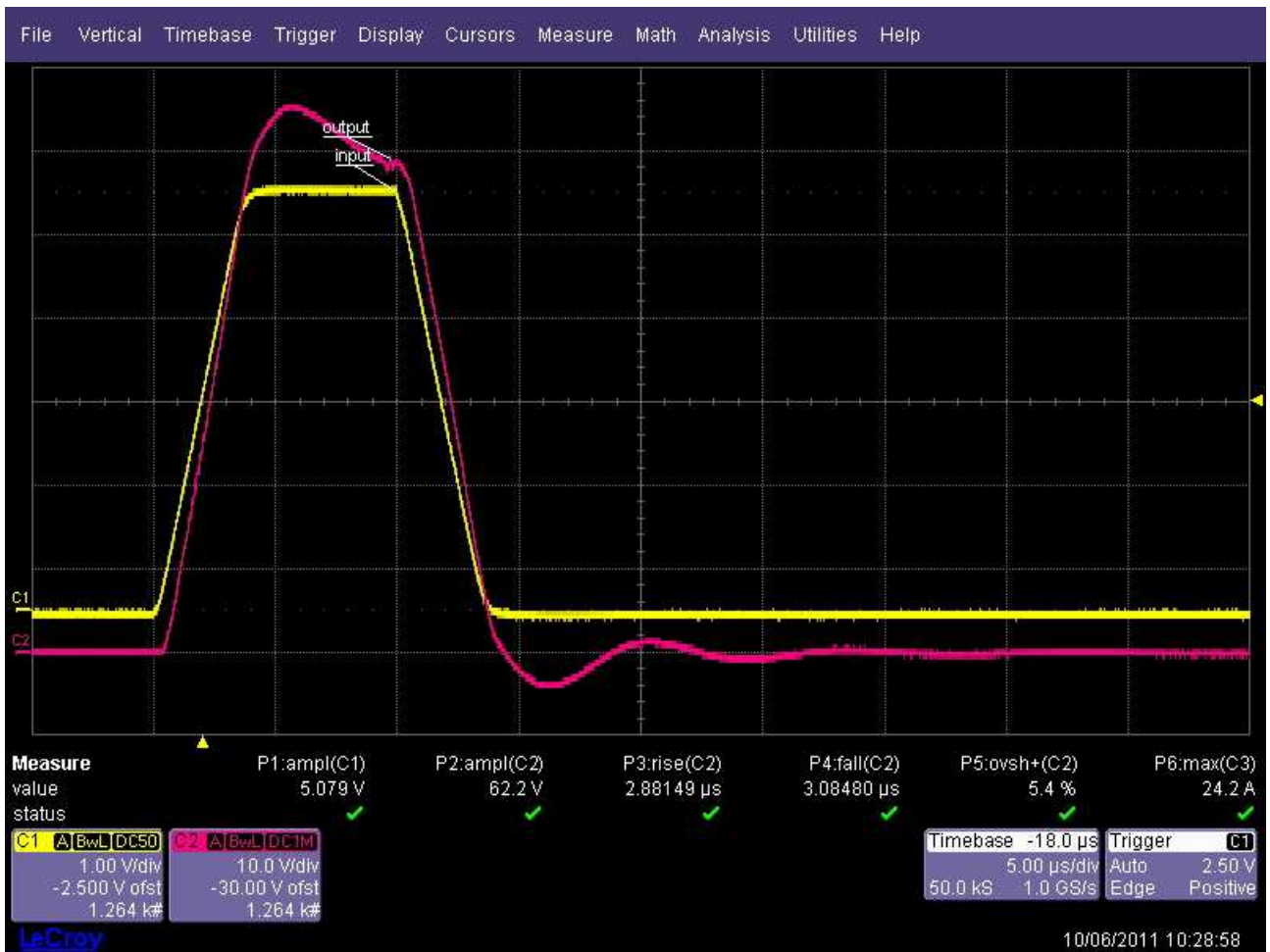


fig. 63: identiche condizioni della misura precedente, ma in questo caso si è voluto mostrare l'effetto dell'ESR del condensatore di carico, aggiungendo 0.47Ω di resistenza in serie ad esso. Si vede come la risonanza sia diminuita, ma in ogni caso si evidenzia la necessità di regolare il generatore di segnali tenendo sotto occhio la reale tensione al carico.



fig. 64: l'effetto di un condensatore di carico elettrolitico ($1\mu\text{F}$ 50V - la tensione sul carico è stata ridotta). Si noti come l'elevata ESR smorza la risonanza e riduca considerevolmente il picco di corrente (16.9A).

In tutte le misure si può notare, dalla lettura del rise time e fall time del segnale d'uscita, come l'amplificatore non rallenti sostanzialmente il segnale d'ingresso ma lo riproduce con accuratezza entro i limiti delle specifiche.

Si è voluto provare anche ad andare oltre alle prestazioni specificate, cercando di indagare sulla massima pendenza ottenibile su carico resistivo. Infatti, nell'applicazione reale, ci si potrà spingere verso fronti più ripidi della rampa solo in presenza di carico leggero o capacità dotate di forte ESR.



fig. 65: prestazioni intrinseche dell'amplificatore (generatore con tempo di salita pari a 5ns), carico 2.4Ω (25Apk). Si noti la forte differenza nella risposta al gradino ai grandi segnali tra fronte positivo e fronte negativo; mentre il secondo manifesta una sostanziale pulizia e stabilità, il fronte di salita (corrispondente all'accensione dei 3 N-MOSFET) ha una sovraelongazione indice di un margine di fase non elevato.

Un aspetto interessante da evidenziare con le misure è il rapporto tra la corrente di carico e la corrente richiesta alle alimentazioni da banco, un dato utile per dimensionare quest'ultime in funzione della specifica applicazione.



fig. 66: rampa 0-60V a 20V/ μ s, su carico 2.4 Ω (25Apk). In evidenza, in azzurro la corrente di carico e in verde la corrente dall'alimentazione. Si può notare nella differenza fra le due forme d'onda l'influenza del condensatore da 100 μ F inserito sulla scheda per ridurre i picchi di corrente richiesti all'alimentazione.

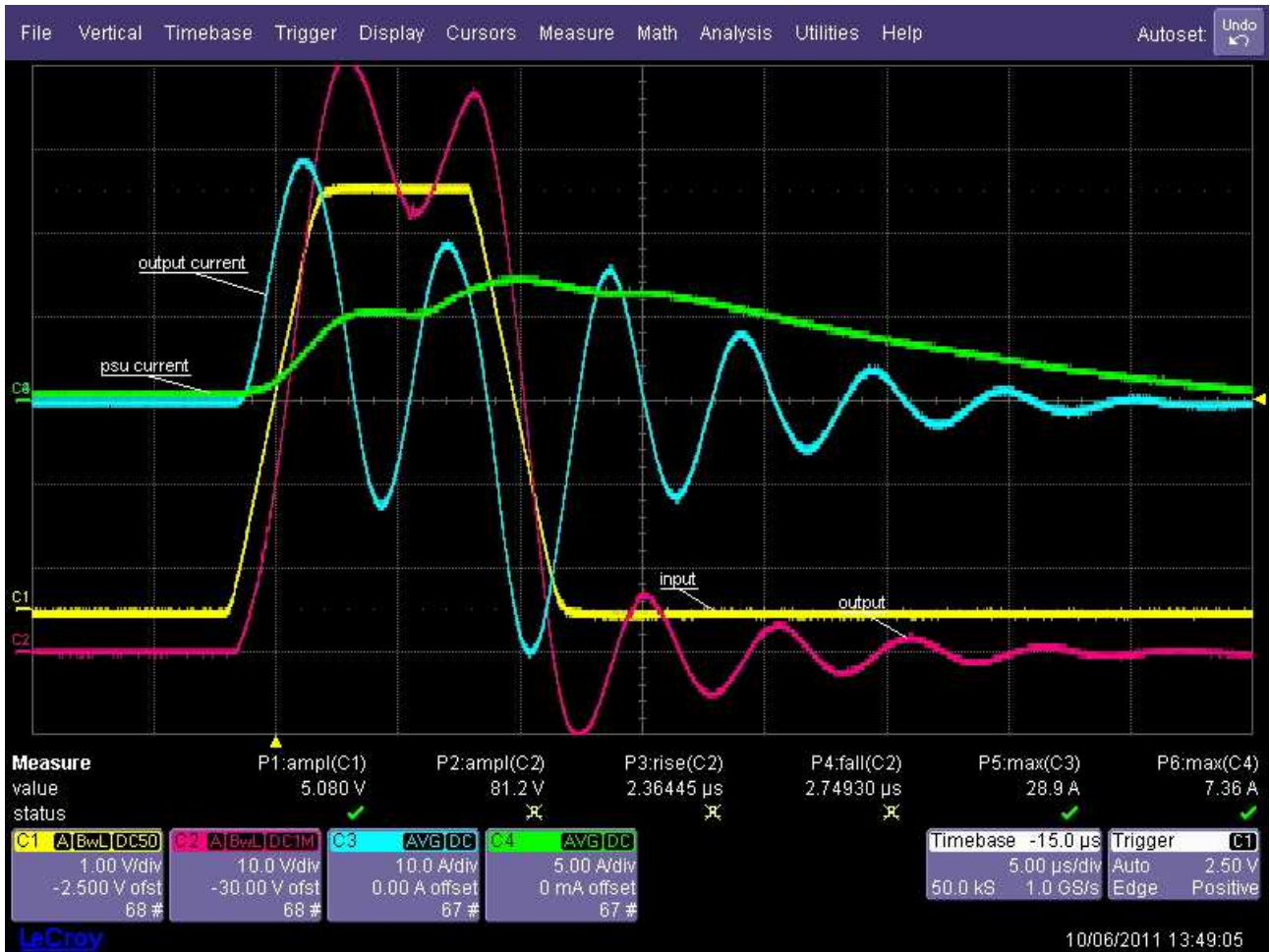


fig. 67: rampa 0-60V a 20V/ μ s, su carico 12 Ω || 1 μ F a bassa ESR. E' evidente la ripercussione della risonanza sulla corrente di carico, in queste condizioni pari a 60A_{pp}. La corrente di alimentazione ha forma d'onda sostanzialmente invariata e anzi valore massimo inferiore, segno di uno scambio di energia tra carico e amplificatore, tipico dei fenomeni risonanti.



fig. 68: rampa 0-48V a circa 18V/μs, su carico 12Ω || 1μF elettrolitico. Anche qui l'ESR del condensatore smorza notevolmente la risonanza e l'effetto è particolarmente visibile sulla corrente di carico, di forma quasi ideale con i soli picchi di corrente nelle fasi di carica e scarica del condensatore. La misura con un condensatore elettrolitico è di particolare interesse poiché è il tipo di componente tipicamente utilizzato nell'applicazione pratica dell'amplificatore.

Riferimenti:

- Ref. 1: "Audio Power Amplifier Design Handbook", D. Self, 5th ed., 2009 Elsevier Ltd.
- Ref. 2: "Designing Audio Power Amplifiers", B. Cordell, 2011 McGraw-Hill
- Ref. 3: "Extending Op Amp Supplies to Get More Output Voltage", D. Eagar, Linear Technology Magazine v. IV n. 2, June 1994
- Ref. 4: "Bootstrapping your opamp yields wide voltage swings", G. King, T. Watkins, EDN Magazine, Maggio 1999

Capitolo 6: Esempio d'uso dell'amplificatore. Test di immunità ai transienti sui regolatori lineari di tensione

Il tipo di risposta di un circuito elettronico genericamente inteso, sottoposto a transitori veloci sulla sua linea di alimentazione, può essere classificato secondo quanto segue:

- il transitorio supera i maximum ratings (massima tensione di alimentazione). Ciò che succede tipicamente è l'attivazione delle protezioni ESD o il breakdown verso il substrato: in entrambi i casi il dispositivo è distrutto, e test di questo tipo possono aiutare a identificare le aree problematiche per eventualmente migliorare le specifiche del dispositivo;
- il transitorio non supera i maximum ratings:
 - latch-up firing, elevata iniezione di corrente e possibilità di distruzione del dispositivo: il latch up è possibile in tutte le tecnologie del silicio, ed è inevitabile nei moderni dispositivi integrati data la presenza simultanea di più tipi di tecnologia sullo stesso substrato;
 - malfunzionamenti momentanei, a seguito dei quali il dispositivo riprende, dopo un certo tempo (o dopo un ciclo di reset, ad esempio), le funzionalità normali. Solitamente sono questi i tipi di test che interessano di più e sui quali si concentrerà l'attenzione.

Uno schema fortemente semplificato del funzionamento interno di un regolatore lineare di tensione è presentato qui sotto.

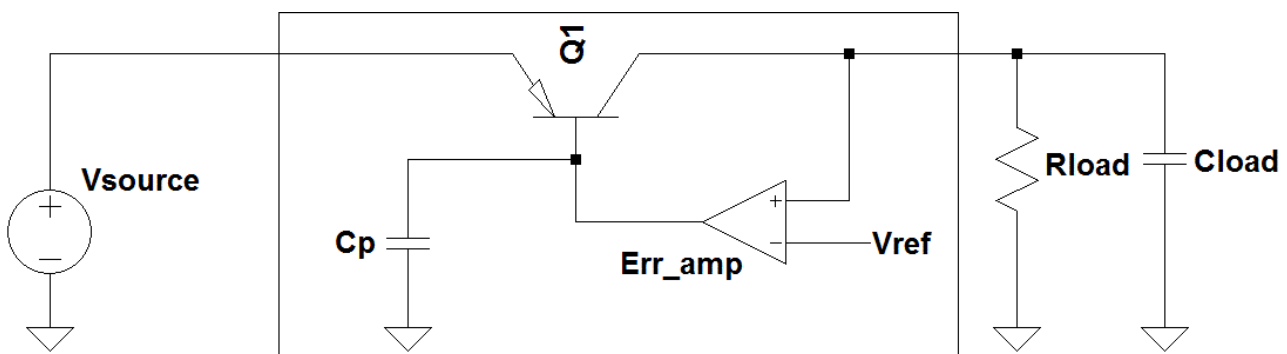


fig. 69: schema semplificato di un regolatore di tensione di tipo lineare, raffigurato qui con un generatore di test all'ingresso e un carico tipico all'uscita.

Un primo effetto di malfunzionamento momentaneo, dovuto all'applicazione di un transiente veloce all'ingresso del regolatore, è dovuto alla capacità parassita C_p . Questo effetto è tipico dei regolatori LDO (low drop-out) che utilizzano un elemento di potenza di tipo PNP o P-MOS: nei rispettivi casi la capacità C_p rappresenta quella base-substrato (molto elevata in un transistor bipolare in tecnologia planare) o quella tra gate e drain/source per un P-MOS. In corrispondenza di un picco di tensione positivo all'emettitore del transistor Q_1 , la capacità parassita C_p ancora la tensione di base di Q_1 al valore precedente al picco per alcuni istanti (l'amplificatore d'errore impiega un tempo finito per caricarla), questo provoca un aumento della tensione base-emettitore di Q_1 con un conseguente incremento di tensione d'uscita del regolatore. L'effetto si può anche leggere in termini più macroscopici pensando alla reiezione ingresso-uscita di un sistema a retroazione negativa, a banda finita: un impulso all'ingresso del sistema passa direttamente all'uscita se la banda del sistema di controllo è troppo limitata rispetto alla velocità del transitorio.

Questo picco di tensione all'uscita del regolatore ha un fronte di salita molto ripido tipicamente, ma un fronte di discesa potenzialmente molto lento se il carico del regolatore è leggero (in quanto la corrente di carico deve scaricare la capacità C_{load} , non essendoci contribuito in questa scarica da parte del regolatore).

L'effetto viene classificato come malfunzionamento in quanto potenzialmente distruttivo per circuiti a valle del regolatore dalla particolare sensibilità alle alte tensioni di alimentazione, ad esempio i circuiti digitali CMOS: se questi funzionano a 5V è possibile distruggerli già a 6.5V.

Un altro malfunzionamento che si può verificare all'interno del regolatore lineare è legato al modo in cui vengono ricavati i riferimenti di tensione. Tipicamente si utilizza un riferimento di tipo bandgap, alimentato dalla tensione d'ingresso: come per l'uscita del regolatore, anche la tensione di riferimento può subire un transitorio dovuto all'impulso applicato in ingresso del regolatore. Questa alterazione di solito ha un effetto limitato sul funzionamento del regolatore vero e proprio, ma può avere conseguenze più pesanti sul resto della circuiteria, in particolare in presenza di comparatori che sfruttano la tensione di riferimento per le proprie funzioni.

Effettivamente, all'interno dei moderni regolatori lineari, sono presenti diversi comparatori, e uno in particolare può scattare in modo errato in presenza di un transiente veloce sulla linea di alimentazione: si tratta della circuiteria che serve l'uscita *Reset Out*. Questo è un segnale che può essere inviato ad un microcontrollore, alimentato dal regolatore: quando quest'ultimo avverte, ad esempio per un improvviso calo di tensione di batteria (viene confrontata una tensione legata a quella d'uscita, ottenuta con un partitore resistivo, con la tensione di riferimento), che la tensione erogata al carico scende sotto una certa soglia, segnala al microcontrollore di entrare in reset, salvando i dati e ricominciando da capo l'esecuzione del suo programma.

L'eventualità è rara e può avvenire ad esempio a seguito della rottura di un fusibile in un altro circuito all'interno della rete di alimentazione, cosa che porta ad un temporaneo calo di tensione.

In presenza però di transitori di polarità positiva sulla linea di alimentazione sia la tensione d'uscita che la tensione di riferimento subiscono un transitorio della stessa polarità: tipicamente la prima è stabilizzata da un condensatore di generose dimensioni, mentre la seconda non subisce lo stesso effetto di smorzamento. Il risultato è che si può avere per un istante la tensione di riferimento superiore a quella di uscita, facendo scattare il comparatore del *Reset Out*. Quest'ultimo è collegato ad un latch e la commutazione del comparatore provoca un livello logico errato all'uscita *Reset Out* di durata molto lunga rispetto al transitorio. L'evento viene chiamato False Reset e può provocare la reinizializzazione di un microcontrollore eventualmente collegato come carico, evento che può essere problematico in applicazioni come quella automotive.

Il terzo effetto che si può osservare in un regolatore lineare è l'alterazione, dovuta al transitorio sulla tensione di riferimento, dei circuiti di polarizzazione interni che alimentano tutte le parti del regolatore. In particolare alterare la corrente a riposo degli stadi a transistor può avere un effetto soprattutto sui comparatori, e di nuovo si ricade nella situazione descritta nell'esempio precedente. Oppure l'effetto può essere sui latch che servono delle uscite digitali, anche qui fornendo valori errati alle uscite.

Riassumendo, gli effetti tipici dei transitori sulle linee di alimentazione dei regolatori lineari sono tre:

1. effetto diretto ingresso-uscita;
2. variazioni della tensione di riferimento;
3. variazioni delle correnti di polarizzazione dei circuiti.

Per affrontare questi problemi e migliorare quindi l'immunità del dispositivo sono state attuate diverse soluzioni dalle aziende produttrici di circuiti integrati. Ad esempio, per proteggere il riferimento di tensione si può interporre tra l'ingresso del regolatore e il riferimento bandgap un regolatore di tipo shunt con diodo Zener: quest'ultimo attenua i transitori sull'alimentazione per mezzo della sua bassa impedenza dinamica. La soluzione, purtroppo, implica un incremento sensibile nel consumo di corrente statica del regolatore (a causa della corrente di polarizzazione del diodo Zener), inoltre non tutte le tecnologie al silicio permettono di realizzare dei diodi Zener precisi e affidabili alla tensione desiderata, che è tipicamente inferiore ai 5V. Di fatti, per queste tensioni, nelle tecnologie integrate si utilizza la scarica a valanga di un diodo a giunzione, anziché l'effetto Zener: i diodi risultanti hanno aree molto piccole e quindi forte dissipazione per unità di area, questo ne mina le prestazioni in termini di stabilità e corrente di perdita.

Altra soluzione possibile è quella di utilizzare strutture cascode, sia per il riferimento di tensione che per altre parti critiche della circuiteria, questa tecnica però costringe all'aumento della minima tensione di ingresso del

regolatore, a causa dei transistor in più in serie ai circuiti, contrastando la necessità attuale di lavorare (per inseguire le necessità dei dispositivi CMOS sempre più integrati) a tensioni sempre più basse.

Alimentando il riferimento di tensione con la tensione d'uscita si può mitigare il problema, necessitando però di una rete di start-up per il circuito.

Capitolo 7: Prototipo realizzato

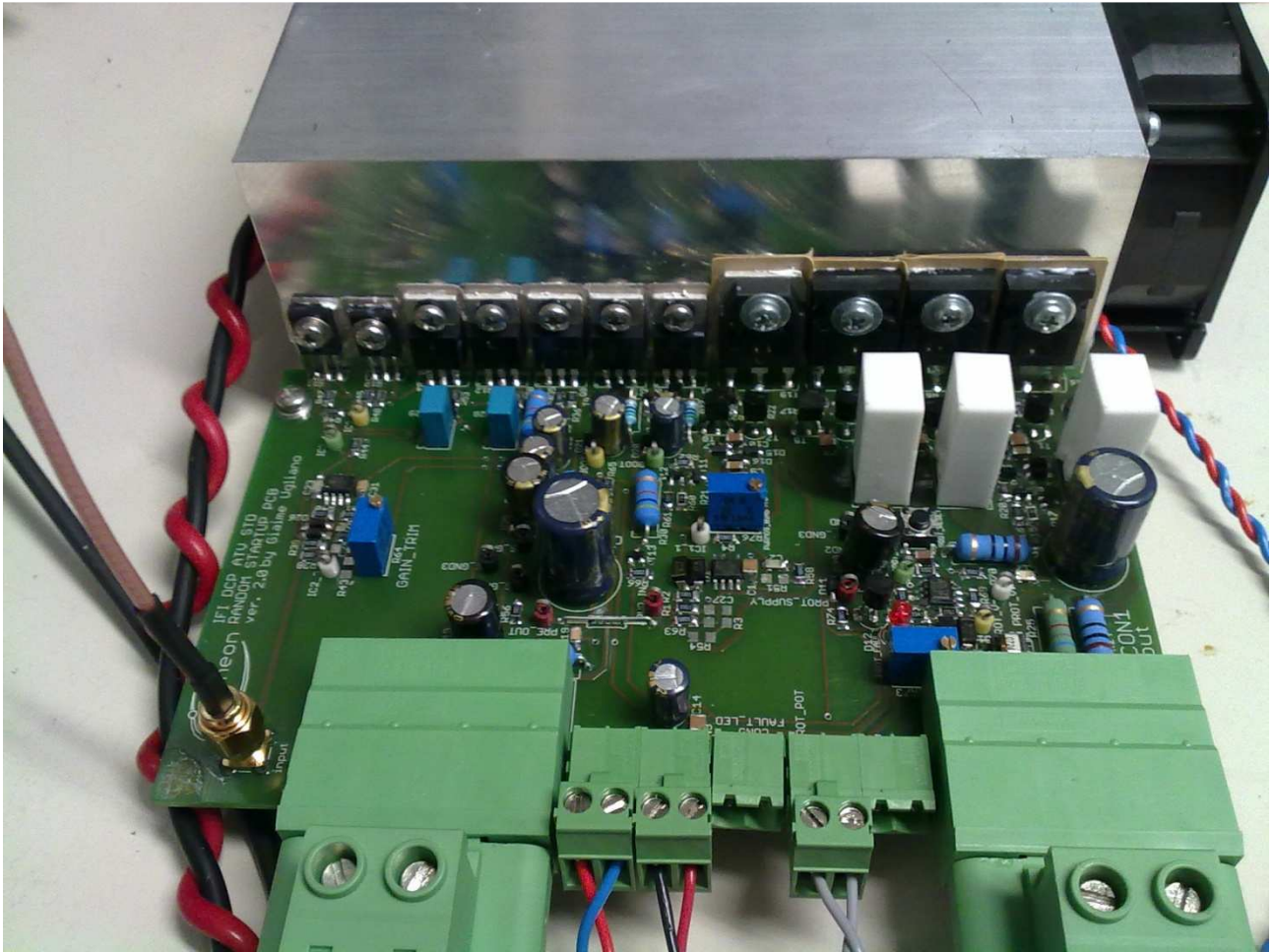


fig. 70: immagine del prototipo realizzato nella seconda revisione del progetto.

Capitolo 8: Possibili migliorie future

L'implementazione attuale dell'amplificatore denominato "Random Startup" presenta le seguenti criticità che potrebbero essere affrontate in una terza revisione del progetto:

Dissipazione di potenza sui dispositivi finali (N-MOS IRFP4668) molto elevata.

Questo comporta un corretto margine di funzionamento del circuito solo se vengono prese delle particolari precauzioni nel montaggio dei dispositivi, rendendo l'amplificatore meno flessibile e più soggetto a errori umani nell'assemblaggio. Infatti per dissipare la potenza richiesta, i dispositivi vanno montati sul dissipatore tramite un foglietto di isolante termico particolare (in Kapton) e di difficile reperimento, e fissati tramite una vite che penetri in profondità nel materiale del dissipatore, così da garantire una maggior superficie di filettatura e quindi una pressione maggiore. La pressione molto elevata di montaggio andrebbe misurata con una chiave dinamometrica, per non superare i limiti del dispositivo. Inoltre, è bene utilizzare una rondella molto ampia per distribuire meglio la forza di serraggio.

Un modo per mitigare il problema sarebbe quello di passare ad un sistema con 4 dispositivi di tipo N: in questo modo ciascuno di essi si troverebbe a dissipare il 25% di potenza in meno, permettendo magari metodi di montaggio più semplici. I dispositivi potrebbero trovarsi in parallelo oppure in configurazione cascode, a due a due: quest'ultima soluzione dovrebbe inficiare meno le prestazioni di velocità alla risposta dell'amplificatore.

Circuito di protezione poco flessibile.

In una successiva revisione dell'amplificatore si potrebbe passare ad un circuito di misura della corrente sul carico tramite shunt resistivo, di modo da tenere sotto controllo anche la corrente continua, rendendo indipendenti le protezioni dalla velocità di risposta dell'alimentatore da banco, variabile da modello a modello (questo permetterebbe anche un'alimentazione da rete dell'amplificatore, senza complessità aggiuntiva). Un segnale proporzionale alla corrente di carico può essere opportunamente combinato con la tensione d'uscita per generare un segnale legato alla dissipazione media di potenza, segnale utile per comandare la ventola del dissipatore e contenere l'inquinamento acustico dell'area di lavoro. Non solo, questa misura può permettere di gestire in modo separato le tre grandezze interessanti, ovvero la corrente continua sul carico, la corrente di picco sul carico e la dissipazione media. Può essere utile ad esempio limitare in modo fisso la dissipazione di potenza media e rendere gestibile dall'utente l'imposizione di limiti sulle altre due grandezze.

Questa misura è difficoltosa poiché consiste nel valutare una tensione differenziale molto limitata a fronte di una tensione di modo comune molto ampia, in rapporto almeno 500:1. In valore assoluto, la tensione di modo comune è anche elevata, superando i limiti di molte soluzioni commerciali integrate e già pronte per l'uso.

Ad esempio ci si potrebbe ispirare a circuiti di questo tipo:

Section 3 — Signal Processing (Continued)

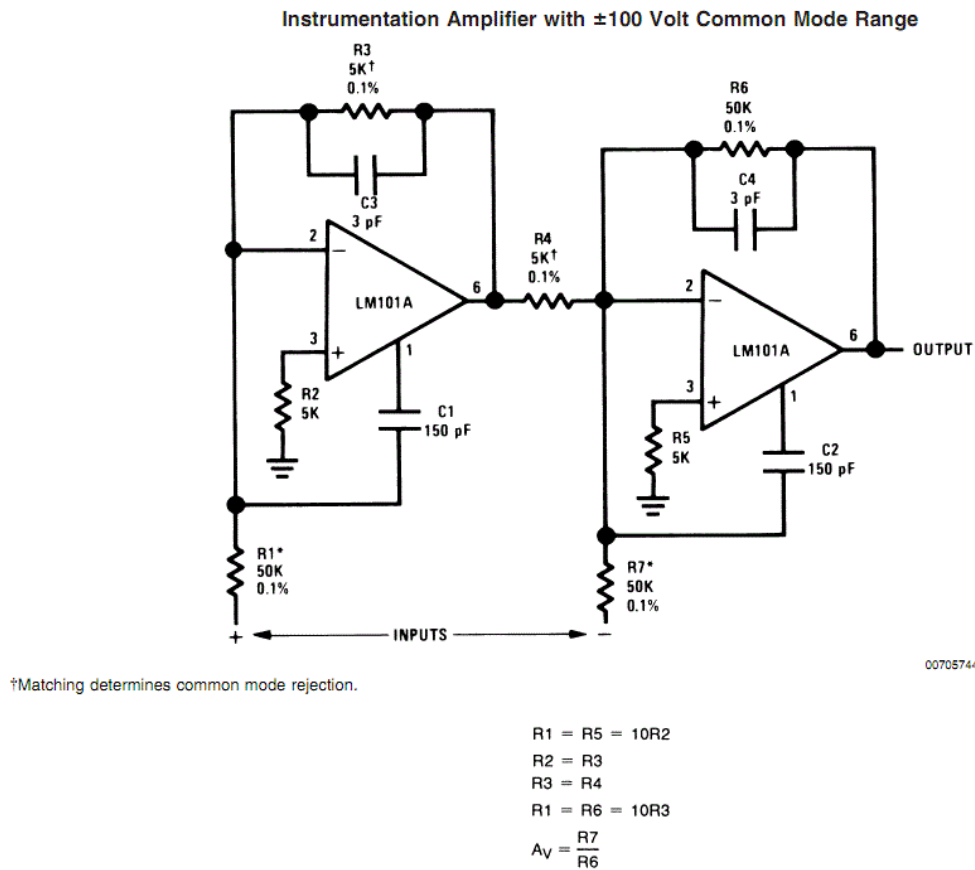


fig. 71: tratto da *Application Note 31, National Semiconductor, pg. 15.*

Oppure si potrebbe sfruttare l'AD629 di Analog Devices, un amplificatore differenziale specifico per elevate tensioni di modo comune: può gestire $\pm 270V$ agli ingressi e sfrutta all'ingresso una rete di partizione a resistenze (opportunamente calibrate per massimizzare la reiezione al modo comune).

Suddivisione della corrente di carico tra i dispositivi N-MOS in parallelo.

Com'è noto, i dispositivi di tipo MOSFET hanno tolleranze, in valore assoluto, molto più ampie rispetto ai dispositivi bipolari per quanto riguarda la tensione di comando: questo limita l'efficacia delle resistenze di source volte a migliorare la suddivisione della corrente attraverso più dispositivi in parallelo. Nella pratica, nell'amplificatore in oggetto bisogna arrivare a valori estremamente elevati ($2-4\Omega$, con dissipazione molto elevata) delle resistenze di source per ottenere una buona suddivisione ad alte correnti di carico (a basse correnti comunque non c'è buona suddivisione).

Una cattiva suddivisione corretta della corrente fa sì che solo un dispositivo eroghi tutta la corrente sul carico, aumentando la sua temperatura e diminuendo la sua tensione minima di accensione: questo crea un circolo vizioso che porta alla distruzione del dispositivo più acceso a correnti di carico ben inferiori a quella massima. Abbinare i diversi MOSFET selezionandoli per tensione di accensione la più simile possibile appare comunque una soluzione inefficace, poiché questo tipo di dispositivi di potenza manifesta un forte coefficiente termico della tensione d'accensione, tale da instaurare un rapido feedback positivo che tende a sbilanciare pesantemente le correnti anche in presenza di dispositivi quasi identici.

Conclusioni

L'obiettivo di questa trattazione è stato quello di riassumere il lavoro e giustificare le scelte di design effettuate durante la realizzazione del progetto "Random Startup" presso il laboratorio di Infineon Technologies Italia con sede in Padova: in questi nove mesi (Ottobre 2010 - Giugno 2011) si è voluto porre le basi per il progetto, consapevoli comunque della naturale tendenza alla continua evoluzione e miglioramento prestazionale. Infatti per raggiungere pienamente gli obiettivi di design, come già descritto nel capitolo precedente, è necessaria un'ulteriore revisione del progetto, per affrontare le sfide che nel frattempo si sono presentate.

Allo stato attuale in ogni caso si ha un amplificatore in grado di ricevere segnali arbitrari 0-5V in ingresso, e di riprodurli con un'ampiezza massima di 60V in uscita e la capacità di erogare più di 30A di corrente di picco su carico capacitivo. Questo con uno slew rate comunque superiore ai 20V/ μ s, obiettivo del progetto. Attualmente la principale limitazione e non pieno raggiungimento delle specifiche è l'impossibilità di raggiungere i 5A di erogazione di corrente continuativi (a piena potenza dissipata): il limite è a circa 3A per evitare la distruzione dei dispositivi. Il problema è la condivisione della corrente tra i dispositivi di potenza: alcune possibili soluzioni sono state comunque proposte, pronte per una serie di simulazioni e esperimenti pratici che ne potranno confermare (o smentire) la validità.

Ciononostante il progetto è considerato comunque riuscito in quanto, nell'utilizzo sul campo, si è rivelato da subito indispensabile per analizzare il comportamento dei dispositivi integrati a fronte di transitori elettrici veloci sulle linee di alimentazione. Questa utilità ha suscitato l'interesse anche di altri ambiti di test, generando la proposta e la richiesta di applicazioni sempre nuove e diverse per ciò che è comunque una struttura di fondo comune, ovvero un amplificatore di potenza.