

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE



TESI DI LAUREA MAGISTRALE IN
INGEGNERIA ELETTRONICA

METODOLOGIA PER LA VALUTAZIONE DELLA
STABILITÀ DEI REGOLATORI DI TENSIONE
MEDIANTE MISURA DI IMPEDENZA

RELATORE:

Prof. Andrea Gerosa

CORRELATORE:

Dott. Ing. Daniele Dario

LAUREANDO:

Francesco Verenini

PADOVA - 15 Ottobre 2013

A.A. 2012/2013

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Stabilità dei sistemi lineari	1
1.1.1	Criterio di stabilità di Nyquist	4
1.1.2	Criterio di stabilità di Bode	6
1.2	Regolatori lineari	9
1.2.1	Struttura interna e funzionamento	11
1.2.2	Fattori che influiscono sulla stabilità di un regolatore lineare	16
1.3	Misura di stabilità dei regolatori lineari	20
1.3.1	Metodo Load step	21
1.3.2	Metodo a rapporto d'impedenza (impedance criterion) . . .	26
2	Studio della stabilità al simulatore	37
2.1	Comparazione tra Bode-loop gain e Minor-loop gain	40
2.2	Comparazione tra load step response e impedance criterion	44
2.2.1	Approssimazione al secondo ordine	44
2.2.2	Uso del diagramma di Nyquist - Maximum Peak Criterion .	48
2.2.3	Note sulle simulazioni dell'analisi di stabilità tramite load step	50
3	Implementazione reale dell'analisi di stabilità	53
3.1	Descrizione ed uso del Network Analyzer	54
3.1.1	Network Analyzer per basse frequenze	
	Agilent E5061B	57
3.2	Misura di impedenza con Network Analyzer	59
3.2.1	Definizione della misura da eseguire	62
3.2.2	Calibrazione dello strumento	66

3.3	Misura su dispositivo reale (GP-Shunt Method)	74
3.3.1	Soluzione per la corretta misura alle alte frequenze	78
3.3.2	Risultati ottenuti dalla misura (GP-Shunt corretto)	85
4	Processing dei dati e analisi dei risultati	87
4.1	Processing dei dati	87
4.1.1	Analisi dell'algoritmo di processing	90
4.1.2	Implementazione ed uso dell'interfaccia grafica	95
4.2	Analisi comparativa dei risultati	99
4.2.1	TLE4675	100
4.2.2	TLE4296	103
4.2.3	TLE7279	108
4.2.4	Dissipazione di potenza e thermal shutdown	109
	Conclusioni	115
	Bibliografia	116

Sommario

In questa tesi è presentato un metodo non invasivo per l'analisi della stabilità dei regolatori di tensione. Tale metodo è basato sull'uso del rapporto d'impedenze d'uscita e di carico come guadagno d'anello del sistema. Questo tipo di approccio all'analisi di stabilità è ampiamente riportato in letteratura, ma nella maggior parte dei casi in forma solo teorica. In questa tesi è riportato invece uno studio completo dell'argomento: sono descritte le basi teoriche, successivamente sono presenti le simulazioni ed infine è riportata la procedura di misura e di processing dei dati reale. Questa metodologia è in grado di fornire delle condizioni sufficienti a garantire determinati margini di stabilità, ma diversamente da quanto accade con altri metodi permette di ricavare dei dati oggettivi. La misura delle impedenze è effettuata utilizzando il network analyzer, strumento che permette di misurare grandezze complesse quali le impedenze.

I risultati ottenuti mediante questa tecnica sono stati infine confrontati con quelli ricavati tramite metodo load step (la procedura d'analisi correntemente in uso) al fine di validarne l'attendibilità. Il confronto dimostra che questo tipo d'analisi fornisce dei dati corretti ed in linea con quelli ottenuti precedentemente. Questo nuovo metodo inoltre si presta ad essere facilmente automatizzato, un primo approccio all'automatizzazione è infatti riportato alla fine del documento.

Capitolo 1

Introduzione

Il seguente documento di tesi ha lo scopo di dimostrare la validità e l'applicabilità di un nuovo metodo per l'analisi della stabilità dei regolatori di tensione. Tale metodo si basa sulla misura del rapporto d'impedenza d'uscita e di carico del regolatore utilizzando il Network Analyzer come strumento di misura. Per provare il corretto funzionamento di tale procedura sono state effettuate simulazioni e misure su regolatori lineari, i risultati ottenuti sono stati messi a confronto con quanto era stato precedentemente ottenuto mediante il metodo load-step.

Nel seguente capitolo sono esposte le basi teoriche su cui si è sviluppato l'intero lavoro di tesi. Nella prima sezione viene ripresa la teoria dei sistemi analizzando in particolar modo la stabilità dei sistemi lineari. Successivamente è esposta la struttura tipica di un regolatore lineare con particolare attenzione ai parametri che ne determinano la stabilità. Infine, sulla base di quanto descritto precedentemente, sono riportate: una descrizione del metodo utilizzato correntemente per l'analisi della stabilità (load step) e i fondamenti teorici su cui si basa il metodo d'analisi alternativo sviluppato nella tesi (maximum peak criterion).

1.1 Stabilità dei sistemi lineari

Si consideri un sistema lineare tempo-invariante, ovvero un sistema i cui parametri non dipendono dal tempo, a singolo ingresso e singola uscita (SISO).

Tale sistema può quindi essere descritto, nel tempo, dall'equazione differenziale

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = \\ = b_m \frac{d^m u(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_0 u(t) \end{aligned}$$

dove $y(t)$ corrisponde all'uscita e $u(t)$ all'ingresso.

Ricorrendo alla trasformata di Laplace si può riscrivere la precedente equazione nel seguente modo

$$\begin{aligned} Y(s)(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0) = \\ = U(s)(b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0) \end{aligned}$$

per cui, la sua funzione di trasferimento risulta essere

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}$$

con $n \geq m$

Da cui ne deriva,

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

Risulta evidente quindi che, nel tempo, la risposta comprende i modi di $G(s)$ e dell'ingresso $U(s)$.

Il polinomio a denominatore di $G(s)$ prende il nome di **polinomio caratteristico** poiché caratterizza i modi del sistema.

Se si suppone che nell'istante iniziale (t_0) il sistema sia in una condizione di equilibrio allora ciò corrisponde al fatto che ingresso e uscita all'istante iniziale siano costanti e perciò con derivate nulle, quindi

$$a_0 y(t)|_{t=0} = b_0 u(t)|_{t=0}$$

che è analogo a porre $x(0) = y(0) = 0$ con opportuno cambio di riferimento.

Se il sistema in esame viene quindi perturbato da un segnale in ingresso non nullo, si possono avere tre differenti comportamenti:

1. sistema **semplicemente stabile**, esiste un $M_y > 0$ tale per cui

$$|y(t)| \leq M_y \forall t \geq 0$$

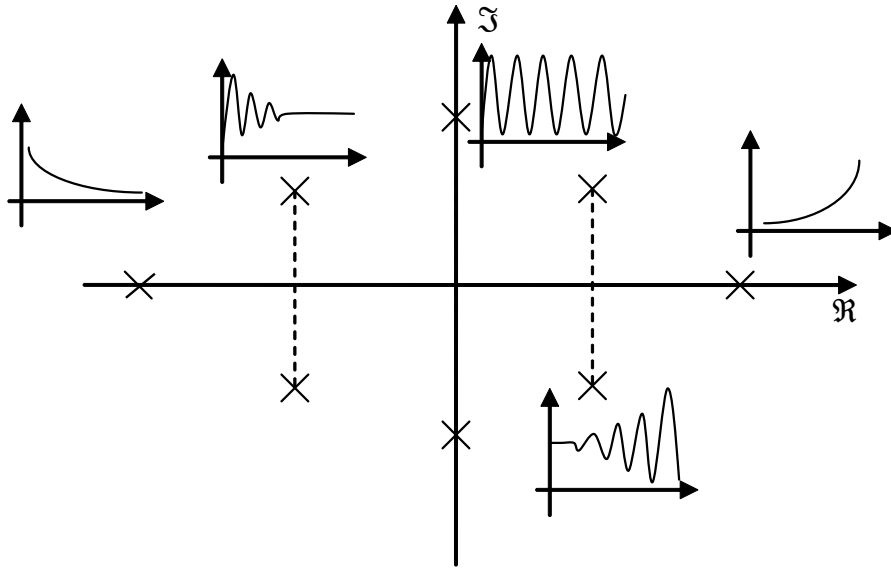


Figura 1.1: Modi del sistema in funzione dei poli del polinomio caratteristico

2. sistema **asintoticamente stabile**, se la risposta $y(t)$ è tale per cui

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} |y(t)| = 0$$

3. sistema **instabile** se la risposta $y(t)$ diverge per $t \geq 0$.

Dato che la perturbazione $u(t)$ all'ingresso, qualunque essa sia, è di durata finita, cioè costituita da modi che convergono a zero, è evidente che la stabilità del sistema dipende dai modi della funzione di trasferimento $G(s)$ e quindi dai poli del sistema che corrispondono alle radici del polinomio caratteristico, ovvero al denominatore di $G(s)$.

Dalla teoria dei controlli automatici è noto che (Figura 1.1):

- per avere **stabilità asintotica** è necessario che tutti i poli di $G(s)$ stiano nel semipiano sinistro del piano complesso, cioè siano a parte reale negativa;
- per avere **stabilità semplice** è sufficiente che uno o più poli semplici di $G(s)$ abbiano parte reale nulla, quindi stiano sull'asse immaginario, mentre i restanti poli siano a parte reale negativa;

- per avere **instabilità** è sufficiente avere almeno un polo multiplo di $G(s)$ sull'asse immaginario, oppure a parte reale positiva e cioè che stia sul semipiano destro del piano complesso.

Nel caso di un sistema in retroazione, considerando un caso come quello riportato in Figura 1.2, ovvero a feedback unitario, se

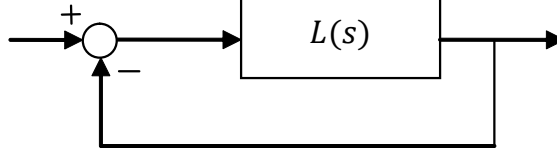


Figura 1.2: Sistema retroazionato a feedback unitario

$$L(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

allora la funzione di trasferimento del sistema risulta essere

$$A_f(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{N(s)}{N(s) + D(s)}$$

per cui il polinomio caratteristico del sistema corrisponde a $\chi(s) = N(s) + D(s)$. La teoria dei controlli automatici fornisce una serie di criteri per caratterizzare la stabilità di un sistema retroazionato a partire dallo studio del guadagno d'anello che è definito come il prodotto tra il guadagno del sistema in catena aperta (A) e il tasso di retroazione (β). Infatti, si consideri un sistema come quello in Figura 1.3,

$$G(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)}$$

e quindi i poli del sistema sono dati dagli zeri di $1 + A(s)\beta(s)$, dove per l'appunto il guadagno d'anello è $T(s) = A(s)\beta(s)$.

I due criteri più largamente in uso sono: il criterio di Nyquist ed il criterio di Bode.

1.1.1 Criterio di stabilità di Nyquist

Il criterio di stabilità di Nyquist permette di determinare la stabilità del sistema analizzando l'andamento del guadagno d'anello sul piano di Nyquist ovvero rappresentando $T(j\omega)$ sul piano complesso per $\omega = [-\infty; +\infty]$.

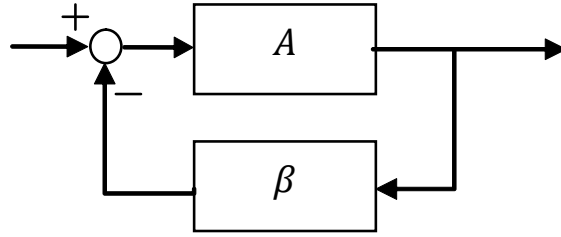


Figura 1.3: Sistema retroazionato generico

Il criterio di Nyquist è una diretta applicazione del **principio dell'argomento** (Lemma di Cauchy) secondo il quale, data una generica funzione di variabile complessa

$$F(s) = \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{i=1}^n (s - p_i)}$$

ed una qualunque curva chiusa Γ nel piano complesso, facendo percorrere alla variabile complessa s di $F(s)$ la generica curva Γ in senso orario e definendo:

- N_{or}^F numero di rotazioni orarie intorno all'origine di $F(s)$;
- $N_{z\Gamma}^F$ numero di zeri interni alla curva Γ ;
- $N_{p\Gamma}^F$ numero di poli interni alla curva Γ ;

si ha sempre

$$N_{or}^F = N_{z\Gamma}^F - N_{p\Gamma}^F.$$

Presa quindi una curva chiusa Γ che si estende infinitamente entro tutto il semipiano destro del piano complesso e posto

$$F(s) = 1 + T(s)$$

cioè pari al denominatore della funzione di trasferimento $G(s)$ del sistema retroazionato, si avrà

$$N_{or}^F = N_{zd}^F - N_{pd}^F$$

dove N_{zd}^F e N_{pd}^F corrispondono rispettivamente al numero di zeri e poli nel semipiano destro di $F(s) = 1 + T(s)$. Risulta evidente che gli zeri di $F(s)$ corrispondono ai poli di $G(s)$ mentre i poli di $F(s)$ corrispondono a quelli di $T(s)$.

Si può quindi affermare che

$$N_{pd}^{AC} = N_{pd}^{AA} + N_{or}^F$$

dove AC sta per Anello chiuso, AA sta per anello aperto e N_{or}^F identifica il numero di rotazioni in senso orario attorno all'origine di $F(s)$.

Dato che $F(s) = 1 + T(s)$, piuttosto che valutare le rotazioni di $F(s)$ attorno all'origine, risulta più semplice valutare le rotazioni di $T(s)$ attorno al punto $(-1, 0)$. Quindi, secondo il criterio di stabilità di Nyquist, un sistema è stabile se

$$N_{aor-1}^T = N_{pd}^{AA}$$

dove N_{aor-1}^T identifica il numero di rotazioni antiorarie di $T(s)$ attorno al punto $(-1, 0)$.

Per cui, qualunque rotazione oraria introduce instabilità ad anello chiuso, le rotazioni antiorarie invece compensano l'instabilità ad anello aperto.

1.1.2 Criterio di stabilità di Bode

Il criterio di stabilità di Bode è basato sempre sull'analisi di $T(s)$ ed ha, come fondamenti teorici, gli stessi principi utilizzati nel criterio di Nyquist. A differenza di quest'ultimo introduce dei parametri (margini) che garantiscono una “buona” stabilità.

Secondo il criterio di Nyquist un sistema è certamente stabile se il suo guadagno d'anello riportato sul piano complesso non circonda il punto $(-1, 0)$, come è riportato in Figura 1.4, in questo caso il criterio di Bode definisce due grandezze che indicano quanto $T(s)$ è “distante” dall'instabilità.

Tali grandezze sono:

- **Margine di guadagno** - corrisponde al valore GM riportato in Figura 1.4, ed è definito come il reciproco del guadagno che si dovrebbe dare a $T(s)$ per far passare la curva sul punto $(-1, 0)$ portando quindi il sistema al limite

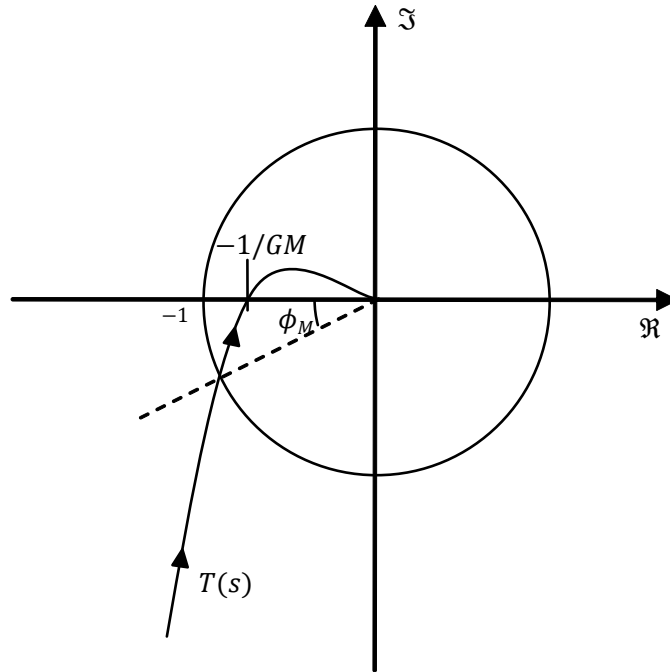


Figura 1.4: Margine di fase e di guadagno. Criterio di Bode

della stabilità.

Risulta evidente che qualunque punto di $T(s)$ con parte immaginaria nulla e parte reale negativa ha fase pari a -180° , per cui il margine di guadagno è anche definito come il reciproco del modulo di $T(s)$ nel punto in cui la fase è -180° .

$$GM = \frac{1}{|T(s)|} \Big|_{\angle T(s) = -180^\circ}$$

- **Margine di fase** - corrisponde al valore ϕ_M riportato in Figura 1.4 ed è pari alla rotazione di fase che sarebbe necessaria per portare $T(s)$ sul punto $(-1, 0)$ quindi al limite della stabilità.

Il margine di fase viene quindi sempre valutato nel punto di $T(s)$ in cui $|T(s)| = 1$ perciò è anche definito come

$$\phi_M = \angle T(s) \Big|_{|T(s)|=1} + 180^\circ$$

Poiché i margini che si ricavano dal criterio di Bode sono calcolati in due

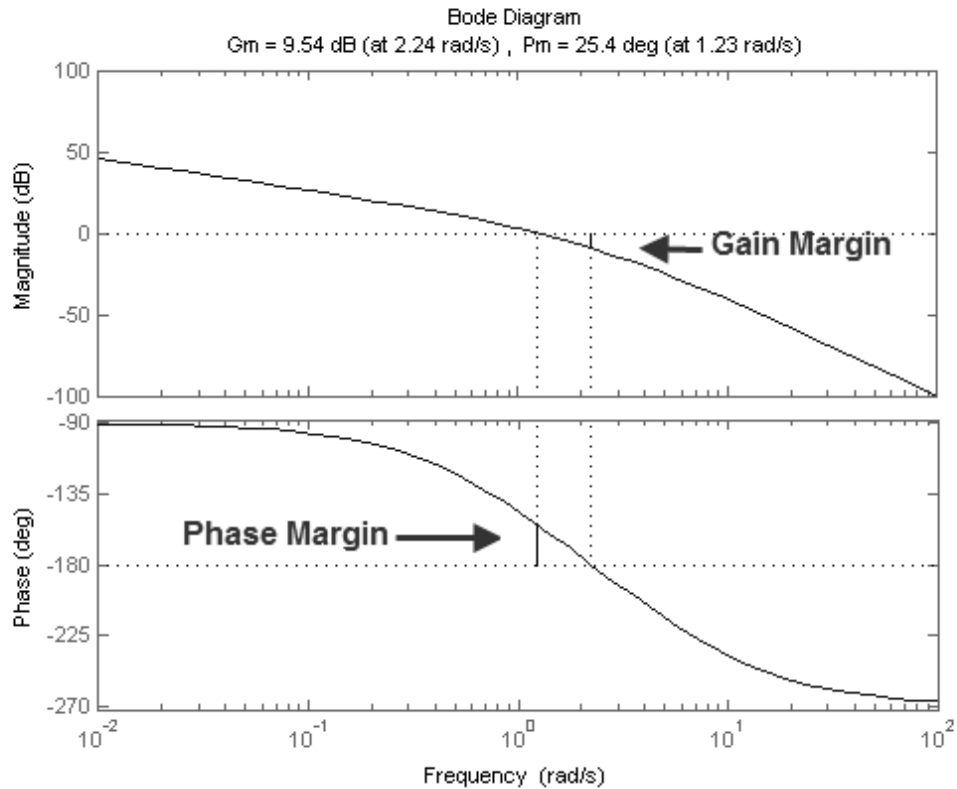


Figura 1.5: Diagramma di Bode. Modulo e fase.

condizioni differenti, fase -180° e modulo unitario, per l'analisi della stabilità col criterio di Bode risulta più semplice separare l'andamento della funzione complessa $T(s)$ in due grafici che ne riportano rispettivamente modulo e fase in funzione della frequenza (Figura 1.5).

I parametri forniti dal criterio di Bode solitamente vengono utilizzati come misura della condizione di stabilità di un sistema. Quindi, oltre a garantire la stabilità, attraverso questo criterio si cerca di quantificare il comportamento del sistema; imponendo ad esempio un determinato margine di fase è possibile modificare i modi del sistema in catena chiusa, spostando i poli nel semipiano sinistro più vicino o lontano dall'asse immaginario e quindi ottenendo transitori che nel tempo si estinguono più o meno rapidamente.

Applicabilità del criterio di Bode

Nella descrizione precedentemente riportata del criterio di stabilità di Bode non sono state prese in considerazione le condizioni che ne permettono l'applicabilità. L'uso del criterio di Bode infatti può essere considerato come un caso particolare del criterio di Nyquist. Solitamente la maggior parte dei sistemi in retroazione presentano guadagni d'anello tali per cui l'applicazione del criterio di Bode è sempre valida, quindi, data la sua semplicità, risulta essere il metodo più usato.

Secondo quanto riportato in [JH], il criterio di Bode è applicabile solo se:

- Il guadagno d'anello $T(s)$ del sistema presenta un'unica frequenza di attraversamento dei -180° ed un'unica frequenza di attraversamento per gli $0dB$. Inoltre, modulo e fase devono essere decrescenti per tutte le frequenze da quella di attraversamento per gli $0dB$ in poi.
- Nei sistemi in cui è presente un unico attraversamento di fase (-180°) ma sono presenti attraversamenti multipli a $0dB$, il sistema è da considerarsi stabile solo se, per le frequenze in cui $\phi = -180^\circ - n \cdot 360^\circ$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$) il modulo è inferiore a $0dB$ e il sistema in catena aperta è stabile.

Negli altri casi non è possibile applicare il criterio di stabilità di Bode e quindi è necessario ricorrere al criterio di Nyquist.

1.2 Regolatori lineari

I regolatori lineari sono dispositivi che rientrano nella categoria dei circuiti integrati per elettronica di potenza.

Il loro utilizzo ha lo scopo di mantenere all'uscita una tensione costante e inferiore rispetto a quella d'ingresso. Sono chiamati lineari poiché, a differenza di quanto accade per i convertitori DC/DC switching, la regolazione della tensione d'uscita avviene per mezzo di un dispositivo attivo, un transistor (BJT o MOSFET) in grado di comportarsi, in prima approssimazione, da resistore.

La tensione d'uscita è quindi ottenuta generando un'opportuna caduta di tensione ai capi del dispositivo attivo, tale caduta viene opportunamente controllata da un

sistema in feedback che misura la tensione d'uscita e la confronta con un riferimento interno costante variando quindi lo stato di polarizzazione del dispositivo attivo (Figura 1.6).

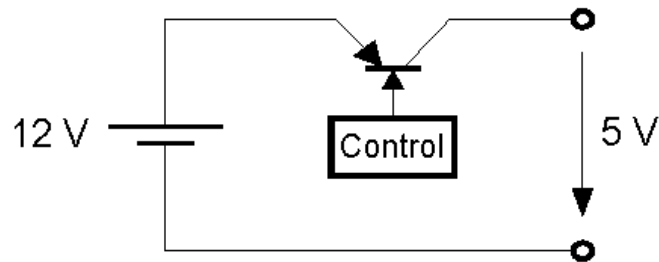


Figura 1.6: Regolatore lineare, schema di funzionamento di principio

Risulta evidente che i regolatori lineari abbiano un'efficienza limitata, soprattutto quando la caduta di tensione sul dispositivo attivo è elevata e quindi, a parità di corrente, la potenza che devono trasmettere è particolarmente elevata. Questi dispositivi risultano essere molto performanti nel mantenere costante la tensione d'uscita: a differenza dei regolatori switching DC/DC infatti non presentano alcun ripple all'uscita. Per tali caratteristiche, si è soliti utilizzarli in serie ai regolatori switching DC/DC, come riportato in Figura 1.7; il primo regolatore ha un drop elevato tra tensione di ingresso e uscita, mentre sul secondo, lineare, il drop tra tensione d'ingresso e uscita è molto basso per cui, a parità di corrente deve dissipare una potenza inferiore e riduce fortemente il ripple generato all'uscita dal regolatore DC/DC. Sono inoltre utilizzati in quelle applicazioni dove è richiesta un'alimentazione con rumore molto basso.

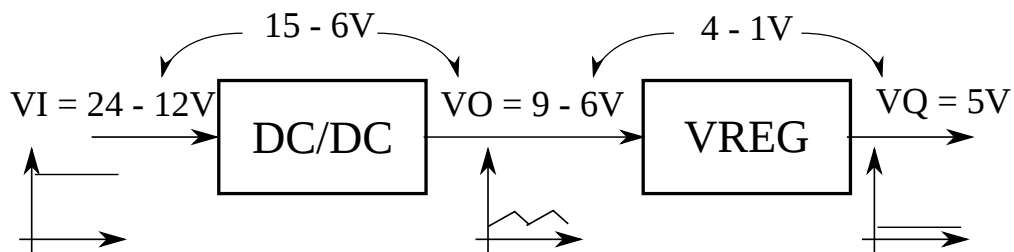


Figura 1.7: Utilizzo tipico di un regolatore lineare (VREG)

1.2.1 Struttura interna e funzionamento

In Figura 1.8 è riportata la struttura interna di base di un regolatore lineare. Lo schematico rappresenta le parti fondamentali che caratterizzano il funzionamento primario del regolatore.

La tensione d'uscita viene confrontata, per mezzo di un partitore resistivo, con un riferimento costante che (in prima approssimazione) è indipendente dal valore della tensione d'ingresso. Il segnale di controllo così generato è utilizzato per pilotare il pass element (tipicamente un BJT o un MOSFET).

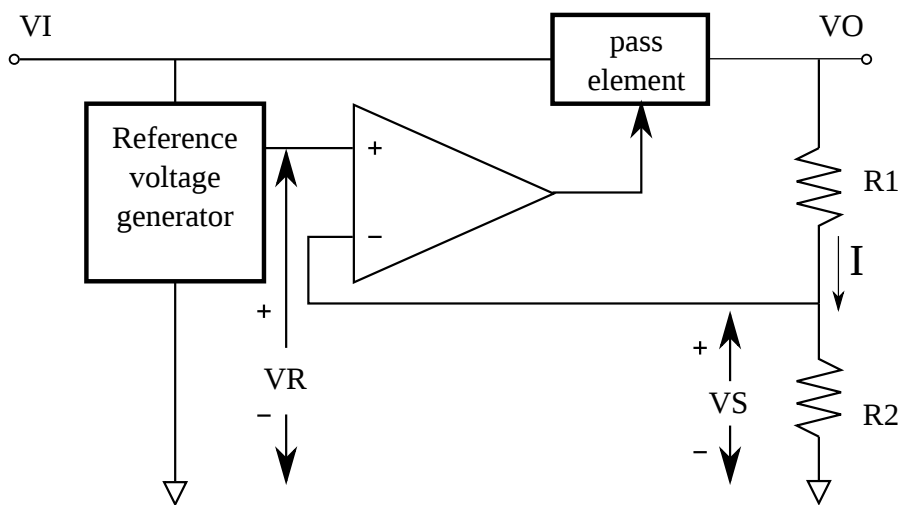


Figura 1.8: Struttura interna semplificata

Dallo schema (Figura 1.8) si ricava facilmente che, per il principio di massa virtuale $VS = VR$ quindi,

$$I = \frac{VR}{R2}$$

$$VO = VS + R1 \cdot I = VR \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) = VR \frac{R1 + R2}{R2}$$

ad esempio, per $R1 = R2$ e $VR = 2,5V$ si ottiene $VO = 5V$.

Il partitore resistivo all'uscita del dispositivo può essere integrato (nei dispositivi a tensione fissa) oppure può essere aggiunto esternamente per mezzo di componenti discreti (nei dispositivi a tensione variabile).

La struttura interna di un regolatore lineare è in realtà più complessa. Sono presenti infatti altri elementi i quali hanno differenti scopi e spesso introducono

ulteriori funzionalità al dispositivo (segnali d'abilitazione/disabilitazione, segnali di monitor dello stato).

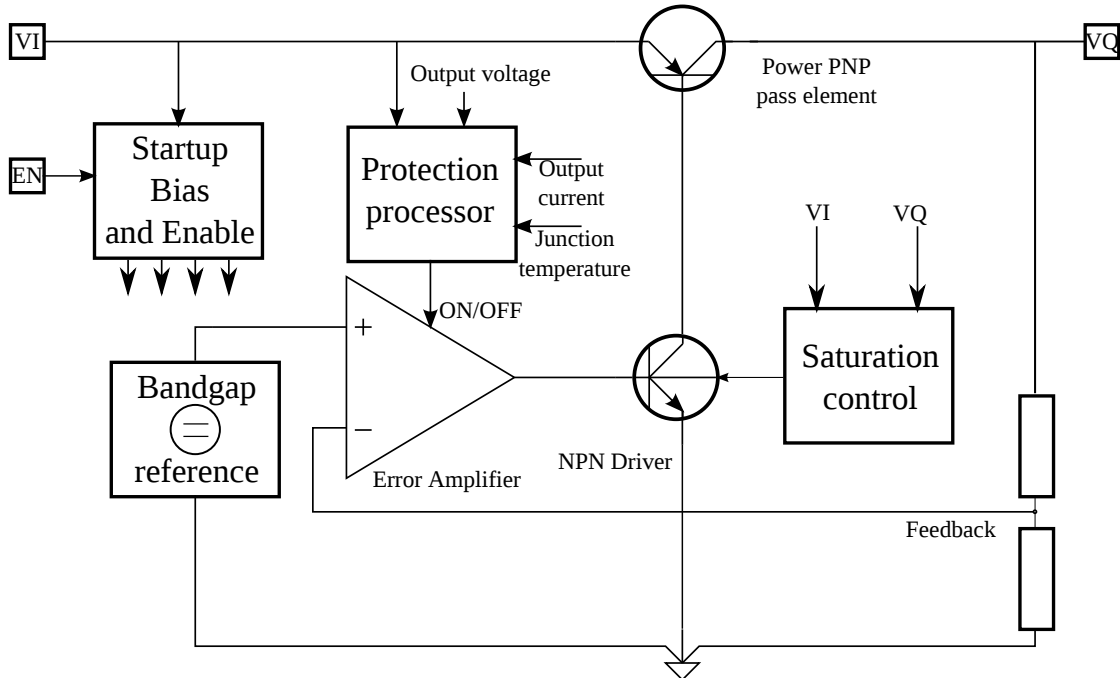


Figura 1.9: Struttura interna

Lo schema presente in Figura 1.9 presenta con maggior dettaglio la struttura del regolatore, in esso si possono riconoscere i seguenti blocchi:

1. **Startup, bias e Enable:** provvede a inizializzare e a polarizzare correttamente tutte le celle del dispositivo inoltre consente, tramite il segnale di Enable, di attivare o disattivare l'uscita del dispositivo.
2. **Bandgap, voltage reference:** è uno dei blocchi fondamentali e garantisce la presenza di un riferimento di tensione costante, indipendente da temperatura e tensione d'ingresso.
3. **Error Amplifier e Voltage Divider:** sono parte fondamentale dell'anello di retroazione che controlla il sistema quindi influiscono sulla stabilità. L'Error Amplifier è fondamentalmente una coppia differenziale mentre il Voltage Divider è solitamente un partitore resistivo, integrato oppure imposto esternamente.

4. **Driver e Power source:** sono rispettivamente il driver del pass element ed il pass element stesso. Il driver è presente per garantire la corrente necessaria al controllo del pass element.

5. **Protection processor e Saturation control:** costituiscono i blocchi di protezione del dispositivo. Il Protection processor protegge il dispositivo dalle sovratensioni in ingresso, dalle sovracorrenti in uscita e limita la massima temperatura operativa. In sostanza, misura le condizioni operative e invia gli opportuni segnali all'Error Amplifier in modo da correggere il comportamento del pass element ed evitare condizioni che porterebbero alla rottura del dispositivo.

Il Saturation control previene l'eccessivo assorbimento di corrente quando il dispositivo è in condizioni di tracking, ovvero la tensione di ingresso e uscita sono le stesse a meno della tensione di drop sul pass element.

Nei paragrafi successivi sono descritti alcuni di questi blocchi fondamentali.

Bandgap reference

Il Bandgap reference è una delle strutture fondamentali di molti circuiti integrati ed in particolar modo dei regolatori lineari. Il suo scopo è quello di generare un riferimento di tensione fisso indipendente da tensione d'alimentazione e temperatura.

Il suo funzionamento è basato sulla generazione di due grandezze che si muovono in maniera contrapposta all'aumento della temperatura: una grandezza è la V_{beon} di un BJT che decresce all'aumentare della temperatura, l'altra invece è una grandezza che dipende linearmente da V_T (tensione termica), la quale invece cresce all'aumentare della temperatura. Sommando queste due grandezze, opportunamente pesate, è possibile ottenere una tensione con bassissima dipendenza dalla temperatura (Figura 1.10).

Error amplifier e power source

L'Error Amplifier costituisce l'elemento chiave dell'anello di controllo della tensione d'uscita. Confronta la tensione all'uscita col riferimento fisso generato al bandgap,

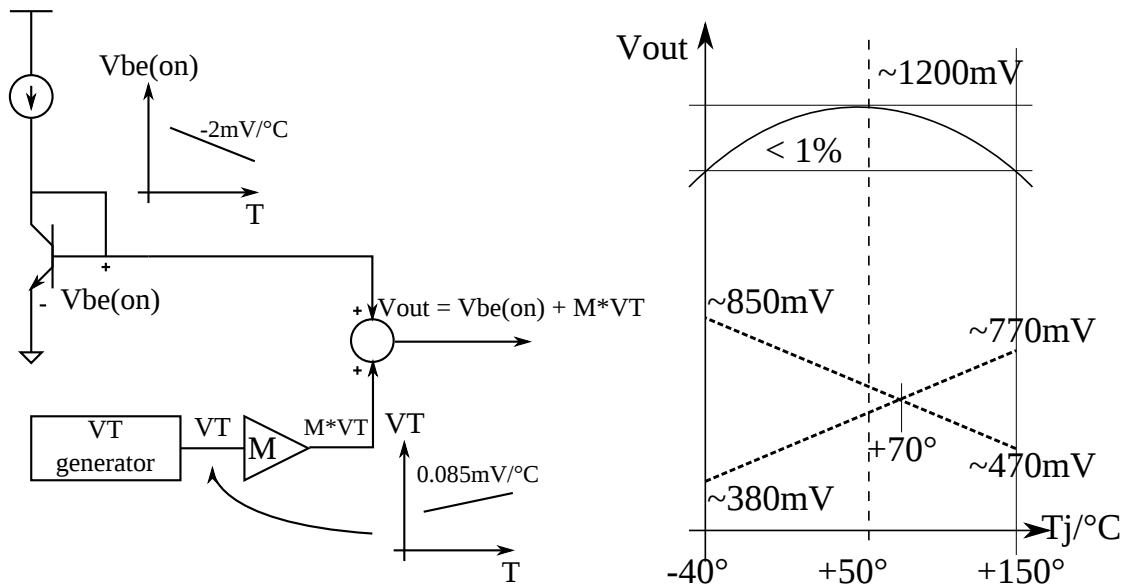


Figura 1.10: Principio di funzionamento del Bandgap reference

il risultato di tale confronto è quindi utilizzato per controllare il pass element. L'error amplifier è fondamentalmente costituito da una coppia differenziale, ad uno degli ingressi è collegata l'uscita del bandgap mentre all'altro è collegata l'uscita di partitore di sensing dell'uscita (Figura 1.11).

La tensione d'uscita dell'Error Amplifier controlla il pass element (o power source). Tale dispositivo è costituito da un driver che a sua volta controlla il vero dispositivo attivo che opera la regolazione della tensione d'uscita. Il dispositivo attivo (Figura 1.12) può essere di tipologie differenti:

- a BJT in configurazione darlington, che conduce facilmente molta corrente, ma ha un drop elevato ($V_{CE} + n \cdot V_{be}$);
- a MOS, anch'esso in grado di condurre parecchia corrente, ma con un drop pari a $I_Q \cdot R_{ON}$;
- a singolo BJT, il quale garantisce un drop molto piccolo che è infatti pari alla sola V_{CE} . Tale configurazione è quella che caratterizza gli **LDO** ovvero i regolatori lineari a basso dropout.

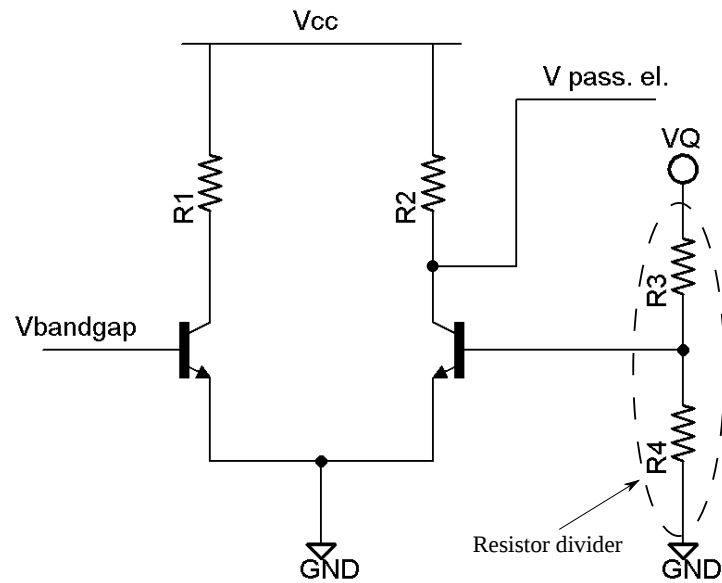


Figura 1.11: Schema concettuale dell'Error Amplifier

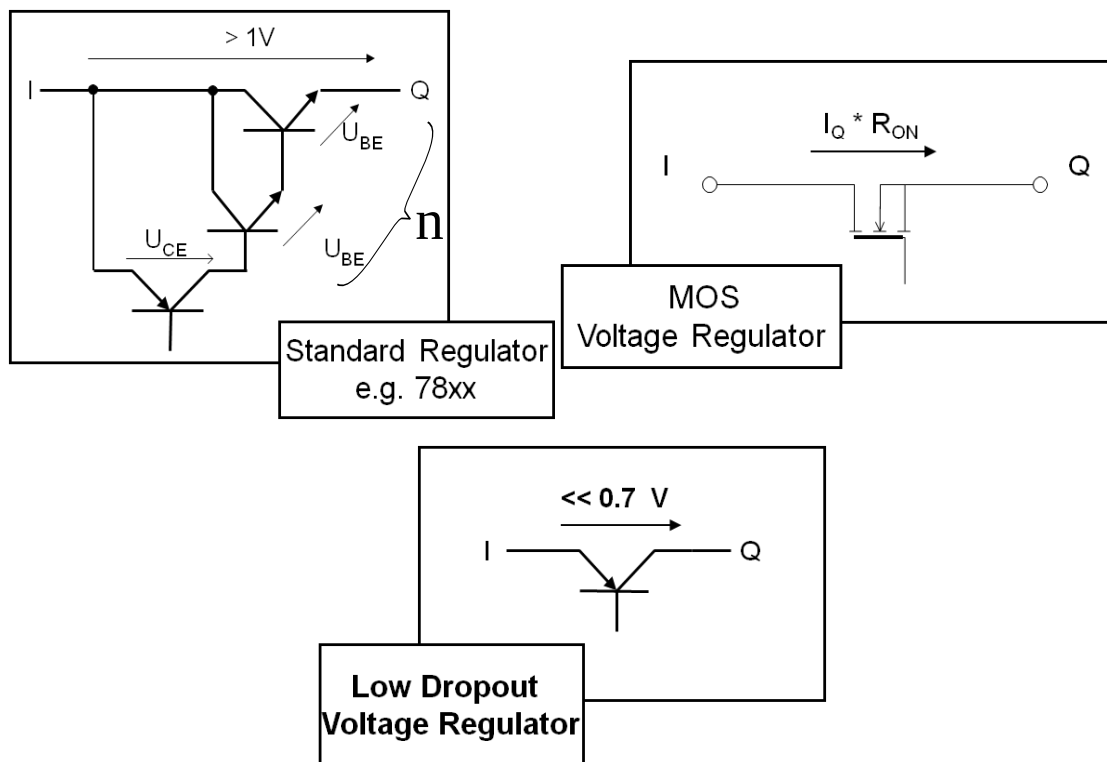


Figura 1.12: Tipologie di elemento attivo

1.2.2 Fattori che influiscono sulla stabilità di un regolatore lineare

Come accade per ogni sistema in feedback, i parametri che ne garantiscono la stabilità sono da ricercare all'interno dell'anello di retroazione.

Anche nel caso dei regolatori lineari, come si può vedere facilmente in Figura 1.8, è presente un anello di feedback che controlla la dinamica del dispositivo.

In Figura 1.13 è riportata la stessa struttura in cui sono messi in risalto i nodi e gli elementi del sistema che influiscono sul feedback: pass element, carico applicato all'uscita e reistor divider, Error Amplifier e rispettiva impedenza d'uscita.

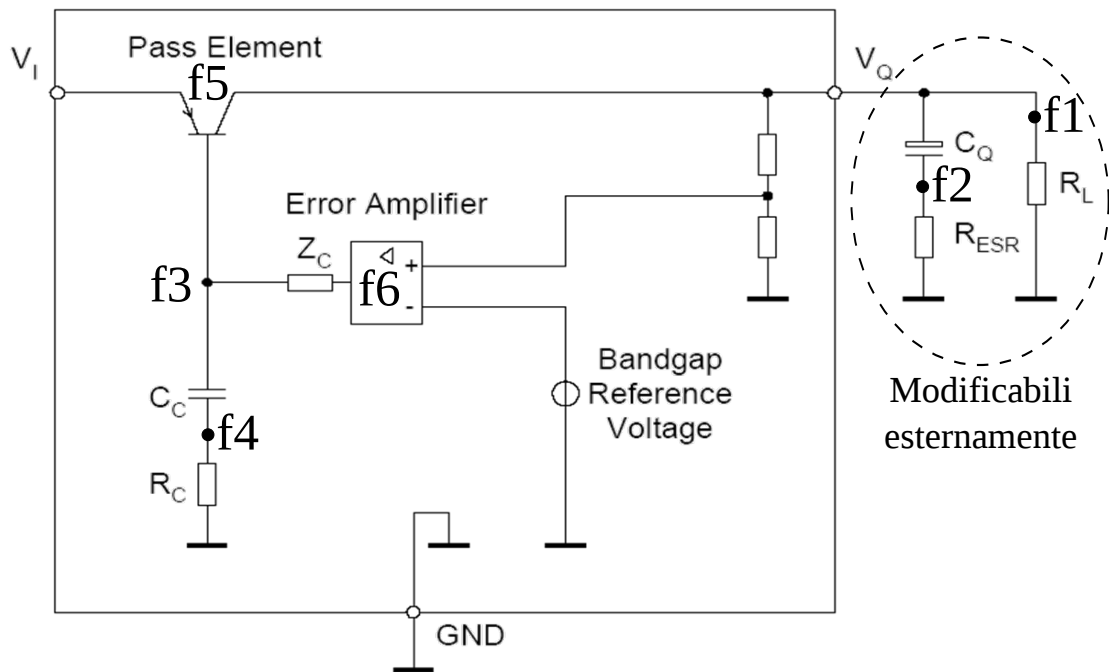


Figura 1.13: Struttura che mette in risalto gli elementi da cui dipende la stabilità del sistema

La seguente tabella riporta l'effetto causato da ogni nodo dell'anello di feedback sul guadagno d'anello:

Frequenza	Tipo	Valore tipico
$f1 = \frac{1}{2\pi(R_L + R_{ESR})C_Q}$	passa basso (polo)	$1KHz...10KHz$

$f2 = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_Q}$	passa alto (zero)	$1KHz...10KHz$
$f3 = \frac{1}{2\pi C_C Z_C}$	passa basso	$1KHz...10KHz$
$f4 = \frac{1}{2\pi C_C R_C}$	passa alto	$100KHz$
$f5$: limite di banda del pass element	passa basso	$100KHz$
$f6$: limite di banda dell'Error Amp	passa basso	$200KHz$

In base a quanto riportato risulta quindi evidente che nella stabilità ha un ruolo fondamentale l'impedenza applicata all'uscita del dispositivo. Tale impedenza può essere considerata come il parallelo tra: l'impedenza di carico, che a parità di tensione d'uscita è determinata dalla corrente di carico e l'impedenza del condensatore d'uscita in serie alla ESR.

In particolar modo quest'ultima impedenza gioca un ruolo fondamentale nella determinazione della stabilità. Infatti, tale impedenza introduce uno zero nel guadagno d'anello, al variare del valore di ESR tale zero si viene a trovare a differenti pulsazioni con effetti differenti sul margine di fase (Figura 1.15).

Solitamente, sapendo che qualunque condensatore è affetto dalla presenza di una resistenza serie parassita, si progetta il regolatore in modo tale da dover poi aggiungere esternamente una resistenza in serie alla capacità d'uscita per garantire determinati margini di stabilità. In tal modo la resistenza serie da applicare ha un valore che è almeno un ordine di grandezza maggiore rispetto alla resistenza serie parassita del condensatore, perciò il peso della resistenza parassita (che tipicamente è ignoto) risulta influente sul valore totale. Altrimenti, si progetta il regolatore in modo che sia stabile anche per un range di ESR da quasi nullo a qualche Ohm in modo da non dover introdurre la resistenza in serie al condensatore.

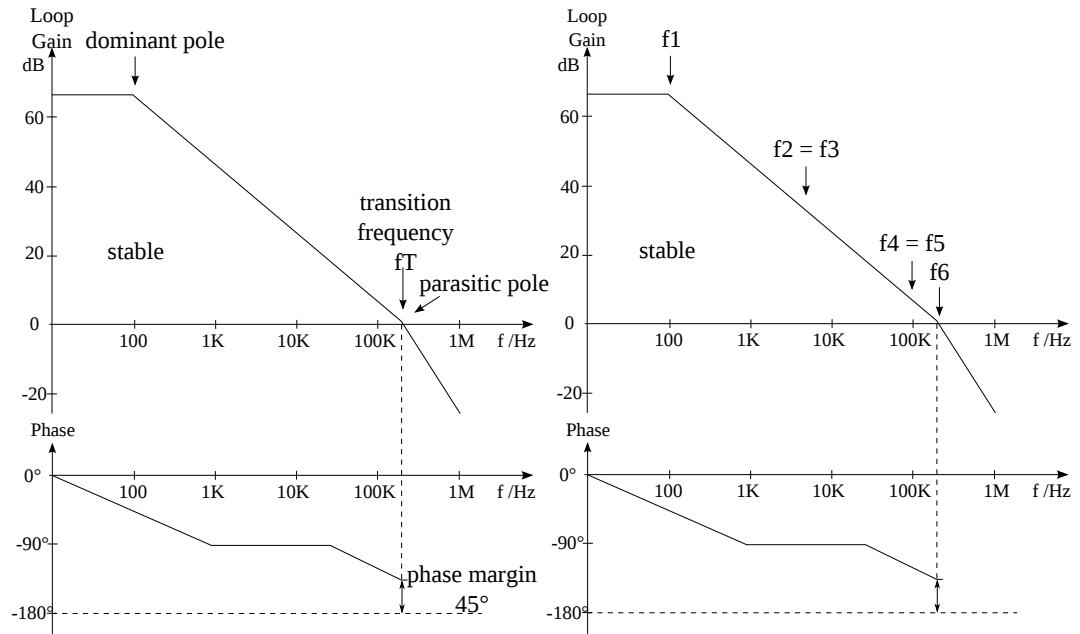


Figura 1.14: Andamento tipico del guadagno d'anello di un regolatore lineare (stabile)

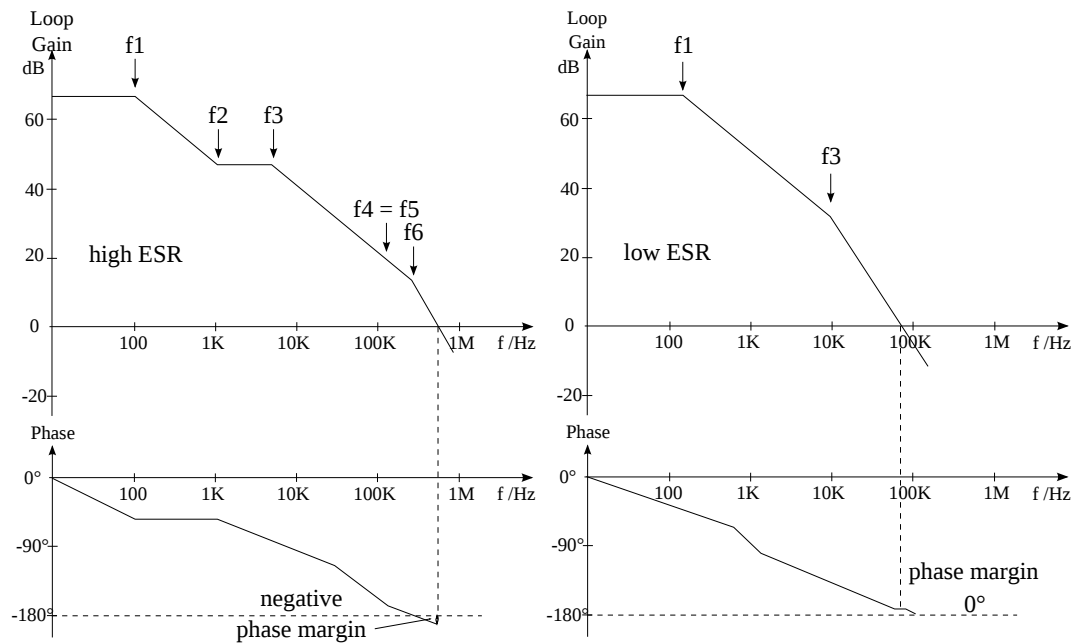


Figura 1.15: Variazione del guadagno d'anello di un regolatore lineare in funzione della variazione della ESR

Come si vede nella Figura 1.15, per valori troppo bassi di ESR il margine di fase risulta essere troppo piccolo e la situazione analoga accade quando la ESR assume valori troppo elevati. Per tale motivo, l'analisi della stabilità per un regolatore lineare produce per ogni valore di corrente di carico, delle coppie di valori di ESR che corrispondono al minimo ed al massimo valore che può assumere la ESR per avere stabilità.

Riportando questi valori su un grafico, in funzione della corrente di carico, si ottiene un'area entro la quale la stabilità è garantita, tale area prende il nome di tunnel di stabilità (Figura 1.16).

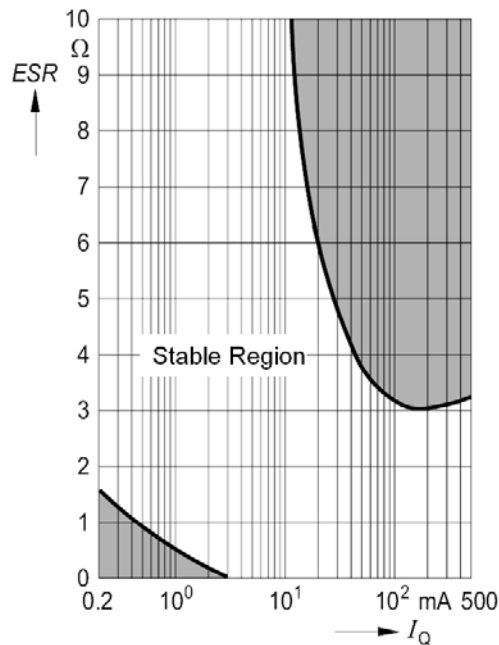


Figura 1.16: Tunnel di stabilità

L'andamento del guadagno d'anello del sistema e di conseguenza anche la stabilità dello stesso, dipende inoltre dalla tensione di alimentazione e quindi dal drop applicato al dispositivo attivo. Infatti una differente tensione di alimentazione, al pari della corrente di carico, varia la polarizzazione del dispositivo attivo e quindi la sua risposta dinamica. I tunnel ESR che di solito si trovano nei datasheet sono ottenuti considerando: o una determinata tensione di alimentazione dichiarata, oppure il caso peggiore ottenuto dalle misure a differenti tensioni di alimentazione.

1.3 Misura di stabilità dei regolatori lineari

Per verificare il corretto funzionamento di un regolatore, la misura di stabilità è una delle analisi fondamentali da condurre.

Ciò che si vorrebbe poter misurare è, in base a quanto esposto nei paragrafi precedenti, il guadagno d'anello del sistema. È noto, dalla teoria dei sistemi, che per poter misurare il guadagno d'anello è necessario annullare l'ingresso, interrompere il feedback, iniettare una grandezza nel punto di interruzione e calcolare il rapporto tra quest'ultima e l'uscita che si ottiene (Figura 1.17).

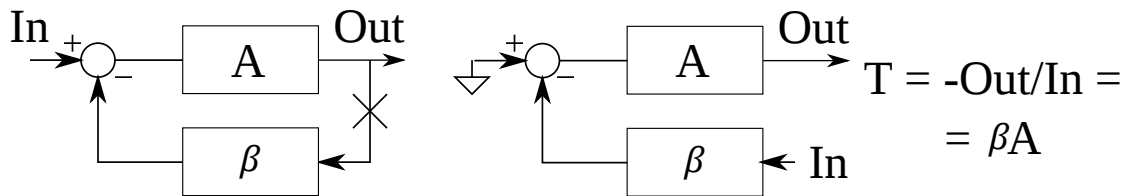


Figura 1.17: Misura del guadagno d'anello per un sistema retroazionato

Riprendendo in esame la struttura del regolatore (Figura 1.8) risulta evidente che, per poter misurare il guadagno d'anello del sistema sarebbe necessario poter interrompere il collegamento tra uscita (VQ) ed $R1$. Questo tipo di operazione è quindi effettuabile solamente in quei regolatori che hanno il resistor divider esterno e quindi presentano i pin necessari all'apertura dell'anello di feedback.

È possibile analizzare la stabilità di un regolatore ricorrendo a metodi che si possono considerare non invasivi, poiché non prevedono di interrompere l'anello di feedback. Il metodo più semplice e finora usato ricava le informazioni sulla stabilità analizzando la risposta nel tempo del sistema ad uno stimolo a gradino (**load step response**). Il lavoro condotto in questa tesi prevede invece di implementare e verificare la validità di un metodo differente, basato sulla misura delle impedenze di uscita e carico del dispositivo (**impedance criterion**).

La necessità di cambiare il criterio d'analisi della stabilità deriva dal fatto che il metodo load step è molto oneroso in termini di tempo e a volte può causare problemi di interpretazione dei risultati, motivo per cui risulta essere non automatizzabile.

1.3.1 Metodo Load step

Il metodo load step si basa sull'analisi della risposta a gradino del sistema. L'idea è quella di inviare uno stimolo a gradino in ingresso al sistema e in base a quanto misurato all'uscita, determinare il margine di fase del sistema stesso.

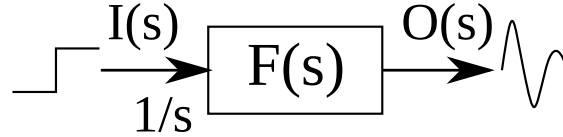


Figura 1.18: Load step

In questo tipo d'analisi viene fatta l'ipotesi che un regolatore di tensione possa essere considerato, in prima approssimazione, come un sistema del secondo ordine ([Geza][Gezb]).

In base a tale ipotesi quindi si può supporre che la funzione di trasferimento del sistema sia del tipo

$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

per cui la risposta al gradino è data da

$$\begin{aligned} \frac{O(s)}{I(s)} \frac{1}{s} &= \frac{K\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} = \\ &= \frac{K}{s} - \frac{K(s + \xi\omega_n)}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_n^2(1 - \xi^2)} - \frac{\frac{K\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\omega_n\sqrt{1-\xi^2}}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_n^2(1 - \xi^2)} \end{aligned}$$

antitrasformando e risolvendo alcuni passaggi matematici si ottiene

$$o(t) = K - \frac{K}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{\xi\omega_n t} \sin \left(\omega_n t \sqrt{1-\xi^2} + \arctan \left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi} \right) \right).$$

Tale andamento è di tipo ondulatorio smorzato come in Figura 1.19.

Quindi, dall'analisi del segnale nel tempo, è possibile ricavare il fattore di smorzamento (ξ) del sistema, il quale è direttamente legato al margine di fase. In particolare modo, si consideri di poter conoscere il valore di $o(t)$ negli istanti t_1, t_2, t_3 .

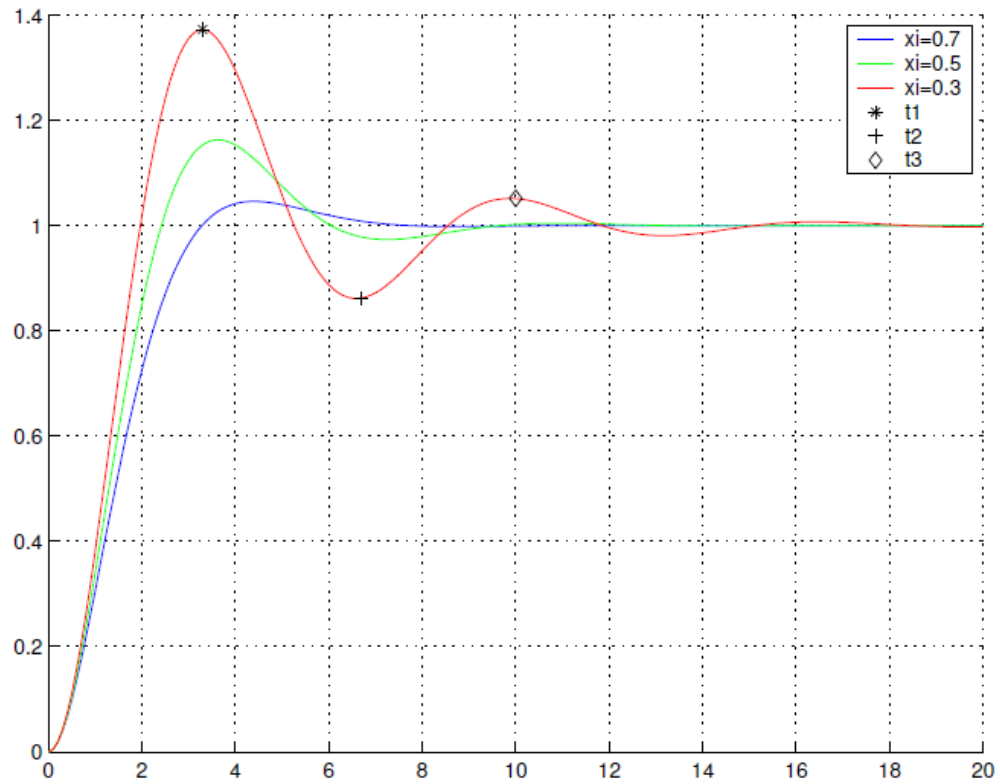


Figura 1.19: Andamento della risposta a gradino per un sistema del secondo ordine

Essi sono pari al valore che assume $o(t)$ quando $do(t)/dt = 0$ per cui dalla relazione precedente si ricava

$$\dot{o}(t) = \frac{K\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t)$$

la funzione si annulla quando il seno è nullo e quindi per

$$t_i = \frac{M\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \quad M \in \mathbb{Z}$$

quindi è possibile calcolare

$$\Delta = \frac{o(t_1) - o(t_2)}{o(t_3) - o(t_2)} = \dots = e^{\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \pi}$$

da cui si ricava

$$\xi = \frac{\ln(\Delta)}{\sqrt{\ln^2(\Delta) + \pi^2}}.$$

Considerando quindi che il sistema in esame sia a feedback unitario ($\beta(s) = 1$) ed abbia una funzione di trasferimento in catena aperta pari a

$$A(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s}$$

e quindi in catena chiusa pari a

$$G(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

cioè come nel caso precedente, allora, sapendo che il margine di fase va calcolato nel punto in cui $|T(s)| = 1$, si trova

$$|T(s)| = |A(s)\beta(s)| = \left| \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s} \right| = \left| \frac{\omega_n^2}{\sqrt{\omega^4 + 4\xi^2\omega_n^2\omega^2}} \right| = 1$$

$$\omega^2 = \omega_n^2(-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2 + 1})$$

da cui

$$\angle G(\omega) = -90^\circ - \arctan\left(\frac{\sqrt{-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2 + 1}}}{2\xi}\right)$$

e quindi

$$PM = \arctan\left(\frac{2\xi}{\sqrt{-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2 + 1}}}\right). \quad (1.1)$$

Di conseguenza, dal rapporto d'ampiezza tra i picchi della risposta al gradino del sistema, è possibile risalire al margine di fase del sistema stesso.

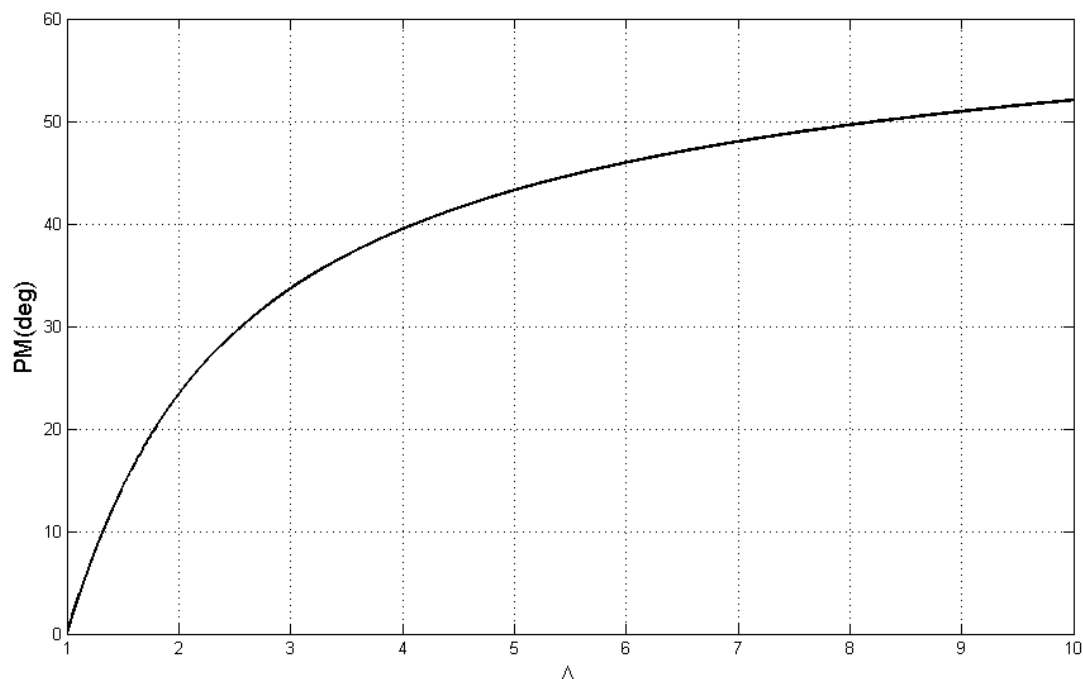


Figura 1.20: Margine di fase in funzione del rapporto tra i picchi di $o(t)$

Questo tipo di analisi è realmente implementata secondo lo schema riportato in Figura 1.21. La resistenza $RL1$ è il carico applicato al dispositivo e quindi impone il punto operativo entro tutta la durata dell'istante $T1$, mentre la resistenza $RL2$ è calcolata in modo tale da generare un gradino di corrente di $1mA$ di durata $T2$. L'uscita del dispositivo viene monitorata per mezzo di un oscilloscopio. Quando la resistenza $RL2$ viene portata a massa si crea lo stimolo a gradino (di corrente) e di conseguenza si ottiene la risposta (in tensione). La resistenza ESR viene fatta variare finché il rapporto tra i picchi del segnale d'uscita è pari a 2 che corrisponde ad un margine di fase di circa 23° . Questa operazione è svolta in differenti condizioni di carico, tensione di alimentazione e temperatura e per ogni condizione si ricerca il valore massimo e minimo di ESR che porta ad avere $PM \simeq 23^\circ$.

Dalle misure ricavate nelle diverse condizioni operative si ottiene poi il grafico del **tunnel ESR**.

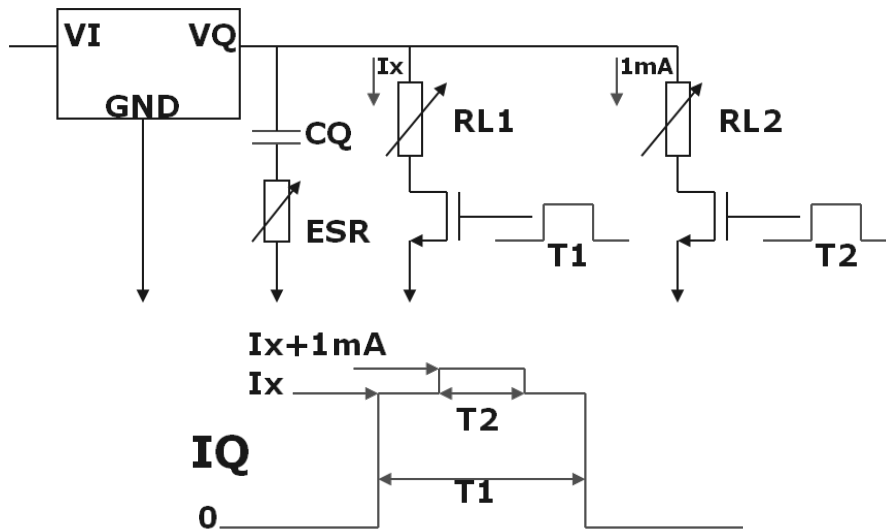


Figura 1.21: Metodo load step per la misura di stabilità al variare della ESR

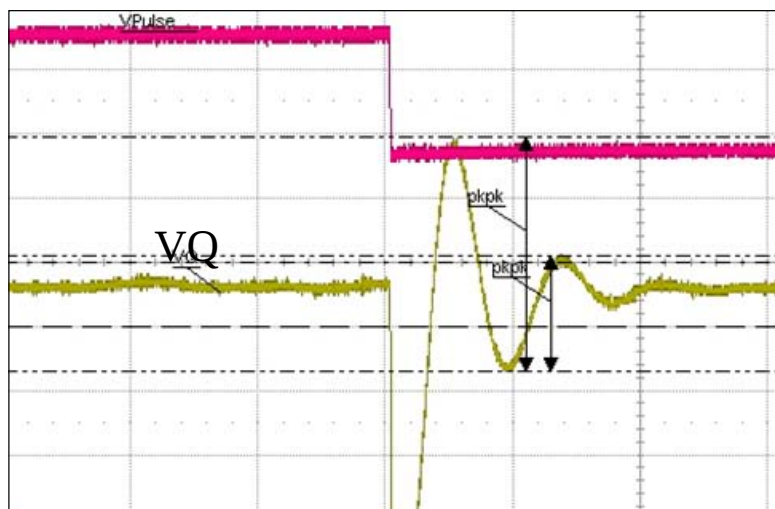


Figura 1.22: Esempio di misura di Load Step

1.3.2 Metodo a rapporto d'impedenza (impedance criterion)

Il metodo a rapporto d'impedenza, che costituisce l'argomento sviluppato in questo lavoro di tesi, analogamente al precedente prevede la possibilità di determinare la stabilità di un regolatore di tensione in modo non invasivo e cioè senza avere la necessità di interrompere l'anello di feedback per effettuare la misura.

Come ampiamente riportato in letteratura ([CMW] [YP]) questo metodo è basato sul seguente ragionamento: un qualunque regolatore di tensione ("visto" dal carico) può essere rappresentato come in Figura 1.23

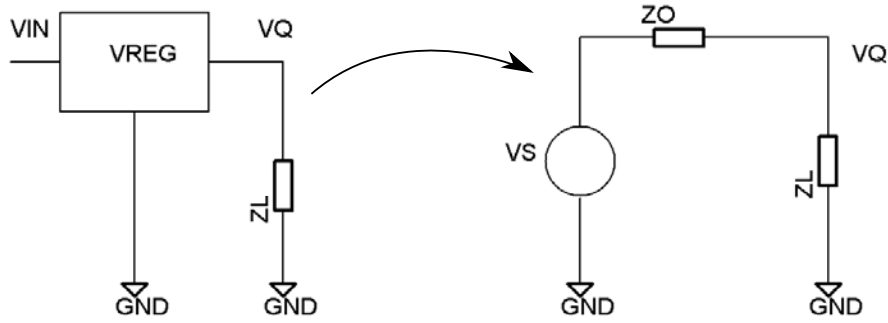


Figura 1.23: Modello visto al carico del regolatore di tensione

dove Z_O è l'impedenza d'uscita del regolatore e Z_L è l'impedenza di carico che è costituita da tutto ciò che è collegato dal nodo V_Q verso massa. Da questo modello equivalente, si ricava facilmente che

$$V_Q = V_S \frac{Z_L}{Z_O + Z_L} = V_S \frac{1}{1 + Z_O/Z_L}$$

quindi, la funzione di trasferimento che lega V_S e V_Q è

$$\frac{V_Q}{V_S} = \frac{1}{1 + Z_O/Z_L}.$$

Il risultato appena ottenuto risulta analogo alla funzione di trasferimento che si avrebbe per un sistema retroazionato con guadagno in catena aperta unitario ($A = 1$) e tasso di retroazione pari a $\beta = Z_O/Z_L$ (Figura 1.24).

Risulta quindi evidente che per questo sistema il guadagno d'anello è pari a Z_O/Z_L .

Quindi, secondo tale principio, è possibile studiare il comportamento dinamico di

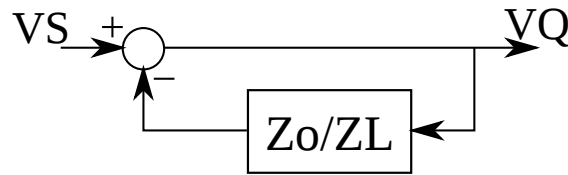


Figura 1.24: Modello in retroazione del regolatore di tensione

un regolatore di tensione al variare di quanto applicato all'uscita semplicemente analizzando il rapporto $T_m = Z_O/Z_L$ che tipicamente prende il nome di **minor-loop gain**.

Ad esempio è facile dedurre che per

$$|T_m| < 1$$

il sistema è sempre stabile. Sapendo che

$$T_m = \frac{Z_O}{Z_L}$$

$$|T_m| < 1 \quad \text{se} \quad |Z_O| < |Z_L|$$

quindi, condizione sufficiente per avere la stabilità del sistema è che l'impedenza d'uscita del regolatore sia sempre più piccola di quella di carico. Questo tipo di condizione di stabilità prende il nome di **criterio di Middlebrook** ([Mid]) e risulta evidente che, pur garantendo la stabilità del sistema, richiede di soddisfare condizioni anche troppo restrittive. È possibile infatti che un sistema sia stabile anche se $|Z_O| \geq |Z_L|$, in tal caso è necessario ricorrere ad altri criteri come ad esempio quello di Bode o di Nyquist.

Come prima alternativa è facile pensare di utilizzare il criterio di Bode, è noto infatti che nella maggior parte dei casi esso risulta essere applicabile facilmente e fornisce oltretutto informazioni sui margini di stabilità che permettono di comprendere quale sarà l'evoluzione dinamica della tensione d'uscita del regolatore. Per poter applicare tale criterio è ovviamente necessario conoscere T_m (Modulo e Fase) e quindi è necessario poter misurare in maniera completa tale grandezza,

inoltre, facendo riferimento al paragrafo 1.1.2 (Applicabilità del criterio di Bode) è necessario che l'andamento di T_m soddisfi le condizioni di applicabilità del Criterio di Bode. Per i motivi appena citati è più semplice ricorrere al criterio di Nyquist il quale però, per sua natura, fornisce indicazioni relative alla sola stabilità o instabilità del sistema, ma non dà alcuna informazione sui margini di stabilità. In letteratura sono presenti differenti estensioni del criterio di Nyquist ([AR]) che hanno come scopo quello di identificare delle condizioni per le quali una determinata curva sul piano di Nyquist soddisfi i margini di stabilità desiderati. Dato che queste soluzioni sono state trovate nel corso degli anni, si è passati dal ricercare delle condizioni particolarmente restrittive ma facili da misurare (ad es. il criterio di Middlebrook sopra esposto) fino ad ottenere condizioni sempre meno restrittive ma che richiedono l'utilizzo di apparecchiature o approcci alla misura sempre più complessi. Nei prossimi paragrafi vengono presi in esame alcuni di questi criteri.

Criterio GM/PM

Si supponga che T_m sia stabile secondo Nyquist e si voglia garantire un certo margine di guadagno (GM) ed un certo margine di fase (PM).

Il margine di guadagno è definito come il reciproco del modulo di T_m quando la fase è di -180° ovvero

$$GM = \frac{1}{|T_m|} \Big|_{\angle T_m = -180^\circ}$$

sul piano di Nyquist corrisponde al reciproco della distanza dall'origine (Figura 1.25), calcolato nel punto in cui T_m interseca l'asse reale nel semipiano sinistro. Quindi, qualunque guadagno d'anello che nel piano di Nyquist sta dentro un cerchio centrato sull'origine e di raggio $1/GM$ sicuramente soddisfa la condizione di margine di guadagno. Il criterio di Middlebrook costituisce un caso particolare di questa condizione, infatti è ciò che si otterrebbe per $GM = 1$ che corrisponde alla condizione limite per la stabilità.

Analogamente è noto che il margine di fase è definito come la distanza, in gradi, tra la fase di T_m e -180° nel punto in cui T_m ha modulo unitario, ovvero

$$PM = 180^\circ - \angle T_m|_{|T_m|=1}$$

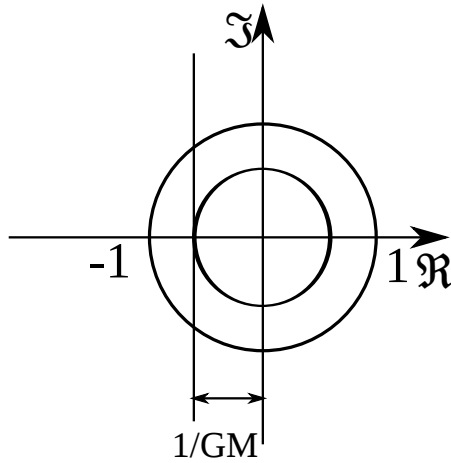


Figura 1.25: Margine di guadagno sul piano di Nyquist

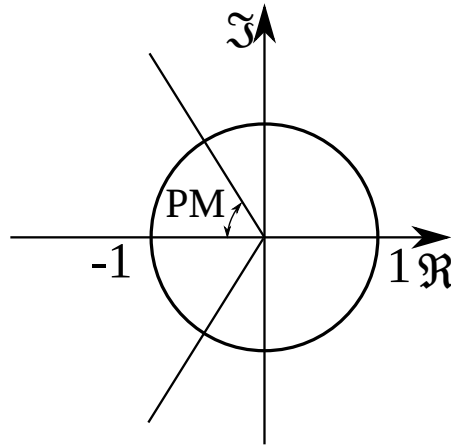


Figura 1.26: Margine di fase sul piano di Nyquist

sul piano di Nyquist corrisponde all'angolo compreso tra l'asse reale e una delle due semirette uscenti dall'origine nella direzione del semipiano negativo (Figura 1.26).

Supponendo di avere per l'appunto dei limiti pari a GM e PM allora, la condizione sul margine di guadagno impone

$$|T_m| < \frac{1}{GM} \quad \left| \frac{Z_O}{Z_L} \right| < \frac{1}{GM}$$

mentre quella sul margine di fase impone

$$180^\circ - PM < \angle T_m < 180^\circ + PM$$

Tali condizioni, in accordo col criterio di stabilità di Nyquist, individuano nel semipiano sinistro del piano complesso due regioni all'esterno delle quali sono garantiti i margini desiderati (Figura 1.27).

Dall'unione delle aree libere si ottiene la Figura 1.28 che mostra la presenza di una regione proibita al di fuori della quale sono sicuramente garantiti i margini di fase e guadagno imposti.

Risulta evidente che tali condizioni restano comunque restrittive poiché escludono alcuni casi in cui sono garantiti i margini di stabilità anche se T_m entra nella regione proibita.

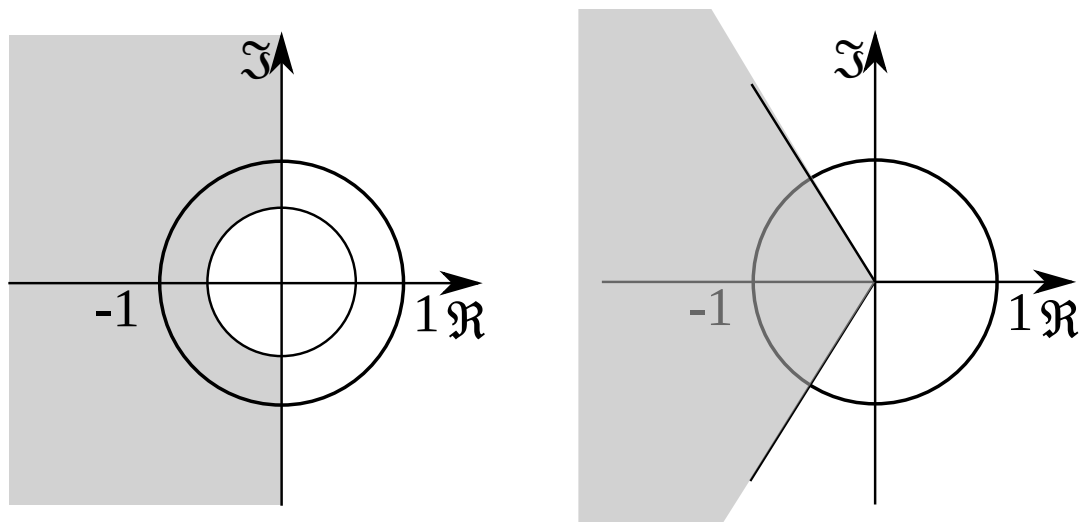


Figura 1.27: Regioni proibite generate dalle condizioni di stabilità

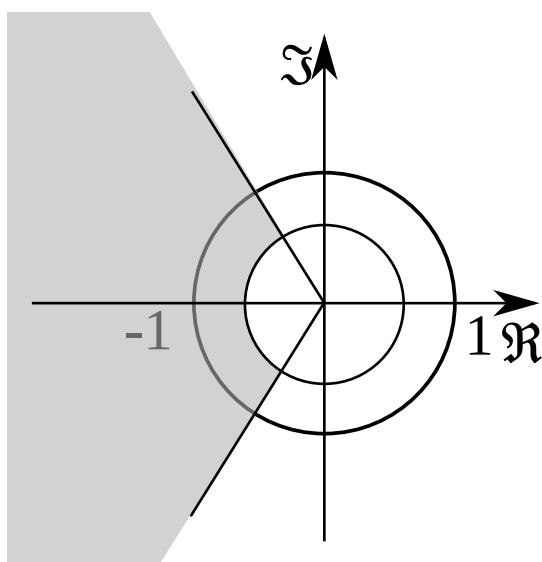


Figura 1.28: Regione proibita individuata dai margini di fase e guadagno

Opposing argument

Questo criterio di stabilità è una semplificazione del caso precedente che nasce dalla volontà di avere un metodo semplice con cui misurare le condizioni di margine desiderate.

Considerando le singole regioni proibite individuate dal criterio GM/PM, se si impone

$$\operatorname{Re}(T_m) \geq -\frac{1}{GM}$$

si ottiene la regione proibita in Figura 1.29

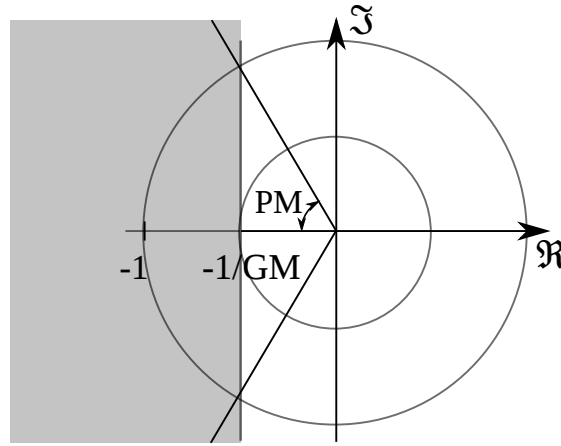


Figura 1.29: Regione proibita per il criterio opposign argument

dove il margine di guadagno è pari a GM mentre il margine di fase è

$$PM = \arccos\left(\frac{1}{GM}\right)$$

Si supponga ora di poter iniettare una corrente i_p come in Figura 1.30.

Le impedenze Z_O e Z_L sono rispettivamente pari a

$$Z_O = \frac{v_o}{i_o}$$

$$Z_L = \frac{v_o}{i_L}$$

quindi

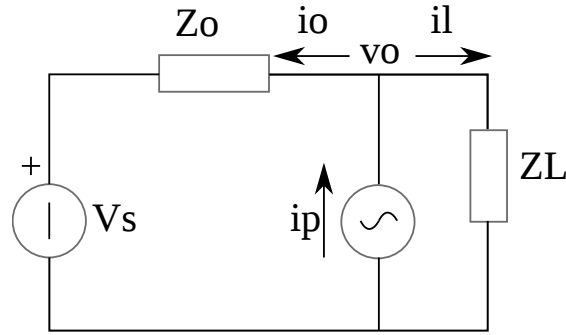


Figura 1.30: Configurazione per la misura del margine di stabilità

$$T_m = \frac{i_L}{i_o}$$

sapendo che $i_o = i_p - i_L$

si ricava facilmente

$$T_m = \frac{i_L}{i_p - i_L} \geq -\frac{1}{GM} \quad \Rightarrow \quad (GM - 1) \cdot |i_L| \leq |i_p|$$

ad esempio, per $GM = 2$ ($PM = 60^\circ$) la condizione è pari a

$$|i_L| \leq |i_p|$$

quindi, noto $|i_p|$ e potendo misurare $|i_L|$ è possibile garantire i margini di stabilità semplicemente verificando che al variare della frequenza sia valida la precedente disuguaglianza.

Maximum Peak Criterion

Il maximum peak criterion è basato sulla determinazione di margine di fase e guadagno, imponendo un valore massimo di picco a

$$\left| \frac{V_O}{V_S} \right| = \left| \frac{1}{1 + T_m} \right|$$

il picco di tale funzione è pari a

$$M_s = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + T_m} \right|$$

con riferimento al piano di Nyquist quindi, imponendo una distanza minima dal punto $(-1, 0)$ è possibile imporre che M_s non superi un certo valore. Infatti si avrà

$$\max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + T_m} \right| \quad \text{per} \quad \min_{0 \leq \omega < \infty} |1 + T_m|$$

Preso allora un cerchio di raggio r centrato in $(-1, 0)$ (Figura 1.31), qualunque T_m (stabile) che passa all'esterno del cerchio sarà tale per cui

$$\min_{0 \leq \omega < \infty} |1 + T_m| \leq r$$

quindi

$$r = \frac{1}{M_s}$$

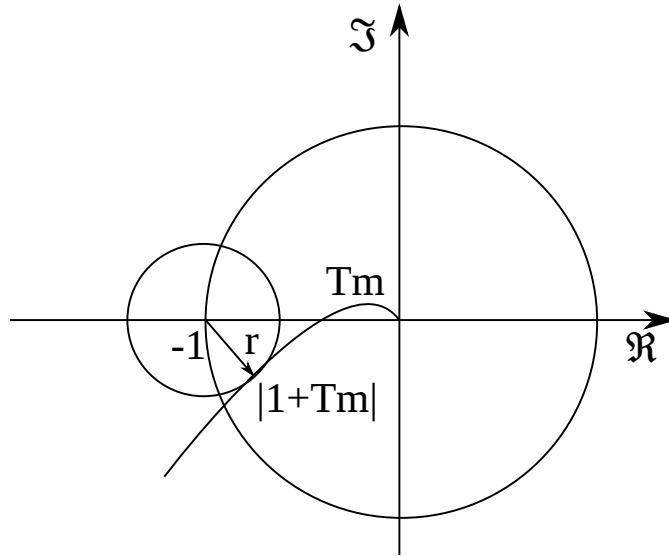


Figura 1.31: Principio d'origine del MPC

Imponendo una regione proibita di forma circolare e centrata in $(-1, 0)$ in realtà si stabiliscono dei margini di guadagno e fase che dipendono ancora una volta dal raggio r della circonferenza.

Con riferimento alla Figura 1.32 si ricava che

$$\begin{cases} GM = \frac{1}{1-r} \\ PM = \arctan\left(\frac{r \cdot \sqrt{4-r^2}}{r^2-2}\right) \end{cases}$$

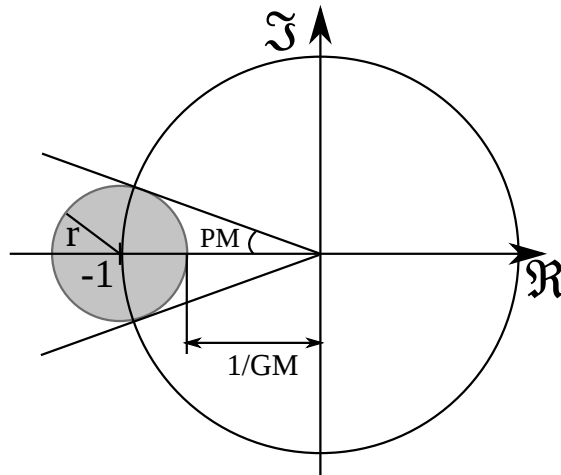


Figura 1.32: Regione proibita per maximum peak criterion

La formula ottenuta per GM è di facile intuizione, per quanto riguarda PM si procede col seguente ragionamento: PM è l'angolo tra l'asse reale e la semiretta uscente dall'origine che passa per il punto in cui il cerchio di raggio r interseca quello di raggio unitario quindi, mettendo a sistema le due circonferenze si ricava

$$\begin{cases} (x+1)^2 + y^2 = r^2 \\ x^2 + y^2 = 1 \end{cases}$$

$$y^2 = 1 - x^2 \quad \Rightarrow \quad x = \frac{r^2 - 2}{2}$$

quindi

$$y = \pm \frac{r \cdot \sqrt{4 - r^2}}{2}$$

da cui

$$\tan(PM) = \tan\left(\frac{y}{x}\right) = \tan\left(\frac{r \cdot \sqrt{4 - r^2}}{r^2 - 2}\right)$$

infine

$$PM = \arctan \left(\frac{r \cdot \sqrt{4 - r^2}}{r^2 - 2} \right)$$

per valori di r sufficientemente piccoli è possibile porre $PM \simeq \arcsin(r)$.

Qualunque T_m che soddisfi le condizioni del maximum peak criterion ha sicuramente un picco della funzione ad anello chiuso inferiore a $1/r$ ed un margine di fase non inferiore a PM .

Capitolo 2

Studio della stabilità al simulatore

Al fine di determinare un criterio valido per lo studio della stabilità dei regolatori lineari, sono state condotte delle analisi al simulatore attraverso le quali è stato possibile comprendere quale fosse la soluzione in grado di fornire i risultati migliori.

Tutte le simulazioni sono state effettuate con l'obiettivo di sfruttare il rapporto tra le impedenze di uscita e di carico del regolatore come elemento determinante per la stabilità. L'analisi al simulatore è stata inoltre condotta poiché in esso è permesso misurare tensioni e correnti in nodi e percorsi realmente non accessibili ed in condizioni che non possono essere sempre replicate nel caso reale.

Il primo approccio adottato è stato quello di trovare una correlazione tra l'andamento di T_m e quello del guadagno d'anello (T) del dispositivo, successivamente l'interpretazione dei risultati ha condotto l'analisi verso la comparazione tra quanto ottenuto tramite load-step e quanto invece ricavato attraverso il rapporto di impedenze.

Per l'analisi al simulatore è stato preso come dispositivo di riferimento il TLE4675 (Figura 2.1, [tle]) un regolatore lineare a tensione fissa (5V) e basso dropout (LDO) realizzato in tecnologia bipolare in cui il pass element è costituito da un transistor PNP.

Il datasheet riporta il tunnel di stabilità (Figura 2.2) che per questo dispositivo ha solo limite superiore di ESR. Oltre a tale riferimento sono presenti anche ulteriori misure condotte in fase di test del dispositivo a differenti temperature e

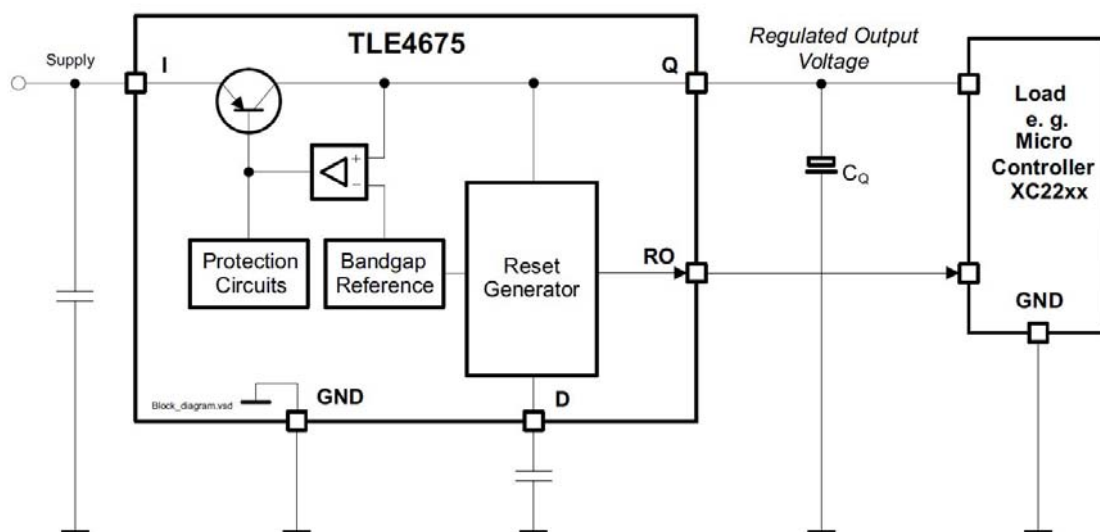


Figura 2.1: Struttura e pinout del TLE4675

Output Capacitor Series Resistor ESR_{CQ} vs. Output Current I_Q

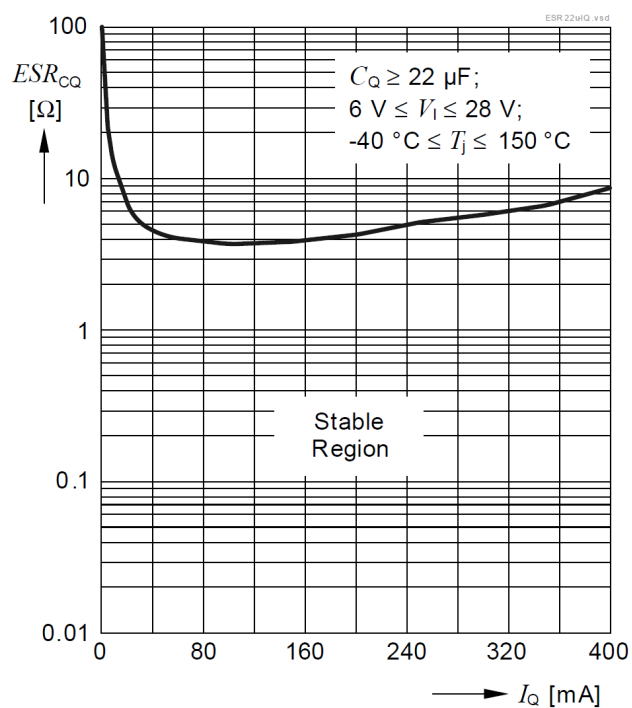


Figura 2.2: ESR tunnel del TLE4675

tensioni di alimentazione.

Per la misura del rapporto $T_m = Z_O/Z_L$ è stata utilizzata la configurazione riportata in Figura 2.3. Il generatore di tensione a rampa all'ingresso del dispositivo è stato utilizzato per risolvere alcuni problemi di convergenza dei risultati di simulazione poiché, vista la complessità del dispositivo, il simulatore non riesce a far convergere i risultati dell'analisi DC. Sfruttando invece l'analisi nel tempo, la tensione di alimentazione viene fatta salire lentamente finché non raggiunge il valore di regime e in tali condizioni il circuito viene linearizzato per l'analisi al piccolo segnale.

Con riferimento alle tensioni V_O e V_L riportate nello schema, è possibile ottenere facilmente il rapporto $T_m = Z_O/Z_L$ sapendo che

$$Z_O = \frac{V_O}{I_O} = -\frac{V_O}{I_L} \quad e \quad Z_L = \frac{V_L}{I_L}$$

quindi

$$T_m = -\frac{V_O}{V_L}$$

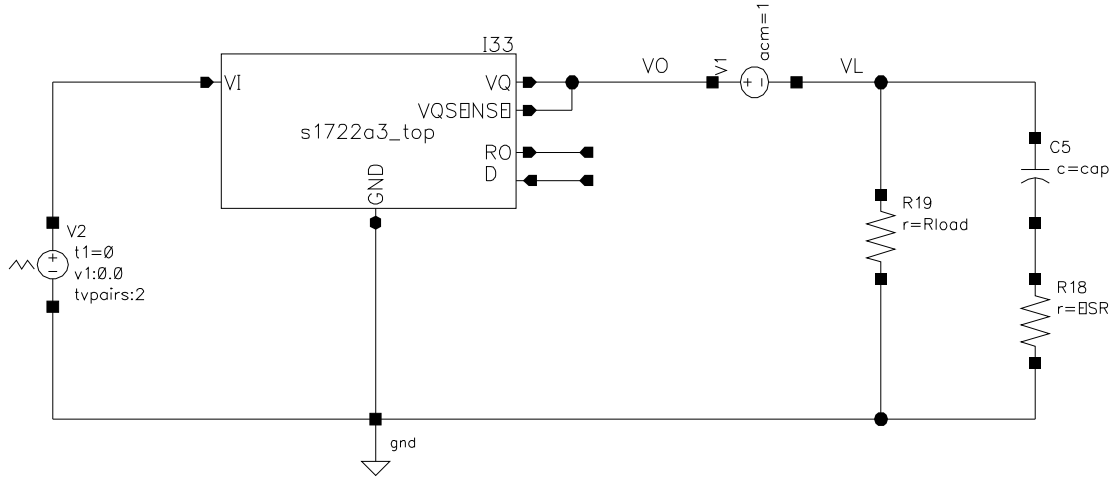


Figura 2.3: Configurazione circuitale per la misura di T_m

2.1 Comparazione tra Bode-loop gain e Minor-loop gain

Considerando che il guadagno d'anello è ciò che caratterizza la stabilità di un sistema, il primo tentativo fatto è stato quello di correlare tale grandezza con il minor-loop gain (T_m). Sostanzialmente si è cercata una corrispondenza tra margine di fase e guadagno di T e di T_m , con l'intento di trovare dei risultati analoghi. Tale ragionamento è giustificato dal fatto che in entrambe i casi T e T_m costituiscono un particolare guadagno d'anello del medesimo sistema, il primo (T) è il guadagno d'anello proprio, mentre il secondo (T_m) è ricavato dal ragionamento precedentemente esposto (Paragrafo 1.3.2).

Avendo a disposizione il dispositivo in forma "virtuale", l'anello di feedback è stato interrotto per mezzo di un generatore AC in serie in modo da aprire il feedback al piccolo segnale e non alterare la polarizzazione DC.

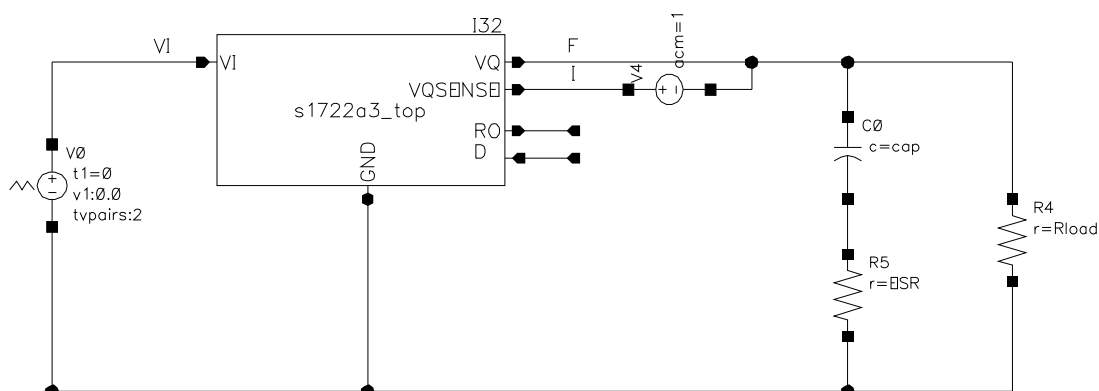


Figura 2.4: Configurazione circuitale per la misura di T

Con riferimento alla Figura 2.4, il pin $VQSENSE$ corrisponde al nodo a cui è collegato il partitore resistivo che determina la tensione d'uscita, quindi in prima approssimazione l'impedenza vista risulta molto elevata. Il guadagno d'anello T è quindi facilmente determinabile attraverso il rapporto $T = V_F/V_I$.

Le analisi sono state condotte tenendo fisse tensione di alimentazione ($V_{IN} = 13,5V$) e corrente d'uscita ($I_Q = 100mA$) e facendo variare l'ESR. La Figura 2.5 riporta l'andamento di T nelle condizioni sopracitate. Le linee rosse sono state poste allo scopo di evidenziare i valori chiave quali: l'attraversamento per $0dB$ e

l'attraversamento per $\pm 180^\circ$.

Analogamente in Figura 2.6 è riportato l'andamento di $T_m = Z_O/Z_L$ nelle medesime condizioni e con i medesimi riferimenti. Prestando attenzione all'andamento della fase, è possibile notare che in alcuni casi c'è una certa corrispondenza tra i risultati, mentre in altri casi questo non accade. Per comprendere quale possa essere il motivo di tale disparità è necessario riconsiderare quanto esposto nel paragrafo 1.1.2. Sia per quanto riguarda T che T_m per alcuni valori di ESR non è più possibile applicare il criterio di Bode, solitamente questo accade quando $|T|$ non è monotono.

Ad esempio, per $ESR \geq 11$ la fase di T passa due volte per 180° mentre in T_m sono presenti curve per le quali alla pulsazione in cui $\angle T_m = 180^\circ$ si ha $|T_m| > 0dB$.

Risulta evidente quindi che il criterio di Bode non è utilizzabile per definire quali siano i margini di stabilità a partire dalla conoscenza di T_m . Questo risultato costringe a rivalutare gli obiettivi da raggiungere nei confronti dell'analisi della stabilità poiché in queste situazioni non ha più senso definire margine di fase e di guadagno, se non utilizzando delle condizioni imposte sul diagramma di Nyquist. Considerando che le misure finora condotte riguardo la stabilità sono state effettuate attraverso il metodo load step, per rafforzare il precedente concetto sono state effettuate delle simulazioni di load step ed i risultati ricavati sono stati paragonati al margine di fase ricavato dal guadagno d'anello T . La seguente tabella riporta i risultati delle simulazioni, per la descrizione della simulazione di load step si rimanda al Paragrafo 2.2.3.

ESR (Ω)	Load-step PM	Bode-Loop PM
0, 1	17, 1°	18°
1	36, 4°	47, 1°
5	61, 8°	59, 2°
11	31, 4°	16, 9°
15	15, 9°	7, 7°
20	2, 4°	1, 3°

Risulta evidente il mismatch tra i risultati che si ha proprio in quei casi in cui non ci sono le condizioni per applicare il criterio di Bode.

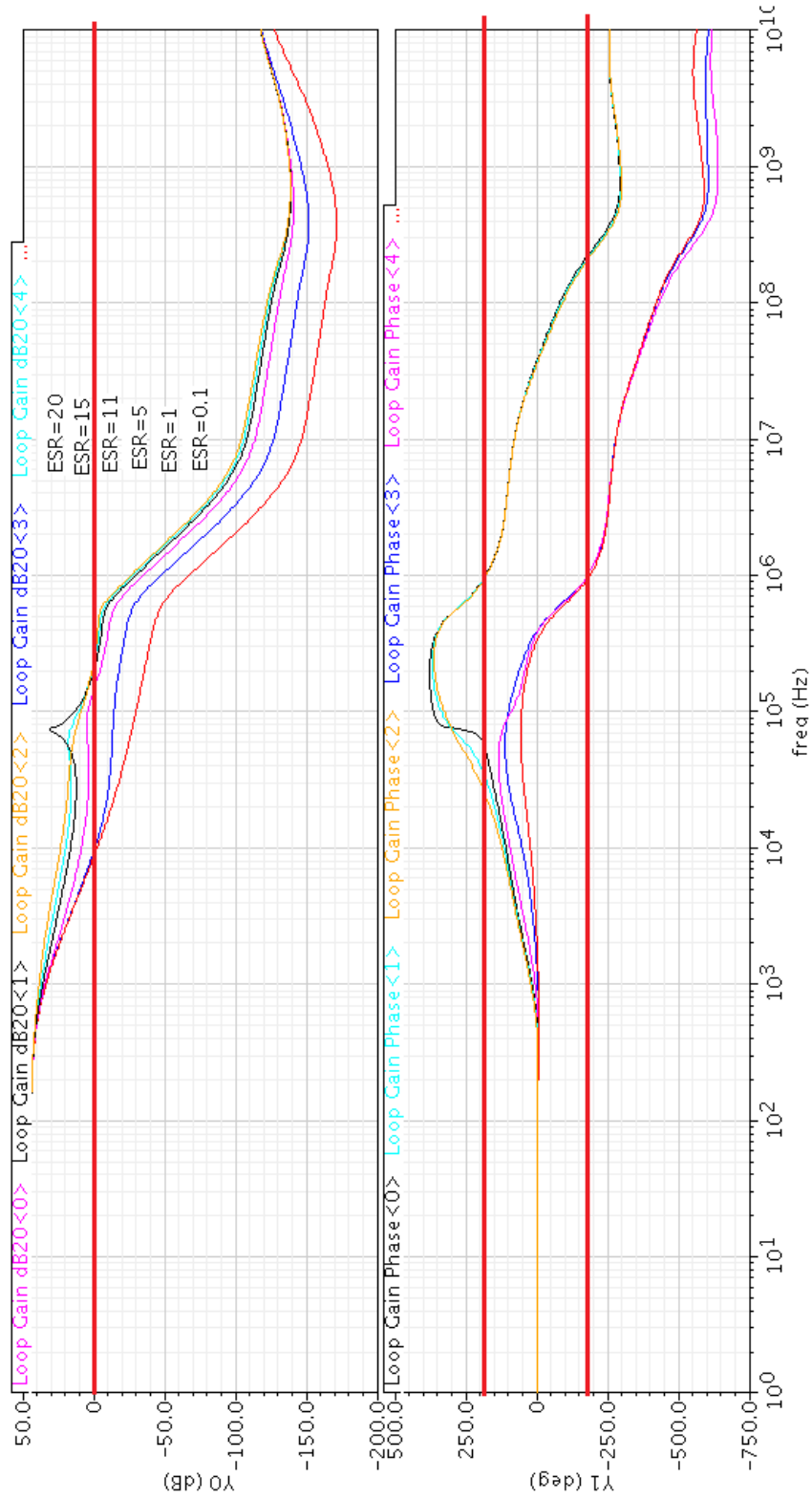


Figura 2.5: Guadagno d'anello @ $V_{IN} = 13,5V$ e $I_Q = 100mA$

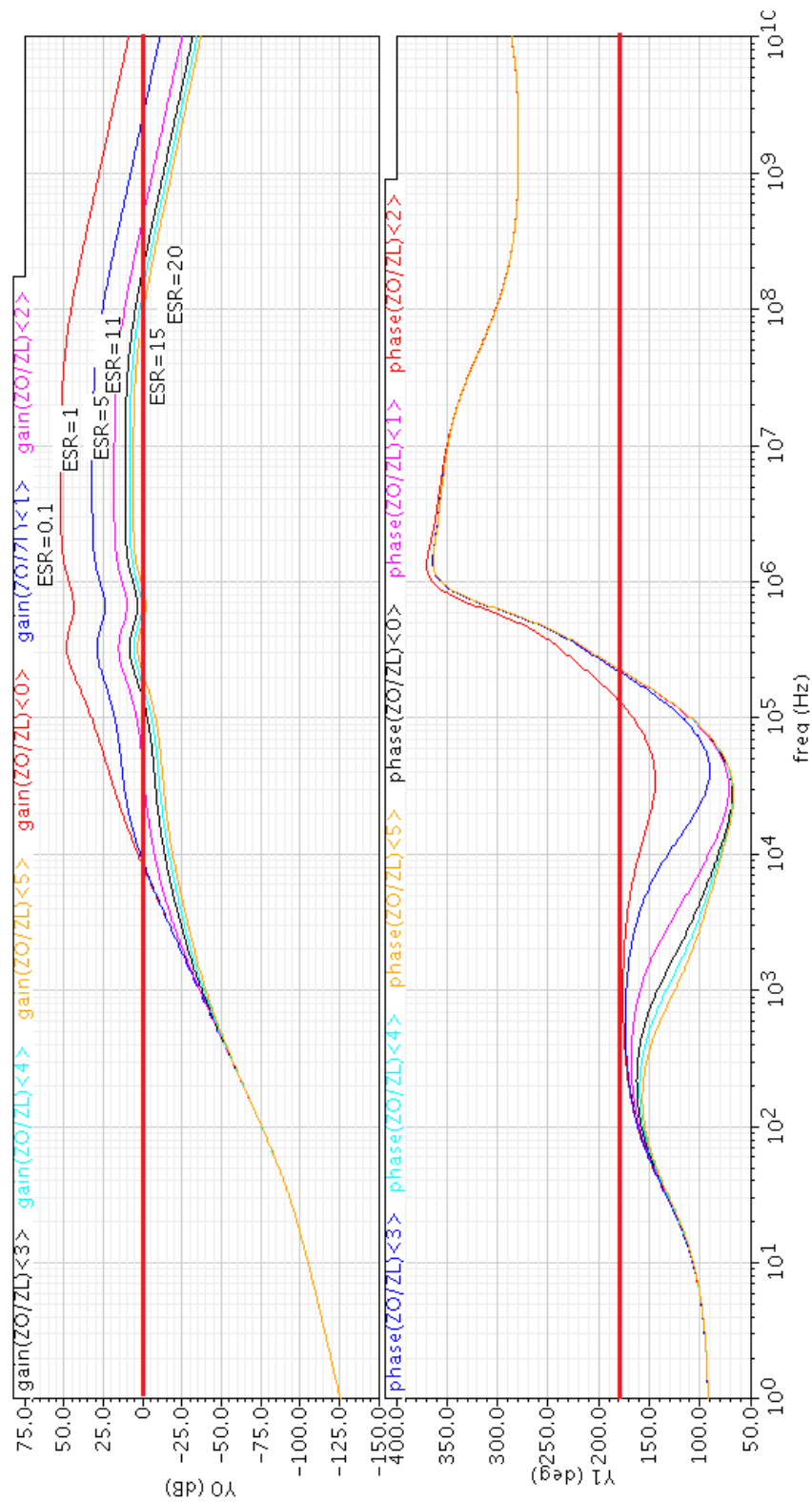


Figura 2.6: Minor-loop gain (T_m) @ $V_{IN} = 13.5V$ e $I_Q = 100mA$

2.2 Comparazione tra load step response e impedance criterion

In seguito ai risultati ricavati dal confronto tra guadagno d'anello e minor-loop gain si è scelto di cercare un criterio d'analisi della stabilità che fosse concorde con quanto si ricava dal metodo load step.

Questo approccio è stato scelto poiché l'obiettivo finale della misura di stabilità è quello di garantire che i transitori sulla tensione d'uscita si estinguano in tempi sufficientemente rapidi. In sostanza, ciò che conta è il comportamento che assume il segnale d'uscita nel tempo.

Nei paragrafi precedenti è stato dimostrato che se il comportamento dinamico di un regolatore di tensione è approssimato ad un sistema del secondo ordine, l'andamento dei transitori all'uscita dipende dal margine di fase. Per tale motivo infatti, nell'analisi di stabilità tramite load step si cerca la condizione in cui il rapporto (Δ) tra i picchi della tensione d'uscita assume un determinato valore al quale corrisponde un certo margine di fase (vedi Figura 1.20 e Tabella 2.1).

Δ	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
PM	0	14	23	29	34	37	40	42	43

Tabella 2.1: Margine di fase in funzione del rapporto tra i picchi (Δ)

Volendo ottenere un risultato analogo utilizzando come informazione il rapporto tra le impedenze $T_m = Z_O/Z_L$, sono state valutate due differenti soluzioni: la prima analogamente al metodo load step sfrutta l'approssimazione del secondo ordine mentre la seconda è basata sull'uso delle condizioni sul diagramma di Nyquist per garantire determinati margini.

2.2.1 Approssimazione al secondo ordine

Se si suppone che il comportamento dinamico del regolatore sia del secondo ordine allora, è possibile definire il guadagno in catena chiusa a partire da T_m come

$$A_f = \frac{1}{1 + T_m} = \frac{1}{1 + s \frac{2\xi}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$$

il cui andamento in funzione di ξ è riportato in Figura 2.7,

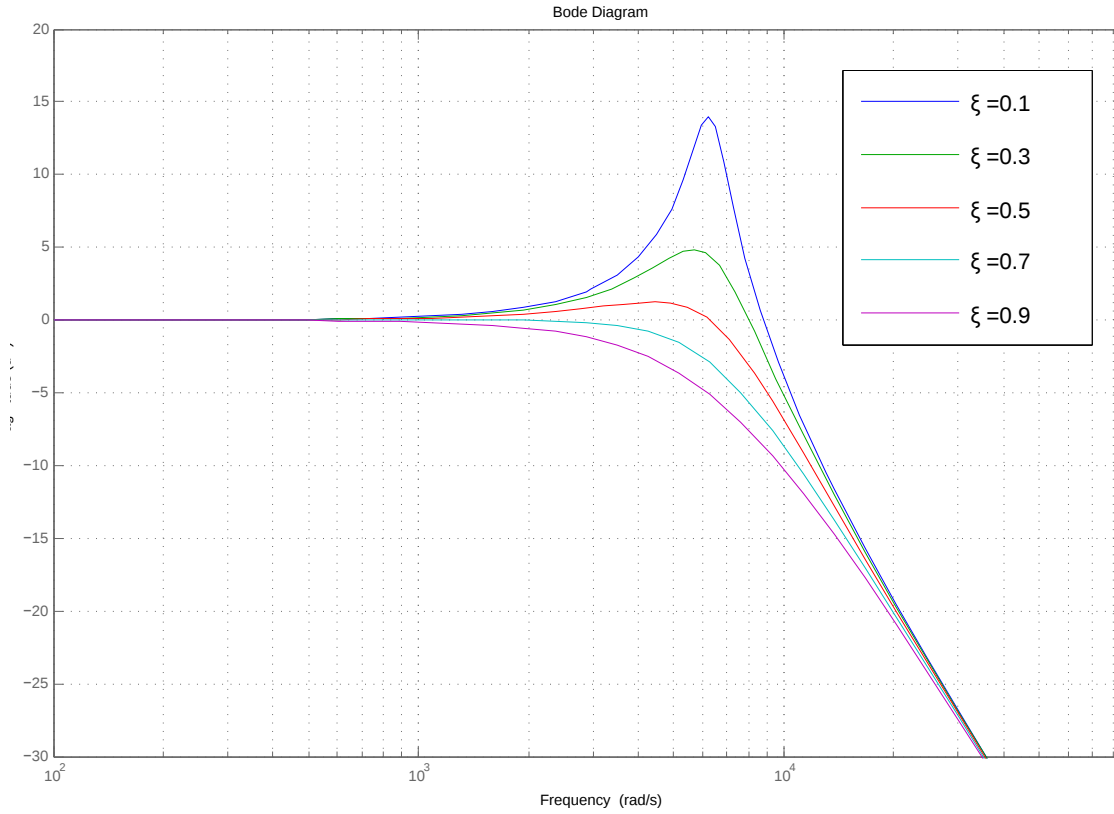


Figura 2.7: Modulo di A_f al variare di ξ

conoscendo il valore massimo del modulo ovvero il valore che esso assume nel picco di risonanza, si può ricavare il margine di fase di T_m . Infatti, calcolando la pulsazione di picco da

$$\frac{d|A_f|}{d\omega} = 0$$

$$\frac{d}{d\omega} \left| \frac{1}{1 + s \frac{2\xi}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \right| = 0$$

che equivale a trovare la pulsazione per cui il denominatore ha modulo minimo quindi

$$\frac{d}{d\omega} \left| 1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_n} - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right| = 0$$

$$\frac{d}{d\omega} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 (4\xi^2 - 2) + \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^4} = 0$$

risolvendo alcuni passaggi matematici si ricava

$$\omega_{PK} = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2}.$$

A questo punto è sufficiente determinare

$$M_S = |A_f(j\omega_{PK})| = \left| \frac{1}{1 + j \frac{2\xi\omega_n(1-\xi^2)}{\omega_n} - \frac{\omega_n^2(1-\xi^2)}{\omega_n^2}} \right| = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$$

quindi

$$\xi = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 - \frac{1}{M_S^2}}}{2}}. \quad (2.1)$$

Noto ξ si trova facilmente il margine di fase dall'equazione (1.1).

Ad esempio, la Figura 2.8 riporta l'andamento di $|A_f|$ per due differenti valori di ESR (1Ω e 15Ω). Si ricavano quindi i relativi valori di picco

$$M_S|_{ESR=1\Omega} = 3.36 \text{ dB} = 1,472$$

$$M_S|_{ESR=15\Omega} = 10.27 \text{ dB} = 3,262$$

da essi si calcola quindi ξ ed il rispettivo margine di fase PM

$$\xi|_{ESR=1\Omega} = 0,36 \quad \Rightarrow \quad PM = 36^\circ$$

$$\xi|_{ESR=15\Omega} = 0,15 \quad \Rightarrow \quad PM = 17^\circ$$

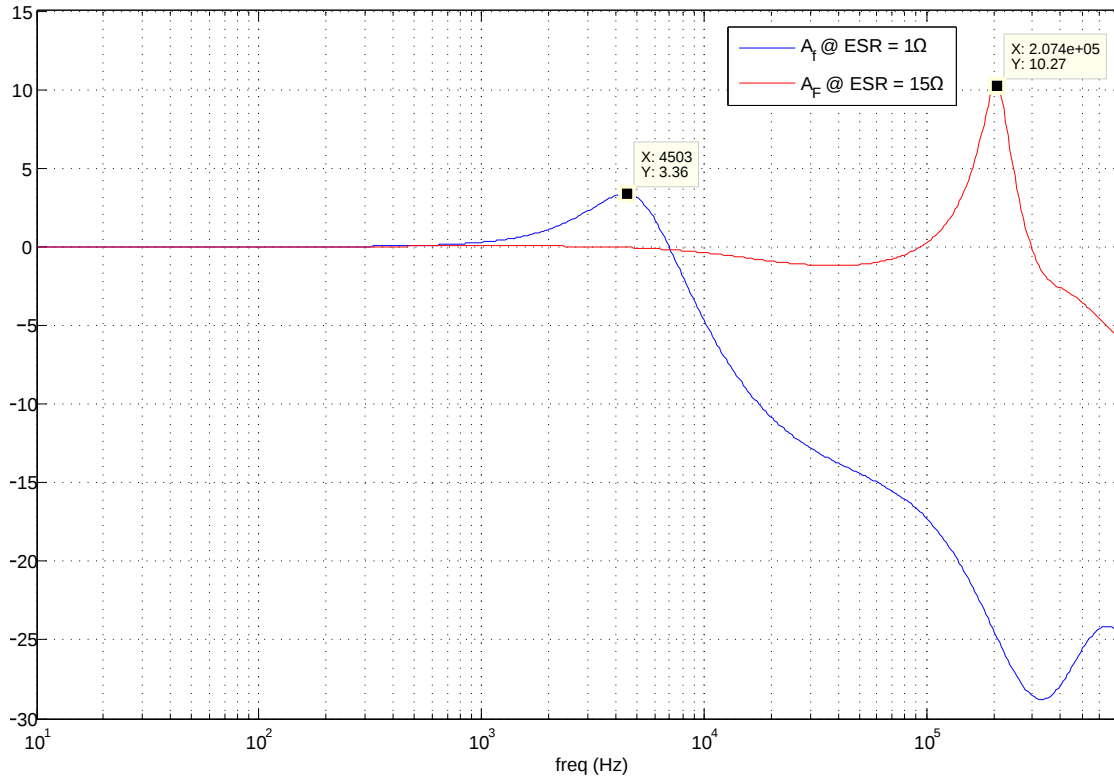


Figura 2.8: Modulo di A_f (reale) per differenti valori di ESR

La Figura 2.8 mostra in modo evidente che nell'approssimare il sistema al secondo ordine si commette un certo errore. Al fine di valutare l'attendibilità del metodo sono state condotte delle simulazioni di analisi del margine di fase tramite metodo load step, le stesse simulazioni poi sono state condotte utilizzando l'approssimazione al secondo ordine. Nella Tabella 2.2 sono riportati i risultati ottenuti nei due casi.

La tabella mostra che in alcune situazioni l'errore commesso può essere considerato influente sul risultato finale, mentre in altre (ad es. per $ESR = 5\Omega$) l'errore ha un peso non trascurabile sul valore finale. In ogni caso l'approssimazione al secondo ordine è una soluzione in grado di fornire dei valori attendibili. Nel paragrafo 2.2.3 sono esposte le procedure adottate per la simulazione e l'analisi dei risultati tramite metodo load step, si tenga conto che, come accade anche nella realtà, spesso i transistori assumono andamenti più complessi rispetto a quelli del solo secondo ordine per cui i risultati ottenuti in taluni casi possono essere considerati non del tutto corretti.

ESR (Ω)	Load-step PM	Sec. Ord Approx PM
0, 1	17, 1°	16, 6°
1	36, 4°	33, 2°
5	61, 8°	50, 5°
11	31, 4°	32, 7°
15	15, 9°	17, 1°
20	2, 4°	3, 2°

Tabella 2.2: Comparazione dei risultati ottenuti dalle simulazioni del metodo load step e dell'approssimazione al secondo ordine

2.2.2 Uso del diagramma di Nyquist - Maximum Peak Criterion

Volendo trovare un metodo che garantisse determinati margini di stabilità a prescindere dalla complessità di T_m e quindi senza dover ricorrere ad approssimazioni, è stato necessario sfruttare il criterio di Nyquist e le sue estensioni in grado di garantire determinati margini di stabilità..

La Figura 2.9 mostra l'andamento di T_m sul diagramma di Nyquist in cui è evidente la presenza di una rotazione antioraria attorno al punto $(-1, 0)$ che rende il sistema stabile.

In base a quanto riportato nei paragrafi relativi all'uso del diagramma di Nyquist per la caratterizzazione della stabilità, risulta evidente che il criterio che più si presta al caso in questione è il Maximum Peak Criterion. Tale criterio, oltre a garantire dei margini di stabilità minimi, è basato sull'analisi del picco del modulo di A_f e quindi tiene conto del massimo overshoot che può raggiungere la tensione d'uscita del regolatore.

Allo scopo di determinare l'attendibilità di questo metodo è stato fissato il raggio del cerchio centrato in $(-1, 0)$ al valore $r = 0,5$ cui corrisponde $GM = 6dB$ e $PM = 30^\circ$. Sono state poi condotte delle simulazioni variando l'ESR ed i risultati sono stati riportati in un unico diagramma di Nyquist (Figura 2.10).

Facendo riferimento alla colonna della Tabella 2.2 relativa ai dati ottenuti tramite metodo load step e confrontandola con le curve riportate in Figura 2.10 è possibile notare facilmente un riscontro positivo tra i risultati.

Il Maximum Peak Criterion risulta essere quindi un criterio valido per la deter-

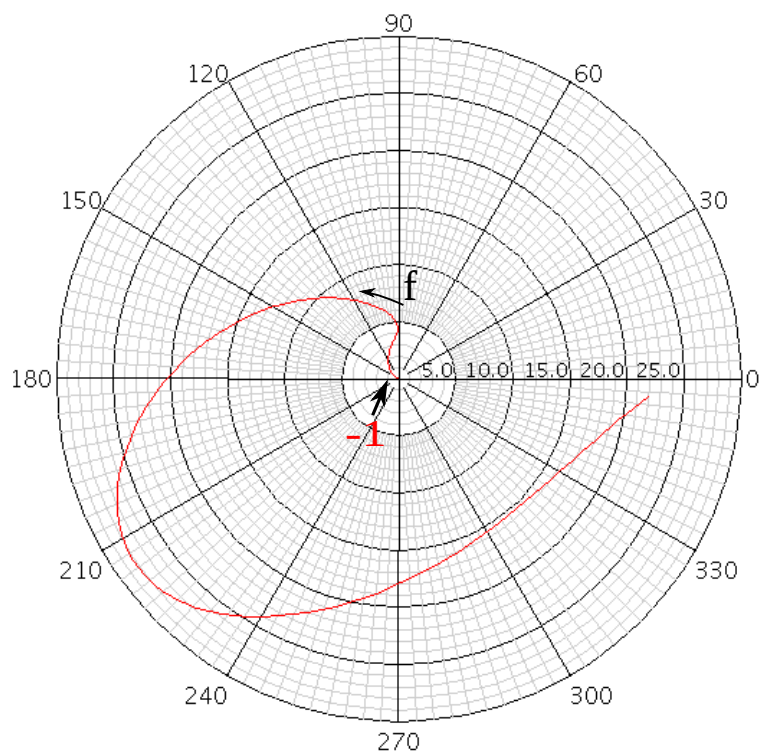


Figura 2.9: Diagramma di Nyquist di T_m

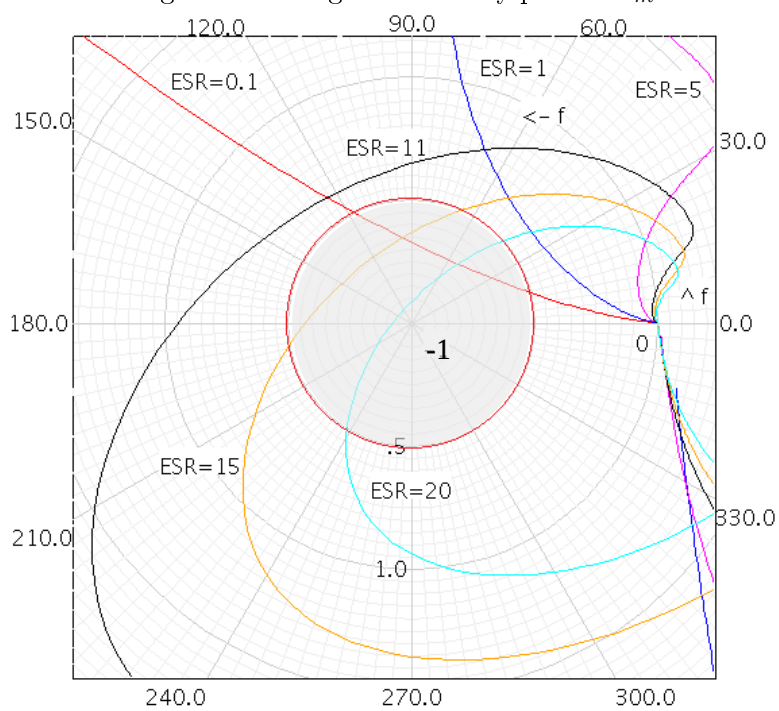


Figura 2.10: Diagramma di Nyquist di T_m al variare dell'ESR

minazione dei margini di stabilità al variare dell'ESR. Si tenga però presente che esso fissa solamente dei limiti minimi, il che in realtà risulta essere comunque un risultato utile ai fini della definizione di un range di ESR validi.

2.2.3 Note sulle simulazioni dell'analisi di stabilità tramite load step

Al fine di poter paragonare i risultati dei criteri di stabilità basati sul calcolo di T_m con i valori ottenuti tramite metodo load step è stato necessario condurre al simulatore le medesime misure che vengono eseguite nella realtà.

Poiché questo tipo di analisi è basata sulla misura dei valori che assume il transitorio della tensione d'uscita in seguito ad uno stimolo a gradino, è stato necessario condurre delle simulazioni nel dominio del tempo. Si consideri inoltre che, come esposto nei paragrafi precedenti, per poter far convergere i risultati di simulazione è il dispositivo va alimentato per mezzo di una rampa di tensione sufficientemente lenta e solo dopo aver raggiunto il valore di regime è possibile iniettare lo stimolo in corrente all'uscita. Per i motivi sopracitati le simulazioni risultano essere molto onerose in termini di tempo. La Figura 2.11 riporta la configurazione circuitale utilizzata per simulare la load step.

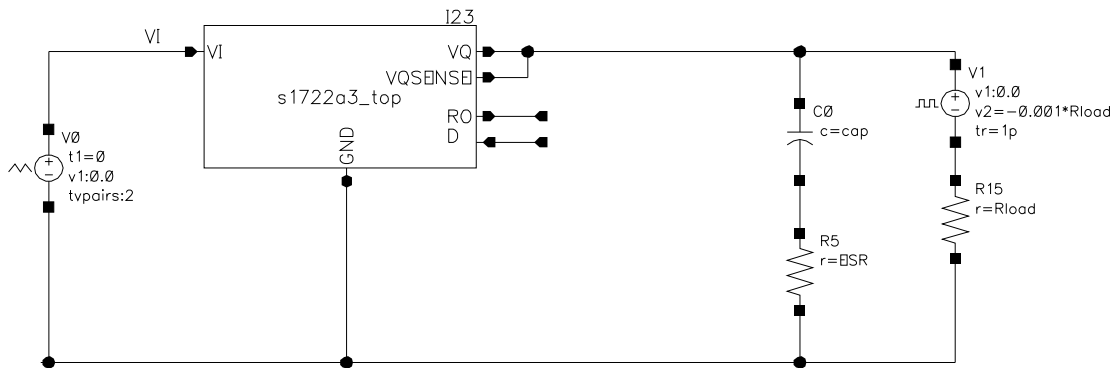


Figura 2.11: Configurazione circuitale per l'analisi load step

Ciò che ha più rilevanza è il risultato ottenuto nelle diverse simulazioni: in alcuni casi (Figura 2.12) l'andamento del transitorio è concorde con l'andamento tipico di un sistema del secondo ordine, in altre situazioni però (Figura 2.13) il transitorio si comporta in maniera alquanto differente, rendendo di difficile inter-

pretazione i risultati. Quanto si verifica nella simulazione lo si ritrova anche nelle misure reali, a volte anche con effetti ancor più marcati. Risulta quindi evidente che il metodo load step non sempre può essere considerato un criterio d'analisi oggettivo, motivo per cui fare una comparazione con i risultati ottenuti con altri metodi, in alcuni casi può essere difficile.

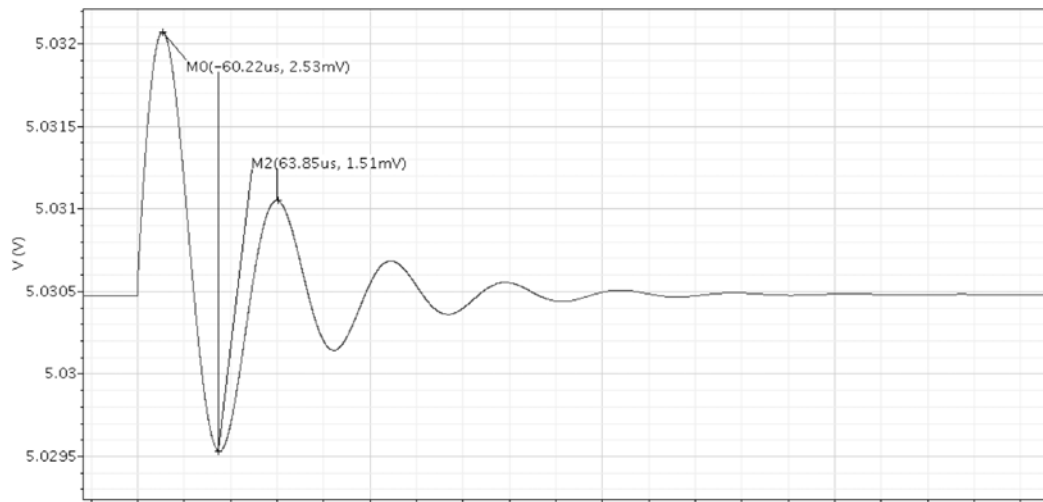


Figura 2.12: Transitorio load step con andamento del secondo ordine - $ESR = 0.1\Omega$

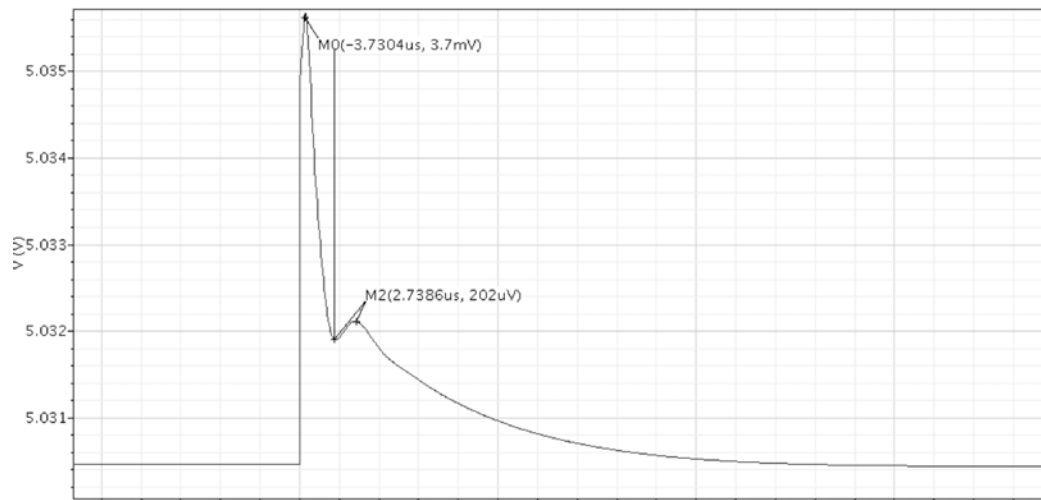


Figura 2.13: Transitorio load step per cui l'approssimazione del secondo ordine non è valida - $ESR = 5\Omega$

Capitolo 3

Implementazione reale dell'analisi di stabilità

In base a quanto esposto nel capitolo precedente è possibile determinare la stabilità di un regolatore lineare al variare dell'ESR applicata alla capacità d'uscita, a partire dalla conoscenza del rapporto $T_m = Z_O/Z_L$ dove Z_O è l'impedenza d'uscita del regolatore e Z_L è l'impedenza costituita dal carico applicato al pin d'uscita ($Z_L = R_{LOAD}/(R_{ESR} + Z_{CQ})$).

Per poter calcolare T_m è necessario quindi conoscere Z_O e Z_L ; Z_L è costituito da valori tipicamente noti poiché imposti esternamente, lo stesso non si può dire invece per Z_O , motivo per cui è necessario poterla misurare. Considerando che Z_O assume valori complessi ed è ignota a priori, per misurare tale impedenza è necessario avvalersi dell'uso di dispositivi in grado di misurare segnali complessi ($\Re/\Im$ o Mod/Φ). In questo lavoro di tesi si è scelto di sfruttare le potenzialità fornite dal Network Analyzer al fine di determinare il comportamento di Z_O e quindi di T_m al variare della frequenza.

I seguenti paragrafi riportano:

- una descrizione del funzionamento ed uso del Network Analyzer;
- la configurazione utilizzata per la misura d'impedenza
- i risultati ottenuti dalla misura stessa.

3.1 Descrizione ed uso del Network Analyzer

Il Network Analyzer è uno strumento di misura che consente di caratterizzare il comportamento di una qualsiasi rete elettrica (passiva o attiva) misurando l'effetto prodotto dalla rete su modulo e fase di un segnale di test iniettato e noto.

In sostanza consente di ricavare funzioni di trasferimento stimolando il dispositivo per mezzo di un segnale AC e misurando gli effetti prodotti. Il segnale di test può essere controllato in potenza e frequenza.

Uno dei punti di forza principali di un Network Analyzer è la possibilità di determinare modulo e fase dei segnali misurati.

Il Network Analyzer è stato ideato con lo scopo di essere utilizzato nel campo della radiofrequenza ($f \geq MHz$), il suo uso è stato poi esteso anche alle basse frequenze motivo per cui lo si è utilizzato in questo lavoro di tesi.

Il funzionamento di un Network Analyzer è basato sulla misura dei parametri di scattering (o coefficienti di riflessione) di una rete elettrica. Volendo definire i parametri di scattering è possibile fare un'analogia con le onde luminose; si consideri quanto riportato in Figura 3.1: un segnale luminoso che passa attraverso un oggetto come ad esempio una lente viene in parte trasmesso ed in parte riflesso, la medesima cosa accade ad un segnale elettrico iniettato in una rete.

Il Network Analyzer è in grado di misurare la potenza del segnale trasmesso e riflesso. Considerando il dispositivo da misurare come modello a due porte (ingresso e uscita), esso è completamente caratterizzato se è possibile conoscere i coefficienti di riflessione e trasmissione di entrambe le porte; facendo riferimento al modello riportato in Figura 3.2

i parametri S sono così definiti:

$$\begin{aligned} s_{11} &= \frac{R_1}{I_1} & s_{21} &= \frac{T_1}{I_1} \\ s_{12} &= \frac{T_2}{I_2} & s_{22} &= \frac{R_2}{I_2} \end{aligned}$$

Se si considerano i segnali entranti (I) ed uscenti (O) da ogni porta allora si ottiene

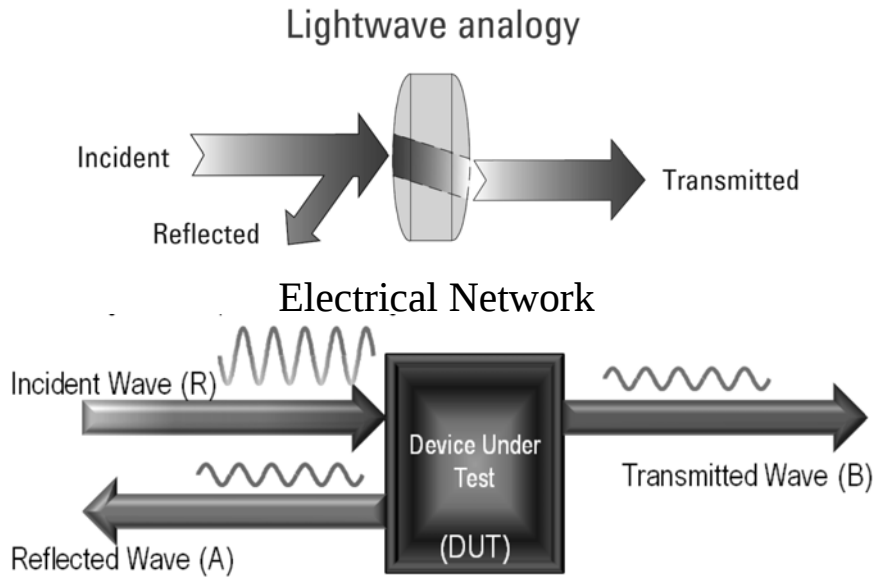


Figura 3.1: Analogia tra rete elettrica e onda luminosa

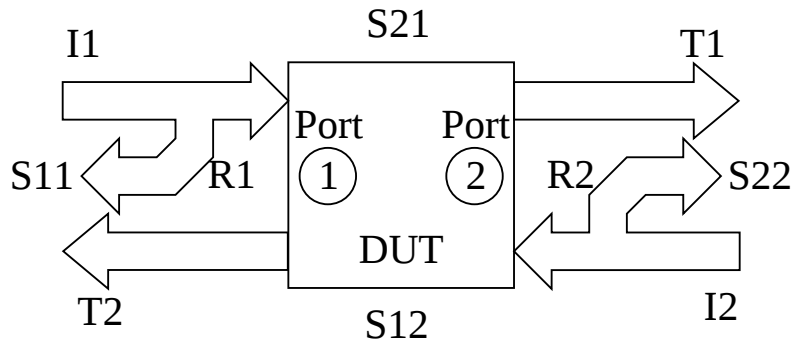


Figura 3.2: Modello a due porte del DUT con parametri di scattering in evidenza

$$\begin{cases} O_1 = R_1 + T_2 = s_{11}I_1 + s_{12}I_2 \\ O_2 = R_2 + T_1 = s_{21}I_1 + s_{22}I_2 \end{cases}$$

quindi si può scrivere

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

per cui è possibile caratterizzare l'intero dispositivo attraverso la matrice dei parametri di scattering.

La possibilità di misurare i segnali riflessi e trasmessi è garantita dalla presenza nel Network Analyzer di accoppiatori direzionali (Figura 3.3) i quali permettono di misurare una frazione del segnale riflesso, tale quantità è determinata dal coefficiente di accoppiamento. Un accoppiatore direzionale è costruito in diversi modi in base al range di frequenze dei segnali che deve misurare, ma il suo ruolo resta concettualmente sempre lo stesso. Lo schema circuitale che lo rappresenta (Figura 3.3) mette in evidenza la sua proprietà di riuscire a separare il segnale riflesso da quello incidente.

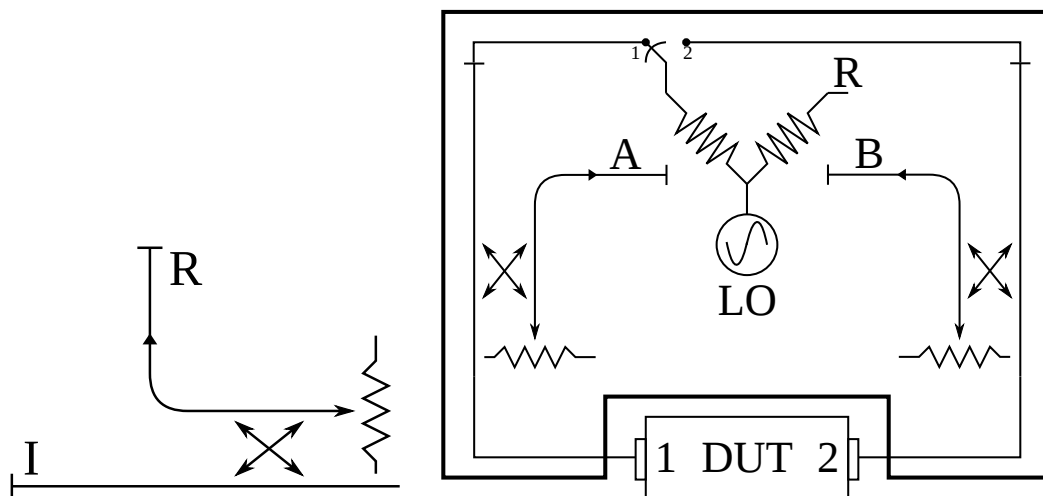


Figura 3.3: Schema dell'accoppiatore direzionale

Figura 3.4: Schema del principio di funzionamento del Network Analyzer

La Figura 3.4 mostra lo schema di funzionamento del Network Analyzer: il segnale di un oscillatore interno può essere iniettato in una delle due porte del DUT per mezzo di un commutatore (controllato dall'algoritmo di misura), a seconda della posizione dello switch è possibile misurare per mezzo degli accoppiatori direzionali interni i differenti segnali riportati precedentemente. Il riferimento R permette di avere la lettura interna del segnale iniettato. Ad esempio, con lo switch in posizione 1 è possibile determinare $s_{11} = A/R$ ed $s_{21} = B/R$.

Vista la complessità dei percorsi in cui passa il segnale è facile supporre che esso possa subire delle alterazioni. Allo scopo di eliminare gli effetti di tali alterazioni il Network Analyzer prevede la possibilità di effettuare una taratura dello strumento integrando anche la presenza di eventuali sonde e percorsi esterni alla macchina

stessa. Esistono inoltre differenti modalità di taratura, ognuna delle quali differisce per il tipo e la qualità della correzione d'errore.

Come riportato precedentemente, il Network Analyzer ha la peculiarità di misurare i segnali complessi e quindi è in grado di fornire informazioni riguardo modulo e fase. Il principio su cui si basa la misura del singolo segnale è riportato in maniera schematica in Figura 3.5.

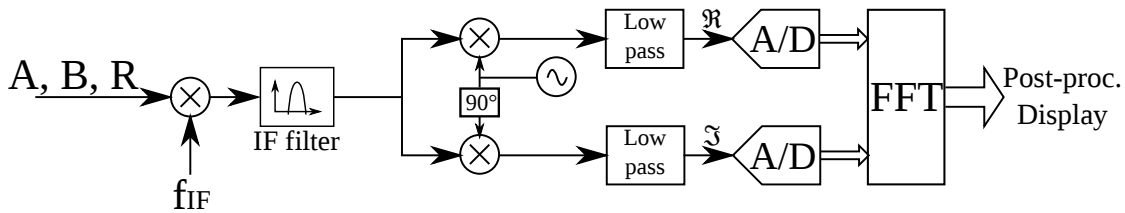


Figura 3.5: Diagramma a blocchi del funzionamento del Network Analyzer

Il segnale viene portato alla frequenza f_{IF} per mezzo di un oscillatore, successivamente viene filtrato dal filtro IF, l'ampiezza di banda del filtro IF è variabile, analogamente a quanto accade in un analizzatore di spettro. Si estrae poi dal segnale la parte reale e quella immaginaria per mezzo di un processo di quadratura, viene effettuata una conversione A/D ed infine attraverso un algoritmo numerico si estrae la trasformata di Fourier. In questo modo è possibile ottenere la misura di parte reale ed immaginaria per ogni frequenza.

Come è noto, l'algoritmo di calcolo della trasformata di Fourier (FFT) risulta essere efficiente se i dati da elaborare corrispondono ad un numero intero di periodi del segnale. Considerando che il segnale di stimolo (R) iniettato nel DUT è una sinusoide ad una frequenza nota a priori poiché generata dallo stesso Network Analyzer, nel calcolo della trasformata di Fourier non ci sono difetti perché la macchina si può autoconfigurare per acquisire sempre un numero intero di periodi del segnale.

3.1.1 Network Analyzer per basse frequenze

Agilent E5061B

Come già riportato nel paragrafo precedente, il Network Analyzer è un dispositivo che è stato ideato con l'obiettivo di essere utilizzato nei sistemi a radiofrequenza.

In seguito sono stati sviluppati modelli in grado di svolgere le stesse analisi a frequenze più basse fino a raggiungere valori molto vicini alla DC.

Per questo lavoro di tesi è stato utilizzato l'E5061B della Agilent che permette di operare in un range di frequenze che va dai $5Hz$ ai $3GHz$. Per poter essere così versatile, alla configurazione tipica a due porte presentata nel paragrafo precedente, sono state aggiunte altre tre porte T , R e $LF OUT$ (Figura 3.6).

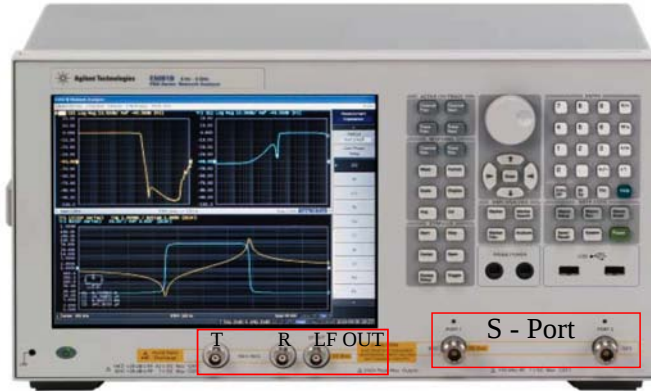


Figura 3.6: Front panel dell'E5061B

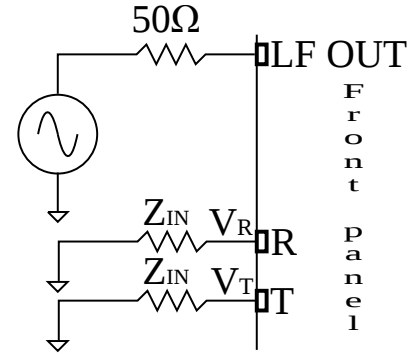


Figura 3.7: Configurazione interna delle porte T R

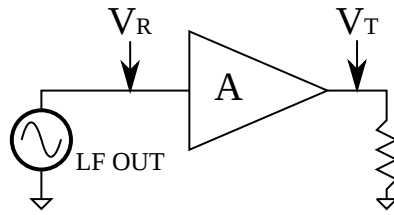
Le prime due (T e R), sono due porte di input mentre la terza ($LF OUT$) è collegata all'oscillatore di riferimento interno e permette di iniettare la sinusoide, per mezzo di una sonda, in qualunque punto del circuito (Figura 3.7). Queste tre porte aggiuntive sono da considerarsi la parte a bassa frequenza del dispositivo, infatti la porta $LF OUT$ ha come limite massimo di frequenza d'uscita $30MHz$ e come limite inferiore $5Hz$.

Per mezzo di queste tre porte è quindi possibile iniettare una sinusoide in un punto ben preciso del DUT ed estrarre una misura da due canali (T e R) è possibile poi elaborare i dati ottenuti e calcolare il rapporto (complesso) tra V_T e V_R .

Ad esempio, se si volesse ricavare la funzione di trasferimento ingresso uscita di un amplificatore, è sufficiente porre le sonde come in Figura 3.8 e calcolare V_T/V_R .

Le porte T R possono inoltre essere accoppiate a 50Ω o a $1M\Omega$, per ognuna di esse è prevista la possibilità di abilitare in maniera separata un attenuatore di $20dB$.

La possibilità di avere a disposizione separatamente la sorgente di segnale e due canali per la lettura consente di sfruttare configurazioni anche più complesse rispetto

Figura 3.8: Modalità di utilizzo delle porte T R

a quella in Figura 3.8, questo infatti è quanto accade nella misura di impedenza che è descritta nel seguente paragrafo.

3.2 Misura di impedenza con Network Analyzer

Una delle peculiarità dell'E5061B è il fatto di possedere una serie di tool interni per la misura d'impedenza.

Come è noto l'impedenza è definita dal rapporto tra tensione e corrente

$$Z = \frac{V}{I}$$

risulta evidente quindi che, avendo a disposizione due canali d'acquisizione (T e R), se ad uno si potesse associare la tensione V ed all'altro la corrente I sarebbe sufficiente calcolare il rapporto tra i due per ottenere l'impedenza Z .

Le porte T ed R misurano solamente delle tensioni quindi, per tale motivo, è necessario utilizzare dei metodi alternativi per la misura dell'impedenza.

Nel manuale del Network Analyzer ([e56a]) a seconda del tipo di impedenza da misurare e del range di frequenza che si vuole coprire con la misura sono riportati fino a cinque differenti metodi per ricavare il valore d'impedenza (Figura 3.9).

Il manuale riporta inoltre il grafico in Figura 3.10 in cui è mostrata la sensibilità dello strumento al variare della configurazione utilizzata per la misura. Dal grafico si deduce che le configurazioni di tipo **Shunt-thru** sono efficaci per valori di impedenza piccoli ed inferiori ai 50Ω , all'opposto le configurazioni **Series-thru** misurano bene le impedenze grandi superiori ai 50Ω , infine la configurazione basata sul **Reflection Method** risulta efficiente per misurare impedenze che si discostano poco dai 50Ω quindi sono più orientate alla caratterizzazione di linee di trasmissione o antenne.

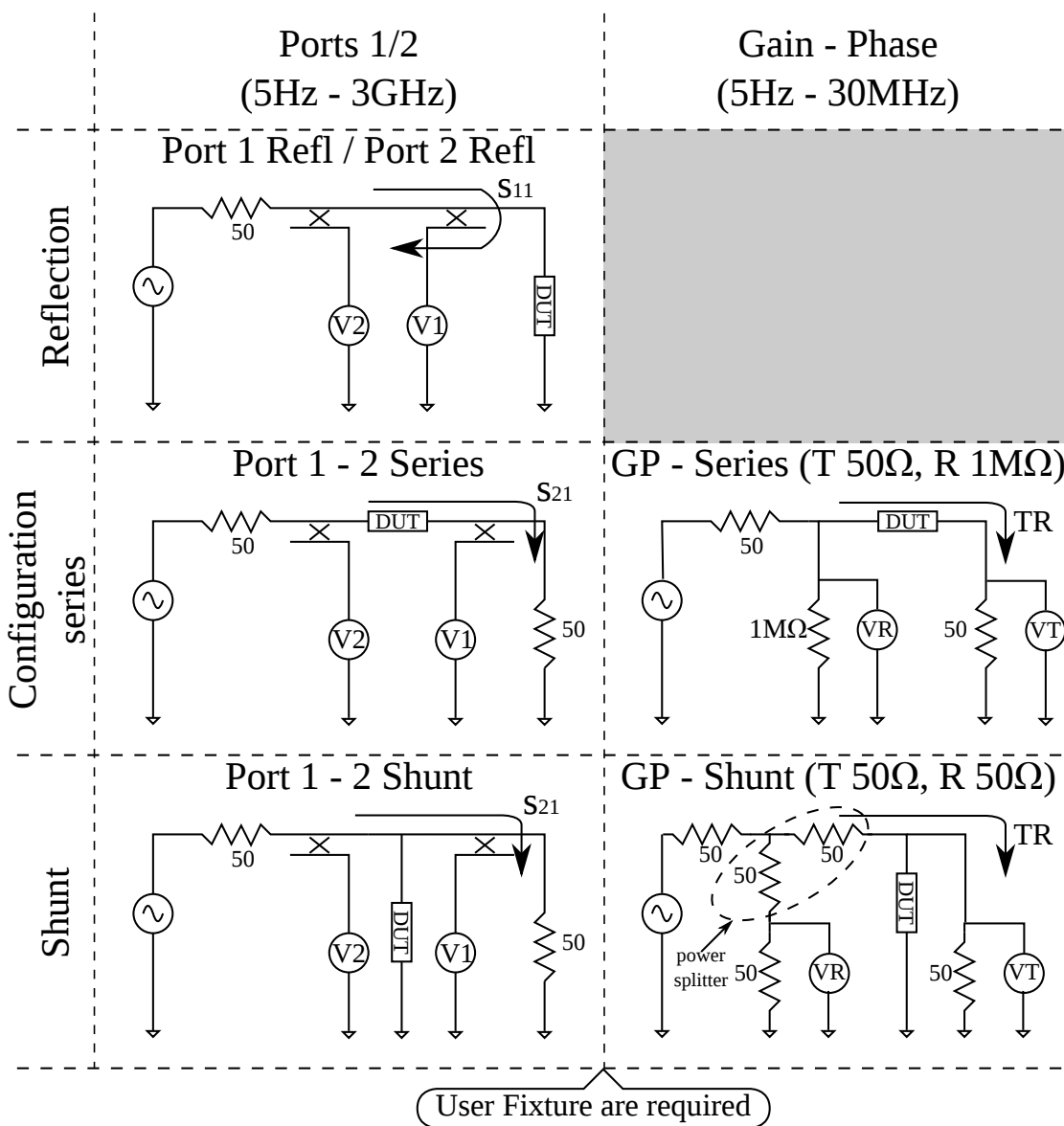


Figura 3.9: Modalità di misura d'impedenza

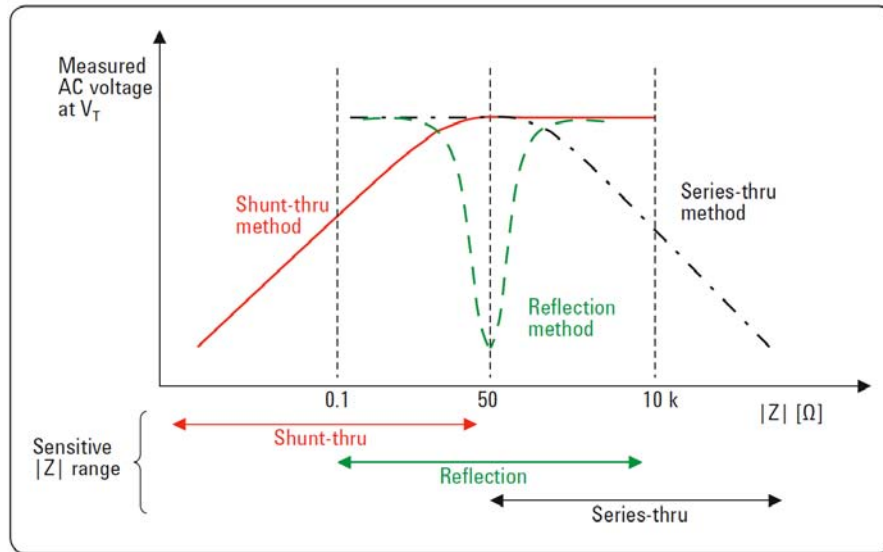


Figura 3.10: Sensibilità della misura in funzione dei differenti metodi

Oltre ai metodi riportati nel manuale dello strumento è possibile ottenere risultati attendibili anche sfruttando differenti configurazioni e componenti esterni. Ad esempio, con l'ausilio di un current injector, dispositivo analogo ad un generatore di corrente controllato in tensione, è possibile effettuare la misura di impedenza calcolando il rapporto tensione corrente come in Figura 3.11. Oppure, si ottiene il medesimo risultato dalla configurazione in Figura 3.12 che fa uso di un trasformatore 1 : 1.

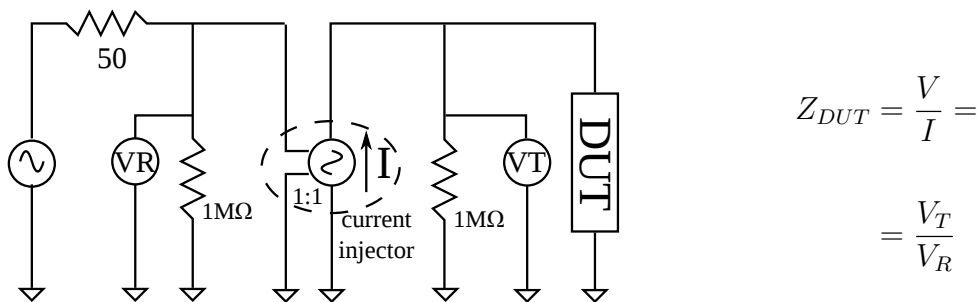
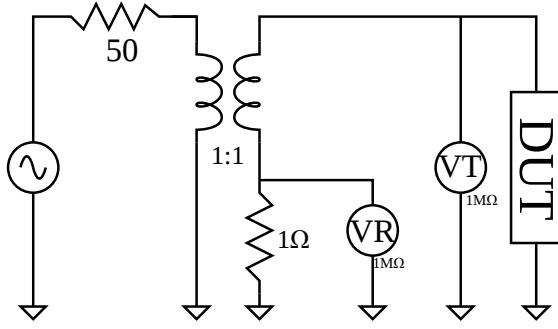


Figura 3.11: Misura d'impedenza I-V tramite current injector



$$Z_{DUT} = \frac{V}{I} =$$

$$= -\frac{V_T}{V_R}$$

Figura 3.12: Misura d'impedenza I-V tramite trasformatore

3.2.1 Definizione della misura da eseguire

Finora è stato riportato tutto ciò che riguarda l'uso del network analyzer come misuratore d'impedenza, ma ancora non è stata definita quale sia la misura d'impedenza da eseguire.

Nel Capitolo 2 è stata dimostrata la validità del criterio di analisi della stabilità basato sul rapporto d'impedenze quindi, ciò che si vorrebbe poter misurare è per l'appunto tale rapporto (T_m). Dato che non è possibile misurare simultaneamente più di un'impedenza, è necessario trovare una metodologia per ricavare le informazioni necessarie all'analisi di stabilità che definisca quali misure vanno fatte.

Inoltre è comprensibile cercare di ottenere quante più informazioni possibili da una singola misura in modo da limitarne la quantità poiché nella maggior parte dei casi ognuna di esse richiede un tempo non trascurabile.

Considerando che l'obiettivo della misura è determinare come variano i margini di stabilità al variare della ESR e sulla base delle condizioni precedentemente fissate, il processo di misura deriva dal seguente ragionamento: le impedenze Z_O e Z_L di cui si vuole calcolare il rapporto sono rispettivamente l'impedenza d'uscita del regolatore e l'impedenza di carico, la Z_L è costituita da componenti esterni dai valori noti e quindi è ricavabile da

$$Z_L = R_{LOAD} // (R_{ESR} + Z_{CQ})$$

potendo quindi misurare la sola Z_O , attraverso il calcolo si ricaverebbe facilmente il rapporto Z_O/Z_L . In base a quest'ultima affermazione sarebbe quindi sufficiente scollegare R_{LOAD} , C_Q e R_{ESR} per misurare Z_O . Purtroppo non è possi-

bile agire in questo modo poiché senza la presenza di R_{LOAD} non viene stabilita la corrente di carico e quindi la condizione operativa del dispositivo inoltre in buona parte dei regolatori, la rimozione della C_Q comporta l'introduzione di instabilità ovvero la V_Q tende ad oscillare già all'accensione del dispositivo.

Con riferimento alla Figura 3.13 l'unica impedenza che può quindi essere misurata è la Z_P .

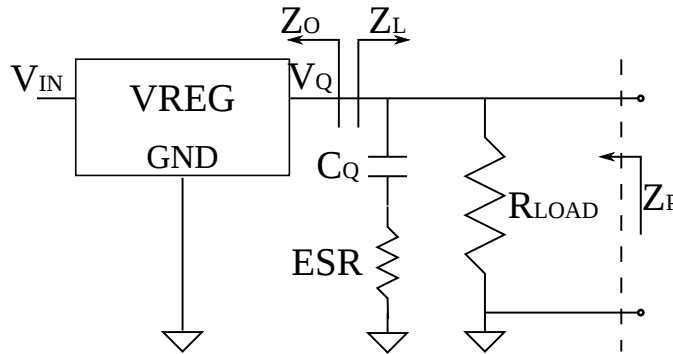


Figura 3.13: Schema di riferimento delle impedenze

Tale impedenza è pari al parallelo tra Z_O e Z_L

$$Z_P = Z_O // Z_L = \frac{Z_O \cdot Z_L}{Z_O + Z_L}$$

quindi, dato che Z_L è calcolabile, poiché costituita da componenti noti, per ricavare Z_O è sufficiente misurare Z_P , calcolare Z_L e da queste calcolare Z_O invertendo la formula precedente

$$Z_O = \frac{Z_L \cdot Z_P}{Z_L - Z_P}.$$

Nota Z_O è sufficiente calcolare $T_m = Z_O / Z_L$.

Quindi il processo di misura si riduce ad una singola misura d'impedenza.

Configurazione di misura

Per la scelta della configurazione da utilizzare è necessario considerare quali siano le caratteristiche dell'impedenza da misurare.

Prima di tutto è bene notare che essa è riferita a massa e quindi è necessario

sfruttare una configurazione in cui il DUT sia a massa, inoltre è sempre presente una tensione DC pari a V_Q ai suoi capi per cui può essere necessario disaccoppiare la componente continua. Altri due parametri da considerare sono: la misura va effettuata in un range di frequenze che va da qualche centinaio di Hz ad un massimo di $1MHz$, il modulo dell'impedenza assume nella maggior parte dei casi valori abbastanza bassi ($\leq 10\Omega$) soprattutto alle basse frequenze. Per giustificare queste ultime due affermazioni in Figura 3.14 è riportata una simulazione in cui è presente l'andamento di $|Z_P|$ e quello di T_m per frequenze comprese tra $500Hz$ ed $1MHz$.

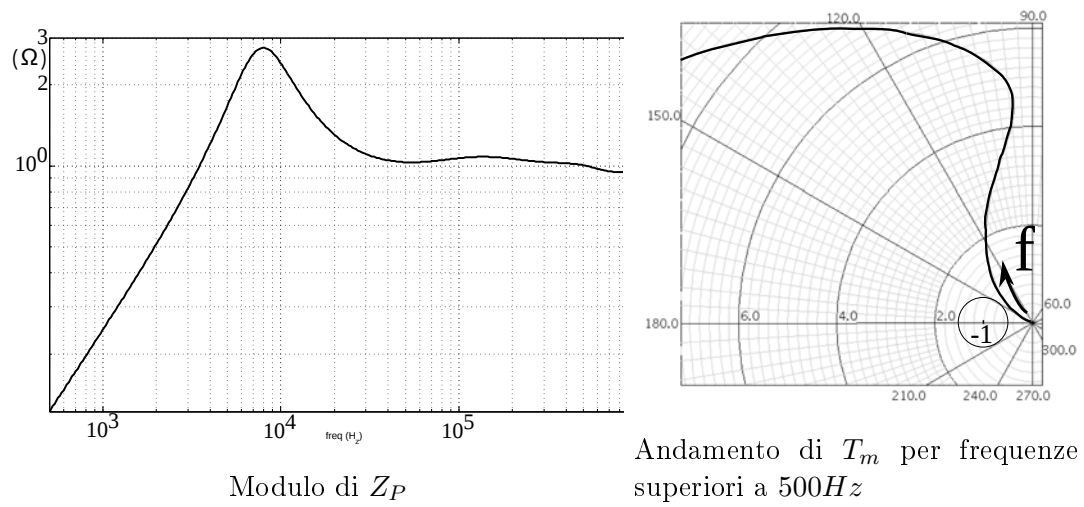


Figura 3.14

In base alle condizioni citate la configurazione di misura che più si presta è la GP-Shunt, infatti fornisce dei buoni risultati per misure a bassa frequenza e di basse impedenze inoltre è utilizzabile per DUT con riferimento a massa.

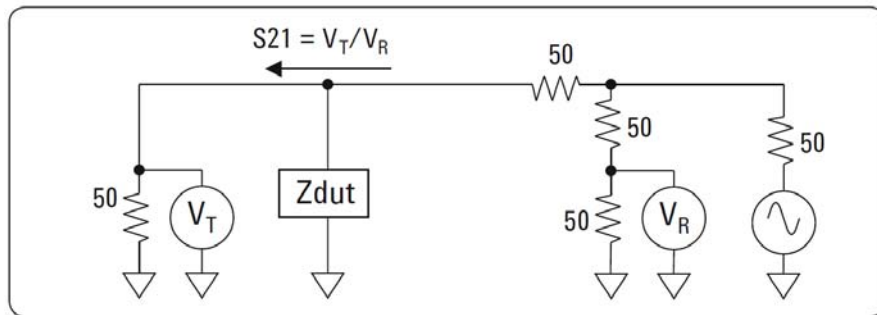


Figura 3.15: Schema di riferimento della misura tramite metodo GP-Shunt

La Figura 3.15 riporta lo schema di riferimento della configurazione di misura. Considerando le tensioni V_T e V_R e definendo come in Figura 3.15, $s_{21} = V_T/V_R$ allora risolvendo la rete si ottiene

$$Z_{DUT} = \frac{25 \cdot s_{21}}{1 - s_{21}}$$

Per quanto riguarda la componente continua pari a V_Q sempre presente ai capi del DUT il costruttore del Network Analyzer dichiara che essa non costituisce un problema per lo strumento di misura finché $V_Q \leq 5V$. Risulta necessario comunque trovare un modo per disaccoppiare il Network Analyzer dal pin V_Q del regolatore, in DC, altrimenti la configurazione di misura si comporterebbe, nei confronti del regolatore, come un'impedenza di circa $31,25\Omega$ (ricavabile calcolando l'impedenza della rete di misura vista dal DUT). Tale impedenza si troverebbe perciò in parallelo alla resistenza R_{LOAD} modificando il valore della corrente di carico I_Q e rendendo impossibile effettuare misure a correnti di carico inferiori a

$$I_{Q_{min}} = \frac{V_Q}{31,25\Omega}.$$

Per tale motivo, come consigliato in un'Application Note dello stesso produttore ([e56b]) è necessario introdurre due condensatori di disaccoppiamento come in Figura 3.16 e successivamente ricorrere alla taratura per minimizzarne gli effetti.

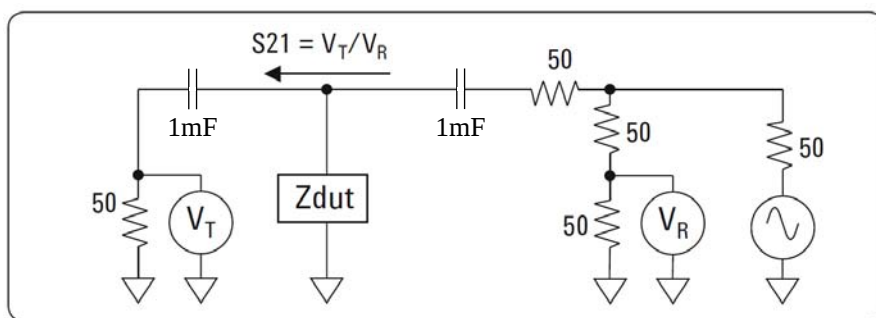


Figura 3.16: Schema di riferimento della misura tramite metodo GP-Shunt con disaccoppiamento capacitivo

3.2.2 Calibrazione dello strumento

Il Network Analyzer mette a disposizione differenti modalità di taratura, ognuna delle quali è in grado di correggere differenti tipologie di errore ed è utilizzabile in determinate configurazioni.

Si possono distinguere le calibrazioni nel seguente modo:

- **Throu calibration**, consiste nel collegare assieme le porte di misura per mezzo di una connessione diretta, sapendo che il risultato che ci si aspetta è che le grandezze misurate siano uguali per entrambe le porte. Se si memorizza la traccia di calibrazione, è possibile utilizzarla come fattore di scala per le misure successive.

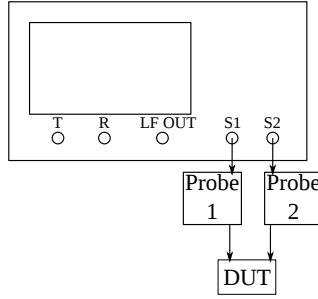


Figura 3.17: Calibrazione throu

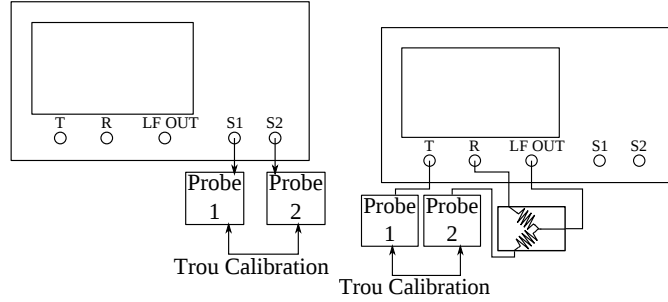


Figura 3.18: Calibrazione throu per le porte TR

Con riferimento alla Figura 3.17 siano s'_{12} ed s'_{21} i parametri di scattering misurati durante la calibrazione, considerando che nel caso ideale si dovrebbe avere

$$s'_{12} = 1 \quad s'_{21} = 1$$

per ottenere una misura corretta è sufficiente calcolare

$$s_{12} = \frac{s_{12}^M}{s'_{12}} \quad s_{21} = \frac{s_{21}^M}{s'_{21}}$$

dove s_{12}^M ed s_{21}^M sono i risultati della misura sul DUT. Questo metodo è utilizzabile anche sulle porte TR utilizzando un power splitter su *LFOUT*

come in Figura 3.18.

Risulta evidente che questo metodo di taratura è in grado di correggere solamente gli errori sui coefficienti di trasmissione e non di riflessione.

- **Open/Short/Load Calibration**, si basa sulla misura di condizioni note. Si eseguono tre differenti misure, una con il DUT scollegato (**Open**), una con le sonde cortocircuitate a massa (**Short**) ed una con le sonde collegate ad un carico noto e preciso (tipicamente 50Ω - **Load**). Questo tipo di calibrazione può essere condotta per una singola porta (come nel caso dei connettori *TR*) oppure per entrambe le porte (1 e 2).

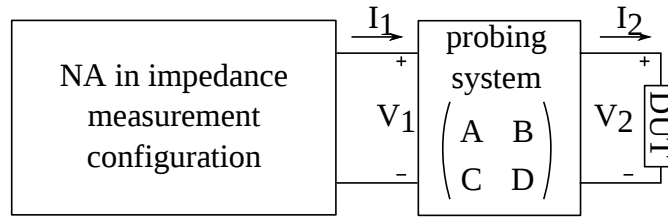


Figura 3.19: Schema con i riferimenti ai fattori di correzione per la calibrazione Open/Short/Load

Con riferimento alla Figura 3.19 è facile ricavare

$$Z_{DUT} = \frac{V_2}{I_2}$$

e

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

quindi, se $Z_{XM} = V_1/I_1$ è il valore di impedenza misurato dal Network Analyzer, senza correzione, allora

$$\begin{aligned} Z_{XM} &= \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \\ &= \frac{A\frac{V_2}{I_2} + B}{C\frac{V_2}{I_2} + D} = \frac{AZ_{DUT} + B}{CZ_{DUT} + D} \end{aligned}$$

se si scollega il DUT $I_2 = 0$ quindi l'impedenza misurata è pari a

$$Z_o = \frac{A}{C} \Rightarrow C = \frac{A}{Z_o}$$

analogamente, se si cortocircuita il DUT si ha $V_2 = 0$ e si misura

$$Z_S = \frac{B}{D} \Rightarrow B = D Z_S$$

Sostituendo C e B nel calcolo di Z_{XM} e invertendo la formula si ottiene

$$Z_{DUT} = \frac{D}{A} \frac{Z_S - Z_{XM}}{Z_{XM} - Z_o} Z_o$$

Supponendo ora di applicare un carico noto al posto del DUT, con impedenza pari a Z_{std} allora, in base a quanto appena ricavato

$$Z_{sm} = \frac{D}{A} \frac{Z_S - Z_{std}}{Z_{std} - Z_o} Z_o$$

dove Z_{sm} è il risultato della misura di Z_{std} quindi

$$D = \frac{Z_{std} Z_{sm} - Z_{std} Z_o}{Z_o Z_S - Z_{sm} Z_o} A$$

sostituendo D nell'equazione per il calcolo di Z_{DUT} si ricava

$$Z_{DUT} = \frac{(Z_S - Z_{XM})(Z_{sm} - Z_o)}{(Z_{XM} - Z_o)(Z_S - Z_{sm})} Z_{std}$$

Il metodo di calibrazione **Open/Short/Load** permette di ottenere una correzione più precisa degli errori di misura.

Al fine di capire quale fosse il metodo di calibrazione dello strumento da utilizzare e di dimostrare la validità delle precedenti affermazioni, sono state condotte delle simulazioni di misure calibrate nei due modi precedentemente illustrati, basate sull'uso della configurazione di misura GP-Shunt esposta nel paragrafo precedente.

In Figura 3.20 è riportata la configurazione di misura GP-Shunt con la presenza dei condensatori di disaccoppiamento

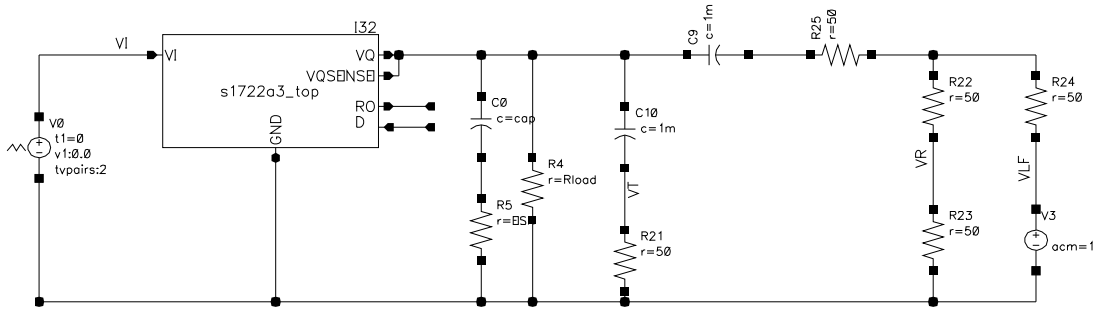


Figura 3.20: Schema della simulazione di misura tramite GP-Shunt method

In Figura 3.21 è riportata la configurazione circuitale per il calcolo della traccia di taratura della calibrazione **Throu** mentre in Figura 3.22 sono riportate le tre configurazioni circuitali utilizzate per ottenere le tracce di taratura per la calibrazione **Open/Short/Load**.

I risultati delle simulazioni sono riportati nelle pagine successive, in ogni grafico sono presenti le tracce di modulo e fase della misura di Z_P sovrapposte al valore corretto ricavato dal calcolo diretto al simulatore.

Le immagini sono così disposte:

- In Figura 3.23 è riportata la misura di Z_P senza calibrazione
- In Figura 3.24 è riportata la misura di Z_P con correzione tramite calibrazione Throu
- In Figura 3.25 è riportata la misura di Z_P con correzione tramite calibrazione Open/Short/Load

Le simulazioni mostrano come la presenza dei condensatori tenda ad alterare la misura in bassa frequenza, una calibrazione di tipo Open/Short/Load permette di minimizzare al massimo l'effetto delle capacità di disaccoppiamento, motivo per cui è stata scelta per la calibrazione della misura reale.

Per la calibrazione Load è stata utilizzata una resistenza SMD da 50Ω con precisione allo 0.1% ([res]).

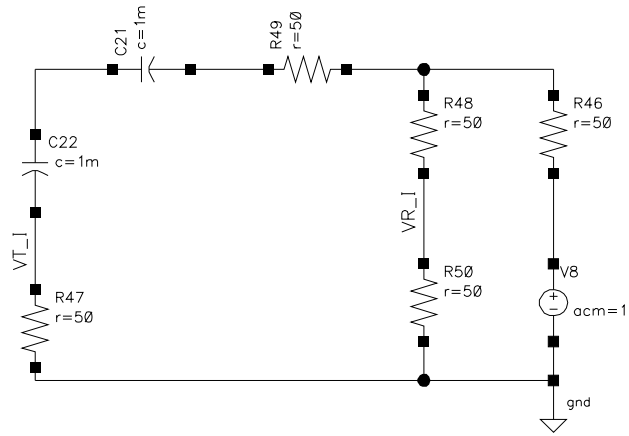


Figura 3.21: Schema della simulazione di calibrazione Throu

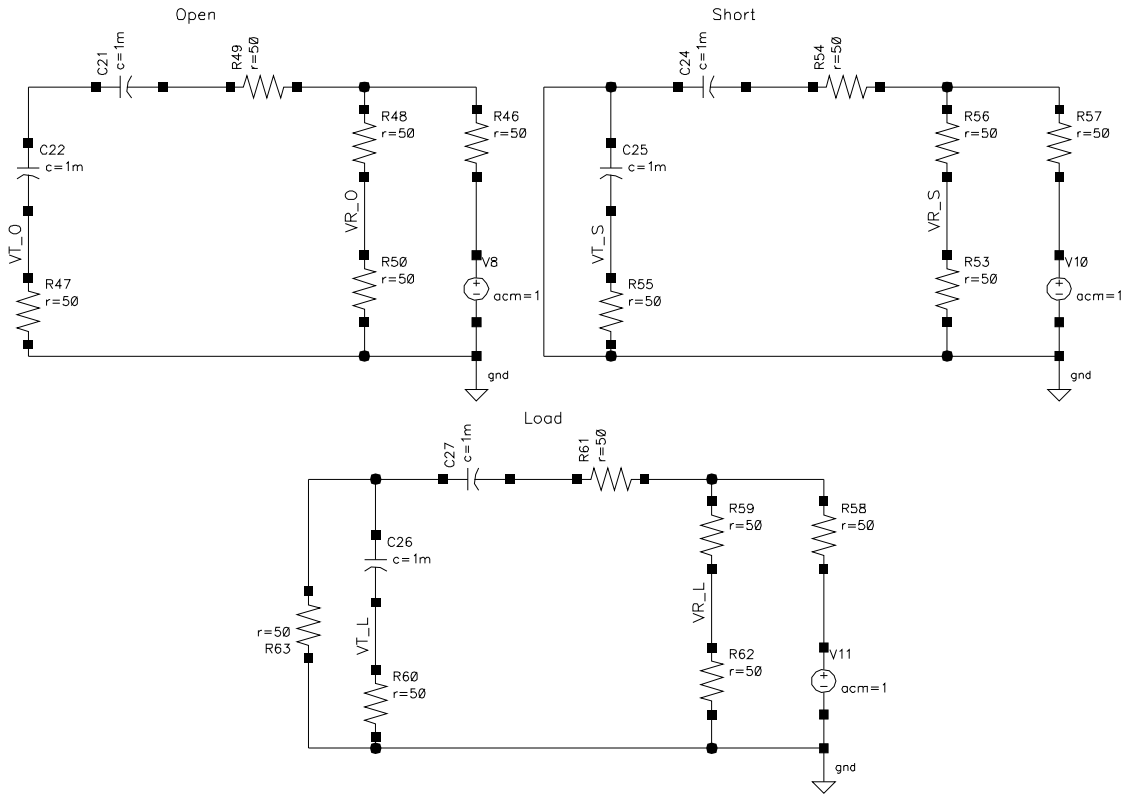


Figura 3.22: Schema della simulazione di calibrazione Open/short/Load

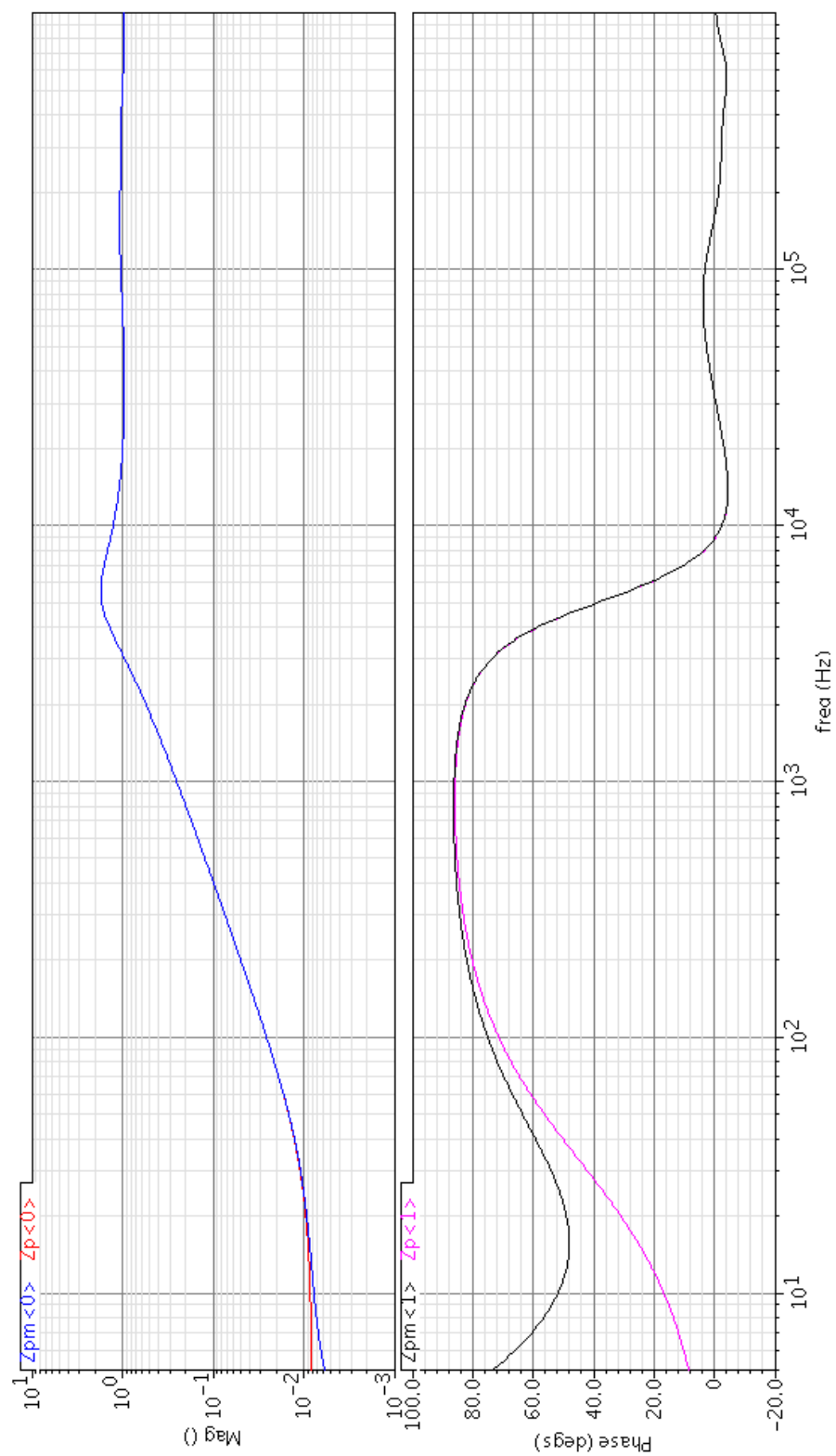


Figura 3.23: Confronto tra Z_P e Z_{PM} (Risultato ottenuto dalla misura)

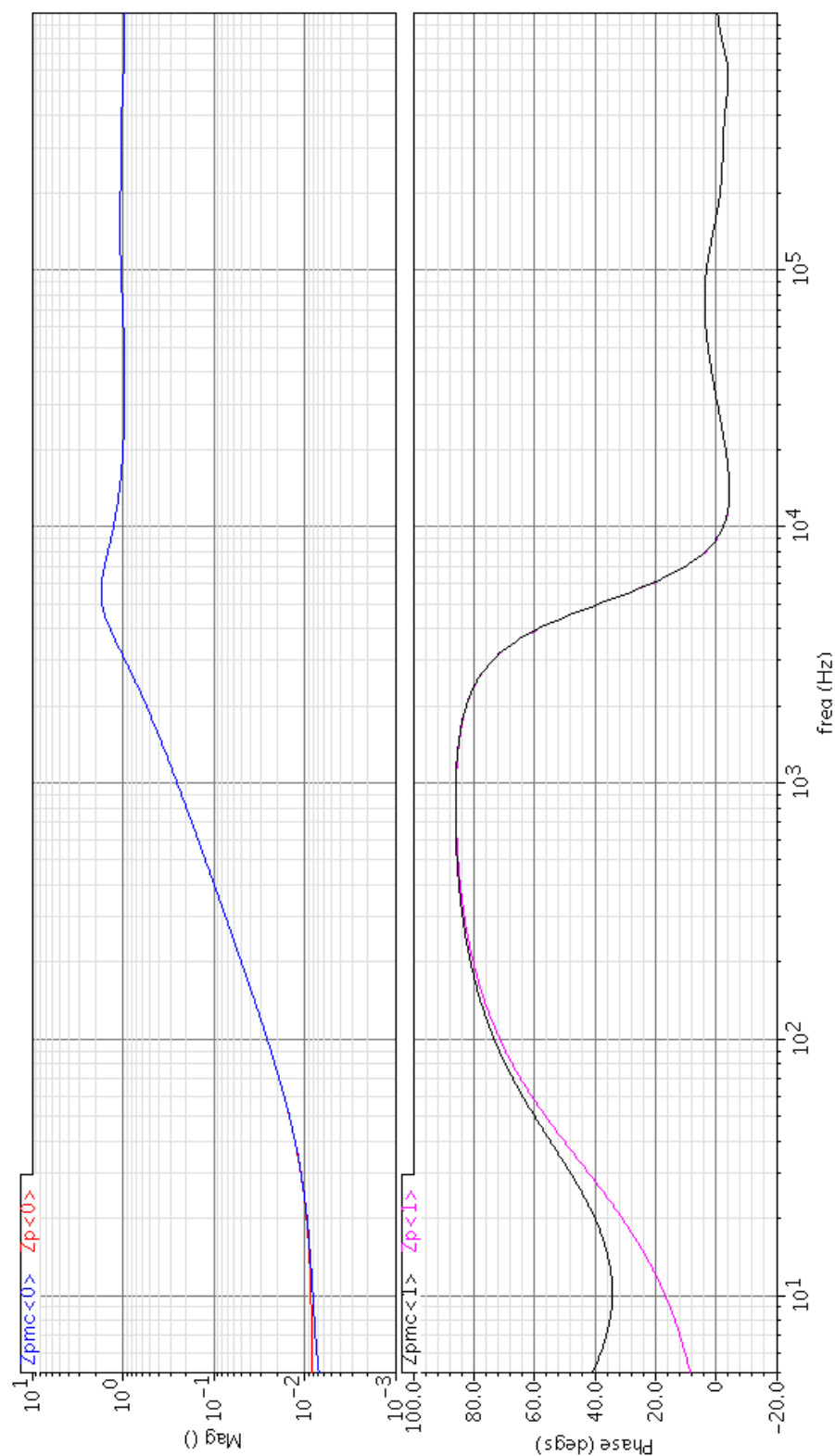


Figura 3.24: Confronto tra Z_P e $Z_{P_{MC}}$ (Risultato ottenuto dalla calibrazione Throu della precedente misura)

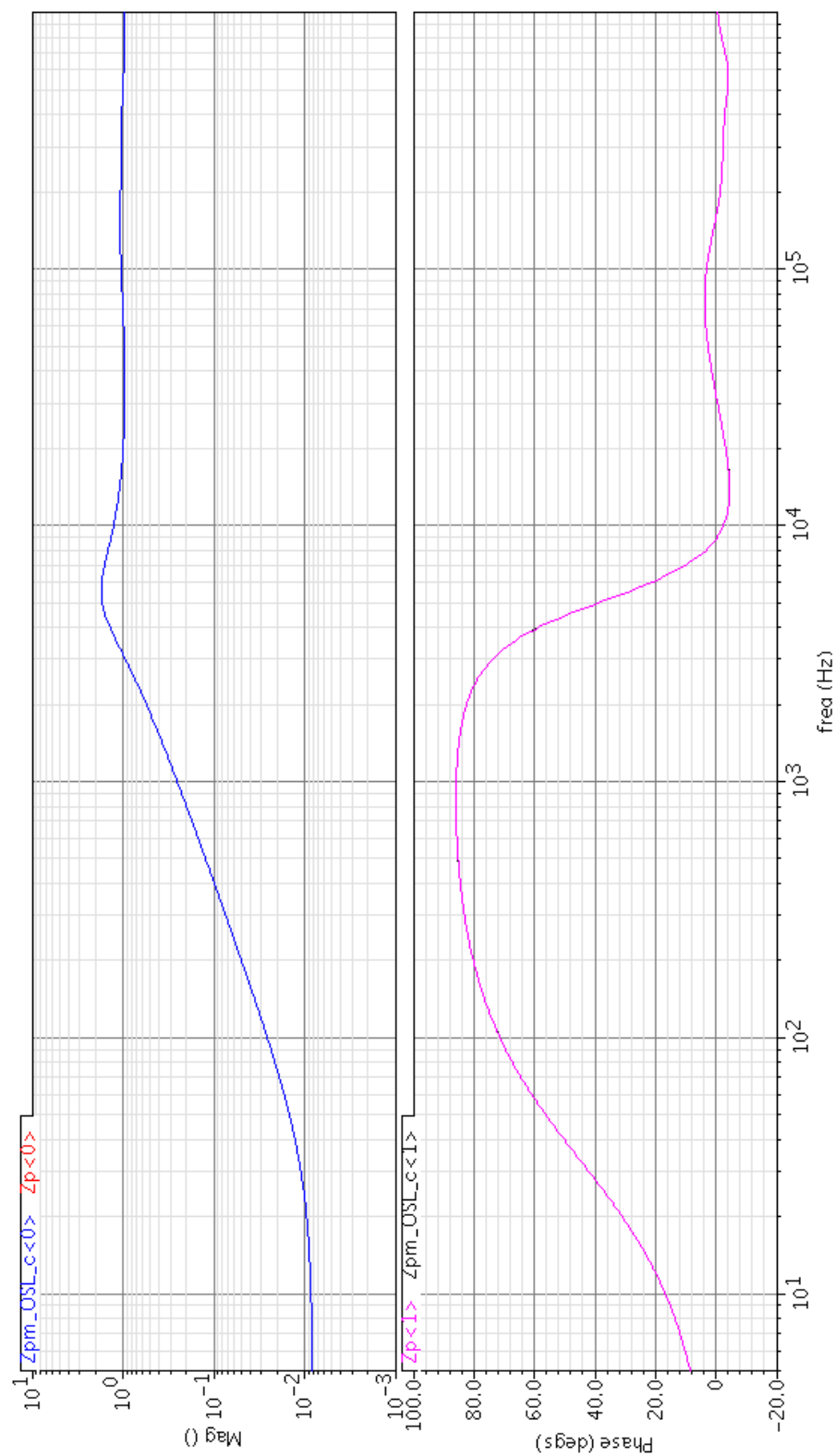


Figura 3.25: Confronto tra Z_P e $Z_{PM_{OSL}}$ (Risultato ottenuto dalla calibrazione Open/Short/Load della precedente misura)

3.3 Misura su dispositivo reale (GP-Shunt Method)

Sulla base di quanto definito nei precedenti paragrafi sono state effettuate differenti misure sul dispositivo *TLE4675*. Per poter passare dalla simulazione alla misura reale è stato necessario definire ulteriori parametri: prima di tutto è stato necessario fissare il valore di alcuni componenti esterni al dispositivo, in particolar modo C_Q ed R_{ESR} .

Poiché lo stimolo sinusoidale iniettato per la misura avrebbe potuto compromettere lo stato di stabilità del DUT si è preferito aumentare di poco il valore di capacità dichiarata nel datasheet. Il valore di R_{ESR} è stato scelto in modo tale che fosse sufficientemente grande da rendere ininfluente l'ESR parassita di C_Q ma sufficientemente piccolo da mantenere stabile il dispositivo. Questo tipo di scelta potrebbe sembrare compromettere l'efficienza del metodo d'analisi della stabilità poiché si richiede di conoscere un valore di R_{ESR} che mantenga stabile il dispositivo al fine di valutarne la stabilità stessa. Se però si considera che i valori di ESR parassita dei condensatori assumono di norma valori dell'ordine delle decine di $m\Omega$, è sufficiente trovare un valore di $R_{ESR} \geq 1\Omega$ per cui all'accensione la V_Q non oscilli. L'utilità di fissare un valore noto di R_{ESR} , risiede nel fatto che tramite essa l'impedenza di carico Z_L risulta essere completamente calcolabile. La corrente di carico e quindi R_{LOAD} è stata fissata a $100mA$ con l'obiettivo di variarla nel momento in cui le misure fossero attendibili.

Per quanto riguarda il Network Analyzer, l'esecuzione della misura richiede che vengano fissati i seguenti parametri:

- range di frequenza entro cui effettuare la misura;
- ampiezza del filtro IF;
- numero di punti acquisiti;
- potenza del segnale *LF OUT*;
- numero di misure da mediare.

La scelta dei valori da associare a tali parametri è stata di tipo iterativo poiché non è possibile conoscere a priori la configurazione in grado di fornire i risultati

migliori. Per le prime misure si è scelto di utilizzare dei valori standard che sono stati poi sempre più perfezionati.

Come riferimento si consideri la seguente configurazione:

- range di frequenza: $f_{sw} = [5Hz, 1MHz]$;
- $IFBW = 1 \div 5Hz$;
- $100pts/dec.$;
- potenza del segnale: $SPWR = 0dBm$, ($-10dBm$ per la calibrazione - consigliato dall'App. Note [e56b]);
- $AVG = 2 \div 8$.

Al fine di valutare realmente l'effetto della calibrazione la medesima misura è stata condotta prima (Figura 3.26) e dopo (Figura 3.27) tale processo, le immagini mostrano nuovamente la correzione dell'effetto capacitivo in bassa frequenza, in accordo con quanto accade in simulazione.

Una volta ottenuta una misura attendibile, i valori sono stati esportati ed elaborati per mezzo del software MATLAB.

Come prima analisi è stata fatta una comparazione tra il risultato della simulazione e quello della misura: nella Figura 3.28 è possibile vedere come le tracce differiscano parzialmente in bassa ed in alta frequenza, anche se visto l'andamento generale sembra che i risultati ottenuti possano essere considerati validi.

Seguendo il metodo d'analisi di stabilità, è stata prima calcolata Z_L e poi è stata estrapolata Z_O da

$$Z_O = \frac{Z_L Z_P}{Z_L - Z_P}$$

quindi è stato ricavato il diagramma di Nyquist di $T_m = Z_O/Z_L$ al variare della R_{ESR} in Z_L . In Figura 3.29 e 3.30 sono riportati, per confronto, gli andamenti di T_m al variare di R_{ESR} con i valori ottenuti dalla simulazione e quelli ottenuti dalla misura.

3. IMPLEMENTAZIONE REALE DELL'ANALISI DI STABILITÀ

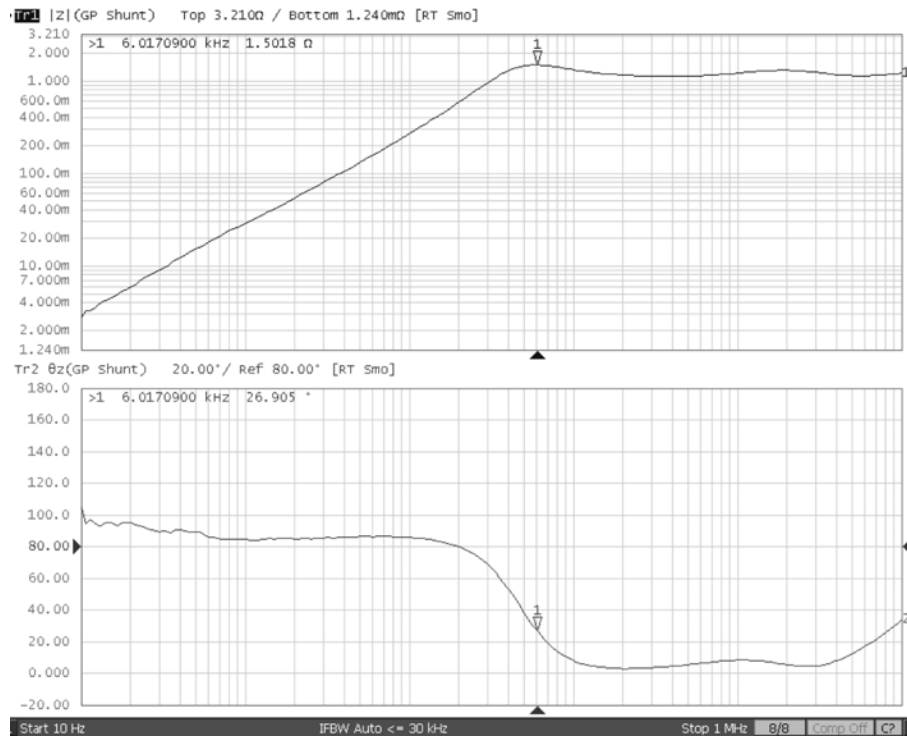


Figura 3.26: Misura di Z_P senza calibrazione

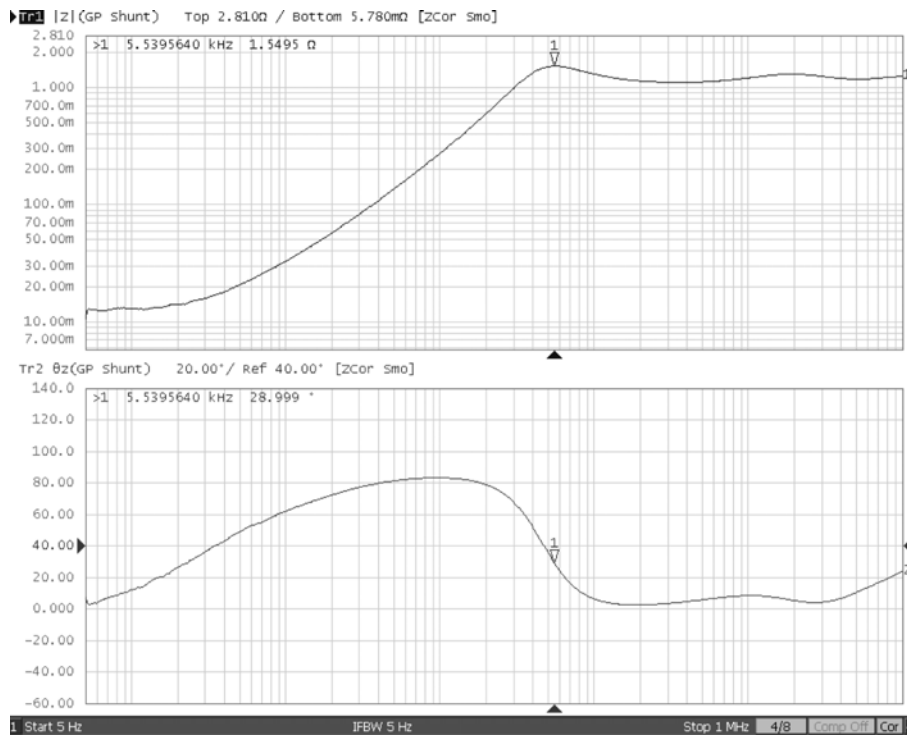


Figura 3.27: Misura di Z_P con calibrazione

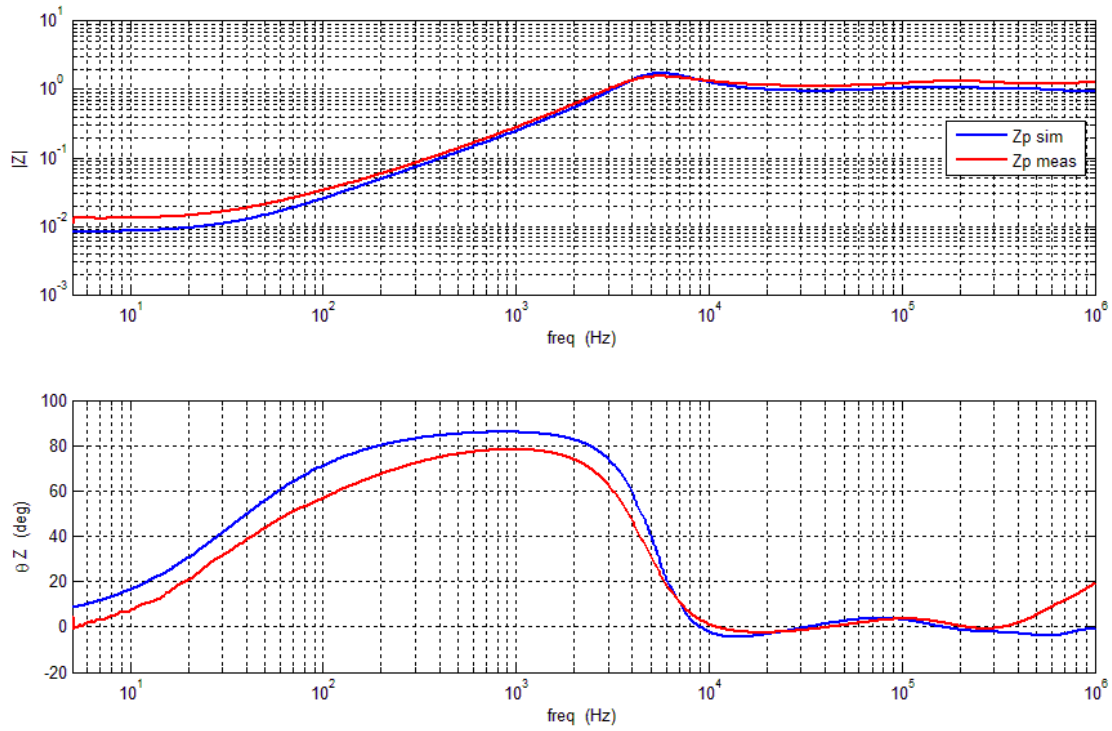


Figura 3.28: Comparazione tra misura (blu) e simulazione (rosso)

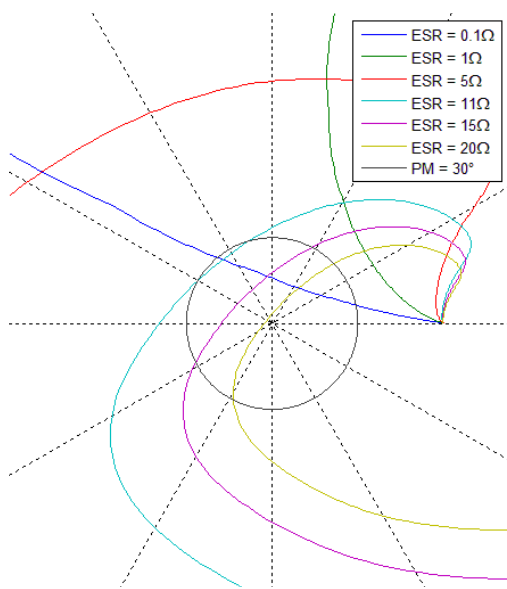


Figura 3.29: Diagramma di Nyquist di T_m al variare di R_{ESR} ricavato dalla simulazione

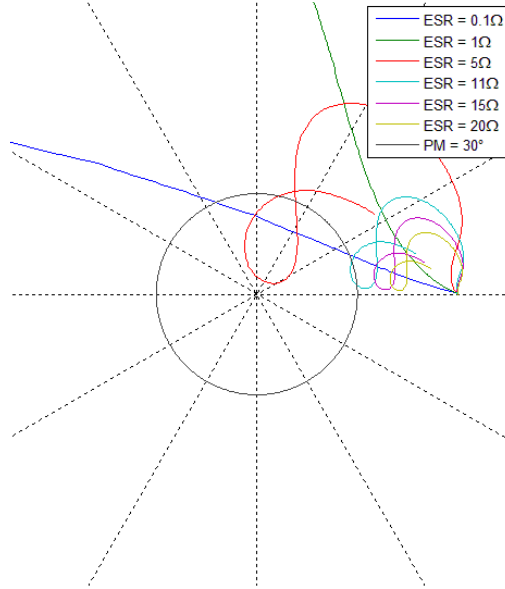


Figura 3.30: Diagramma di Nyquist di T_m al variare di R_{ESR} ricavato dalla misura

Risulta evidente il mismatch presente tra i due casi. I risultati ottenuti dalla misura sembrano seguire l'andamento corretto (ovvero quello analogo alla simulazione) per basse frequenze per poi subire un'alterazione alle alte frequenze, se ne deduce che la misura alle alte frequenze devia rispetto al valore corretto.

3.3.1 Soluzione per la corretta misura alle alte frequenze

Dai risultati ottenuti dalla misura risulta evidente che la presenza di elementi parassiti altera la misura stessa. Si consideri che la configurazione di misura reale è alquanto complessa poiché comprende: i cavi di interconnessione, il power splitter, i condensatori di disaccoppiamento e la board su cui sono presenti il regolatore di tensione e gli elementi di carico. Non è perciò semplice stabilire dove risieda la grandezza parassita che altera il comportamento in alta frequenza.

In figura Figura 3.31 è riportato l'andamento in alta frequenza di modulo e fase di Z_P misurato e simulato.

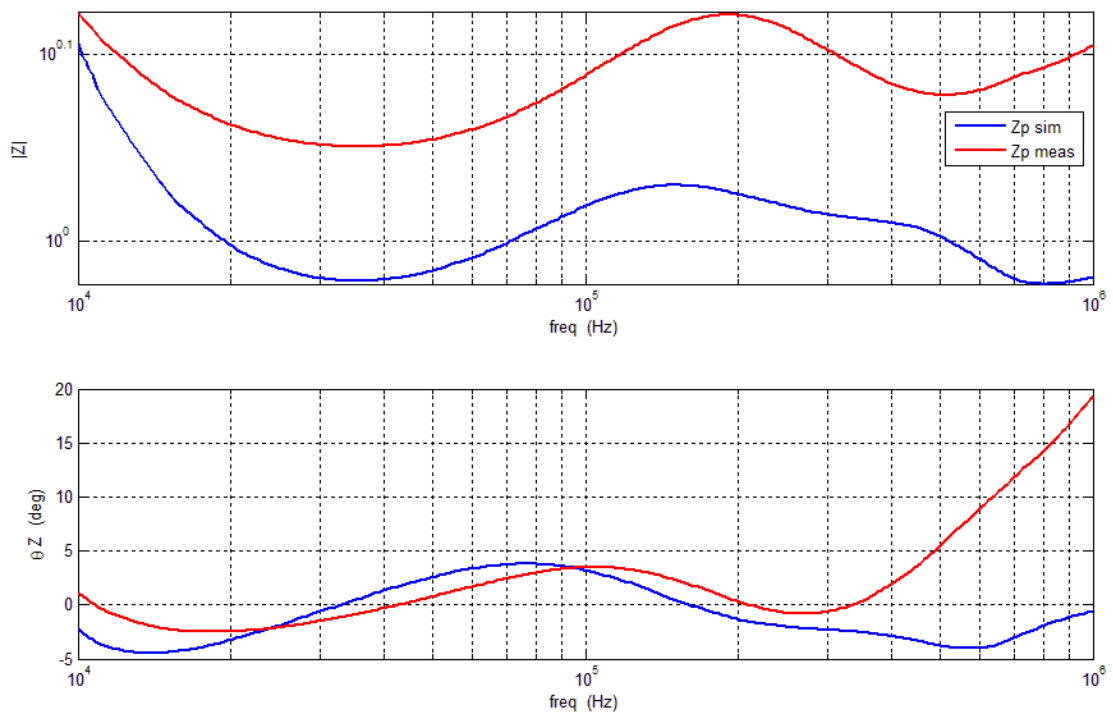


Figura 3.31: Comparazione tra misura e simulazione di Z_P alle alte frequenze

Dal confronto delle due tracce si deduce che nel caso della misura è presente qualcosa che tende a far crescere modulo e fase alle alte frequenze. Come è stato descritto nei precedenti paragrafi, il Network Analyzer prevede l'utilizzo di calibrazioni che dovrebbero eliminare tali difetti nella misura. Queste alterazioni sono quindi da ricercare in quelle posizioni del circuito che non rientrano nel processo di calibrazione. In Figura 3.32 è riportata la configurazione di misura reale, si noti che benché i condensatori di disaccoppiamento abbiano un nodo in comune, piuttosto che connetterli assieme sulla board su cui sono montati e portare un'unica sonda alla board di test si è preferito utilizzare due differenti interconnessioni che fanno capo allo stesso pad della board di test.

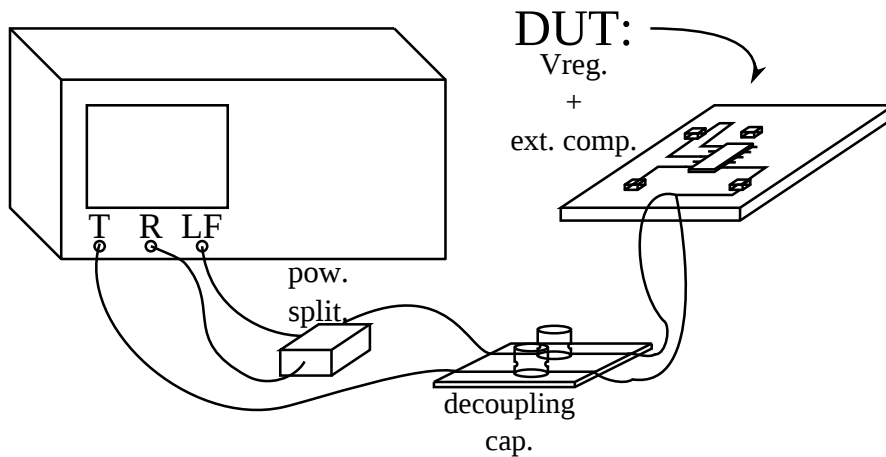


Figura 3.32: Configurazione di misura

Tale configurazione è infatti consigliata dal costruttore in [e56b], tenere separate le due sonde fino al punto di misura permette di sfruttare la calibrazione fino alla posizione in cui le due interconnessioni si uniscono. Collegare le capacità direttamente sulla board e utilizzare un'unica sonda per raggiungere il DUT non permette di includere nella calibrazione la connessione stessa.

Per dimostrare l'efficacia della calibrazione è stata fatta l'ipotesi che l'alterazione della misura in alta frequenza dipendesse dai parassiti presenti sulle capacità di accoppiamento. Uno dei condensatori è stato misurato e dalla misura ottenuta sono stati estrapolati i parametri concentrati che ne identificano l'impedenza (Figura 3.33) in modo da ottenere un modello reale della capacità. Successivamente tale modello è stato sostituito alle capacità nel simulatore (Figura 3.34) ed è stato

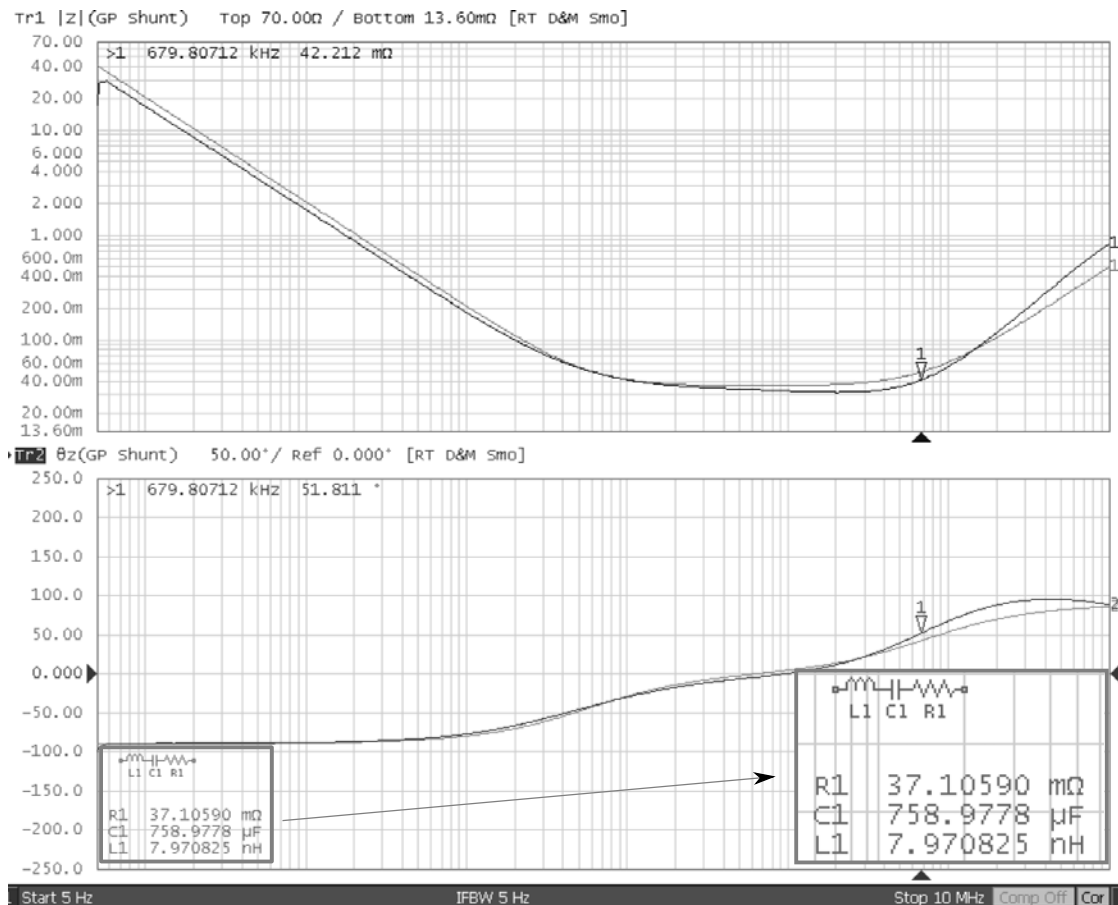


Figura 3.33: Misura della capacità di disaccoppiamento

eseguito un confronto tra l'impedenza Z_P ottenuta dalla simulazione della misura e quella ottenuta dalla simulazione diretta (Figura 3.35).

Alla luce del fatto che la calibrazione si può quindi ritenere efficace fino all'estremità delle sonde che escono dalla board con le capacità, il motivo dell'alterazione della misura in alta frequenza va ricercato nella board che costituisce il DUT. Il DUT comprende l'intera board ed in particolar modo: il regolatore di tensione integrato, la resistenza di carico, la capacità d'uscita e l'ESR ad essa applicata. Risulta evidente che la disposizione delle piste o dei componenti sulla board possa alterare l'andamento della misura in alta frequenza per cui è necessario riuscire a compensare questi errori, poiché il DUT è costituito da più elementi, in questo caso non è possibile sfruttare la calibrazione. Facendo riferimento alla Figura 3.31 è evidente che l'alterazione principale su Z_P è prevalentemente di tipo induttivo

3. IMPLEMENTAZIONE REALE DELL'ANALISI DI STABILITÀ

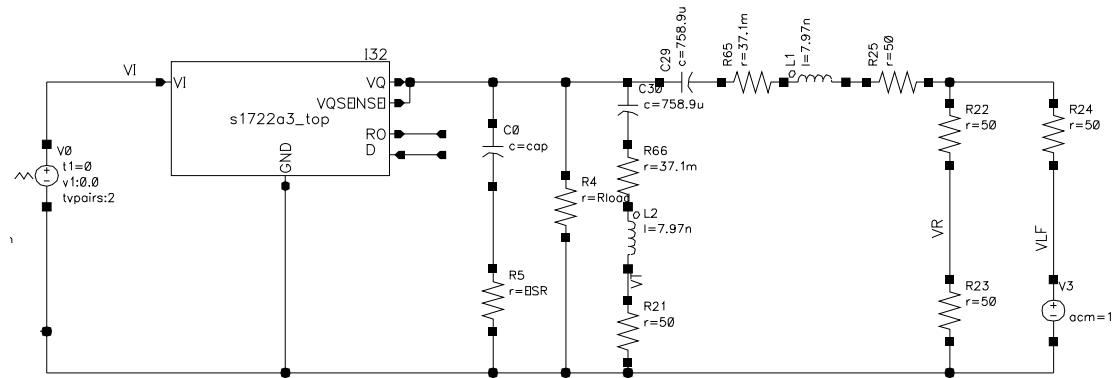


Figura 3.34: Schema di simulazione della misura con capacità reali

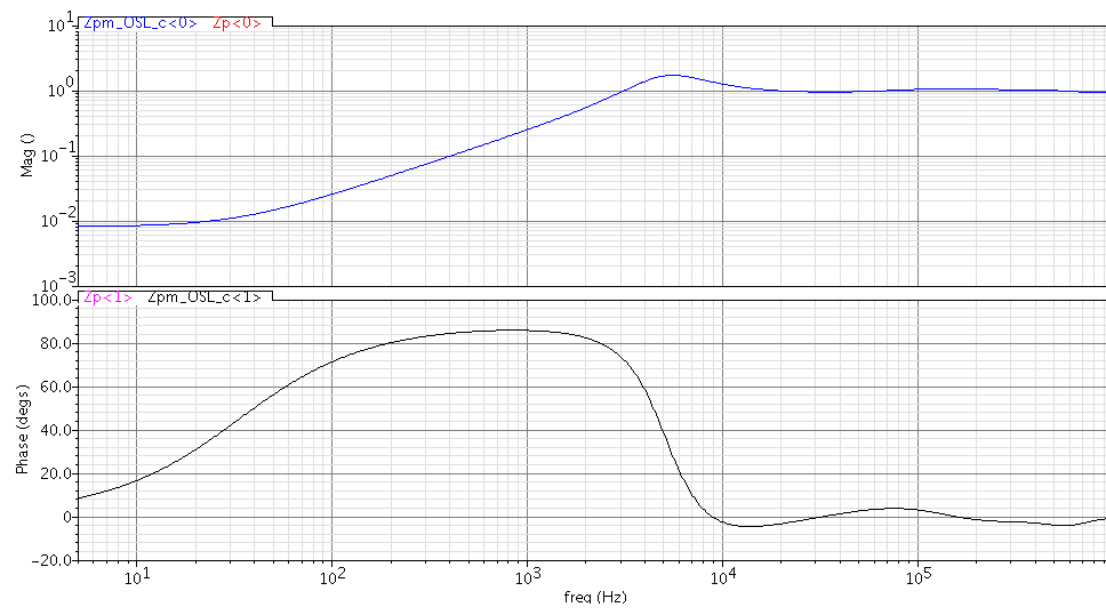


Figura 3.35: Risultato della simulazione con capacità reali e calibrazione Open/Short/Load

poiché tende a far crescere modulo e fase di Z_P .

Volendo trovare un modo per controllare l'effetto di tale alterazione si è provato a simulare la presenza di un'induttanza tra le probe di misura ed il DUT (Figura 3.36). Il risultato è riportato in Figura 3.37 e dimostra che la componente induttiva introdotta tra le sonde ed il DUT altera la misura in alta frequenza. La medesima analisi è stata condotta ponendo l'induttanza parassita tra il pin V_Q ed il carico (C_Q , R_{ESR} e R_{LOAD}), ma il risultato che si ottiene è differente da quanto accade nella misura reale, motivo per cui l'ipotesi precedentemente fatta sulla causa del comportamento anomalo della misura è da considerarsi valida.

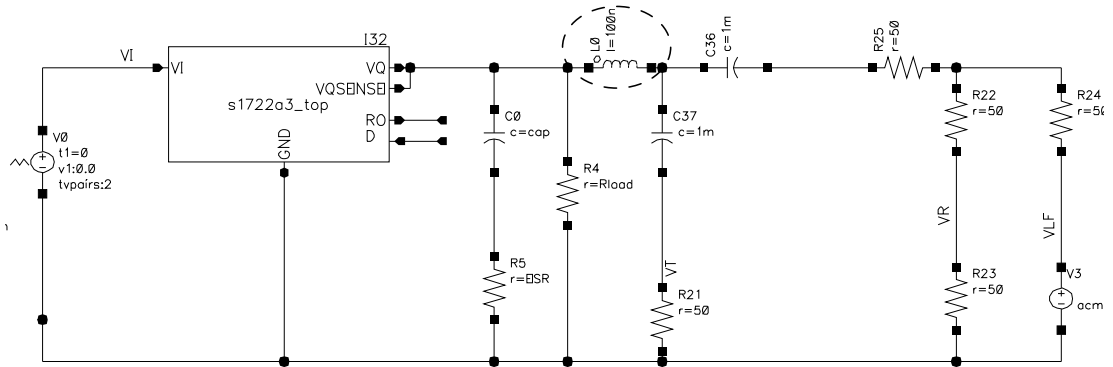


Figura 3.36: Schema della configurazione di misura con induttanza parassita

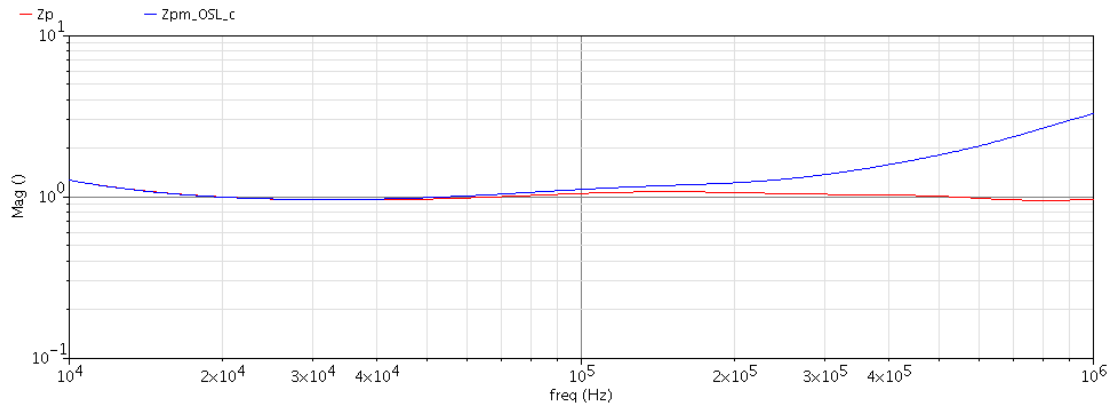


Figura 3.37: Risultato della misura con induttanza parassita. $|Z_P|$

Soluzione

La soluzione trovata al problema della misura in alta frequenza è frutto del seguente ragionamento: facendo riferimento allo schema in Figura 3.36 l'elemento parassita si trova tra il DUT e la circuiteria per la misura. In base alla notazione utilizzata finora si può definire l'impedenza misurata

$$Z_{PM} = Z_{par} + Z_P$$

dove Z_{par} costituisce l'impedenza parassita in serie a Z_P che a sua volta è costituita dal parallelo tra Z_O e Z_L . Analogamente, togliendo il regolatore di tensione e quindi tenendo solo Z_L si può definire l'impedenza di carico misurata

$$Z_{LM} = Z_{par} + Z_L$$

Per facilitare la comprensione si considerino gli schemi in Figura 3.38.

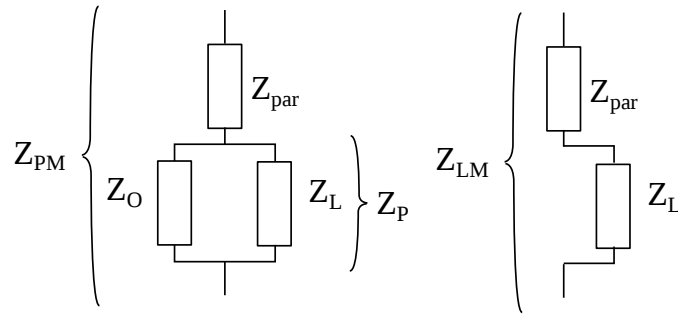


Figura 3.38: Riferimenti alla nomenclatura delle impedenze

Per poter rimuovere la componente parassita è sufficiente calcolare

$$Z_{diff} = Z_{LM} - Z_{PM} = Z_L - Z_P$$

sapendo che

$$Z_P = \frac{Z_O Z_L}{Z_O + Z_L}$$

allora

$$Z_{diff} = \frac{Z_L^2}{Z_O + Z_L}$$

quindi, invertendo la formula si ottiene

$$Z_O = \frac{Z_L(Z_L - Z_{diff})}{Z_{diff}}$$

dove Z_L è sempre determinata dal calcolo mentre Z_{diff} è ottenuta dalla sottrazione dei risultati di due misure. Questo tipo di correzione aumenta il numero di misure da effettuare, ma garantisce dei risultati validi.

Al fine di dimostrarne la validità, è stata verificata tramite simulazione l'efficacia del metodo. Si consideri che dalla formula precedente è possibile estrarre direttamente $T_m = Z_O/Z_L$ infatti

$$T_m = \frac{Z_L - Z_{diff}}{Z_{diff}}$$

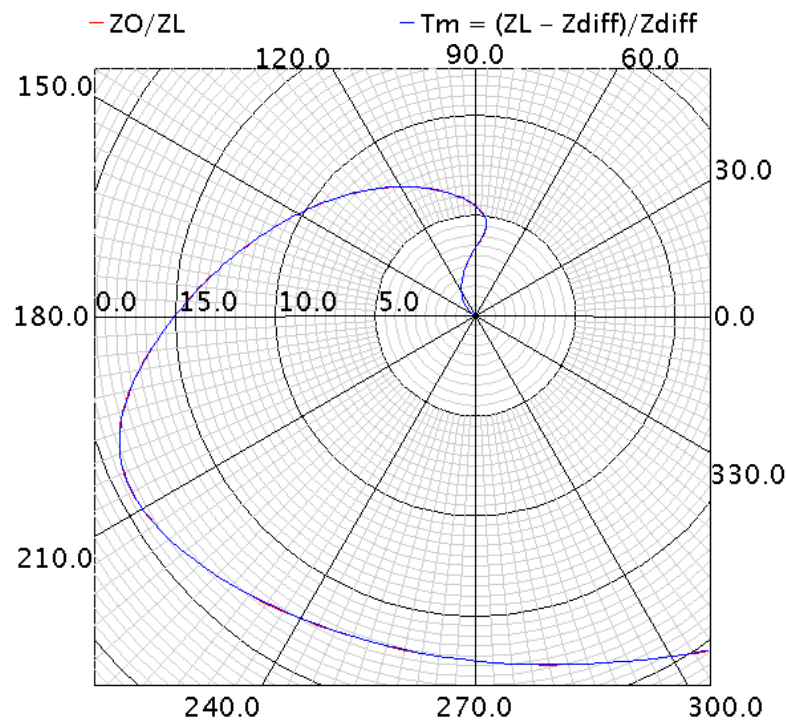


Figura 3.39: Risultato della simulazione del calcolo di T_m con compensazione dell'impedenza parassita

per tale motivo si è preferito riportare i risultati delle simulazioni (T_m) direttamente sul diagramma di Nyquist (Figura 3.39).

Il grafico dimostra che c'è sovrapposizione perfetta tra il risultato ottenuto dal calcolo diretto Z_O/Z_L e quello ottenuto tramite la misura.

3.3.2 Risultati ottenuti dalla misura (GP-Shunt corretto)

La misura di Z_P è stata quindi ripetuta sfruttando il metodo per la compensazione dell'impedenza parassita. Per misurare la sola Z_L è stato scollegato il pin V_Q del dispositivo dalla pista a cui è collegata Z_L .

Una volta ricavate le due differenti misure, sono state esportate ed elaborate tramite MATLAB secondo le formule precedentemente illustrate, fino ad ottenere T_m . Il grafico in Figura 3.40 ne riporta l'andamento al variare di R_{ESR} .

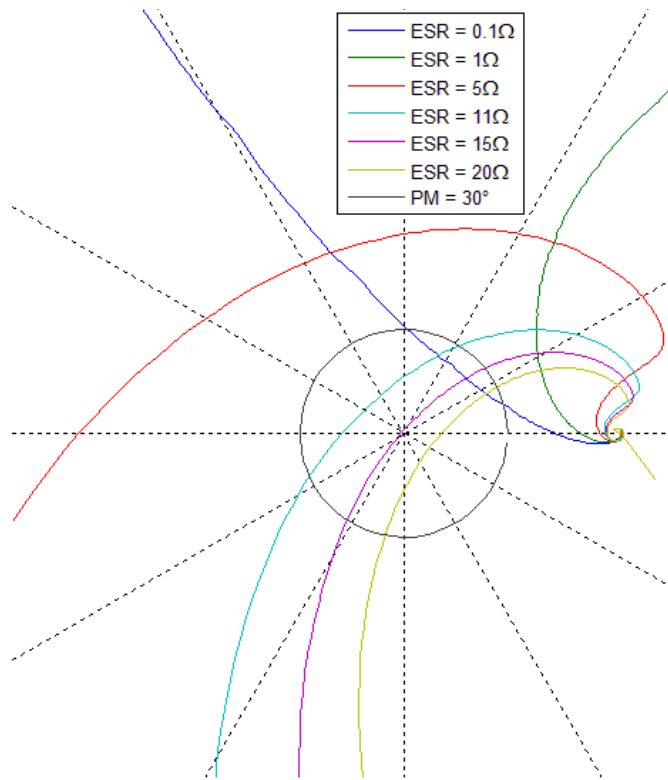


Figura 3.40

Dall'analisi è possibile dedurre che i risultati ottenuti sono attendibili, non coincidono perfettamente con la simulazione, (Figura 3.29) ma ne ricalcano l'andamento. Considerando quindi valida la misura effettuata, sono stati estrapolati i valori limite di ESR utilizzando i due differenti metodi esposti nel Paragrafo 2.2.

La descrizione dell'algoritmo di processing dei dati e la modalità di report degli stessi sono riportate nel capitolo successivo, per ora si consideri solamente che conoscendo Z_O è stato ricalcolato T_m al variare di R_{ESR} e per ogni valore di T_m è stato calcolato il margine di fase equivalente. Fissando come valore limite per il margine di fase $PM = 23^\circ$ (analogo a quello che dovrebbe essere stato utilizzato nel caso del load step) sono stati ricavati i seguenti limiti:

- **Approssimazione al secondo ordine:**

$$R_{ESR_{min}} = 0,14\Omega \quad R_{ESR_{max}} = 8,48\Omega$$

- **Maximum Peak Criterion:**

$$R_{ESR_{min}} = 0,11\Omega \quad R_{ESR_{max}} = 8,63\Omega$$

I grafici finora riportati fanno tutti riferimento a misure e simulazioni condotte con corrente di carico pari a $I_Q = 100mA$, tale valore è stato bloccato finché non si è raggiunta una simulazione dai risultati attendibili. Successivamente la corrente di carico è stata variata al fine di ottenere il tunnel di stabilità, i risultati ottenuti da queste misure sono riportati nel seguente capitolo.

Capitolo 4

Processing dei dati e analisi dei risultati

Il processing dei dati costituisce una delle parti fondamentali del metodo d'analisi della stabilità, è proprio grazie all'elaborazione dei dati misurati che è possibile ottenere ad esempio il diagramma di Nyquist di T_m e quindi il tunnel di stabilità. Per poter gestire con facilità il processing dei risultati delle misure è stato utilizzato il software MATLAB tra le cui caratteristiche c'è quella di supportare nativamente i numeri complessi, peculiarità che permette di semplificare l'elaborazione dei dati. Dapprima è stato creato uno script che permettesse di ottenere dei risultati corretti, successivamente è stata implementata un'interfaccia grafica che rendesse più pratica la gestione dell'intera procedura.

In questo capitolo viene preso in esame l'algoritmo che genera i risultati e l'interfaccia grafica ad esso associata. Sono poi riportati una serie di confronti tra misure ottenute col metodo implementato nella tesi e misure ottenute tramite load step su differenti dispositivi.

4.1 Processing dei dati

Per poter analizzare l'algoritmo di processing dei dati è necessario comprendere come questi ultimi vengano resi disponibili all'utente dal network analyzer. Il funzionamento è in realtà piuttosto semplice: per ogni traccia presente sullo schermo

è possibile salvare le informazioni in formato CSV (Comma Separated Values).

Il network analyzer permette di riportare sul display fino a quattro tracce differenti; nel caso in cui è configurato per la misura d'impedenza, di default la grafica è costituita di due tracce che corrispondono rispettivamente a modulo e fase dell'impedenza misurata (Figura 3.26 o Figura 3.27).

Il primo approccio seguito per l'elaborazione dei dati è stato quello di importare in MATLAB modulo e fase di ogni misura e successivamente ricostruire l'impedenza (complessa) da

$$Z = |Z|e^{j\angle Z}$$

Successivamente, dopo aver valutato l'attendibilità del metodo di compensazione della misura in alta frequenza (Paragrafo 3.3.1), si è reso necessario salvare ed acquisire quattro tracce: modulo e fase per Z_{PM} , modulo e fase per Z_{LM} . Per rendere più rapida l'operazione di salvataggio/acquisizione si è preferito prelevare i valori complessi relativi al rapporto V_T/V_R che la macchina calcola ad ogni misura. Facendo riferimento alla Figura 3.15 è possibile notare che per il calcolo di Z il network analyzer si basa sulla misura di

$$s_{21} = \frac{V_T}{V_R}$$

da cui ricava Z per mezzo della seguente equazione

$$Z = \frac{25 \cdot s_{21}}{1 - s_{21}}.$$

Alla grafica Modulo/fase è stata aggiunta quindi un'ulteriore traccia di tipo complesso che corrisponde a s_{21} (Figura 4.1).

In questo modo è sufficiente salvare solo un unico file e poi estrapolare con matlab frequenza, parte reale ($s_{\Re}$) e parte immaginaria ($s_{\Im}$) in esso riportati. Per ricostruire s_{21} è sufficiente calcolare

$$s_{21} = s_{\Re} + j \cdot s_{\Im}.$$

Per facilitare la comprensione sono riportate le prime righe di un file CSV corrispondente alla misura di s_{21} (Tabella 4.1).

4. PROCESSING DEI DATI E ANALISI DEI RISULTATI

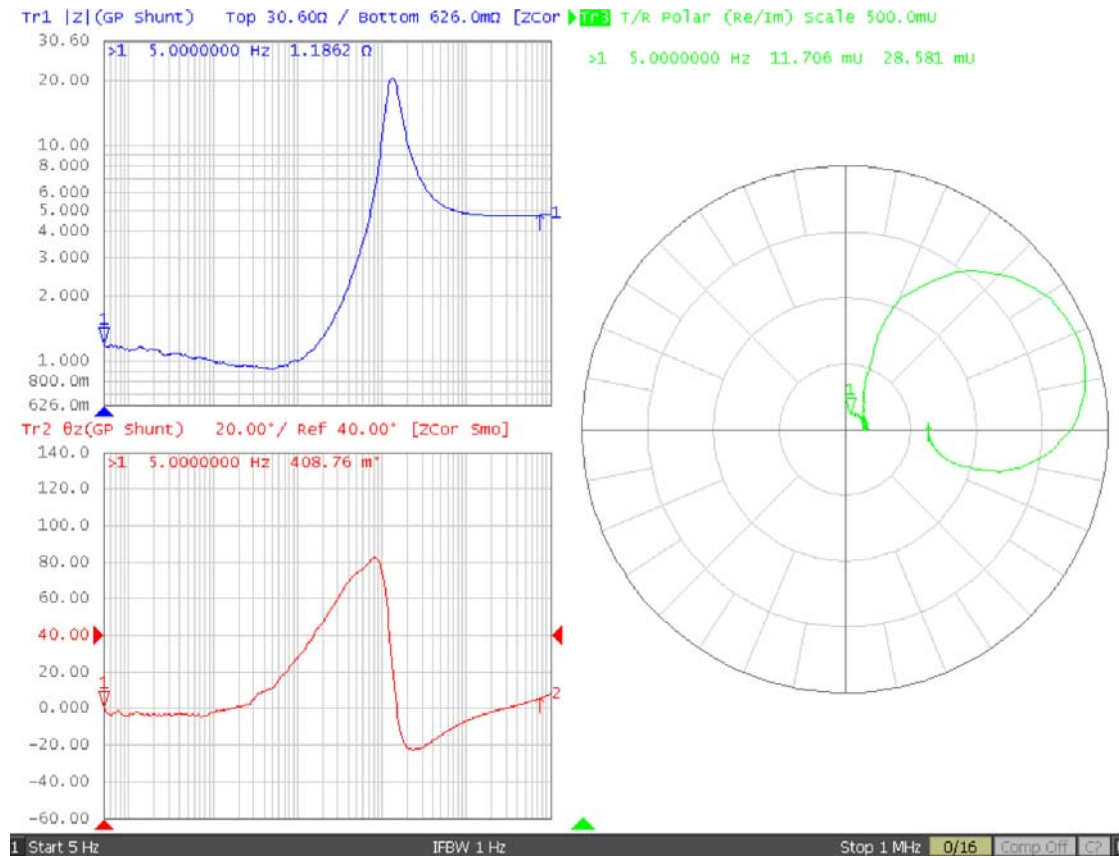


Figura 4.1: Misura con traccia complessa V_T/V_R

#Channel 1		
#Trace 3		
Frequency	Formatted Data	Formatted Data
+5.000000000000E+000,	+6.69953560579E-001,	+4.62857144865E-001
+5.17841548810E+000,	+6.84285386737E-001,	+4.57076153871E-001
...	...	...

Tabella 4.1: Esempio di file CSV contenente la misura di s_{21}

4.1.1 Analisi dell'algoritmo di processing

L'algoritmo di processing dei dati è sviluppato secondo i seguenti punti:

1. acquisizione dei dati;
2. definizione della configurazione di misura e del range di risultati;
3. scelta del metodo d'analisi ed elaborazione dei risultati;
4. report dei risultati ottenuti.

Acquisizione dei dati

In questa fase alcune finestre di dialogo permettono di selezionare i file relativi ad ogni singola traccia. Vengono infatti richiesti i file corrispondenti alla misura di $s_{21_{PM}}$ e successivamente quelli corrispondenti alla misura di $s_{21_{LM}}$. Da ogni singolo file vengono acquisite: parte reale e parte immaginaria, dal primo file aperto viene inoltre acquisito l'array dei valori di frequenza utilizzati.

Prima di passare a successivi calcoli è permesso di impostare dei limiti superiori ed inferiori di frequenza per i dati acquisiti, volendo ad esempio scartare tutti i valori relativi a frequenze inferiori a $1KHz$ e superiori a $100KHz$ è sufficiente attribuire i suddetti limiti ad alcune variabili, un ciclo eseguito in seguito rimuove da $s_{21_{PM}}$, $s_{21_{LM}}$ e dal vettore delle frequenze i dati non utili.

Successivamente viene eseguito il calcolo di $Z_{diff} = Z_{LM} - Z_{PM}$, avendo a disposizione $s_{21_{PM}}$ e $s_{21_{LM}}$ e sapendo che

$$Z = \frac{25 \cdot s_{21}}{1 - s_{21}}$$

è sufficiente calcolare

$$Z_{diff} = \frac{25 \cdot s_{21_{LM}}}{1 - s_{21_{LM}}} - \frac{25 \cdot s_{21_{PM}}}{1 - s_{21_{PM}}} = 25 \cdot \frac{s_{21_{LM}} \cdot s_{21_{PM}}}{(1 - s_{21_{LM}})(1 - s_{21_{PM}})}$$

Definizione delle condizioni di misura e dei risultati

Per poter proseguire con l'elaborazione è necessario conoscere Z_L attraverso la quale si ricava Z_O . L'operazione di definizione del carico è effettuata fornendo all'algoritmo di elaborazione i seguenti parametri:

- valore di capacità C_Q ;
- valore di resistenza R_{ESR} ;
- valore di tensione d'uscita V_Q ;
- valore di corrente di carico I_Q ;

tutti questi valori si riferiscono a quelli utilizzati nella misura. Dalla conoscenza di V_Q ed I_Q è possibile determinare

$$R_{LOAD} = \frac{V_Q}{I_Q}$$

nota R_{LOAD} l'algoritmo procede calcolando

$$Z_L = R_{LOAD} / (R_{ESR} + Z_{C_Q}) = \frac{R_{LOAD}(1 + sR_{ESR}C_Q)}{1 + s(R_{ESR} + R_{LOAD})C_Q}.$$

Il calcolo di Z_L richiede inoltre di fornire la variabile $s = j2\pi f$ e quindi la variabile f ottenuta dall'array di frequenze creato durante la fase di acquisizione dati.

Dato che il calcolo di Z_L viene ripetuto più volte nella fase successiva di elaborazione dei risultati, si è preferito creare una funzione che restituisse il risultato desiderato a partire da C_Q , R_{ESR} , R_{LOAD} e f . In seguito è riportato il codice di tale funzione:

```
function [Zl] = makeZload(C, ESR, Rload, freq)
```

```
% MAKE_ZL makeZl(C, ESR, Rload, freq) return impedance complex
% vector made from C and ESR
% C -> capacitor value of impedance
% ESR -> esr of impedance
```

```

% Rload —> resistance load value
% freq —> frequency values vector

for k=1:length(freq)
    Znum(k,1) = Rload*(1+i*(2*pi()*freq(k)*ESR*C));
    Zden(k,1) = 1+i*(2*pi()*freq(k)*(ESR+Rload)*C);
end
Zl = Znum./Zden;
end

```

Oltre a dover definire le condizioni di misura, è necessario definire quali siano le condizioni per le quali si vogliono calcolare i risultati. Una delle peculiarità del metodo d'analisi tramite rapporto d'impedenza è infatti quella di poter variare virtualmente il tipo di carico applicato. Una volta definite le condizioni di misura ed aver estrapolato Z_O per una determinata corrente di carico I_Q è possibile valutare l'andamento di T_m al variare degli elementi di carico applicati all'uscita. Nel caso dei regolatori lineari l'obiettivo è quello di determinare l'andamento di T_m al variare di R_{ESR} , per tale motivo l'algoritmo di analisi richiede di definire:

- il valore della capacità C_Q da utilizzare per l'analisi;
- il range di valori di R_{ESR} per i quali calcolare il margine di fase di T_m .

Scelta del metodo d'analisi ed elaborazione dei risultati

L'algoritmo di processing, giunto a questa fase, richiede di scegliere quale criterio utilizzare per l'analisi di stabilità: l'approssimazione al secondo ordine oppure il Maximum Peak Criterion.

Nel caso dell'**Approssimazione al secondo ordine** un ciclo calcola

$$A_f = \frac{1}{1 + T_m}$$

per ogni valore di $T_m = Z_O/Z_L$ ottenuto al variare di R_{ESR} in Z_L .

Per ogni A_f calcolato si estrae

$$M_s = \max(|A_f|)$$

e tramite la (2.1) e la (1.1) di ricava PM . Anche in questo caso, l'operazione di calcolo del margine di fase a partire dal valore di picco è stata racchiusa in un'unica funzione poichè ripetuta per ogni valore di ESR:

```
function PM = peakPM(pk)

%peakPM(pk) evaluate phase margin in degree from peak
%   pk -> peak value of minor-loop gain
%           closed-loop response

Q = pk*sqrt((1+sqrt(1-(1/(pk^2))))/2);
PM = atan(sqrt(2/(2*Q*sqrt(1+Q^2)-1)))*(180/pi());
end
```

I risultati ottenuti dal calcolo del margine di fase vengono inseriti all'interno di un unico vettore che li raccoglie per ordine crescente di ESR.

Nel caso del **Maximum Peak Criterion** il procedimento è simile al precedente: un ciclo calcola T_m al variare dell'ESR in Z_L . Sapendo che per tale criterio è necessario valutare quali T_m stanno al di fuori dal cerchio centrato in $(-1, 0)$ e di raggio r il cui valore dipende dal margine di guadagno e fase desiderati, l'algoritmo procede a ritroso. Dapprima cambia l'origine degli assi ponendo $T'_m = 1 + T_m$, a questo punto valuta il massimo margine a partire dal valore del raggio minimo del cerchio centrato in $(0, 0)$ tangente a T'_m . Per cui risulta evidente che

$$r = \min(|T'_m|)$$

noto il valore di r ricava il margine di fase da

$$PM = \arctan\left(\frac{r \cdot \sqrt{4 - r^2}}{r^2 - 2}\right)$$

Come nel caso precedente i diversi valori di PM sono raccolti in un unico array ordinati per valori di ESR crescenti.

Terminato questo processo è possibile visualizzare graficamente i limiti di stabilità riportando in un grafico il margine di fase PM in funzione dell'ESR. In Figura 4.2 è riportato l'andamento di tale grandezza calcolata mediante i due differenti metodi.

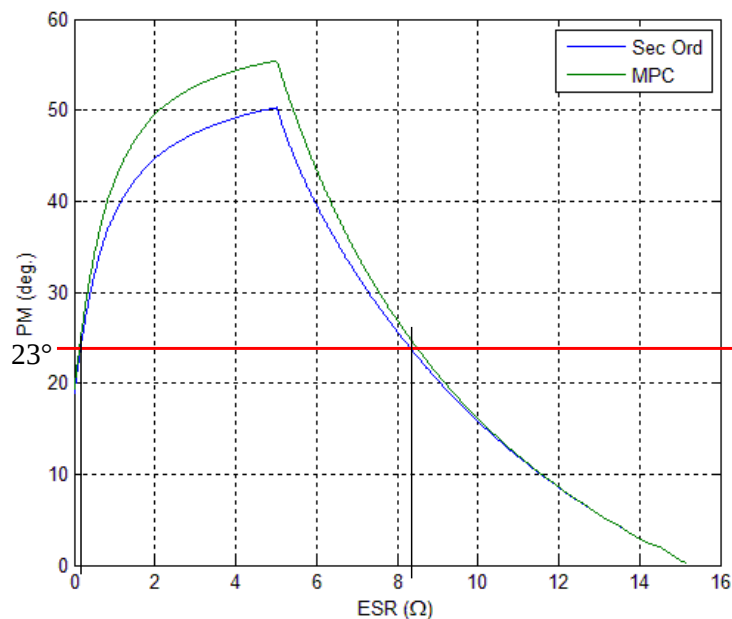


Figura 4.2: Confronto tra margine di fase ricavato mediante Approssimazione del secondo ordine e MPC

Se si volesse estrarre graficamente i valori limite di ESR sarebbe sufficiente intercettare il grafico lungo la retta orizzontale che corrisponde al margine di fase desiderato: tutti i valori di ESR per cui il grafico sta sopra tale retta sono da considerarsi validi e quindi tali da garantire che il sistema sia stabile.

Report dei risultati ottenuti

La fase finale di report prevede che venga definito il limite di margine di fase ricercato. Fissato tale valore, l'algoritmo procede in maniera analoga al metodo grafico ovvero intercetta i valori di PM che stanno al di sopra del limite imposto, da cui ricavano i corrispondenti ESR e ne estrae il valore massimo ($R_{ESR_{MAX}}$) ed il valore minimo ($R_{ESR_{MIN}}$).

Le operazioni finora descritte vengono ripetute per ogni coppia di tracce ($s_{21_{PM}}$ e $s_{21_{LM}}$) corrispondenti ad una diversa condizione operativa (per ogni diversa I_Q). I risultati ottenuti da ogni report sono utilizzati per ottenere il plot finale del tunnel di stabilità (Figura 4.3).

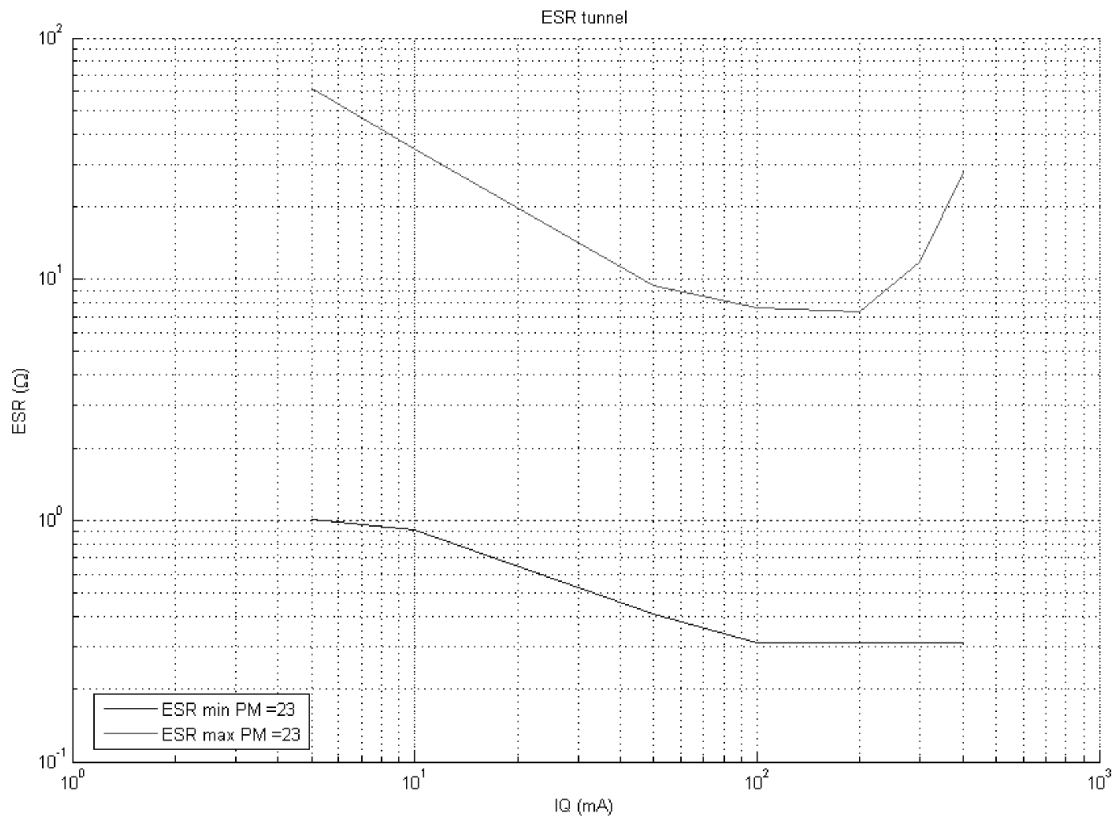


Figura 4.3: Tunnel di stabilità ricavato dalle misure

4.1.2 Implementazione ed uso dell'interfaccia grafica

L'interfaccia grafica è stata realizzata sempre in ambiente matlab. Il software permette infatti di creare interfacce con pulsanti, menù ed altri elementi grafici in grado di interagire per mezzo di funzioni che vengono eseguite al verificarsi di determinati eventi (ad es. un click del mouse).

Il modo in cui è stata costruita l'interfaccia ricalca i passi compiuti dall'algoritmo di processing. In Figura 4.4 è riportato uno screenshot della GUI.

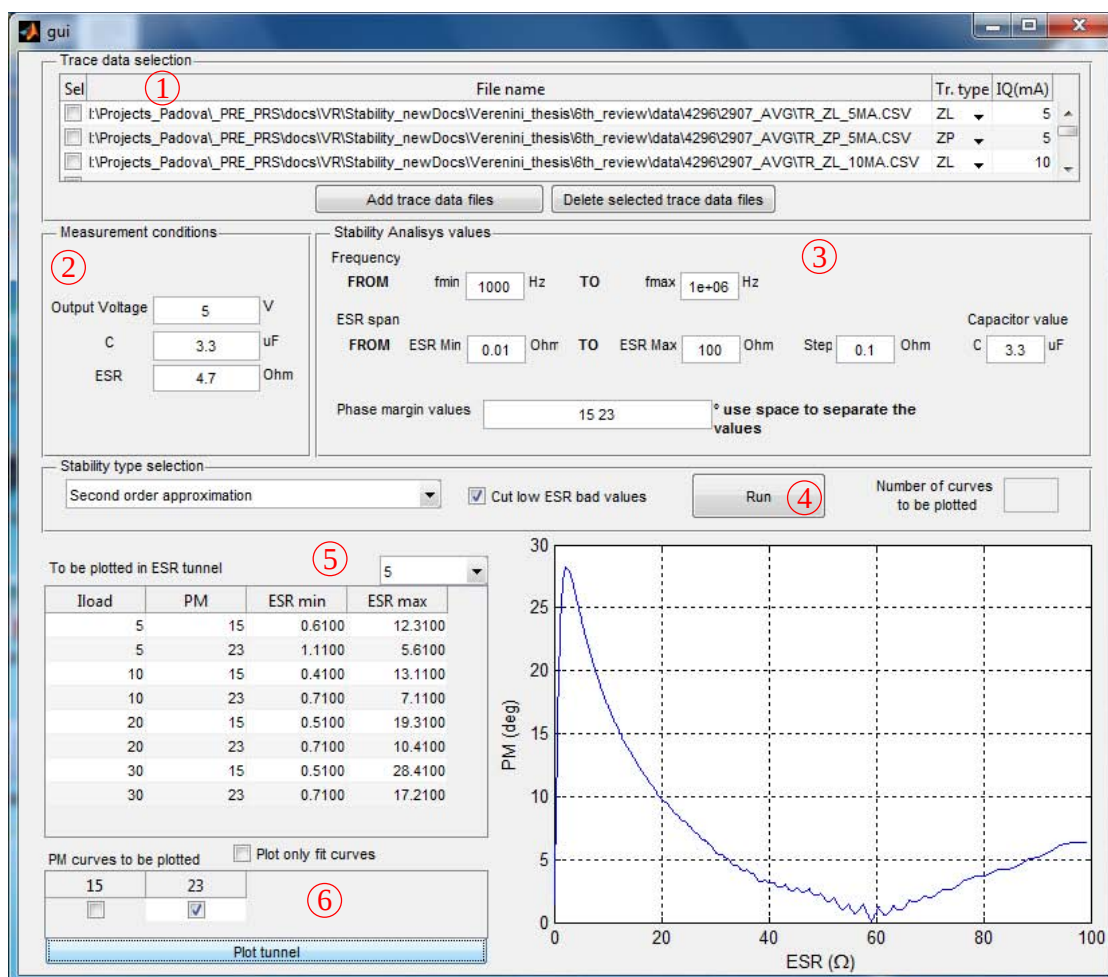


Figura 4.4: Interfaccia grafica per il processing

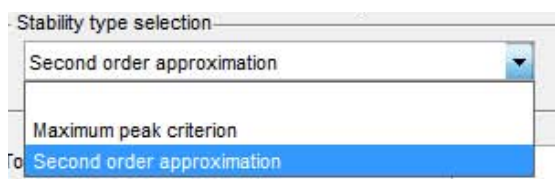
Ad ognuna delle sezioni è stato assegnato un numero per favorire la leggibilità delle descrizioni che seguono.

1. **Trace data selection** - In questa sezione è possibile selezionare i files contenenti le tracce da elaborare. Cliccando sul tasto *Add trace data files* appare una finestra di dialogo in cui è possibile selezionare i files da importare. Una volta caricati i files necessari è possibile, agendo direttamente sulla tabella, modificare il valore di corrente di carico associato ad ogni traccia. La tabella permette inoltre di definire tramite un menù a tendina presente per

ogni riga della colonna *tr. Type*, se la traccia fa riferimento alla misura di Z_P o di Z_L . Infine, se si dovesse aver caricato dei files indesiderati è possibile eliminarli selezionandoli tramite le checkbox presenti sulla prima colonna a sinistra (*Sel*) e cliccando successivamente sul pulsante *Delete selected trace data files*.

2. **Measurement conditions** - In questa sezione è possibile definire le condizioni di misura, le caselle di testo presenti permettono di assegnare: il valore di V_Q (*Output Voltage*), di C_Q (C) e di R_{ESR} (*ESR*) utilizzati durante la fase di misura.
3. **Stability Analysis values** - Questa sezione permette di definire le condizioni da utilizzare per l'analisi di stabilità: per prima cosa è possibile definire il range di frequenza entro il quale eseguire l'analisi, per cui è possibile scartare ad esempio frequenze alte o basse. Successivamente è richiesto il range di ESR ed il passo tra un valore ed il successivo, da utilizzare nel calcolo di T_m . Viene poi richiesto il valore di capacità C_Q (C) da utilizzare sempre nel calcolo di T_m , questo perché il valore di capacità utilizzato in misura potrebbe essere differente da quello che si vuole utilizzare per l'analisi di stabilità. Per rendere più semplice l'inserimento dei parametri dell'analisi, i campi *fmin* ed *fmax* vengono inizializzati alla minima e massima frequenza letta dai files contenenti le tracce di misura, che possono essere successivamente modificate. In maniera analoga il campo C è inizializzato allo stesso valore che viene indicato nel campo C della sezione *Measurement conditions*. Infine nel campo *Phase margin values* è possibile inserire un elenco di valori di margine di fase (in gradi) per i quali verranno calcolati i limiti di ESR corrispondenti.
4. **Stability type selection** - In questa sezione è richiesto di scegliere tramite il menù a tendina (Figura 4.5) il tipo di criterio di stabilità da utilizzare per l'analisi; è possibile scegliere tra: Second order approximation e Maximum Peak Criterion.

Il pulsante *Run* avvia l'algoritmo di analisi. La casella *Number of curves to be plotted* si attiva solamente nel caso in cui si sia scelto il *Maximum Peak*

Figura 4.5: Menù a tendina - *Stability type selection*

Criterion e permette di definire quante curve (T_m) visualizzare sul piano di Nyquist che comparirà sull'area del grafico in basso a destra. Le curve sono scelte tra tutte quelle calcolate al variare dell'ESR in modo da corrispondere a valori di ESR equispaziati tra loro. Infine la checkbox *Cut low ESR bad values* permette di eliminare dai valori di ESR per il calcolo della stabilità quelli troppo bassi per i quali il margine di fase risulta essere elevato per poi crollare per valori poco più grandi. Al fine di rendere più comprensibile questa affermazione vengono riportati due grafici di PM vs. ESR, uno in cui l'opzione non è stata abilitata e l'altro in cui è stata abilitata (Figura 4.6).

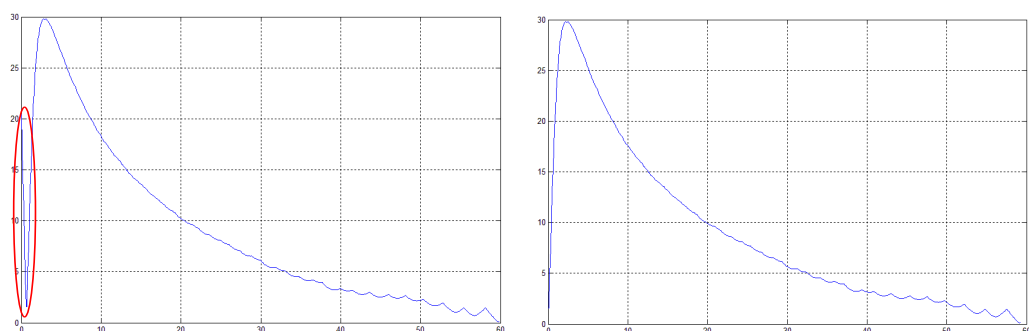
Grafico PM vs. ESR con opzione *cut low ESR bad values* non abilitataGrafico PM vs. ESR con opzione *cut low ESR bad values* abilitata

Figura 4.6

- La tabella **to be plotted in ESR tunnel** riporta i dati ricavati dall'analisi; per ogni valore di corrente di carico e di margine di fase sono riportati i limiti di ESR massimo e minimo. In alcuni casi è possibile che non ci siano valori di ESR tali da soddisfare il margine di stabilità desiderato, in queste situazioni al posto del valore numerico di ESR viene riportata la dicitura NaN.

Il menù a tendina sopra l'angolo superiore destro della tabella permette di selezionare le diverse correnti di carico, per ognuna di esse riporta nell'area in basso a destra un grafico: se si è selezionata l'analisi con approssimazione al

secondo ordine, allora il grafico riportato è del tipo PM vs ESR, altrimenti nel caso del Maximum Peak Criterion viene riportato il diagramma di Nyquist di T_m in cui sono messi in evidenza i cerchi che corrispondono ai margini di fase imposti (Figura 4.7).

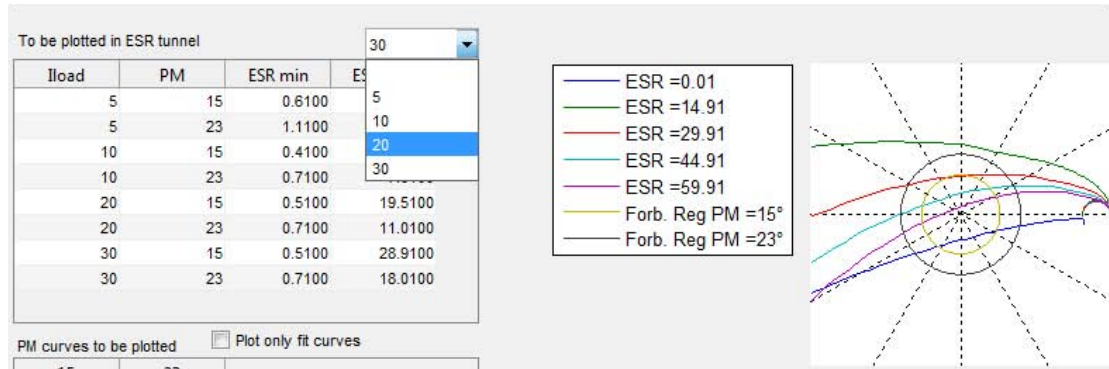


Figura 4.7: Diagramma di Nyquist di T_m al variare dell'ESR con riferimenti ai margini di fase

- La tabella **PM curves to be plotted** permette di selezionare i valori di margine di fase per cui generare il tunnel di stabilità. Una volta selezionate le caselle tramite le checkbox, cliccando su *plot tunnel* è possibile ottenere il grafico del tunnel di stabilità.

La checkbox *plot only fit curves* permette di ottenere grafici in cui i dati relativi al tunnel di stabilità sono interpolati per cui non si creano delle spezzate (Figura 4.8).

4.2 Analisi comparativa dei risultati

Nel seguente paragrafo vengono prese in esame le analisi di stabilità condotte su differenti dispositivi al fine di convalidare l'efficacia del metodo.

Per ogni dispositivo sono messi a confronto i risultati ottenuti tramite metodo a rapporto d'impedenza e tramite load step.

Il confronto diretto delle misure ha messo in luce i pregi ed i difetti di questo metodo. In alcuni casi le problematiche riscontrate sono state risolte, in altri invece è stata abbozzata una possibile soluzione senza però giungere a qualche conclusione. Le prime analisi riportate fanno riferimento al *TLE4675*, per le successive sono

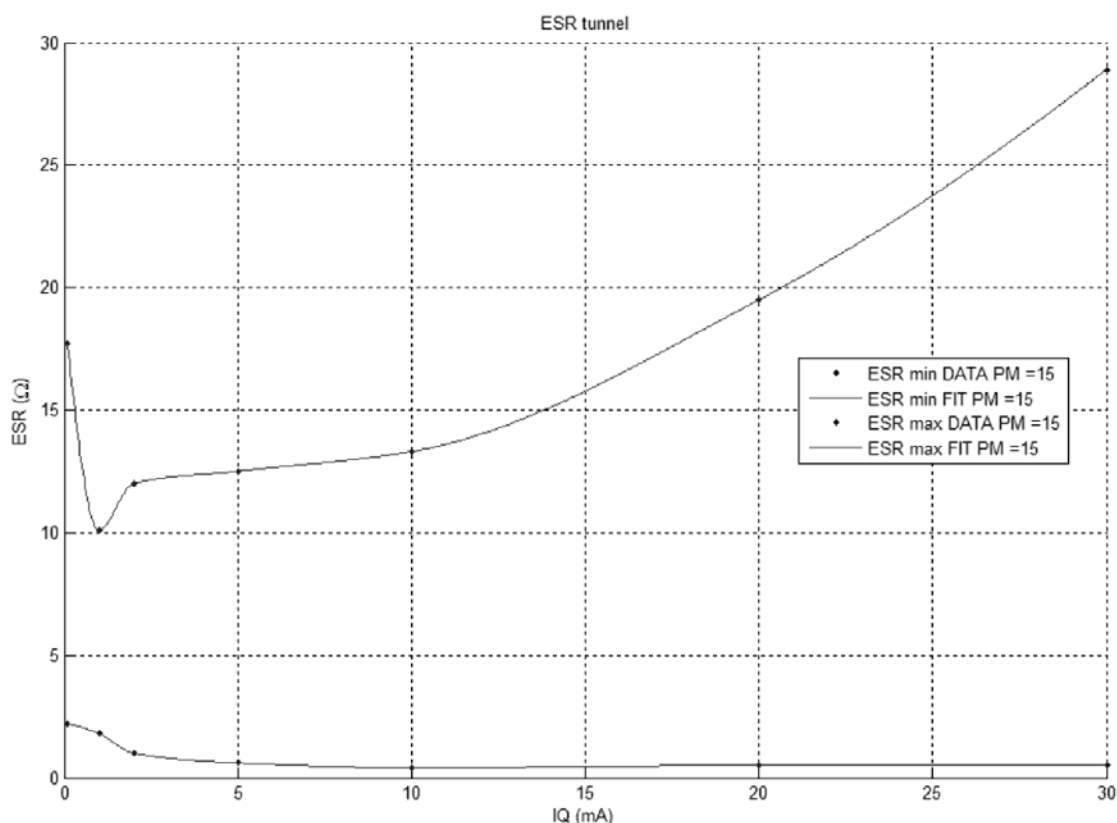


Figura 4.8: Tunnel di stabilità ricavato dall'interpolazione dei dati

stati scelti dei dispositivi con caratteristiche differenti (tensione d'uscita, corrente massima d'uscita, tecnologia), in modo da poter verificare l'universalità del metodo. Tutte le analisi sono state condotte a temperatura ambiente ($25^{\circ}C$)

La disposizione dei report delle misure segue l'ordine cronologico in cui sono state effettuate, motivo per cui, se per un particolare dispositivo è stato riscontrato e risolto un problema, la medesima soluzione è stata utilizzata nella misura del dispositivo successivo.

4.2.1 TLE4675

Il *TLE4675* è un LDO a tensione fissa ($5V$), realizzato in tecnologia bipolare, con corrente massima d'uscita pari a $I_{Q_{max}} = 400mA$ ed alimentabile da $0V$ a $45V$ (automotive standard). Il datasheet del dispositivo consiglia di utilizzare $C_Q \geq 22\mu F$.

La configurazione utilizzata in misura e per l'analisi della stabilità è la seguente:

- $C_Q = 22\mu F$
- $R_{ESR} = 1\Omega$
- $I_Q =$
 - $5mA$;
 - $10mA$;
 - $50mA$;
 - $100mA$;
 - $200mA$;
 - $300mA$;
 - $400mA$;

In Tabella 4.2 sono riportati i risultati ottenuti dall'analisi per $PM = 23^\circ$ e messi a confronto con quelli ottenuti tramite load step. In Figura 4.9 sono riportati graficamente i medesimi risultati.

$I_Q(mA)$	$PM = 23^\circ$					
	Load - Step		Sec. Ord. Approx		MPC	
	$R_{ESR_{min}}(\Omega)$	$R_{ESR_{max}}(\Omega)$	$R_{ESR_{min}}(\Omega)$	$R_{ESR_{max}}(\Omega)$	$R_{ESR_{min}}(\Omega)$	$R_{ESR_{max}}(\Omega)$
5	0,01	30,7	0,47	67,18	0,4	68,23
10	0,01	19,3	0,5	38,04	0,44	38,72
50	0,01	6	0,19	10,45	0,16	10,62
100	0,01	4,7	0,14	8,48	0,11	8,64
200	0,01	5,1	0,10	8,12	0,07	8,27
300	0,01	7,2	0,05	13,41	0,02	13,72
400	0,01	12,2	0,01	35,65	0,01	37,51

Tabella 4.2: Confronto tra load-step e impedance ratio. $PM = 23^\circ$

Dai risultati si vede che, soprattutto per quanto riguarda il limite superiore di ESR, l'andamento è il medesimo, ma traslato verso l'alto. Si ricordi che il metodo d'analisi tramite rapporto d'impedenza fornisce una condizione sufficiente, ma non necessaria a garantire i margini di stabilità desiderati. Come descritto nei paragrafi introduttivi inoltre i risultati ottenuti tramite metodo load step sono

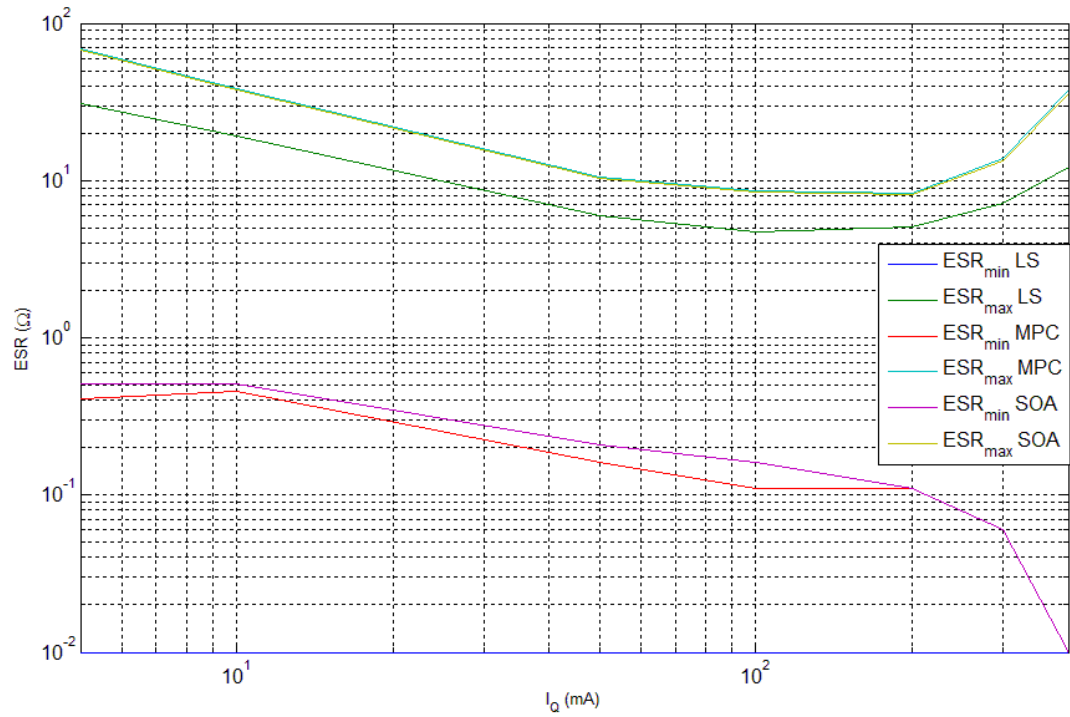


Figura 4.9: Tunnel di stabilità per $PM = 23^\circ$ comparato al tunnel ottenuto tramite load step

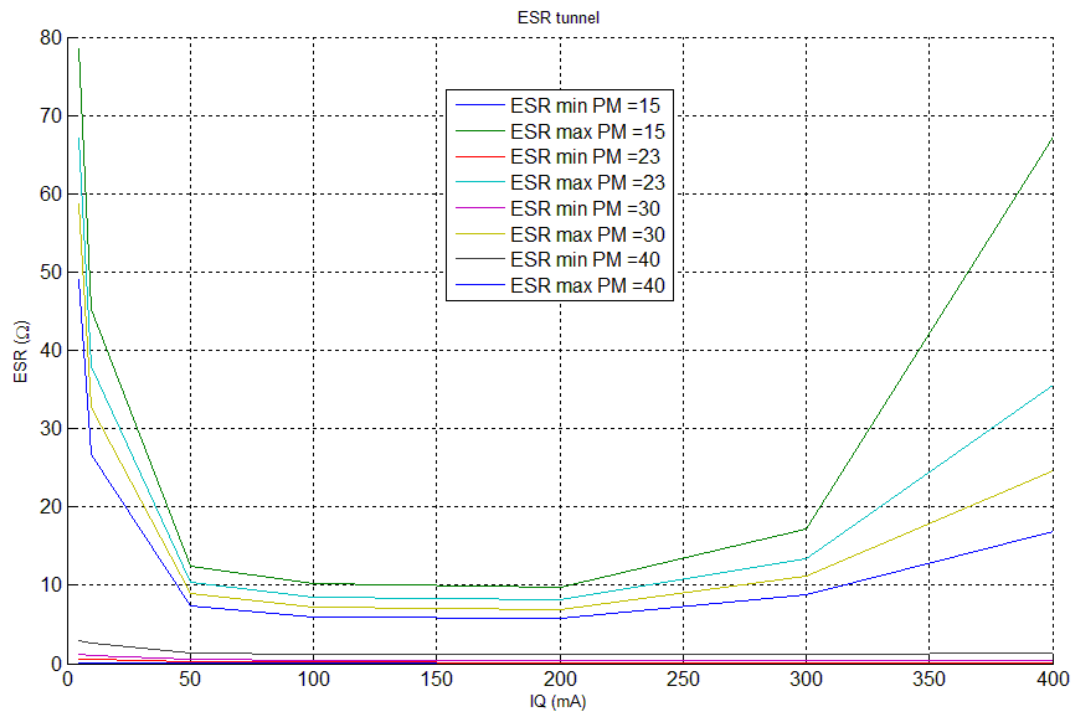


Figura 4.10: Tunnel di stabilità al variare di PM

da considerarsi parzialmente soggettivi poiché in alcuni casi il comportamento del dispositivo non è approssimabile ad un sistema del secondo ordine.

All'aumentare del margine di fase imposto (PM) le curve del tunnel di stabilità tendono ad avvicinarsi tra loro, ESR_{max} cala mentre ESR_{min} cresce, come ci si aspetta che reagisca il sistema (Figura 4.10).

I risultati ottenuti sono quindi da considerare validi e soprattutto forniscono un dato oggettivo sulla stabilità.

4.2.2 TLE4296

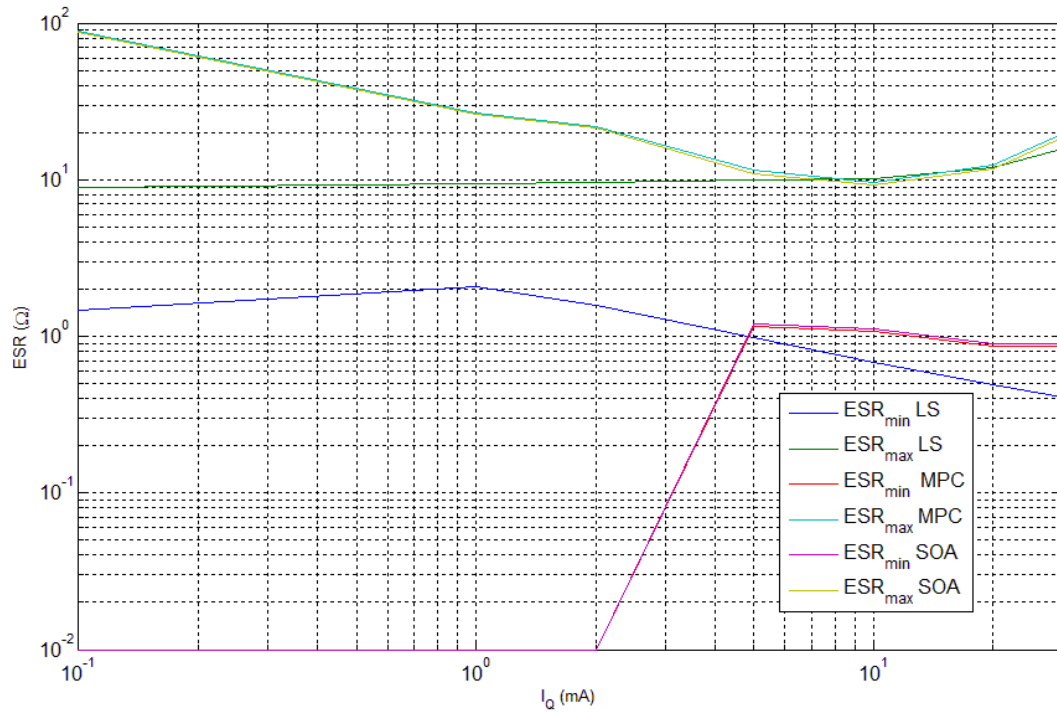
Il *TLE4296* è un LDO a tensione fissa ($5V$), con corrente massima d'uscita pari a $I_{Q_{max}} = 30mA$. La peculiarità per cui è stato scelto come dispositivo di test per l'analisi della stabilità è che prevede un limite inferiore di ESR dai valori non trascurabili. Il datasheet del dispositivo consiglia di utilizzare $C_Q \geq 2,2\mu F$ ed $3\Omega \leq ESR \leq 10\Omega$.

La configurazione utilizzata in misura e per l'analisi della stabilità è la seguente:

- $C_Q = 3,3\mu F$
- $R_{ESR} = 4,7\Omega$
- $I_Q =$
 - $0,1mA$;
 - $1mA$;
 - $2mA$;
 - $5mA$;
 - $10mA$;
 - $20mA$;
 - $30mA$;

In Tabella 4.3 sono riportati i risultati ottenuti dall'analisi per $PM = 23^\circ$ e messi a confronto con quelli ottenuti tramite load step. In Figura 4.11 sono riportati graficamente i medesimi risultati.

$I_Q (mA)$	$PM = 23^\circ$					
	Load - Step		Sec. Ord. Approx		MPC	
	$R_{ESR_{min}} (\Omega)$	$R_{ESR_{max}} (\Omega)$	$R_{ESR_{min}} (\Omega)$	$R_{ESR_{max}} (\Omega)$	$R_{ESR_{min}} (\Omega)$	$R_{ESR_{max}} (\Omega)$
0,1	1,48	8,91	0,01	87,28	0,01	88,63
1	2,06	9,4	0,01	26,06	0,01	26,6
2	1,58	9,57	0,01	21,52	0,01	21,92
5	0,98	9,91	1,2	10,97	1,15	11,44
10	0,68	10,19	1,11	9,23	1,08	9,67
20	0,49	12,02	0,89	11,69	1,86	12,32
30	0,41	15,69	0,89	18,48	1,86	19,4

Tabella 4.3: Confronto tra load-step e impedance ratio. $PM = 23^\circ$ Figura 4.11: Tunnel di stabilità per $PM = 23^\circ$ comparato al tunnel ottenuto tramite load step

Dai risultati ottenuti si può notare che l'andamento del tunnel di stabilità segue quello ottenuto tramite load step solo per i valori più elevati di corrente. Per valori di corrente bassi invece il grafico presenta delle anomalie.

Analisi e soluzione della misura alle basse correnti

Per comprendere il motivo dell'alterazione dei risultati alle basse correnti, sono state collegate due sonde dell'oscilloscopio ai due canali T ed R di acquisizione del network analyzer.

Ciò che ci si aspetterebbe di vedere sono due sinusoidi di ampiezza differente e sfasate tra loro. Il risultato ottenuto è mostrato in Figura 4.12. L'immagine presenta un'evidente distorsione sul canale T al quale, secondo la configurazione di misura utilizzata, è collegata l'uscita del regolatore.

La causa della distorsione è dovuta al fatto che la potenza del segnale $LF OUT$ è troppo elevata per cui non è più considerabile un segnale AC, quindi, nel momento in cui l'uscita viene alterata, il regolatore tende a compensare tale alterazione per mantenere costante la tensione d'uscita.

Questo fenomeno è tanto più marcato quanto più è piccola la corrente d'uscita.

In Figura 4.13 sono riportate le misure di Z_P condotte diminuendo di volta in volta la potenza del segnale $LF OUT$, risulta evidente come per ottenere un risultato attendibile alle basse correnti sia necessario abbassare di molto la potenza del segnale iniettato.

Alla luce di quanto dimostrato le condizioni di misura sono state parzialmente modificate: per prima cosa la potenza di $LF OUT$ è stata abbassata notevolmente durante la misura con correnti minori a $10mA$, questa scelta ha comportato l'aumento del rumore presente nei segnali misura per cui per ottenere una traccia valida è stato necessario aumentare la quantità di medie da effettuare. Il network analyzer mette a disposizione una funzione di smoothing dei risultati, tale funzione è stata disabilitata poiché alterava pesantemente le misure per valori d'impedenza bassi ($m\Omega$). L'aumento del numero di medie ha inoltre comportato l'allungamento dei tempi di misura motivo per cui si è cercato di ridurre il range di frequenze entro il quale effettuare la misura. Dall'analisi delle precedenti misure è stato infatti riscontrato che le frequenze che caratterizzano la stabilità sono quelle comprese tra i $500Hz$ ed $1MHz$.

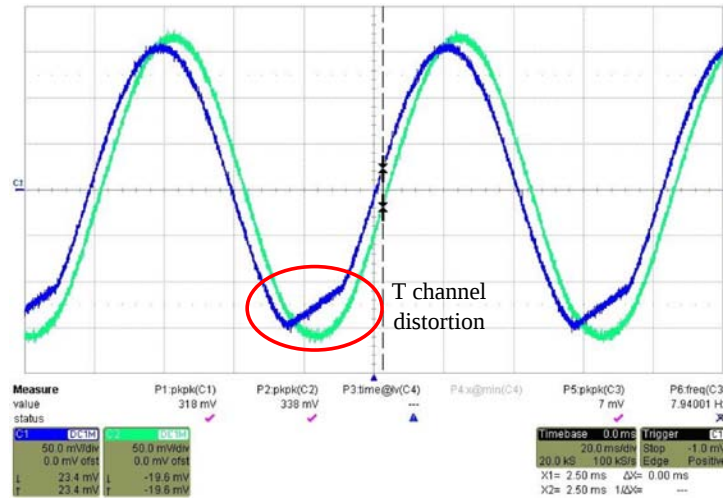


Figura 4.12: Distorsione sul canale T

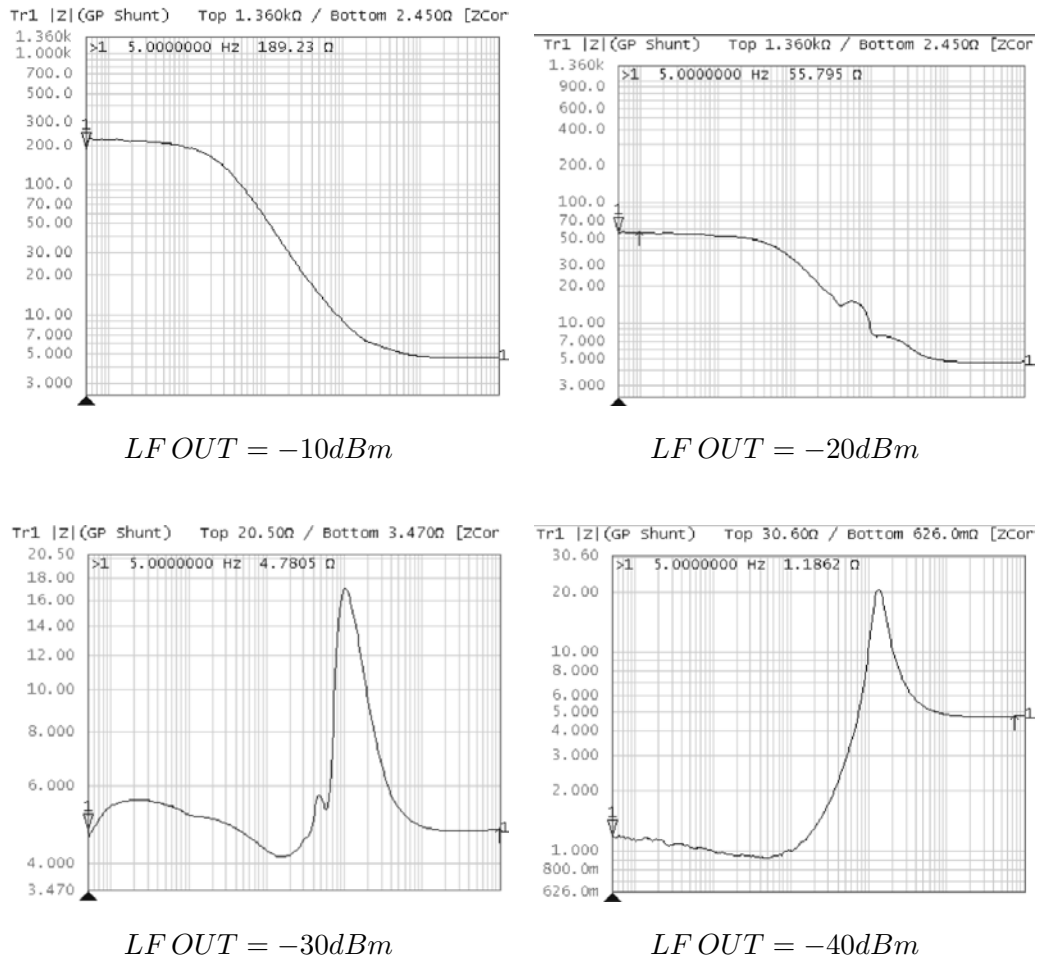


Figura 4.13: Misure di Z_P per $I_Q = 100\mu A$ al variare della potenza di $LF OUT$

L'analisi di stabilità sul *TLE4296* è stata quindi ripetuta, in Tabella 4.4 sono riportati i risultati ed in Figura 4.14 è presente il tunnel di stabilità confrontato con quello ottenuto mediante load step.

$I_Q (mA)$	$PM = 23^\circ$					
	Load - Step		Sec. Ord. Approx		MPC	
	$R_{ESR_{min}} (\Omega)$	$R_{ESR_{max}} (\Omega)$	$R_{ESR_{min}} (\Omega)$	$R_{ESR_{max}} (\Omega)$	$R_{ESR_{min}} (\Omega)$	$R_{ESR_{max}} (\Omega)$
0,1	1,48	8,91	2,20	18,05	2,12	18,47
1	2,06	9,4	1,96	7,11	1,84	7,71
2	1,58	9,57	1,29	7,64	1,23	8,17
5	0,98	9,91	0,75	7,83	0,72	8,17
10	0,68	10,19	0,54	8,55	0,52	8,91
20	0,49	12,02	0,48	12,74	0,46	13,36
30	0,41	15,69	0,50	19,01	0,49	19,76

Tabella 4.4: Confronto tra load-step e impedance ratio. $PM = 23^\circ$

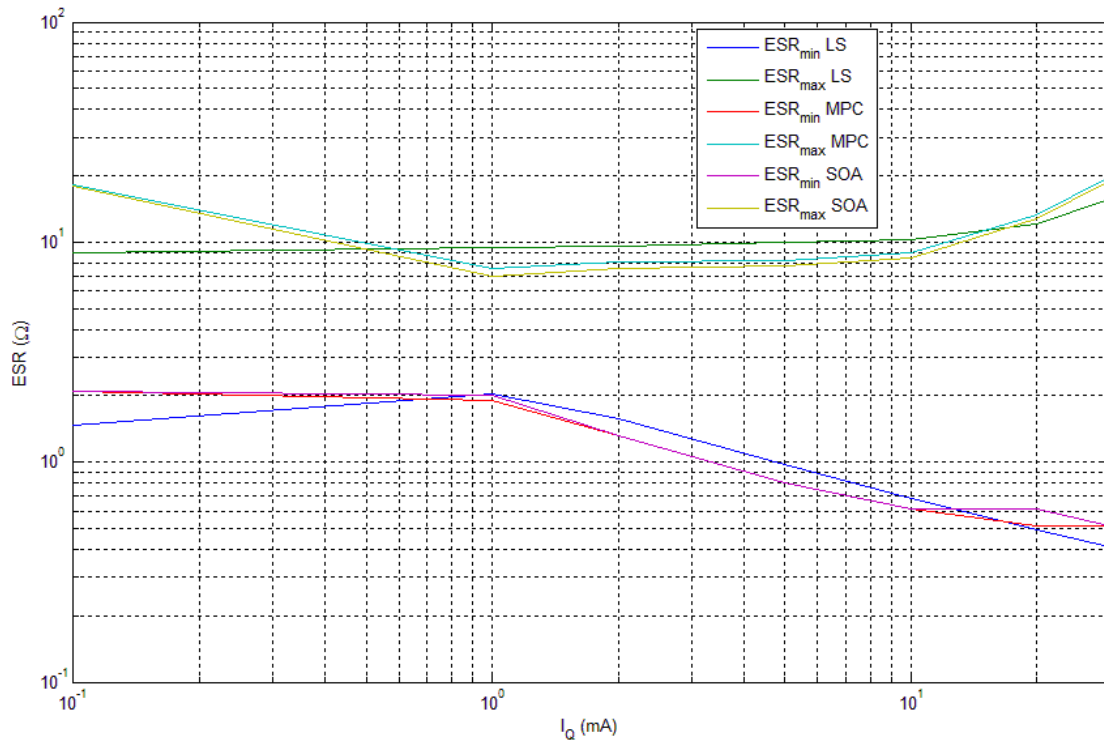


Figura 4.14: Tunnel di stabilità per $PM = 23^\circ$ comparato al tunnel ottenuto tramite load step

I risultati mostrano come abbassando la potenza di *LFOUT* migliori il match alle basse correnti.

4.2.3 TLE7279

Il *TLE7279* è un LDO a tensione fissa ($2.6V$), realizzato in tecnologia MOS, con corrente massima d'uscita pari a $I_{Q_{max}} = 200mA$. Il datasheet del dispositivo consiglia di utilizzare $C_Q = 470nF$, presenta inoltre il tunnel di stabilità da cui si ricava che il dispositivo è stabile per valori di ESR fino a circa 90Ω , in qualunque condizione operativa.

La configurazione utilizzata in misura è la seguente:

- $C_Q = 886nF$ (misurata)
- $R_{ESR} = 1\Omega$
- $I_Q =$
 - $1mA$;
 - $10mA$;
 - $30mA$;
 - $50mA$;
 - $100mA$;
 - $150mA$;
 - $180mA$;
 - $200mA$;

Poiché le analisi mediante load step sono state condotte ponendo $R_{ESR} \leq 10\Omega$, al fine di poter paragonare i risultati ottenuti tramite metodo a rapporto d'impedenza si è preferito limitare il range di ESR per l'analisi a tale valore.

La configurazione utilizzata per l'analisi di stabilità è perciò la seguente:

- $C_Q = 470nF$
- $0.01\Omega \leq R_{ESR} \leq 10\Omega$

$I_Q(mA)$	$PM = 23^\circ$					
	Load - Step		Sec. Ord. Approx		MPC	
	$R_{ESR_{min}}(\Omega)$	$R_{ESR_{max}}(\Omega)$	$R_{ESR_{min}}(\Omega)$	$R_{ESR_{max}}(\Omega)$	$R_{ESR_{min}}(\Omega)$	$R_{ESR_{max}}(\Omega)$
1	0,03	10	0,50	10	0,01	10
10	0,03	10	0,01	10	0,01	10
30	0,03	10	0,01	10	0,01	10
50	0,03	10	0,01	10	0,01	10
100	0,03	10	0,01	10	0,01	10
150	0,03	10	0,01	10	0,01	10
180	0,03	10	0,01	10	0,01	10
200	0,03	10	0,01	10	0,01	10

Tabella 4.5: Confronto tra load-step e impedance ratio. $PM = 23^\circ$

In Tabella 4.5 sono riportati i risultati ottenuti dall'analisi per $PM = 23^\circ$ e messi a confronto con quelli ottenuti tramite load step. Dato che l'andamento dei limiti di stabilità è costante al variare della corrente di carico non viene riportato il grafico del tunnel di stabilità.

Risulta evidente che i risultati ottenuti sono concordi con quelli ricavati tramite load step, l'analisi condotta su un dispositivo MOS dimostra che questa metodologia non è condizionata dal tipo di tecnologia utilizzata.

4.2.4 Dissipazione di potenza e thermal shutdown

Le analisi condotte sul un LDO a tensione d'uscita regolabile con massima corrente d'uscita pari a $I_Q = 300mA$, hanno dimostrato che, dovendo mantenere per tutto il tempo della misura il dispositivo acceso e sotto carico, nel caso in cui si trovi a dover dissipare molta potenza è probabile che raggiunga temperature tali da attivare il circuito di **thermal shutdown** interno. La protezione termica spegne l'uscita del dispositivo per un tempo tale da far in modo che la temperatura interna si abbassi sufficientemente. Il tempo di "raffreddamento" è dell'ordine dei mS per cui quello che si verifica è che una volta innescato il thermal shutdown, l'uscita del dispositivo oscilla tra la tensione di lavoro V_Q e gli $0V$.

Risulta evidente che in queste condizioni le misure condotte perdano di validità ed è quindi necessario trovare un modo per effettuare le misure anche in condizioni di massima dissipazione di potenza.

Il metodo load step permette di misurare la stabilità del dispositivo anche in condi-

zioni limite infatti è sufficiente applicare il carico all'uscita per il tempo necessario ad effettuare la variazione a gradino del carico e poi scollegare tutto lasciando che il dispositivo si raffreddi (Figura 4.15). Questa operazione è condotta utilizzando degli interruttori pilotati in tensione, ad esempio dei MOSFET (vedi Figura 1.21).

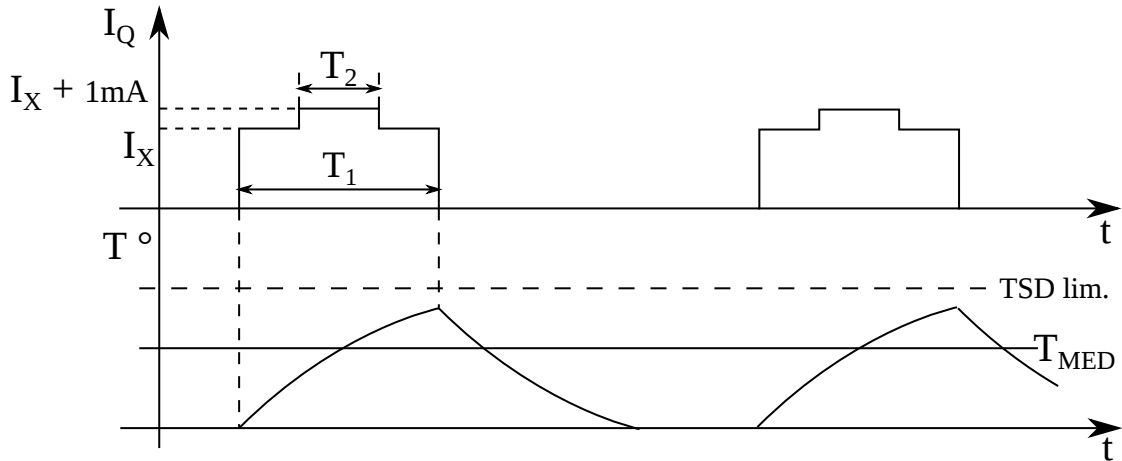


Figura 4.15: Dissipazione termica nella misura tramite load step

Per trovare una soluzione analoga nel caso della misura tramite rapporto d'impedenza si è pensato di procedere nel seguente modo: il network analyzer permette di effettuare una misura singola per ogni punto delle tracce visualizzate inoltre le misure possono essere controllate da un segnale di trigger esterno. La soluzione è stata quindi quella di ricalcare quanto si fa nel load step ovvero applicare il carico per il tempo sufficiente ad eseguire la misura di un punto e poi scollegarlo per lasciare che il dispositivo si raffreddi, lo stesso segnale che controlla il carico può essere quindi utilizzato come trigger per il network analyzer. Il network analyzer prevede inoltre la possibilità di impostare un ritardo fisso dopo il trigger prima di effettuare la misura, tale funzione può quindi essere usata per attendere che l'uscita del regolatore si assesti dopo aver applicato il carico. Per poter scollegare il dispositivo alla fine di ogni misura è necessario sapere quanto impiega il network analyzer ad effettuarne una, a tale scopo è possibile abilitare un segnale di *TRIGGER OUT* che indica la fine di ogni misura. In Figura 4.16 è riportato lo schema concettuale di quanto descritto ed il diagramma temporale dei segnali.

Una prima implementazione del controllo è stata fatta con l'ausilio di Arduino, una board a microcontrollore, multi-purpose, programmabile mediante linguaggio

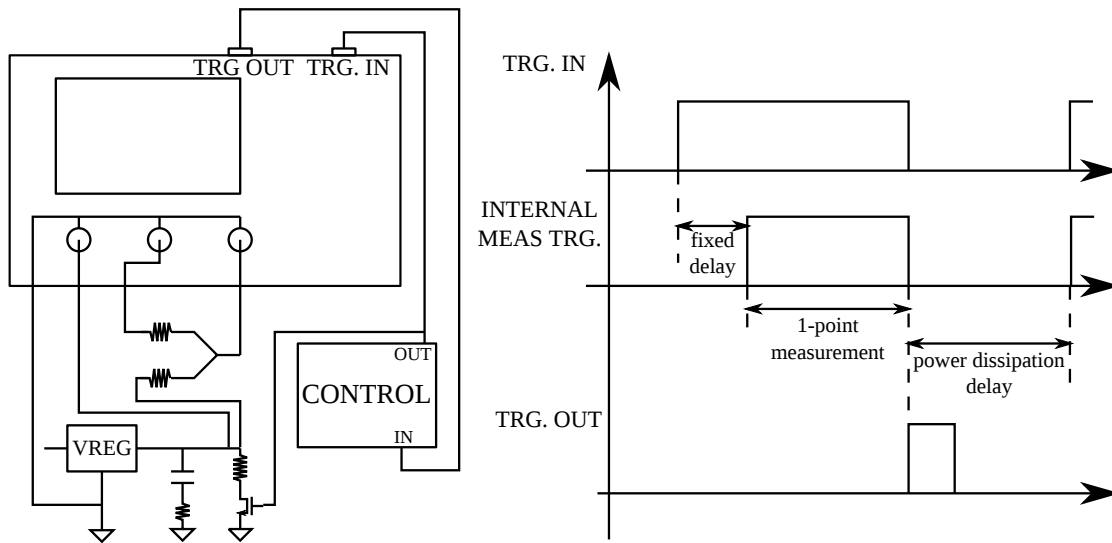


Figura 4.16: Schema concettuale della misura pulsata e diagramma temporale dei segnali di controllo

C per mezzo di librerie dedicate. La board è stata configurata in modo da poter regolare l'intervallo di dissipazione termica per mezzo di un trimmer ad un tempo massimo di 2s. In Figura 4.17 è riportato l'andamento dei segnali di controllo ricavato tramite oscilloscopio.

La configurazione di misura è stata quindi implementata e provata. Non appena si esegue una misura si riscontra un problema: facendo riferimento alla Figura 4.18, la capacità C_{gd} del mosfet usato per applicare il carico al circuito, per $V_g = 0V$ è caricata ad una tensione pari a V_Q . Non appena il mosfet viene portato in conduzione la carica immagazzinata sulla C_{gd} tende a scaricarsi verso massa portando per un breve intervallo di tempo la tensione al nodo V_x pari a $V_x = V_g + V_Q$ e generando quindi uno spike di tensione sul nodo d'uscita del regolatore (Figura 4.19). Questo fenomeno tende a saturare il canale di acquisizione T del network analyzer, infatti la configurazione di misura prevede di utilizzare l'attenuazione di 20dB solo per il canale R.

La saturazione dei canali del network analyzer è dovuta al fatto che non può esserci troppa disparità (in ampiezza) tra i segnali misurati alla porta R e quelli misurati alla porta T.

Al fine di risolvere questo problema sono state testate le seguenti soluzioni: dapprima è stata introdotta l'attenuazione anche sul canale T, questo approccio è utile

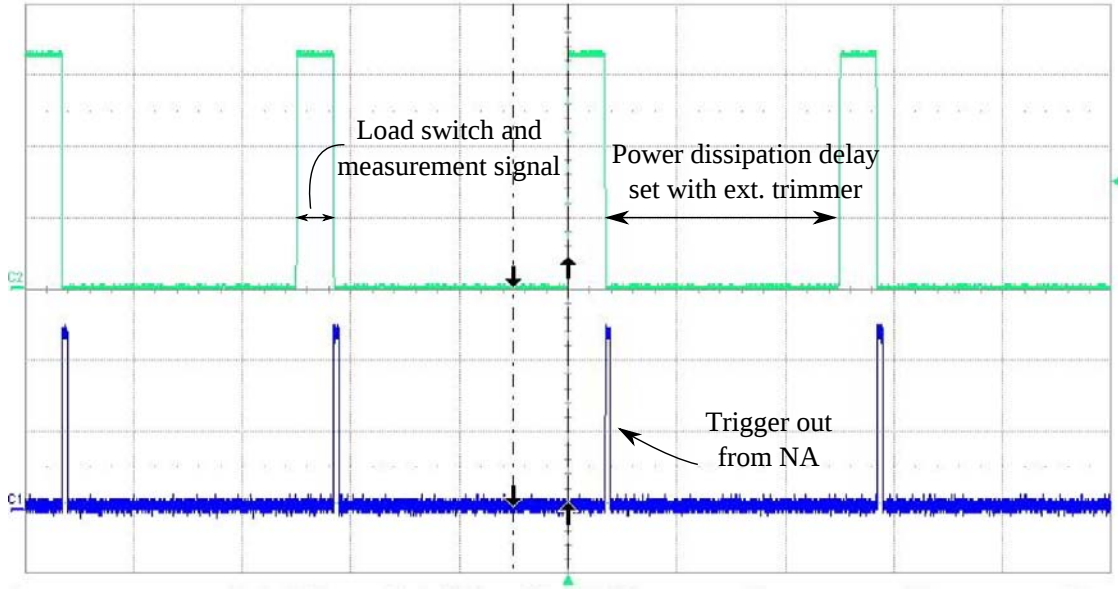


Figura 4.17: Segnali di controllo per la misura pulsata

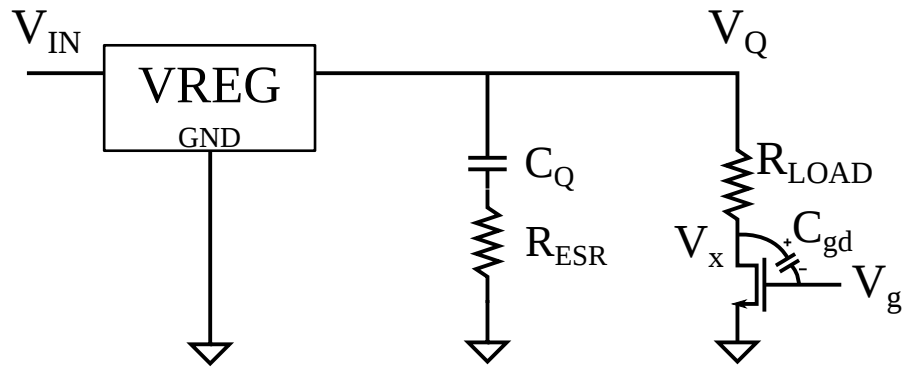


Figura 4.18: Schema che riporta le tensioni applicate al mosfet di carico

a non far saturare il canale d'acquisizione, ma influisce ovviamente sulla qualità del segnale acquisito per cui la traccia che si ottiene è molto sporca. Successivamente si è cercato di ridurre il più possibile la tensione applicata alla C_{gd} quando il mosfet non è in conduzione, per farlo si è portato $V_{g_{off}} \lesssim V_{th}$. Questa soluzione purtroppo non è sufficiente a limitare l'ampiezza dello spike. Infine è stato posto un filtro RC sul gate del mosfet in modo da accendere "lentamente" il mosfet e quindi permettere alla carica su C_{gd} di scaricarsi a massa. Questo approccio ha permesso di non avere spike, ma ha allungato i tempi di misura portando al rischio compromettere tutto ciò che era stato fatto per garantire la dissipazione termica

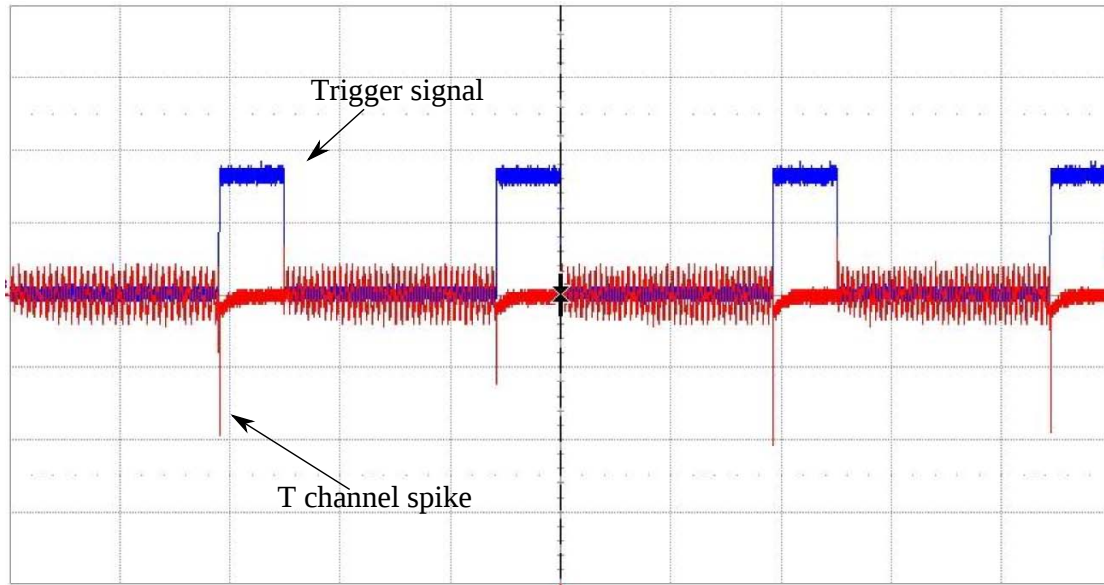


Figura 4.19: Spikes sul canale T

del dispositivo.

Per quanto riguarda la misura pulsata non è stato più possibile procedere nella soluzione di questo problema a causa della mancanza di tempo. Questo approccio ha però messo in luce un limite della misura stessa infatti: considerando che il dispositivo sia in una condizione tale da andare in thermal shutdown dopo $1mS$ dall'accensione (tipico), supponendo che il network analyzer sia in grado di misurare un punto campionando un solo periodo della sinusoide iniettata, la frequenza minima di misura dev'essere quindi pari a $f_{min} = 1/1mS = 1KHz$.

Quindi, anche utilizzando una misura pulsata, l'innescarsi del thermal shutdown limita la minima frequenza di misura, nel caso in cui tale limite sia superiore a $1KHz$ il rischio è che la misura stessa non contenga sufficienti informazioni per valutare la stabilità.

Conclusioni

I risultati ottenuti hanno dimostrato che il metodo d'analisi della stabilità proposto in questa tesi può essere considerato valido e soprattutto oggettivo. I dati ricavati permettono di caratterizzare il comportamento del dispositivo al variare delle condizioni carico.

L'intera procedura d'analisi è da considerarsi perfezionabile ed integrabile con soluzioni che ne migliorino i risultati e la praticità d'uso. Ad esempio:

- in alcuni casi sono state riscontrate alcune difficoltà nel processo di misura che hanno richiesto di ripetere più volte la stessa valutando come variare i parametri del network analyzer al fine di ottenere un risultato migliore. Una soluzione che potrebbe facilmente semplificare l'approccio alla misura è quella di utilizzare un current injector, ovvero un generatore di corrente pilotato in tensione. L'utilizzo di un dispositivo attivo dovrebbe consentire di avere un basso rumore sui segnali acquisiti dal network analyzer e quindi potrebbe garantire delle misure più precise e più rapide (riduzione del numero di medie).
- L'intera procedura si presta ad essere facilmente automatizzata, è possibile infatti controllare tramite MATLAB il network analyzer e gli altri strumenti da laboratorio utilizzati, acquisendo ed elaborando i dati misurati. Le operazioni di collegamento e scollegamento del carico o del chip possono essere controllate per mezzo di interruttori (MOS o relè) gestiti sempre dallo script MATLAB. Questo tipo di implementazione richiede di predisporre una board di controllo alla quale collegare il DUT, si potrebbe quindi integrare

nella board stessa le configurazioni per la calibrazione e gestire anch'esse in maniera automatica (Figura 4.20).

- Una peculiarità del metodo d'analisi è quella di poter essere applicato a qualunque regolatore di tensione, quindi si può pensare di estenderne l'utilizzo ai regolatori DC/DC. Si consideri ad esempio lo schema riportato in Figura 4.21, aumentando la complessità di Z_L ed applicando gli stessi principi teorici è possibile ricavare informazioni sulla stabilità al variare dei diversi componenti di carico, compresi quelli del filtro LC.

Nel caso in figura ad esempio $Z_L = sL + [R_{LOAD} // (1/sC)]$.

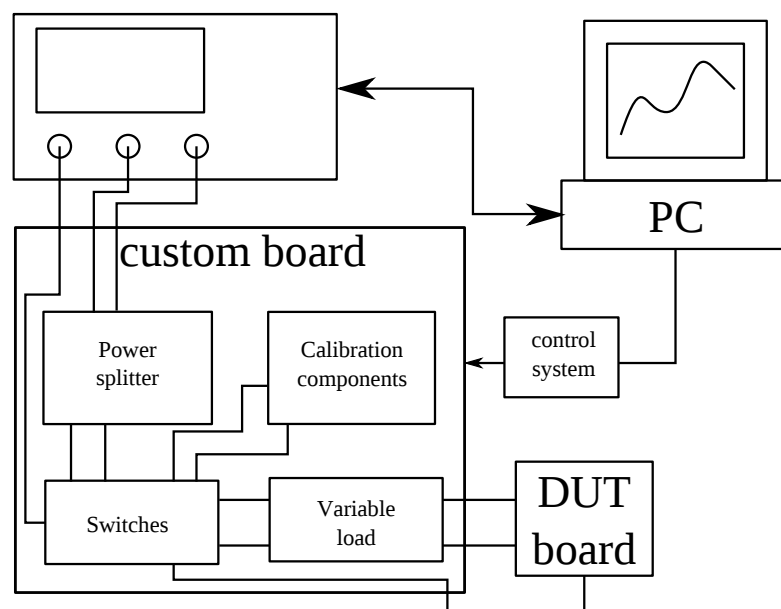


Figura 4.20: Schema concettuale di una possibile implementazione per l'automatizzazione della misura

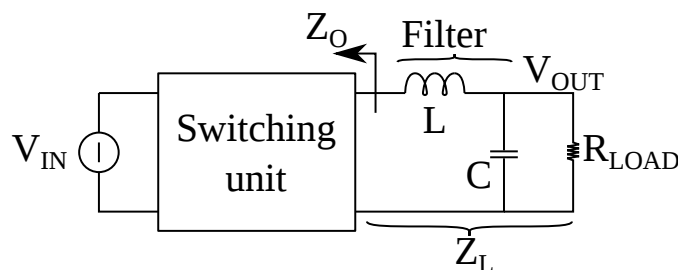


Figura 4.21: Schema di un regolatore DC/DC

Bibliografia

- [AR] Enrico Santi Antonino Riccobono. Comprehensive review of stability criteria for dc distribution systems. IEEE - University of South Carolina.
- [CMW] Bo H. Cho Byungcho Choi Carl M. Wildrick, Fred C. Lee. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. IEEE Transactions on Power Electronics.
- [Dar] D. Dario. Dopl - vreg - introduction. Infineon - Padova.
- [Dot] Ing. Mariagrazia Dotoli. Stabilità dei sistemi lineari. <http://dee.poliba.it/dee-web/personale/dotoli/Nuovo%20ordinamento/Stabilita.pdf>.
- [e56a] E5601b - datasheet/manuale. Agilent.
- [e56b] Evaluating dc-dc converters and pdn with the e5061b lf-rf network analyzer. Agilent App. Note.
- [Geza] Cahit Gezgin. Predicting load transient response of output voltage in dc-dc converters. Tyco Electronics Power Systems - Mesquite (USA).
- [Gezb] Cahit Gezgin. A transient prediction and stability analysis tool for dc-dc converters. Tyco Electronics Power Systems - Mesquite (USA).
- [GFF04] Abbas Emami-Naeini Gene F. Franklin, J. David Powell. *Controllo a retroazione di sistemi dinamici*. Edises, 2004.
- [imp] Agilent impedance measurement handbook. 4th ed. Agilent.

- [JH] T. F. Edgar J Hahn, T. Edison. A note on stability analisys using bode plot. The University of Texas at Austin.
- [Mar] Flaibani Marco. Phase margin calculation. Infineon - Padova.
- [Mid] R. D. Middlebrook. Input filter considerations in design and application of switching regulators. IEEE IAS.
- [Mot] Mario Motz. Stability: Analysis and specific simulation methods (linear circuits). Infineon - Padova.
- [naF] Understanding the fundamental principles of vector network analysis. Agilent Thecnologies.
- [naN] Fundamentals of network analysis. National Instruments App note.
- [PAV] Ing. G. Innocenti Prof. A. Vicino. Criteri di stabilità. http://www.dii.unisi.it/~control/psc/dispense/d_stabilita.pdf.
- [pN] prof. Narduzzi. Appunti e dispense del corso di misure elettroniche.
- [res] Tyco electronics - passive components - resistor catalogue. Tyco Electronics.
- [Roc] P. Rocco. Dispense di automatica.
- [sis] Sistema dinamico lineare stazionario. http://it.wikipedia.org/wiki/Sistema_dinamico_lineare_stazionario#Propriet.C3.A0_dei_sistemi_LTI.
- [sta] Stability analysis for ldo's. Infineon - Padova.
- [SV] A. Oliver R. Prieto-J. A. Cobos S. Vesti, T. Suntio. Impedance-based stability and transient-performance assessment applying maximum peak criteria. IEEE Transactions on Power Electronics.
- [tle] Tle4675 - datasheet. Infineon.

- [YP] Milan Jovanović Yuri Panov. Practical issues of input/output impedance measurements in switching power supplies and application of measured data to stability analysis. Power Electronics Laboratory - Data Products Corporation.

Un sentito ringraziamento alla mia famiglia, a Carlotta ed a tutto il gruppo dei
PRE di Std. Power del Design Center Infineon di Padova: Daniele, Mario,
Matteo, Francesco, Tommaso, Andrea e Alessandro.