



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI MAGISTRALE

**Analisi e progettazione
di un filtro attivo di potenza
per generatore di tensione AC
a topologia switching**

Studente:

Francesco CAVAZZANA

Relatore:

prof. Leopoldo ROSSETTO

Anno Accademico 2013/2014

*...alla mia cara famiglia
e alle persone che mi vogliono bene...*

INDICE

1	INTRODUZIONE	5
1.1	Le normative	5
1.2	Il generatore di tensione a topologia switching	7
1.2.1	L'impedenza di uscita	7
2	CARATTERISTICHE GENERALI E TOPOLOGIE	11
2.1	Caratteristiche generali del filtro	11
2.2	Studio delle topologie	12
2.2.1	Amplificatore in serie al morsetti di uscita	12
2.2.2	Amplificatore in parallelo al carico	13
2.2.3	Amplificatore in parallelo al carico, prima variante	15
2.2.4	Amplificatore in parallelo al carico, seconda variante	17
2.2.5	Amplificatore in parallelo al carico, terza variante	19
2.2.6	Amplificatore in parallelo al carico, quarta variante	20
2.2.7	Amplificatore in serie al carico con topologia a trasformatore	21
2.3	Confronto delle topologie	22
3	AMPLIFICATORE SERIE CON TRASFORMATORE	29
3.1	Il circuito	29
3.2	Concetti di base del pilotaggio	31
3.2.1	Amplificatore come impedenza generica	31
3.2.2	L'impedenza richiesta in questa applicazione	31
3.3	Il controllo	33
3.3.1	L'impedenza al secondario	33
3.3.2	Gli stadi amplificatori	34
3.3.3	Schema a blocchi del controllo	34
3.3.4	Impedenza equivalente generata dal controllo	38
3.3.5	L'effetto del controllo di tensione	39
3.3.6	Stima della frequenza di taglio ingresso-uscita dal grafico dei moduli delle impedenze	40
3.3.7	L'inefficacia del controllo di corrente	43
3.3.8	Guadagno d'anello con il solo controllo di tensione	43
3.3.9	Effetto dell'induttanza di dispersione	44
3.3.10	Linearizzazione della transconduttanza attraverso la resistenza di shunt	47
3.4	Risposte in frequenza e progetto del filtro	48
3.4.1	Cella ad ammettenze	57
3.4.2	Cella polo-zero del secondo ordine	57
3.4.3	Cella di Sallen-Key	60
4	DIMENSIONAMENTO DELL'AMPLIFICATORE	63
4.1	Dimensionamento del circuito di controllo	63
4.2	Scelta MOS e dimensionamento termico	65

Indice

4.3	Dimensionamento del trasformatore	67
4.3.1	Sezione dei conduttori e relativo ingombro	68
4.3.2	Scelta del tipo nucleo e del materiale	69
4.3.3	Calcolo dei principali componenti parassiti	69
5	SIMULAZIONI	73
5.1	Simulazione in frequenza	73
5.2	Simulazione nel tempo	73
6	CONCLUSIONI	81
7	RINGRAZIAMENTI	85

INTRODUZIONE

Questo progetto nasce dall'esigenza di eliminare la tensione di rumore all'uscita di un generatore di tensione AC a topologia switching. Questa tipologia di generatori viene impiegata per riprodurre la tensione nominale di alimentazione per effettuare misure su alcuni prodotti elettronici alimentati da rete. La qualità delle misure è influenzata dalla qualità della tensione di alimentazione con cui viene effettuato il test, che quindi non dovrebbe presentare alcuna componente di tensione alla frequenza di switching. Purtroppo il filtro adottato nel convertitore a PWM non è in grado di effettuare una riduzione sufficiente del rumore di commutazione.

L'idea applicata in questa tesi è quella di compensare il disturbo residuale tramite l'utilizzo di un amplificatore lineare, realizzando un filtro attivo di potenza. Verranno perciò studiate alcune possibili strategie per la compensazione e, una volta confrontati i vantaggi e gli svantaggi di ciascuna soluzione, si passerà alla progettazione teorica che tenga conto il più possibile delle principali problematiche che si possono incontrare in fase di realizzazione.

In questo capitolo introduttivo si presentano le normative e le caratteristiche di interesse del generatore a topologia switching, ovvero la tensione e l'impedenza di uscita.

1.1 LE NORMATIVE

Le normative in questione sono *IEC 61000-3-2* e *IEC 61000-3-12* e si riportano di seguito le parti di interesse. In alcuni punti delle normative si parla del massimo valore delle armoniche, espresse in percentuale rispetto alla tensione di prova.

NORMATIVA IEC 61000-3-2

Durante le misure, la tensione di prova ai morsetti dell'apparecchiatura in prova deve soddisfare le prescrizioni che seguono:

1. La tensione di prova deve essere la tensione nominale dell'apparecchiatura. Nel caso di un campo di valori, la tensione di prova deve essere 230V o 400V rispettivamente per alimentazione monofase e trifase. La tensione di prova deve essere mantenuta entro il $\pm 2,0\%$ e la frequenza entro $\pm 0,5\%$ del valore nominale.

2. Nel caso di una alimentazione trifase, l'angolo tra i vettori delle tensione fondamentale, per ciascuna coppia di fasi di un'alimentazione trifase, deve essere $120^\circ \pm 1,5\%$.
3. I rapporti delle armoniche della tensione di prova non devono superare i seguenti valori, qualora l'apparecchiatura in prova sia collegata nelle condizioni operative normali:
 - 0,9% per l'armonica di ordine 3;
 - 0,4% per l'armonica di ordine 5;
 - 0,3% per l'armonica di ordine 7;
 - 0,2% per l'armonica di ordine 9;
 - 0,2% per le armoniche pari di ordine da 2 a 10;
 - 0,1% per le armoniche di ordine da 11 a 40;
4. Il valore di picco della tensione di prova deve essere tra 1,40 e 1,42 volte il suo valore efficace, e deve essere raggiunto tra 87° e 93° dopo il passaggio dello zero. Questa prescrizione non si applica qualora si stia provando un'apparecchiatura in *Classe A* o *B*.

NORMATIVA IEC 61000-3-12

La sorgente di alimentazione deve quindi rispondere alle seguenti prescrizioni:

1. la tensione di uscita deve essere la tensione nominale dell'apparecchiatura. Nel caso di un campo di tensioni, la tensione di uscita deve essere una tensione nominale conforme alla IEC 60038 (per esempio: 120V o 230V per il monofase o 400V fase-fase per il trifase);
2. mentre vengono eseguite le misure, la tensione di uscita deve essere mantenuta entro $\pm 2,0\%$ e la frequenza entro $\pm 0,5\%$ del valore nominale;
3. nel caso di alimentazione trifase, lo sbilanciamento delle tensioni deve essere inferiore al 50% del livello di compatibilità dello sbilanciamento delle tensioni dato nella IEC 61000-2-2;
4. i rapporti armonici della tensione di uscita in condizione a vuoto non devono superare:
 - 1,5% per l'armonica di ordine 5;
 - 1,25% per le armoniche di ordine 3 e 7;
 - 0,7% per l'armonica di ordine 11;
 - 0,6% per le armoniche di ordine 9 e 13;
 - 0,4% per le armoniche pari di ordine da 2 a 10;
 - 0,3% per le armoniche di ordine 12 e da 14 a 40;
5. [...]
6. [...]

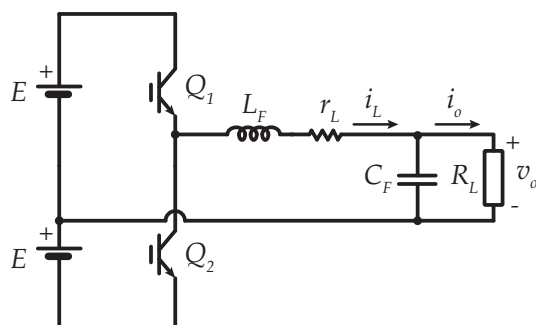


Figura 1.1: Schema elettrico di un inverter half-bridge.

1.2 IL GENERATORE DI TENSIONE A TOPOLOGIA SWITCHING

Nella sezione che segue si caratterizza in maniera più dettagliata il generatore di tensione AC a topologia switching in fig.1.1, per il quale si dovrà realizzare il filtro attivo.

Si comincia con il descrivere la forma d'onda di uscita del generatore il cui andamento è osservabile in fig.1.2 ed è composto da:

- la componente in bassa frequenza, sinusoidale di ampiezza \hat{V}_o e frequenza $f_o = 1/T_o$;
- il rumore alla frequenza di switching, di ampiezza massima \hat{V}_{sw} e frequenza $f_{sw} = 1/T_{sw}$.

Il generatore di tensione AC viene utilizzato per riprodurre la tensione di rete, quindi indicativamente: $\hat{V}_o = 230\sqrt{2}V$ e può variare le frequenze nel range $f_o = 40 \div 80Hz$.

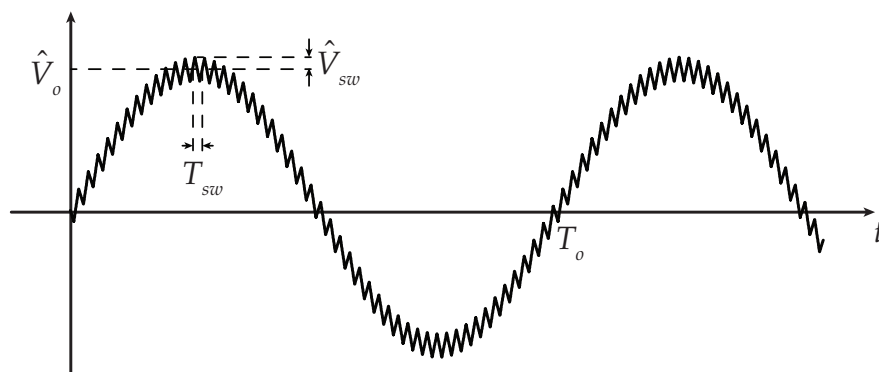


Figura 1.2: Tensione di uscita del generatore di tensione a topologia switching.

1.2.1 L'impedenza di uscita

L'impedenza di uscita del generatore è legata sia ai componenti del filtro di uscita, sia ai guadagni dell'anello di tensione e di corrente. Per il dimensionamento del filtro attivo è importante conoscere questa grandezza, visto che essa influirà sul dimensionamento e sulla stabilità del sistema. Questo importante parametro si ricava a partire dallo schema a blocchi del sistema. È possibile implementare un controllo, del tipo riportato in fig.1.3, costituito da

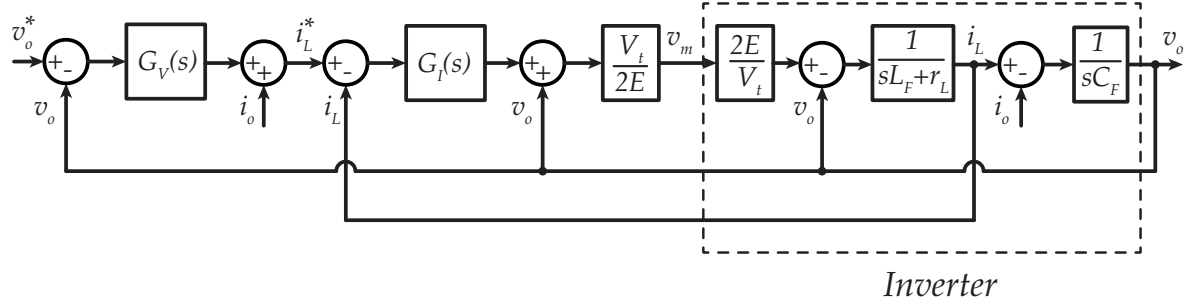


Figura 1.3: Schema a blocchi del controllo di un inverter a topologia switching di tipo half-bridge.

un anello di tensione e da un anello interno di corrente, dove:

- $G_V(s)$ è il controllore del loop di tensione;
- $G_I(s)$ è il controllore del loop di corrente;
- V_t è l'ampiezza picco-picco della portante triangolare, utilizzata per la modulazione a PWM.

Analizzando lo schema a blocchi si può risalire all'andamento dell'impedenza. Si esplicita quindi la tensione di uscita v_o in funzione della corrente di uscita i_o e della tensione di riferimento $v_{o,ref}$:

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{G_I(s)G_V(s)}{s^2L_FC_F + sC_F(G_I(s) + r_L) + G_I(s)G_V(s)} v_{o,ref} + \\
 &\quad + \frac{sL_F + r_L}{s^2L_FC_F + sC_F(G_I(s) + r_L) + G_I(s)G_V(s)} i_o \\
 &= v_{eq} - Z_{inv}(s)i_o
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

dove v_{eq} è un generatore di tensione equivalente, mentre $Z_{inv}(s)$ è l'impedenza di uscita dell'inverter. Si può notare come dipenda non solo da L_F , C_F e r_L , ma anche dai controlli di tensione $G_V(s)$ e corrente $G_I(s)$ [1]:

$$Z_{inv}(s) = \frac{sL_F + r_L}{s^2L_FC_F + sC_F(G_I(s) + r_L) + G_I(s)G_V(s)} \tag{1.2}$$

In fig.1.4 si riporta l'andamento in frequenza tipico dell'impedenza di uscita [2]. e si può notare come il comportamento in bassa frequenza sia di tipo induttivo, mentre dopo la frequenza di risonanza, tipicamente del valore di qualche kHz , l'impedenza di uscita dell'inverter assuma un carattere capacitivo del tipo $1/sC_F$. Come si potrà notare nella sezione che più avanti sarà dedicata al controllo, si effettuerà questa approssimazione per rendere più pratica la trattazione.

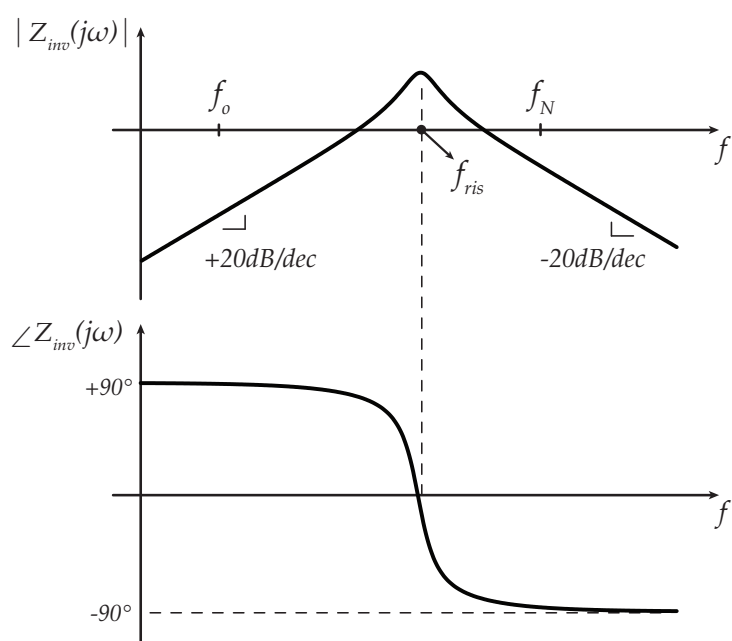


Figura 1.4: Andamento tipico dell'impedenza di uscita di un inverter half-bridge.

CARATTERISTICHE GENERALI E STUDIO DI POSSIBILI TOPOLOGIE ALTERNATIVE

In questo capitolo, una volta individuata una topologia di riferimento dell'amplificatore, si passa allo studio delle topologie in termini di potenza dissipata, stress di tensione e di corrente. Infine si valutano le varie soluzioni per poi scegliere la topologia più conveniente da poter progettare.

2.1 CARATTERISTICHE GENERALI DEL FILTRO

La risposta in frequenza di un qualsiasi filtro è dettata dai comportamenti delle impedenze che lo compongono. In questa tesi si vuole sintetizzare un'impedenza tramite l'utilizzo di un amplificatore opportunamente controllato, come ad esempio quello in fig.2.1. È un amplificatore in classe B con due alimentazioni E e due transistor complementari (uno a canale p e uno a canale n , non necessariamente MOSFET).

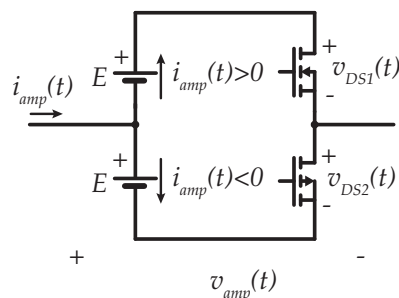


Figura 2.1: Amplificatore utilizzato come riferimento per lo studio delle topologie.

Siano $v_{amp}(t)$ e $i_{amp}(t)$ la tensione e la corrente dell'amplificatore. Quando $i_{amp}(t) > 0$ entrerà in funzione il ramo superiore, viceversa entrerà in funzione il ramo inferiore. Le tensioni di alimentazione E dovranno essere superiori a \hat{V}_{amp} (che è la tensione massima che dovrà sviluppare l'amplificatore o che si troverà applicato ai morsetti) per garantire il funzionamento dei transistor. La potenza istantanea assorbita vista dall'esterno, cioè considerando l'amplificatore convenzionato da utilizzatore, è descritta dall'espressione:

$$p_{amp,ext}(t) = v_{amp}(t)i_{amp}(t) \quad (2.1)$$

Si mette in evidenza il fatto che l'amplificatore dovrà avere una potenza media nulla su un intervallo di tempo T_o :

$$P_{amp,ext} = \frac{1}{T_o} \int_t^{t+T_o} p_{amp,ext}(t) dt = 0 \quad (2.2)$$

dove t indica un qualsiasi istante temporale. La potenza media su T_o sarà effettivamente nulla se il disturbo ha un andamento periodico e se $f_{sw} = n f_o$ (con $n \in \mathbb{N}$), cioè se in T_o è contenuto un numero intero di periodi T_{sw} .

Quindi avrà luogo una dissipazione di potenza che dall'esterno, mediando sul periodo T_o , non viene percepita. In realtà la potenza media non è nulla in quanto la corrente fluirà per l'una o per l'altra alimentazione, causando in ogni caso una dissipazione di potenza. Alla luce delle considerazioni fatte, imponendo che $p_{amp}(t)$ sia la potenza erogata dalle alimentazioni E dell'amplificatore, ha quindi senso scrivere:

$$p_{amp}(t) = E|i_{amp}(t)| > \hat{V}_{sw}|i_{amp}(t)| \quad (2.3)$$

Nello studio delle topologie verranno considerate solamente due componenti in frequenza: quella in bassa frequenza f_o e quella in alta frequenza f_{sw} (in realtà il disturbo in alta frequenza del generatore a PWM non ha un andamento puramente sinusoidale, ma questa assunzione permette di semplificare l'analisi senza che la trattazione perda di senso).

2.2 STUDIO DELLE TOPOLOGIE

In questa sezione si studiano alcune possibili soluzioni topologiche impiegabili per la compensazione della tensione di rumore. Nello specifico si analizzeranno sette casi, dei quali nella prossima sezione verranno messi in risalto pregi e difetti. L'induttanza L_F riportata nei grafici non ha alcuna utilità, ma viene lasciata per ricordarne la presenza.

2.2.1 Amplificatore in serie al morsetti di uscita

La prima topologia in esame si basa sull'applicazione del filtro in serie al morsetto di uscita. L'amplificatore, se opportunamente pilotato, è in grado di eliminare la tensione di rumore in uscita dal generatore di tensione AC. Questo amplificatore dovrà quindi essere in grado di sostenere la stessa corrente assorbita dal carico, visto che si trova in serie al carico stesso.

Tramite un opportuno pilotaggio i transistor svilupperanno una variazione di $v_{amp1}(t) = -E_1 \div E_1$. La corrente coincide con la corrente del carico: $i_{amp1}(t) = i_o(t)$. Data l'ampiezza massima del ripple \hat{V}_{sw} , il limite minimo di potenza dissipata dall'amplificatore si ha quando $E_1 = \hat{V}_{sw}$:

$$\hat{P}_{amp1} = E_1 \hat{I}_o > \hat{V}_{sw} \hat{I}_o \quad , \quad P_{amp1} = \frac{2}{\pi} \hat{P}_{amp1} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{sw} \hat{I}_o = \frac{2}{\pi} \hat{V}_{sw} \frac{\hat{V}_o}{R_L} \quad (2.4)$$

Si evidenzia il fatto che la potenza è calcolata sul periodo della forma d'onda di uscita e non sul periodo del ripple. Dall'eq.2.4 risulta evidente che la potenza dissipata dipende dalla corrente di carico.

Chiaramente quando la corrente di carico è maggiore di zero si andrà a lavorare con il

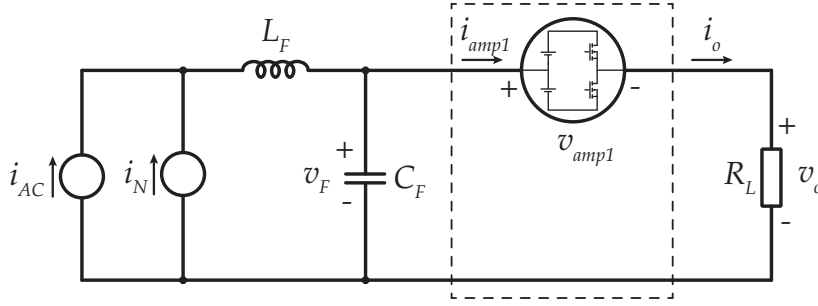


Figura 2.2: Amplificatore in serie al carico.

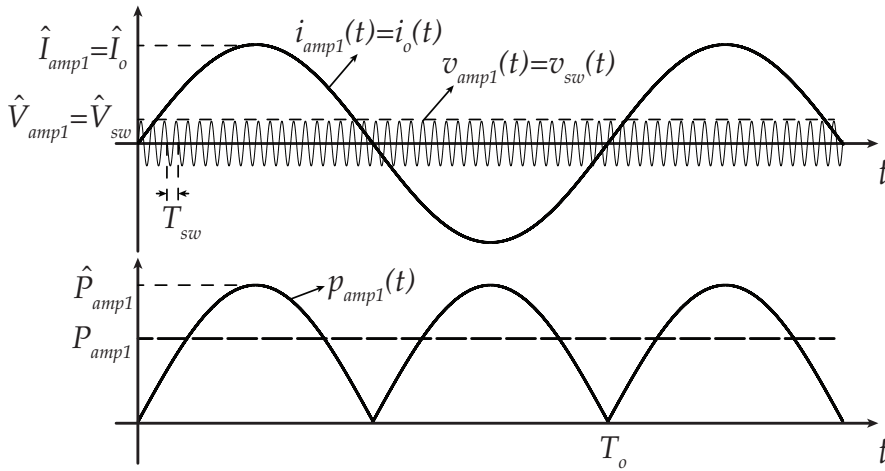


Figura 2.3: Tensione, corrente e potenza della prima topologia.

transistor del ramo superiore (se di tipo n -MOS), viceversa nel caso di corrente di carico negativa.

2.2.2 Amplificatore in parallelo al carico

Mentre nella precedente topologia la strategia era quella di compensare la tensione di rumore, in questo caso si adotta la strategia duale, cioè si compensa la corrente di rumore che viene iniettata nel condensatore di uscita, come in fig.2.4. Affinché i transistor siano in grado di iniettare o assorbire corrente è necessario che la tensione di alimentazione $E_2 > \hat{V}_o$. La potenza dissipata dall'alimentazione sarà quindi di:

$$\hat{P}_{amp2} = E_2 \hat{I}_{sw} > \hat{V}_o \hat{I}_{sw} \quad , \quad P_{amp2} = \frac{2}{\pi} \hat{P}_{amp2} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_o \hat{I}_{sw} = \frac{2}{\pi} \hat{V}_o \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \quad (2.5)$$

dove la potenza è riferita al periodo di switching e non al periodo della forma d'onda di uscita. Infatti, una volta scelta l'alimentazione E_2 , la corrente dell'amplificatore avrà frequenza f_{sw} , poiché $i_{amp2}(t) = i_{sw}(t)$.

La potenza media dell'amplificatore non mette però in luce le potenze istantanee che i transistor devono sopportare. Al passaggio per lo zero della tensione di uscita v_o i due transistor hanno ai capi la medesima tensione applicata, mentre in corrispondenza dei picchi, positivo e negativo, ci sarà un completo sbilanciamento di tensione su uno dei

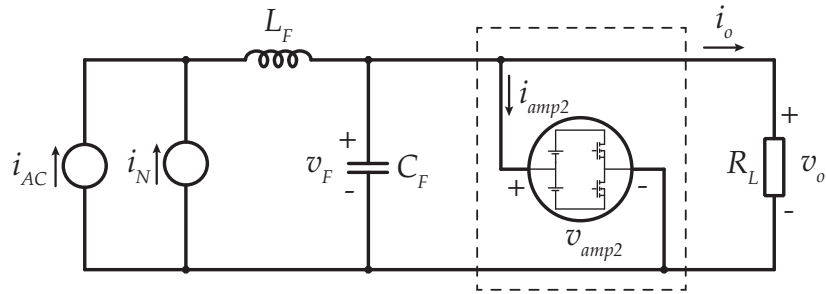


Figura 2.4: Amplificatore in parallelo al carico.

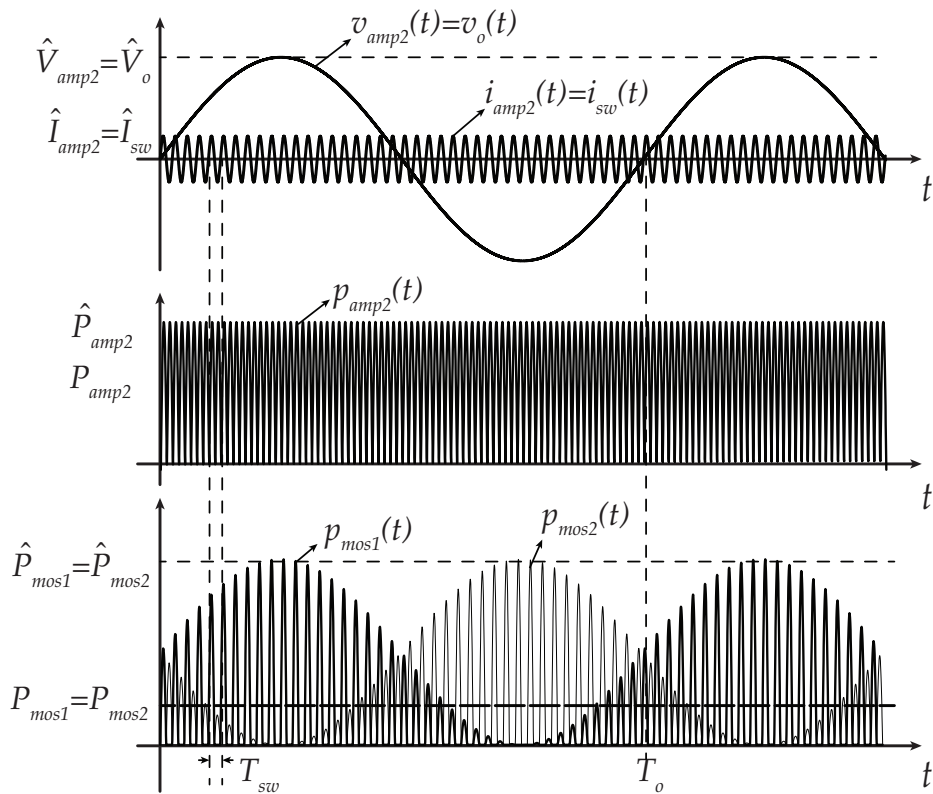


Figura 2.5: Tensione, corrente e potenza della seconda topologia. Sono messe in evidenza le potenze sui transistor, che hanno un picco molto più elevato del valor medio totale.

due dispositivi pari a $\hat{V}_o + E > 2\hat{V}_o$, quando l'altro avrà una tensione quasi nulla. É una questione non trascurabile, poiché richiede transistor in grado di sopportare tensioni molto elevate e potenze notevoli.

2.2.3 Amplificatore in parallelo al carico, prima variante

La precedente topologia potrebbe essere una buona soluzione, ma presenta una dissipazione di picco molto alta. In fig.2.6 si mostra una soluzione che adotta una resistenza ed una capacità con lo scopo di diminuire il più possibile la tensione ai capi dell'amplificatore. ANALISI FASORIALE IN LF: in bassa frequenza (a pulsazione ω_o) la tensione ai capi del generatore vale:

$$\bar{V}_{o,R_1} = \bar{V}_o \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega_o C_1}} = \bar{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} e^{j[90 - \arctg(\omega_o R_1 C_1)]} \quad (2.6)$$

di cui si deve minimizzare il modulo e quindi il prodotto $R_1 C_1$. Di seguito verrà eseguita l'analisi in bassa frequenza e in alta frequenza in maniera separata, per poi valutare gli andamenti nel loro insieme.

ANALISI FASORIALE IN HF: la tensione di uscita in alta frequenza deve essere nulla, quindi il generatore elimina la componente di rumore e il carico ha tensione nulla ai capi, quindi R_1 e C_1 è come se si trovassero in parallelo. Il potenziale al nodo tra R_1 e C_1 si può esprimere come prodotto tra la corrente di ripple e l'impedenza associata a C_1 alla pulsazione di switching:

$$\bar{V}_{sw,C_1} = \bar{V}_{sw,R_1} = \frac{\bar{I}_{sw}}{j\omega_s C_1} = \bar{V}_{sw} \frac{j\omega_s C_F}{j\omega_s C_1} = \bar{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1} \quad (2.7)$$

La corrente che deve erogare il generatore di corrente sarà uguale a:

$$\bar{I}_{sw,amp3} = \bar{I}_{sw} + \frac{\bar{V}_{sw,R_1}}{R_1} = \bar{I}_{sw} \left(1 + \frac{1}{j\omega_s R_1 C_1} \right) = \bar{V}_{sw} \omega_s C_F \left(\frac{1}{\omega_s R_1 C_1} + j \right)$$

ANALISI COMPLESSIVA NEL DOMINIO DEL TEMPO: l'andamento nel tempo della tensione sul generatore, equivalente alla tensione ai capi di R_1 , sarà la somma degli andamenti nel tempo associati alle due frequenze in esame:

$$\begin{aligned} v_{amp3}(t) &= \Re[\bar{V}_{o,R_1} e^{j\omega_o t}] + \Re[\bar{V}_{sw,R_1} e^{j\omega_s t}] = \\ &= \hat{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} \cos(\omega_o t + 90 - \arctg(\omega_o R_1 C_1)) + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1} \cos(\omega_s t) \end{aligned}$$

La corrente invece sarà non nulla solamente alla pulsazione ω_s , visto che il generatore non eroga componenti alla pulsazione ω_o :

$$i_{amp3}(t) = \Re[\bar{I}_{sw,amp3} e^{j\omega_s t}] = \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_1 C_1} \right)^2} \cos(\omega_s t)$$

Dalle precedenti relazioni si ricavano tensione e corrente di picco:

$$\hat{V}_{amp3} = \hat{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1}, \quad \hat{I}_{amp3} = \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_1 C_1} \right)^2} \quad (2.8)$$

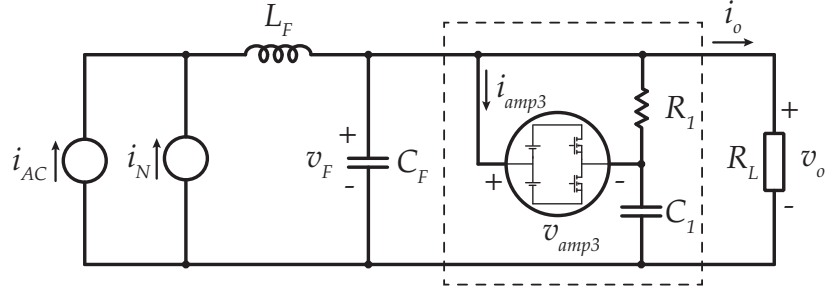


Figura 2.6: Amplificatore in parallelo al carico, prima variante.

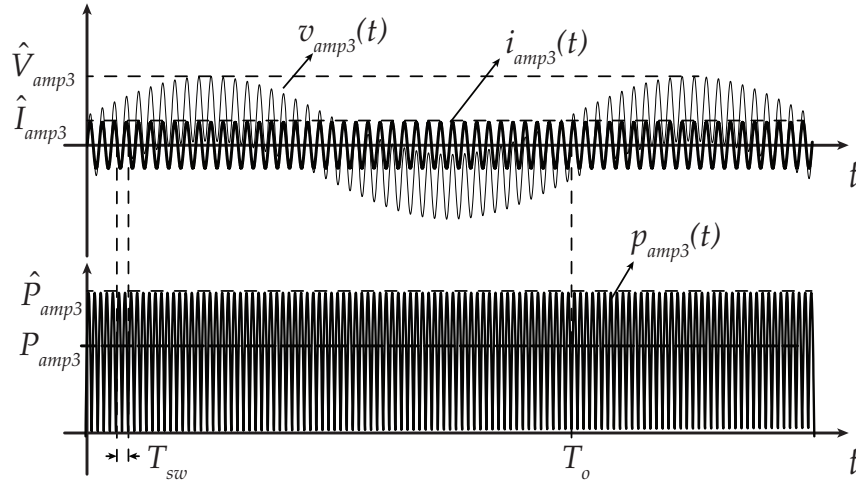


Figura 2.7: Tensione, corrente e potenza della terza topologia.

Si può quindi stimare la potenza minima dissipata dal generatore di corrente (mediata sul periodo del ripple), che dovrà avere una tensione di alimentazione $E_3 > \hat{V}_{amp3}$:

$$P_{amp3} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{amp3} \hat{I}_{amp3} = \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1} \right) \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_1 C_1} \right)^2} \quad (2.9)$$

Da non trascurare anche la potenza dissipata sulla resistenza R_1 mediata sul periodo di uscita (nella condizione $\omega_s \gg \omega_o$ anche il valore efficace della componente a pulsazione ω_s sarà praticamente uguale a quello ricavabile mediando sul periodo del ripple):

$$P_{R_1} = \left(\hat{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} \right)^2 \frac{1}{2R_1} + \left(\hat{V}_{sw} \frac{C}{C_1} \right)^2 \frac{1}{2R_1} \quad (2.10)$$

Quindi la potenza totale dissipata in questa topologia vale:

$$P_{tot3} > P_{amp3} + P_{R_1} \quad (2.11)$$

e dovrà essere trovato un minimo di potenza. Infatti la potenza sul generatore P_{amp3} diminuisce al diminuire della resistenza R_1 , mentre la potenza P_{R_1} sulla resistenza aumenta.

2.2.4 Amplificatore in parallelo al carico, seconda variante

Se il generatore di corrente erogasse, oltre che alla corrente alla frequenza del ripple, anche la corrente che dovrebbe assorbire il condensatore verso massa C_2 (vedi fig 2.8), allora il potenziale al nodo tra R_2 e C_2 sarebbe uguale a quello di uscita, eliminando di fatto la corrente in bassa frequenza su R_2 , che viene in un certo senso bypassata alla pulsazione ω_o . La corrente in bassa frequenza che il generatore di corrente deve erogare vale quindi:

$$\bar{I}_{C_2} = \bar{V}_o j\omega_o C_2$$

La corrente erogata dal generatore sarà composta da un contributo in bassa frequenza (uguale alla corrente che dovrebbe passare sul condensatore C_2 se fosse in parallelo a C_F) e il contributo in alta frequenza calcolato nella precedente topologia:

$$\begin{aligned} i_{amp4}(t) &= \Re[\bar{I}_{C_2} e^{j\omega_o t}] + \Re[\bar{I}_{sw,amp4} e^{j\omega_s t}] = \\ &= \hat{V}_o \omega_o C_2 \cos(\omega_o t + 90) + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2}\right)^2} \cos(\omega_s t) \end{aligned}$$

Si va quindi a riscrivere la tensione sul generatore, che ora dipenderà unicamente dalla tensione su R_2 alla frequenza del ripple:

$$v_{amp4}(t) = \Re\left[\frac{\bar{I}_{sw}}{j\omega_s C_2} e^{j\omega_s t}\right] = \Re\left[\bar{V}_{sw} \frac{j\omega_s C_F}{j\omega_s C_2} e^{j\omega_s t}\right] = \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2} \cos(\omega_s t)$$

Dalle due precedenti relazioni si ottengono tensione e corrente massima:

$$\hat{V}_{amp4} = \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2} \quad , \quad \hat{I}_{amp4} = \hat{V}_o \omega_o C_2 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2}\right)^2} \quad (2.12)$$

In fig.2.9 si possono osservare gli andamenti di tensione e della potenza istantanea. Il calcolo formale della potenza media dissipata da entrambi i rami, quando la tensione di alimentazione dell'amplificatore vale $E_4 > \hat{V}_{amp4}$ e $T_o = 2\pi/\omega_o$, è:

$$\begin{aligned} P_{amp4} &= \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} E_4 |i_{amp4}(t)| dt = \\ &= \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} E_4 \left| \hat{V}_o \omega_o C_2 \cos(\omega_o t + 90) + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2}\right)^2} \cos(\omega_s t) \right| dt \end{aligned}$$

questa espressione risulta tuttavia molto complessa da risolvere visto che sono in gioco due funzioni trigonometriche a pulsazione diverse. È possibile effettuare una maggiorazione per semplificare il problema, sarà tanto più vicina alla soluzione formale quanto più le ampiezze dei due coseni saranno differenti:

$$P_{amp4} \lesssim \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} E_4 \left| \hat{V}_o \omega_o C_2 \cos(\omega_o t + 90) \right| + E_4 \left| \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2}\right)^2} \cos(\omega_s t) \right| dt \quad (2.13)$$

da cui si giunge quindi all'espressione consueta. Si considererà questa come potenza

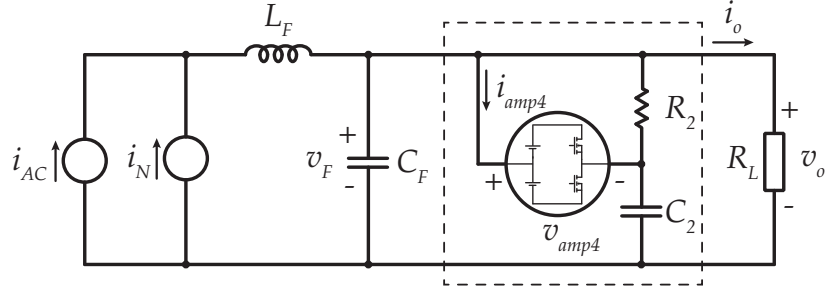


Figura 2.8: Amplificatore in parallelo al carico, seconda variante (bypass di R_2 a pulsazione ω_0).

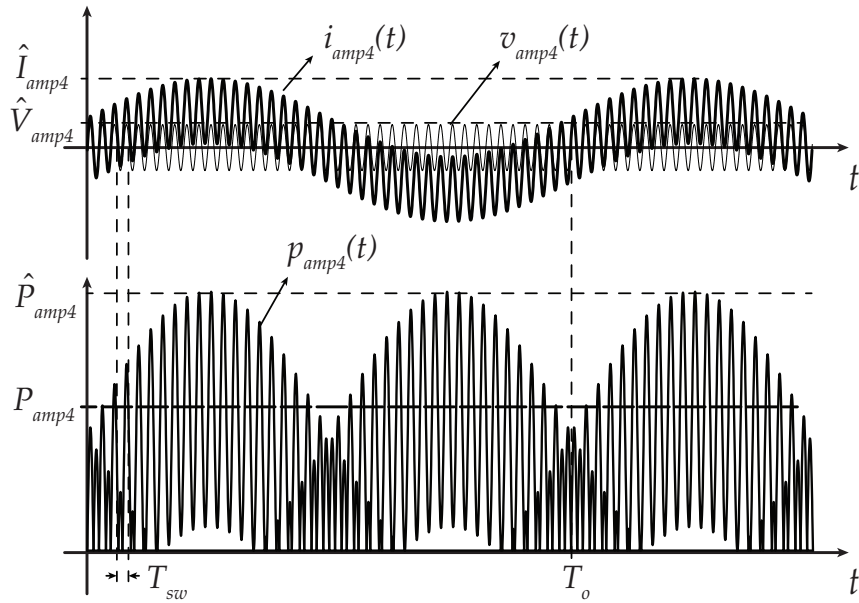


Figura 2.9: Tensione, corrente e potenza della quarta topologia.

media effettivamente dissipata dal generatore per mantenere una certa somiglianza delle espressioni rispetto alle altre topologie:

$$P_{amp4} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{amp4} \hat{I}_{amp4} = \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2} \right) \left(\hat{V}_o \omega_0 C_2 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2} \right)^2} \right) \quad (2.14)$$

che determinerà la potenza effettivamente dissipata. La potenza dissipata dalla resistenza R_2 è esprimibile come:

$$P_{R_2} = \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2} \right)^2 \frac{1}{2R_2} \quad (2.15)$$

A differenza del caso precedente, privo del bypass in bassa frequenza della resistenza, le potenze P_{amp4} e P_{R_2} diminuiscono entrambe all'aumentare di R_2 . La potenza diminuisce anche sulla resistenza perché ora non è più presente il contributo di tensione in bassa

frequenza, che era proporzionale alla resistenza stessa, perciò si vuole una resistenza elevata. La potenza totale dissipata dalla topologia sarà:

$$P_{tot4} > P_{amp4} + P_{R_2} \quad (2.16)$$

è evidente che R_2 può essere resa un circuito aperto ($P_{R_2} \rightarrow \infty$, vedi par.2.2.6).

2.2.5 Amplificatore in parallelo al carico, terza variante

La corrente che il generatore deve erogare in bassa frequenza è la stessa della precedente topologia, sempre con lo scopo di bypassare il componente in parallelo al generatore, che in questo caso è C_3 . La corrente in alta frequenza dipenderà invece dall'impedenza associata alla capacità C_3 e chiaramente da C_4 , ottenendo quindi l'espressione:

$$\begin{aligned} i_{amp5}(t) &= \Re[\bar{I}_{C_4} e^{j\omega_0 t}] + \Re[\bar{I}_{sw,amp5} e^{j\omega_s t}] = \\ &= \hat{V}_o \omega_0 C_4 \cos(\omega_0 t + 90) + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{C_3}{C_4}\right)^2} \cos(\omega_s t) \end{aligned}$$

La tensione ai capi del generatore è data dal prodotto tra corrente di ripple e impedenza associata a C_4 alla pulsazione ω_s , come per la precedente topologia:

$$v_{amp5}(t) = \Re \left[\frac{\bar{I}_{sw}}{j\omega_s C_4} e^{j\omega_s t} \right] = \Re \left[\bar{V}_{sw} \frac{j\omega_s C_F}{j\omega_s C_4} e^{j\omega_s t} \right] = \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_4} \cos(\omega_s t)$$

Dalle due espressioni precedenti si ricavano tensione e corrente massima:

$$\hat{V}_{amp5} = \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_4} \quad , \quad \hat{I}_{amp5} = \hat{V}_o \omega_0 C_4 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{C_3}{C_4}\right)^2} \quad (2.17)$$

La potenza dissipata dalla topologia dipende solo dal generatore, vista l'assenza di componenti resistivi. Si esegue la stessa maggiorazione della precedente topologia (eq.2.13), ottenendo l'espressione:

$$P_{tot5} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{amp5} \hat{I}_{amp5} = \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_4} \right) \left(\hat{V}_o \omega_0 C_4 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{C_3}{C_4}\right)^2} \right) \quad (2.18)$$

dove, fissata una capacità C_4 la più elevata possibile, si deve scegliere una capacità $C_3 \ll C_4$ per minimizzare il valore di corrente di picco \hat{I}_{amp5} del generatore. La tensione ai capi del generatore invece è dettata unicamente dalla capacità verso massa, che determina l'ampiezza dell'ondulazione di tensione $v_{amp5}(t)$ alla frequenza del ripple. Gli andamenti di tensione e corrente sull'amplificatore sono molto simili alla precedente topologia.

Anche in questo caso si può arrivare al limite in cui $C_3 \rightarrow 0$, come indicato nel prossimo paragrafo. Sarebbe quindi più interessante studiare un'induttanza al posto di R_2 (della topologia precedente) o di C_3 .

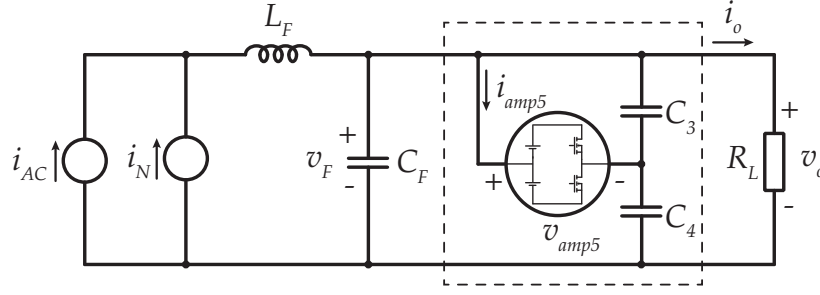


Figura 2.10: Amplificatore in parallelo al carico, terza variante (bypass di C_3 a pulsazione ω_0).

2.2.6 Amplificatore in parallelo al carico, quarta variante

Può rivelarsi conveniente la rimozione dell'impedenza in parallelo al generatore come si può osservare nel circuito in fig.2.11, infatti nelle due precedenti topologie si chiedeva $R_2 \rightarrow \infty$ e $C_3 \rightarrow 0$. La corrente in bassa frequenza iniettata dal generatore è sempre quella che avrebbe richiesto C_5 se fosse stato connesso in parallelo a C_F , questo per minimizzare la tensione ai capi del generatore di corrente. La corrente in alta frequenza è invece uguale alla sola componente alla frequenza di switching, visto che non ci sono rami aggiuntivi attraverso i quali la corrente possa fluire. Quindi si ottiene che:

$$\begin{aligned} i_{amp6}(t) &= \Re[\bar{I}_{C_5} e^{j\omega_0 t}] + \Re[\bar{I}_{sw} e^{j\omega_s t}] = \\ &= \hat{V}_o \omega_0 C_5 \cos(\omega_0 t + 90) + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \cos(\omega_s t) \end{aligned}$$

La tensione $v_{amp6}(t)$ dipende solo dalla componente alla frequenza di ripple, visto che iniettando la corrente in bassa frequenza si tende ad annullare la tensione ai capi del generatore alla pulsazione ω_0 :

$$v_{amp6}(t) = \Re \left[\frac{\bar{I}_{sw}}{j\omega_s C_5} e^{j\omega_s t} \right] = \Re \left[\bar{V}_{sw} \frac{j\omega_s C_F}{j\omega_s C_5} e^{j\omega_s t} \right] = \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_5} \cos(\omega_s t)$$

Dalle due precedenti relazioni si ricavano tensione e corrente massima:

$$\hat{V}_{amp6} = \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_5} \quad , \quad \hat{I}_{amp6} = \hat{V}_o \omega_0 C_5 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \quad (2.19)$$

La potenza minima dissipata dal generatore sarà molto piccola, come se si considerasse $R_2 \rightarrow \infty$ oppure $C_3 \rightarrow 0$ nelle due precedenti topologie, questo per rendere infinita l'impedenza in parallelo al generatore di corrente. Effettuando la maggiorazione (eq.2.13) delle due topologie precedenti si ricava l'espressione della potenza media:

$$P_{amp6} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{amp6} \hat{I}_{amp6} = \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_5} \right) (\hat{V}_o \omega_0 C_5 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F) \quad (2.20)$$

Gli andamenti di tensione e corrente sono molto simili a quelle della terza topologia in fig.2.9, a differenza che in questo caso la corrente in alta frequenza è minore.

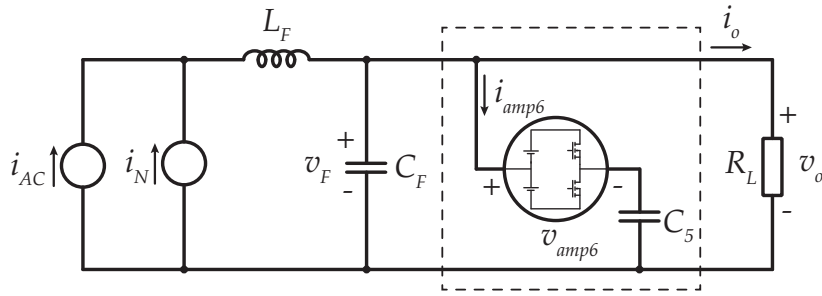


Figura 2.11: Amplificatore in parallelo al carico, quarta variante.

2.2.7 Amplificatore in serie al carico con topologia a trasformatore

É possibile posizionare l'amplificatore in serie all'uscita del generatore utilizzando una topologia a trasformatore, come in fig.2.12. L'utilità di questa configurazione sta nella possibilità di scalare gli stress di tensione e di corrente in base al rapporto spire N , al fine di scegliere dei componenti più economici e performanti. In fig.2.13 sono raffigurati gli andamenti di tensione per questa topologia. Supponendo che il trasformatore sia ideale, si può facilmente concludere che la potenza dissipata dall'amplificatore è la stessa della prima topologia. La tensione di alimentazione della topologia dovrà essere $E_7 > \hat{V}_{amp7}$. Quindi la potenza sarà:

$$\hat{P}_{amp7} > (N\hat{V}_{sw}) \left(\frac{\hat{I}_o}{N} \right) = \hat{V}_{sw}\hat{I}_o \quad (2.21)$$

in realtà si dovranno considerare anche le perdite nel trasformatore.

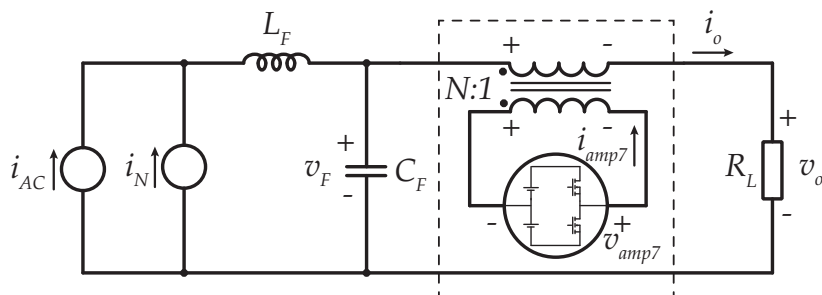


Figura 2.12: Amplificatore in serie al carico con trasformatore.

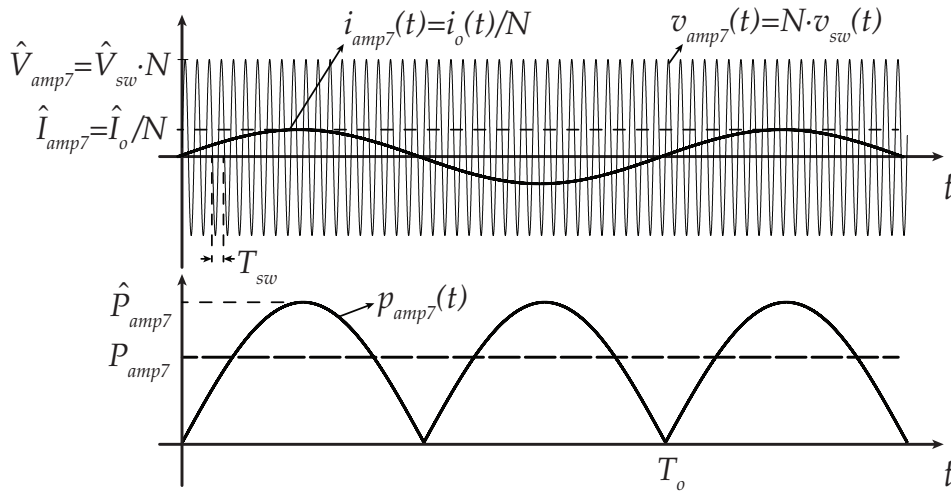


Figura 2.13: Tensione, corrente e potenza della settima topologia, amplificatore in serie al carico con trasformatore.

2.3 CONFRONTO DELLE TOPOLOGIE

Una volta analizzate le possibili soluzioni, bisogna quindi trovare dei criteri per scegliere quella più idonea all'applicazione in questione. Alcuni criteri possono essere: potenza gestita dall'amplificatore, stress di tensione e di corrente a cui si sottopongono i dispositivi e possibili instabilità che si possono causare al generatore AC. Una questione di notevole rilievo è inoltre il pilotaggio dei dispositivi.

Per quanto riguarda il punto delle potenze gestite, le topologie sono abbastanza simili (per \hat{V}_{sw} bassa) tranne la seconda, che tratta potenze molto elevate in ogni condizione. Le espressioni delle potenze sono osservabili in tab.2.3, normalizzate rispetto alla prima topologia in tab.2.4. Si fa notare come le topologie parallelo siano indipendenti dalla corrente di carico, quindi dissipano sempre al massimo anche se $\hat{I}_o = 0$, cioè il generatore è a vuoto.

I problemi di stabilità si potrebbero verificare nel caso delle topologie in parallelo al carico, poiché verrebbe alterata la tensione al nodo di uscita, dove viene effettuato il prelievo di tensione dal sistema di controllo del generatore AC, infatti togliere il ripple equivale a $C_F \rightarrow \infty$. Tuttavia un'alterazione o, ancor meglio, una cancellazione che avviene in prossimità di f_{sw} non dovrebbe causare alcuna instabilità, dato che la frequenza di switching è fuori dalla banda del controllo.

Riguardo gli stress sui dispositivi ancora una volta la seconda topologia è la più sconsigliata, mentre le altre sono abbastanza allineate (vedi tab.2.5).

Il pilotaggio risulta abbastanza complesso dalla terza alla sesta topologia. Sebbene possano essere convenienti da un punto di vista di potenze e di stress di tensione, sono sfavorite dal complesso pilotaggio. Le topologie che hanno nel pilotaggio un punto di forza sono in particolare la prima e l'ultima, cioè le configurazioni ad amplificatore in serie al carico con e senza trasformatore.

Pesando le varie possibilità la topologia che può rivelarsi più efficace è l'ultima, cioè l'amplificatore in serie al carico con trasformatore.

Di seguito si calcolano gli stress e le potenze di ogni topologia a partire dai dati che verranno considerati in seguito (sono stati ottimizzati i valori di resistenze e capacità per ottenere un consumo minimo, $N = 10$ per la topologia a trasformatore):

DESCRIZIONE	SIMBOLO	VALORE
Valore efficace della tensione sinusoidale di uscita	V_o	$230V_{rms}$
Valore efficace massimo della corrente di uscita	$I_{o,max}$	$10A_{rms}$
Frequenza di commutazione degli switch	f_N	$20kHz$
Capacità di filtro interna al generatore	C_F	$50\mu F$
Massimo valore di capacità in uscita	\hat{C}_o	$20\mu F$
Tensione di picco del rumore	\hat{V}_{sw}	$5V$
Corrente di picco del rumore	\hat{I}_{sw}	$31.4A$

Tabella 2.1: Specifiche per il confronto delle topologie.

TOPOLOGIA	P (W)	\hat{P}/P	STRESS	STRESS
			TENSIONE (V)	CORRENTE (A)
Ampl.serie	45	1.57	5	10
Ampl.parall	6505	3.14	650	31.4
Ampl.parall, prima variante	377	1.77	341	32.4
Ampl.parall, seconda variante	306	1.72	337	34.4
Ampl.parall, terza variante	250	1.67	337	33.5
Ampl.parall, quarta variante	250	1.67	337	33.5
Ampl.serie con trasf	45	1.57	50	1

Tabella 2.2: Confronto delle caratteristiche delle topologie ($R_1 = R_2 = 1.6\Omega$ per avere un confronto tra la terza e la quarta topologia, $C_3 = 1nF$, $C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = 20\mu F$).

Si fa notare che se \hat{V}_{sw} fosse più piccolo, le differenze di potenza tra le topologie di tipo parallelo e le topologie di tipo serie sarebbero inferiori.

TOPOLOGIA	POTENZA MEDIA DISSIPATA	DIPENDENZA DELLA POTENZA	PROBLEMI DI STABILITÀ
Ampl.serie	$P_{amp1} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{sw} \frac{\hat{V}_o}{R_L}$	R_L	No
Ampl.parallelo	$P_{amp2} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_o \hat{V}_{sw} \omega_s C_F$	ω_s, C_F	Possibili
Ampl.parallelo, prima variante	$P_{amp3} > \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1} \right) \left(\hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_1 C_1} \right)^2} \right)$ $P_{R_1} > \left(\hat{V}_o \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} \right)^2 \frac{1}{2R_1} + \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1} \right)^2 \frac{1}{2R_1}$ $P_{tot3} > P_{amp3} + P_{R_1}$	$\omega_o, \omega_s, C_F, R_1, C_1$	Possibili
Ampl.parallelo, seconda variante	$P_{amp4} > \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2} \right) \left(\hat{V}_o \omega_o C_2 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2} \right)^2} \right)$ $P_{R_2} > \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2} \right)^2 \frac{1}{2R_2}$ $P_{tot4} > P_{amp4} + P_{R_2}$	$\omega_o, \omega_s, C_F, R_2, C_2$	Possibili
Ampl.parallelo, terza variante	$P_{amp5} > \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_4} \right) \left(\hat{V}_o \omega_o C_4 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{C_3}{C_4} \right)^2} \right)$	$\omega_o, \omega_s, C_F, C_3, C_4$	Possibili
Ampl.parallelo, quarta variante	$P_{tot6} > \frac{2}{\pi} \left(\hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_5} \right) \left(\hat{V}_o \omega_o C_5 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \right)$	$\omega_o, \omega_s, C_F, C_5$	Possibili
Ampl.serie con trasformatore	$P_{amp7} > \frac{2}{\pi} \hat{V}_{sw} \frac{\hat{V}_o}{R_L}$	R_L	No

Tabella 2.3: Espressioni delle potenze medie dissipate dalle topologie, parametri di dipendenza e problemi di stabilità.

TOPOLOGIA	POTENZA DISSIPATA NORMALIZZATA RISPETTO A P_{amp1}
Ampl.serie	$P_{amp1}^N = 1$
Ampl.parallelo	$P_{amp2}^N = \omega_s R_L C_F$
Ampl.parallelo, prima variante	$P_{tot3}^N = R_L C_F \sqrt{1 + (\omega_s R_1 C_1)^2} \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{1 + (\omega_o R_1 C_1)^2}} + \frac{\hat{V}_{sw}}{\hat{V}_o} \frac{C_F}{R_1 C_1^2} \right] + \frac{\pi}{4} \frac{R_L}{R_1} \left[\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_{sw}} \frac{(\omega_o R_1 C_1)^2}{1 + (\omega_o R_1 C_1)^2} + \frac{\hat{V}_{sw}}{\hat{V}_o} \left(\frac{C_F}{C_1} \right)^2 \right]$
Ampl.parallelo, seconda variante	$P_{tot4}^N = \omega_o R_L C_F + \frac{\hat{V}_{sw}}{\hat{V}_o} \frac{\omega_s R_L C_F^2}{C_2} \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2} \right)^2} + \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_{sw}}{\hat{V}_o} \frac{R_L}{R_2} \left(\frac{C_F}{C_2} \right)^2$
Ampl.parallelo, terza variante	$P_{amp5}^N = \omega_o R_L C_F + \frac{\hat{V}_{sw}}{\hat{V}_o} \frac{\omega_s R_L C^2}{C_4} \sqrt{1 + \left(\frac{C_3}{C_4} \right)^2}$
Ampl.parallelo, quarta variante	$P_{amp6}^N = \omega_o R_L C_F + \frac{\hat{V}_{sw}}{\hat{V}_o} \frac{\omega_s R_L C_F^2}{C_5}$
Ampl.serie con trasformatore	$P_{amp7}^N = 1$

Tabella 2.4: Potenze medie normalizzate rispetto a P_{amp1} .

TOPOLOGIA	STRESS DI TENSIONE	STRESS DI CORRENTE
Ampl.serie	\hat{V}_o	\hat{I}_o
Ampl.parallelo	$2\hat{V}_o$	\hat{I}_{sw}
Ampl.parallelo, prima variante	$\hat{V}_o \left(1 + \frac{\omega_o R_1 C_1}{\sqrt{(\omega_o R_1 C_1)^2 + 1}} \right) + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_1}$	$\hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_1 C_1} \right)^2}$
Ampl.parallelo, seconda variante	$\hat{V}_o + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_2}$	$\hat{V}_o \omega_o C_2 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s R_2 C_2} \right)^2}$
Ampl.parallelo, terza variante	$\hat{V}_o + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_4}$	$\hat{V}_o \omega_o C_4 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F \sqrt{1 + \left(\frac{C_3}{C_4} \right)^2}$
Ampl.parallelo, quarta variante	$\hat{V}_o + \hat{V}_{sw} \frac{C_F}{C_5}$	$\hat{V}_o \omega_o C_5 + \hat{V}_{sw} \omega_s C_F$
Ampl.serie con trasformatore	$N \hat{V}_{sw}$	$\frac{\hat{I}_o}{N}$

Tabella 2.5: Tensioni e correnti massime sui generatori nelle diverse topologie.

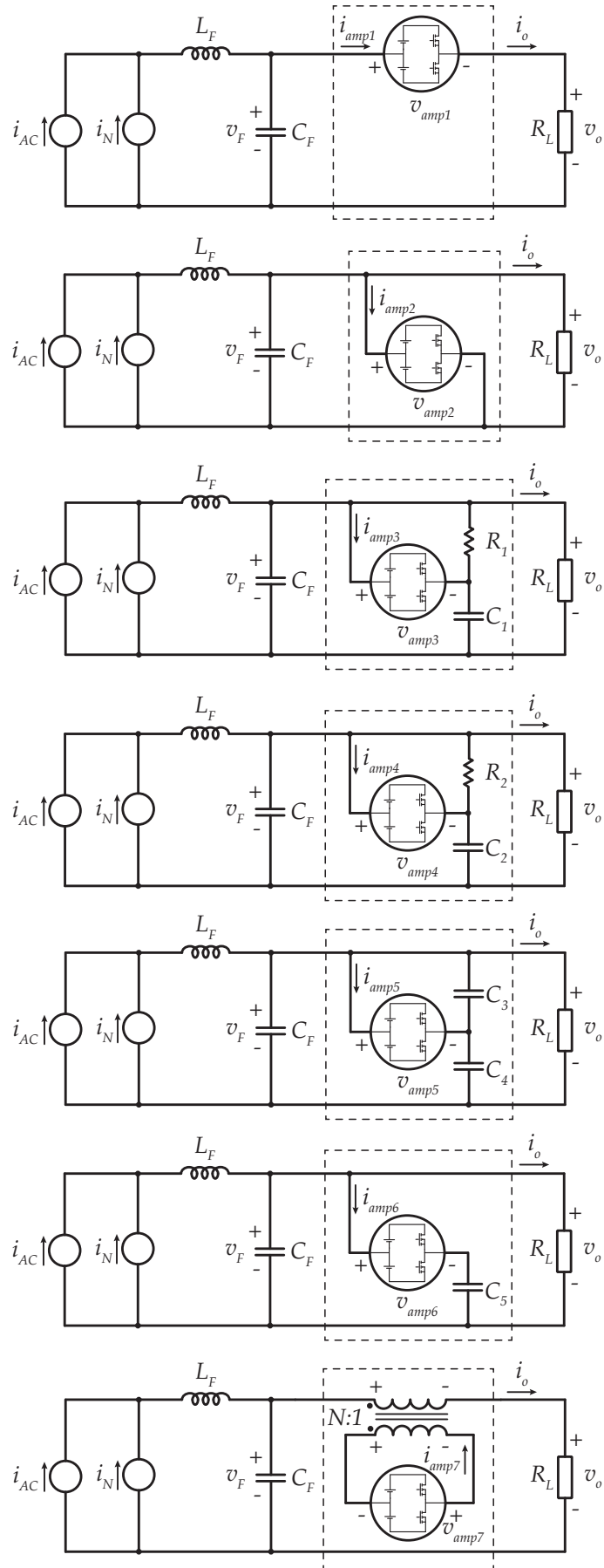


Figura 2.14: Tutte le topologie analizzate.

AMPLIFICATORE SERIE CON TRASFORMATORE

In questo capitolo si partirà col descrivere il circuito che verrà utilizzato, per poi studiare il controllo dell'amplificatore. In particolare:

- si studierà un sistema per realizzare una qualsiasi risposta in frequenza dell'amplificatore a partire dal prelievo di tensione o di corrente;
- si descriverà il principio di funzionamento del controllo;
- si ricaverà l'impedenza vista dal secondario;
- si studieranno gli stadi amplificatori coinvolti da cui verranno effettuati i prelievi;
- si ricaverà lo schema a blocchi del controllo
- si passerà allo studio dei benefici che questa modalità porta nel sistema, confrontandolo con un normale filtro LRC;
- si ricaverà l'impedenza equivalente generata dal controllo e il guadagno d'anello con il solo controllo di tensione, escludendo per motivate ragioni il controllo di corrente;
- si valuteranno gli effetti dell'induttanza di dispersione del trasformatore sul sistema;
- infine, partendo dalla conoscenza del guadagno d'anello, si progetterà il filtro dell'anello di tensione in due diversi casi;
- si cercherà di implementare una cella con poli e zeri del secondo ordine a fattore di smorzamento regolabile, che sarà indispensabile per la progettazione del regolatore.

3.1 IL CIRCUITO

Per realizzare il filtro in configurazione serie, viene scelta la topologia ad amplificatore di tensione con trasformatore d'uscita, in quanto consente di scalare gli stress di tensione e corrente sui dispositivi di un fattore N . Tale soluzione si potrebbe realizzare con un amplificatore in classe AB isolato, tuttavia in questo modo non si sfrutterebbe appieno la presenza del trasformatore. Questo infatti permette di realizzare una topologia di tipo push-pull, con il grande vantaggio di poter utilizzare due MOS uguali sia per l'iniezione che per l'assorbimento di corrente. Grazie a questa possibilità si evitano questioni legate alla

difficoltà di trovare dispositivi complementari per potenze elevate. La topologia push-pull a trasformatore presenta quindi questi vantaggi:

- tensioni e correnti sui transistor scalabili secondo il rapporto spire N ;
- utilizzo di transistor uguali (preferibilmente a canale n), che garantisce caratteristiche simmetriche per le due semionde sia per il pilotaggio che per la potenza gestibile;
- è necessaria un'unica alimentazione V_{CC} , a differenza delle due per alimentare un amplificatore a simmetria complementare.

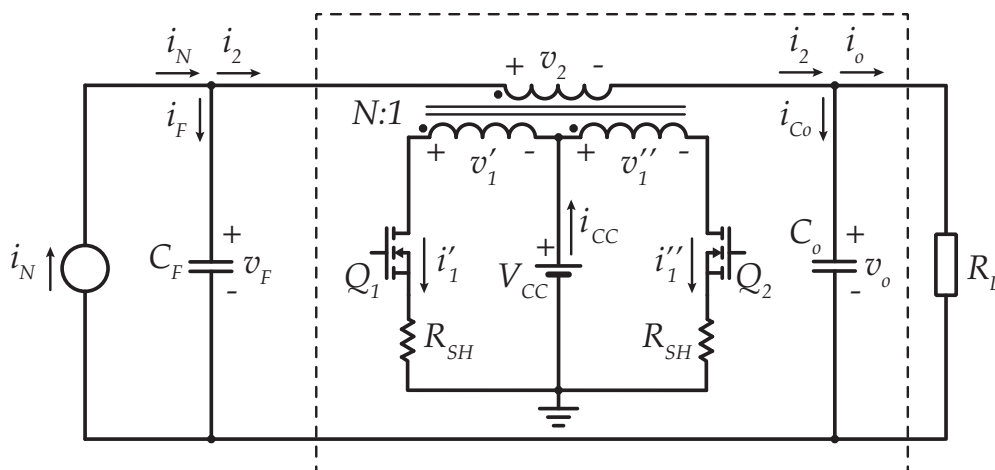


Figura 3.1: Topologia dell'amplificatore push-pull.

Il circuito è osservabile in fig.3.1. Come si può notare i due transistor (in figura sono dei MOSFET) sono entrambi a canale n ; il trasformatore è un *dual-primary*, cioè ha due primari accoppiati con un singolo secondario. Il secondario sarà attraversato dalla piena corrente di carico.

In parallelo al carico viene posizionata la capacità C_o , che avrà la funzione di abbassare il modulo dell'impedenza di uscita del generatore con il filtro di uscita. Come si vedrà il valore di questa capacità influirà fortemente sulle prestazioni del sistema oggetto del presente lavoro.

La tensione di alimentazione dovrà essere $V_{CC} > N\hat{V}_{sw}$.

È importante, ai fini della scelta dei transistor, far notare che ogni primario riflette la tensione sull'altro con rapporto 1 : 1. Quindi lo stress di tensione drain-source dei transistor, quando spenti, può arrivare a $V_{stress} = 2V_{CC} > 2N\hat{V}_{sw}$. La corrente massima che attraverserà i transistor è la corrente di picco in uscita scalata per il rapporto spire, quindi lo stress di corrente è $I_{stress} = \hat{I}_o/N$.

Inoltre sono state inserite delle resistenze di shunt R_{SH} sia per effettuare un prelievo di corrente, sia per linearizzare il funzionamento dei dispositivi.

3.2 CONCETTI DI BASE DEL PILOTAGGIO

In questa sezione si discute del pilotaggio dell'amplificatore nel caso generico e nello specifico dell'applicazione.

3.2.1 Amplificatore come impedenza generica

In fig.3.2 si possono osservare gli schemi a blocchi misti, che permettono di far assumere all'amplificatore il comportamento in frequenza di un'impedenza (o di un'ammittenza). Dato che si intende realizzare un'impedenza, si utilizzerà la convenzione degli utilizzatori per l'amplificatore.

Nel primo schema al prelievo di tensione segue un'elaborazione attraverso il blocco $W_1(s)$, che rappresenta l'ammittenza desiderata

$$I_{filtro}(s) = W_1(s)V_m(s) \quad (3.1)$$

Una volta prelevata la tensione $V_m(s)$ ai capi dell'amplificatore, si impone la corrente $I_{filtro}(s)$: è un controllo di tensione.

Nel caso del circuito inferiore c'è un prelievo di corrente, a cui segue il blocco $W_2(s)$ (rappresenta un'impedenza):

$$V_{filtro}(s) = W_2(s)I_m(s) \quad (3.2)$$

dove si preleva la corrente $I_m(s)$ che attraversa l'amplificatore e si cerca di imporre la tensione $V_{filtro}(s)$: è un controllo di corrente.

Se ora si pensasse di usare in maniera combinata le due tecniche si otterrebbe:

$$\begin{cases} I_{filtro}(s) = W_1(s)V_m(s) \\ V_{filtro}(s) = W_2(s)I_m(s) \end{cases} \quad (3.3)$$

dove, come già detto, $W_1(s)$ è un'ammittenza e $W_2(s)$ è un'impedenza.

3.2.2 L'impedenza richiesta in questa applicazione

Nel caso in esame si cerca di ottenere, tramite il controllo dell'amplificatore, un filtro di tipo passa basso. Come già detto è stata inserita una capacità C_o in parallelo al carico quindi, per ottenere la risposta passa basso desiderata per il filtraggio del rumore, si chiede che l'amplificatore si comporti come un'induttanza: una bassa impedenza alle basse frequenze e un'elevata impedenza alla frequenza f_N . Per ottenere il comportamento richiesto si possono utilizzare due semplici concetti che il controllo deve implementare per ottenere $Z_{eq}(s)$:

- alle basse frequenze dovrà avere tensione nulla ai capi ($v_2 = 0$, come un corto circuito);
- nella banda di frequenze del ripple dovrà essere attraversato da una corrente trascurabile ($i_m = i_2 + i_{\mu 2} = 0$, come un circuito aperto).

Per raggiungere questo obiettivo si implementa quindi un controllo di corrente e un controllo di tensione, che opereranno a frequenze complementari, come in fig.3.3. Questo controllo per come è strutturato non necessita di riferimenti esterni, in altri termini il

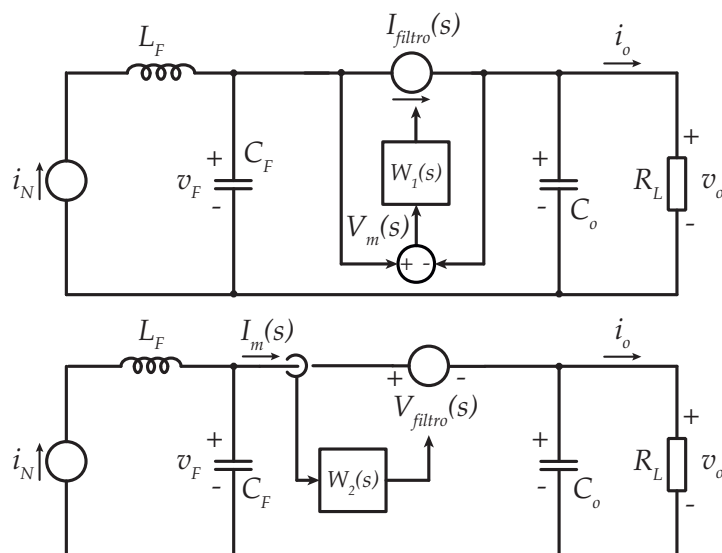


Figura 3.2: Concetto di base per il controllo dell'amplificatore ai fini di riprodurre il comportamento in frequenza di un'impedenza generica. In alto si applica un controllo di tensione, in basso un controllo di corrente.

riferimento è nullo (tensione nulla in banda del controllore di tensione per il controllo di tensione e corrente nulla in banda del controllore di corrente per il controllo di corrente). Nel loop di tensione, quando $W_1(s)$ ha modulo elevato, il sistema tende ad annullare la grandezza misurata, cioè $V_m(s) \rightarrow 0$, e ciò si verifica in bassa frequenza. In maniera duale il loop di corrente tende ad annullare la corrente, cioè $I_m(s) \rightarrow 0$, e ciò si verifica alle alte frequenze. Chiaramente la frequenza di taglio delle due funzioni dovrà essere $f_c < f_N$.

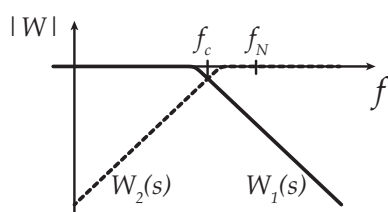


Figura 3.3: Controllo di tensione $W_1(s)$ e di corrente $W_2(s)$ che operano in bande complementari. Il segnale prelevato tenderà ad un valore basso quando il regolatore associato ha modulo elevato.

3.3 IL CONTROLLO

Come illustrato nel precedente paragrafo il controllo sarà costituito dall'azione combinata di un anello di tensione e di un anello di corrente. Si richiede la possibilità del prelievo della tensione $v_m = v_2$ e della corrente i_m . Prima di arrivare allo schema a blocchi totale si analizzano nel dettaglio alcune questioni.

3.3.1 L'impedenza al secondario

Per valutare il funzionamento dell'amplificatore è importante stimare l'impedenza $Z_2(s)$ vista dal secondario, poiché questa grandezza costituisce il legame tra tensione e corrente al secondario. Da una parte il secondario vede il parallelo del carico con la capacità di uscita, dall'altra parte vede l'impedenza di uscita dell'inverter $Z_{inv}(s)$. Quest'ultima, all'interno della banda del controllo, ha un modulo molto basso, mentre fuori banda avrà un andamento dettato dai componenti del filtro di uscita, cioè L_F e C_F (come visto in fig.1.4). Tuttavia, alla frequenza del disturbo f_N , $Z_{inv}(s)$ è approssimabile con la sola impedenza associata alla capacità di filtro C_F , semplificando di fatto l'espressione di $Z_2(s)$ (vedi fig.3.4):

$$Z_2(s) = Z_{inv}(s) + \frac{R_L}{1 + sR_L C_o} \xrightarrow{HF} Z_2(s) = \frac{1}{sC_F} \frac{1 + sR_L(C_o + C_F)}{1 + sR_L C_o} \quad (3.4)$$

Inoltre va considerata anche l'impedenza associata all'induttanza di magnetizzazione $L_{\mu 2}$, che si troverà in parallelo all'impedenza $Z_2(s)$ e la corrente che sarà iniettata su $Z_2(s)$ comprenderà questo ulteriore contributo:

$$Z_{2,\mu}(s) = \frac{Z_2(s)sL_{\mu 2}}{Z_2(s) + sL_{\mu 2}} \quad (3.5)$$

La corrente che si potrà prelevare al secondario sarà quindi $i_m = i_2 + i_{\mu 2}$.

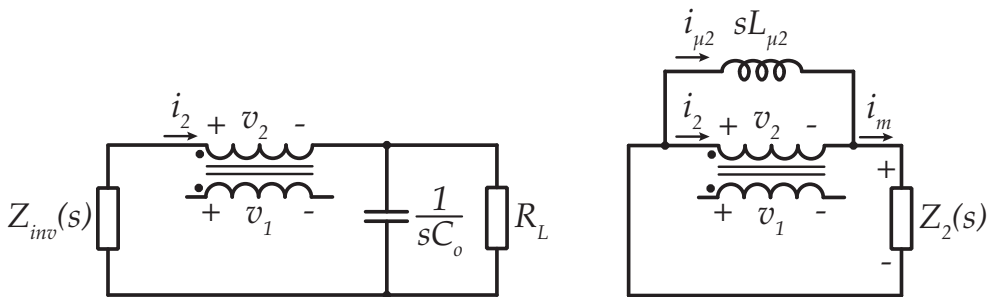


Figura 3.4: Impedenza di vista al secondario (a sinistra) e inserimento dell'induttanza magnetizzante nel modello (a destra).

3.3.2 Gli stadi amplificatori

Si studiano brevemente due stadi amplificatori, che saranno coinvolti nel prelievo della tensione $v_m = v_2$ e della corrente i_m , e che verranno inseriti nello schema a blocchi del controllo. Il controllo piloterà i gate dei transistor Q_1 e Q_2 con la tensione v_g e il prelievo sarà fatto nei punti opportuni. Nello studio si considererà che $r_o \rightarrow \infty$.

Stadio common-source con resistenza degenerativa di source

Il controllo agisce su v_g , mentre il prelievo di tensione sarà eseguito su v_d , quindi lo stadio amplificatore che si andrà ad ottenere sarà un common-source con resistenza degenerativa di source R_{SH} . Lo schema è in fig.3.5a e vale l'equazione:

$$v_g = v_{gs} + v_s = v_{gs} + g_m v_{gs} R_{SH} = v_{gs}(1 + g_m R_{SH}) \quad \rightarrow \quad v_{gs} = v_g \frac{1}{1 + g_m R_{SH}} \quad (3.6)$$

L'impedenza vista al drain del transistor è il parallelo tra l'impedenza $Z_2(s)$ e $sL_{\mu 2}$ riportata al primario scalate con il quadrato del rapporto spire:

$$Z_{1,\mu}(s) = N^2 Z_{2,\mu}(s) = N^2 \frac{Z_2(s) s L_{\mu 2}}{Z_2(s) + s L_{\mu 2}} \quad (3.7)$$

che riportata nell'espressione della tensione di uscita v_d dello stadio, fornisce:

$$v_d = -g_m v_{gs} Z_{1,\mu}(s) = -v_g \frac{g_m Z_{1,\mu}(s)}{1 + g_m R_{SH}} \quad \rightarrow \quad A_{CS}(s) = \frac{v_d}{v_g} = -\frac{g_m Z_{1,\mu}(s)}{1 + g_m R_{SH}} \quad (3.8)$$

Stadio common-drain con impedenza di drain

Per quanto riguarda il controllo di corrente il circuito si presenta come uno stadio common-drain con impedenza di drain (vedi fig.3.5b), con ingresso v_g e uscita v_s . Vale l'equazione (si considera r_o infinita):

$$v_s = g_m v_{gs} R_{SH} \quad \rightarrow \quad v_{gs} = \frac{v_s}{g_m R_{SH}}$$

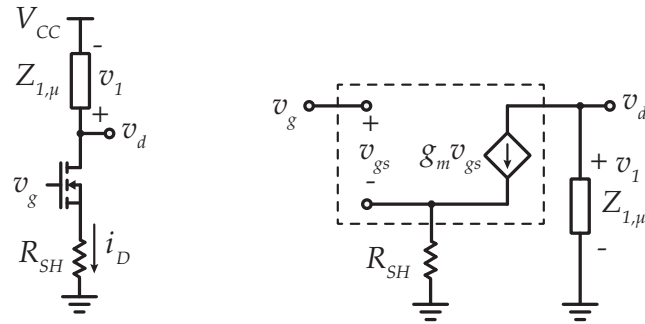
da cui si ricava l'espressione

$$v_g = v_{gs} + v_s = v_s \left(1 + \frac{1}{g_m R_{SH}} \right) \quad \rightarrow \quad A_{CD}(s) = \frac{v_s}{v_g} = \frac{g_m R_{SH}}{1 + g_m R_{SH}} \quad (3.9)$$

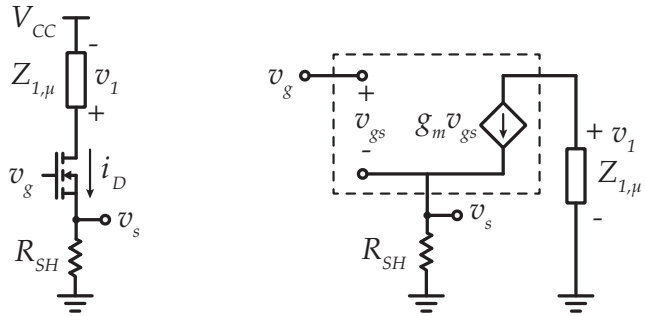
3.3.3 Schema a blocchi del controllo

Partendo dallo schema circuito-blocchi misto in fig.3.6, dove per l'amplificatore si è adottata la convenzione degli utilizzatori, si costruisce lo schema a blocchi. Come si può osservare sono presenti due anelli di controllo relativi alla corrente e alla tensione del secondario: questi due anelli dovranno operare a frequenze complementari, nel senso che il controllo dovrà sempre essere attivo.

Si è cercato di inserire nello schema a blocchi espressioni comuni ad entrambe le topologie, in modo da renderlo il più compatto possibile, da qui la scelta di scrivere in maniera esplicita la relazione tra v_g e i_1 .



(a) Stadio amplificatore common-source con resistenza degenerativa di source.



(b) Stadio amplificatore common-drain con impedenza di drain.

Figura 3.5: Schema elettrico e circuito ai piccoli segnali (si trascura la resistenza drain-source r_o dei transistor).

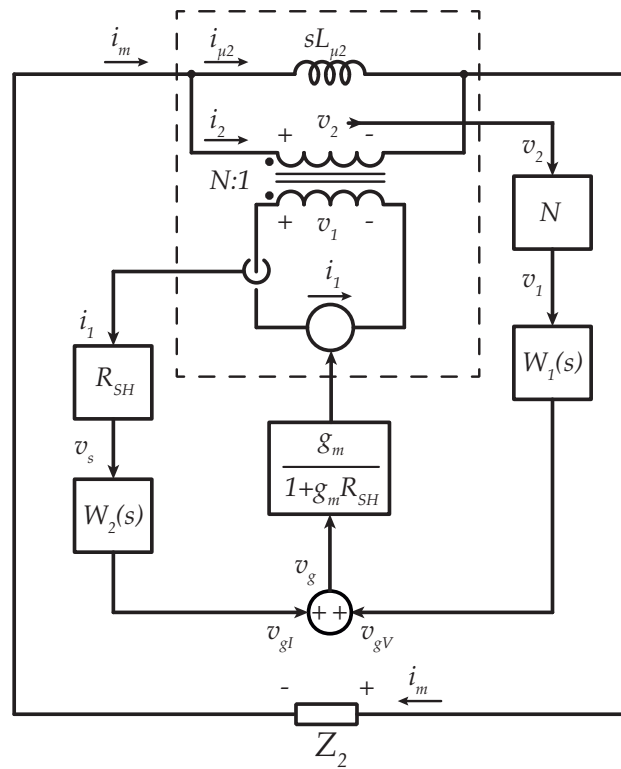


Figura 3.6: Schema circuito-blocchi misto per ottenere lo schema a blocchi del controllo.

Per quanto riguarda il controllo di tensione si andrà a prelevare la tensione del secondario, o a ricostruirla a partire dalla tensione al primario, per poi far passare il segnale attraverso un filtro passa basso $W_1(s)$. Il segnale di comando v_{gV} andrà a pilotare il transistor al fine di rendere il dispositivo come un corto circuito in bassa frequenza.

Per quanto concerne il controllo di corrente invece, si andrà a ricostruire l'andamento della corrente a partire dalla tensione ai capi delle R_{SH} al primario. Il passo successivo sarà quello di andare a filtrare il segnale con un filtro passa alto perché il sistema si comporti come un aperto alle alte frequenze. Il segnale di comando v_{gI} va a sommarsi a v_{gV} e a pilotare il transistor con il segnale v_g .

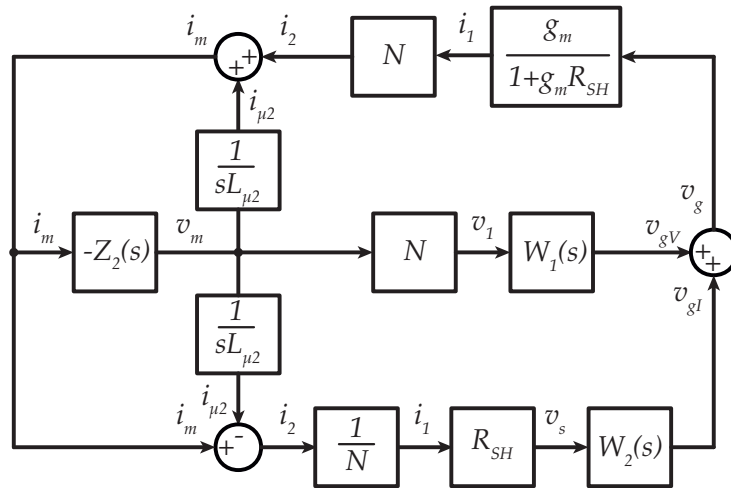
Per realizzare uno schema più facilmente leggibile si è cercato di raggruppare tutte le parti comuni, ad esempio ai due stadi amplificatori risulta comune il coefficiente (dipendente da g_m ed R_{SH}) per passare dalla tensione di gate alla corrente di drain, che sarà così definito:

$$G = \frac{g_m}{1 + g_m R_{SH}} \quad (3.10)$$

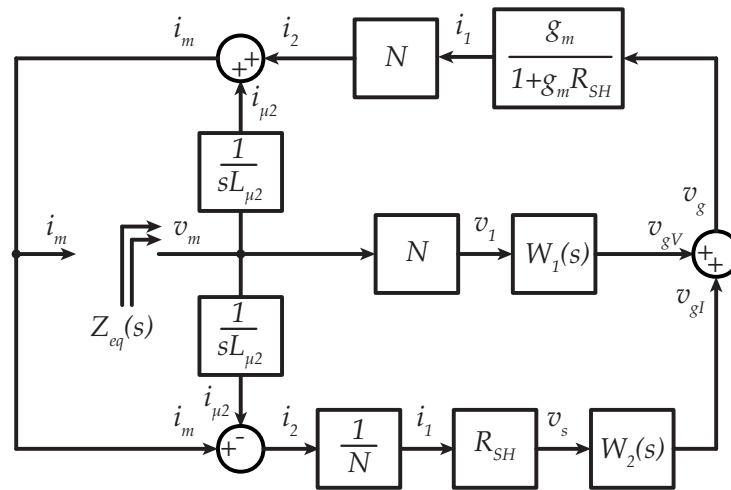
In fig.3.7a si può osservare lo schema a blocchi del circuito di controllo: l'induttanza magnetizzante è stata concentrata al secondario, quindi la corrente effettivamente misurata non include anche la corrente di magnetizzazione $i_{\mu 2}$, ma è solamente la corrente al secondario scalata del rapporto spire: $i_1 = i_2/N$.

In fig.3.7b è stata eliminata l'impedenza $Z_2(s)$ per permettere di valutare l'impedenza $Z_{eqVI}(s)$, cioè il parallelo tra l'impedenza $sL_{\mu 2}$ associata all'induttanza di magnetizzazione e l'impedenza $Z_{contrVI}(s)$ generata dal controllo di tensione e di corrente.

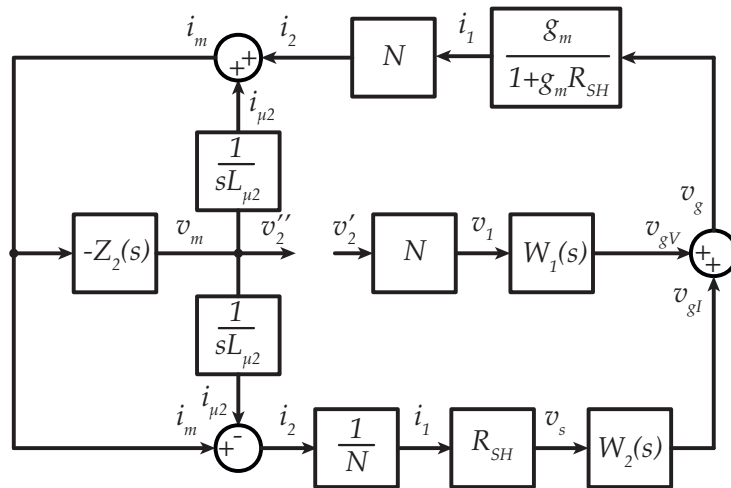
In fig.3.7c si valuta il guadagno d'anello complessivo interrompendo il collegamento di i_m , quindi $T(s) = v_2''/v_2'$.



(a) Controllo combinato di tensione e corrente.



(b) Calcolo dell'impedenza sintetizzata dal controllo.



(c) Calcolo del guadagno d'anello.

Figura 3.7: Schemi a blocchi del controllo di corrente e tensione. In figura (b) è stata eliminata l'impedenza al secondario Z_2 per il calcolo dell'impedenza equivalente Z_{eq} . In figura (c) si valuta il guadagno d'anello complessivo calcolato sulla grandezza v_2 .

3.3.4 Impedenza equivalente generata dal controllo

Per stimare l'andamento in frequenza dell'impedenza generata dal controllo al secondario, si applica un generatore di tensione di misura v_m su v_2 (vedi fig.3.7b), si esprime in forma esplicita la corrente i_m e si procede ricavando l'espressione finale dell'impedenza. Va inclusa nel calcolo anche l'induttanza magnetizzante, poiché influenzerà l'impedenza risultante sia alle basse che alle alte frequenze. Vale quindi la relazione in v_m e i_m (nell'ultimo passaggio è utilizzata l'eq.3.10):

$$\begin{aligned} i_m &= i_{\mu 2} + i_2 = \frac{v_m}{sL_{\mu 2}} + Ni_1 = \\ &= \frac{v_m}{sL_{\mu 2}} + N(v_{gV} + v_{gI}) \frac{g_m}{1 + g_m R_{SH}} = \\ &= \frac{v_m}{sL_{\mu 2}} + N \left[v_m W_1(s) + \frac{i_m}{N} R_{SH} W_2(s) \right] G \end{aligned}$$

da cui si ottiene l'impedenza equivalente ai capi del secondario, che includerà anche l'effetto dell'induttanza di magnetizzazione riferita al secondario

$$Z_{eqVI}(s) = \frac{v_m}{i_m} = \frac{sL_{\mu 2}[1 - R_{SH}GW_2(s)]}{sL_{\mu 2}N^2GW_1(s) + [1 - R_{SH}GW_2(s)]} \quad (3.11)$$

L'andamento in frequenza presenterà uno zero nell'origine (derivante dall'induttanza magnetizzante), un polo a bassa frequenza e uno zero in alta frequenza (dovuto ai filtri del controllo di corrente e tensione). L'impedenza effettivamente introdotta dal controllo combinato di tensione e di corrente sarà quindi calcolabile imponendo $sL_{\mu 2} \rightarrow \infty$, oppure sostituendo $i_m = i_2 + i_{\mu 2}$. Risulta:

$$Z_{contrVI}(s) = \frac{1}{N^2G} \frac{1 - R_{SH}GW_2(s)}{W_1(s)} \quad (3.12)$$

Essendo un parallelo si può quindi riscrivere l'espressione dell'impedenza totale come:

$$Z_{eqVI}(s) = \frac{1}{\frac{N^2GW_1(s)}{1 - R_{SH}GW_2(s)} + \frac{1}{sL_{\mu 2}}} = \left(\frac{1}{Z_{contrVI}} + \frac{1}{sL_{\mu 2}} \right)^{-1} \quad (3.13)$$

Tra le due impedenze sarà predominante quella con modulo inferiore, come si può osservare in fig.3.8. Questa considerazione va a vantaggio del controllo di tensione, che tenderà a rendere un corto il dispositivo, ma vanifica il controllo di corrente. Infatti questo tenderebbe a rendere infinita l'impedenza $Z_{contr}(s)$ in alta frequenza, ma il parallelo è sempre dominato dall'induttanza magnetizzante $sL_{\mu 2}$. In seguito a queste considerazioni si può quindi eliminare il controllo di corrente e riscrivere le relazioni imponendo semplicemente la condizione $W_2(s) \rightarrow 0$:

$$\begin{aligned} Z_{contr}(s) &= \frac{1}{N^2GW_1(s)} \\ Z_{eq}(s) &= \frac{1}{N^2GW_1(s) + \frac{1}{sL_{\mu 2}}} = \left(\frac{1}{Z_{contr}(s)} + \frac{1}{sL_{\mu 2}} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (3.14)$$

In fig.3.8 si possono osservare i moduli dell'impedenza associata all'induttanza di magnetizzazione $sL_{\mu 2}$ e dell'impedenza sintetizzata dal controllo $Z_{contr}(s)$: il parallelo è il modulo dell'impedenza equivalente $Z_{eq}(s)$.

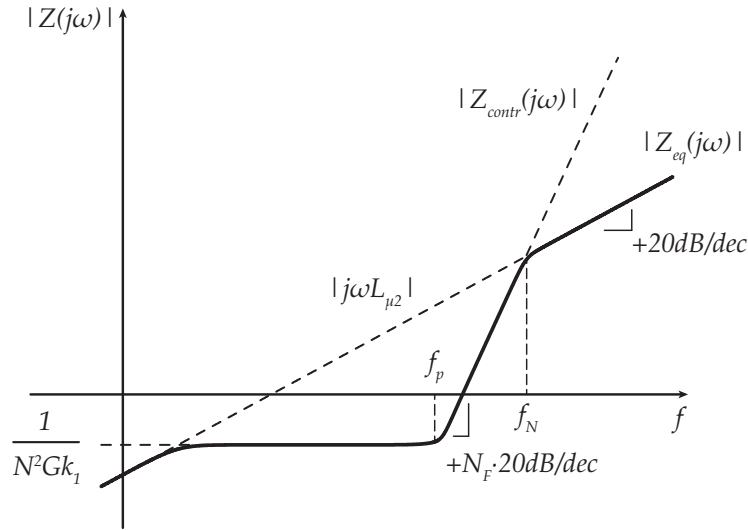


Figura 3.8: Modulo delle impedenze.

3.3.5 L'effetto del controllo di tensione

In questa sezione si analizza l'effetto del controllo di tensione sulla rete, supponendo che l'inverter a monte effettui una corretta stabilizzazione della tensione del nodo di uscita.

Innanzitutto si studia la rete priva del controllo, si hanno: un trasformatore, con primario aperto, con l'induttanza di magnetizzazione $L_{\mu 2}$ in parallelo al secondario, la capacità di uscita C_o e il carico R_L (vedi fig.3.9a). La fdt v_{out}/v_{in} del sistema, come facilmente verificabile, è quella di un semplice circuito RLC:

$$Z_o(s) = \frac{R_L}{1 + sR_L C_o}$$

$$W'_{out}(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Z_o(s)}{Z_o(s) + sL_{\mu 2}} = \frac{1}{s^2 L_{\mu 2} C_o + s \frac{L_{\mu 2}}{R_L} + 1} \quad (3.15)$$

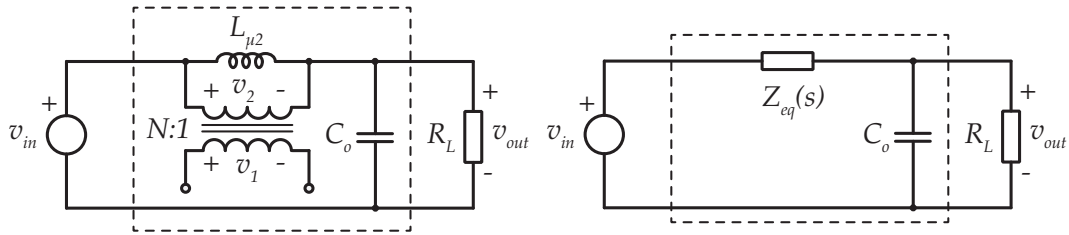
$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_{\mu 2} C_o}} \quad , \quad \zeta = \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{L_{\mu 2}}{C_o}} \quad , \quad Q = R_L \sqrt{\frac{C_o}{L_{\mu 2}}}$$

In presenza del controllo l'impedenza vista ai capi del secondario è $Z_{eq}(s)$ (vedi fig.3.9b), quindi:

$$Z_{eq}(s) = \frac{sL_{\mu 2}}{1 + sL_{\mu 2} N^2 G W_1(s)}$$

$$W''_{out}(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Z_o(s)}{Z_o(s) + Z_{eq}(s)} = \frac{1 + sL_{\mu 2} N^2 G W_1(s)}{s^2 L_{\mu 2} C_o + s \frac{L_{\mu 2}}{R_L} + 1 + sL_{\mu 2} N^2 G W_1(s)} \quad (3.16)$$

Dalle fig.3.10 si può notare facilmente che, quando il modulo dell'impedenza $Z_o(s)$ interseca l'altra impedenza coinvolta nel partitore di tensione ($sL_{\mu 2}$ nel caso senza controllo, $Z_{eq}(s)$ nel caso con controllo), si ha la frequenza di taglio f_p della tensione di uscita. Ciò è dovuto al fatto che nella funzione di trasferimento W'_{out} il denominatore diventa maggiore del numeratore. Nel caso con il controllo di tensione la fdt $W''_{out}(s)$ si appoggia su quella senza controllo $W'_{out}(s)$ dal punto in cui l'impedenza $Z_{eq}(s)$ interseca l'impedenza $sL_{\mu 2}$, infatti a questo punto il controllo è come se non fosse attivo e $Z_{eq}(s)$ torna ad essere uguale a $sL_{\mu 2}$.



(a) Senza controllo di tensione e con controllo di corrente attivo ($i_1 = 0$). (b) Con controllo di tensione, senza controllo di corrente.

Figura 3.9: Circuiti di riferimento per l'analisi del controllo di tensione.

Un vantaggio che si può immediatamente osservare è eliminazione dell'overshoot in frequenza, dovuto alla risonanza dell'induttanza di magnetizzazione $L_{\mu 2}$ con la capacità di uscita C_o . Questo confronto giustifica di fatto l'impiego di un filtro attivo invece di un normale filtro passivo LC del secondo ordine.

3.3.6 Stima della frequenza di taglio ingresso-uscita dal grafico dei moduli delle impedenze

La frequenza di taglio della funzione $W''_{out}(s)$ può essere stimata più facilmente facendo alcune considerazioni grafiche (vedi fig.3.11). Come si è potuto osservare la frequenza di taglio si ha in corrispondenza dell'intersezione tra la $Z_o(s)$ e la $Z_{eq}(s)$; in quel tratto si può vedere come entrambe le impedenze si possano approssimare a delle rette con opportuna pendenza. Inoltre il punto **A** è impostato per essere in corrispondenza della f_N (eventualmente un po' prima, per aumentare l'attenuazione del sistema), mentre il punto **B** sarà strettamente legato alla capacità di uscita C_o .

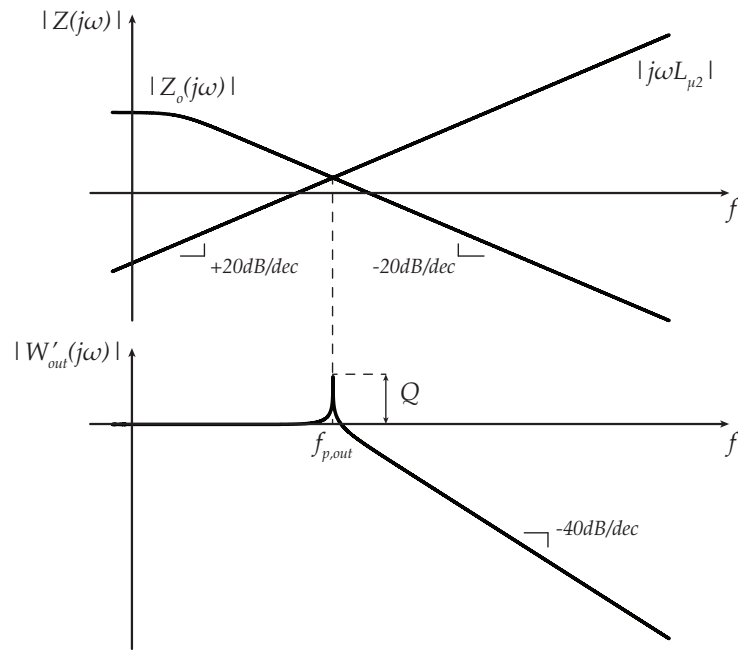
Le coordinate del punto **A** si possono facilmente individuare partendo dall'impedenza $sL_{\mu 2}$, quindi il punto **A** ha coordinate: $(f_N; 2\pi f_N L_{\mu 2})$

Le coordinate del punto **B** sono associate alla capacità di uscita C_o , quindi il punto **B** che dipende solo dalla capacità C_o ha coordinate: $(\frac{1}{2\pi C_o}; 1)$

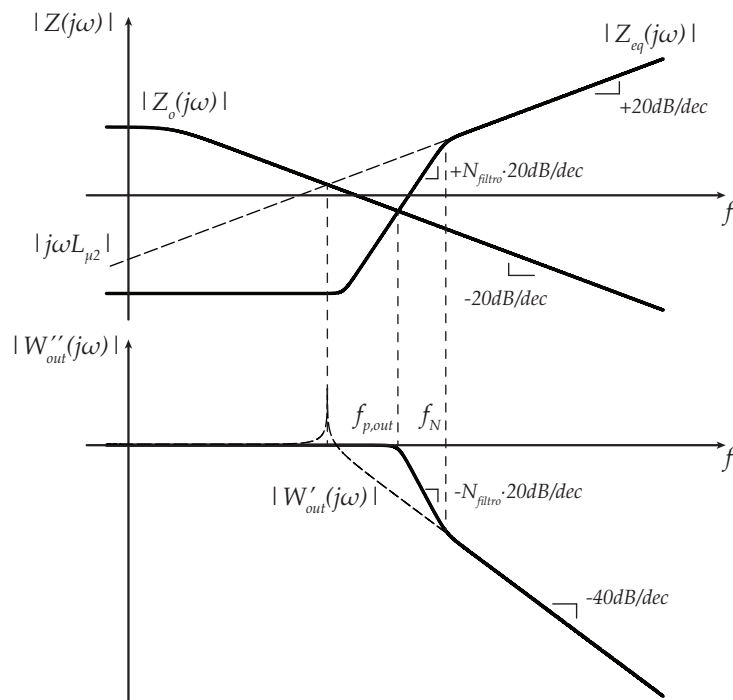
Una volta ottenute le coordinate di questi punti, si può procedere ricavando le espressioni delle rette **RA** ed **RB**, per poi determinarne l'intersezione. Quindi si ottiene l'espressione per ricavare la frequenza di taglio di $W''_{out}(s)$ del caso 1:

$$f'_{p,out} = {}^{(1+N_F)}\sqrt{\frac{f_N^{N_F-1}}{4\pi^2 C_o L_{\mu 2}}} \quad (3.17)$$

Nel caso in cui la resistenza di carico R_L fosse piccola, si verificherebbe il caso in fig.3.11b, dove il punto di intersezione è il punto **D** con una diminuzione di banda. Il sistema da

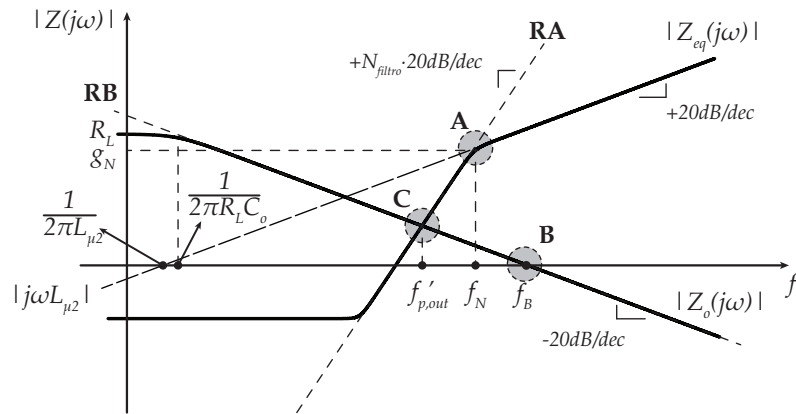


(a) Senza controllo di tensione.

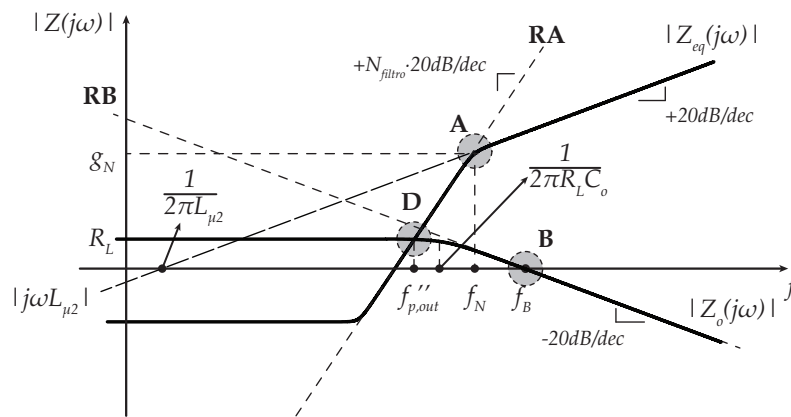


(b) Con controllo di tensione.

Figura 3.10: Modulo delle impedenze e delle fdt della tensione di uscita. Sono evidenziati alcuni punti di intersezione di interesse.



(a) Caso 1.



(b) Caso 2.

Figura 3.11: Stima della frequenza di taglio.

scrivere risulta molto semplice, e sarà composto dall'equazione della retta **RA** e della retta corrispondente a R_L . Si ottiene che nel caso 2 la frequenza di taglio vale:

$$f''_{p,out} = \sqrt[N_F]{\frac{R_L f_N^{N_F-1}}{2\pi L_{\mu 2}}} \quad (3.18)$$

Per R_L piccole c'è quindi la possibilità di una banda leggermente inferiore, mentre da un certo valore della resistenza di carico in su la banda rimane invariata.

In realtà, si vedrà nel prossimo paragrafo, che l'andamento di $Z_{eq}(s)$ non può essere arbitrario, a causa di problemi di stabilità.

3.3.7 L'inefficacia del controllo di corrente

Il controllo di corrente, per come è stato concepito, ha la funzione di rendere molto elevata l'impedenza nella banda del ripple, tuttavia la presenza del trasformatore, e in particolare dell'induttanza di magnetizzazione $L_{\mu 2}$, rende vano ogni tentativo di questo genere. Infatti l'impedenza $Z_{contrVI}(s)$ che si riesce a emulare con il controllo è in parallelo a $sL_{\mu 2}$, quindi il parallelo non potrà avere un modulo superiore a quello di $|j\omega L_{\mu 2}|$ a qualsiasi frequenza.

Si valuta quindi la possibilità di eliminare il controllo di corrente. Il circuito push-pull a trasformatore scelto (vedi fig.3.1) implementa di fatto uno stadio common-source con resistenza degenerativa di source, dove il carico (cioè l'impedenza vista al secondario $Z_2(s)$) è connesso al drain dei MOS. Il source è riferito a massa, quindi annullando il comando di pilotaggio si è certi che il MOS sia spento: si può eliminare il controllo di corrente semplicemente imponendo che $W_2(s) = 0$.

Se si fosse scelta la topologia a simmetria complementare di partenza, l'esclusione del controllo non sarebbe stata così immediata. Infatti la topologia che si era considerata era uno stadio common-drain, dove il source non è riferito a massa o ad una tensione stabile. Questo può provocare l'accensione del MOS anche quando il segnale di pilotaggio è nullo.

3.3.8 Guadagno d'anello con il solo controllo di tensione

Alla luce delle considerazioni effettuate nel precedente paragrafo, che hanno portato all'eliminazione del controllo di corrente, si può semplificare lo schema a blocchi come in fig.3.12.

Come è noto in un qualsiasi circuito esistono diversi anelli e quindi diversi guadagni d'anello, stimabili interrompendo lo schema a blocchi nel punto dove è presente la grandezza desiderata. Essendoci quindi molti guadagni d'anello, resta da chiedersi quale sia il punto più comodo per stimarne uno in vista del dimensionamento del filtro $W_1(s)$. La comodità starebbe nel fatto che, se il filtro fosse un fattore esplicito del guadagno d'anello, gli andamenti di modulo e fase andrebbero a sommarsi, rendendo meno onerosa la procedura di stabilizzazione.

Il punto scelto è quello di v_2 (o equivalentemente v_m): si interrompe quindi il collegamento, v'_2 è l'ingresso mentre v''_2 è l'uscita (vedi fig.3.13). Si ricava quindi che:

$$T(s) = N^2 G W_1(s) \left(-\frac{Z_2(s) s L_{\mu 2}}{Z_2(s) + s L_{\mu 2}} \right) = -N^2 G W_1(s) [s L_{\mu 2} \parallel Z_2(s)] \quad (3.19)$$

ed è legato all'impedenza vista dal secondario del trasformatore.

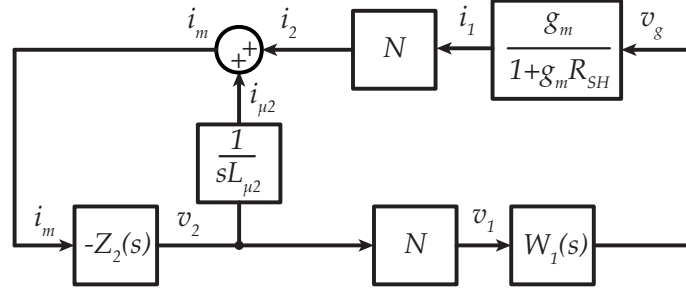


Figura 3.12: Schema a blocchi con il solo controllo di tensione.

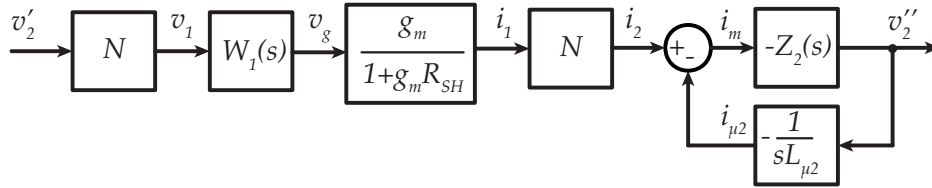


Figura 3.13: Schema a blocchi con il solo controllo di tensione per il calcolo del guadagno d'anello.

3.3.9 Effetto dell'induttanza di dispersione

L'analisi va estesa anche all'elemento parassita legato ai flussi dispersi nel trasformatore, cioè all'induttanza di dispersione L_{d2} (concentrata al secondario). Questa infatti può causare andamenti non previsti sia dell'impedenza ottenuta dal controllo, sia del guadagno d'anello. In fig.3.14 si può vedere lo schema a blocchi misto del controllo, da cui si trascurerà il controllo di corrente ($W_2(s) \rightarrow 0$), ottenendo gli schemi a blocchi riportati in fig.3.15. Si procede quindi al calcolo dell'impedenza sintetizzata dal controllo tenendo conto anche di questo nuovo contributo:

$$i_{m,d} = i_2 + i_{\mu 2} = v_{m,d} N^2 G W_1(s) + (v_{m,d} - i_{m,d} s L_{d2}) \frac{1}{s L_{\mu 2}}$$

da cui si ottiene

$$Z_{eq,d}(s) = \left(1 + \frac{L_{d2}}{L_{\mu 2}}\right) \frac{1}{N^2 G W_1(s) + \frac{1}{s L_{\mu 2}}} = \left(1 + \frac{L_{d2}}{L_{\mu 2}}\right) Z_{eq}(s) \quad (3.20)$$

il che significa che l'impedenza equivalente, con il contributo dell'induttanza L_{d2} , viene aumentato di un fattore legato al rapporto tra L_{d2} e $L_{\mu 2}$. Per quanto riguarda il guadagno d'anello $T_d(s)$ si fa riferimento allo schema in fig.3.15c, e si procede con il calcolo:

$$\begin{aligned} v''_{m,d} &= i_{m,d} (-Z_2(s)) = \\ &= \left[v'_{m,d} N^2 G W_1(s) + \frac{v''_{m,d} - i_{m,d} s L_{d2}}{s L_{\mu 2}} \right] (-Z_2(s)) = \\ &= \left[v'_{m,d} N^2 G W_1(s) + v''_{m,d} \frac{Z_2(s) + s L_{d2}}{Z_2(s) s L_{\mu 2}} \right] (-Z_2(s)) = \end{aligned}$$

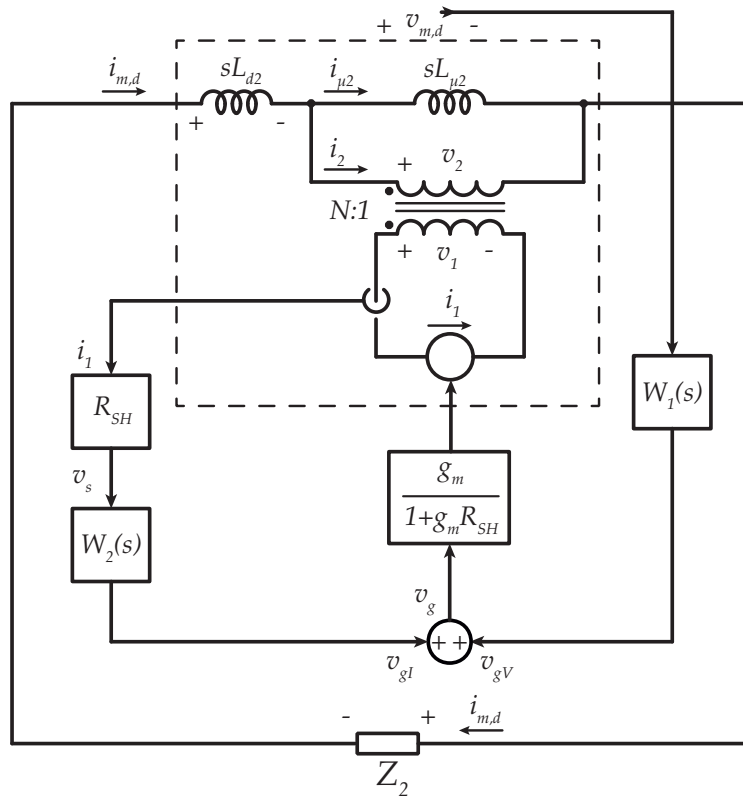


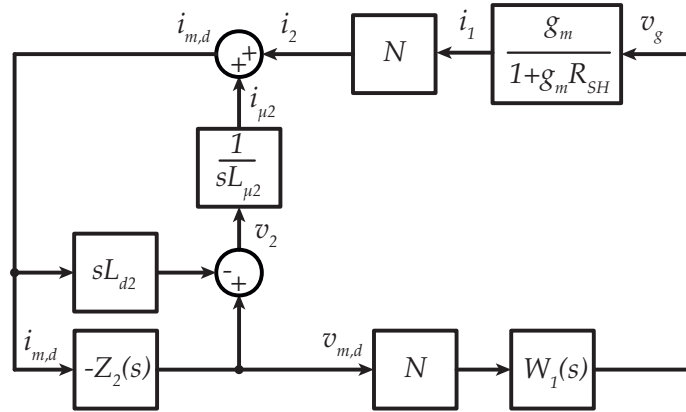
Figura 3.14: Schema circuito-blocchi misto con il contributo dell'induttanza di dispersione L_{d2} .

$$T_d(s) = \frac{v''_{m,d}}{v'_{m,d}} = -N^2 G W_1(s) \frac{Z_2(s) s L_{\mu 2}}{Z_2(s) + s(L_{\mu 2} + L_{d2})} \quad (3.21)$$

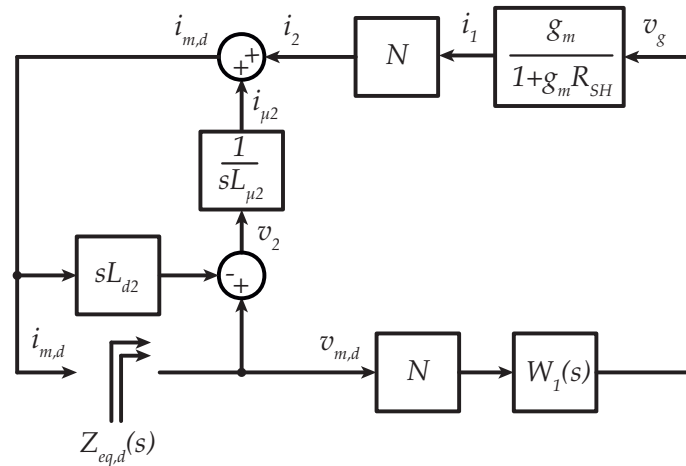
Si sono potute calcolare le espressioni dell'impedenza equivalente e del guadagno d'anello tenendo conto dei flussi dispersi, modellizzati dall'induttanza L_{d2} , e si può ora notare che se vale la relazione $L_{d2} \ll L_{\mu 2}$ si può approssimare il tutto con le espressioni calcolate in precedenza:

$$T_d(s) \xrightarrow{L_{d2} \ll L_{\mu 2}} T(s) \quad , \quad Z_{eq,d}(s) \xrightarrow{L_{d2} \ll L_{\mu 2}} Z_{eq}(s)$$

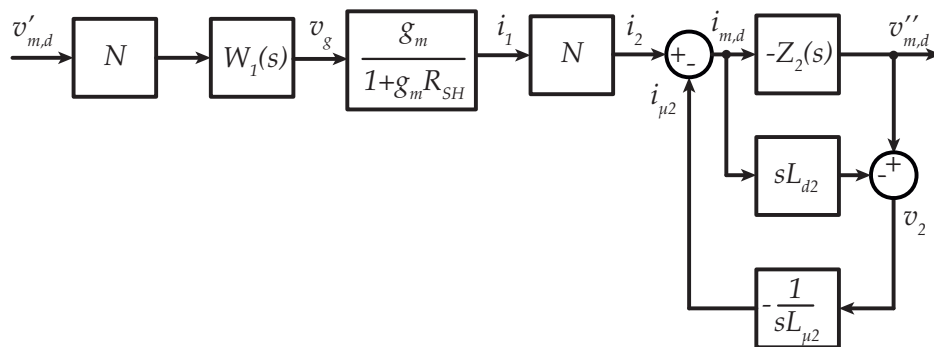
si cercherà quindi, durante progettazione del trasformatore, di fare in modo che questa relazione sia verificata.



(a) Controllo di tensione con il contributo di L_{d2} .



(b) Impedenza sintetizzata dal controllo con il contributo di L_{d2} .



(c) Guadagno d'anello con il contributo di L_{d2} .

Figura 3.15: Schemi a blocchi del controllo di tensione con il contributo dell'induttanza di dispersione L_{d2} .

3.3.10 Linearizzazione della transconduttanza attraverso la resistenza di shunt

Per come è strutturato il circuito la tensione v_{ds} dei MOS avrà una notevole escursione, che va da V_{CC} a $V_{CC} - N\hat{V}_{sw}$. Si avrà quindi una notevole differenza delle transconduttanze g_m dato che il punto operativo cambierà.

Per fare in modo che il guadagno di transconduttanza totale (vedi eq.3.10) non subisca variazioni troppo elevate si può sfruttare la resistenza di shunt R_{SH} . Siano g'_m e g''_m le transconduttanze minima e massima ($g'_m < g''_m$), allora:

$$G' = \alpha G''$$

$$\frac{g'_m}{1 + g'_m R_{SH}} = \frac{g''_m}{1 + g''_m R_{SH}} \quad (3.22)$$

quindi

$$R_{SH} = \frac{\alpha g''_m - g'_m}{g'_m g''_m (1 - \alpha)} \quad (3.23)$$

dove $\alpha \in (g'_m/g''_m, 1)$ e $1 - \alpha$ rappresenta il cambiamento massimo tra le due transconduttanze g'_m e g''_m .

A partire dalle equazioni della corrente in regione lineare e di saturazione:

$$\begin{cases} I_{DS} = 2k \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] & , \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \\ I_{DS} = k(V_{GS} - V_{th})^2 & , \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{th} \end{cases} \quad (3.24)$$

da cui si ottengono le transconduttanze corrispondenti

$$\begin{cases} g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2kV_{DS} & , \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \\ g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2\sqrt{kI_{DS}} & , \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{th} \end{cases} \quad (3.25)$$

dove $k = \mu_n C_{ox} W/2L$. Come si vedrà in seguito nella progettazione del circuito i transistor saranno sempre in regione di saturazione. Si cercano quindi le correnti minima (quella di quiescenza) e massima:

$$g'_m = 2\sqrt{kI_{DS,min}} \quad , \quad g''_m = 2\sqrt{kI_{DS,max}} \quad (3.26)$$

da cui si arriva a

$$R_{SH} = \frac{\alpha\sqrt{I_{DS,max}} - \sqrt{I_{DS,min}}}{2(1 - \alpha)\sqrt{kI_{DS,min}I_{DS,max}}} \quad (3.27)$$

Per il calcolo di k si faccia riferimento a queste relazioni (mobilità elettroni riferita al silicio, E_r riferito al diossido di silicio):

$$\mu_n = 0.14 \frac{m^2}{V_s}$$

$$E_o = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m} \quad , \quad E_r = 3.9$$

$$C_{ox} = \frac{E_o E_r}{t_{ox}}$$

3.4 RISPOSTE IN FREQUENZA E PROGETTO DEL FILTRO

Il guadagno d'anello $T(s)$ è dapprima studiato in assenza del filtro $W_1(s)$, per capire quale sia il margine di fase e di guadagno disponibili e quindi per stimare l'ordine massimo utilizzabile del filtro stesso:

$$T_{W_1(s)=1}(s) = -N^2G[sL_{\mu 2} \parallel Z_2(s)] \quad (3.28)$$

e gli andamenti a vuoto e a pieno carico sono riportati in fig.3.16 e in fig.3.17.

Il parallelo $sL_{\mu 2} \parallel Z_2$ è dominato dall'impedenza con modulo minore. Il primo polo si ha in corrispondenza dell'intersezione dei due andamenti. Si esplicita l'espressione:

$$\begin{aligned} Z_2(s) &= \frac{1 + sR_L(C_o + C_F)}{sC_F(1 + sR_L C_o)} \\ T_{W_1(s)=1}(s) &= -N^2G \frac{sL_{\mu 2}[1 + sR_L(C_o + C_F)]}{s^2L_{\mu 2}C_F(1 + sR_L C_o) + [1 + sR_L(C_o + C_F)]} = \\ &= -N^2G \frac{sL_{\mu 2}[1 + sR_L(C_o + C_F)]}{s^3R_L L_{\mu 2} C_o C_F + s^2L_{\mu 2} C_F + sR_L(C_o + C_F) + 1} \end{aligned} \quad (3.29)$$

In corrispondenza della frequenza di attraversamento la fase è ormai a -90° , offrendo un margine di fase di 90° . A questo punto si deve progettare il filtro $W_1(s)$ che andrà a sommarsi a T nel grafico logaritmico. È evidente che $W_1(s)$ dovrà avere una forma particolare: inizialmente potrà scendere con pendenza $-N_F 20dB/dec$ ma poi dovrà essere progettato un compensatore che garantisca la stabilità del sistema, offrendo un margine di fase ragionevole in corrispondenza della frequenza di attraversamento f_{cT} del guadagno d'anello. Si tenterà, quando possibile, di trovare delle espressioni per poter stimare la frequenza f_{cT} in funzione della frequenza di taglio del filtro f_{pW} e dell'ordine N_F dello stesso.

In base alla resistenza di carico R_L il guadagno d'anello avrà una diversa forma: si distinguono due diversi casi, che saranno essenziali per poter dimensionare il regolatore.

Il primo caso con $R_{L,min}$ (nel grafico centrale in fig.3.18) il guadagno d'anello sale con pendenza $+20dB/dec$, presenta una risonanza e si stabilizza al guadagno N^2GR_L , per poi scendere a $-20dB/dec$. Se il filtro è posizionato ad una frequenza in corrispondenza della parte a guadagno costante, il guadagno d'anello attraverserà con pendenza $-N_F 20dB/dec$. La frequenza di attraversamento sarà quindi, partendo dal punto **A** e arrivando al punto **B**:

$$f_{pW}^{N_F}(N^2GR_L) = f_{cT1}^{N_F}(1) \quad \rightarrow \quad f_{cT1} = f_{pW} \sqrt[N_F]{N^2GR_L} \quad (3.30)$$

Il secondo caso sia ha per R_L elevata. Nel punto **C** si ha la frequenza di attraversamento con $W_1(s) = 1$, che è in corrispondenza di:

$$f_{c1} = \frac{N^2G}{2\pi C_o} \quad (3.31)$$

tramite la relazione banda-guadagno relativa ai $-20dB/dec$ si risale al modulo del punto **D** a frequenza f_{pW} :

$$f_{c1}(1) = f_{pW}(g_{pW}) \quad \rightarrow \quad g_{pW} = \frac{N^2G}{2\pi C_o f_{pW}} \quad (3.32)$$

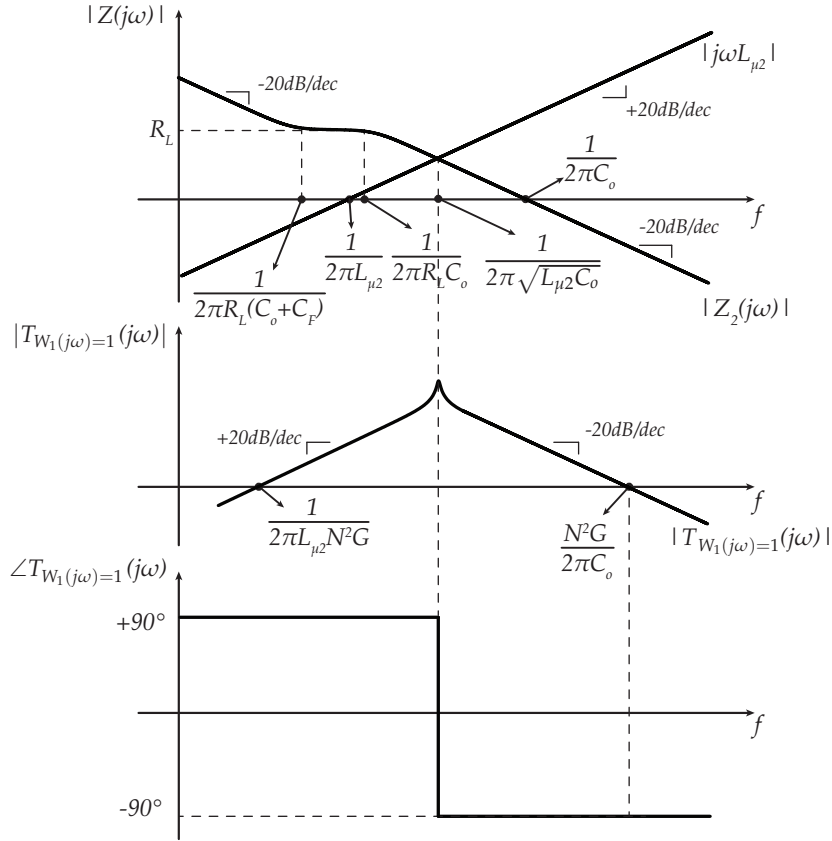


Figura 3.16: Guadagno d'anello a carico minimo con $W_1(s) = 1$.

Dal punto D si arriva al punto E con la relazione banda-guadagno adattata all'ordine del filtro, ottenendo una stima della frequenza di attraversamento:

$$f_{pW}^{N_F+1}(g_{pW}) = f_{cT2}^{N_F+1}(1) \rightarrow f_{cT2} = f_{pW}^{(N_F+1)} \sqrt{\frac{N^2G}{2\pi C_o f_{pW}}} \quad (3.33)$$

Vale che $f_{cT1} < f_{cT2}$, ovvero:

$$f_{pW}^{N_F} \sqrt{N^2G R_L} < f_{pW}^{(N_F+1)} \sqrt{\frac{N^2G}{2\pi C_o f_{pW}}} \quad (3.34)$$

Nel caso in cui il filtro presenti un guadagno k_1 non unitario, allora basterà moltiplicare N^2G per k_1 , cioè: $N^2G \rightarrow N^2Gk_1$.

Risulta a questo punto evidente che i due andamenti, relativi ai due diversi carichi, attraverserebbero gli 0dB con pendenze diverse e non sarebbe quindi garantita la stabilità per ogni valore del carico applicato. La soluzione adottata è quella di attraversare in corrispondenza od oltre il polo a frequenza $1/(2\pi R_{L,min} C_o)$, oltre il quale i due guadagni d'anello, a vuoto e a pieno carico, hanno lo stesso andamento. Si prospettano due casi possibili che verranno discussi di seguito:

- la frequenza di rumore e la frequenza designata per l'attraversamento distano meno di una decade: $2\pi f_N R_{L,min} C_o < 10$;

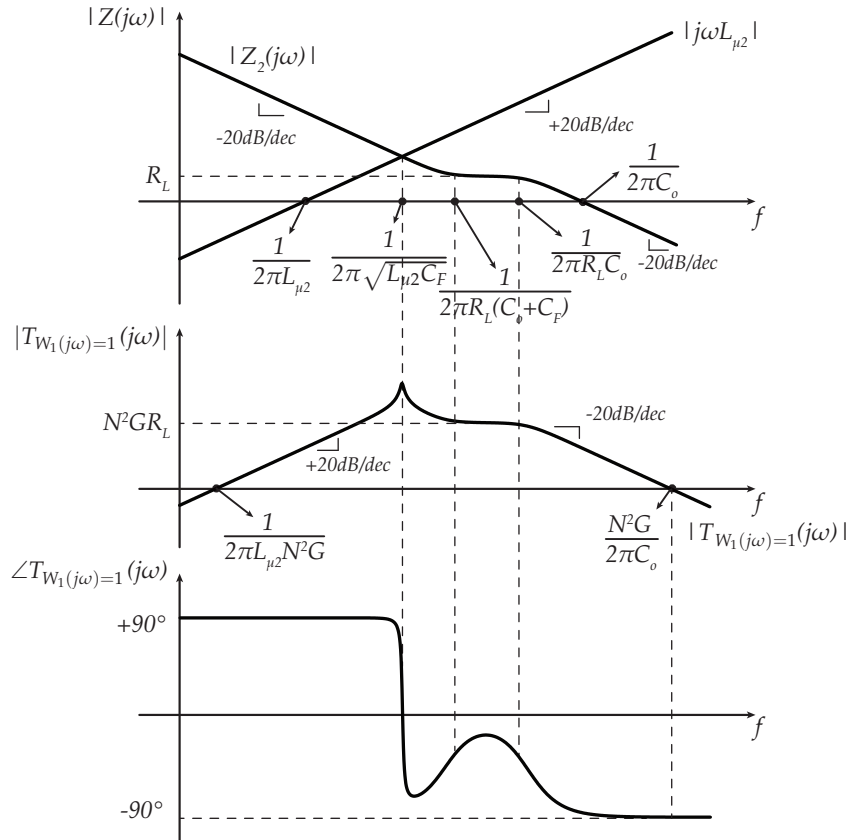


Figura 3.17: Guadagno d'anello a pieno carico con $W_1(s) = 1$.

- la frequenza di rumore e la frequenza designata per l'attraversamento distano più di una decade: $2\pi f_N R_{L,min} C_o \geq 10$.

Meno di una decade di distanza: $2\pi f_N R_{L,min} C_o < 10$

Supponendo di utilizzare un filtro del secondo ordine (quindi con $N_F = 2$), che scende quindi a $-40dB/dec$ (necessari per garantire una banda appropriata), si va a stimare la frequenza di taglio dello stesso perché sia verificata l'intersezione appena descritta:

$$\left(\frac{1}{2\pi R_L C_o}\right)^2 (1) = f_{pW}^2 (N^2 G R_L) \rightarrow f_{pW} = \frac{1}{2\pi R_L C_o \sqrt{N^2 G R_L}} \quad (3.35)$$

il passo successivo è quello di inserire degli zeri poco prima della frequenza di crossing per avere un recupero di fase ed evitare l'instabilità. La tecnica classica di stabilizzazione prevede una rete anticipatrice costituita da zeri e poli ma, nel caso in esame, la frequenza $1/(2\pi R_L C_o)$ risulta essere molto vicina alla frequenza fondamentale del rumore f_N , per questo è preferibile inserire solamente gli zeri. Questa strategia favorisce un recupero di fase più veloce (il recupero non è frenato dal ritardo di fase dei poli), permettendo di posizionare gli zeri più vicini alla frequenza $1/(2\pi R_L C_o)$. In altri termini si permette all'impedenza sintetizzata $Z_{eq}(s)$ di crescere il più possibile e di ottenere quindi una maggiore attenuazione alla frequenza f_N . Questo sistema permette di avere una banda più elevata, ma è molto sconsigliato poiché l'attenuazione del disturbo può essere minima: nel caso ce ne fosse

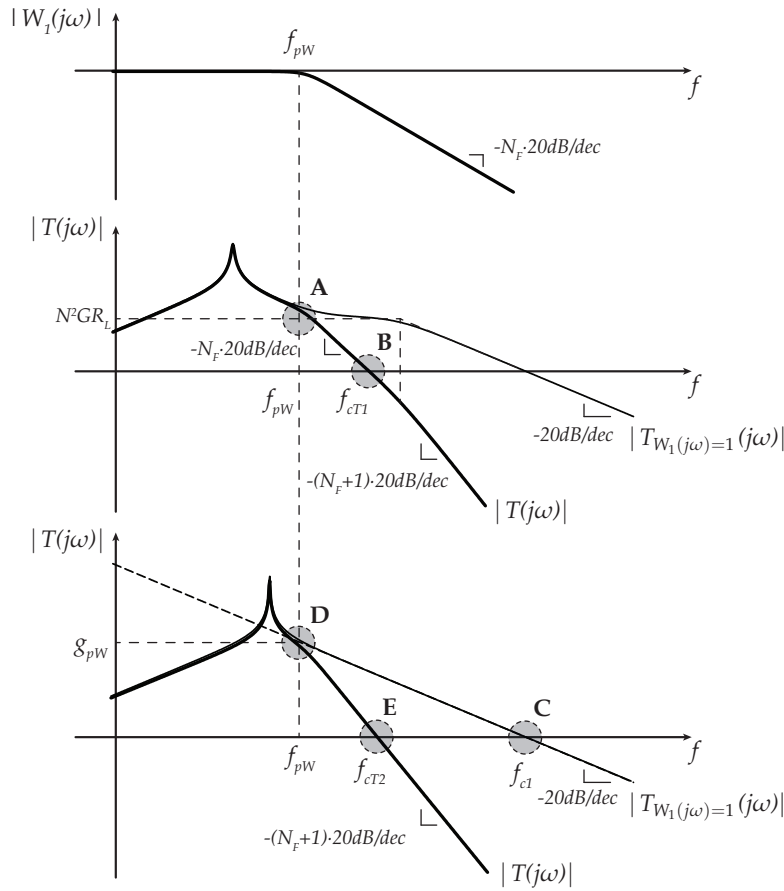


Figura 3.18: Stima delle frequenze di attraversamento f_{c1} (con $W_1(s) = 1$) e f_{cT} (con $W_1(s)$ filtro di ordine N_F) del guadagno d'anello. Nel grafico in alto il modulo del filtro, in quello centrale T con $R_{L,min}$, nel grafico in basso T con R_L elevato.

la possibilità, si consiglia quindi di aumentare il valore di C_o per poter passare al secondo metodo. In fig.3.19 si possono osservare i passaggi che si andranno a descrivere. Il processo per la stima della f_{cT} ottimale, che permette il margine di fase desiderato all'attraversamento del modulo di T , parte dalla conoscenza della frequenza di attraversamento nel caso privo di regolatore: $N^2G / (2\pi C_o)$. Da questo punto si risale fino alla frequenza f_{pW} (quindi fino al punto **A**), che è stata appena calcolata, per conoscere il valore del guadagno:

$$\left(\frac{N^2G}{2\pi C_o} \right) (1) = f_{pW} g_{pW} \quad \rightarrow \quad g_{pW} = \frac{N^2G}{2\pi C_o f_{pW}} \quad (3.36)$$

Si ipotizza quindi di posizionare degli zeri in corrispondenza della frequenza f_{zW} , che avrà guadagno (punto **B**):

$$(f_{pW})^{N_F+1} g_{pW} = (f_{zW})^{N_F+1} g_{zW} \quad \rightarrow \quad g_{zW} = \left(\frac{f_{pW}}{f_{zW}} \right)^{N_F+1} \frac{N^2G}{2\pi C_o f_{pW}} \quad (3.37)$$

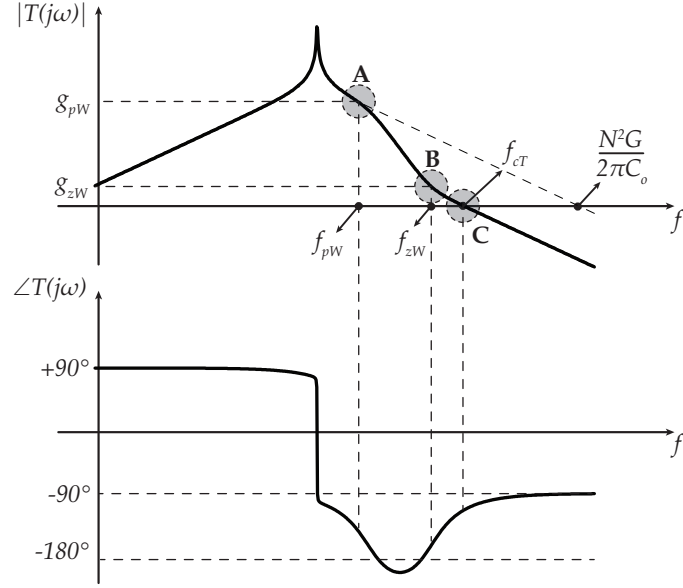


Figura 3.19: Compensazione ottimale nel caso $2\pi f_N R_{L,min} C_o < 10$.

per poi giungere al punto C, quindi avere l'espressione esplicita della frequenza di attraversamento in funzione delle frequenze di poli e zeri del filtro e della capacità C_o

$$(f_{zW})(g_{zW}) = (f_{cT})(1) \rightarrow f_{cT} = \left(\frac{f_{pW}}{f_{zW}}\right)^{N_F} \frac{N^2 G}{2\pi C_o} \quad (3.38)$$

Dall'espressione generale di una rete con poli e zeri del secondo ordine del tipo ($N_F = 2$)

$$W(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_{zW}^2} + \frac{2\zeta_z s}{\omega_{zW}} + 1}{\frac{s^2}{\omega_{pW}^2} + \frac{2\zeta_p s}{\omega_{pW}} + 1} \quad (3.39)$$

si passa ad esplicitare la relazione della fase

$$\angle W(j\omega) = \arctan\left(\frac{f_{zW}^2 - f^2}{2\zeta_z f_{zW} f}\right) - \arctan\left(\frac{f_{pW}^2 - f^2}{2\zeta_p f_{pW} f}\right) \quad (3.40)$$

da cui si ottiene, mediante una identità trigonometrica, l'espressione

$$\tan \phi = \frac{(f_{zW}^2 - f^2)(2\zeta_p f_{pW} f) - (f_{pW}^2 - f^2)(2\zeta_z f_{zW} f)}{4\zeta_p \zeta_z f_{pW} f_{zW} f^2 + (f_{pW}^2 - f^2)(f_{zW}^2 - f^2)} \quad (3.41)$$

Una volta fissati i fattori di smorzamento ζ_p e ζ_z , la frequenza f_{pW} e l'angolo desiderato ϕ , si impone che $f = f_{cT}$. Il passo successivo sta nell'esplicitarla (dall'eq.3.38) nell'eq.3.41.

L'unica incognita dell'equazione è perciò f_{zW} . Tuttavia il grado del polinomio risultante sarà molto elevato, e si dovrà ricorrere a metodi numerici, infatti:

$$\begin{aligned}
 & f_{zW}^{10} \left(f_{pW}^2 \tan \phi \right) + f_{zW}^8 \left(-\frac{\xi_p f_{pW}^3 N^2 G}{\pi C_o} \right) + f_{zW}^7 \left(\frac{\xi_z f_{pW}^4 N^2 G}{\pi C_o} \right) + \\
 & + f_{zW}^6 \left(-\frac{f_{pW}^4 N^4 G^2 \tan \phi}{4\pi^2 C_o^2} \right) + f_{zW}^5 \left(-\frac{\xi_p \xi_z f_{pW}^5 N^4 G^2 \tan \phi}{\pi^2 C_o^2} \right) + \\
 & + f_{zW}^2 \left(-\frac{\xi_z f_{pW}^6 N^6 G^3}{4\pi^3 C_o^3} \right) + f_{zW}^2 \left(\frac{\xi_p f_{pW}^7 N^6 G^3}{4\pi^3 C_o^3} \right) + \left(\frac{f_{pW}^8 N^8 G^4 \tan \phi}{16\pi^4 C_o^4} \right) = 0
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Delle soluzioni che risulteranno ce ne sarà solamente una di verosimile, mentre molte saranno complesse o negative. Il regolatore avrà quindi poli del secondo ordine a cui seguiranno zeri del secondo ordine: verrà discussa nel par.3.4.2 una cella appositamente ideata per lo scopo.

Un esempio degli andamenti del modulo e della fase del regolatore è osservabile in fig.3.20, figura di sinistra.

Più di una decade di distanza: $2\pi f_N R_{L,min} C_o \geq 10$

A differenza del caso precedente, è possibile applicare una rete anticipatrice in prossimità della frequenza $1/(2\pi R_{L,min} C_o)$: si tenta quindi di fare in modo che gli ultimi poli possano essere posizionati appena dopo l'attraversamento del guadagno d'anello. Questo risulta stabile se gli zeri sono stati posizionati a frequenza più bassa possibile. Il processo si può dividere in più passi:

- il primo dato da conoscere è la frequenza dell'onda che deve produrre il generatore di tensione AC, e fino a quella frequenza si continuerà a far scendere il modulo dell'impedenza $Z_{eq}(s)$, i poli di $W_1(s)$ andranno quindi in corrispondenza della minima frequenza di lavoro;
- il secondo passo sta nel posizionare gli zeri della $W_1(s)$ (che sono poli della $Z_{eq}(s)$) in modo che l'impedenza non superi in modulo $R_{L,min}/10$ (avvicinandosi al modulo di R_L si possono innescare risonanze sgradite);
- per favorire un recupero più rapido della fase, nel caso di poli del secondo ordine, si può diminuire il fattore di smorzamento anche se in maniera non esagerata (evitando sovraelongazioni del modulo e andamenti sgraditi del guadagno d'anello che potrebbe non attraversare dove previsto): si consideri come riferimento di massima $\zeta > 0.4$;
- l'ultimo passo sta nel posizionare gli ultimi i poli della $W_1(s)$ nel punto che garantisce un margine di fase di circa 60° all'attraversamento. Per quanto riguarda il fattore di smorzamento, vale la considerazione fatta al punto precedente.

Vista la complessità del processo di compensazione appena descritto, si procede con un metodo meno rigoroso, che si basa sulla simulazione in frequenza.

Il caso appena trattato garantisce un filtraggio del rumore molto più efficace del precedente. Aumentando ulteriormente la capacità di uscita si riuscirebbe ad avere una limitazione ulteriore del rumore, ma si diminuirebbe la banda.

Tuttavia non è possibile aumentare C_o a piacimento, poiché il generatore a topologia switching ha un limite di corrente che può fornire. Infatti aumentando C_o , che in bassa

frequenza è di fatto in parallelo a C_F , si diminuirebbe il valore di impedenza quindi, per avere la medesima tensione in uscita, deve essere fornita una corrente maggiore.

Non è perciò consigliabile aumentare troppo C_o , converrebbe invece sbilanciare la somma delle capacità $C_F + C_o$ più verso C_o . In questo modo, a parità di corrente erogata, la curva di $Z_2(s)$ retrocederebbe in frequenza.

Per implementare a livello circuitale il regolatore $W_1(s)$ si dovrà ricorrere ad una cella polo-zero del secondo ordine e ad una cella di Sallen-Key, che sono descritte nelle sezioni di seguito. Un esempio dell'andamento di modulo e fase è osservabile in fig.3.20 (figura di destra), dove sono evidenziate i poli e gli zeri che le due celle dovranno inserire.

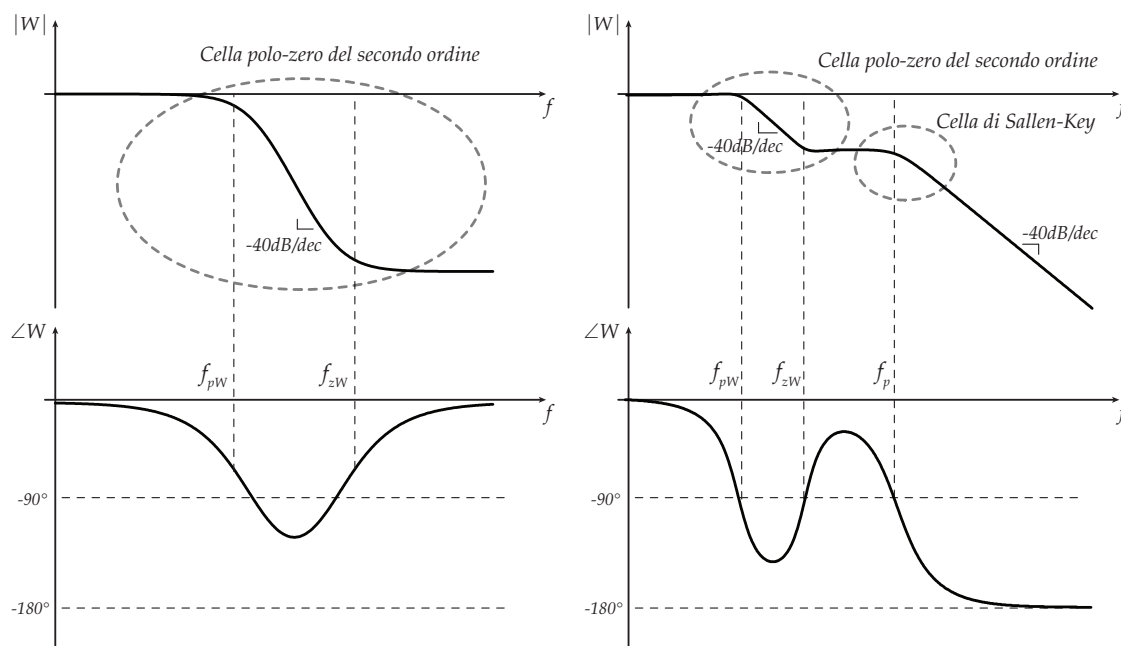


Figura 3.20: Esempio di andamenti di modulo e fase del regolatore $W(s)$ nel primo caso (meno di una decade di distanza, grafici a sinistra) e nel secondo caso (più di una decade di distanza, grafici a destra). I fattori di smorzamento si potranno imporre a piacimento.

Quindi nelle fig.3.21 e fig.3.22 si riportano gli andamenti delle impedenze, del guadagno d'anello e della funzione di trasferimento ingresso-uscita nei due differenti metodi di dimensionamento del regolatore.

I grafici in alto sono riservati ai moduli delle impedenze $sL_{\mu 2}$ (linea sottile tratteggiata), $Z_o(s)$ (linea spessa tratteggiata per il caso a vuoto, linea spessa continua per il caso di pieno carico) e $Z_{eq}(s)$ (linea sottile continua).

I grafici centrali riportano gli andamenti di modulo e fase dei guadagni d'anello nel caso a vuoto (linea tratteggiata) e a pieno carico (linea continua).

L'ultimo grafico riporta il modulo della funzione di trasferimento ingresso-uscita, cioè dalla tensione ai morsetti del generatore di tensione AC all'uscita del sistema. Gli andamenti a vuoto (linea tratteggiata) e a pieno carico (linea continua) sono pressoché coincidenti.

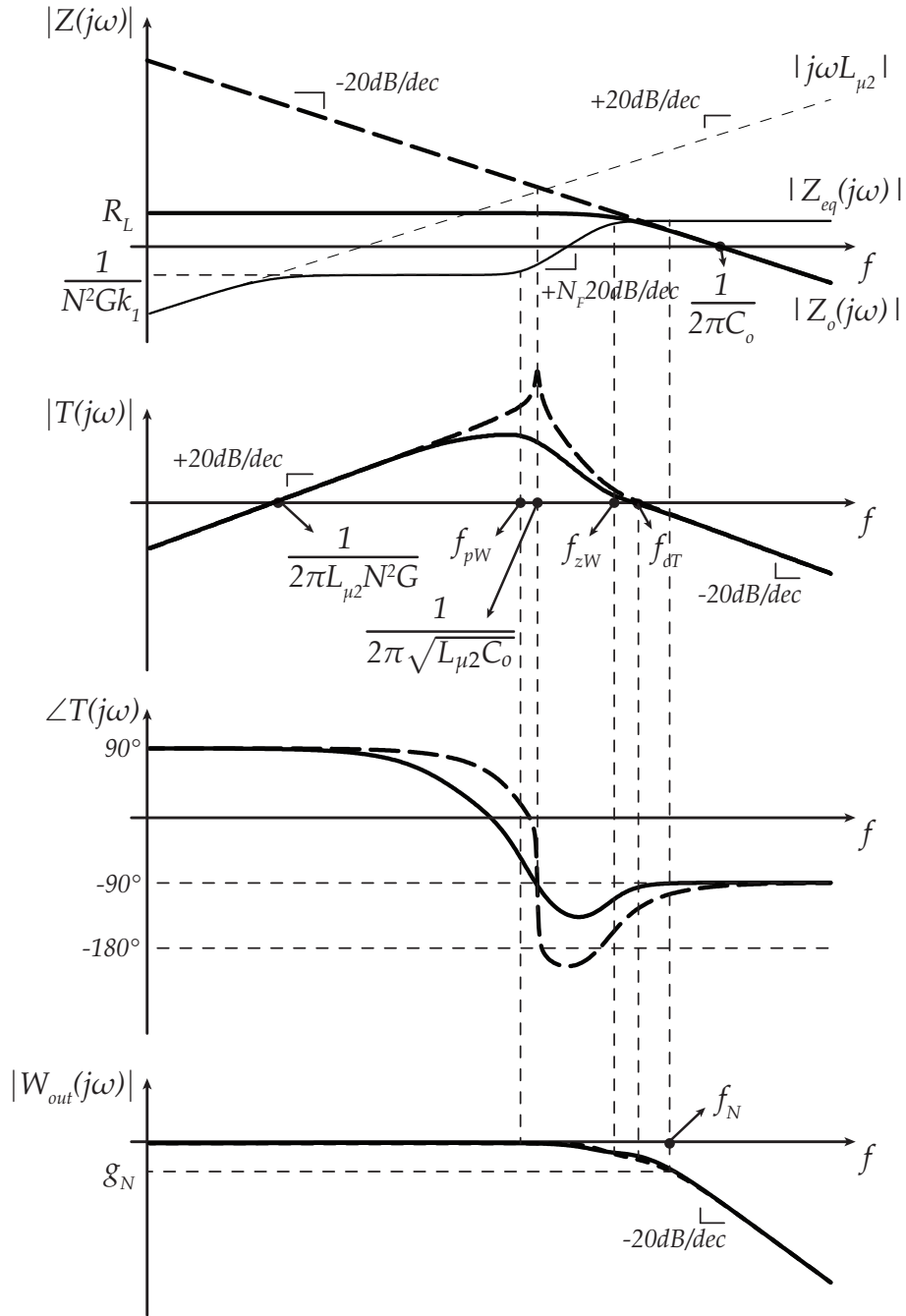


Figura 3.21: Compensazione ottimale nel caso $2\pi f_N R_{L,min} C_o < 10$.

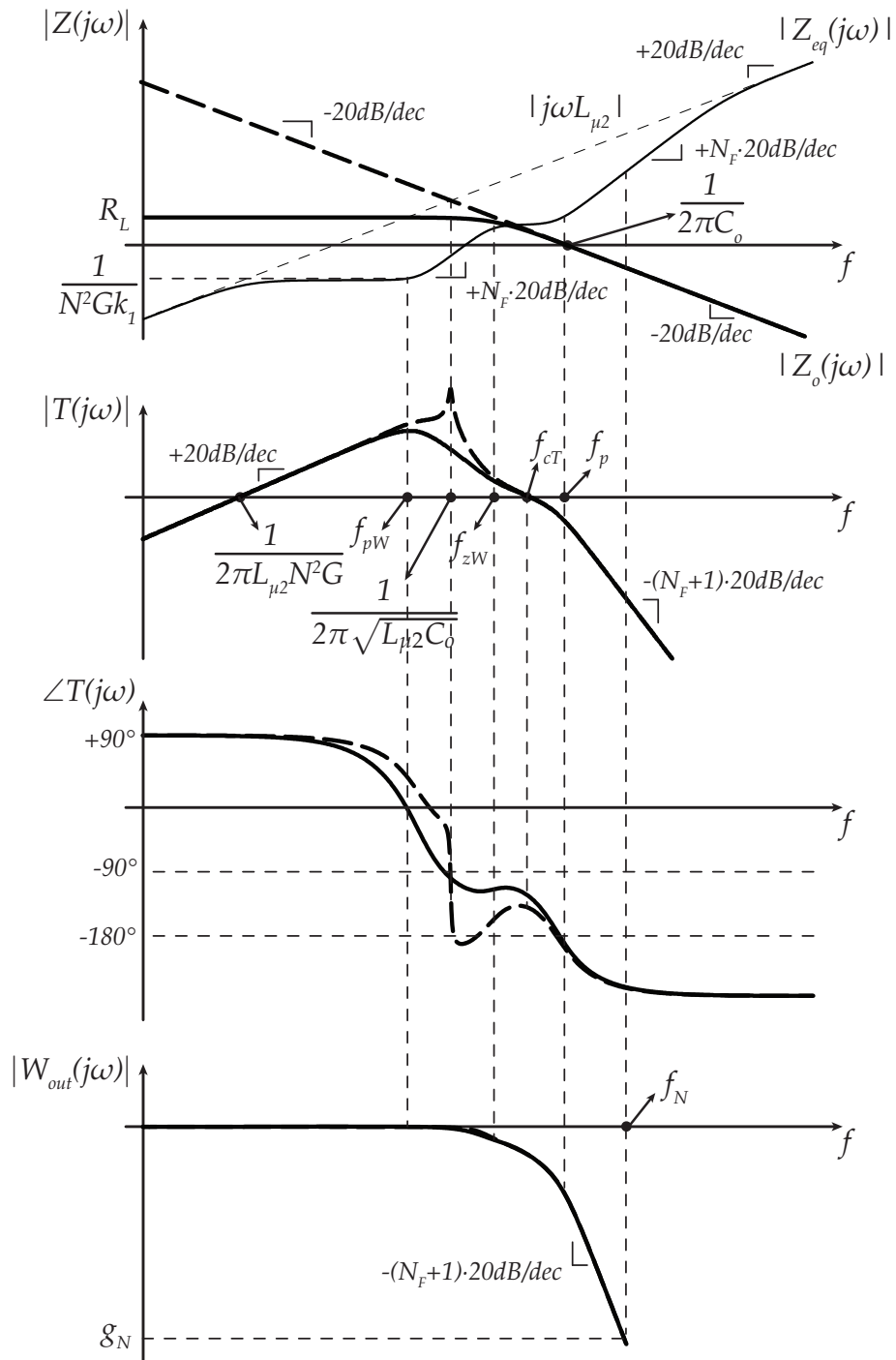


Figura 3.22: Compensazione ottimale nel caso $2\pi f_N R_{L,min} C_o \geq 10$.

3.4.1 Cella ad ammettenze

Il circuito che si analizza di seguito è riportato in fig.3.23. È un circuito che ha molte potenzialità, visto l'elevato numero di combinazioni che si possono ottenere al variare dei componenti che lo costituiscono. Si parte scrivendo le espressioni ai nodi e le relazioni di base:

$$\begin{cases} 0 = (v_i - v_A)y_1 + (v_C - v_A)y_2 + (v_o - v_A)y_3 + (0 - v_A)y_4 \\ 0 = (v_i - v_B)y_5 + (v_C - v_B)y_6 + (v_o - v_B)y_7 + (0 - v_B)y_8 \\ 0 = (v_C - v_A)y_2 + (v_C - v_B)y_6 \\ v_C = \frac{v_o}{k} \end{cases} \quad (3.43)$$

da cui si ricavano le relazioni esplicite dei potenziali ai nodi A e B (il nodo C è direttamente legato all'uscita v_o da un fattore k):

$$v_A = \frac{v_i(y_1) + v_o(y_3 + \frac{y_2}{k})}{y_1 + y_2 + y_3 + y_4}, \quad v_B = \frac{v_i(y_5) + v_o(y_7 + \frac{y_6}{k})}{y_5 + y_6 + y_7 + y_8} \quad (3.44)$$

Si arriva quindi all'espressione generale:

$$W(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{y_5 y_6 \sum_{j=1}^4 y_j + y_1 y_2 \sum_{h=5}^8 y_h}{\frac{y_2 + y_6}{k} \sum_{j=1}^4 y_j \sum_{h=5}^8 y_h - y_6 (y_7 + \frac{y_6}{k}) \sum_{j=1}^4 y_j - y_2 (y_3 + \frac{y_2}{k}) \sum_{h=5}^8 y_h} \quad (3.45)$$

Da questo circuito si otterrà quindi la cella polo-zero del secondo ordine, ed è la stessa rete di partenza della cella di Sallen-Key.

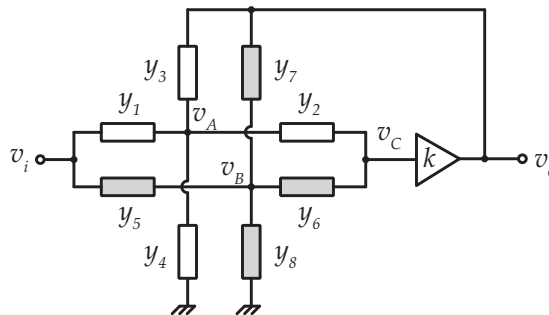
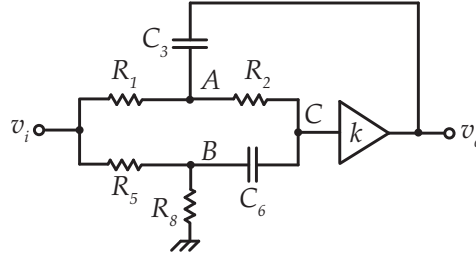


Figura 3.23: Circuito di partenza.

3.4.2 Cella polo-zero del secondo ordine

A questo punto le soluzioni possibili sono molteplici, quindi si procede per trovare la combinazione di componenti (vedi fig.3.24) che permetta di avere un'espressione del secondo ordine al numeratore e al denominatore, per poi trovare le espressioni che governano la rete in funzione dei parametri $(\omega_p, \omega_z, \zeta_p, \zeta_z)$. Per comodità si considererà che $k = 1$. Ci sono però due criteri da rispettare perché la rete sia fisicamente realizzabile:

- in continua deve esistere un percorso non aperto dall'ingresso all'operazionale, in modo che quest'ultimo possa essere polarizzato;


 Figura 3.24: Cella polo-zero del secondo ordine con $\zeta_z, \zeta_p, \omega_z, \omega_p$ regolabili.

- da v_i e v_o non devono esistere percorsi verso massa composti da soli condensatori, poiché ad alta frequenza sono percorsi a bassa impedenza.

Tenendo conto di queste direttive, legate alla fdt finale e al circuito reale, si possono trovare varie soluzioni. Quella proposta prevede che:

$$\begin{aligned} y_1 &= \frac{1}{R_1} & , & & y_2 &= \frac{1}{R_2} & , & & y_3 &= sC_3 & , & & y_4 &= 0 \\ y_5 &= \frac{1}{R_5} & , & & y_6 &= sC_6 & , & & y_7 &= 0 & , & & y_8 &= \frac{1}{R_8} \end{aligned} \quad (3.46)$$

L'analisi deve prevedere però dei riferimenti per il dimensionamento, quindi si impone anche che:

$$R_1 = R \quad , \quad R_2 = a_2 R \quad , \quad R_8 = a_8 R \quad , \quad R_5 = a_5 R \quad , \quad C_3 = C \quad , \quad C_6 = b_6 C \quad (3.47)$$

A questo punto si sostituiscono le espressioni delle ammettenze nella formula generale, ottenendo:

$$W(s) = \frac{(a_2 a_8 b_6 R^2 C^2) s^2 + a_8 b_6 R C (1 + a_2 + a_5) s + (a_5 + a_8)}{(a_2 b_6 R^2 C^2) (a_5 + a_8) s^2 + b_6 R C [a_8 (1 + a_2) + a_5 (1 + a_2 + a_8)] s + (a_5 + a_8)} \quad (3.48)$$

dove

$$\begin{aligned} \omega_z &= \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{a_5 + a_8}{a_2 a_8 b_6}} & , & & \zeta_z &= \frac{1}{2} (1 + a_2 + a_5) \sqrt{\frac{a_8 b_6}{a_2 (a_5 + a_8)}} \\ \omega_p &= \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1}{a_2 b_6}} & , & & \zeta_p &= \frac{1}{2} \frac{a_8 (1 + a_2) + a_5 (1 + a_2 + a_8)}{a_5 + a_8} \sqrt{\frac{b_6}{a_2}} \end{aligned} \quad (3.49)$$

Si esplicita dapprima a_2 da ω_p , per poi ricavare i legami tra a_5 e a_8 in ω_z . Dall'espressione di ζ_z si ottiene quindi a_5 che dipende solamente da b_6 . Infine si ottiene b_6 in forma esplicita (dipendente dai parametri caratteristici $\omega_z, \omega_p, \zeta_p, \zeta_z$):

$$\begin{aligned} b_6 &= \frac{\omega_z^2 (2\zeta_p \omega_p RC - 1) - \omega_p^2 (2\zeta_z \omega_z RC - 1)}{(\omega_p RC)^2 (\omega_z^2 - \omega_p^2)} & , & & a_2 &= \frac{1}{b_6 (\omega_p RC)^2} \\ a_5 &= \frac{2\zeta_z (\omega_z RC) - b_6 (\omega_p RC)^2 - 1}{b_6 (\omega_p RC)^2} & , & & a_8 &= \frac{2\zeta_z (\omega_z RC) - b_6 (\omega_p RC)^2 - 1}{b_6 \omega_p (RC)^2 (\omega_z^2 - \omega_p^2)} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Una volta ricavato il valore di b_6 si possono ricavare quindi tutte le relazioni tra le resistenze e le capacità della rete. Bisogna prestare attenzione però al fatto che il coefficiente b_6 potrebbe essere negativo, si ottiene la condizione sul prodotto RC per evitare che si verifichi questa eventualità imponendone il numeratore maggiore di zero:

$$RC > \frac{1}{2} \frac{\omega_z^2 - \omega_p^2}{\omega_z^2 \omega_p \tilde{\zeta}_p - \omega_p^2 \omega_z \tilde{\zeta}_z} \quad (3.51)$$

Anche i coefficienti a_5 e a_8 potrebbero diventare entrambi negativi, visto che hanno lo stesso numeratore. Esplicitando il coefficiente b_6 nel numeratore di a_5 e a_8 si ottiene che:

$$2\tilde{\zeta}_z(\omega_z RC) - b_6(\omega_p RC)^2 - 1 = \frac{2RC\omega_z^2(\tilde{\zeta}_z\omega_z - \tilde{\zeta}_p\omega_p)}{\omega_z^2 - \omega_p^2} > 0 \quad (3.52)$$

La condizione $\omega_z^2 - \omega_p^2 > 0$ è già verificata, l'unico problema di segno si ha al numeratore:

$$\tilde{\zeta}_z\omega_z - \tilde{\zeta}_p\omega_p > 0 \quad \rightarrow \quad \tilde{\zeta}_z\omega_z > \tilde{\zeta}_p\omega_p \quad (3.53)$$

Riassumendo si hanno quindi tre condizioni:

- in frequenza gli zeri vengono dopo i poli: $\omega_z^2 > \omega_p^2$;
- condizione sui prodotti pulsazione-fattore di smorzamento: $\tilde{\zeta}_z\omega_z > \tilde{\zeta}_p\omega_p$;
- condizione sul prodotto resistenza-capacità: $RC > \frac{1}{2} \frac{\omega_z^2 - \omega_p^2}{\omega_z^2 \omega_p \tilde{\zeta}_p - \omega_p^2 \omega_z \tilde{\zeta}_z}$.

La rete permette variare in maniera indipendente i quattro parametri caratteristici ($\omega_z, \omega_p, \tilde{\zeta}_p, \tilde{\zeta}_z$) a patto che siano rispettate le condizioni appena citate, rendendola di fatto molto versatile. In fig.3.25 sono presenti alcuni esempi di andamenti di modulo e fase al variare dei fattori di smorzamento. Si possono modificare anche le frequenze dei poli e degli zeri.

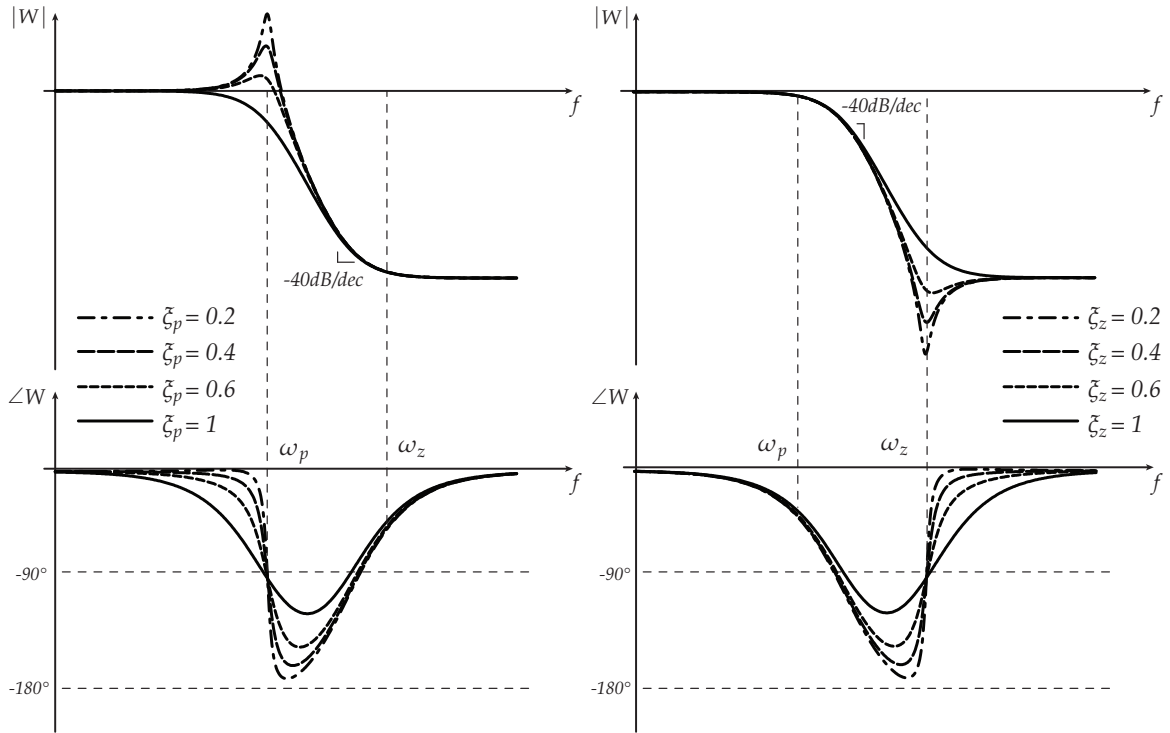


Figura 3.25: Esempi degli andamenti del modulo e della fase ottenibili, fissate ω_p , ω_z e uno dei due fattori di smorzamento, si può variare l'altro in maniera indipendente.

3.4.3 Cella di Sallen-Key

In realtà anche questa rete può essere ottenuta dalla cella con otto ammettenze descritta precedentemente, ma se ne riporta comunque la trattazione completa. Si considereranno ammettenze per non perdere di generalità, per poi sostituirle in maniera opportuna con resistenze o capacità (vedi fig.3.26). Si imposta perciò un sistema che comprende tre equazioni (una KLI al nodo A, una KLI al nodo B e la condizione di guadagno tra v_B e v_o):

$$\begin{cases} 0 = (v_{in} - v_A)y_1 + (v_{out} - v_A)y_4 + (v_B - v_A)y_2 \\ 0 = (v_B - v_A)y_2 + (v_B - 0)y_3 \\ v_{out} = kv_B \end{cases} \quad (3.54)$$

Introduco la terza equazione nelle prime due ed esplicito la tensione v_A , ottenendo che:

$$v_A = \frac{v_{in}y_1 + v_{out} \left(y_4 + \frac{y_2}{k} \right)}{y_1 + y_2 + y_4} = \frac{v_{out}(y_2 + y_3)}{ky_2} \quad (3.55)$$

da cui si ricava la funzione di trasferimento dell'intera cella:

$$W_{SK}(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{ky_1y_2}{y_1y_2 + y_1y_3 + y_2y_3 + y_2y_4(1 - k) + y_3y_4} \quad (3.56)$$

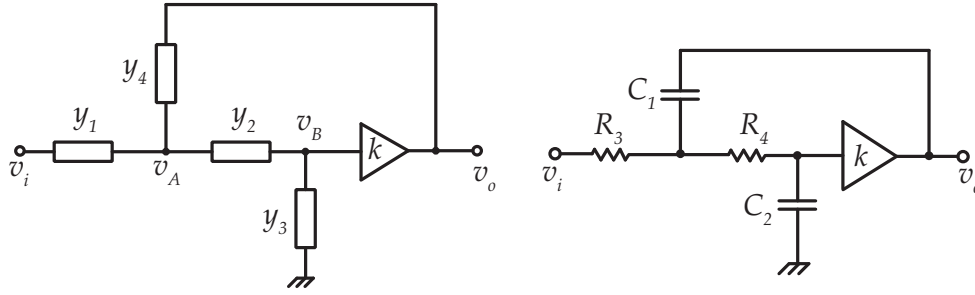


Figura 3.26: Cella di Sallen-Key ad ammettenze (figura di sinistra) e con resistenze e capacità (figura di destra).

In questo caso, come si può vedere in fig.3.26, si andranno a sostituire partendo dalla formula 3.56, le ammettenze con resistenze e capacità nel seguente modo:

$$y_1 = \frac{1}{R_3} \quad , \quad y_2 = \frac{1}{R_4} \quad , \quad y_3 = sC_2 \quad , \quad y_4 = sC_1$$

ad ottenere una cella del secondo ordine. Considerando quest'ultima assunzione si avrà che la f.d.t. 3.56 diventerà:

$$W_{SK}(s) = \frac{k_1}{s^2[R_3R_4C_1C_2] + s[C_2(R_3 + R_4) + R_3C_1(1 - k)] + 1} \quad (3.57)$$

da cui si ricavano facilmente la pulsazione di taglio ω_p e il fattore di smorzamento ζ :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2}} \quad , \quad \zeta = \frac{C_2(R_3 + R_4) + R_3C_1(1 - k)}{2\sqrt{R_3R_4C_1C_2}} \quad (3.58)$$

Per quanto riguarda l'analisi del circuito risulta più efficace mantenere tra le capacità che le resistenze una relazione di questo tipo:

$$R_3 = R \quad , \quad R_4 = \alpha R \quad , \quad C_2 = C \quad , \quad C_1 = \beta C$$

Il fattore di smorzamento ζ è un parametro molto importante nel dimensionamento delle celle ed è legato, secondo le assunzione appena fatte su resistenze e capacità, ad α e β :

$$\zeta(\alpha, \beta) = \frac{\alpha + \beta(1 - k) + 1}{2\sqrt{\alpha\beta}} \quad (3.59)$$

e in figura 3.27 si può osservarne l'andamento in funzione del parametro α al variare del parametro β (dove $\beta_1 < \beta_2 < \beta_3$).

Ai fini della progettazione risulterà utile conoscere il punto di minimo di $\zeta(\alpha, \beta)$, per poter garantire che per determinati valori di α si possano avere delle intersezioni con il valore ζ^* desiderato; si esegue perciò la derivata in funzione di α :

$$\frac{\partial \zeta(\alpha, \beta)}{\partial \alpha} = \frac{1}{\sqrt{\alpha\beta}} \left[\frac{1}{2} - \frac{\alpha + \beta(1 - k) + 1}{4\alpha} \right] \quad (3.60)$$

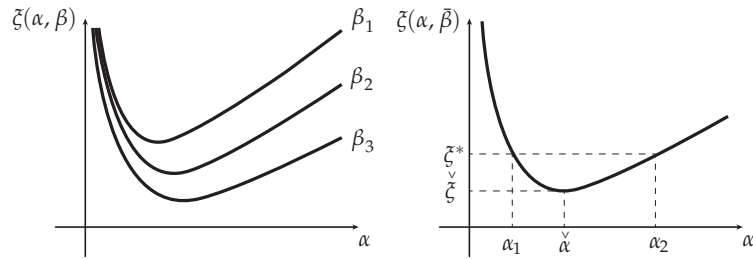


Figura 3.27: $\zeta(\alpha, \beta)$ al variare del parametro β e $\zeta(\alpha, \bar{\beta})$.

e si trova il valore del punto di minimo imponendo $\partial\zeta(\alpha, \beta)/\partial\alpha = 0$:

$$\check{\alpha} = 1 + \beta(1 - k) \quad \rightarrow \quad \check{\zeta} = \zeta(\alpha, \beta) \Big|_{\alpha=\check{\alpha}} = \sqrt{(1 - k) + \frac{1}{\beta}} \quad (3.61)$$

Una volta imposto un valore di $\check{\zeta} < \zeta^*$ si è sicuri di avere intersezioni tra le curve, si ricava quindi il $\bar{\beta}$ corrispondente (vedi figura 3.27):

$$\bar{\beta} = \frac{1}{(\check{\zeta})^2 - (1 - k)} \quad (3.62)$$

che è la soluzione di segno positivo dell'equazione di secondo grado derivata dalla formula 3.61. Ora, che ci sono sicuramente delle intersezioni, si può uguagliare la funzione $\zeta(\alpha, \bar{\beta})$ con ζ^* , ad ottenere le intersezioni α_1 e α_2 :

$$\alpha_{1,2} = - [1 + \bar{\beta} (1 - k - 2\check{\zeta}^{*2})] \pm 2\check{\zeta}^* \sqrt{\bar{\beta}^2 \check{\zeta}^{*2} - [1 + \bar{\beta}(1 - k)]} \quad (3.63)$$

In fig.3.28 sono riportati alcuni esempi di andamenti di modulo e fase con una f_p fissata.

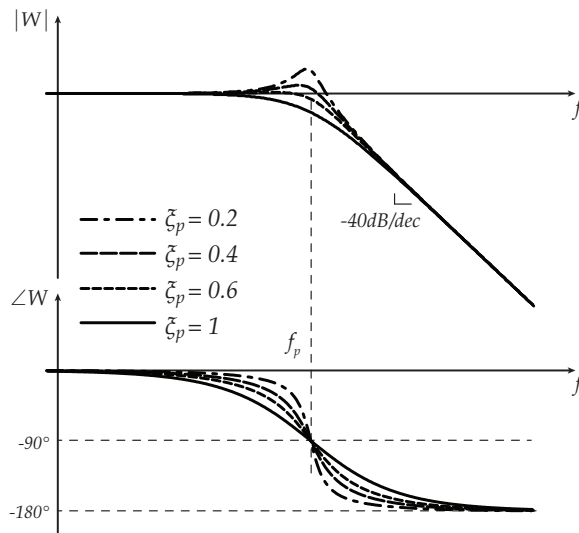


Figura 3.28: Esempi degli andamenti del modulo e della fase ottenibili dalla cella di Sallen-Key.

DIMENSIONAMENTO DELL'AMPLIFICATORE

In questo capitolo si dimensionerà l'amplificatore push-pull del filtro attivo a partire dalle specifiche in tab.4.1. Si partirà dal dimensionamento del controllo, per poi passare alla scelta dei MOS, del dissipatore e al dimensionamento del trasformatore.

4.1 DIMENSIONAMENTO DEL CIRCUITO DI CONTROLLO

Per il dimensionamento del controllo si partirà supponendo che le induttanze di magnetizzazione e di dispersione del trasformatore abbiano valori tipici: $L_{\mu 2} = 5 \div 10mH$ e $L_{d2} = 1 \div 100\mu H$. Con queste considerazioni si potrà trascurare l'induttanza di dispersione, semplificando notevolmente l'analisi; chiaramente le ipotesi andranno verificate al momento del progetto del trasformatore.

Dalle specifiche sulla tensione di uscita e sulla corrente massima si può stimare il valore minimo di resistenza applicabile in uscita, che corrisponde alla condizione di massimo carico:

$$R_{L,min} = \frac{V_o}{I_{o,max}} = 23\Omega \quad (4.1)$$

Con $C_o = \hat{C}_o$ si può quindi ricondursi al secondo caso di dimensionamento, visto che:

$$2\pi f_N R_{L,min} C_o = 57.8 \geq 10 \quad (4.2)$$

DESCRIZIONE	SIMBOLO	VALORE
Valore efficace della tensione sinusoidale di uscita	V_o	$230V_{rms}$
Valore efficace massimo della corrente di uscita	$I_{o,max}$	$10A_{rms}$
Frequenza di commutazione degli switch	f_N	$20kHz$
Tensione di picco del rumore	\hat{V}_{sw}	$5V$
Capacità di filtro interna al generatore	C_F	$50\mu F$
Massimo valore di capacità in uscita	\hat{C}_o	$20\mu F$

Tabella 4.1: Specifiche di partenza per il dimensionamento.

Si riporta l'espressione esplicita dell'impedenza vista al secondario e dell'impedenza di uscita (nel caso di pieno carico):

$$Z_{2,carico}(s) = \frac{1 + sR_L(C_o + C_F)}{sC_F(1 + sR_L C_o)} = \frac{(1 + \frac{s}{2\pi 98.85})}{\frac{s}{2\pi 3183} (1 + \frac{s}{2\pi 346})} \quad (4.3)$$

$$Z_{o,carico}(s) = \frac{R_L}{1 + sR_L C_o} = \frac{23}{1 + \frac{s}{2\pi 346}} \quad (4.4)$$

L'impedenza $Z_{o,carico}(s)$ è importante per capire quando è possibile far attraversare il guadagno d'anello (e cioè poco dopo la frequenza $1/(2\pi R_L C_o)$), mentre ci si rifà al caso a vuoto per la stima del margine di fase (dato che nel caso a vuoto si ha il margine di fase minimo). Si deve sagomare l'andamento in frequenza dell'impedenza sintetizzata $Z_{contr}(s)$, in altri termini si deve progettare il regolatore $W_1(s)$:

$$Z_{contr}(s) = \frac{1}{N^2 G W_1(s)}$$

dove $N = 10$ è il rapporto spire. Non è un'operazione così immediata, perché si devono osservare sia il guadagno d'anello che la risposta di uscita del sistema: il primo per questioni di stabilità, il secondo per sapere se il sistema si comporta globalmente come si desidera (si possono presentare delle risonanze sgradite).

Dalla simulazione in frequenza si può ricavare l'andamento ottimale del filtro. Per evitare di incorrere in problemi di saturazione del nucleo si tenta di abbassare il più possibile il modulo dell'impedenza a 50Hz, e di conseguenza anche la tensione che insiste sul trasformatore a quella frequenza, inserendo un'ulteriore cella polo-zero che avrà frequenza del polo f_{pW} uguale all'altra cella con frequenza di zero a 200Hz:

$$\begin{aligned} f_{pW} &= 50\text{Hz} & , & & \zeta_{pW} &= 0.55 \\ f_{zW1} &= 200\text{Hz} & , & & f_{zW2} &= 500\text{Hz} & , & & \zeta_{zW} &= 0.5 \\ f_p &= 12\text{kHz} & , & & \zeta_p &= 0.5 \end{aligned} \quad (4.5)$$

dove i fattori di smorzamento sono stati abbassati il più possibile, senza distorcere in maniera eccessiva la risposta del modulo, per avere un andamento più accentuato della fase e per minimizzare le risonanze della risposta ingresso-uscita.

Il circuito completo che si andrà a dimensionare è osservabile in fig.4.1. Si dimensionano innanzitutto le celle zero-polo del secondo ordine da $(f_{pW}, \zeta_{pW}, f_{zW1}, \zeta_{zW})$ e $(f_{pW}, \zeta_{pW}, f_{zW2}, \zeta_{zW})$, rispettando le opportune condizioni:

$$\begin{aligned} R_1 &= 10\text{k}\Omega, & R_2 &= 4.8866\text{k}\Omega, & R_3 &= 200\text{k}\Omega, & R_4 &= 2.02\text{k}\Omega \\ & & C_1 &= 1\mu\text{F}, & C_2 &= 207.34\text{nF} \\ & & & & & & & & & (4.6) \\ R_5 &= 10\text{k}\Omega, & R_6 &= 6.608\text{k}\Omega, & R_7 &= 99.7\text{k}\Omega, & R_8 &= 6.643\text{k}\Omega \\ & & C_3 &= 1\mu\text{F}, & C_4 &= 153.33\text{nF} \end{aligned}$$

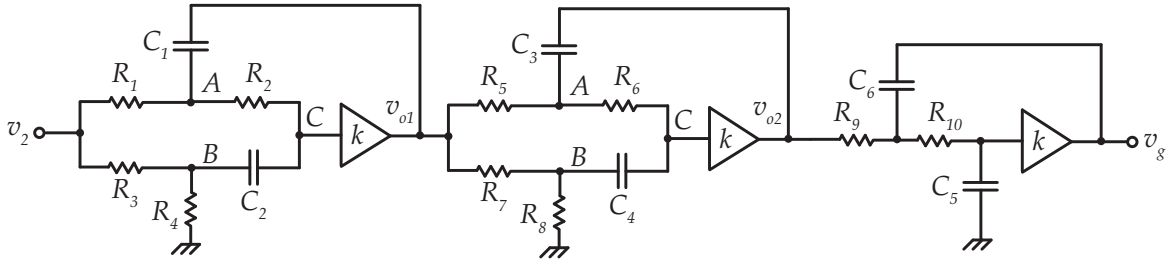


Figura 4.1: Rete del controllo (senza il blocco del guadagno), con $k = 1$.

Si dimensiona quindi anche la cella di Sallen-Key a partire da (f_p, ξ_p) con $k = 1$:

$$\beta = 6.25, \quad \alpha = 5.086$$

$$C_5 = 100pF, \quad C_6 = 625pF, \quad R_9 = 23.524k\Omega, \quad R_{10} = 119.643k\Omega \quad (4.7)$$

Il segnale di uscita v_g deve pilotare un MOS quando è maggiore di zero e l'altro quando è minore di zero. Quando il segnale accende un MOS tende a spegnere l'altro, poiché fa scendere il segnale di pilotaggio sotto la tensione di soglia.

4.2 SCELTA MOS E DIMENSIONAMENTO TERMICO

Nella catena del controllo deve essere presente anche un certo guadagno, che deve però tener presente della transconduttanza dei transistor. Questi ultimi vengono scelti in base alla tensione V_{DS} massima e alla corrente I_D che li attraversa. In questa specifica applicazione:

$$\hat{V}_{DS} = V_{CC} + N\hat{V}_{sw} = 115V + 100V = 215V \quad , \quad \hat{I}_D = \frac{\hat{I}_o}{N} = \sqrt{2}A \rightarrow I_D = 1Arms \quad (4.8)$$

Grazie alla topologia push-pull si possono scegliere due transistor uguali, preferibilmente n -MOS. La scelta può cadere sul transistor n -MOS della Vishay Siliconix di nome IRFP450A. Ha caratteristiche superiori ($\hat{V}_{DS} = 500V$, $\hat{I}_D = 14A$, $I_D = 8.7A$) e un costo contenuto che lo rendono un ottimo candidato per questa applicazione.

Come è ben noto, però, si deve prestare molta attenzione alla dissipazione di potenza, dato che un eccessivo riscaldamento potrebbe portare alla rottura del dispositivo. Lo studio della parte termica è effettuato tramite un modello semplificato, dove per analogia si associano la tensione alla temperatura e la corrente alla potenza dissipata. Le resistenze termiche descrivono una variazione di temperatura, mentre le capacità termiche descrivono la dinamica approssimata con cui questa varia. In tab.4.2 si riportano alcune specifiche ottenute dal datasheet. In fig.4.2 si può vedere lo schema elettrico equivalente della parte termica.

La temperatura di giunzione del silicio può essere al massimo di $150^\circ C$, quindi si impone $T_J = 120^\circ C$. Ora si chiede che la temperatura del dissipatore sia $T_S = 80^\circ C$ e quindi si può determinare la resistenza termica totale tra la giunzione ed il dissipatore:

$$R_{thJStot} < \frac{T_J - T_S}{P_{diss}} \quad (4.9)$$

da una prima simulazione, dove al posto dei transistor è stato inserito un generatore di

DESCRIZIONE	SIMBOLO	MIN	TYP	MAX	UNITÀ
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	-	-	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-30	-	30	V
Continuous Drain Current	I_D	-	-	8.7@100°C	A
Maximum Power Dissipation	P_D	-	-	190	W
Junction-to-Ambient	R_{thJA}	-	-	40	°C/W
Case-to-Sink	R_{thCS}	-	0.24	-	°C/W
Junction-to-Case	R_{thJC}	-	-	0.65	°C/W

Tabella 4.2: Stress di tensione e di corrente, potenza massima dissipabile e specifiche termiche del MOSFET *IRFP450A*.

corrente pilotato in tensione con transconduttanza g_m pari a quella del transistor, si è ottenuto che $P_{diss} \simeq 100W$ per correggere un rumore di $\hat{V}_{sw} = 10V$. Si deve però tener conto della potenza impiegata nel tener i transistor in stato quiescente: si considera quindi una $P_{diss} = 150W$ per avere del margine di sicurezza: si ottiene che $R_{thJStot} < 0.27^\circ C/W$ (per tutti i MOS). Prima di determinare il numero di transistor necessari, si va ad analizzare nel datasheet l'andamento dell'impedenza termica Z_{thJC} associata al dispositivo per una frequenza di 50Hz: $Z_{thJC} = 0.5^\circ C/W$ anziché $R_{thJC} = 0.65^\circ C/W$, che si rifà al caso continuo. Grazie a quest'ultimo dato si può ricavare il numero di *IRFP450A* necessari:

$$R_{thJStot} = \frac{Z_{thJC} + R_{thCS}}{N_Q} \rightarrow N_Q = \frac{Z_{thJC} + R_{thCS}}{R_{thJStot}} \rightarrow 4 \quad , \quad R_{thJStot} = 0.185^\circ C/W \quad (4.10)$$

sono quindi necessari $N_Q = 4$ transistor in tutto, due per ogni primario. Si passa quindi a dimensionamento del dissipatore, che dovrà aver resistenza termica di valore:

$$R_{thSA} < \frac{T_S - T_A}{P_{diss}} = \frac{80 - 40}{150} = 0.27^\circ C/W \quad (4.11)$$

e la temperatura al nodo T_S dovrà essere pressoché stabile, il che significa richiedere un dissipatore di una certa massa e con una certa capacità termica. Si sceglie un dissipatore in alluminio (di calore specifico $c_{Al} = 910J/kg^\circ C$) e si impone la seguente relazione:

$$R_{thSA} C_{thSA} \gg \frac{1}{2\pi f} \quad (4.12)$$

La capacità termica è proporzionale al calore specifico del dissipatore per la sua massa: $C_{thSA} = c_{Al} m_{S,Al}$, quindi:

$$m_{S,Al} \gg \frac{1}{2\pi c_{S,Al} R_{thSA}} \quad (4.13)$$

che dà una massa molto piccola, quindi si assume la condizione come rispettata.

La scelta del dissipatore può cadere sul *HS MARSTON-890SP-01500-A-100*, che ha una resistenza termica di soli $0.08^\circ C/W$ e un costo contenuto. Riassumendo:

$$T_A = 40^\circ C \quad , \quad T_S = T_A + P_{diss} R_{thSA} = 52^\circ C \quad , \quad T_J = T_S + P_{diss} R_{thJS} = 80^\circ C$$

che rientra ampiamente nei limiti prefissati.

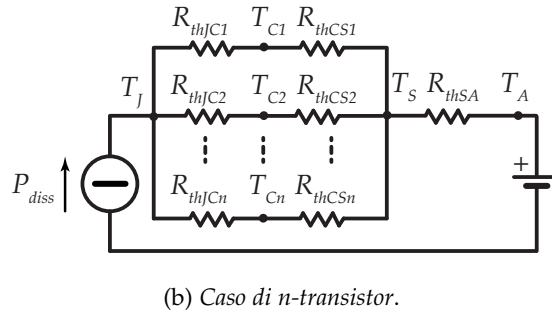
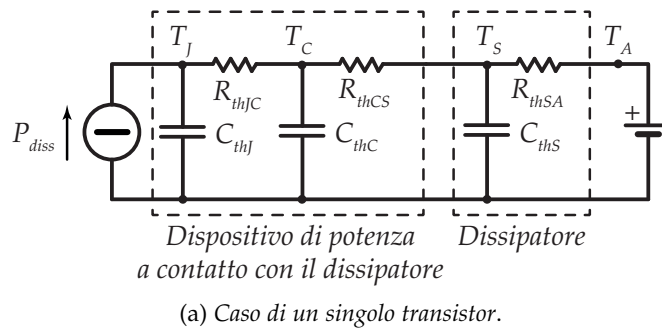


Figura 4.2: Reti elettriche equivalenti della trasmissione del calore.



Figura 4.3: Dissipatore HS MARSTON-890SP-01500-A-100, con $R_{thSA} = 0.08^{\circ}\text{C}/\text{W}$ e di massa 0.82kg .

4.3 DIMENSIONAMENTO DEL TRASFORMATORE

Il primo passo per il dimensionamento dell'amplificatore è quello della scelta del trasformatore, del quale si potranno stimare l'induttanza magnetizzante $L_{\mu 2}$ e l'induttanza di dispersione L_{d2} .

A partire dalla specifica della tensione di picco del rumore, si sceglie di utilizzare un trasformatore con rapporto spire $N = 10$. Per garantire un buon range di correzione si impone la possibilità di correggere al secondario una tensione almeno doppia di quella assegnata, quindi $\hat{V}_2 > 10V$ (di conseguenza $\hat{V}_1 > 100V$ per il rapporto spire). Si procede quindi al dimensionamento di un trasformatore con le seguenti caratteristiche:

- tensione al secondario: $V_s = 10V_{rms}$;
- corrente al secondario: $I_s = 10A_{rms}$.

Il processo di dimensionamento segue un processo ben preciso:

1. dalla specifica di corrente massima si sceglie la sezione dei conduttori di primario e secondario;
2. scelta del materiale e del tipo di nucleo;
3. scelta del nucleo adatto per l'applicazione e calcolo degli elementi parassiti.

4.3.1 Sezione dei conduttori e relativo ingombro

La densità di corrente di riferimento per i conduttori di rame è di $J_{Cu} = 4Arms/mm^2$. Restano da determinare i valori efficaci di primario dei due primari, mentre il valore del secondario è già noto:

$$I_s = 10Arms \quad \rightarrow \quad S''_{Cu} = \frac{I_s}{J_{Cu}} = 2.5mm^2 \quad (4.14)$$

I primari lavoreranno durante una sola semionda di corrente, perciò se ne può determinare il valore efficace:

$$\begin{aligned} I_p &= \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} (\hat{I}_p \sin(\omega_o t))^2 dt} = \sqrt{\frac{\hat{I}_p^2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \sin^2(\omega_o t) dt} = \\ &= \hat{I}_p \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{1 - \cos(2\omega_o t)}{2} dt} = \hat{I}_p \sqrt{\frac{1}{T_o} \left[\frac{t}{2} - \frac{1}{4} \sin(2\omega_o t) \right]_0^{T_o/2}} = \\ &= \frac{\hat{I}_p}{2} = \frac{\hat{I}_s}{2N} = \frac{I_s}{\sqrt{2}N} = 0.707Arms \end{aligned} \quad (4.15)$$

da cui si ottiene la sezione dei conduttori al primario

$$I_p = 0.707Arms \quad \rightarrow \quad S'_{Cu} = \frac{I_p}{J_{Cu}} = 0.176mm^2 \rightarrow 0.7mm^2 \quad (4.16)$$

In base al rapporto spire si ottiene la superficie per ogni spira, considerando che ad ogni spira del secondario ne sono associate N per ogni primario:

$$S_{spira} = S''_{Cu} + 2NS'_{Cu} \quad (4.17)$$

Bisogna ora considerare il fatto che il fattore di riempimento non è unitario a causa della sezione circolare dei conduttori, infatti un conduttore di sezione quadrata $S_{quad} = 1mm^2$ (che ha coefficiente di riempimento unitario) ha la stessa sezione di un conduttore circolare con raggio $R = \sqrt{S_{quad}/\pi} = 0.564mm$. Mentre il primo richiede una sezione di $1mm^2$, il secondo richiede una sezione di $S_{circ} = \left(2\sqrt{S_{quad}/\pi}\right)^2 = 4S_{quad}/\pi = 1.27mm^2$. Questo significa che l'impaccamento di conduttori circolari richiede un 27% di spazio in più; in realtà si calcola anche lo spessore dello strato isolante che li ricopre e si prende un margine aggiuntivo, si considera perciò un incremento del 40%. Sia quindi $k_a = 1.4$ il coefficiente di incremento dell'area:

$$S_{tot2} = k_a S_{spira2} = k_a (S''_{Cu} + 2NS'_{Cu}) = 23.1mm^2 \quad (4.18)$$

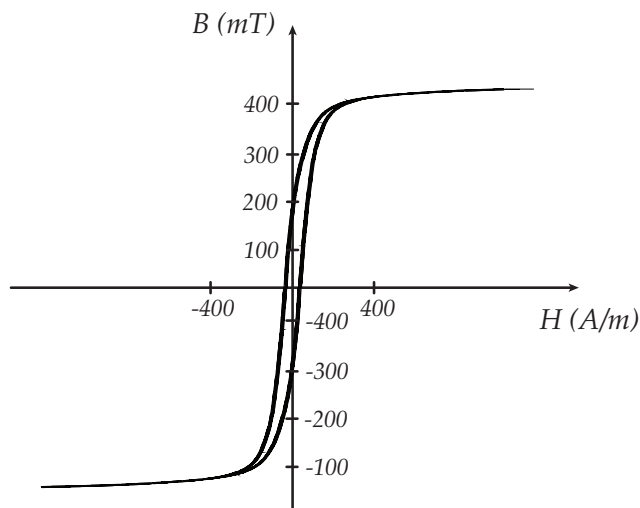


Figura 4.4: Ciclo di isteresi del materiale N27 a 100°C, da cui si ottiene il campo magnetico di saturazione B_{sat} .

4.3.2 Scelta del tipo nucleo e del materiale

Si passa alla scelta del nucleo. Per questa applicazione è stato scelto un semplice nucleo ad E (*E-core*, in fig.4.5a) che andrà montato come in fig.4.5b, in cui la parte centrale costituisce il rocchetto su cui verranno posizionati gli avvolgimenti.

Visto che l'applicazione è principalmente di medio-alta frequenza, si dovrà utilizzare un materiale adatto per diminuire le perdite, come ad esempio la ferrite N27 [5]. Il ciclo di isteresi (alla temperatura di 100°C) è riprodotto in fig.4.4 e si stima $B_{sat} = 350\text{mT}$. In realtà si considera un margine per poter evitare con maggior sicurezza la saturazione del nucleo magnetico: $B_{sat} > B_{max} = 200\text{mT}$.

4.3.3 Calcolo dei principali componenti parassiti

Si possono distinguere alcuni passaggi che verranno sviluppati di seguito:

- gli avvolgimenti al punto precedente occuperanno un certo spazio fisico, quindi il trasformatore dovrà avere una finestra con un'area adeguata:

$$A_W > n_2^2 S_{tot2} = \frac{L_{\mu 2}}{A_L} k_a (S''_{Cu} + 2NS'_{Cu}) \quad (4.19)$$

nel calcolo dell'area A_W devono essere inclusi anche gli spessori del *coil former*, che limitano lo spazio effettivo;

- induttanza di magnetizzazione $L_{\mu 2}$, data dal prodotto tra il coefficiente A_L (espresso in $nH/spire^2$, si trova nei datasheet del nucleo) e il numero di spire al secondario n_2 elevato al quadrato:

$$L_{\mu 2} = A_L n_2^2 \quad (4.20)$$

e quindi per ottenere l'induttanza di magnetizzazione desiderata è necessario un determinato numero di avvolgimenti;

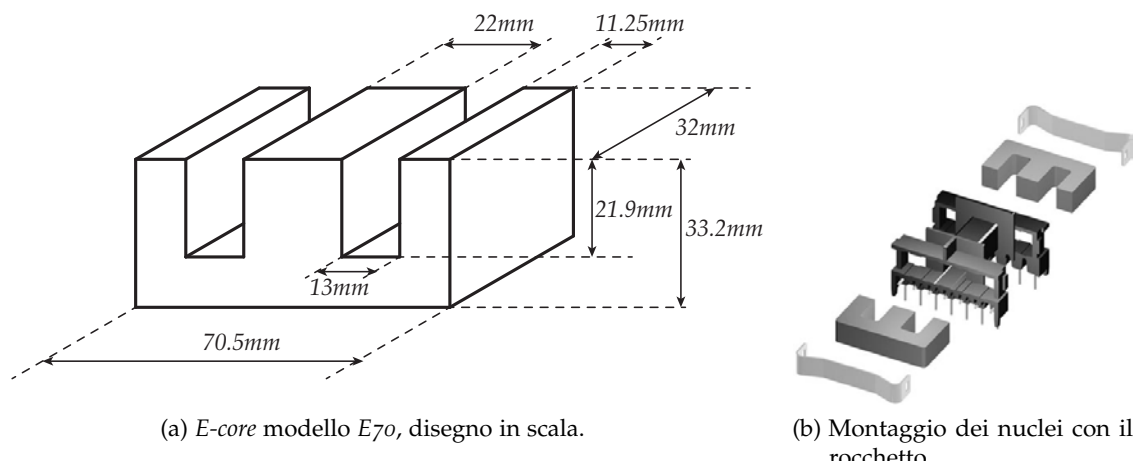


Figura 4.5: Nucleo magnetico del trasformatore e montaggio.

- il campo magnetico massimo del nucleo magnetico $B_{max} < B_{sat}$, a cui è associato il flusso massimo $\Phi_{max} < \Phi_{sat}$ tramite la conoscenza della sezione del trasformatore S_{Fe} ;
- l'induttanza di dispersione L_{d2} , che dovrà essere il più possibile contenuta, anche attraverso la tecnica degli avvolgimenti intercalati.

Una buona scelta può essere il nucleo E70 della EPCOS. Si calcola innanzitutto l'area A_W della finestra, per capire quanti avvolgimenti si possono inserire, tenendo conto dello spessore del *coil former* (dal datasheet è 1.3mm) [3] e la superficie di sezione della gamba del nucleo S_{Fe} :

$$A_W = (2 \cdot 21.9 - 2 \cdot 1.3)(13 - 1.3) = 482.04 \text{mm}^2 \quad , \quad S_{Fe} = 32 \cdot 11.25 = 360 \text{mm}^2 \quad (4.21)$$

si determina facilmente il numero di avvolgimenti del secondario che si possono inserire:

$$n_2 = \frac{A_W}{S_{tot2}} \simeq 20 \quad \rightarrow \quad n_1 = 20N = 200 \quad (4.22)$$

Si calcola immediatamente l'induttanza magnetizzante:

$$L_{\mu 2} = A_L n_2^2 = (8850 \cdot 10^{-9})(20)^2 = 3.54 \text{mH} \quad (4.23)$$

Come è ben noto, dal campo magnetico massimo si può ottenere flusso magnetico massimo sopportabile dal nucleo, attraverso la relazione $\Phi_{max} = B_{max} S_{Fe}$, dove S_{Fe} è la superficie della gamba del nucleo, calcolabile dalle quote presenti nei datasheet. A partire da questo limite si può anche stimare la tensione efficace massima sostenibile in base alla frequenza. Si suppone che il flusso abbia un andamento sinusoidale, quindi la tensione avrà un andamento cosinusoidale:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \Phi_{max} \sin \omega t \\ v(t) &= N \frac{d\Phi(t)}{dt} = N\omega \Phi_{max} \cos \omega t = \hat{V} \cos \omega t \\ V_{max} &= \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} = \frac{N\omega \Phi_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{N\omega B_{max} S_{Fe}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (4.24)$$

nel caso in esame si ottiene che

$$V_{max,50Hz} = 159mV \quad , \quad V_{max,20kHz} = 63.97V \quad (4.25)$$

il che impone che il modulo dell'impedenza a 50Hz sia inferiore a

$$|Z_{eq}(j\omega)|_{\omega=2\pi 50} < \frac{V_{max,50Hz}}{I_{o,max}} = 15.9m\Omega$$

Si passa quindi alla stima dell'induttanza di dispersione L_{d2} . Si parte dal capire quant'è lo strato di conduttore che servirà per ogni avvolgimento, si calcola l'ingombro di ogni filamento e si stima il numero di filamenti che possono stare nella finestra:

$$\begin{aligned} S_1 = 0.7mm^2 & \rightarrow 2R_1 = 2\sqrt{\frac{0.7}{\pi}} = 0.944mm & \rightarrow n_{1h} = \frac{41.4}{0.944} \simeq 43spire \\ S_2 = 2.5mm^2 & \rightarrow 2R_2 = 2\sqrt{\frac{2.5}{\pi}} = 1.784mm & \rightarrow n_{2h} = \frac{41.4}{1.784} \simeq 23spire \end{aligned} \quad (4.26)$$

quindi si calcolano d_1 e d_2 :

$$\begin{aligned} d'_1 &= \frac{d_1}{2} = \frac{n_1}{43} 2R_1 = \frac{200}{43} 0.944 \simeq 4.72mm \\ d_2 &= \frac{n_2}{23} 2R_2 = \frac{20}{23} 1.784 \simeq 1.6mm \\ d''_1 &= \frac{d_1}{2} = \frac{n_1}{43} 2R_1 = \frac{200}{43} 0.944 \simeq 4.72mm \end{aligned} \quad (4.27)$$

dove d'_1 e d''_1 sono gli spazi richiesti dai due primari.

Si impostano gli avvolgimenti in modo da avere, a partire dal centro del rocchetto, metà avvolgimenti primari, gli avvolgimenti del secondario e infine l'altra metà degli avvolgimenti primari. Si procede con il calcolo dell'induttanza di dispersione L_{d2} [4] nel caso in questione, sapendo che questa è collegata all'energia immagazzinata negli avvolgimenti e nello spazio di separazione tra questi:

$$L_{cc1} = L_{d1} + L_{d12} = \frac{2E_{tot}}{I_1^2} = \frac{2}{i_1^2} 2(E_{avv1} + E_{gap} + E_{avv2}) = \frac{\mu_0 l_T N_1^2}{2h} \left(d_{gap} + \frac{d_1 + d_2}{6} \right) = 913\mu H$$

$$L_{d2} < L_{cc2} = \frac{L_{1cc}}{N^2} = 9.13\mu H \quad (4.28)$$

dove $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/m$ è la permeabilità magnetica del vuoto, N_1 è il numero di avvolgimenti primari, h è l'altezza effettiva della finestra e $d_{gap} = 0.5mm$ è lo spessore di isolante per la separazione tra il primario e il secondario. Il parametro l_T è la lunghezza media di una spira, che è stata calcolata in questo modo:

$$l_T = 2(22 + 2 \cdot 6.5) + 2(32 + 2 \cdot 6.5) = 160mm \quad (4.29)$$

DESCRIZIONE	SIMBOLO	VALORE
Rapporto spire	N	10
Spire per ogni primario	n_1	200
Spire secondario	n_2	20
Sezione conduttore al primario	S'_{Cu}	$2.5mm^2$
Sezione conduttore al secondario	S''_{Cu}	$0.7mm^2$
Lunghezza media di una spira	l_T	$160mm$
Lunghezza approssimativa filo di un primario	L'	$32m$
Lunghezza approssimativa filo secondario	L''	$3.2m$
Induttanza magnetizzante al secondario	$L_{\mu 2}$	$3.54mH$
Induttanza di dispersione al secondario	L_{d2}	$9.13\mu H$

Tabella 4.3: Tabella riassuntiva delle caratteristiche del trasformatore.

SIMULAZIONI

Dal capitolo precedente si sono ottenuti importanti parametri che possono essere inseriti nelle simulazioni, al fine di renderle più vicine possibile al comportamento reale. Si presentano prima le simulazioni in frequenza, dove lo studio del guadagno d'anello è indispensabile per garantire la stabilità del sistema, per poi passare alla simulazione nel tempo e al confronto dei risultati.

5.1 SIMULAZIONE IN FREQUENZA

In fig.5.1 sono riportate gli andamenti di interesse. Si descrivono nel dettaglio i vari andamenti (la linea continua è il caso a pieno carico, la linea tratteggiata è l'andamento a vuoto):

- nel primo grafico si riporta l'andamento in frequenza del regolatore, si distinguono le frequenze impostate nel capitolo precedente e le pendenze in ogni tratto;
- segue l'andamento del modulo delle impedenze $Z_{eq}(j\omega)$ e $Z_o(j\omega)$, poco dopo la loro intersezione ci sarà la frequenza di taglio del modulo di $W_{out}(j\omega)$;
- nei due grafici subito dopo sono rappresentati il modulo e la fase del guadagno d'anello $T(j\omega)$, si evidenzia la frequenza di crossing e il margine di fase di circa 60° ;
- nell'ultimo grafico il modulo della funzione di trasferimento ingresso-uscita che rappresenta il guadagno totale del filtro: a $20kHz$ è presente un guadagno di $-25dB$, cioè il rumore viene attenuato circa di un fattore 18.

Si cercherà riscontro dalle simulazioni nel tempo.

5.2 SIMULAZIONE NEL TEMPO

Dallo stesso circuito si ricavano anche gli andamenti temporali, che si possono vedere in fig.5.2 e che vengono commentati di seguito:

- in alto si riporta la tensione di uscita del generatore di tensione AC, che comprende anche una componente di rumore (non facilmente visibile, verrà messa in evidenza più avanti);

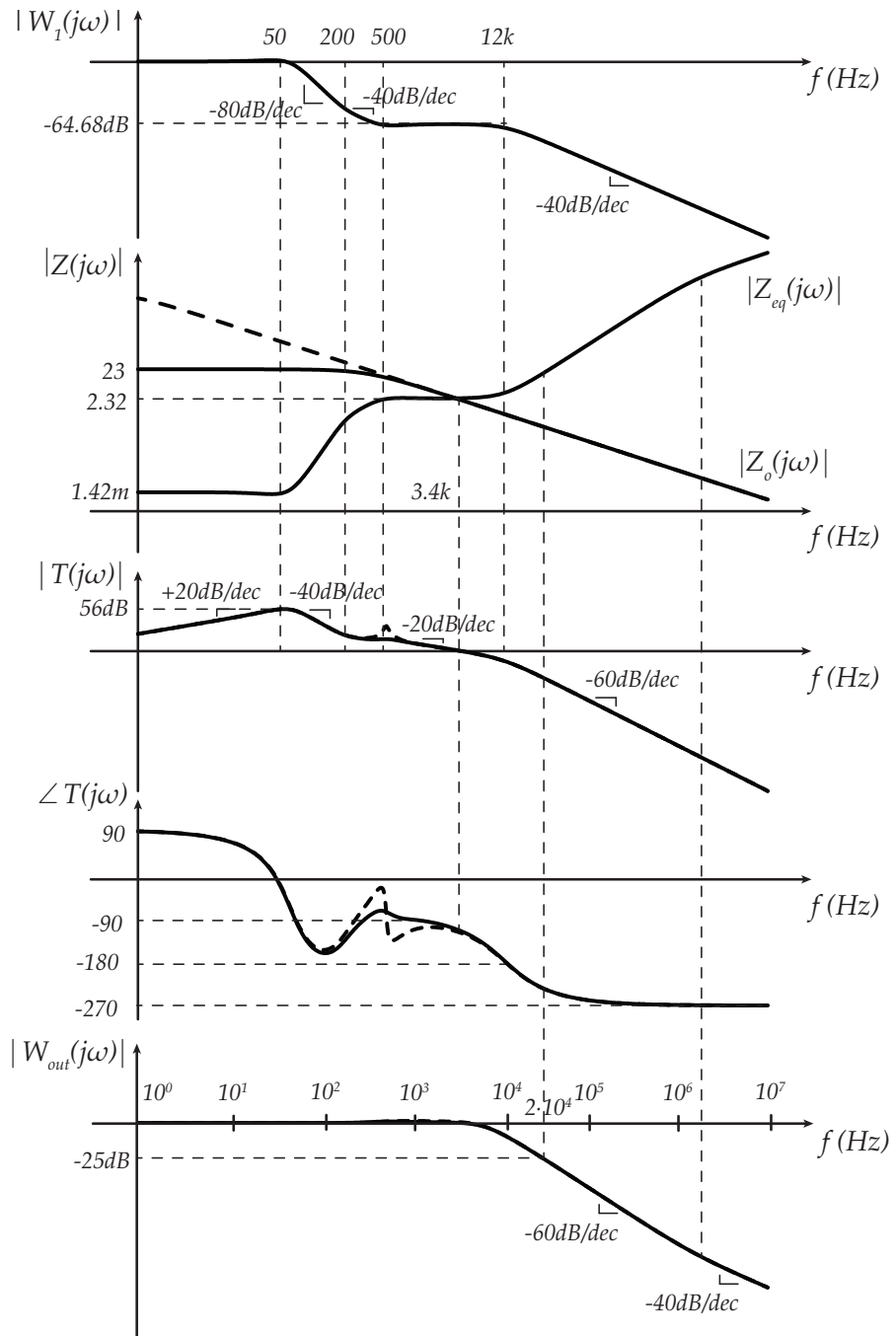


Figura 5.1: Grafici principali della simulazione in frequenza.

- segue la tensione v_g che il controllo ha prodotto e che andrà a pilotare i MOS (va opportunamente raddrizzata per ogni transistor);
- il grafico successivo è quello della corrente ad uno dei due primari che non si azzerà perché, per evitare una distorsione di *cross-over* troppo elevata, si tiene sempre leggermente acceso;
- la corrente al secondario i_m presenta ancora delle componenti di rumore, ma sono state mitigate dal filtro attivo;
- si passa quindi alla tensione ai primari (ottenuta dalla differenza tra i nodi non comuni del trasformatore *dual-primary*), dove si può osservare il fatto che la tensione supera i $200V$, poiché quanto il transistor è spento, si ha comunque accoppiamento degli avvolgimenti e si provoca uno stress di tensione più elevato di V_{CC} sui transistor;
- segue la tensione al secondario del trasformatore, che ha una tensione di picco di circa $10V$ come ci si aspettava. È ben visibile la distorsione di *cross-over*, che sporca l'andamento della tensione in corrispondenza degli attraversamenti dello zero, poiché i transistor dovranno accendersi e spegnersi molte volte verso gli $0V$;
- infine la tensione di uscita del filtro: si può notare come la linea sia più sottile rispetto a quella del primo grafico, ma si riporta un dettaglio in fig.5.3.

Dai campioni temporali ottenuti con l'analisi temporale si può passare, tramite l'opzione FFT di SPICE, all'analisi in frequenza. Mentre la tensione della componente in bassa frequenza rimane pressoché invariata (quindi di ampiezza $325V$ di picco), l'ampiezza della componente in alta frequenza passa da $4.061V$ a $0.221V$, con una attenuazione di un fattore 18 circa, come ci si attendeva in seguito alla simulazione in frequenza.

Un altro dato da tener sotto controllo è la tensione in bassa frequenza ai capi del secondario del trasformatore, che non può superare la tensione $V_{max,50Hz} = 159mV$. Sempre dall'analisi effettuata con la FFT si ricava che la tensione in discussione vale $51mV$, ampiamente inferiore al limite imposto: si evita quindi la saturazione del nucleo magnetico.

Si riportano gli andamenti di tensione e corrente di uno dei quattro transistor in fig.5.4. Nell'ultimo grafico la potenza, che ha media di circa $30W$. Essendo quattro transistor, la potenza media dissipata sarà di $120W$, inferiori ai $150W$ presi come riferimento.

In fig.5.5 si riporta un particolare delle tensioni dei due primari (primo grafico), della differenza tra le due tensioni che rappresenta la tensione al primario che viene vista dal secondario (grafico centrale) e la tensione al secondario (grafico in basso).

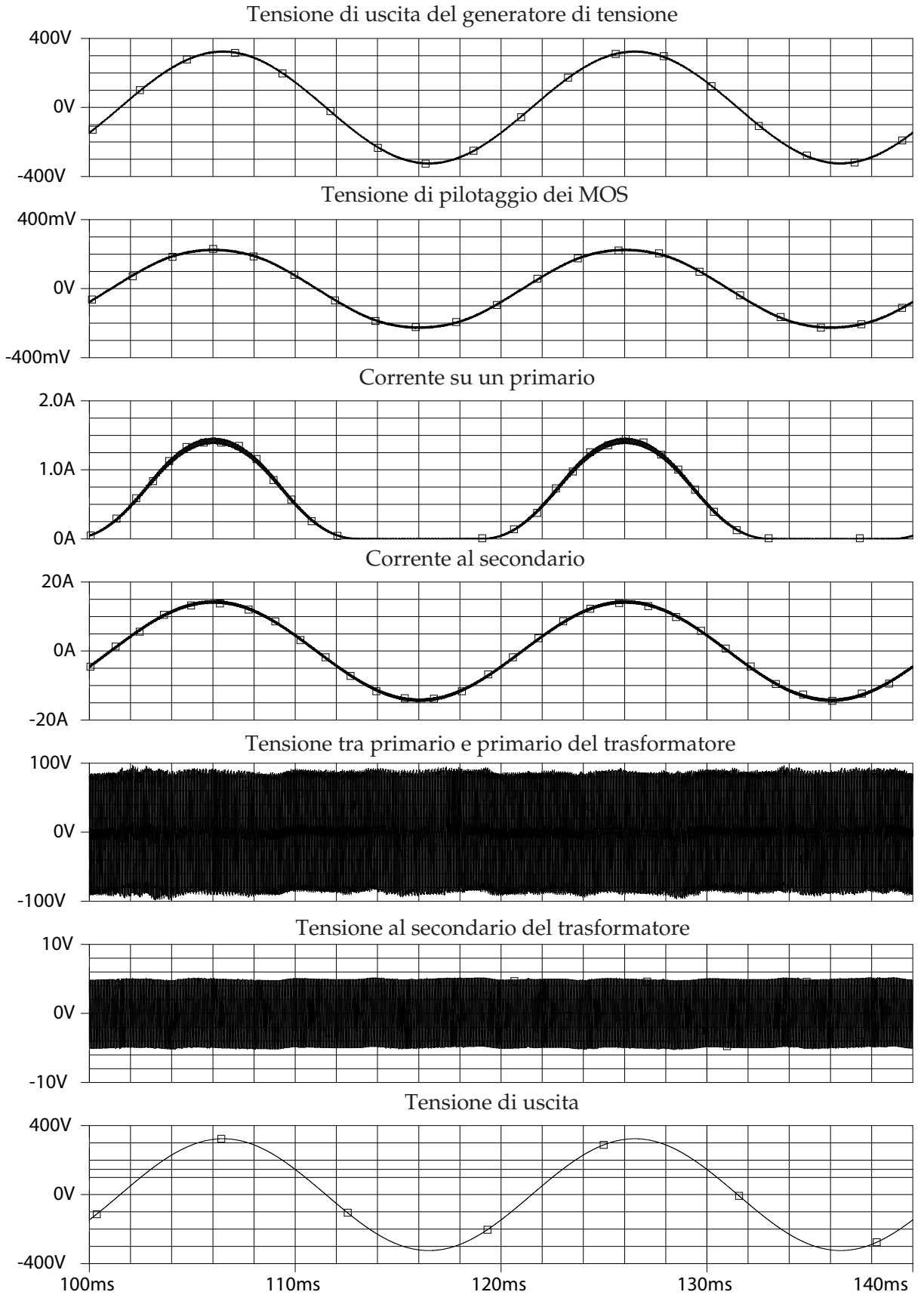


Figura 5.2: Andamenti temporali delle principali grandezze.

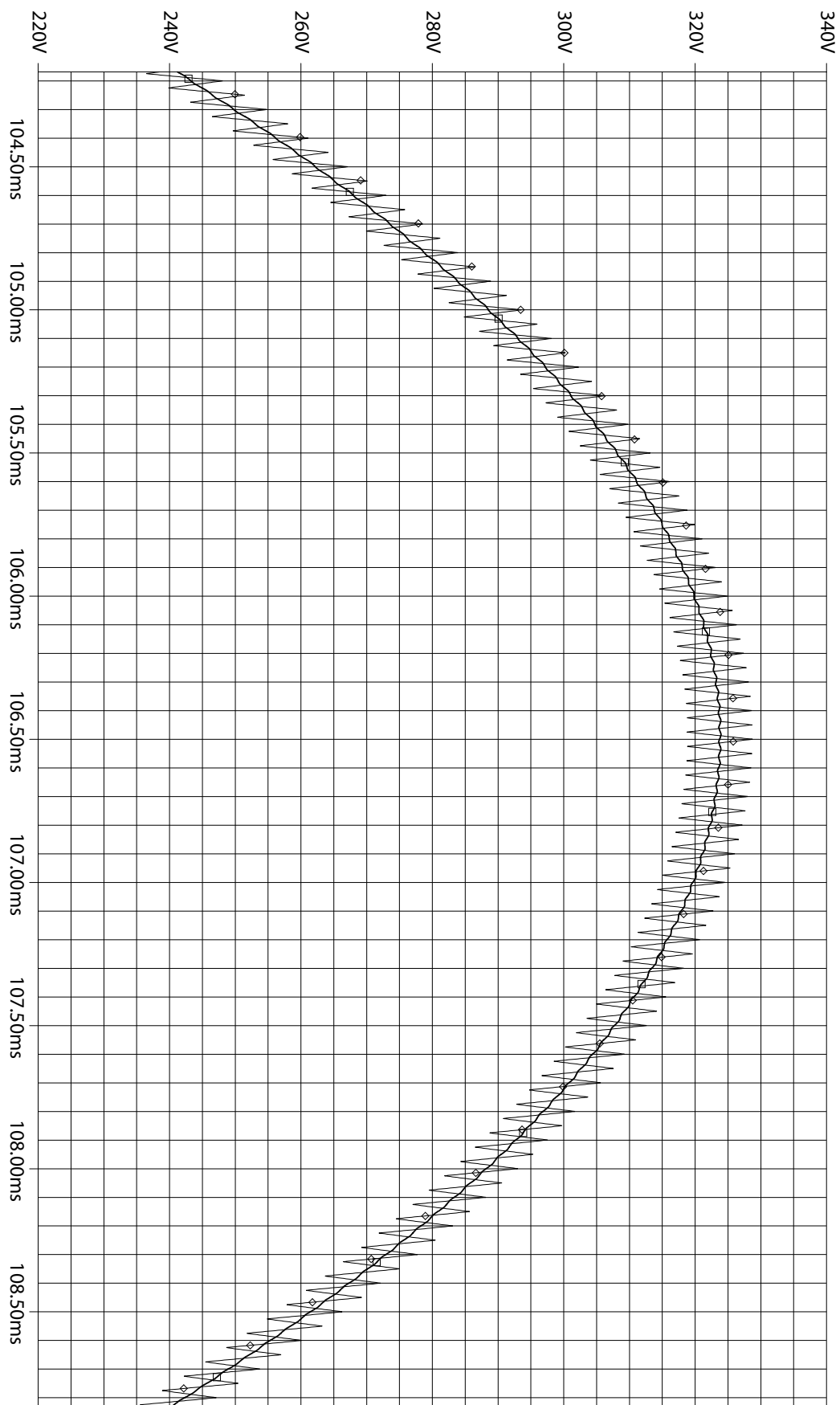


Figura 5.3: Dettaglio della tensione di uscita.

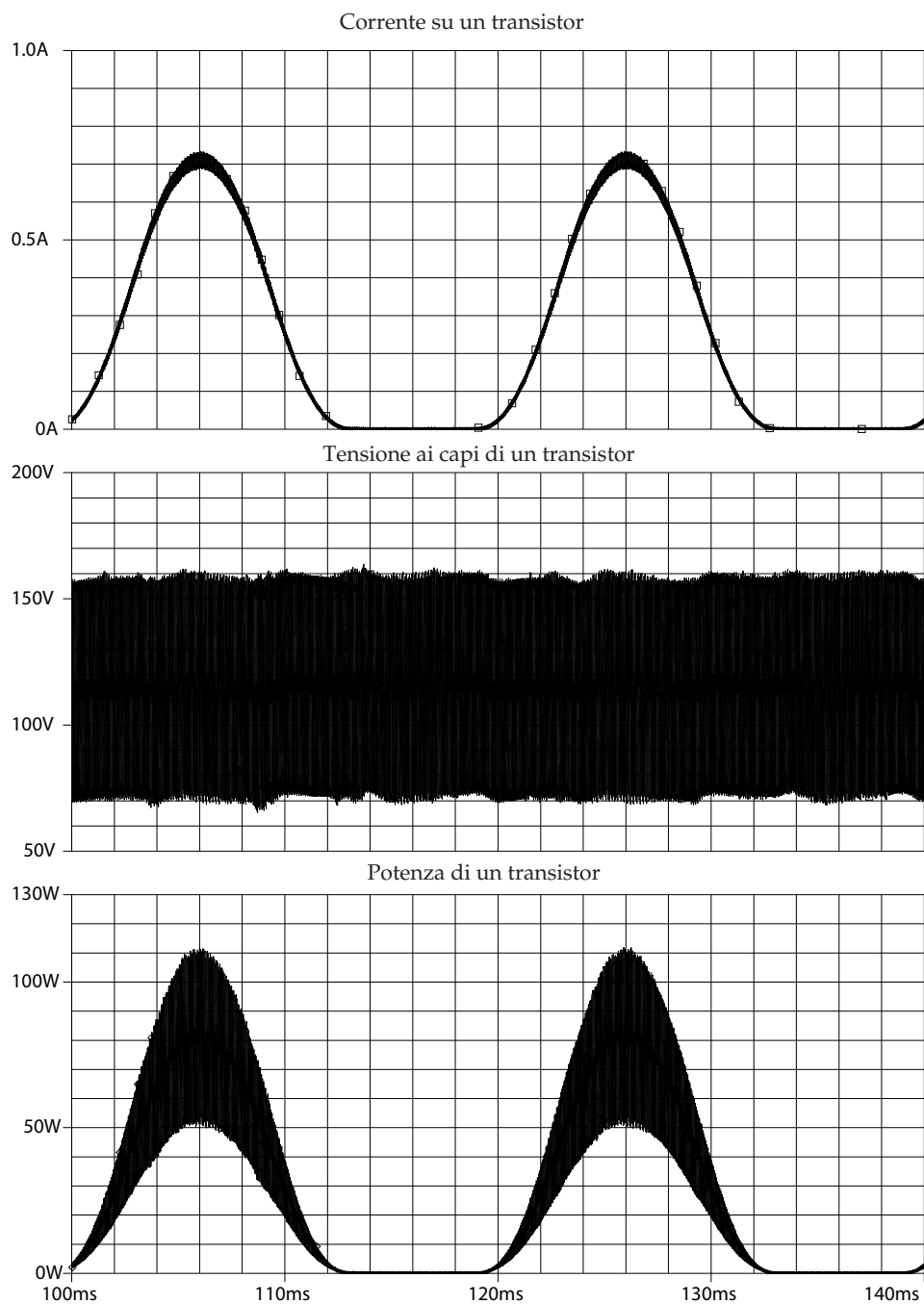


Figura 5.4: Corrente e tensione su un *IRFP450A* di un primario e potenza associata.

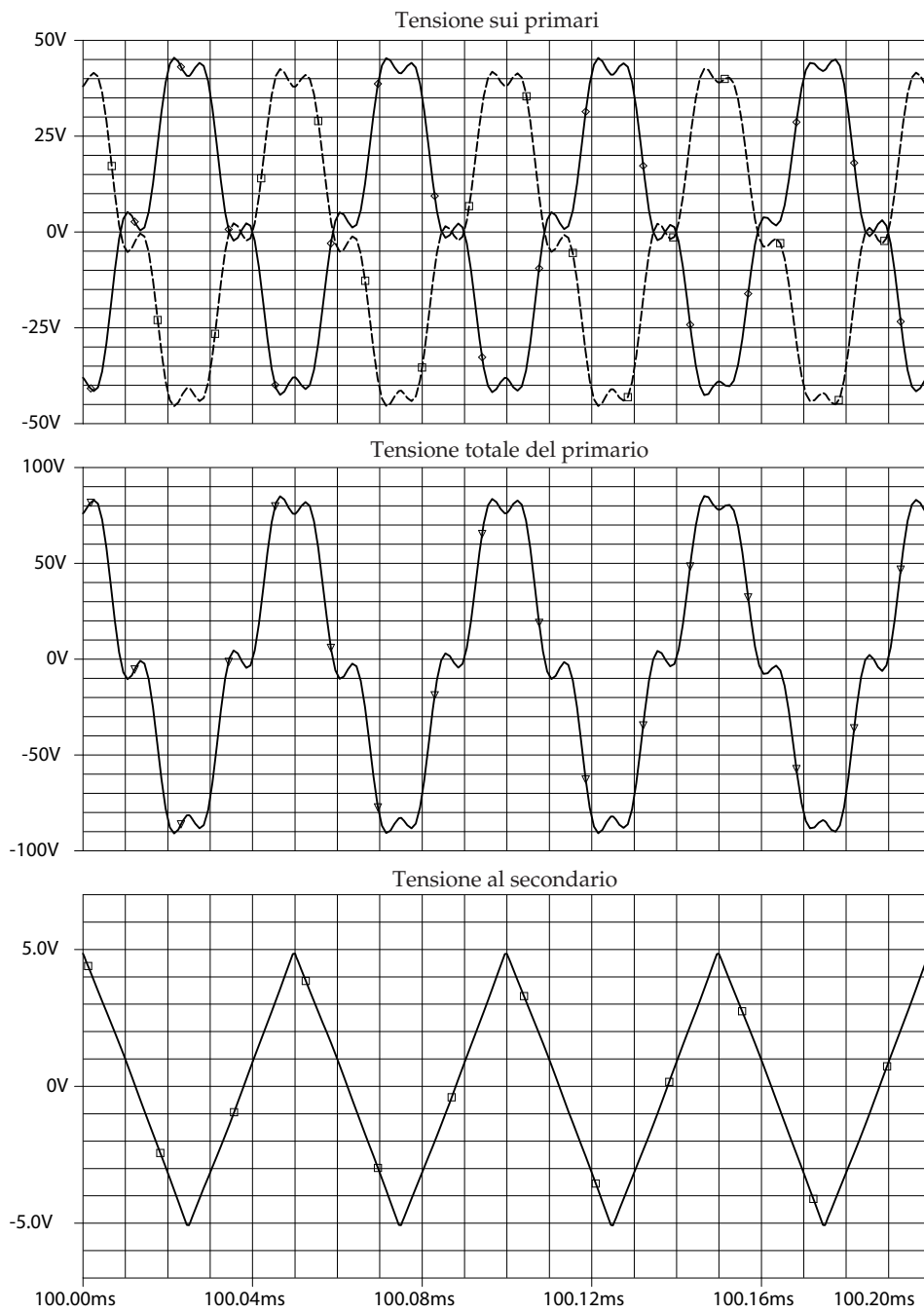


Figura 5.5: Particolare delle tensioni ad un primario, ai capi dei due primari e al secondario.

CONCLUSIONI

In questo capitolo si descrive brevemente il processo che ha portato al progetto di questo amplificatore e ai risultati che si sono potuti ottenere grazie alla simulazione.

Questa tesi nasce dall'esigenza di filtrare la tensione di uscita di un generatore di tensione AC a topologia switching, utilizzato per riprodurre la tensione di rete, per la certificazione di prodotti. Il macchinario di partenza, infatti, non rispetta le normative *IEC 61000-3-2* e *IEC 61000-3-12*, che danno disposizioni ben precise riguardo alle caratteristiche del generatore.

Inizialmente ci si è concentrati sullo studio di alcune possibili topologie con cui realizzare il filtro attivo di potenza in questione, poiché è necessario valutare tutte le possibilità. Lo studio infatti si è focalizzato su alcuni parametri come la potenza richiesta all'amplificatore, gli stress di tensione e corrente che i dispositivi avrebbero dovuto sopportare. La scelta finale è caduta sull'amplificatore in serie al carico con topologia a trasformatore.

Una volta scelta la configurazione appena citata, si è passati allo studio di un amplificatore con trasformatore di tipo push-pull. Se ne sono descritti i vantaggi e rivalutati stress di tensione e corrente.

Il centro del lavoro svolto è senz'altro lo studio del controllo con cui l'amplificatore deve essere pilotato. Nello specifico:

- si è costruito lo schema a blocchi dell'intero sistema con controllo di tensione e di corrente combinato;
- è stato scartato il controllo di corrente, reso inefficace dalla presenza dell'induttanza di magnetizzazione del trasformatore;
- si è calcolata l'impedenza che il controllo avrebbe generato;
- è stato valutato e descritto l'effetto del controllo sulla rete;
- grande attenzione è stata posta nello studio del guadagno d'anello, con l'ideazione di una cella appositamente pensata per l'applicazione;
- si è discussa l'importanza di avere una elevata capacità di uscita C_o , descrivendo i metodi ottimali di stabilizzazione del guadagno d'anello in due diversi casi;

CONCLUSIONI

- è stata valutata la funzione di trasferimento ingresso-uscita, cercando di evitare il più possibile le risonanze create dall'impedenza sintetizzata dal controllo e dall'impedenza di uscita;
- si è passati al dimensionamento dell'amplificatore nelle sue parti: il controllo, la scelta di transistor, lo studio del circuito termico e scelta del dissipatore, il dimensionamento del trasformatore.

Infine si è simulato il sistema cercando di tener conto dei parametri derivati dal dimensionamento. Dalle simulazioni si trova pieno riscontro della teoria approfondita nel capitolo precedente. In realtà mancano alcuni passi in campo di progettazione, quali la realizzazione di un buon amplificatore differenziale floating per prelevare la tensione al secondario del trasformatore e dei raddrizzatori di tensione di precisione per il pilotaggio dei transistor.

Il sistema si rivela efficace e sufficiente per l'applicazione in questione (e quindi per il rientro nelle normative), rendendo quindi verosimile la realizzazione di un prototipo del quale sia possibile valutarne le caratteristiche.

BIBLIOGRAFIA

- [1] *The Analysis of inverter output impedance and its influence on Circulating Power for Inverters paralleling*, L.Xinchun, L.Fangrui, D.Shanxu, K.Yong.
- [2] *Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control*, J.M.Guerrero, L.G. de Vicuna, J.Matas, M.Castilla, J.Miret.
- [3] *Coil former E70*, EPCOS Ferrites and accessories
- [4] *Appunti dalle lezioni di Elettronica per l'Energia 2012/2013*, G.Spiazzzi, L.Corradini.
- [5] *Ferrites and accessories SIFERRIT material N27*, EPCOS.

RINGRAZIAMENTI

Il mio primo ringraziamento va a te cara mamma Mariagrazia, che con tenacia hai spinto perché mi laureassi il prima e il meglio possibile. Grazie della tua fermezza e della tua pazienza!

Grazie a te caro papà Livio, che mi hai dato l'opportunità di studiare e che mi hai insegnato con l'esempio che devo mettere il meglio di me nelle cose che faccio. Ti ringrazio quindi del sostegno e dell'insegnamento che mi hai dato, spero di farlo fruttare!

Un grandissimo grazie va a voi care sorelle Chiara, Marta, Elisa e Lucia, che non mi avete mai negato un buon consiglio o un buon piatto di pasta. Grazie per i bei momenti rilassanti di chiacchiere in questi anni di studio e grazie per le persone belle e semplici che siete!

Un ringraziamento particolare a te Giovanni che, anche se brontolando, non mi ha mai fatto mancare il tuo aiuto quando ne avevo bisogno e ti sei speso per me in molti modi, anche in maniera silenziosa: è anche grazie a te se sono arrivato fin qua. Grazie fratello, sei proprio forte!

Un ringraziamento a voi cari cognati Enrico, Simone e Alessandro e a voi cari nipoti Daniela, Tommaso, Giacomo, Filippo, Stefano e Gabriele per aver allietato le feste di famiglia con la vostra presenza...a volte non vedevo l'ora che arrivaste a casa per aver la scusa per interrompere lo studio e divertirmi un po'...grazie che ci siete!

Ringrazio te, carissimo zio D.Luciano, che con tanta discrezione, bontà e semplicità mi hai accompagnato in questi anni di vita padovana. Non mi hai mai fatto mancare una parola buona, un incoraggiamento o semplicemente un letto quando ne ho avuto bisogno, e hai sempre cercato di farmi tenere "i piedi per terra": grazie di cuore!

RINGRAZIAMENTI

Un grande grazie va a Padre Enzo e alla comunità dei Frati Minori Conventuali del Convento del Santo di Padova, che mi hanno ospitato per il tempo della tesi e mi hanno fatto capire che ho tanto da imparare in termini di accoglienza, servizio e carità fraterna. Grazie per essere stati per me come padri, fratelli e amici in questo tempo che abbiamo condiviso!

Con grande riconoscenza ringrazio te, Padre Alberto, che da quasi due anni mi accompagni e mi sostieni con affetto paterno: grazie che mi hai insegnato che si può vivere in modo più sereno e libero di quello che pensavo e grazie della fiducia che hai sempre nutrito nei miei confronti, sono stati tasselli molto importanti in questi ultimi mesi di studio!

Ringrazio di cuore te, caro Don Cristiano, che con tanta pazienza sei riuscito a riportare serenità in un periodo per me molto difficile e mi hai aiutato a non fermarmi di fronte alle difficoltà. Se non ci fossi stato tu a quest'ora dovrei ancora fare laurea triennale: grazie della pazienza, dell'ascolto e del bene che mi vuoi!

Un grazie particolare anche per te Padre Francesco, anche se preferisco chiamarti fra Francesco: "fra" come fratello, perché sei stato come un fratello maggiore in questi mesi. Grazie dei bei confronti...e delle sferzate!

Un ringraziamento anche a te D.Luciano, che sei stato un valido sostegno in questi anni in parrocchia e mi chiedevi di continuo se avevo qualche esame da fare: grazie per la tua vicinanza!

È arrivato il momento di ringraziare la "Compagnia del Toco": Deborah, Marta, Rossella, Alessia, Angela, Silvia, Stefano, Marco, Valentina, Angela, Giorgia, Marta, Enrico, Giulia, Chiara, Francesca e Stefano...e di sicuro mi dimentico di qualcuno! Mi avete sempre dato un buon motivo per sorridere e per tentare di staccarmi un po' da "Tesy", che in questi mesi mi ha completamente assorbito. Grazie del buon umore che mi avete regalato e dei tentativi di farmi tornare al mondo reale!

Un ringraziamento speciale a te Deborah...so che preferisci poche parole quindi mi fermo qui!

Un ringraziamento va ai giovani che ho conosciuto frequentando l'ambiente dei frati, perché mi hanno fatto sentire a casa dal primo momento che li ho conosciuti. Dai più svariati incontri al Coro Laudate ho sempre trovato una buona parola e tanta semplicità: grazie che ci siete!

Grazie a tutti i giovani che ho incrociato in questi mesi al Convento del Santo di Padova: Elia, Nicola, Bruno e Anna, Francesco, Luca, Lorenzo...e tanti altri...Grazie per avermi fatto sentire a casa anche se fisicamente non lo ero!

Grazie di cuore ad Enrico, Daniela, Sophia e Giovanni, cioè ad una delle più belle famiglie che io abbia mai incontrato. Grazie della fiducia e della stima che avete sempre nutrito nei miei confronti, sono state molto importanti in questo periodo!

Con riconoscenza ringrazio due carissimi compagni di corso, Tommaso e Davide, cioè i primi che chiamavo quando avevo delle difficoltà e che prontamente mi aiutavano...ma prima di tutto due amici su cui poter contare che mi hanno sopportato e supportato in tutti i sensi in questi anni. Grazie davvero!

Un ringraziamento anche a voi, cari compagni di corso con cui ho condiviso esami e momenti di allegria...Fabiano, Stefano, Marco, Riccardo, Andrea, Massimiliano, Laerte (di sicuro manca qualcuno)...siete stati una compagnia insostituibile, incredibilmente spiritosa e fantasiosa (soprattutto!) e avete reso vivibili questi anni di studio. Grazie belli, siete unici!

Grazie a Chiara e Paola, per l'esperienza fatta assieme qualche anno fa, per il bene che mi volete e per le belle e sane chiacchierate, grazie mille!

Un ringraziamento anche ai coetanei (o quasi) del mio paese, che mi hanno portato tanta pazienza in questi anni: grazie di tutto!

Un grande grazie va alle suore e agli ospiti dell'Opera della Provvidenza di Sant'Antonio e di Casa Santa Chiara, perché mi avete aiutato a tenere "i piedi per terra", a rimbocarmi le maniche e a trovare sempre un buon motivo per essere contento, grazie!

Sicuramente sto dimenticando qualcuno in questi ringraziamenti fatti alla rinfusa, portate pazienza. Avrei voluto ringraziare qualcuno in maniera più precisa, ma avrò modo di rifarmi! Grazie a tutti!