

Analisi e metodi di misura per la caratterizzazione di regolatori lineari di tensione

Analysis and measurement methods for the characterization of linear voltage regulators

Tommaso Pendini

Prefazione

La presente tesi si basa su un lavoro di tirocinio realizzato presso la ditta Infineon Technologies S. r. l. di Padova dove è stata svolta un'attività di caratterizzazione di un convertitore di tensione lineare di un produttore concorrente allo scopo di metterne a confronto le caratteristiche con uno di produzione propria.

Nello specifico è stato svolto uno studio sulla reazione statica e dinamica a perturbazioni in ingresso e uscita nonché sulla stabilità dell'anello principale del regolatore in funzione dei parametri parassiti dei componenti esterni.

Il presente lavoro è diviso in 4 capitoli:

Il *capitolo 1* presenta una panoramica sui regolatori di tensione suddividendo in blocchi il dispositivo generico e analizzandone ciascuno.

Il *capitolo 2* illustra le differenze per quanto concerne la stabilità tra i vari regolatori e ne analizza le problematiche.

Il *capitolo 3* entra nello specifico della parte sperimentale presentando gli strumenti di misura utilizzati in laboratorio.

Il *capitolo 4* presenta alcune singole misure di caratterizzazione effettuate.

Indice

Prefazione

Indice

1 Introduzione

- 1.1 I regolatori di tensione
- 1.2 Principio di funzionamento
- 1.3 Tensione di riferimento
 - 1.3.1 Riferimenti a diodi
 - 1.3.2 Riferimenti di tensione a band-gap
- 1.4 Error amplifier
- 1.5 Pass-transistor
 - 1.5.1 Regolatori a stadio npn a Darlington
 - 1.5.2 Regolatori pnp
 - 1.5.3 Regolatori a struttura npn/pnp
 - 1.5.4 Regolatori a mosfet

2 Stabilità

- 2.1 Stabilità nei regolatori a collettore o drain comune
- 2.2 Stabilità nei regolatori a emettitore o source comune

3 Parte sperimentale

- 3.1 Strumentazione di laboratorio
- 3.2 Generatore di tensione TOE8952
- 3.3 Source Meter KEITHLEY 2400
- 3.4 Multimetro KEITHLEY 2000
- 3.5 Generatore di funzioni AGILENT 33250A
- 3.6 Oscilloscopio LECROY 6050°

4 Analisi delle misure di caratterizzazione

- 4.1 Presentazione e specifiche MCP1802
- 4.2 Line Regulation
- 4.3 PSRR
- 4.4 Load Regulation
- 4.5 Stabilità / ESR della capacità di uscita
- 4.6 V_{drop}
- 4.7 I_{gnd}

Conclusione

Bibliografia

Introduzione

1.1 I regolatori di tensione

Nell'ultimo secolo si è verificata una esplosione nell'impiego dei dispositivi elettronici in qualunque campo: partendo dalla nascita del transistor nel giugno 1948 nei laboratori della società telefonica Bell ad opera dei tre ricercatori americani, W. Shockley, W. Brattain e J.Bardeen col quale si iniziarono a sostituire le fragili e ingombranti valvole termoioniche, potendo così lavorare con tensioni molto basse, passando nel settembre del 1958 all'invenzione del primo circuito integrato da parte di un ingegnere della Texas Instrument, Jack Kilby, fino ai tempi odierni in cui si tende a rendere un qualunque dispositivo da fisso a portatile e integrarvi un sempre maggior numero di funzioni, in special modo negli ambiti automobilistico e delle telecomunicazioni.

Partendo da questi presupposti, appare evidente come vi sia il bisogno di una fonte di alimentazione duratura e allo stesso tempo dalle dimensioni ridotte e compatte, con il conseguente sviluppo notevole delle batterie, ma ancor più di un consumo estremamente ridotto di corrente per aumentare, a parità di carica, la durata della batteria stessa. Dall'altro lato, la crescente complessità delle funzioni implementate ha portato ad un incremento del numero di componenti elettronici analogici e soprattutto digitali, i cui bruschi fronti di salita sono tra le maggiori cause di problemi per l'alimentazione.

Si pensi ad esempio ad un circuito di clock, ed in particolare alle seguenti caratteristiche:

- la frequenza di clock è andata aumentando notevolmente, con la necessità di diminuire *fall-time* e *rise-time*, causando perciò variazioni sempre più brusche delle correnti di ingresso e uscita;
- A causa della complessità crescente delle funzionalità e dei circuiti che le implementano, l'impulso di clock viene distribuito sempre a più componenti tra loro sincronizzati che presentano una loro impedenza di ingresso elevata ma pur sempre finita, concorrendo al consumo globale di corrente.

Conseguenza di questi due punti è una possibile variazione, in prossimità di ogni fronte del clock, della tensione di alimentazione. I valori di corrente e tensione che si ottengono in un transitorio possono subire variazioni che interferiscono sul corretto funzionamento del resto del circuito e possono risultare di difficile individuazione in fasi successive di progetto: un classico esempio di ciò è un convertitore analogico-digitale che ha un valore di riferimento di tensione non stabile nel tempo.

Al fine di rendere costante la tensione di alimentazione di componenti elettronici, sia digitali che analogici, si utilizza quindi un regolatore di tensione che, in maniera più precisa, può essere definito come "Un dispositivo che ha lo scopo di fornire una tensione di uscita ben specificata e costante utilizzando come ingresso una tensione mal specificata e a volte fluttuante". In questa maniera le fluttuazioni e le variazioni casuali della tensione di alimentazione dovute a cambiamenti del carico sono eliminate.

Considerando che la regolazione dell'alimentazione è uno dei requisiti fondamentali e più critici nella progettazione di sistemi elettronici, i regolatori di tensione ed il circuito dell'alimentazione sono diventati blocchi essenziali all'interno del sistema stesso; conseguentemente i regolatori monolitici, similmente agli operazionali monolitici, hanno ottenuto un grande favore e semplificato notevolmente il design del *power-supply*.

Al giorno d'oggi ci sono due distinte categorie di regolatori: regolatori in serie (*series regulators*) e regolatori di tipo *switching*.

I regolatori in serie controllano la tensione di uscita regolando la tensione di drop su un transistor di potenza che è posto in serie al carico; i regolatori *switching* controllano la potenza sul carico accendendo o spegnendo uno o più transistor di potenza connessi in serie o parallelo al carico e sfruttando principalmente l'energia immagazzinata in elementi induttivi per convertire gli impulsi di corrente in una corrente continua e regolata.

La presente tesi prende in considerazione regolatori di tensione di tipo serie e nello specifico regolatori di tipo *low-drop*, cioè che presentano una caduta di potenziale tra ingresso e uscita molto ridotta, dell'ordine delle centinaia di millivolt. La tensione di *dropout* è definita come la differenza di tensione tra ingresso e uscita alla quale il dispositivo smette di regolare in caso di un'ulteriore diminuzione della tensione di ingresso. In figura 1.1 si nota il tipico andamento della tensione di uscita in funzione di quella di ingresso per un *low-drop regulator* con uscita a 5 V: il dispositivo risulta spento fino a una tensione di ingresso V_I di circa 2 V, mentre inizia a regolare per $V_I > 6$ V.

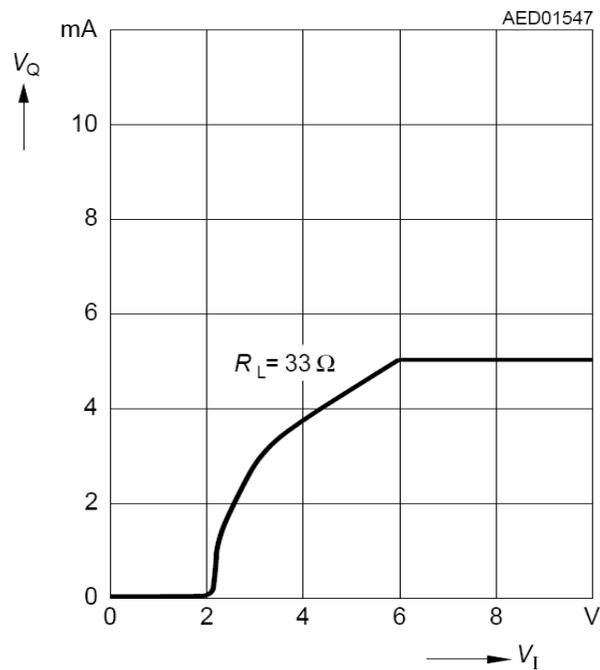


Figura 1.1: Tensione di uscita V_Q in funzione della tensione di entrata V_I

1.2 Principio di funzionamento

Un regolatore di tipo lineare, schematizzato in figura 1.2, è un dispositivo retroazionato costituito da quattro blocchi fondamentali:

- un blocco di *bandgap*, in grado di fornire una tensione di riferimento, V_{ref} , stabile, ben definita e indipendente dalla temperatura e dalla tensione di ingresso;
- un *error amplifier*, un amplificatore differenziale tra la tensione di riferimento e quella di uscita;
- un *pass-transistor*, connesso in serie tra ingresso e uscita;
- un circuito di *feedback*.

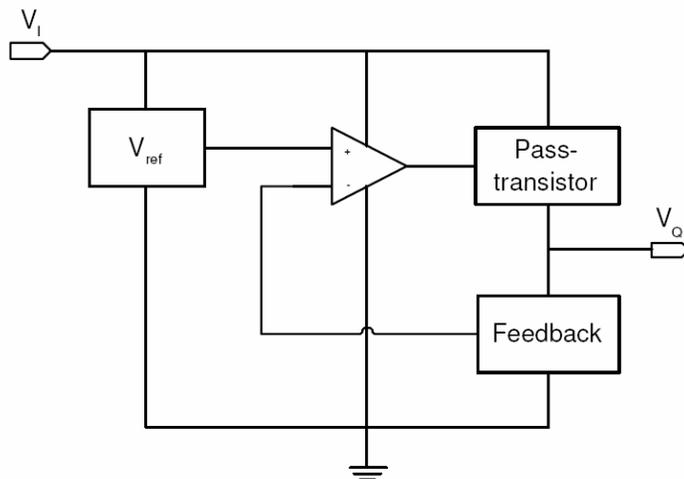


Figura 1.2: Schema a blocchi di un regolatore lineare di tensione

Oltre ai precedenti blocchi, possono essere presenti alcuni altri blocchi opzionali che però influenzano in maniera trascurabile o nulla il loop principale della regolazione ad esempio:

- un circuito di protezione dalla sovratemperatura; esso si rende necessario poichè nello stesso integrato si trovano sia elementi di *low-level signal-processing* sia elementi di potenza, che scaldandosi potrebbero pericolosamente aumentare la temperatura di giunzione;
- un circuito di protezione dalla sovracorrente, per proteggere il *pass-transistor* in caso di corto circuito all'uscita;
- un circuito di protezione *reverse-polarity* in caso il dispositivo venga connesso erroneamente all'alimentazione;
- un circuito di *inhibit* per ridurre il consumo quando il dispositivo si trova in stato di quiete
- circuiti di controllo e sincronizzazione con il microcontrollore, come *watchdog* e *reset*: quest'ultimo ad esempio dopo lo *startup* è in grado di indicare ai dispositivi alimentati quando la tensione di uscita del regolatore si sia stabilizzata e non scende al di sotto di una soglia opportuna.

Analizzando più approfonditamente il loop principale, l'*error amplifier* compara il segnale di riferimento fornito dal blocco di *bandgap* con la tensione di uscita del regolatore e genera un segnale di correzione dell'errore per regolare la caduta di tensione attraverso il *pass-transistor* in maniera tale che le tensioni ai due ingressi dell'*error amplifier* siano uguali, $V_{+(err\ amp)} = V_{i(err\ amp)}$.

La caduta di tensione attraverso il *pass-transistor* varia in funzione delle fluttuazioni della corrente di uscita e della tensione di ingresso, in modo da mantenere costante la tensione di uscita al valore:

$$V_q = \frac{V_{ref}A}{1 + \alpha A}$$

dove α è il fattore di scala del blocco di *feedback*, determinato tramite un partitore resistivo, quindi sempre minore o uguale a uno. Nel caso analizzato nel seguito della tesi, si assume $\alpha = 0,5$.

l'amplificazione ad anello aperto dell'*error-amplifier* (A) può essere ottenuta con un amplificatore differenziale ad alto guadagno e raggiungere di norma valori pari a circa 60/70 dB. Supponendo quindi $A \gg 1$, si può semplificare l'equazione (1.1):

$$V_q = \frac{V_{ref}A}{1 + \alpha A} \cong V_{ref}A$$

In prima approssimazione, si vede quindi come l'uscita del regolatore sia indipendente dall'ingresso e proporzionale alla tensione di riferimento V_{ref} .

1.3 Tensione di riferimento

Poiché la tensione di uscita del regolatore è proporzionale alla tensione V_{ref} , è facile intuire come vi sia la necessità che tale tensione sia estremamente precisa. Un riferimento di tensione potrebbe essere assimilato ad un regolatore, con la differenza che quest'ultimo ha la capacità di erogare una maggiore corrente di uscita, potendo dissipare conseguentemente una maggiore potenza; per i riferimenti, solitamente, le tolleranze (principalmente in relazione all'accuratezza, alla deriva in temperatura e all'invecchiamento) sono più strette. Tra i due principali tipi di deriva, quello dovuto all'invecchiamento rappresenta il meno controllabile e compensabile: infatti, mentre in caso di errore iniziale il riferimento è facilmente correggibile in fase di produzione; è molto difficile compensare eventuali errori dovuti alla mancata considerazione in fase di progetto dell'invecchiamento dei componenti. Per quanto concerne la temperatura, come si vedrà nel caso del riferimento a *bandgap*, la sua deriva è facilmente compensabile.

Ulteriori caratteristiche che un riferimento deve avere sono riassunte di seguito:

- bassa tensione di rumore, ovvero limitate variazioni dell'uscita dovute a fenomeni fisici di tipo casuale quali ad esempio il rumore termico
- bassissimo consumo in maniera da limitare la corrente di quiete;
- complessità ridotta per diminuirne il volume e conseguentemente il costo
- insensibilità a carichi dinamici che potrebbero causare errori; a tale scopo si nota che l'uscita del riferimento spesso è dotata di un buffer.

1.3.1 Riferimenti a diodi

Tra i riferimenti di tensione, il diodo (sia esso normale, zener ad effetto tunnel o ad effetto breakdown), che avendo una caduta di tensione ai suoi capi pressochè costante per un discreto intervallo di corrente, è indubbiamente il tipo di riferimento più semplice, conveniente e di facile implementazione.

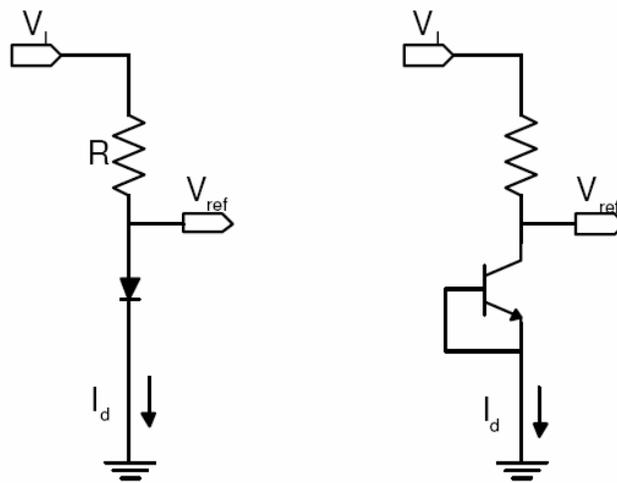


Figura 1.3: Schemi di due riferimenti a diodo, equivalenti tra loro

La tensione di riferimento che si ottiene da un circuito come quello schematizzato in figura 1.3 è di circa $0,6 \div 0,7 V$, variabile in funzione dello specifico diodo utilizzato; il valore della resistenza deve essere tale da permettere una corrente che porti il diodo in

conduzione
$$R \cong \frac{V_i - 0.6}{I_d}$$

L'utilizzo di più diodi in serie dà la possibilità di avere tensioni di riferimento che sono multipli di $600 mV$, valori che però sono alquanto scomodi da utilizzare non essendo, salvo rarissimi casi, valori interi. Un altro svantaggio, tutt'altro che trascurabile è dovuto alla limitata corrente che tale dispositivo può fornire che deve essere notevolmente inferiore a I_d , fatto che può implicare una dissipazione di potenza non trascurabile nel caso di corrente di uscita relativamente elevata.

Un secondo tipo di riferimento a diodo utilizza l'effetto della scarica a valanga o l'effetto Zener: in polarizzazione inversa, per tensioni superiori a quella di breakdown, variazioni anche notevoli della corrente nel diodo implicano variazioni trascurabili nella tensione.

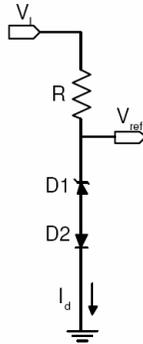


Figura 1.4: Schema di un riferimento a diodo Zener con compensazione

L'aumento di complessità dei riferimenti con zener è trascurabile rispetto al vantaggio di avere valori di tensioni più alti rispetto a un diodo polarizzato direttamente: infatti, in funzione del diodo, per tensioni fino a 4 V si ha una predominanza dell'effetto Zener, per valori superiori a 7 V si ha predominanza dell'effetto scarica a valanga, mentre per valori intermedi i due effetti si manifestano simultaneamente.

L'effetto Zener ha un coefficiente di deriva in temperatura negativa con valori di circa $1,5 \div 5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, l'effetto breakdown ha invece un coefficiente di temperatura positivo; facilmente si comprende che per tensioni comprese tra 4 V e 7 V i due effetti possono compensarsi e nei casi migliori la deriva totale risulta di circa $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Nel caso dei diodi zener che hanno una deriva termica negativa dell'ordine dei $1,5 \div 5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, tale effetto si può compensare con quella positiva di un diodo polarizzato in diretta, che è tipicamente $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ (rappresentato in figura 1.4), ottenendo anche in questo caso una precisione di circa $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. La tecnologia costruttiva di tali dispositivi è però limitata nel suo utilizzo: la più accurata combinazione di diodi a giunzione con diodo zener fornisce infatti valori di tensione scomodi da utilizzare, la corrente di alimentazione deve essere accuratamente tenuta sotto controllo, mentre al tempo stesso la tensione di alimentazione deve essere considerevolmente alta (generalmente maggiore di 6 V), escludendo quindi la possibilità di essere alimentato con tensioni di 5 V.

I riferimenti con basse tensioni di uscita inoltre tendono a essere rumorosi a causa dell'effetto breakdown, al fine di ridurre tale inconveniente si utilizzano diodi sepolti in cui si limitano i difetti superficiali e il contatto della giunzione con agenti contaminanti, come in figura 1.5 : in casi specifici si possono così ottenere derivate in temperatura dell'ordine di $1 \div 2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ e tensioni di rumore di $100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ al costo di consumi ben più elevati, ovvero dell'ordine di svariati mA.

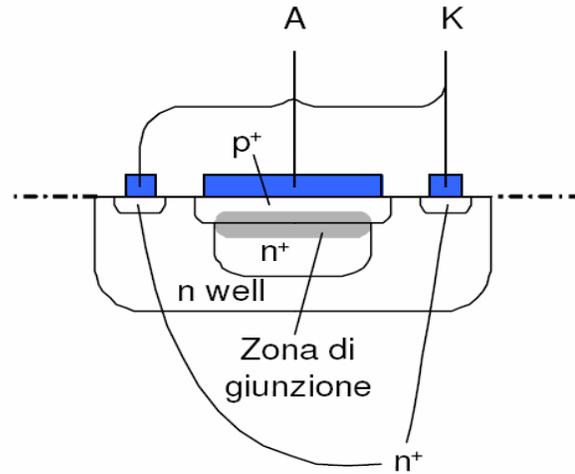


Figura 1.5: Diodo zener sepolto per limitare conduzione in superficie

1.3.2 Riferimenti di tensione a band-gap

Tra gli inconvenienti principali dei riferimenti di precisione con diodi zener sepolti vi è la necessità di una tensione di alimentazione relativamente elevata ($7 \div 10 V$) e la presenza di una tensione di rumore in uscita apprezzabile, dovuta alla rumorosità causata dall'effetto breakdown; tali inconvenienti possono venire risolti tramite l'utilizzo di un circuito di *band-gap*.

I circuiti di *band-gap* sfruttano la deriva positiva in temperatura dovuta alla tensione termica V_T e quella negativa di una giunzione $V_{BE(on)}$ in un transistor npn connesso a diodo, debitamente pesate, per fornire una tensione con deriva nulla.

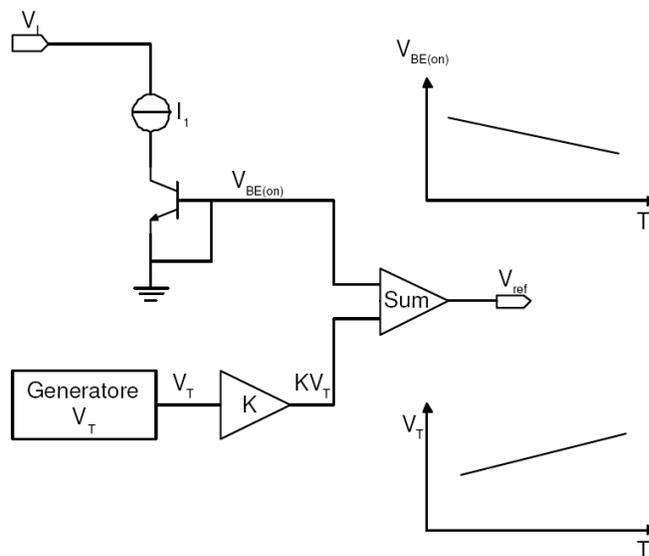


Figura 1.6: Schema a blocchi di un riferimento a *band-gap*

Come illustrato in figura 1.6 si ha $V_{ref} = V_{BE(on)} + KV_T$
 con valori tipici di $\Delta V_{BE(on)} = -2 mV / ^\circ C$ e $\Delta V_T = +3300 ppm / ^\circ C = +0,085 mV / ^\circ C$

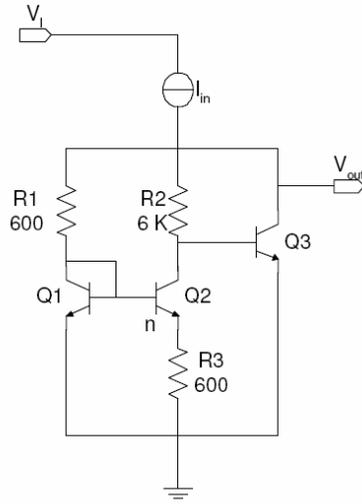


Figura 1.7: Schema circuitale semplificato del *band-gap*

In figura 1.7 è rappresentato il capostipite dei circuiti di riferimento a band-gap, detto anche bandgap di Widlar, dal nome del suo ideatore. In questo schema, il transistor Q_1 in connessione a diodo funziona con una densità di corrente relativamente alta, mentre la densità di corrente per Q_2 è n volte inferiore: $J_c Q_1 = nJ_c Q_2$

La tensione sulla resistenza R_3 è pari a ΔV_{BE} , cioè la differenza di tensione tra le V_{BE} di Q_1 e Q_2 , ΔV_{BE} . Inoltre, se i transistor hanno un alto guadagno in corrente, la tensione su R_2 è anch'essa proporzionale a ΔV_{BE} , mentre per Q_3 si ha

$$V_{CE(Q3)} = V_{BE Q3} + V_{R2}.$$

$$\Delta V_{R2} = R_2 I_{C2} \cong R_2 I_{E2} \quad I_{E2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_3} \quad \Delta V_{R2} = \Delta V_{BE} \frac{R_2}{R_3}$$

Per derivare la compensazione in temperatura di tale configurazione, può essere preso come punto di partenza la tensione V_{BE}

$$V_{BE} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{nKT}{q} \ln\left(\frac{T_0}{T}\right) + \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_c}{I_{c0}}\right) \quad (1.2)$$

dove V_{g0} è la tensione di bandgap estrapolata per il silicio allo zero assoluto, q è la carica di un elettrone, n è una costante che dipende dal tipo di transistor (circa 1,5), k è la costante di Boltzmann, T la temperatura assoluta, I_c la corrente di collettore e V_{BE0} la tensione V_{BE} per T_0 e I_{c0} . Nell'equazione (1.2) gli ultimi termini possono essere trascurati essendo il loro contributo pari a quello di parametri empirici per cui, in forma approssimata:

$$V_{BE} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right)$$

Inoltre si ha che la differenza tra la tensione di base e emettitore per due transistor che operano con diverse densità di corrente è data da

$$\Delta V_{BE} = \left(\frac{KT}{q}\right) \ln\left(\frac{J1}{J2}\right) \quad (1.3)$$

con J densità di corrente.

La tensione di riferimento è ottenibile sommando il valore di (1.2) semplificata e (1.3)

$$V_{ref} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{J1}{J2}\right)$$

che, derivata rispetto alla temperatura, fornisce

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = -\left(\frac{V_{g0}}{T_0}\right) + \frac{V_{BE0}}{T_0} + \frac{K}{q} \ln\left(\frac{J1}{J2}\right)$$

Per avere una deriva nulla in temperatura si deve uguagliare il valore di tale derivata a zero, ottenendo

$$V_{g0} = V_{BE0} \left(\frac{KT_0}{q}\right) \ln\left(\frac{J1}{J2}\right)$$

dove il primo termine a destra dell'equazione è la tensione iniziale tra base e emettitore, mentre il secondo è proporzionale alla differenza di tensione tra emettitori e basi. Concludendo, se la somma dei due risulta pari alla tensione del bandgap del semiconduttore, la deriva in temperatura si annulla.

Tra i notevoli vantaggi di tale tipo di riferimento uno dei principali è la dipendenza della sua stabilità in temperatura dalla tensione V_{BE} di un transistor npn, uno dei parametri più conosciuti tra quelli di una determinata tecnologia. In figura (1.8) sono rappresentate le due tensioni che sommandosi forniscono quella di bandgap, rappresentata nella parte bassa della figura; la leggera curvatura ad alte temperature della tensione di bandgap è dovuta a effetti parassiti non presi in considerazione.

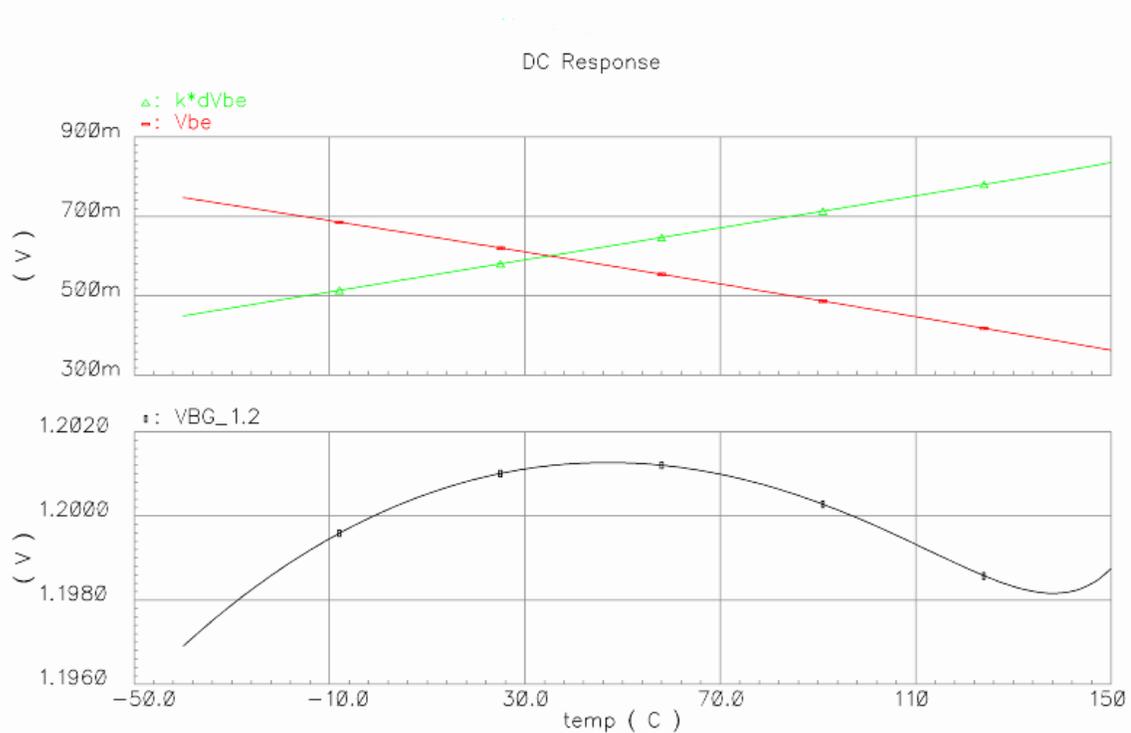


Figura 1.8: Tensione di uscita del blocco di *band-gap* in funzione della temperatura ottenuta tramite simulazione

1.4 Error-amplifier

L'error amplifier rappresenta lo stadio a maggior guadagno all'interno del loop del regolatore; tra le sue caratteristiche principali appaiono fondamentali le seguenti:

- una elevata impedenza di ingresso
- una bassa impedenza di uscita
- un guadagno elevato ad anello aperto
- correnti nulle agli ingressi.

In maniera molto semplice si può dividere in tre parti:

- la coppia differenziale vera e propria
- un buffer in uscita
- un circuito di polarizzazione costituito da un generatore di corrente.

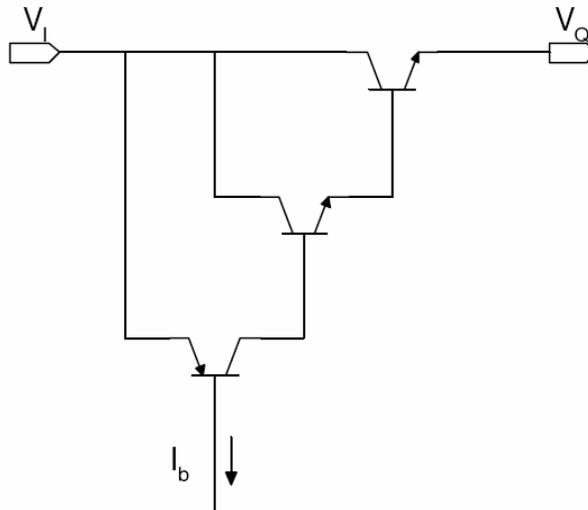
1.5 Pass-transistor

I regolatori possono essere classificati in base alla tipologia e struttura dell'elemento in serie tra l'ingresso e l'uscita comunemente detto pass transistor. Le configurazioni più utilizzate sono: stadio npn a Darlington, pnp, pnp/npn, pmos e nmos. I dispositivi a bjt (*bipolar-junction transistor*) possono fornire correnti maggiori mentre quelli a MOS sono capaci un consumo di corrente di quiescenza minore.

1.5.1 Regolatori a stadio npn Darlington

Storicamente il primo tipo di regolatori sviluppati è quello a stadio npn Darlington; in questa configurazione la tensione di *dropout* risulta

$$V_{dropout} = 2 \times V_{BE\ npn} + V_{CE\ sat} \sim 2.0\ V$$

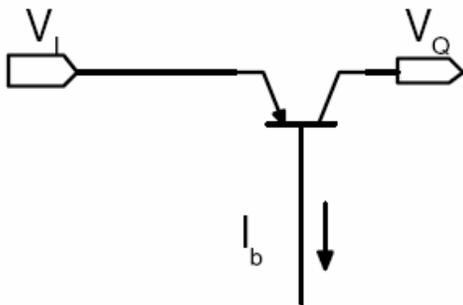


Il transistor è in una configurazione a inseguitore di tensione e presenta quindi una ampia larghezza di banda passante o *BW* (*Band Width*) e una bassa impedenza di uscita (Z_{out}) tipiche di questa configurazione; tra i vantaggi va inoltre menzionata la possibilità di pilotare alte correnti di uscita con una bassa corrente di polarizzazione del *pass-transistor*.

La corrente di base del transistor pnp fluisce verso massa, mentre la maggior parte della corrente di polarizzazione della coppia darlington fluisce verso il carico; la corrente di base del transistor pnp è data dalla corrente assorbita dal carico divisa per il guadagno dei due transistor npn e per quello del pnp, cioè, assumendo uguali i tre valori del β dei tre transistor, $I_b = I_q / \beta^3$

Lo stadio a darlington npn è ancora ampiamente utilizzato essendo il meno costoso tra le configurazioni a bjt, la sua circuiteria occupa infatti la minor area sull'integrato e richiede solo una piccola capacità di uscita, spesso integrata direttamente sul chip. Questa configurazione ha però principalmente due svantaggi: come già detto una tensione di dropout elevata e l'impossibilità di implementare una protezione dal *reverse polarity*, se non a costo di incrementare la complessità del dispositivo e il dropout inserendo in ingresso tra V_I e il pass-transistor un diodo che, in caso di polarità invertita della batteria, sia polarizzato inversamente.

1.5.2 Regolatori pnp



I regolatori più diffusi, nonostante siano relativamente recenti come tecnologia sono quelli che utilizzano come *pass-transistor* un pnp; tale stadio è pilotato solitamente da un driver npn a sua volta pilotato dall'uscita dall' *error-amplifier*. Il principale vantaggio di tale stadio è la possibilità di avere una tensione di dropout molto bassa e pari alla $V_{CE\ sat}$ del transistor pnp (valori tipici di 600 mV, fino a 100 mV); tale tensione è però variabile e decresce al diminuire della temperatura e della corrente di uscita, I_Q (andamento visibile nella figura 1.12). In fase di progettazione dell'applicazione in cui verrà utilizzato il regolatore va quindi tenuto conto del caso peggiore con corrente di uscita e temperatura massime.

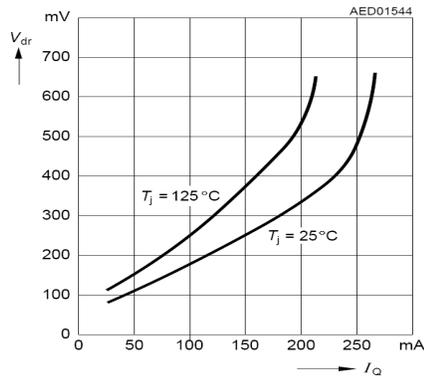


Figura 1.12: Tipico andamento della tensione di dropout in funzione della corrente di uscita, a due temperature differenti.

La bassa tensione di dropout permette al regolatore di funzionare più a lungo man mano che la tensione della batteria diminuisce con la scarica della stessa e quindi di fatto prolunga la durata del sistema.

La struttura pnp, con la giunzione di base-emettitore protegge inoltre dal *reverse polarity*.

I regolatori a stadio pnp hanno principalmente tre svantaggi:

- una corrente di quiescenza elevata poiché la corrente di polarizzazione del passtransistor, I_b , fluisce attraverso il driver e non attraverso in carico come nel caso a npn;
- un'area maggiore del circuito con un conseguente aumento del costo;
- la necessità di una compensazione all'uscita che viene trattata più accuratamente di seguito nel capitolo 2 relativo alla stabilità.

Per quanto concerne la corrente di quiescenza maggiore, questa implica la ovvia diminuzione dell'efficienza del dispositivo stesso, definita come:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} 100\% = \frac{V_Q \cdot I_Q}{V_{IN} (I_Q + I_Q)} 100\%$$

dove I_q , corrente di quiescenza non deve essere confusa con I_Q corrente di uscita; e una maggiore potenza da dissipare, con conseguente produzione di calore.

Per qualunque tipo di regolatore, la potenza dissipata è definita come:

$$P_D = (V_{in} - V_Q) * I_Q + V_{in} * I_q$$

e sotto determinate condizioni il secondo termine dell'equazione può diventare dominante costringendo all'utilizzo di un package più voluminoso o di un *heatsink* (incrementando il costo), quando a parità di altre condizioni altri tipi di regolatori a bjt non ne hanno necessità grazie alla minore I_q .

Come accennato, le tecnologie esistenti sono ottimizzate per transistor di tipo npn e non pnp, permettendo ai primi prestazioni superiori grazie soprattutto alla maggiore mobilità degli elettroni rispetto alle lacune, di conseguenza le dimensioni del *power-stage* costituito da transistor pnp laterali sono notevoli, non potendo esserci con tali transistor alte densità di corrente.

1.5.3 Regolatori a struttura npn/pnp

Un terzo tipo molto utilizzato per il pass-transistor è una struttura che per le sue caratteristiche si colloca tra lo stadio a darlington a npn e lo stadio a pnp: è una struttura composita a pnp/npn, conosciuta anche come *quasi-low-dropout* e la sua struttura appare in figura 1.13.

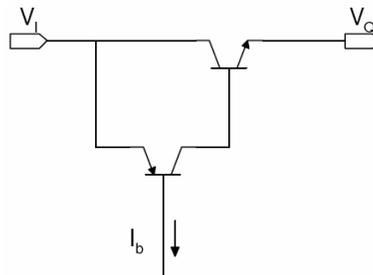


Figura 1.13: *Pass-transistor npn*

Il pass-transistor è in realtà un singolo npn, occupando quindi un'area minore rispetto ad un pnp di equivalente corrente massima di uscita $I_{Q\ max}$, pilotato da un transistor pnp; la tensione di dropout quindi risulta $V_{BE\ (nnp)} + V_{CE\ sat\ (pnp)} \approx 1,25\ V$ approssimativamente una via di mezzo tra i 2 V dello stadio a darlington e i 0,6 V di quello a pnp. La struttura elimina una caduta di tensione su una V_{BE} che contribuisce al grande dropout dei regolatori a npn. La corrente di polarizzazione è pari a $I_b = I_Q / \beta^2$ quindi con una efficienza maggiore rispetto a un equivalente pnp, dato che la corrente di polarizzazione del pass-transistor fluisce direttamente nel carico mentre solo la corrente di base del pnp scorre verso massa. Anche in questa configurazione la tensione di dropout aumenta all'aumentare della corrente di carico I_Q , non vi è protezione da *reverse-polarity* e vi è la necessità di aggiungere una capacità di compensazione esterna.

1.5.4 Regolatori a mosfet

Una recente tipologia di pass-transistor è quella costituita dai transistor a effetto di campo: di tipo p-mos e n-mos. Tali elementi hanno una tensione di dropout estremamente bassa, data da

$$V_{dropout\ mos} = I_Q * R_{on} = 30 \div 400\ mV \quad (1.7)$$

dove R_{on} è la resistenza di on del transistor e come si vede da (1.7) direttamente proporzionale alla corrente di uscita. I mosfet sono elementi controllati in tensione e non in corrente come i bjt, quindi al crescere di I_Q non corrisponde un incremento della I_q con un conseguente consumo di corrente estremamente contenuto per qualunque carico.

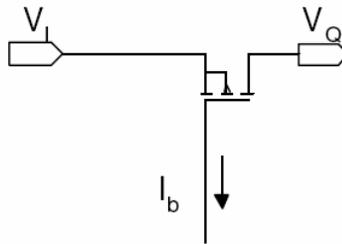
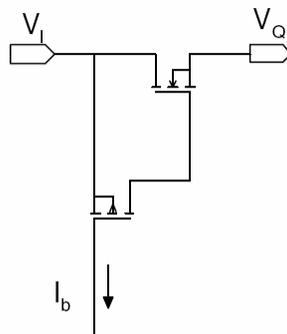


Figura 1.14: *Pass-transistor pmos*

Solitamente i regolatori di tipo pmos hanno il pass-transistor posto esternamente al chip, rendendo di fatto il regolatore un controllore, ma permettendo di operare con correnti di uscita fino a numerosi Ampere e consumi ridottissimi; a tale proposito, le dimensioni del transistor dipendono fortemente dalla classe di tensione del transistor con una discreta diffusione dei componenti con classe di tensione fino a 12 V, mentre molto rari risultano quelli di classi superiori.



I due tipi di transistor vengono connessi in due configurazioni differenti: il tipo nmos in configurazione a drain comune, in maniera simile al *bjt-npn*, quindi con una impedenza di uscita Z_{out} bassa; il regolatore approssima abbastanza bene una sorgente di tensione ideale. Il tipo a pmos è in configurazione a source comune, con alta impedenza di uscita, paragonabile al *bjt-pnp* e ha il comportamento di una sorgente di corrente.

Per i pmos la corrente è trasformata in tensione tramite l'integrazione nella capacità di uscita C_{out} , che deve conseguentemente avere un valore elevato. In alcuni casi, per migliorare le prestazioni, può essere necessario l'utilizzo di una *charge-pump*, che però porta a un aumento del rumore all'uscita; tra gli svantaggi inoltre non bisogna dimenticare il fatto che tali tecnologie sono relativamente recenti e quindi i costi di produzione ancora elevati. A conclusione del presente capitolo, si riporta una tabella riassuntiva (1.1) delle caratteristiche dei vari tipi di pass-transistor che permette di individuare indicativamente il tipo di dispositivo in funzione delle necessità di progetto.

	darlington-npn	pnp	nnp/pnp	pmos	nmos
$V_{dropout}$	$\sim 2 V$	$\sim 0,6 V$	$\sim 1,5 V$	$R_{DS(ON)} \cdot I_Q$	$R_{DS(ON)} \cdot I_Q$
I_Q	alta	bassa	alta	media	media
Configurazione	CC	CE	CC	CS	CD
Z_{out}	bassa	alta	bassa	alta	bassa
BW	ampia	stretta	larga	stretta	ampia

Tabella 1.1: Tabella comparativa dei vari tipi di *pass-transistor*

Capitolo 2

Stabilità

Come tutti i sistemi retroazionati, anche i regolatori di tensione devono essere progettati in maniera tale da essere stabili incondizionatamente dal carico applicato. L'elemento più importante per la stabilità della tensione di uscita è il condensatore di uscita, il valore del quale deve essere accuratamente scelto in fase di utilizzo del regolatore e tenuto a mente in fase di progettazione del regolatore. Il condensatore di uscita, solitamente indicato con C_{OUT} , determina tre caratteristiche fondamentali del regolatore

- il ritardo allo *start-up*, poiché tale capacità, all'accensione del dispositivo, necessita di un tempo per caricarsi alla tensione di uscita del regolatore
- la risposta al transitorio
- la stabilità dell'anello di retroazione.

In prima analisi, l'utilizzo di un condensatore di capacità notevole potrebbe apparire la soluzione migliore da adottare essendo in grado di smorzare maggiormente bruschi picchi di corrente richiesti dal carico del regolatore. Tuttavia è anche subito evidente come una capacità elevata impieghi un tempo maggiore per scaricarsi, e per caricarsi, in fase di accensione del dispositivo. Infatti, il ritardo di accensione è determinato da:

$$T_{STARTUP} = \frac{(C_{OUT} \cdot V_Q)}{I_{OUT\ max}}$$

dove $I_{OUT\ max}$ è la massima corrente erogabile dal dispositivo. Tale tempo è quindi direttamente proporzionale alla capacità di uscita. Viceversa, con una capacità troppo piccola, in fase di accensione la tensione di output potrebbe avere dei picchi rischiando così di danneggiare i componenti alimentati.

Solitamente, essendo impossibile una progettazione che ottimizzi i tre requisiti contemporaneamente, ci si concentra in primo luogo sulla stabilità dell'anello e poi si verifica che le specifiche del ritardo di accensione e della risposta al transitorio siano soddisfatte.

2.1 Stabilità nei regolatori a collettore o drain comune

Per quanto riguarda i regolatori a npn o a nmos, questi hanno direttamente connesso all'alimentazione il collettore o il drain rispettivamente: tale configurazione permette di avere uno stadio con bassa impedenza di uscita che si traduce a sua volta nell'introduzione di un polo a una frequenza elevata (circa 3 MHz).

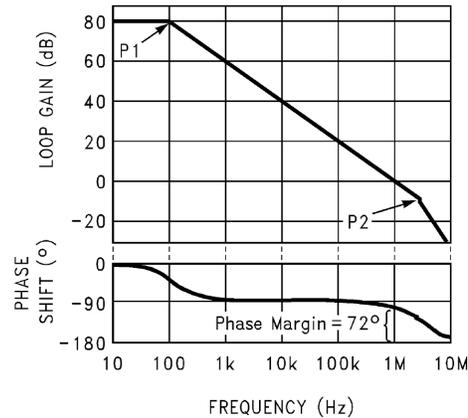


Figura 2.1: Diagramma di Bode approssimato di un regolatore con stadio di uscita a npn.

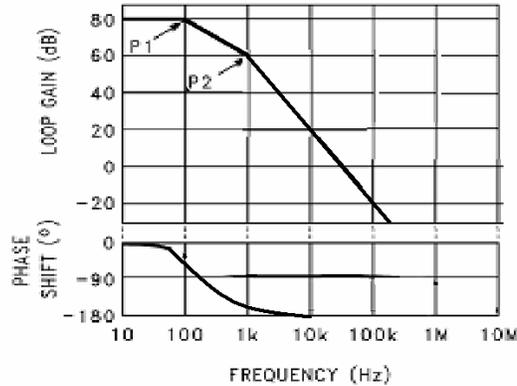
Per la compensazione del loop non essendoci alcun polo a bassa frequenza, si utilizza la tecnica del "polo dominante": si aggiunge un polo a circa 100 Hz tramite un condensatore integrato nel regolatore; così facendo il margine di fase solitamente si aggira sui 60° ÷ 70°, valore corrispondente ad una elevata stabilità del sistema .

2.2 Stabilità nei regolatori a emettitore o source comune

A differenza dei regolatori appena citati, con stadio pass-transistor a npn, quelli a pnp sono connessi in configurazione a emettitore comune, con una conseguente alta impedenza di uscita e un polo a bassa frequenza dipendente sia dalla corrente di uscita I_Q , sia dalla capacità di uscita C_{out} . La frequenza di tale polo infatti è circa:

$$f_{(P_L)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{R_{LOAD} C_{OUT}} \cong 150 \text{ Hz} \quad (2.1)$$

La compensazione per polo dominante come introdotto nel caso del pnp non è realizzabile, a meno che non si aggiunga una ulteriore compensazione. Infatti, avendo un polo di compensazione all'interno del loop a circa 1 KHz e il polo dato da (2.1), si ha che il sistema è instabile, dato che la fase, quando il guadagno è unitario, risulta prossima a -180° .



Si vuole quindi introdurre uno zero che contribuisca a incrementare la fase cancellando uno dei poli e rendendo stabile il loop.

A tale scopo, si può sfruttare l'ESR (*equivalent series resistance*) parassita del condensatore di uscita. Tutti i condensatori infatti presentano un comportamento non ideale che può essere assimilato con buona approssimazione a quello di un condensatore con in serie una resistenza e, mentre la capacità C_{out} assieme alla resistenza di carico forma un polo, C_{out} in serie con la sua ESR danno luogo a uno zero. Il problema maggiore nello sfruttare la ESR del C_{out} sta nel fatto che tale parametro raramente è noto con precisione, ma varia notevolmente in funzione della temperatura, della frequenza di funzionamento e del tipo di condensatore. Per agevolare la scelta del condensatore appropriato, solitamente nei datasheet viene fornito un grafico, detto “*tunnel di stabilità*”, che indica i valori minimo e massimo dell'ESR in funzione della corrente di uscita per non operare in condizioni di instabilità. Considerando i vari tipi di condensatori presenti in commercio, quelli al tantalio risultano i più adatti alla compensazione polo-zero poiché presentano valori bassi della ESR oltre ad una notevole stabilità in temperatura.

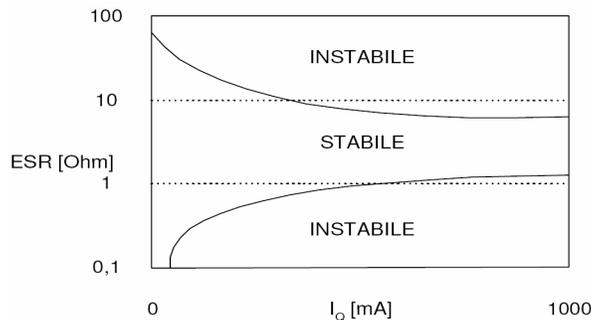


Figura 2.2: Tipico andamento del tunnel di stabilità per la ESR del condensatore di uscita

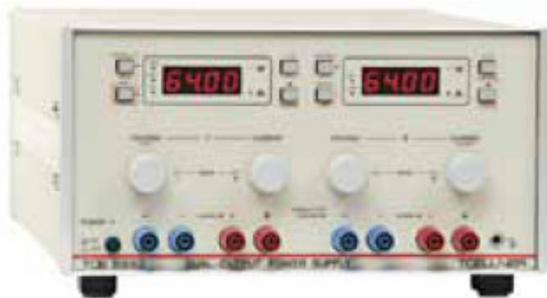
Capitolo 3

Parte sperimentale

3.1 Descrizione strumentazione di laboratorio

3.2 Generatore di tensione TOE 88/89 52

POWER SUPPLY



TOE 8852



TOE 8952

Alimentatore stabilizzato comandabile via GPIB a 2 canali .

Può erogare fino a 64V e 2.5A per canale. Prima di fornire una tensione al circuito è possibile settare il valore di corrente massimo erogabile in modo da preservarlo da sovraccarichi.

Led CC : controllo corrente, se si accende l'alimentatore sta fornendo il massimo della corrente erogabile (precedentemente impostata).

Prevede la possibilità di alimentazione a 2 o 4 fili.

Nel caso a 4 fili, due servono per l'alimentazione e due portano i segnali di sense. I due fili di sense servono a verificare che nel punto da alimentare (es. piedino di alimentazione del chip) ci sia la tensione voluta, cioè quella impostata dal pannello. Nel caso in cui possano esserci delle perdite dovute alla resistenza dei cavi o delle piste che connettono il pin del chip al morsetto della scheda, l'alimentatore reagisce aumentando la tensione di output per compensare la perdita rilevata.

TOE 8952.: Solo connettori power frontali, connettori per il sensing disponibili sul retro.

3.3 Source Meter KEITHLEY 24XX / 2602

- K2400 lavora in SOA (Safe Operating Area), limite di tensione 21V e di corrente 1.05A
- K2440 valori massimi : 5A , 42V
- K2430 può lavorare in DC o in modalità pulsata con potenza di picco di 1KW
- K2602 programmabile per lavorare in remoto. Doppio canale (21V, 1.05A)

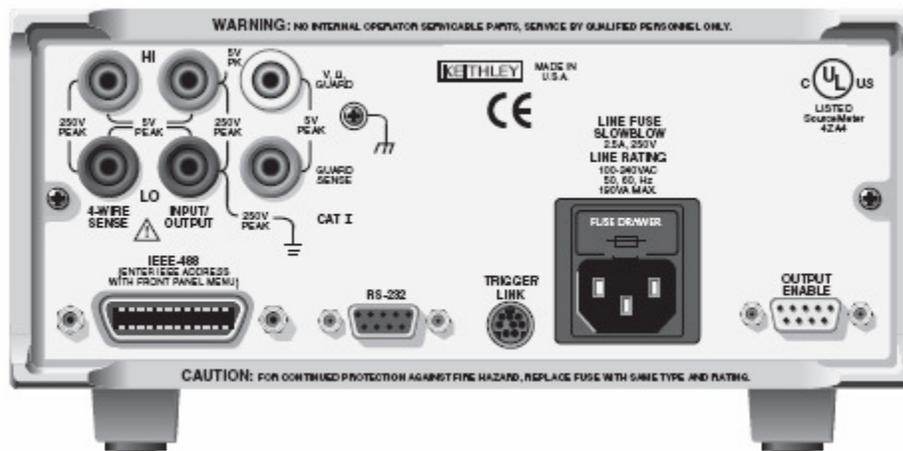
KEITHLEY 2400

Questo strumento integra un DC power source con un multimetro con risoluzione a 5 ½ digit. Può fornire una potenza di 20W con tensioni da $\pm 5\mu\text{V}$ (sourcing) e da $\pm 1\mu\text{V}$ (measuring) fino a $\pm 200\text{V}$ e correnti da $\pm 10\text{pA}$ a $\pm 1\text{A}$. Permette misure di resistenza a 2, 4 e 6 terminali fino a 1700 letture al secondo via interfaccia GPIB

SourceMeter front panel



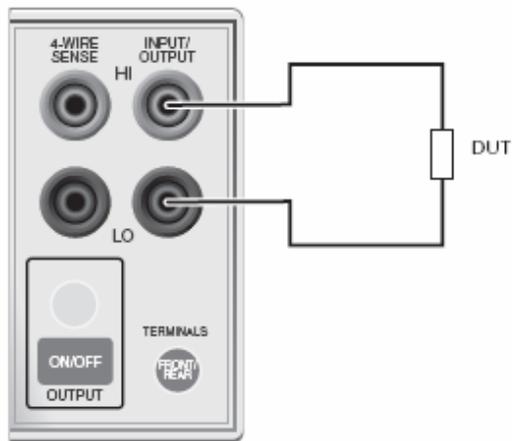
SourceMeter rear panel



Funziona da generatore di tensione o di corrente oppure può essere configurato per funzionare da carico (simula il comportamento resistivo). Attenzione perchè il carico attivo e non è trasparente (ovvero nel caso di carico resistivo reale se viene applicata una tensione disturbata anche la corrente sarà disturbata , mentre con il carico attivo no). Può leggere una resistenza misurando una tensione a fronte della corrente erogata (misura derivata) e calcolare la potenza erogata matematicamente. Prevede la possibilità di connessioni a 2 o 4 fili

Figure 2-2

Two-wire connections (local sense)

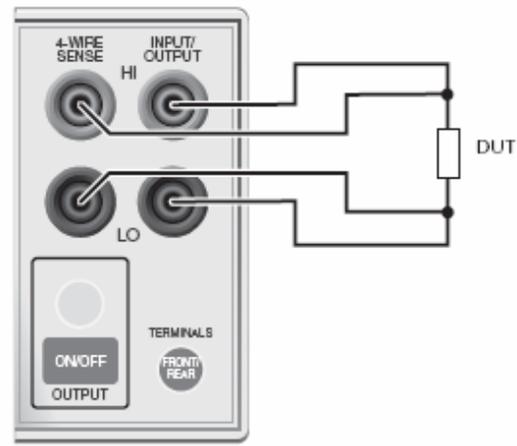


SourceMeter Front Panel

Sense Selection: 2-wire

Figure 2-3

Four-wire connections (remote sense)



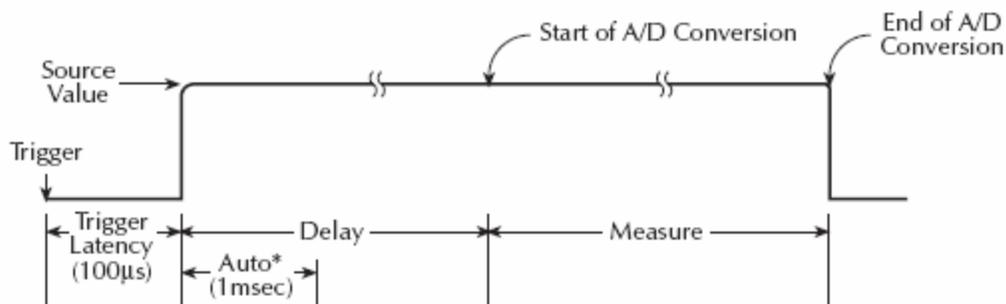
SourceMeter Front Panel

Sense Selection: 4-wire

Funzione 'Delay between source and measure' .:

Ciclo Source-Delay-Measure (SDM) : viene impostata una tensione e al termine del ritardo impostato esegue la misura.

Source-delay-measure (SDM) cycle



* If enabled

A seconda del numero di campioni letti dall' A/D converter varia la precisione e il tempo di conversione:

- FAST ACCURACY : 4ms , garantisce una precisione di 4 digit
- MEDIUM ACCURACY : 20 ms
- NORMAL ACCURACY : (la piu' usata) 63ms , 6 digit
- HIGH ACCURACY : 100ms

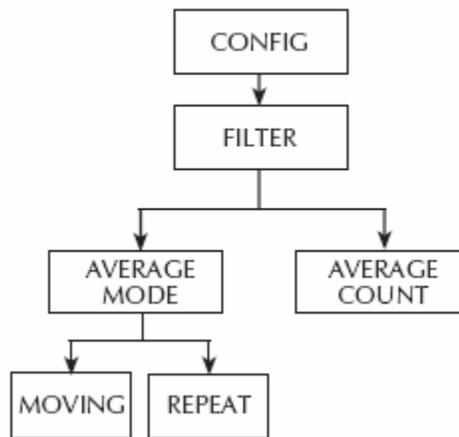
La velocità di acquisizione si può anche regolare settando il parametro NPLC (Number of Power Line Cycles) ricavato da:

$$\text{tempo di acquisizione} = \text{NPLC} / \text{frequenza di rete}$$

utile nella modalità pulse (k2430).

FILTER : permette di impostare la risposta di un filtro per stabilizzare il rumore di misura. La lettura visualizzata su display è una media di valori convertiti.

Filter configuration menu tree

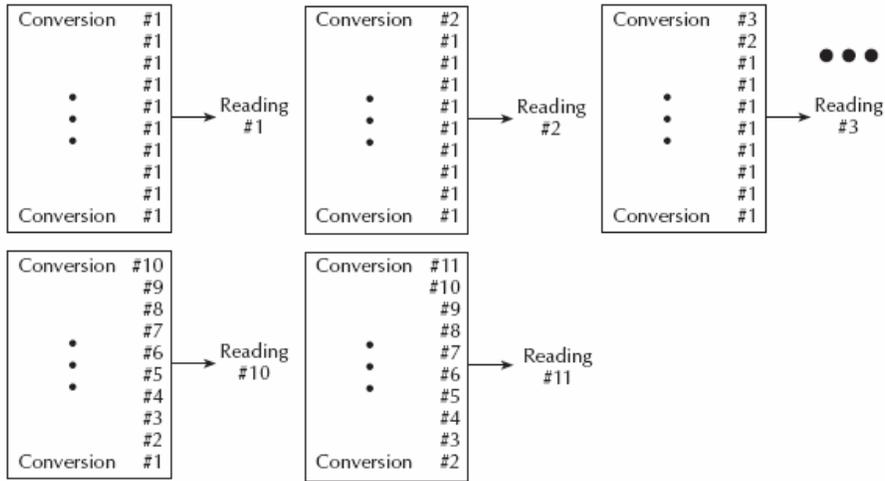


Average mode – Moving : ogni nuova lettura modifica la media

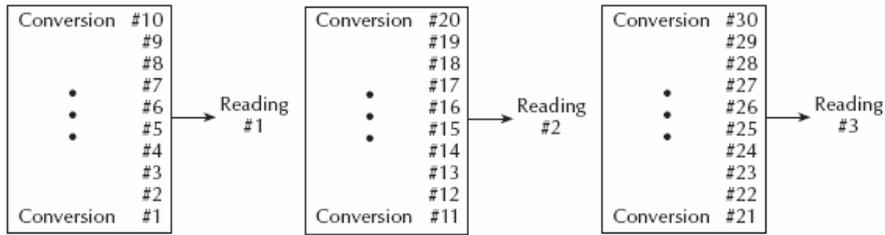
Average mode – Repeat : dieci letture alla volta , sovrascrittura delle precedenti 10 e media sulle 10 misure presenti

Average count : media su un numero di campioni preimpostato.

Moving average and repeating filters



A. Type - Moving Average, Readings = 10

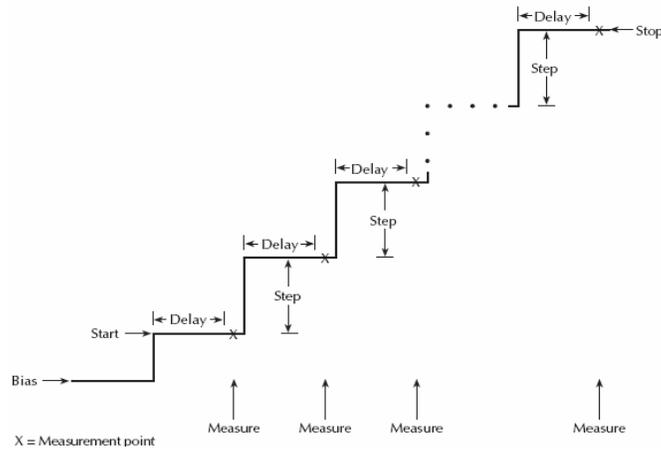


B. Type - Repeating, Readings = 10

SWEEP: Permette di dare in uscita tensioni del tipo :

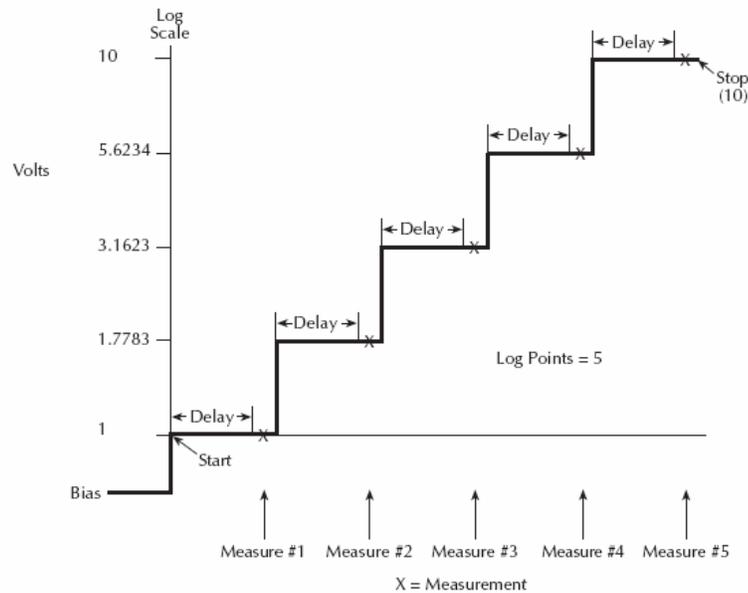
- stair: (simile ad una rampa in cui ogni singolo gradino dura il tempo necessario per fare una misura)

Linear staircase sweep



– logaritmico:

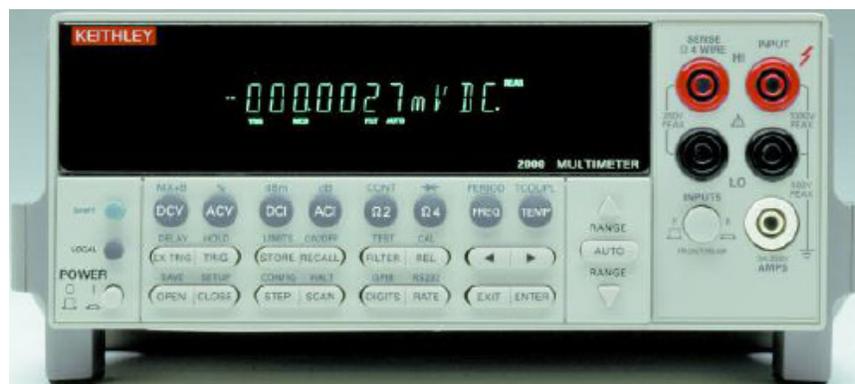
Logarithmic staircase sweep (example 5-point sweep from 1 to 10 volts)



Si può configurare l'impedenza del canale quando è spento (High impedance, Normal impedance, Zero impedance).

AUTO OFF : spegne il canale dopo la misura

3.4 Multimetro KEITHLEY 2000



Effettua misure di resistenza a 2 o 4 fili, misure di tensioni DC, AC, misure di frequenza, misure di temperatura se connesse delle termocoppie e verifica di continuità.

Include la possibilità di modificare il numero di digit significativi. Ed impostare un filtro (media di misure fino a 999 letture). Consente il salvataggio di max 1034 misure delle quali si può vedere media, deviazione standard, minimo e max. Può essere sincronizzato con un trigger esterno oppure manualmente tramite il tasto 'trigg' (strumento solo trigger-in).

3.5 Generatore di funzioni AGILENT 33250A



Il generatore di funzioni , è in grado di fornire in uscita al massimo 10mA. E' bene usarlo attorno ai 2mA altrimenti lo strumento reagisce arrotondando i fronti del segnale. Per applicazioni che richiedono più corrente è indispensabile ricorrere ad un buffer. È possibile settare l'impedenza d'uscita, per evitare l'effetto partitore.

Genera: sinusoidi, onde quadre, triangolari, rumore bianco, forme d'onda arbitrarie, modulazione AM FM , sweep in frequenza .

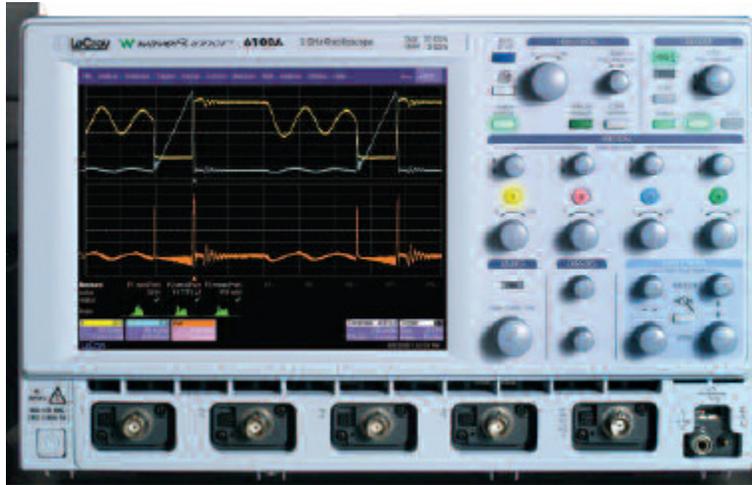
Funzione Bust: esegue un numero di cicli prefissato della forma d'onda e poi si spegne.

Trigger Setup: imposta come trigger una sorgente interna o esterna.

Frequenze raggiungibili: 500uHz - 80MHz

Può visualizzare la forma d'onda sul display.

3.6 Oscilloscopio LECROY 6050°



Oscilloscopio digitale a 4 canali. Il segnale acquisito viene digitalizzato (è necessario prestare attenzione alle ulteriori digitalizzazioni del segnale come ad esempio lo zoom di una traccia).

Per ogni canale si può impostare il guadagno (Volt per divisione).

All'ingresso di ogni canale è possibile attivare un filtro per ridurre il rumore causato ad esempio dal puntale della sonda (il quale, come noto, forma una spira concatenata con gli eventuali disturbi ambientali); si tratta di un filtro passa basso con frequenza di taglio a 20MHz .

Impedenza d'ingresso dei canali: 50ohm, a massa(per calibrazione)

accoppiamenti: DC 1Mohm oppure AC 1Mohm.

Le sonde da 10Mohm pertanto presentano un fattore di attenuazione pari a 10.

Le possibilità di sincronizzazione (trigger) sono;

- Trigger singolo : Dopo un evento di trigger ferma l'acquisizione.
- Trigger auto : Sincronizzazione automatica del segnale.
- Trigger normal : Evento di trigger definito da soglie impostate a mano

Possibilità di mettere "label" sulle tracce e di dividere i segnali in 2,4 o 6 griglie (utile per visualizzare più segnali contemporaneamente sfruttando al massimo i bit del convertitore).

Il segnale di trigger può essere applicato su un qualsiasi canale e comprende :

Trigger sul fronte, su una ampiezza di segnale o su un glitch; può sincronizzarsi anche su due canali (i due canali dovranno soddisfare due condizioni).

Comprende trigger per segnali digitali, trigger per assenza di segnale e pattern digitale.

Capitolo 4

Analisi delle misure di caratterizzazione

4.1 Presentazione e specifiche MCP1802

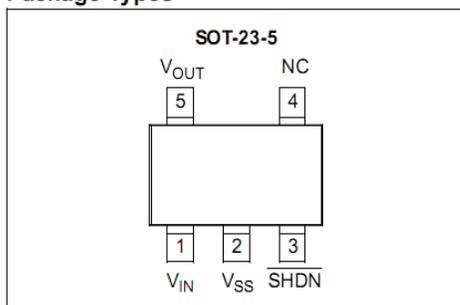
Descrizione

L' MCP1802 rappresenta una famiglia di regolatori di tensione CMOS low dropout che possono fornire correnti fino a 300mA consumando tipicamente appena 25 uA (quiescent current). Il range di tensione di ingresso è previsto tra 2.0V e 10.0V. I cinque campioni in oggetto di analisi presentano un output voltage di 6.0V

Caratteristiche

- 300 mA Maximum Output Current
- Low Drop Out Voltage, 200 mV typical @ 100 mA
- 25 μ A Typical Quiescent Current
- 0.01 μ A Typical Shutdown Current
- Input Operating Voltage Range: 2.0V to 10.0V
- Standard Output Voltage Options: - (0.9V, 1.8V, 2.5V, 3.0V, 3.3V, 5.0V, 6.0V)
- Output voltage accuracy: - $\pm 2\%$ (VR > 1.5V), ± 30 mV (VR \leq 1.5V)
- Stable with Ceramic output capacitors
- Current Limit Protection
- Shutdown pin
- High PSRR: 70 dB typical @ 10 kHz

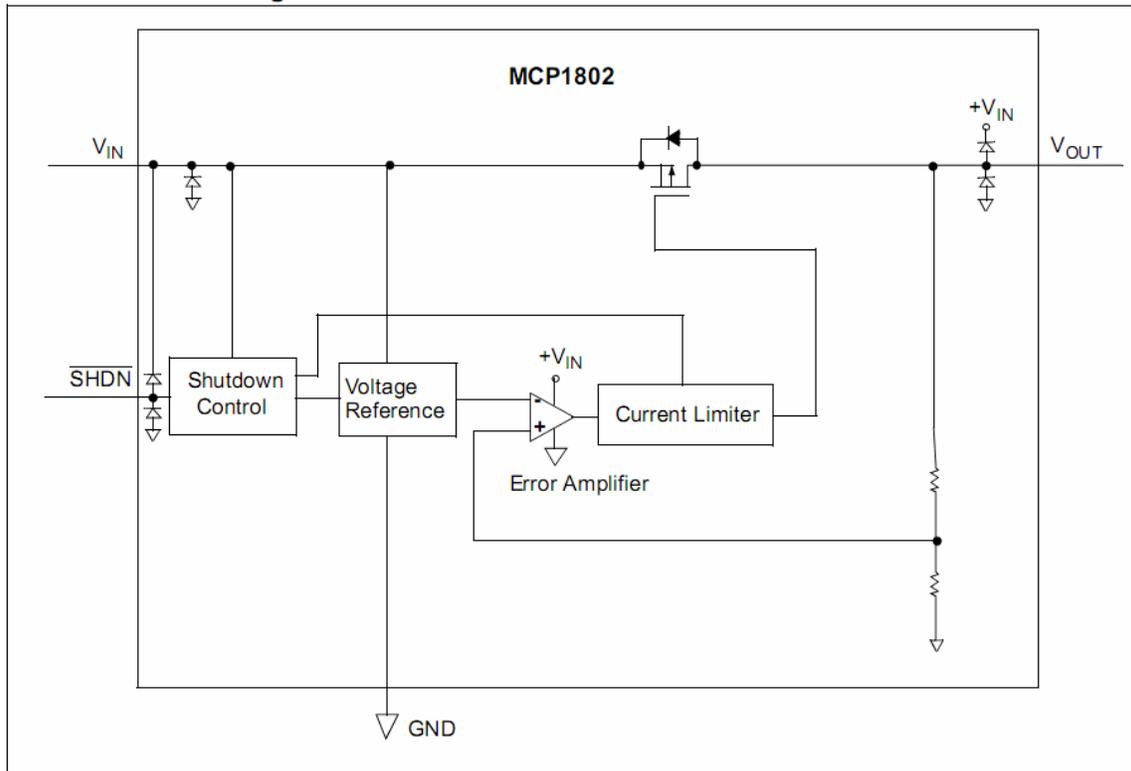
Package Types



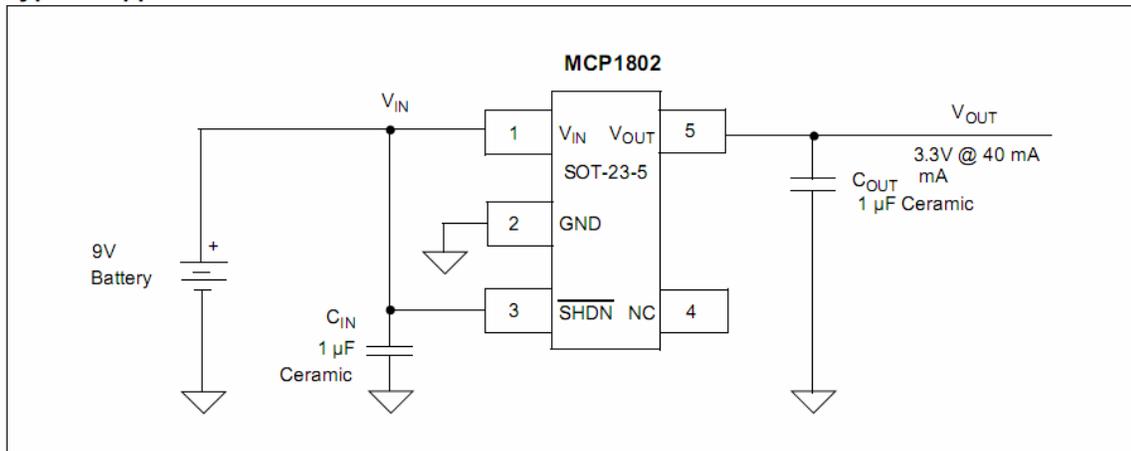
Il Package è di tipo SMD SOT-23-5 con dimensioni 1.30X2.70 mm

Si riportano di seguito il diagramma a blocchi funzionale e lo schema di applicazione tipica forniti dal Datasheet.

Functional Block Diagram



Typical Application Circuit



4.2 Line Regulation

Nei regolatori di tensione ci sono due specifiche che riguardano l'immunità del regolatore alle varie forme di rumore all'ingresso. Esse sono Line Regulation e power-supply rejection ration (PSRR). Le misure di line regulation permettono di quantificare la variazione della tensione di uscita del regolatore (ΔV_o) in rapporto ai cambiamenti della tensione DC applicata all'ingresso (ΔV_s).

Matematicamente la Line Regulation viene definita come:

$$\text{Line Regulation (mV)} = V_{out(\text{max})} - V_{out(\text{min})}$$

oppure:

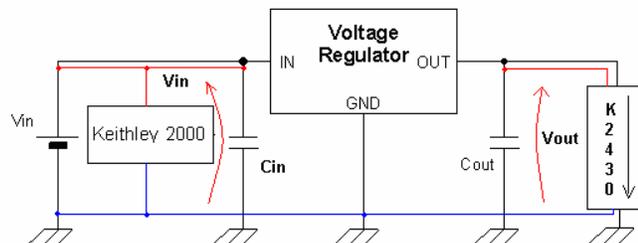
$$\text{Line Regulation (\%)} = (V_{out(\text{max})} - V_{out(\text{min})}) / V_{out(\text{nom})} * 100$$

oppure:

$$\text{Line Regulation } (\Delta V_{out} / \Delta V_{in}) = (V_{out(\text{max})} - V_{out(\text{min})}) / \Delta V_{in}$$

Il principio di base sta nel misurare la tensione di output variando opportunamente la tensione di ingresso. In questo caso è necessario valutare questa misura alle differenti correnti di carico e alle differenti temperature, facendo sempre attenzione a rispettare i range di specifica del componente. (Maximum Output Current, Input Operating Voltage Range, Operating Temperature Range)

Setup di misura.:



Si utilizzano due strumenti, uno come sorgente e l'altro come carico lineare e misuratore di tensione. Attraverso lo strumento che fa da sorgente si applicano le variazioni di tensione previste dalla prova.

Per una corretta valutazione è fondamentale avere a disposizione una linea di sense per l'input e l'output come schematizzato in figura. Infatti in molte situazioni potrebbe esserci una significativa caduta di tensione tra i terminali di ingresso e il generatore di tensione così come tra i terminali di output del regolatore ed il carico. Questa caduta di tensione, che varia con la corrente di carico, potrebbe causare una valutazione errata della misura. I collegamenti di SENSE sono molto importanti perché in questi fili non c'è un significativo passaggio di corrente e quindi neanche caduta di tensione. Pertanto, la misura ai sense pin equivale a misurare l'effettiva tensione presente ai terminali del regolatore. Questo suggerisce che a livello di board i sense point dovrebbero essere posizionati il più vicino possibile ai terminali del regolatore. Una ulteriore precauzione consiste nell'intrecciare i cavi per ridurre eventuali disturbi causati dalla concatenazione di campi elettromagnetici con i cavi del circuito.

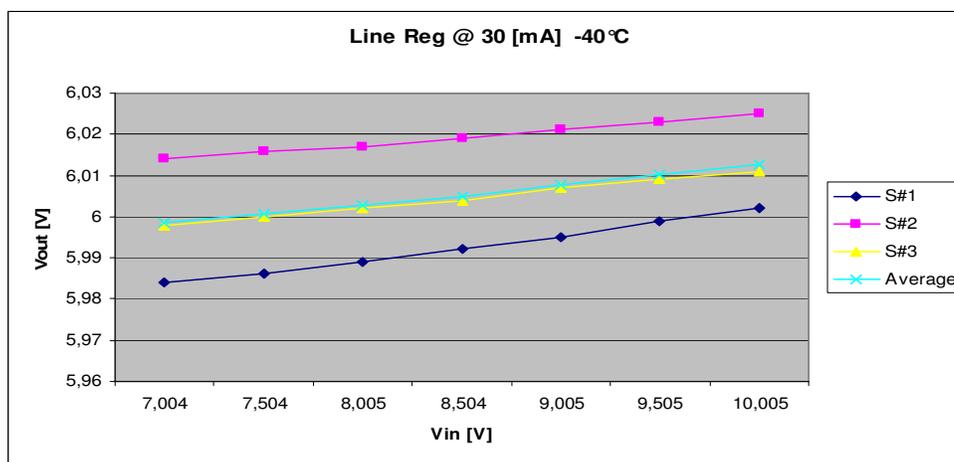
Procedimento di misura:

La procedura per eseguire il test è abbastanza semplice . E anzitutto consigliato disporre di due source-meter : il primo utilizzato come alimentatore di precisione ed il secondo come carico/voltmetro. Al limite è possibile utilizzare semplicemente un alimentatore e un source meter, in tal caso però la tensione di ingresso si *potrà* far variare con uno step più grossolano (10 mv anziche 1 mV). Il circuito di prova è inserito in una calotta termica per poterlo portare alle temperature previste dallo schema.

Per eliminare eventuali sovraccarichi è importante settare i parametri di compliance in accordo con le specifiche del regolatore. In questo modo gli strumenti possono erogare correnti o applicare tensioni fino ad un limite massimo prestabilito per preservarne la circuiteria interna.

La misura riguarda le tensioni di ingresso e uscita alle condizioni specificate dal datasheet. Lo schema di misura è il seguente : vengono effettuate le misure di line regulation dei tre campioni a tre differenti temperature e in condizioni di carico di 30mA
Line regulation alle condizioni 30mA di carico e temperatura forzata a -40°C

Line Reg @ 30 [mA] -40°C					
Vin [V]	Isrc [mA]	Vo [V] S#1	Vo [V] S#2	Vo [V] S#3	Vo Average [V]
7,004	30,000	5,984	6,014	5,998	5,999
7,504	30,000	5,986	6,016	6,000	6,001
8,005	30,000	5,989	6,017	6,002	6,003
8,504	30,000	5,992	6,019	6,004	6,005
9,005	30,000	5,995	6,021	6,007	6,008
9,505	30,000	5,999	6,023	6,009	6,010
10,005	30,000	6,002	6,025	6,011	6,013



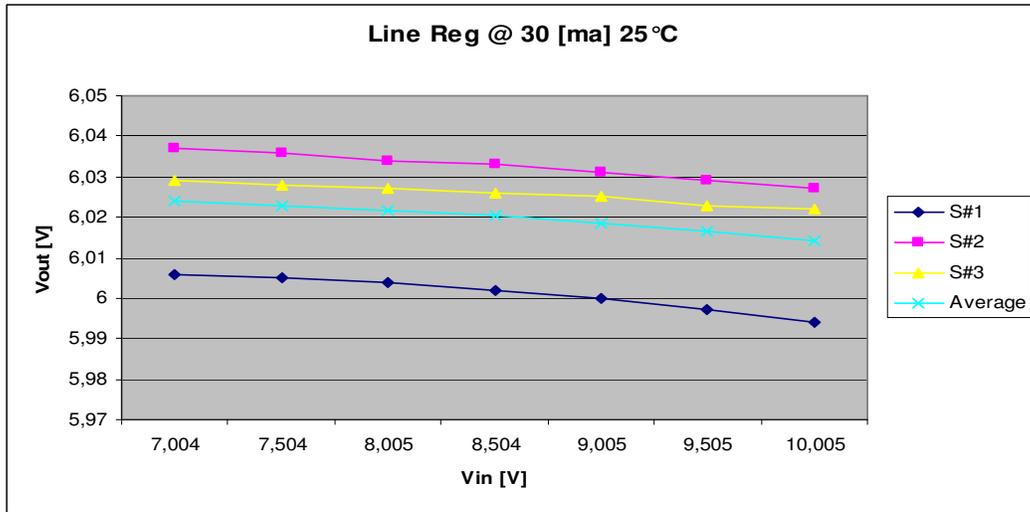
Si nota la relazione lineare con pendenza positiva tra tensione di ingresso e tensione d'uscita.

Analizzando la curva dell'andamento medio si ottiene.:

$$\text{Line Regulation } (\Delta V_{\text{out}}/\Delta V_{\text{in}}) = (V_{\text{out}(\text{max})} - V_{\text{out}(\text{min})})/\Delta V_{\text{in}} = 4.67 * 10^{-3}$$

Line regulation alle condizioni 30mA di carico e temperatura forzata a 25°C

Line Reg @ 30 [mA] 25°C					
Vin [V]	Isrc [mA]	Vo [V] S#1	Vo [V] S#2	Vo [V] S#3	Vo Average [V]
7,004	30,000	6,006	6,037	6,029	6,024
7,504	30,000	6,005	6,036	6,028	6,023
8,005	30,000	6,004	6,034	6,027	6,022
8,504	30,000	6,002	6,033	6,026	6,020
9,005	30,000	6,000	6,031	6,025	6,019
9,505	30,000	5,997	6,029	6,023	6,016
10,005	30,000	5,994	6,027	6,022	6,014

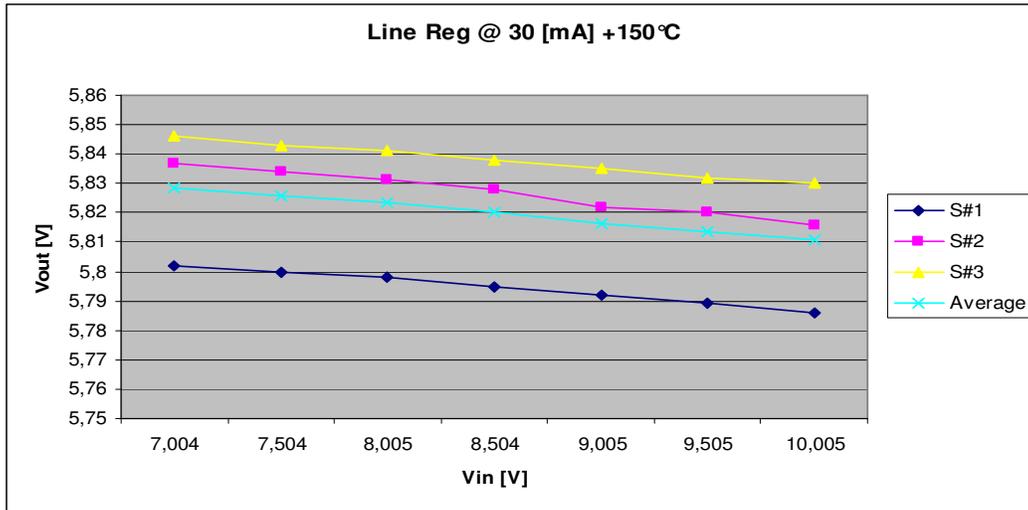


Si nota la relazione lineare con pendenza negativa tra tensione di ingresso e tensione d'uscita. Analizzando la curva dell' andamento medio si ottiene.:

$$\text{Line Regulation } (\Delta V_{\text{out}}/\Delta V_{\text{in}}) = (V_{\text{out}(\text{max})} - V_{\text{out}(\text{min})})/\Delta V_{\text{in}} = 3.2 * 10^{-3}$$

Line regulation alle condizioni 30mA di carico e temperatura forzata a 150°C

Line Reg @ 30 [mA] +150°C					
Vin [V]	Isrc [mA]	Vo [V] S#1	Vo [V] S#2	Vo [V] S#3	Vo Average [V]
7,004	30,000	5,802	5,837	5,846	5,828
7,504	30,000	5,800	5,834	5,843	5,826
8,005	30,000	5,798	5,831	5,841	5,823
8,504	30,000	5,795	5,828	5,838	5,820
9,005	30,000	5,792	5,822	5,835	5,816
9,505	30,000	5,789	5,82	5,832	5,814
10,005	30,000	5,786	5,816	5,830	5,811



Si nota la relazione lineare con pendenza negativa tra tensione di ingresso e tensione d'uscita. Analizzando la curva dell'andamento medio si ottiene.:

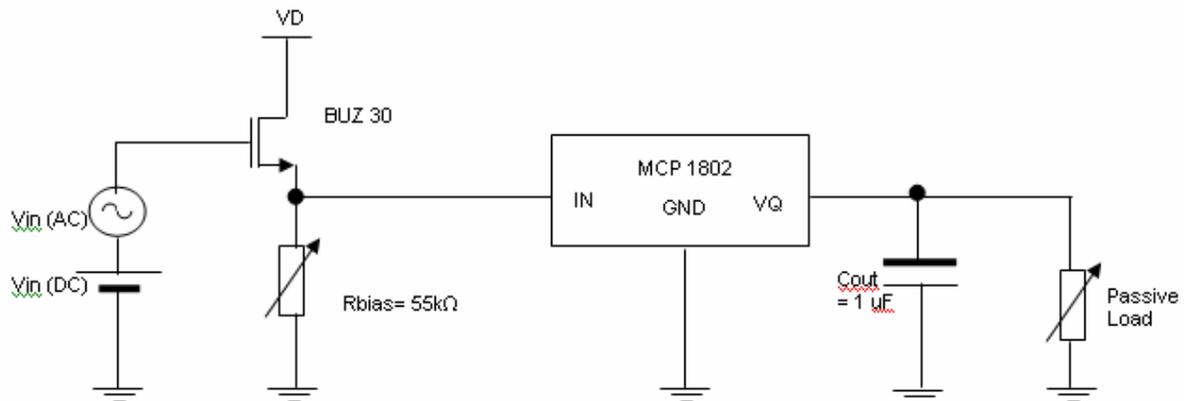
$$\text{Line Regulation } (\Delta V_{out}/\Delta V_{in}) = (V_{out(max)} - V_{out(min)})/\Delta V_{in} = 5,9 * 10^{-3}$$

Nei tre casi analizzati si osserva come il parametro Line regulation (idealmente nullo) diventa più significativo con l'aumento o diminuzione della temperatura di lavoro del dispositivo. Nel caso limite a 150°C l'entità del parametro è quasi doppia rispetto alla condizione standard di 25°C. Da notare che in questo caso la temperatura supera di 65°C la massima definita nel datasheet

4.3 PSRR

Le misure PSRR permettono di quantificare la reiezione del regolatore ai segnali AC sovrapposti alla tensione DC di ingresso.

Il setup per tale misura è schematizzato in figura,

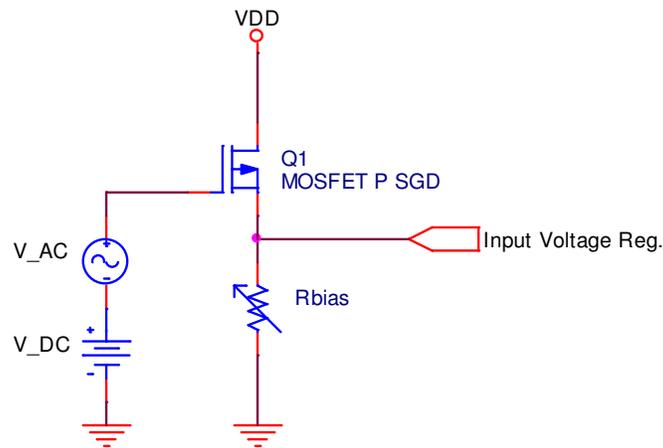


Il segnale in ingresso al regolatore di tensione è:

$$V_{input} = V_{DC} + V_{AC} \quad (1.1)$$

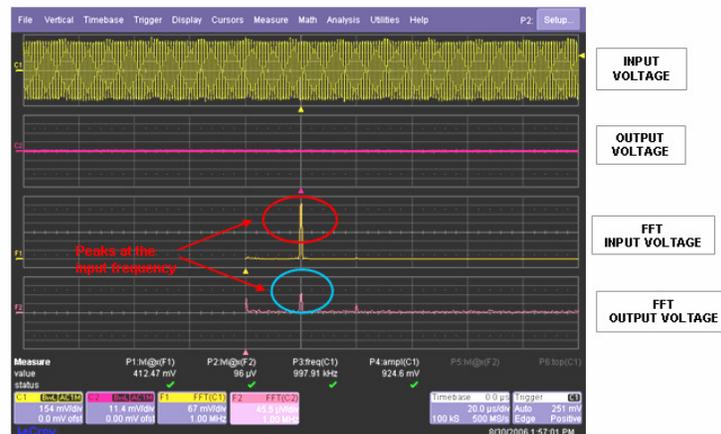
Dove la componente AC deve essere minore della componente DC (analisi ai piccolo segnali). Questo tipo di setup rende necessario un buffer di ingresso per fornire la corrente necessaria al regolatore dato che il generatore di funzione non eroga più di pochi mA.

Il buffer utilizzato è molto semplice e per basse correnti (sotto 200mA) e basse frequenze (meno di 1 MHz) rappresenta una buona soluzione.



L' idea della misura è quella di calcolare la FFT dei segnali di ingresso e uscita del regolatore analizzandone il rispettivo picco ad una determinata frequenza (quella relativa al disturbo AC). dal rapporto delle ampiezze tra i due picchi si ottiene la grandezza desiderata

$$PSRR = 20 * \log(\text{AmpFFT}_{IN} / \text{AmpFFT}_{OUT}).$$



Accorgimenti per la misura.

Per una corretta misura è molto importante connettere correttamente la sonda passiva dell' oscilloscopio al circuito di test..

I principali punti da considerare per una corretta misura di PSRR sono schematizzati in questo modo :

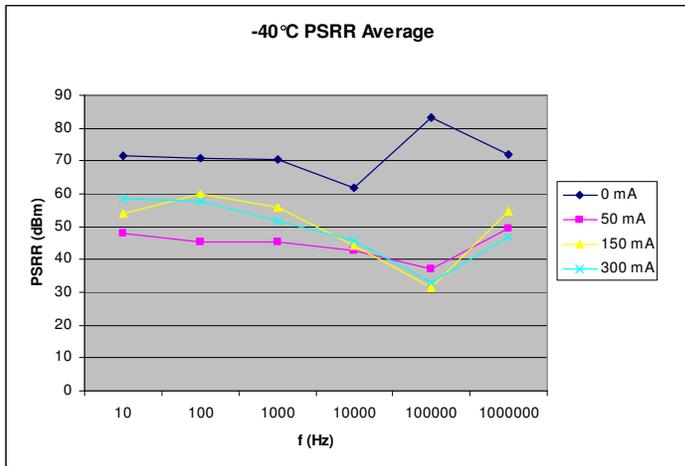
1. Connettere le sonde passive più vicino possibile ai relativi pin. In questo modo si riduce il rumore misurato, cosa importante specialmente per i pin di output.
2. Usare un carico passivo, il monitoraggio della tensione e corrente di uscita fornisce anche un' utile informazione di corretto funzionamento del regolatore.
3. Settare l'oscilloscopio visualizzando almeno 20 periodi. In questo modo i campioni sono sufficienti per una corretta riproduzione della FFT.
4. Usare cavi corti per quanto possibile (specialmente per test con elevate correnti) per ridurre gli effetti induttivi parassiti.
5. All' ingresso del buffer prestare attenzione che il generatore di funzione abbia il ground flottante ovvero se può accettare o meno corrente dal pin negativo.

Procedimento di misura

La misura comincia con l' acquisizione corretta dei segnali di ingresso e di uscita. Ciò significa visualizzare almeno 20 periodi del segnale AC e fare in modo che l' ampiezza del segnale utilizzi la massima estensione possibile permessa dalla scala verticale. Fatto questo è possibile calcolare le FFT dei segnali e con i cursori o altri sistemi di analisi determinare l' ampiezza dei picchi relativi alla frequenza del segnale AC.

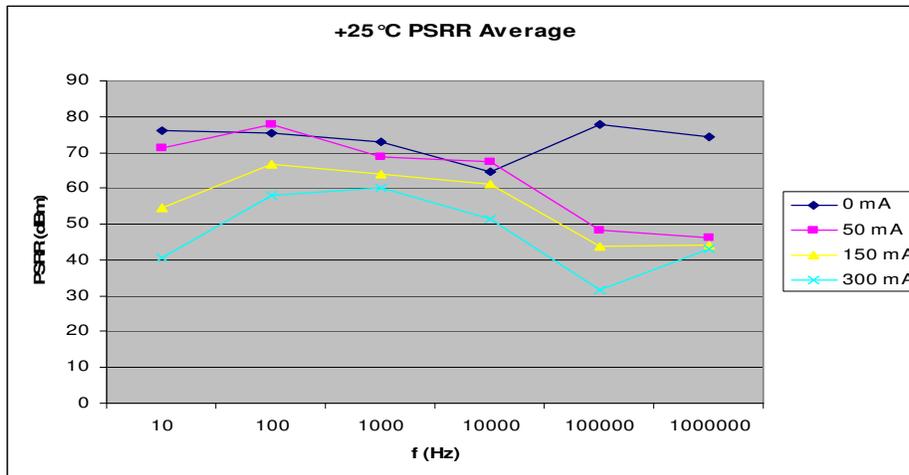
Lo schema di misura è il seguente : vengono effettuate le misure di PSRR dei tre campioni a tre differenti temperature per le condizioni di carico di 0/50/150/300mA per le prime due correnti la tensione applicata all' ingresso è di 7V, negli altri casi 9V.

T (°C)	IQ (mA)	f (Hz)	Sample #1			Sample #2			Sample #3			Average
			Vipp (dBm)	VQpp (dBm)	PSRR (dBm)	Vipp (dBm)	VQpp (dBm)	PSRR (dBm)	Vipp (dBm)	VQpp (dBm)	PSRR (dBm)	PSRR (dBm)
-40	0	10	3,80	-66,0	69,8	3,80	-67,6	71,4	3,80	-70,2	74,0	71,73
	0	100	3,80	-65,2	69,0	3,80	-67,2	71,0	3,80	-69,0	72,8	70,93
	0	1000	3,80	-64,6	68,4	3,80	-66,4	70,2	3,80	-69,0	72,8	70,47
	0	10000	3,80	-58,0	61,8	3,80	-58,0	61,8	3,80	-58,2	62,0	61,87
	0	100000	3,80	-79,0	82,8	3,80	-81,4	85,2	3,80	-77,8	81,6	83,20
	0	1000000	3,80	-68,0	71,8	3,80	-69,0	72,8	3,80	-68,0	71,8	72,13
	50	10	3,80	-38,0	41,8	3,80	-49,2	53,0	3,80	-45,6	49,4	48,07
	50	100	3,80	-38,4	42,2	3,80	-45,8	49,6	3,80	-41,0	44,8	45,53
	50	1000	3,80	-38,0	41,8	3,80	-45,4	49,2	3,80	-41,0	44,8	45,27
	50	10000	3,80	-35,2	39,0	3,80	-42,6	46,4	3,80	-39,2	43,0	42,80
	50	100000	3,80	-30,4	34,2	3,80	-35,8	39,6	3,80	-34,2	38,0	37,27
	50	1000000	3,80	-44,6	48,4	3,80	-43,2	47,0	3,80	-49,4	53,2	49,53
	150	10	3,80	-47,0	50,8	3,80	-54,2	58,0	3,80	-49,4	53,2	54,00
	150	100	3,80	-54,6	58,4	3,80	-58,4	62,2	3,80	-56,0	59,8	60,13
	150	1000	3,80	-51,4	55,2	3,80	-51,4	55,2	3,80	-53,4	57,2	55,87
	150	10000	3,80	-37,4	41,2	3,80	-42,6	46,4	3,80	-41,2	45,0	44,20
	150	100000	3,80	-25,4	29,2	3,80	-29,6	33,4	3,80	-28,6	32,4	31,67
	150	1000000	3,80	-50,0	53,8	3,80	-43,2	47,0	3,80	-60,0	63,8	54,87
	300	10	3,80	-46,4	50,2	3,80	-59,4	63,2	3,80	-58,6	62,4	58,60
	300	100	3,80	-49,6	53,4	3,80	-56,0	59,8	3,80	-55,8	59,6	57,60
	300	1000	3,80	-49,6	53,4	3,80	-46,0	49,8	3,80	-48,0	51,8	51,67
	300	10000	3,80	-39,4	43,2	3,80	-42,8	46,6	3,80	-43,8	47,6	45,80
	300	100000	3,80	-26,2	30,0	3,80	-31,2	35,0	3,80	-30,0	33,8	32,93
	300	1000000	3,80	-44,8	48,6	3,80	-40,8	44,6	3,80	-43,6	47,4	46,87

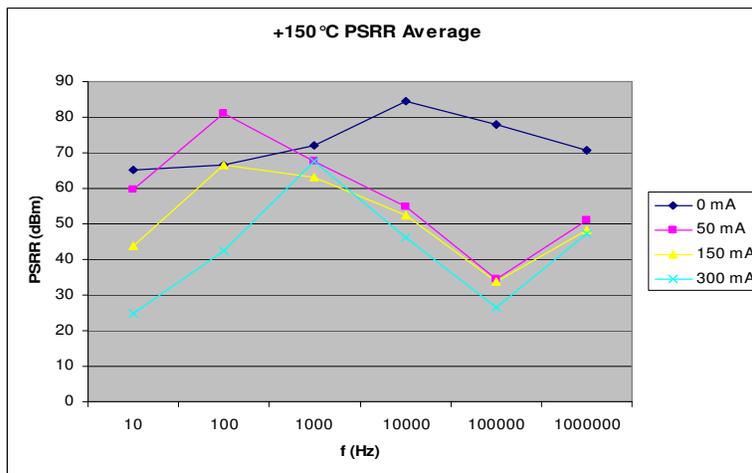


Il grafico mostra l'andamento medio del PSRR al variare della frequenza e per le 4 correnti di carico. Si nota lo scostamento della retta 0mA rispetto alle altre

T (°C)	IQ (mA)	f (Hz)	Sample #1			Sample #2			Sample #3			Average
			V _{ipp} (dBm)	VQ _{pp} (dBm)	PSRR (dBm)	V _{ipp} (dBm)	VQ _{pp} (dBm)	PSRR (dBm)	V _{ipp} (dBm)	VQ _{pp} (dBm)	PSRR (dBm)	PSRR (dBm)
25	0	10	3,80	-66,80	70,6	3,80	-68,00	71,8	3,80	-82,60	86,4	76,27
	0	100	3,80	-65,20	69,0	3,80	-66,60	70,4	3,80	-82,80	86,6	75,33
	0	1000	3,80	-65,80	69,6	3,80	-66,40	70,2	3,80	-75,20	79,0	72,93
	0	10000	3,80	-58,40	62,2	3,80	-58,60	62,4	3,80	-65,40	69,2	64,60
	0	100000	3,80	-75,80	79,6	3,80	-74,20	78,0	3,80	-71,80	75,6	77,73
	0	1000000	3,80	-68,80	72,6	3,80	-67,00	70,8	3,80	-76,20	80,0	74,47
	50	10	3,80	-65,60	69,4	3,80	-67,00	70,8	3,80	-70,20	74,0	71,40
	50	100	3,80	-70,20	74,0	3,80	-76,00	79,8	3,80	-75,60	79,4	77,73
	50	1000	3,80	-61,80	65,6	3,80	-64,20	68,0	3,80	-68,80	72,6	68,73
	50	10000	3,80	-59,60	63,4	3,80	-64,20	68,0	3,80	-67,00	70,8	67,40
	50	100000	3,80	-45,00	48,8	3,80	-43,60	47,4	3,80	-45,00	48,8	48,33
	50	1000000	3,80	-41,80	45,6	3,80	-43,40	47,2	3,80	-42,20	46,0	46,27
	150	10	3,80	-49,60	53,4	3,80	-51,40	55,2	3,80	-51,00	54,8	54,47
	150	100	3,80	-64,60	68,4	3,80	-66,00	69,8	3,80	-58,40	62,2	66,80
	150	1000	3,80	-56,60	60,4	3,80	-59,40	63,2	3,80	-64,40	68,2	63,93
	150	10000	3,80	-56,20	60,0	3,80	-57,20	61,0	3,80	-58,80	62,6	61,20
	150	100000	3,80	-41,00	44,8	3,80	-39,40	43,2	3,80	-39,20	43,0	43,67
	150	1000000	3,80	-40,00	43,8	3,80	-41,20	45,0	3,80	-40,00	43,8	44,20
	300	10	3,80	-36,20	40,0	3,80	-35,20	39,0	3,80	-39,60	43,4	40,80
	300	100	3,80	-56,40	60,2	3,80	-53,80	57,6	3,80	-52,00	55,8	57,87
	300	1000	3,80	-53,00	56,8	3,80	-56,60	60,4	3,80	-59,20	63,0	60,07
	300	10000	3,80	-49,00	52,8	3,80	-46,60	50,4	3,80	-47,60	51,4	51,53
	300	100000	3,80	-29,40	33,2	3,80	-26,60	30,4	3,80	-27,80	31,6	31,73
	300	1000000	3,80	-38,40	42,2	3,80	-40,20	44,0	3,80	-38,80	42,6	42,93



T (°C)	IQ (mA)	f (Hz)	Sample #1			Sample #2			Sample #3			Average
			V _{ipp} (dBm)	V _{Qpp} (dBm)	PSRR (dBm)	V _{ipp} (dBm)	V _{Qpp} (dBm)	PSRR (dBm)	V _{ipp} (dBm)	V _{Qpp} (dBm)	PSRR (dBm)	PSRR (dBm)
150	0	10	3,80	-75,40	79,2	3,80	-54,60	58,4	3,80	-54,00	57,8	65,13
	0	100	3,80	-78,40	82,2	3,80	-55,20	59,0	3,80	-54,40	58,2	66,47
	0	1000	3,80	-79,40	83,2	3,80	-62,80	66,6	3,80	-62,20	66,0	71,93
	0	10000	3,80	-83,80	87,6	3,80	-79,60	83,4	3,80	-78,60	82,4	84,47
	0	100000	3,80	-73,60	77,4	3,80	-75,20	79,0	3,80	-74,00	77,8	78,07
	0	1000000	3,80	-67,40	71,2	3,80	-67,80	71,6	3,80	-65,40	69,2	70,67
	50	10	3,80	-54,40	58,2	3,80	-56,40	60,2	3,80	-56,60	60,4	59,60
	50	100	3,80	-72,20	76,0	3,80	-76,00	79,8	3,80	-83,40	87,2	81,00
	50	1000	3,80	-62,00	65,8	3,80	-63,60	67,4	3,80	-66,00	69,8	67,67
	50	10000	3,80	-52,60	56,4	3,80	-50,20	54,0	3,80	-50,00	53,8	54,73
	50	100000	3,80	-32,00	35,8	3,80	-30,20	34,0	3,80	-29,80	33,6	34,47
	50	1000000	3,80	-46,40	50,2	3,80	-47,40	51,2	3,80	-48,00	51,8	51,07
	150	10	3,80	-40,00	43,8	3,80	-40,20	44,0	3,80	-40,00	43,8	43,87
	150	100	3,80	-67,40	71,2	3,80	-63,60	67,4	3,80	-57,40	61,2	66,60
	150	1000	3,80	-56,40	60,2	3,80	-58,40	62,2	3,80	-62,80	66,6	63,00
	150	10000	3,80	-49,80	53,6	3,80	-48,40	52,2	3,80	-48,00	51,8	52,53
	150	100000	3,80	-32,00	35,8	3,80	-29,60	33,4	3,80	-28,00	31,8	33,67
	150	1000000	3,80	-43,40	47,2	3,80	-44,60	48,4	3,80	-45,00	48,8	48,13
	250*	10	3,80	-25,80	29,6	3,80	-18,40	22,2	3,80	-18,40	22,2	24,67
	250*	100	3,80	-44,40	48,2	3,80	-36,60	40,4	3,80	-35,20	39,0	42,53
250*	1000	3,80	-56,60	60,4	3,80	-74,80	78,6	3,80	-60,40	64,2	67,73	
250*	10000	3,80	-44,80	48,6	3,80	-41,00	44,8	3,80	-41,20	45,0	46,13	
250*	100000	3,80	-25,00	28,8	3,80	-21,60	25,4	3,80	-21,40	25,2	26,47	
250*	1000000	3,80	-41,00	44,8	3,80	-44,60	48,4	3,80	-45,00	48,8	47,33	

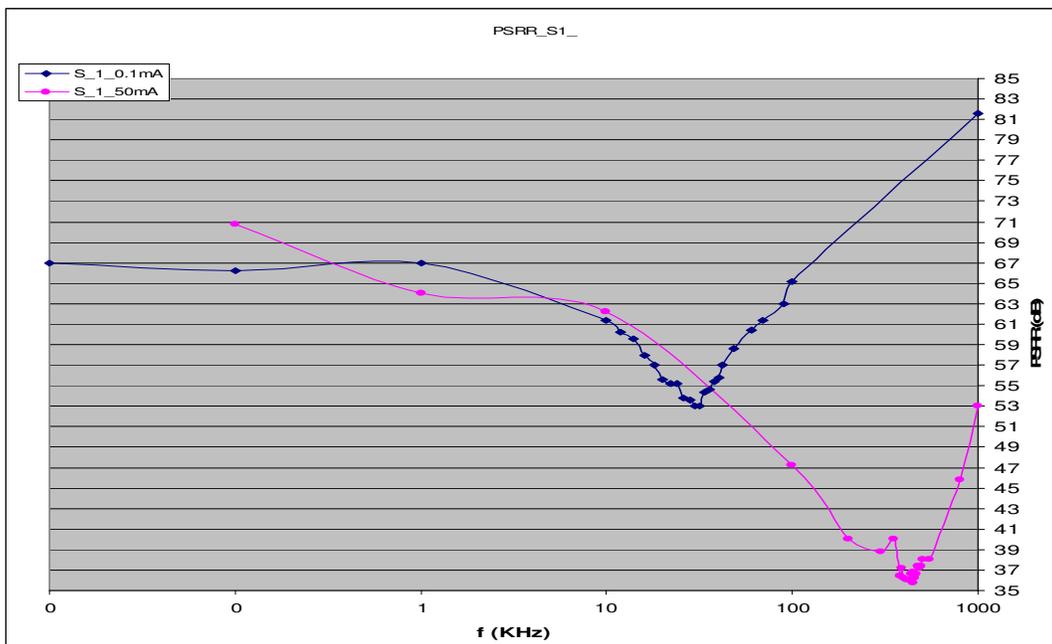


Alla temperatura di 150°C i campioni non sostengono in uscita la corrente di 300mA, (In tali condizioni si calcola* una Tj pari a circa 380°C).

Pertanto per le misure PSRR a 150°C sono state effettuate con una corrente di carico di 250 mA anzichè 300 mA

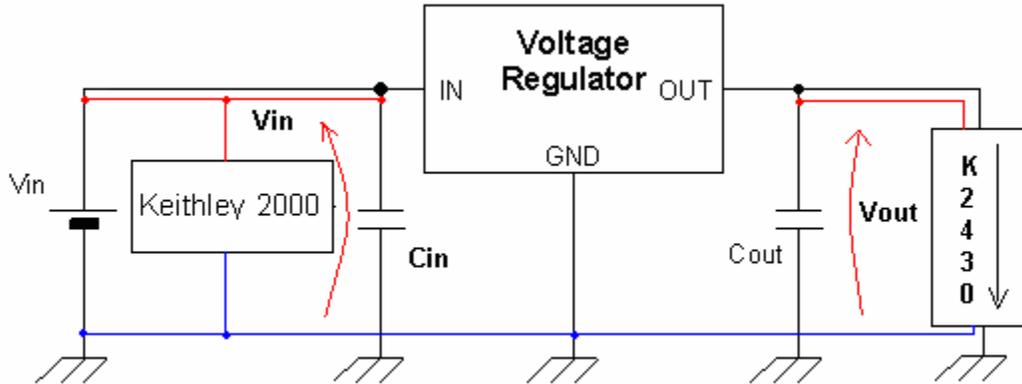
$$* P_{diss} = (V_{in} - V_r) * I_o ; \quad \Delta T_{ja} = \theta_{ja} * P_{diss} ; \quad T_j = T_a + \Delta T_{ja}$$

A questo punto l' interesse della misura si focalizza sul punto di minimo simile a quello evidenziato da una simulazione di un prodotto analogo in fase di sviluppo presente tra 10 e 100 KHz. Eseguendo un nuovo ciclo di misure si ottiene una stima più accurata del valore minimo del parametro PSRR. Le misure in questo caso sono state eseguite a temperatura ambiente (25°C) con carichi di 0,1mA e 50 mA, concentrando la maggior parte dei punti nell' intorno del valore di picco.



4.4 Load Regulation

Questa misura definisce l'abilità del regolatore a mantenere la tensione di uscita stabile in rapporto alle variazioni della corrente di carico.



Descrizione del test

Come visibile dallo schema, il setup della misura è uguale a quello della line regulation. In questo caso però, anziché variare la tensione di ingresso si varia la corrente di carico utilizzando il source-meter come carico attivo analizzando la corrispondente tensione di uscita.

Matematicamente la load regulation è definita come

$$\text{Load Regulation} = \frac{V_{out_{max}} - V_{out_{min}}}{\Delta I_{load}} \quad [\text{mV/A}]$$

Oppure:

$$\text{Load Regulation}(\%) = \frac{V_{out_Max.Load} - V_{out_Min.Load}}{V_{out_nominal}} * 100\%$$

Dove $V_{out_MaxLoad}$ è la tensione ottenuta con il Massimo carico di corrente, $V_{out_MinLoad}$ è la tensione ottenuta con il minimo carico di corrente, $V_{out_nominal}$ normalmente definite come la tensione di uscita presente in condizioni di carico nominale.

Nei datasheet più recenti questo parametro è definito come la semplice differenza tra V_{outMax} and V_{outMin} :

$$\text{Load Regulation} = V_{out_{max}} - V_{out_{min}}$$

Accorgimenti particolari:.

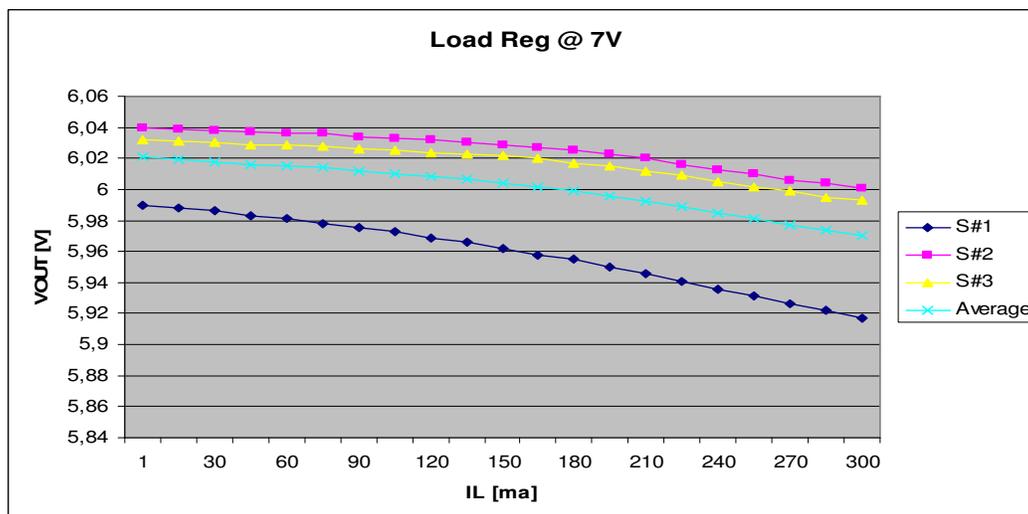
Per una corretta valutazione è fondamentale avere a disposizione una linea di sense per l' input e l' output come schematizzato in figura. Infatti in molte situazioni potrebbe esserci una significativa caduta di tensione tra i terminali di ingresso e il generatore di tensione così come tra i terminali di output del regolatore ed il carico. Questa caduta di tensione, che varia con la corrente di carico, potrebbe causare una valutazione errata della misura. I collegamenti di SENSE sono molto importanti perchè in questi fili non c'è un significativo passaggio di corrente e quindi neanche caduta di tensione. Pertanto, la misura ai sense pin equivale a misurare l' effettiva tensione presente ai terminali del regolatore. Questo suggerisce che a livello di board i sense point dovrebbero essere posizionati il più vicino possibile ai terminali del regolatore. Una ulteriore precauzione consiste nell' intrecciare i cavi per ridurre eventuali disturbi causati dalla concatenazione di campi elettromagnetici con i cavi del circuito.

Procedimento di misura:.

La procedura per eseguire il test è abbastanza semplice e le considerazioni sono analoghe a quelle già fatte per la misura di line regulation.

Risultati Load Regulation (25°C) :

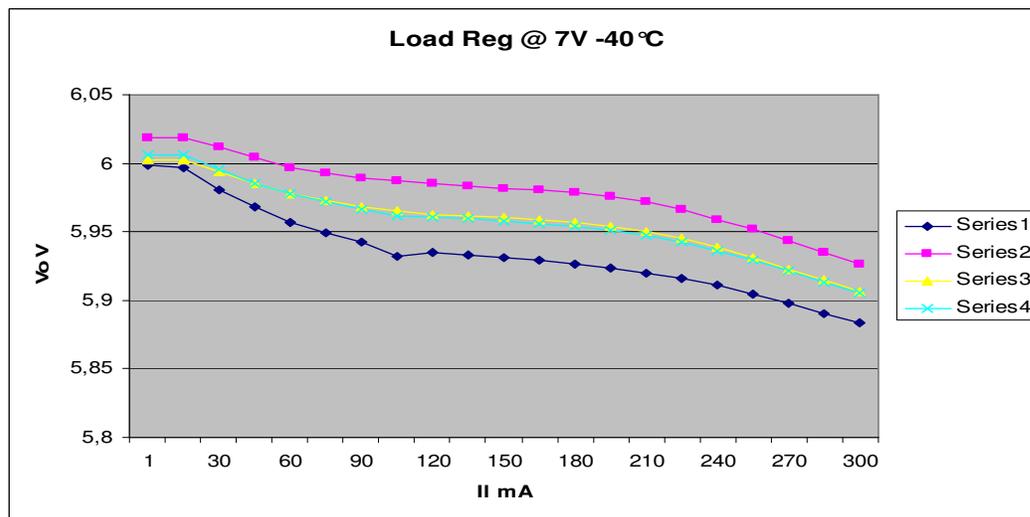
Load Reg. @ 7V 25°C					
I _L [mA]	V _{IN} [V]	V _{OUT} [V] S#1	V _{OUT} [V] S#2	V _{OUT} [V] S#3	Vo Average [V]
1	7	5,99	6,04	6,03	6,02
15	7	5,99	6,04	6,03	6,02
30	7	5,99	6,04	6,03	6,02
45	7	5,98	6,04	6,03	6,02
60	7	5,98	6,04	6,03	6,02
75	7	5,98	6,04	6,03	6,01
90	7	5,98	6,03	6,03	6,01
105	7	5,97	6,03	6,03	6,01
120	7	5,97	6,03	6,02	6,01
135	7	5,97	6,03	6,02	6,01
150	7	5,96	6,03	6,02	6,00
165	7	5,96	6,03	6,02	6,00
180	7	5,96	6,03	6,02	6,00
195	7	5,95	6,02	6,02	6,00
210	7	5,95	6,02	6,01	5,99
225	7	5,94	6,02	6,01	5,99
240	7	5,94	6,01	6,01	5,98
255	7	5,93	6,01	6,00	5,98
270	7	5,93	6,01	6,00	5,98
285	7	5,92	6,00	6,00	5,97
300	7	5,92	6,00	5,99	5,97



$$\text{Load Regulation} = \frac{V_{out_{\max}} - V_{out_{\min}}}{\Delta I_{load}} = 0.16 \frac{V}{A}$$

Risultati Load Regulation (-40°C) :

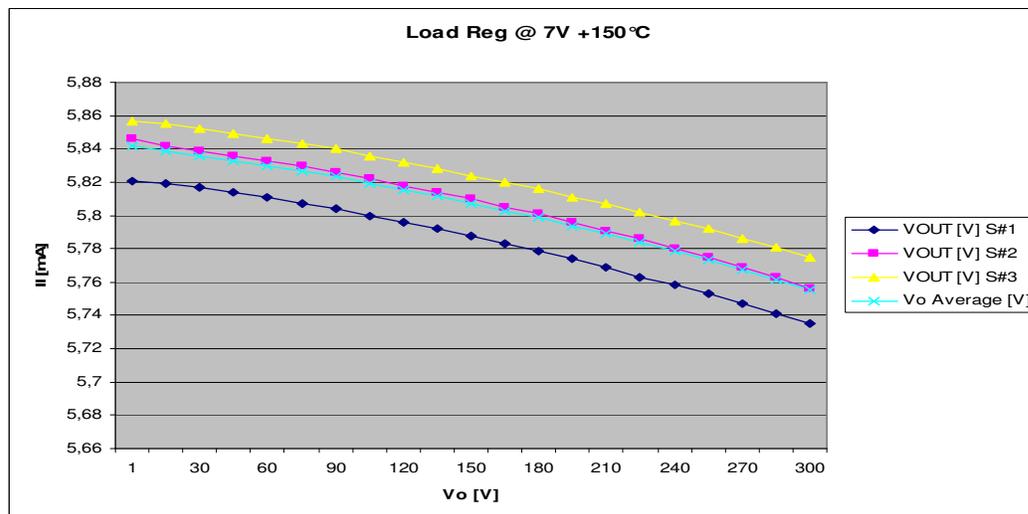
Load Reg_ @ 7V -40°C					
I _L [mA]	V _{IN} [V]	V _{OUT} [V] S#1	V _{OUT} [V] S#2	V _{OUT} [V] S#3	V _o Average [V]
1	7	6,00	6,02	6,00	6,01
15	7	6,00	6,02	6,00	6,01
30	7	5,98	6,01	5,99	6,00
45	7	5,97	6,00	5,99	5,99
60	7	5,96	6,00	5,98	5,98
75	7	5,95	5,99	5,97	5,97
90	7	5,94	5,99	5,97	5,97
105	7	5,93	5,99	5,97	5,96
120	7	5,94	5,99	5,96	5,96
135	7	5,93	5,98	5,96	5,96
150	7	5,93	5,98	5,96	5,96
165	7	5,93	5,98	5,96	5,96
180	7	5,93	5,98	5,96	5,95
195	7	5,92	5,98	5,95	5,95
210	7	5,92	5,97	5,95	5,95
225	7	5,92	5,97	5,95	5,94
240	7	5,91	5,96	5,94	5,94
255	7	5,91	5,95	5,93	5,93
270	7	5,90	5,94	5,92	5,92
285	7	5,89	5,94	5,92	5,91
300	7	5,88	5,93	5,91	5,91



$$\text{Load Regulation} = \frac{V_{out_{max}} - V_{out_{min}}}{\Delta I_{load}} = 0.33 \frac{V}{A}$$

Risultati Load Regulation (150 °C):

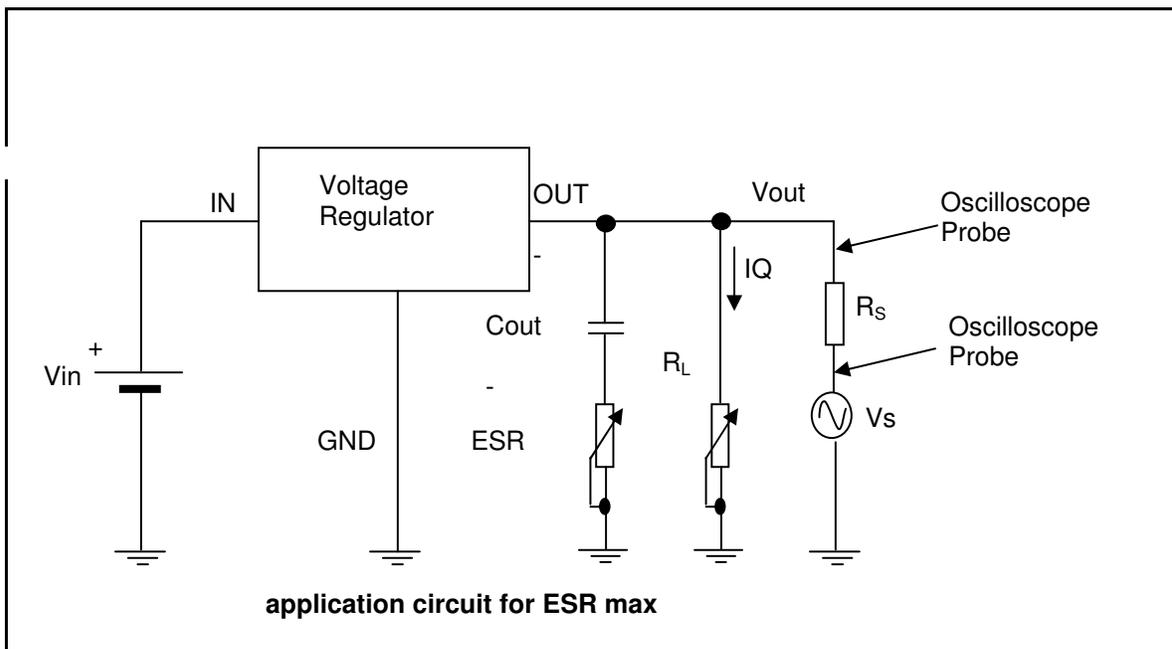
Load Reg. @ 7V +150°C					
I _L [mA]	V _{IN} [V]	V _{OUT} [V] S#1	V _{OUT} [V] S#2	V _{OUT} [V] S#3	Vo Average [V]
1	7	5,82	5,85	5,86	5,84
15	7	5,82	5,84	5,86	5,84
30	7	5,82	5,84	5,85	5,84
45	7	5,81	5,84	5,85	5,83
60	7	5,81	5,83	5,85	5,83
75	7	5,81	5,83	5,84	5,83
90	7	5,80	5,83	5,84	5,82
105	7	5,80	5,82	5,84	5,82
120	7	5,80	5,82	5,83	5,82
135	7	5,79	5,81	5,83	5,81
150	7	5,79	5,81	5,82	5,81
165	7	5,78	5,81	5,82	5,80
180	7	5,78	5,80	5,82	5,80
195	7	5,77	5,80	5,81	5,79
210	7	5,77	5,79	5,81	5,79
225	7	5,76	5,79	5,80	5,78
240	7	5,76	5,78	5,80	5,78
255	7	5,75	5,78	5,79	5,77
270	7	5,75	5,77	5,79	5,77
285	7	5,74	5,76	5,78	5,76
300	7	5,74	5,76	5,78	5,76



$$\text{Load Regulation} = \frac{V_{out_{max}} - V_{out_{min}}}{\Delta I_{load}} = 0,26 \frac{V}{A}$$

4.5 Stabilità / ESR della capacità di uscita

Per determinare il margine di fase, che è il principale parametro relazionato con la stabilità del loop principale si procede perturbando l'uscita del regolatore e osservando la risposta al transitorio. Tra i vari tipi di stimoli che potrebbero essere usati per sollecitare l'uscita, prassi comune è scegliere un gradino di corrente, andando a misurare poi l'overshoot in tensione; l'utilizzo di sorgenti di tensione all'uscita non è possibile, essendo la tensione di uscita fissata dal regolatore. Questo dovrebbe, in tal caso, comportarsi come un generatore di tensione, quindi la corrente di uscita sarebbe elevata anche con una minima differenza di tensione tra i due generatori, implicando la limitazione da parte del circuito di overcurrent, rendendo la misura inattendibile.



In laboratorio quindi si è proceduto applicando lo step di corrente all'uscita tramite un generatore di onda quadra in serie a una resistenza, connessi in parallelo al carico R_{load} come visibile in figura 2.3. Scegliendo opportunamente il valore della resistenza R_{sense} ed impostando opportunamente la componente continua del generatore di impulsi, si può configurare il banco di prova in modo che quando l'uscita del generatore è alta la corrente nella resistenza I_{sense} sia praticamente nulla, mentre se bassa vi sia una perturbazione del 10% nella corrente di uscita I_Q :

$I_Q = I_{load}$ se V_{out} pulse gen = high :

$I_Q = I_{load} + I_{pulse} = (1 + 0; 1)I_{load}$ se V_{out} pulse gen = low

Tale condizione si realizza ponendo la tensione nel semiciclo positivo uguale a 6 V ,mentre uguale a 5 V nel semiciclo negativo, cioè una ampiezza della quadra di 1 V e un offset di 5,5 V , oltre a porre una resistenza tale che la corrente I_{pulse} sia quella desiderata. Supponendo ad esempio una resistenza di carico $R_{load} = 100 \Omega$, si ha una corrente di uscita del regolatore $I_Q = 60 \text{ mA}$; se si sceglie di avere un impulso di corrente $I_{pulse} = 5 \text{ mA}$, con una caduta di tensione durante il semiciclo negativo $\Delta V = 1 \text{ V}$, si ottiene: $R_{sense} = \Delta V / I_{sense} = 1 \text{ V} / 5 \text{ mA} = 200 \Omega$

In figura 2.4 è riportato l'esito di una misura con valore di $R_{sense} = 220 \Omega$.

Si può facilmente notare come l'uscita del regolatore presenti una oscillazione pari a circa 1 V : tale valore molto elevato è stato ottenuto ponendo volontariamente in serie alla capacità di uscita C_{out} una resistenza ESR di 20Ω .

Il circuito in queste condizioni, nonostante a una prima osservazione possa sembrare stabile poiché l'oscillazione viene smorzata totalmente dopo 400 ms, confondendosi con il rumore, viene considerato per fini commerciali instabile, poiché, analizzando il rapporto tra due sovraelongazioni consecutive il loro rapporto è inferiore a 2, parametro preso per prassi come riferimento.

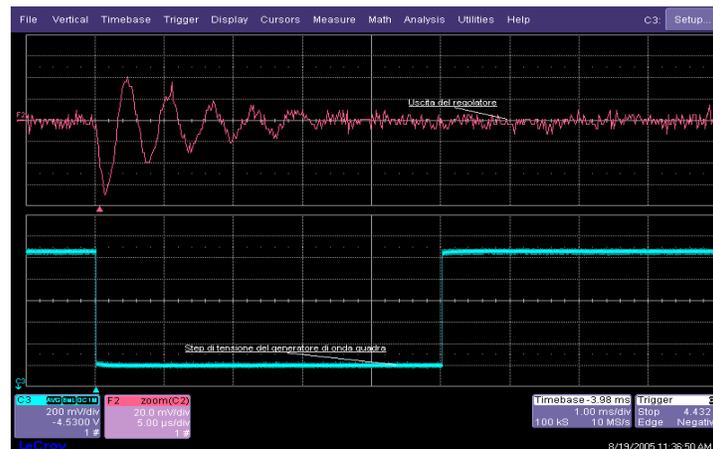


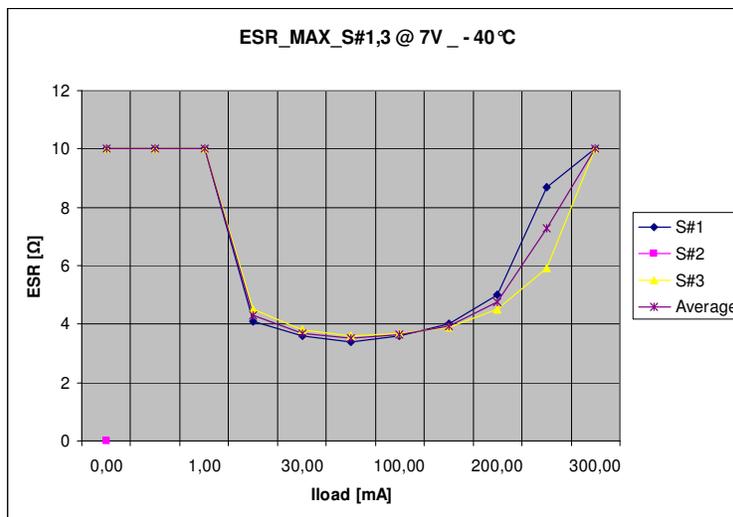
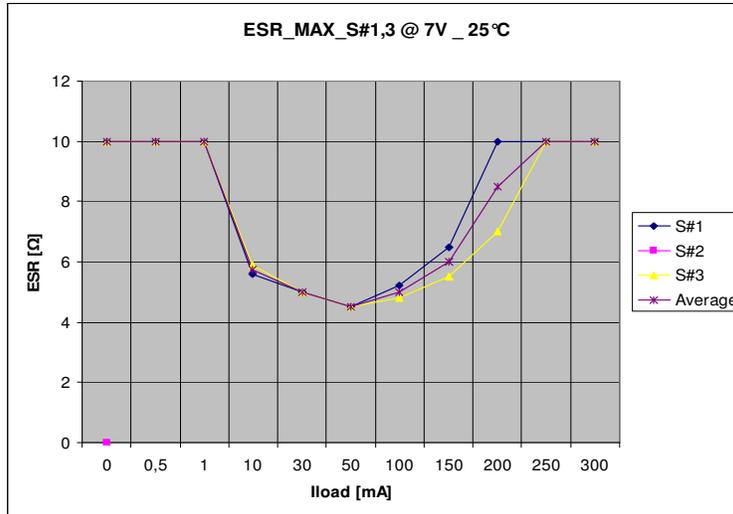
Figura 2.4: Uscita del regolatore con carico di 100 e una ESR di 20 . Le scale dei tempi nei due grafici non sono uguali

Per determinare il tunnel di stabilità è necessario determinare alle varie condizioni di carico il massimo e minimo valore della ESR tale per cui il regolatore risulti stabile alle sollecitazioni. Per fare questo viene montato un resistore variabile (trimmer) in serie alla capacità di uscita; partendo da zero tale valore di ESR viene fatto variare determinando così l'intervallo di stabilità.

Questo procedimento viene ripetuto a diverse condizioni di carico comprese tra zero e il carico massimo sostenibile dal regolatore.

Raccogliendo le coppie di valori di ESR Max/min si può costruire un grafico rappresentativo del tunnel di stabilità.

Nei grafici seguenti sono rappresentati due tunnel di stabilità dell'integrato MCP1802 alle temperature rispettivamente di 25 °C e -40 °C



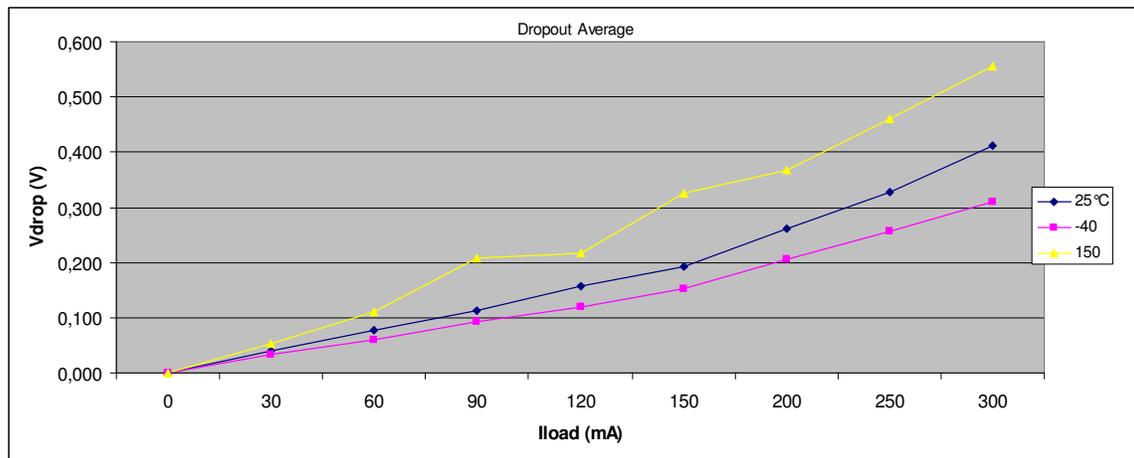
Dai grafici riportati si può notare l' assenza del 'bordo' inferiore del tunnel, ovvero per ogni condizione di carico è stato rilevato sempre e solo un valore massimo di ESR, quello minimo di fatto viene imposto dal limite fisico $ESR > 0$.

4.6 Vdrop

La misura di Dropout Voltage fornisce le informazioni riguardo al minimo valore di tensione da fornire all'ingresso del regolatore per garantirne il corretto funzionamento alle diverse condizioni operative.

Il Dropout Voltage è definito come la differenza tra tensioni di ingresso e uscita quando la tensione di uscita cala di 100 mV rispetto al valore regolato ottenuto con tensione di ingresso nominale (Nel caso specifico del regolatore preso in esame $V_{in}=7V$)

Per ogni valore di corrente di carico viene applicata all'ingresso la tensione nominale 7V e misurata la tensione regolata, successivamente si decrementa il valore di tensione all'ingresso finché l'uscita scende di 100mV, a quel punto dalla differenza tra i due valori di tensione ($V_{in}-V_{out}$) fornisce il valore di Dropout Voltage. La misura viene ripetuta alle temperature limite del range automotive -40,150°C



Dal grafico si ottengono informazioni riguardo all'incremento quasi lineare della Vdrop in funzione dell'incremento della corrente di carico, si può anche notare come l'aumento della temperatura abbia una influenza negativa (aumento) sulla tensione di drop.

4.8 Consumo di corrente

Il consumo di corrente è dato dalla differenza tra la corrente di ingresso e quella di uscita del regolatore $I_q = I_i - I_Q$. Nei regolatori di tensione questa corrente deve essere più piccola possibile.

Procedimento di misura :

La procedura per eseguire il test è molto semplice e può essere eseguita in due modi.

Il primo (Fig.4.1) prevede una misura diretta della corrente che scorre attraverso la linea di ground del convertitore, la seconda prevede una misura indiretta (Fig. 4.2) che consiste nella valutazione della differenza tra corrente in ingresso e uscita al regolatore.

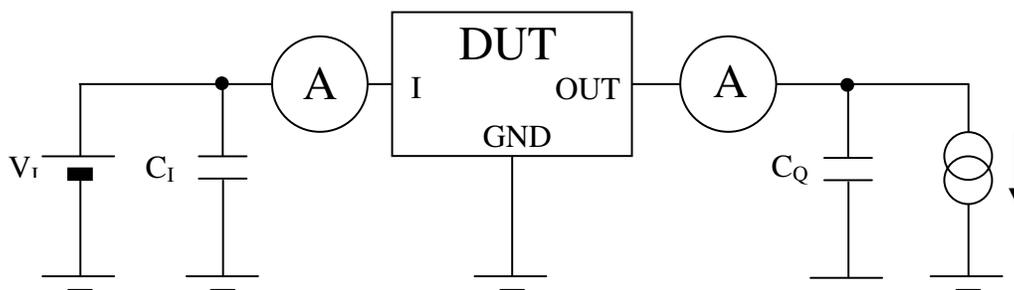
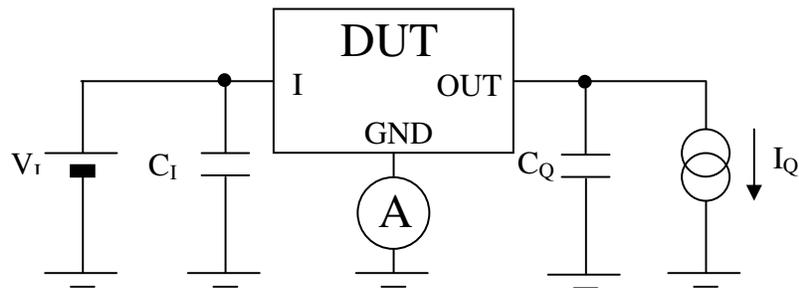


Fig. 4.2

In questo caso specifico è stato scelto un setup del primo tipo (Schematizzato in Fig. 4.3) usando il multimetro (Keithley 2000) come amperometro collegato in serie alla linea di massa mentre un Source-Meter (Keithley 2430) come carico variabile attivo all' uscita.

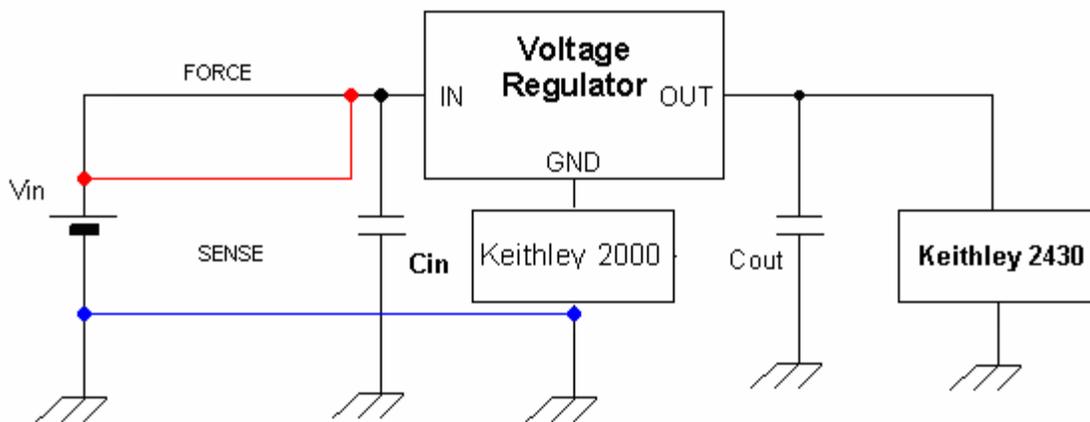


Fig. 4.3

Nel grafico ricavato dalle misure (Fig 4.4) è possibile osservare come il consumo di corrente sia in stretta relazione con l' entità del carico all' uscita del regolatore. Da questa osservazione è possibile dedurre come il pass element del regolatore sia costituito da un' elemento pilotato in corrente (BJT) piuttosto che in tensione (Mos), infatti partendo dalla condizione di carico nullo, che corrisponde alla I_{gnd} quiescente, all' aumentare del carico cresce anche la corrente di ground che in prima approssimazione si può assumere come somma di una corrente di bias (riferimenti di tensione e partitori) e di una corrente di polarizzazione del pass element.

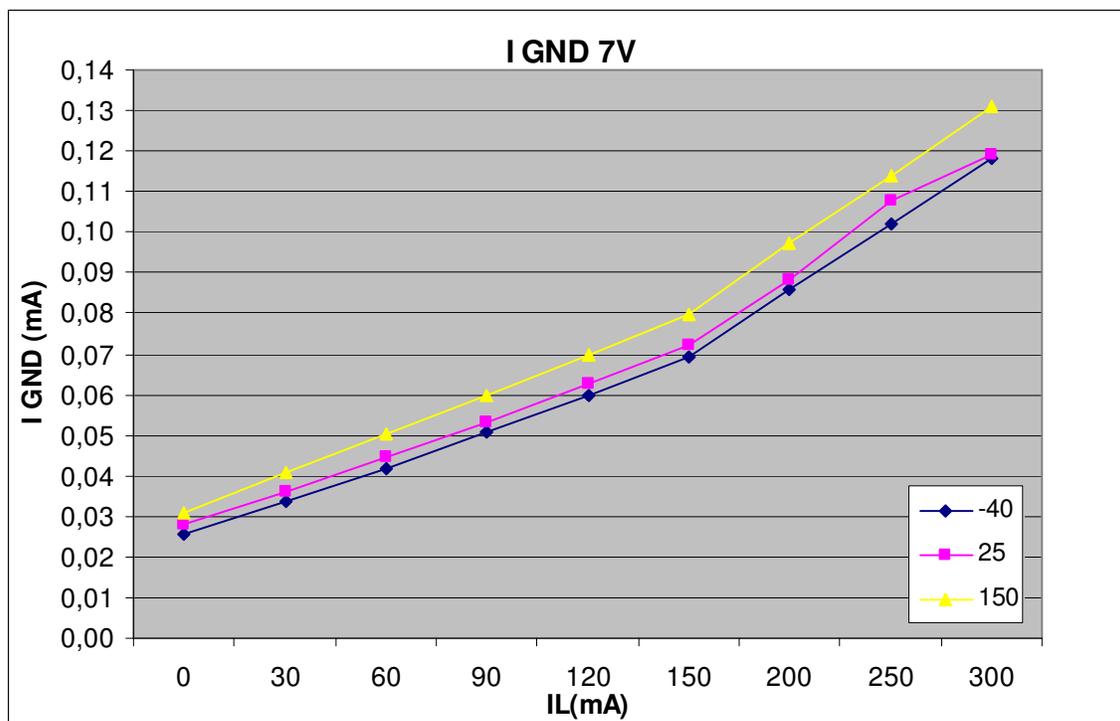


Fig 4.4

Conclusione

Nel presente lavoro si è analizzato un regolatore di tipo lineare da 6 V, dalle misure effettuate si sono ricavati importanti dettagli costitutivi ad esempio relativamente all'elemento attivo e alle caratteristiche dinamiche del sistema.

Grazie a questo tipo di misure è possibile effettuare una analisi di ingegneria inversa per comprendere il funzionamento di un dispositivo di cui, al di là delle specifiche generali di mercato, non si conosce la costituzione, al fine idearne uno nuovo che ne migliori le caratteristiche fondamentali.

Bibliografia

1. C. Narduzzi, L. Benetazzo G.Giorgi . “Dispense di Misure per l’ automazione e la produzione industriale” 2008.
2. Gene F.Franklin, J.David Powell, Abbas Emami – Naemi. “Controllo a retroazione di sistemi dinamici” 2008.
3. Gianfranco Cariolaro, Gianfranco Pierobon,Giancarlo Calcagno. “Segnali e sistemi” 2005
4. Richard C. Jaeger, “Microelettronica”, Mc Graw Hill
5. Lorenzo Cocceani. “Analisi e modellizzazione di un regolatore lineare di tensione”;
6. Infineon Technologies. “How To Measure Line Regulation of Voltage Regulator” 2006
7. Infineon Technologies. “How To Measure PSRR of Voltage Regulator” 2006
8. Infineon Technologies. “How To Measure Load Regulation of Voltage Regulator” 2006
9. Infineon Technologies. “How To Measure Current Consumption of Voltage Regulator” 2006
10. Infineon Technologies. “How To Measure Dropout Voltage of Voltage Regulator” 2006