

ALMA MATER STUDIORUM
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**CIRCUITI PER IL MIGLIORAMENTO
DELLA QUALITÀ DI SORGENTI DC**

Elaborato in
ELETTRONICA INDUSTRIALE LA

Relatore:

Prof.

RUDI PAOLO PAGANELLI

Presentata da:

NEZHA ZRIKEM

Sessione III
Anno Accademico 2013-2014

A mia madre

Parole chiave

- ✓ **Alimentatore**
- ✓ **Stabilizzatore**
- ✓ **Limitatore**
- ✓ **LT3081 regulator**
- ✓ **John Linsley Hood regulator**

SOMMARIO

Sommario	7
Introduzione	9
CAPITOLO 1	11
Alimentatori Lineari	11
Parametri caratteristici di un alimentatore stabilizzato	12
Stabilizzatori Lineari.....	13
Stabilizzazione di tensione con diodo Zener	13
Stabilizzatore con diodo Zener programmabile.....	18
Voltage Reference	20
Stabilizzazione di tensione con BJT	25
Stabilizzazione di tensione con BJT in serie	26
Stabilizzatore serie con amplificatore di errore.....	29
Amplificatore differenziale come amplificatore di errore	33
CAPITOLO 2	39
Protezione degli alimentatori lineari.....	39
Limitazione della corrente di uscita	39
CAPITOLO 3	51
Gli stabilizzatori integrati moderni.....	51
Il regolatore integrato LT3080	52
Il regolatore LT3081	54
CAPITOLO 4	67
John Linsley Hood's power supply add-on.....	67
Funzionamento del ripple detector	69
Il generatore di corrente	74
Conclusioni.....	87
Bibliografia.....	89
Ringraziamenti	91

INTRODUZIONE

Tutti gli apparati elettronici come ad esempio il computer, il telefonino cellulare o un videogioco, per il loro corretto funzionamento richiedono un'alimentazione in tensione continua. Qualunque sia la fonte di energia elettrica, una batteria (in DC) o la rete di distribuzione (in AC), l'alimentatore ha il compito di regolare la tensione continua di uscita per consentire il corretto funzionamento del dispositivo alimentato. La stabilizzazione della tensione DC in uscita deve avvenire nonostante la presenza di ripple e di disturbi sulla alimentazione primaria, di ampie variazioni sulle correnti assorbite dal carico, di ampie escursioni di temperatura e deve essere garantita nel tempo, anche a fronte di sostituzione di alcuni componenti del circuito. Un buon sistema alimentatore deve poi possedere alcune caratteristiche di autoprotezione che aumentino l'affidabilità dell'intero sistema anche in presenza di situazioni anomale che potrebbero avere conseguenze pericolose. Esistono poi particolari applicazioni in cui è necessario utilizzare circuiti estremamente poco rumorosi.

In questa tesi si parlerà esclusivamente di alimentatori DC/DC lineari, che in molte applicazioni offrono soluzioni di qualità superiore rispetto a quelli switching; in altre applicazioni, invece, possono essere la soluzione più semplice e meno costosa. Il capitolo 1 tratta degli stabilizzatori lineari classici. Segue il capitolo 2 che tratta dei tipici circuiti di protezione che possono migliorare l'affidabilità degli alimentatori. Nel capitolo 3 viene presentata una nuova architettura di regolatori in cui il riferimento stabile non è in tensione ma in corrente e ne verranno esaminati i vantaggi. Nel capitolo 4 viene infine presentato un circuito finale per gli stabilizzatori in grado di ridurre notevolmente il livello di rumorosità della tensione di uscita.

CAPITOLO 1

ALIMENTATORI LINEARI

Gli alimentatori stabilizzati (o regolatori di tensione) sono presenti in qualunque sistema elettrico con lo scopo di fornire una tensione di uscita stabile, costante e indipendente dalla tensione d'ingresso, dalla corrente assorbita dal carico, dalla temperatura, dalla possibile sostituzione o dall'invecchiamento dei dispositivi del circuito alimentatore.

Quando la fonte di energia è in alternata (sorgente AC) un alimentatore stabilizzato spesso è un convertitore “DC/DC lineare” posto in serie a un convertitore AC/DC non stabilizzato. I regolatori “DC/DC lineari” vengono usati in applicazioni semplici, a basso costo e, soprattutto, possono venire impiegati solo per le applicazioni a bassa potenza, dato il loro scarso rendimento. Per potenze elevate è invece necessario utilizzare stabilizzatori operanti in commutazione (“DC/DC switching”).

In questa tesi si parlerà esclusivamente di alimentatori DC/DC lineari, che in molte applicazioni offrono soluzioni di qualità superiore rispetto a quelli switching; in altre applicazioni, invece, possono essere la soluzione più semplice e meno costosa.

Fra i pregi degli alimentatori lineari possiamo menzionare il basso livello di ripple che si riesce a ottenere in uscita e che li rende molto utilizzati negli amplificatori audio.

Per definizione il fattore di ondulazione (ripple) è il rapporto tra il valore efficace della tensione di ripple e la componente continua della tensione di uscita; esso solitamente viene espresso in percentuale.

Un'altra caratteristica molto importante degli alimentatori lineari è il basso rumore generato, che rappresenta un grosso vantaggio per le applicazioni sensibili come i dispositivi di comunicazione radio e gli alimentatori stabilizzati per laboratorio.

Un altro pregio degli alimentatori lineari è la veloce risposta ai transitori che viene sfruttata nelle applicazioni in cui è richiesta una elevata dinamica per l'assorbimento di corrente.

PARAMETRI CARATTERISTICI DI UN ALIMENTATORE STABILIZZATO

Ipotizzeremo che la tensione di uscita V_{out} generata da un circuito alimentatore dipenda dalla fluttuazione della tensione d'ingresso V_{in} , dalla variazione della corrente assorbita dal carico I_L e dalla temperatura θ (sono queste le maggiori cause di variazione per la tensione di uscita nei circuiti elettronici).

$$V_{out} = f(V_{in}, I_L, \theta)$$

Lo sviluppo al primo ordine (linearizzazione) attorno al punto di lavoro nominale determina la seguente espressione:

$$\Delta V_{out} = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \Delta V_{in} + \frac{\partial V_{out}}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_{out}}{\partial \theta} \Delta \theta \quad (1)$$

Nella approssimazione lineare e per piccole variazioni attorno al punto di lavoro nominale si può stimare la variazione della tensione di uscita con i seguenti parametri:

$$F = \left. \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \right|_{\substack{\Delta I_L=0 \\ \Delta \theta=0}} \quad (2)$$

dove con F si è indicato il fattore di regolazione, che esprime il rapporto tra una piccola variazione della tensione d'uscita ΔV_{out} , prodotta dalla sola piccola variazione della tensione d'ingresso ΔV_{in} ;

$$R_{OUT} = - \left. \frac{\partial V_{out}}{\partial I_L} \right|_{\substack{\Delta V_{in}=0 \\ \Delta \theta=0}} \quad (3)$$

dove con R_{OUT} si indica la resistenza d'uscita, che esprime il rapporto tra la piccola variazione della tensione d'uscita ΔV_{out} prodotta dalla sola piccola variazione della corrente assorbita dal carico ΔI_L ;

$$K_T = \left. \frac{\partial V_{out}}{\partial \theta} \right|_{\substack{\Delta V_{in}=0 \\ \Delta I_L=0}} \quad (4)$$

dove K_T indica il coefficiente di temperatura che esprime il rapporto tra la piccola variazione della tensione d'uscita ΔV_{out} generata dalla sola piccola variazione di temperatura $\Delta\theta$.

Tali parametri stabiliscono la prestazione del regolatore in un intorno del punto nominale e sono indicativi della stabilizzazione della tensione nei confronti delle diverse cause di variazione.

STABILIZZATORI LINEARI

STABILIZZAZIONE DI TENSIONE CON DIODO ZENER



Figura 1: un diodo Zener

Il diodo Zener è un particolare tipo di diodo a giunzione in grado di lavorare in polarizzazione inversa e con correnti apprezzabilmente diverse da zero. A differenza del diodo normale lo Zener non si danneggia quando raggiunge la tensione di breakdown ma, al contrario, esso è progettato specificatamente per lavorare in questa zona.

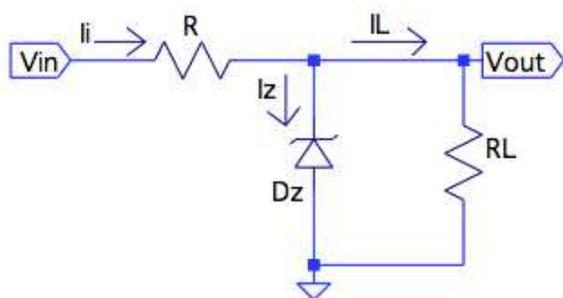


Figura 2: un semplice regolatore con diodo Zener

La Figura 2 rappresenta lo schema del tipico circuito stabilizzatore che utilizza un diodo Zener: esso deve essere in grado di rendere stabile la tensione in uscita, sia rispetto alle fluttuazioni della tensione d'ingresso, sia rispetto alle variazioni

del carico RL . Questo semplice ed economico regolatore è detto in derivazione (shunt) perché l'elemento di controllo, cioè il diodo Zener, è collegato in parallelo al carico RL e polarizzato attraverso la resistenza R . I_L è la corrente assorbita dal carico e I_Z è la corrente che scorre nel diodo Zener. La somma di queste due correnti è pari alla corrente complessiva I_i in ingresso al circuito.

$$I_i = I_L + I_Z$$

Se $I_L = 0$ allora il carico non assorbe corrente (funzionamento a vuoto). In tal caso $I_i = I_Z$, ovvero tutta la corrente erogata da V_{in} passa per il diodo Zener ed è limitata solo dalla R che deve essere dimensionata per consentire allo Zener di sopravvivere a questa sollecitazione. La condizione più gravosa per la corrente sul diodo Zener corrisponde proprio a quella in cui il carico è disinserito e la tensione d'ingresso è massima. Quindi occorre porre la condizione

$$\frac{V_{in}^{max} - V_Z}{R} < I_Z^{max} \quad (5)$$

ovvero devo scegliere una resistenza che soddisfi la relazione

$$R > R_{min} = \frac{V_{in}^{max} - V_Z}{I_Z^{max}} \quad (6)$$

In genere il costruttore fornisce la massima corrente $I_{Z\text{RMS}}^{max}$ che posso far scorrere sullo Zener, sopra la quale esso può distruggersi per eccesso di dissipazione sui punti critici del cammino della corrente.

Tuttavia, in genere il limite è ancora più stringente in base a considerazioni di tipo termico, che mi costringono ad abbassare ulteriormente il valore di I_Z^{max} in funzione della potenza massima dissipabile sul diodo Zener e che dipende dal dissipatore che ho scelto per lo Zener.

Per questo motivo il valore di corrente ammissibile sullo Zener deve essere il più limitativo fra i due valori sopra menzionati, come esplicitato di seguito:

$$I_Z^{max} = \min \left[\frac{P_Z^{max}}{V_Z}; I_{Z\text{RMS}}^{max} \right] \quad (7)$$

Analogamente al fine di garantire che il diodo Zener lavori sempre nella regione di breakdown e la corrente nel diodo Zener sia sempre superiore a I_Z^{min} anche quando la tensione di ingresso è minima V_{in}^{min} e la corrente nel carico è massima I_L^{max} , bisogna dimensionare la resistenza in modo da soddisfare la seguente disuguaglianza:

$$\frac{V_{in}^{min} - V_Z}{R} > I_Z^{min} + I_L^{max}$$

$$R < R^{max} = \frac{V_{in}^{min} - V_Z}{I_Z^{min} + I_L^{max}} \quad (8)$$

Assegnando ad R un valore maggiore di R^{max} non si raggiungerebbe la zona Zener e quindi il punto di lavoro che garantisce una tensione di Zener adeguatamente stabile.

Un estratto di un tipico data-sheet di un diodo Zener è illustrato in Tabella 1.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)									
PART NUMBER	ZENER VOLTAGE RANGE (1)	TEST CURRENT		REVERSE LEAKAGE CURRENT		DYNAMIC RESISTANCE $f = 1\text{ kHz}$		SURGE CURRENT (3)	REGULATOR CURRENT (2)
	V_Z at I_{ZT1}	I_{ZT1}	I_{ZT2}	I_R at V_R		Z_{ZT} at I_{ZT1}	Z_{ZK} at I_{ZT2}	I_R	I_{ZM}
	V	mA	mA	μA	V	Ω	Ω	mA	mA
	NOM.			MAX.		TYP.	MAX.		MAX.
1N4728A	3.3	76	1	100	1	10	400	1380	276
1N4729A	3.6	69	1	100	1	10	400	1260	252
1N4730A	3.9	64	1	50	1	9	400	1190	234
1N4731A	4.3	58	1	10	1	9	400	1070	217
1N4732A	4.7	53	1	10	1	8	500	970	193
1N4733A	5.1	49	1	10	1	7	550	890	178
1N4734A	5.6	45	1	10	2	5	600	810	162
1N4735A	6.2	41	1	10	3	2	700	730	146
1N4736A	6.8	37	1	10	4	3.5	700	680	133
1N4737A	7.5	34	0.5	10	5	4	700	605	121
1N4738A	8.2	31	0.5	10	6	4.5	700	550	110
1N4739A	9.1	28	0.5	10	7	5	700	500	100
1N4740A	10	25	0.25	10	7.6	7	700	454	91

Tabella 1: caratteristiche elettriche di Zener di diverse tensioni nominali, appartenenti tutti alla medesima famiglia.

Commento alla tabella 1 della Vichay Semiconductors.

Nella Tabella 1 sono riportati due valori di “corrente di test”, indicati rispettivamente con I_{ZT1} e I_{ZT2} . È disponibile inoltre, in corrispondenza di

ciascuno dei due valori, una misura dell'impedenza dinamica. C'è anche un valore misurato di "reverse leakage current", che rappresenta la corrente che scorre nel dispositivo in condizioni di polarizzazione inversa ma al di sotto della tensione di Zener (a dispositivo "spento").

La corrente I_{ZT1} è quella alla quale è stata misurata la tensione nominale: si può intendere come il valore di corrente che assicura un buon funzionamento del dispositivo. Il valore dell'impedenza dinamica misurata nell'intorno del punto di lavoro individuato da I_{ZT1} è sufficientemente basso da permettere di considerare lo Zener in quel punto come un buon generatore di tensione equivalente.

La corrente I_{ZT2} , di valore inferiore, è comunque significativamente più elevata della corrente di dispersione inversa, per cui si tratta di un valore di corrente in corrispondenza del quale il dispositivo è già acceso, anche se per tale valore di corrente la tensione nominale ai capi dello zener si può ritenere approssimativamente costante solo per piccole o piccolissime variazioni della corrente che scorre nel dispositivo, come si può notare dal valore dell'impedenza dinamica misurata in corrispondenza di questo secondo punto di test considerato.

Le ultime due colonne rappresentano rispettivamente la massima corrente impulsiva (surge current) e la massima corrente continua sopportabili dal dispositivo. Da notare che in ogni caso, cioè per ogni riga della tabella, il prodotto della prima colonna (tensione nominale in V) per l'ultima (massima corrente continua sopportabile in mA), che corrisponde alla massima potenza dissipabile in mW, rimane intorno ai 900 mW e comunque al di sotto di 1 W.

Un esempio di calcolo

Supponiamo, ad esempio, di dover dimensionare il circuito di figura 2, utilizzando i dispositivi elencati in tabella 1, per soddisfare le seguenti specifiche:

$$V_{out} = 6,8 \text{ V}$$

$$R_L \geq 600 \ \Omega$$

$$12 \text{ V} \leq V_{in} \leq 14 \text{ V}$$

La tensione V_{out} ci consente di scegliere immediatamente il dispositivo, che sarà un 1N4363A.

La corrente assorbita dal carico può variare tra un minimo di $I_L^{min} = 0$ mA (non è dato un valore massimo per la resistenza di carico, cosicché suppongo $R_L^{max} = \infty$) ed un massimo di $I_L^{max} = \frac{6,8V}{600\Omega} = 11,3$ mA.

A questo punto occorre dimensionare la resistenza R per assicurare il corretto funzionamento del circuito in ogni condizione.

La massima corrente nel diodo scorre quando la tensione in ingresso è massima e quando la corrente assorbita dal carico è minima; in queste condizioni nello Zener deve scorrere una corrente inferiore a $I_Z^{max} = 133$ mA (riportata in tabella).

Dalla precedente formula 6 si ricava:

$$R > R_{min} = \frac{14V - 6,8V}{133_{mA}} = 54,1 \Omega$$

Occorrerà, ovviamente, cercare di mantenersi abbastanza al di sopra di tale valore, per evitare che le inevitabili tolleranze provochino valori di corrente troppo elevati nel dispositivo.

La minima corrente nel diodo scorre invece quando la tensione di ingresso è minima e la corrente assorbita dal carico è massima; in queste condizioni occorre assicurare che il dispositivo non si spenga, ovvero che la corrente nello zener sia comunque superiore ad un valore sufficiente ad assicurare una buona stabilizzazione.

Considerando $I_Z^{min} = I_{ZT2} = 1$ mA, dalla precedente formula 8 si ricava:

$$R < R_2^{max} = \frac{12V - 6,8V}{1_{mA} + 11,3_{mA}} = 421,6 \Omega$$

Anche in questo caso si tratta di un valore limite, dal quale sarà opportuno cercare di mantenersi abbastanza distanti per non rischiare di impoverire eccessivamente la capacità di regolazione del dispositivo.

Per assicurare una buona regolazione, si potrebbe imporre che la corrente nel diodo rimanga intorno al valore I_{ZT1} indicato in tabella. Ponendo quindi $I_Z = I_{ZT1} = 37$ mA si ricava:

$$R \cong \frac{12V - 6,8V}{37_{mA} + 11,3_{mA}} = 149,0 \Omega$$

In questo caso si può scegliere tranquillamente un valore di 150Ω , appartenente alla serie E12 e compatibile con le specifiche anche in caso di errore sul valore pari al 10%.

Il circuito di Figura 2 non può erogare correnti elevate.

STABILIZZATORE CON DIODO ZENER PROGRAMMABILE

Esistono dei componenti, chiamati Zener programmabili, che hanno la proprietà di poter variare la tensione di riferimento V_{ref} attraverso un terzo terminale, detto ADJ, come mostrato in Figura 3a. Invece in Figura 3b è mostrato il diagramma interno equivalente facendo riferimento al modello LM431 (o TL431).

Il regolatore di tensione LM431 è un circuito integrato a tre terminali e al suo interno contiene un preciso riferimento di tensione ($V_{ref} = 2,5\text{ V}$), un amplificatore operazionale e un transistor di potenza. Questo regolatore di tensione opera come se fosse un diodo Zener di notevole precisione e con un basso coefficiente di temperatura ($50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$). Si tratta comunque di un regolatore shunt che permette di generare una tensione di riferimento V_{ref} regolabile tra $2,5\text{ V}$ e 36 V .

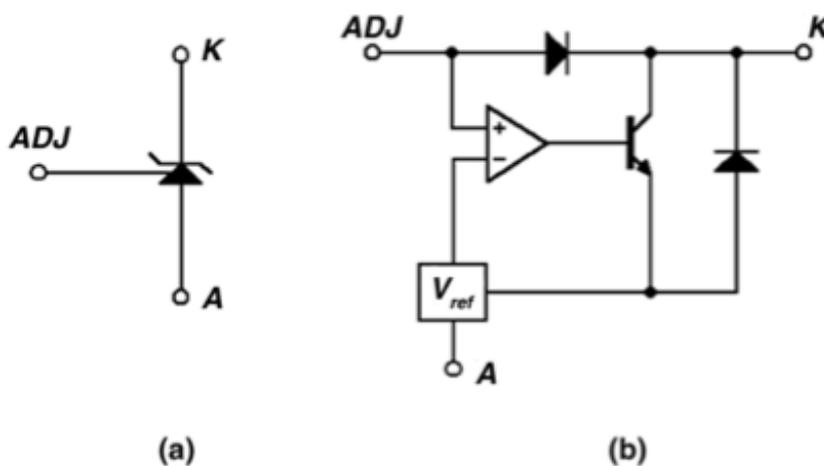


Figura 3: diodo Zener programmabile (a) e relativo schema a blocchi (b, LM341)

LM341 possiede un range operativo di corrente tra 1 mA e 100 mA , con una impedenza dinamica tipica di $0,2\ \Omega$.



Figura 4: LM431 di Texas Instruments

Un tipico circuito che utilizza lo Zener programmabile LM431 è riportato in Figura 5

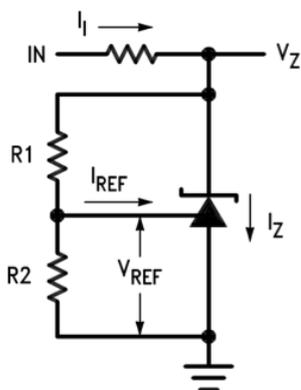


Figura 5: circuito regolatore shunt con LM431

La tensione di uscita, nel caso della Figura 5, vale:

$$V_Z = V_{ref} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) + I_{ref} \cdot R1 \quad (9)$$

La corrente di riferimento I_{ref} ha il valore tipico di 2 μ A e un valore massimo di 4 μ A. Se $R1 = 0$, in particolare, la formula precedente fornisce $V_Z = V_{ref}$, pari al valore tipico di 2,5 V; in questo caso è sufficiente collegare direttamente il pin ADJ con il catodo del diodo, come è mostrato in Figura 6

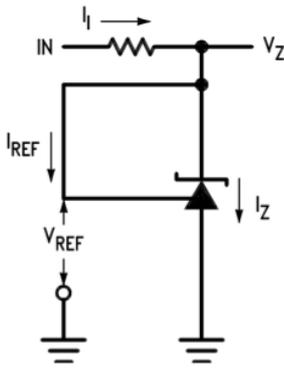


Figura 6: diodo Zener programmabile LM431 con $V_Z = V_{ref}$

VOLTAGE REFERENCE

Il riferimento di tensione V_{ref} ha un'importanza fondamentale per avere una elevata precisione e stabilità della tensione di uscita. I riferimenti di tensione possono essere di tipo Zener, come abbiamo già visto, ma sono anche disponibili in un gran numero di circuiti integrati con diverse forme e caratteristiche.

Il riferimento di tensione realizzabile attraverso un diodo Zener è un riferimento che tende ad essere molto rumoroso a causa dell'effetto valanga che per natura è determinato da livelli elevati di energia cinetica dei portatori. Al fine di ridurre tale inconveniente si utilizza lo Zener sepolto (Buried Zener, Figura 7): grazie a questa tecnica si riesce a limitare l'effetto dei difetti superficiali e il contatto della giunzione con agenti contaminanti in atmosfera, riducendo così le cause di rumore.

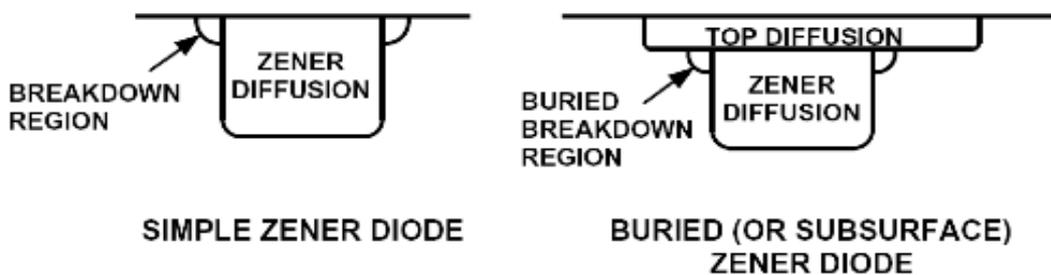


Figura 7: Simple Zener vs. Buried Zener

Ci sono molti parametri da considerare oltre alla rumorosità quando si va a scegliere un riferimento di tensione, ma i più importanti sono la precisione iniziale (Initial Accuracy) e il coefficiente di temperatura (TC). La precisione iniziale è normalmente specificata come massima variazione del valore di

tensione (tra due dispositivi di pari caratteristiche nominali) ed è espressa in percentuale; il coefficiente di temperatura è normalmente espresso in parti per milione su grado celsius (ppm/°C).

I riferimenti di tensione con diodi Zener sepolti offrono un basso drift di temperatura con valori tra 0,09 ppm/°C e 5 ppm/°C, mentre hanno una precisione iniziale compresa tra 0,01% e 0,05%.

Il riferimento di tensione di elevata precisione più comune è il “bandgap reference”. Lo schema di principio di un riferimento Bandgap è mostrato nella Figura 8:

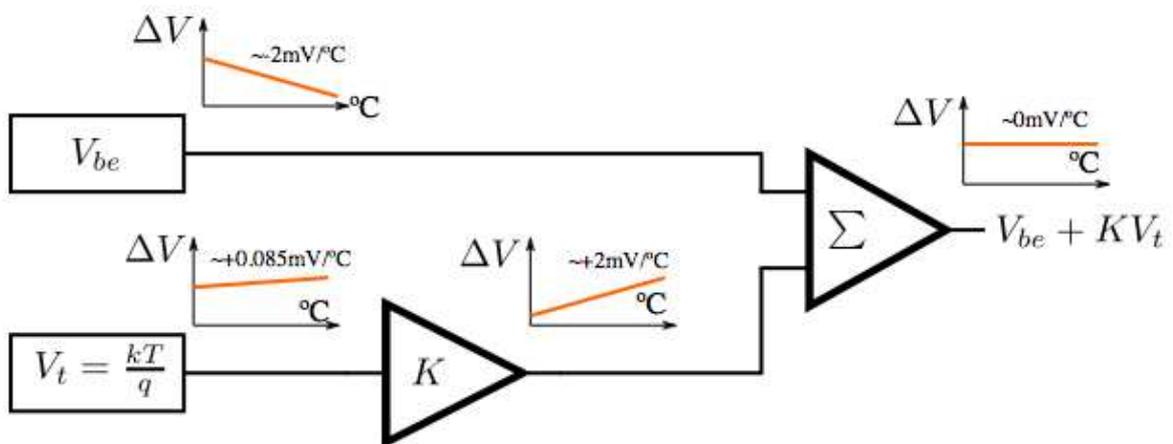


Figura 8: schema a blocchi di un riferimento a Bandgap

Il riferimento Bandgap funziona effettuando la somma di due tensioni, una che presenta un coefficiente di temperatura negativo utilizzando la tensione V_{be} , e l'altra con una tensione kV_t multipla della tensione termica, che ha un coefficiente di temperatura positivo, in modo da ottenere così una tensione con coefficiente di temperatura quasi nullo.

Per un transistor bipolare il valore della corrente di collettore è determinato dall'equazione:

$$I_C = I_S \cdot (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1); \text{ con } V_T = \frac{kT}{q}$$

Da cui

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

V_T aumenta linearmente con la temperatura, mentre I_S aumenta esponenzialmente. In prima approssimazione, I_S raddoppia per ogni 5°C di aumento di temperatura.

Intuitivamente, all'aumentare della temperatura aumenta la generazione di coppie di portatori liberi per cui è sufficiente una minore differenza di potenziale per generare la stessa intensità di corrente. V_{BE} , infatti, diminuisce di 2 mV per ogni $^\circ\text{C}$ di aumento di temperatura. In altri termini, il coefficiente di temperatura di V_{BE} è di $-2\text{ mV}/^\circ\text{C}$:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx -2\text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (10)$$

Per transistori simili, risulta $\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)$; ΔV_{BE} non dipende significativamente dai parametri dei singoli BJT e, se il rapporto tra le correnti di collettore si mantiene costante, è direttamente proporzionale a V_T (e quindi a T). Se, in particolare, le due correnti di collettore sono uguali tra loro:

$$\frac{\partial(\Delta V_{be})}{\partial T} = \frac{k}{q} \simeq 0,085\text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (11)$$

In Figura 9 è rappresentato il circuito di riferimento a bandgap di Widlar, dal nome del suo ideatore.

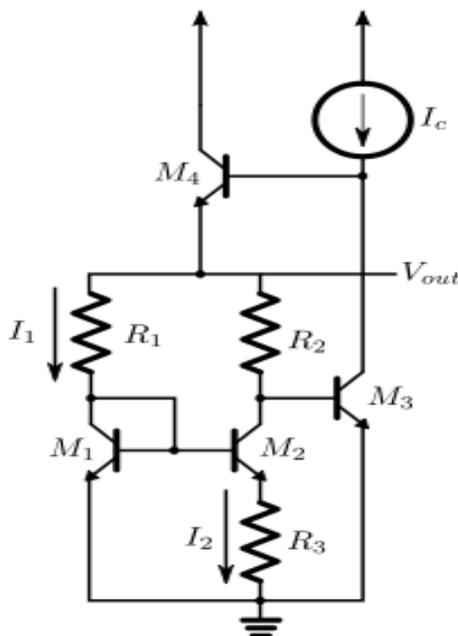


Figura 9: Widlar bandgap reference

I due transistori M_1 e M_2 del circuito sopra sono polarizzati in modo da lavorare in punti di riposo caratterizzati da correnti di collettore significativamente diverse, per cui anche le rispettive V_{BE} risultano differenti. Per quanto scritto sopra, ciascuna V_{BE} presenta un coefficiente di temperatura negativo, mentre la differenza tra le due V_{BE} presenta un coefficiente di temperatura positivo.

La corrente in R_3 , quasi identica alla corrente su R_2 , presenta quindi un coefficiente di temperatura positivo, così come la differenza di potenziale ai capi di R_2 , pari a $V_{R2} = R_2 \cdot \Delta V_{BE} / R_3$. La tensione di uscita V_{out} è pari alla somma di V_{BE3} e della tensione ai capi di R_2 ;

$$V_{out} = R_2 \cdot I_{C2} + V_{BE3} \quad (12)$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} + R_3 \cdot I_{C2} \quad (13)$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_3} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_3}$$

Da cui

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_3} \cdot \Delta V_{BE} + V_{BE3}$$

Ponendo ora

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = \frac{k}{q} \cdot (T_0 + \Delta T) \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = (\Delta V_{BE})_0 + \frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \cdot \Delta T$$

e

$$V_{BE} = V_{BE3_0} - 2 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta T$$

si può scrivere:

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{R_2}{R_3} \cdot \left[(\Delta V_{BE})_0 + \frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \cdot \Delta T \right] + V_{BE3_0} - 2 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta T \\ &= \frac{R_2}{R_3} \cdot (\Delta V_{BE})_0 + V_{BE3_0} + \left[\frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) - 2 \cdot 10^{-3} \right] \cdot \Delta T \end{aligned}$$

Scegliendo opportunamente il rapporto tra R_2 e R_3 , è quindi possibile minimizzare (idealmente annullare) il coefficiente di temperatura della tensione in uscita. In particolare occorrerà scegliere:

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{\frac{k}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)}$$

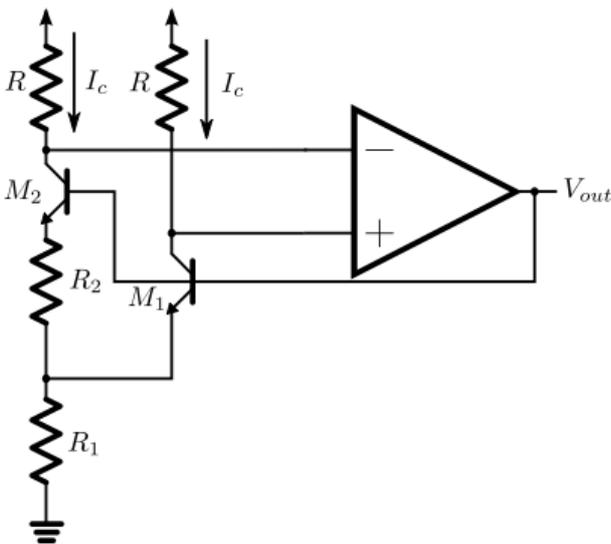


Figura 10: Brokaw bandgap reference

Il circuito di Brokaw, riportato in Figura 10, prende il nome dall'autore della sua prima pubblicazione¹. I due transistori hanno differenti aree di emettitore; in particolare, il transistore M_2 ha un'area di emettitore maggiore, per cui ha una minore V_{BE} a parità di corrente. Anche in questo caso ciascuna delle due V_{BE} ha un coefficiente di temperatura negativo (pari a circa $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$), mentre la differenza tra le due V_{BE} ha un coefficiente di temperatura positivo. In questo caso risulterà quindi $\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln\left(\frac{\text{area}(M_1)}{\text{area}(M_2)}\right)$.

Le due correnti di collettore vengono mantenute costanti dalla retroazione negativa operata tramite l'amplificatore operazionale. A causa del grande guadagno dell'amplificatore operazionale, infatti, la differenza di potenziale tra gli ingressi invertente e non-invertente sarà mantenuta approssimativamente nulla (corto-circuito virtuale), per cui le due resistenze di collettore saranno

¹ http://www.cems.uvm.edu/~abonacci/ee222/Images/JSSC_Brokaw.pdf

sottoposte alla stessa tensione; avendo valori uguali, saranno anche percorse dalla stessa corrente. Dunque $I_{C1} = I_{C2} = I_C$.

La tensione di uscita è pari alla somma di V_{BE1} e della caduta di tensione su R_1 ; quest'ultima è a sua volta proporzionale alla somma delle due correnti di emettitore, uguali tra loro e il cui valore è pari a $\Delta V_{BE}/R_2$.

$$V_{out} = V_{BE1} + V_{R1} \quad (14)$$

$$V_{R1} = R_1 \cdot 2I_C \quad (15)$$

$$I_C = I_{R2} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} \quad (16)$$

Da cui

$$V_{out} = V_{BE1} + 2 \frac{R_1}{R_2} \cdot \Delta V_{BE} = V_{BE10} - 2 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta T + 2 \frac{R_1}{R_2} \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{area(M_1)}{area(M_2)} \right)$$

ovvero

$$V_{out} = \frac{R_1}{R_2} \cdot (\Delta V_{BE})_0 + V_{BE10} + \left[\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{area(M_1)}{area(M_2)} \right) - 2 \cdot 10^{-3} \right] \cdot \Delta T$$

Anche in questo caso, un'opportuna scelta dei componenti permette virtualmente di annullare il coefficiente di temperatura della tensione d'uscita.

In particolare, occorrerà scegliere:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{\frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{area(M_1)}{area(M_2)} \right)}$$

STABILIZZAZIONE DI TENSIONE CON BJT

Il regolatore di tensione studiato nel paragrafo precedente può essere usato solo in applicazioni in cui non è richiesta un'elevata corrente in uscita (per bassa potenza). Inoltre, per ridurre i vincoli su R possiamo inserire un amplificatore di corrente a monte del carico. Il diodo Zener avrà la sola funzione di fornire la tensione di riferimento V_{ref} facendo svolgere le funzioni di confronto ad un BJT, che può essere in serie al carico (series regulator), come si nota in Figura 11a, o in parallelo (shunt regulator), in Figura 11b.

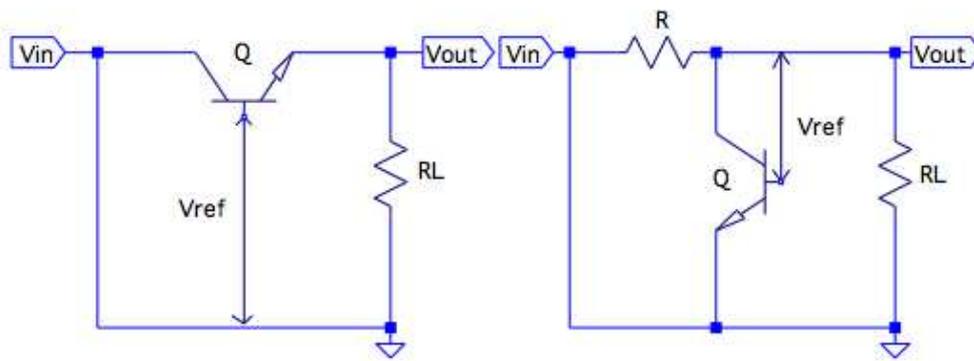


Figura 11: stabilizzatore di tensione con BJT in serie (a) e in parallelo (b) al carico

In entrambi i casi il transistor Q lavora in zona attiva lineare, cioè consente una regolazione lineare della tensione (per questo motivo questi regolatori sono chiamati lineari, “linear regulator”).

STABILIZZAZIONE DI TENSIONE CON BJT IN SERIE

In questo circuito (riportato in Figura 12) il diodo Zener è interessato solo dalle variazioni di corrente indotte dalla corrente di base I_b del BJT, in genere assai più ridotte rispetto a quelle presenti in uscita. La tensione ai suoi capi rimane quindi più stabile e così pure la tensione di uscita del regolatore, che vale

$$V_{out} = V_Z - V_{BE}$$

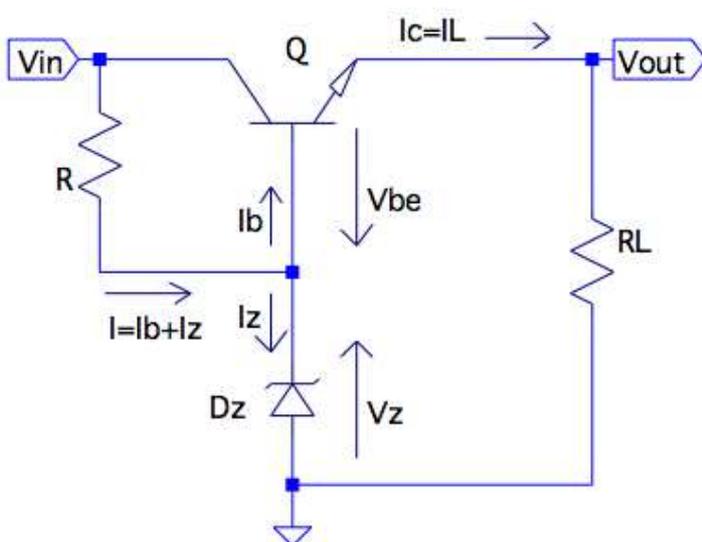


Figura 12: regolatore di tensione con BJT in serie al carico e riferimento di tensione realizzato con diodo Zener.

Ipotizzando una tensione di Zener V_Z costante, se si avesse un aumento della tensione di uscita V_{out} , ne conseguirebbe una riduzione della tensione base emettitore V_{BE} ; la diminuzione della V_{BE} renderebbe il transistor meno conduttivo dando così luogo ad un calo della corrente sul carico: la tensione di uscita V_{out} tenderebbe quindi a tornare al suo valore iniziale. Tale catena di conseguenze causa-effetto si realizza in senso contrario in reazione a una iniziale diminuzione della tensione di uscita V_{out} .

Il dimensionamento del circuito è il seguente:

1. Tensione V_{in} di ingresso

Se la tensione d'ingresso V_{in} è molto più elevata di quella di uscita c'è molta dissipazione di potenza sul BJT; se invece è solo poco più alta, il BJT rischia di lavorare troppo vicino alla saturazione, ovvero di andare fuori dalla zona lineare che sta alla base della regolazione. Dunque deve essere:

$$V_{out} + V_{CE}^{sat} Q_1 \leq V_{in} \leq V_{out} + V_{CE}^{max} Q_1 \quad (17)$$

2. Scelta del BJT

Il BJT nelle condizioni più gravose deve riuscire a dissipare la seguente potenza:

$$P_{BJT}^{MAX} = V_{CE}^{MAX} \cdot I_c^{MAX} = (V_{in}^{max} - V_{out}^{min}) \cdot I_L^{max} \quad (18)$$

3. Calcolo della resistenza R

La resistenza R è scelta in modo che lo Zener conduca la corrente minima ammissibile anche con V_{in}^{min} e I_B^{max} (caso peggiore). La corrente massima di base del BJT Q è uguale alla corrente massima di carico diviso il minimo guadagno di corrente:

$$I_B^{Max} \simeq \frac{I_L^{max}}{1+h_{FE_{min}}} \quad (19)$$

La resistenza R deve essere minore della resistenza R_{Max} per non “spegnere” il diodo:

$$R < R_{Max} = \frac{V_{in}^{min} - V_Z}{\frac{I_L^{max}}{1+h_{FEmin}} + I_Z^{min}} \quad (20)$$

4. Scelta dello Zener

La potenza dissipata dal diodo Zener è pari a:

$$P_Z = V_Z \cdot I_Z^{max} \quad (21)$$

Se la corrente sul carico fosse molto elevata, il regolatore di tensione di Figura 12 potrebbe non presentare prestazioni ottimali, in quanto la corrente di base del BJT, che si confronta direttamente con la corrente che percorre lo Zener, potrebbe risultare non del tutto trascurabile; questo avviene in particolare per i BJT di potenza elevata che presentano, in genere, valori di h_{FE} non elevati.

In tal caso sarebbe invece opportuno scegliere un BJT Darlington, il cui schema è riportato in Figura 13.

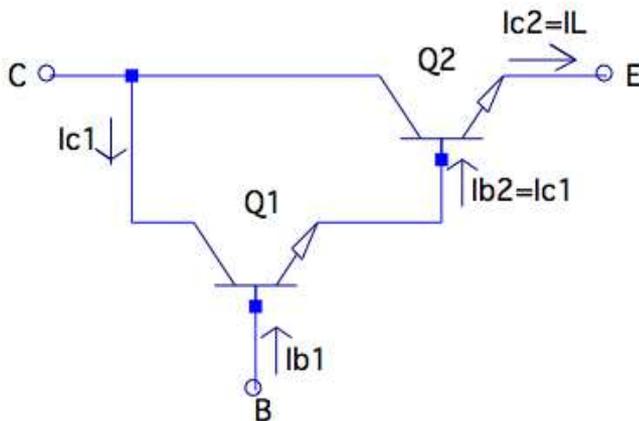


Figura 13: due BJT connessi in Darlington

Infatti, i transistor $Q1$ e $Q2$ si comportano come un unico BJT con un guadagno totale uguale a

$$h_{FEtot} \simeq h_{FE1} \cdot h_{FE2} \quad (22)$$

La tensione di uscita in questo caso è:

$$V_{out} = V_Z - V_{BE1} - V_{BE2} \quad (23)$$

Per quanto riguarda l'efficienza del circuito, condizione desiderabile sarebbe che la potenza dissipata nello stabilizzatore fosse piccola rispetto alla potenza resa al carico. La potenza P_D dissipata nello stabilizzatore, in prima approssimazione, è pari a quella dissipata dall'elemento regolatore serie, cioè dal BJT Q della Figura 12 o dal BJT Q_2 della Figura 13. Se si possono ritenere trascurabili la corrente di polarizzazione dello Zener e la corrente di base del BJT rispetto alla corrente sul carico, allora l'efficienza η si può esprimere come:

$$\eta = \frac{P_L}{P_L + P_D} \simeq \frac{V_{out}}{V_{CE} + V_{out}}$$

L'efficienza è quindi praticamente indipendente dalla corrente sul carico e diminuisce all'aumentare della caduta di tensione sull'elemento regolatore in serie. Se si ponesse, ad esempio, $V_{CE} = V_{out}$, l'efficienza varrebbe 0,5: in questo caso solo metà della potenza assorbita verrebbe resa al carico, mentre l'altra metà verrebbe dissipata dal circuito stabilizzatore. Questa considerazione vale, in generale, per tutti gli stabilizzatori di tipo serie.

Il circuito di Figura 12 presenta alcune limitazioni. Innanzi tutto, dalla formula 23 si può notare che la tensione di uscita è vincolata ai valori standard dello Zener. Un altro limite è dato dal fatto che la tensione di Zener dipende fortemente dalla temperatura e questo si ripercuote sulla tensione di uscita. Un altro problema potrebbe essere la scarsa regolazione nei confronti delle variazioni del carico, soprattutto per valori relativamente bassi della resistenza di carico R_L .

STABILIZZATORE SERIE CON AMPLIFICATORE DI ERRORE

Nel circuito di Figura 14 la tensione d'uscita V_{out} è applicata al partitore resistivo R_1/R_2 , che rappresenta il blocco di retroazione. La tensione V_{out} , opportunamente scalata tramite il partitore, è applicata alla base del BJT di segnale Q_2 che confronta e amplifica l'errore: il transistor Q_2 è connesso ad emettitore comune e ha l'uscita (invertente) sulla base di Q_1 .

Quando la tensione di uscita cala, il Q_2 tende a spegnersi, si genera meno caduta su R che tende a elevare la tensione alla base del Q_1 , che eroga più corrente verso il carico opponendosi alla variazione di tensione in uscita. Vale il viceversa partendo dall'ipotesi che la tensione di uscita cresca.

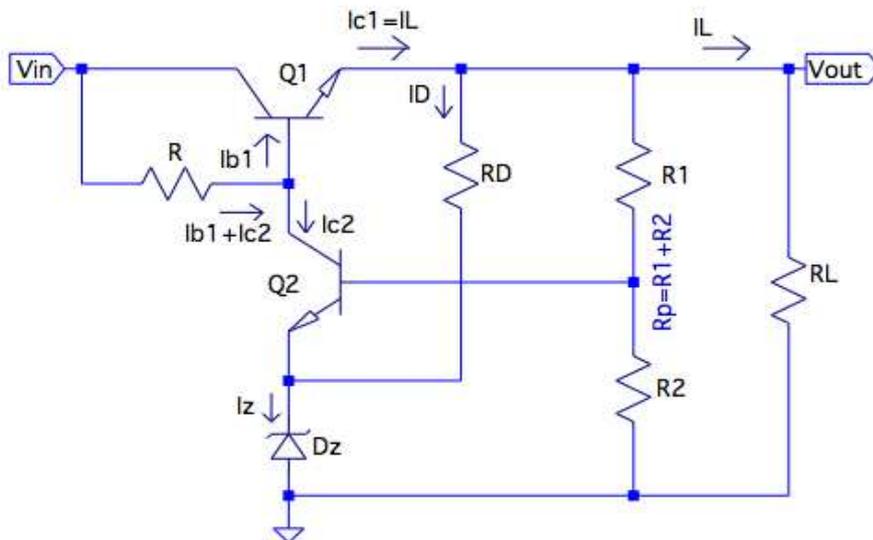


Figura 14: regolatore di tensione serie con amplificatore d'errore

Di seguito è riportato il dimensionamento del circuito, supponendo che V_{out} e I_L siano tra le specifiche di progetto.

1. Tensione V_{in} di ingresso

La differenza tra le tensioni di ingresso e di uscita è limitata inferiormente dalla $V_{CE_{sat}}$ di Q_1 , il quale deve lavorare in zona attiva, e superiormente dalla massima V_{CE} tollerabile dallo stesso Q_1 .

$$V_{out} + V_{CE_{sat}}^{Q_1} \leq V_{in} \leq V_{out} + V_{CE_{max}}^{Q_1} \quad (24)$$

2. Scelta del BJT Q_1

Il BJT Q_1 deve poter dissipare la potenza:

$$P_{Q_1} = (V_{in}^{max} - V_{out}) \cdot I_{C1_{MAX}} \quad (25)$$

e poter condurre la corrente DC

$$I_{C1MAX} = I_{LMAX} \quad (26)$$

3. Scelta del BJT Q2

Il BJT Q2 ha la funzione di un amplificatore di errore.

Deve essere in grado di dissipare una potenza:

$$P_{Q2} = (V_{out} + V_{BE1} - V_Z) \cdot I_{C2} \quad (27)$$

in cui I_{C2} deve essere grande rispetto alla corrente di base di Q_1

$$I_{C2}^{min} \geq 10 \cdot I_{B1}^{max} \quad (28)$$

La massima corrente di base del BJT Q_1 è pari alla massima corrente di carico diviso il minimo guadagno di corrente:

$$I_{B1}^{max} = \frac{I_L^{max}}{1+h_{FEmin}} \quad (29)$$

4. Calcolo della resistenza R

La resistenza R deve polarizzare il collettore di Q_2 e la base di Q_1 .

Deve poter sostenere la minima corrente di collettore su Q_2 con la minima V_{in} , mentre in corrispondenza della massima V_{in} la corrente di collettore di Q_2 non deve superare il valore massimo. Nel caso peggiore, in corrispondenza a V_{in} minima lo stabilizzatore potrebbe dover erogare una elevata corrente in uscita, dunque anche I_{B1} sarebbe elevata, rendendo più impegnativo sostenere una corrente I_{C2} sufficientemente elevata. Dualmente, ad un massimo di V_{in} potrebbe corrispondere un minimo di corrente erogata, dunque un minimo di I_{B1} , mentre occorre comunque assicurare una corrente I_{C2} non troppo elevata.

$$\frac{V_{in}^{min} - (V_{out} + V_{BE1})}{I_{C2}^{min} + I_{B1}^{max}} \leq R \leq \frac{V_{in}^{max} - (V_{out} + V_{BE1})}{I_{C2}^{max} + I_{B1}^{min}} \quad (30)$$

Se non fosse possibile scegliere una resistenza R in modo da rispettare le specifiche, ad esempio a causa di valori di V_{in} o di I_{out} (e quindi di I_{B1}) eccessivamente variabili ², si potrebbe aumentare il valore di I_{C2}^{min} (diminuendo così il valore del termine a sinistra) o diminuire il valore di I_{C2}^{max} e utilizzare il resistore R_D (dimensionato in seguito) per assicurarsi che lo Zener rimanga acceso in ogni condizione di funzionamento.

5. Scelta del diodo Zener D_Z

La tensione dello Zener andrà scelta sufficientemente minore rispetto alla somma fra la tensione di uscita e quella base emettitore del BJT $Q1$:

$$V_Z < V_{out} + V_{BE1} - V_{CE2}^{sat} \quad (31)$$

in modo che il transistor $Q2$ possa lavorare in zona attiva, sufficientemente lontano dalla saturazione.

6. Calcolo della resistenza R_D

La resistenza R_D serve per la polarizzazione del diodo D_Z , in caso non bastasse la corrente I_{C2} .

$$R_D = \frac{V_{out} - V_Z}{I_Z - I_{C2}} \quad (32)$$

Come già accennato, se la corrente I_{C2} nel caso peggiore fosse sufficiente per evitare lo spegnimento dello Zener, cioè se $I_Z^{min} \leq I_{C2}^{min}$, R_D potrebbe anche non essere necessaria.

7. Partitore R_1/R_2

Il partitore resistivo d'uscita deve essere dimensionato in modo tale da assicurare $I_L \gg I_{R1} \gg I_{B2}$.

Si può scegliere quindi $I_{R1} \approx I_{R2} \ll I_L$, per poi calcolare

² Nella (30), il termine a destra potrebbe risultare minore del termine a sinistra, rendendo impossibile una scelta corretta per il valore della resistenza R .

$$R_1 + R_2 \approx \frac{V_{out}}{I_{R1}} \quad (33)$$

A questo punto

$$V_Z = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (34)$$

$$R_2 = \frac{V_Z}{V_{out}} \cdot (R_1 + R_2)$$

$$R_1 = \frac{V_{out}}{I_{R1}} - R_2$$

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE COME AMPLIFICATORE DI ERRORE

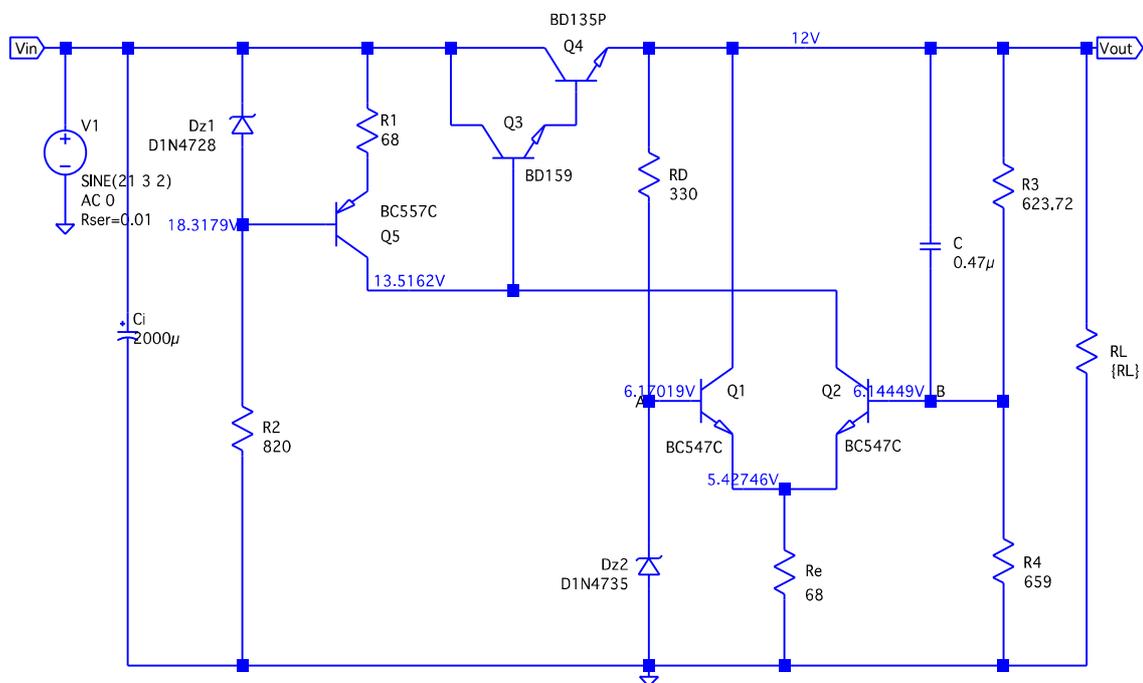


Figura 15: regolatore di tensione con amplificatore differenziale come amplificatore d'errore.

Come mostra la Figura 15 si utilizza un amplificatore differenziale costituito da Q1 e Q2 al posto di un amplificatore di errore a singolo stadio ad emettitore comune. Un amplificatore differenziale fornisce un segnale di uscita proporzionale alla differenza dei segnali applicati ai due ingressi (evidenziati con A e B in Figura 15).

In questa configurazione il potenziale della base del transistor Q1 (punto A) è stabilito dalla tensione di riferimento tramite il diodo zener Dz2, mentre la base

del transistor $Q2$ (punto B) è connessa direttamente al partitore resistivo e, quindi, risente della variazione della tensione d'uscita V_{out} . Ricorrendo al circuito con l'amplificatore differenziale si possono trascurare le variazioni dovute alla temperatura della tensione base-emettitore della coppia differenziale perché questa variazione impatta su entrambi i termini del confronto.

Al posto della resistenza R del circuito di Figura 14 abbiamo un generatore di corrente costante, definito *preregolatore*, che è costituito dal diodo Zener D_{Z1} , dalle resistenze R_1, R_2 e dal BJT $Q5$. Il preregolatore in configurazione a base comune presenta una bassa impedenza d'ingresso, un guadagno di corrente unitario e un'elevata impedenza d'uscita.

Il **funzionamento** del circuito è il seguente: il transistor $Q5$ è polarizzato come generatore di corrente, con

$$I_{C_{Q5}} = \frac{V_{DZ1} - V_{EB_{Q5}}}{R_1} \quad (35)$$

La corrente $I_{C_{Q5}}$, a meno della corrente di base di $Q3$ (trascurabile in prima approssimazione), coincide con la corrente di collettore di $Q2$. L'emettitore di $Q2$ è mantenuto a potenziale approssimativamente costante dal generatore di tensione formato da D_{Z2} e da $Q1$. Se V_{out} tendesse, ad esempio, ad aumentare, questo farebbe aumentare il potenziale della base di $Q2$ e di conseguenza aumenterebbe la sua corrente di collettore $I_{C_{Q2}}$ la quale a sua volta, sottraendo corrente alla base di $Q3$, farebbe diminuire la corrente sul carico riportando l'equilibrio.

Esempio di dimensionamento

A titolo di esempio, poniamoci l'obiettivo di progettare uno stabilizzatore che possa fornire una tensione di 12 V in uscita con una corrente massima di 1 A (corrispondente ad un carico da 12 W).

Scelta della coppia Darlington

Scelgo per $Q4$ un BJT BD135, capace di erogare la corrente richiesta. La potenza massima dissipabile è $P_{max} = 12,5 \text{ W}$, per cui occorrerà limitare $V_{CE_{Q4}}$:

$$V_{CEQ4} = V_{in_{max}} - V_{out} \leq \frac{P_{maxQ4}}{I_{CQ4}} \cong 12 \text{ V} \quad (36)$$

Da cui: $V_{in_{max}} = 12\text{V} + 12\text{V} = 24 \text{ V}$

Dai dati del costruttore si ricava $h_{FEQ4min} = 25$ e $V_{BEQ4max} = 1 \text{ V}$, da cui segue

$$I_{BQ4max} = \frac{I_{CQ4max}}{h_{FEQ4min}} = 40 \text{ mA}$$

Per $Q3$ è meglio utilizzare ancora un dispositivo di media potenza, capace di dissipare circa $15\text{V} \cdot 0,05\text{A} \approx 1 \text{ W}$.

Si può usare un BD159, che presenta una corrente $I_{CQ3max} = 0,5 \text{ A}$.

Dai dati del costruttore si ricava $h_{FEQ3min} \geq 30$ e $V_{BEQ3max} = 0,8 \text{ V}$, da cui

segue $I_{BQ3max} = \frac{I_{CQ3max}}{h_{FEQ3min}} = 1,3 \text{ mA}$,

inoltre $V_{CQ5} = V_{CQ2} = V_{out} + V_{BEQ4} + V_{BEQ3} \leq 26 \text{ V}$.

Da osservare che $P_{maxQ3} \cong 12\text{V} \cdot 40\text{mA} \cong 0,5 \text{ W}$.

La corrente di collettore di $Q5$ deve essere significativamente maggiore di $I_{B3} = 1,3 \text{ mA}$. Si può scegliere un BC557C, transistor di segnale npn con $I_{Cmax} = 100 \text{ mA}$. Si può poi polarizzare $Q5$ con $I_{CQ5} = 40 \text{ mA}$. Dal datasheet si ricava $h_{FEmin} = 200$ da cui $I_{B5} = 200 \mu\text{A}$.

Per $Q1$ e $Q2$ si può scegliere il modello BC547C, npn con caratteristiche analoghe al precedente (a parte la polarità).

A questo punto scelgo la tensione di Zener $V_{DZ2} = 6,2 \text{ V}$, relativa allo Zener con il minimo coefficiente di temperatura,

da cui $V_{Re} = V_{DZ2} - V_{BE1} = 6,2\text{V} - 0,8\text{V} = 5,4 \text{ V}$.

In R_e deve scorrere una corrente $I_{Re} = I_{C1} + I_{C2} \cong 80 \text{ mA}$,

da cui $R_e = \frac{5,4\text{V}}{80\text{mA}} = 67,5 \Omega \cong 68 \Omega$.

R_e dovrà dissipare una potenza pari a $5,4\text{V} \cdot 80\text{mA} \cong 430\text{ mW}$.

La base di Q3 (e il collettore di Q5) a riposo starà intorno a $V_{CQ5} = V_{out} + 2 \cdot V_{BE} \approx 14\text{ V}$

Il BJT Q5 rimane in zona attiva se V_{CB5} resta superiore a circa 1 V, ovvero $V_{B5min} \geq 15\text{ V}$.

Scegliendo lo Zener con la tensione minima

$V_{DZ1} = 3,3\text{ V}$, risulta $V_{inmin} = V_{B5min} + V_{DZ1} \approx 18\text{ V}$.

Dai dati del costruttore si ricava un valore ottimale per I_{Z1} è pari a 20 mA e $I_{Zmax} \approx 100\text{ mA}$.

Quindi $R_2 \geq \frac{V_{inmax} - V_{Z1}}{I_{Zmax}} = \frac{24\text{V} - 3,3\text{V}}{100\text{mA}} \cong 210\ \Omega$ e $R_2 \leq \frac{18\text{V} - 3,3\text{V}}{10\text{mA}} = 1470\ \Omega$.

Con $R_2 = 820\ \Omega$ risulta $\frac{V_{inmin} - V_{DZ1}}{R_2} \cong 18\text{ mA} \leq I_{DZ1} \leq \frac{V_{inmax} - V_{DZ1}}{R_2} \cong 25\text{ mA}$.

R_2 dovrà dissipare $P_{R2max} = 820\ \Omega \cdot (25\text{mA})^2 \cong 520\text{ mW}$

$$R_1 = \frac{V_{Z1} - V_{BE5}}{I_{C5}} = \frac{3,3\text{V} - 0,7\text{V}}{40\text{mA}} = 65\ \Omega \approx 68\ \Omega$$

$$P_{R1} = \frac{(V_{Z1} - V_{BE5})^2}{R_1} = \frac{(3,3\text{V} - 0,7\text{V})^2}{68\ \Omega} \cong 100\text{ mW}$$

La polarizzazione di DZ_2 :

$$R_D = \frac{V_{out} - V_{Z1}}{I_{Z1}} = \frac{12\text{V} - 6,2\text{V}}{20\text{mA}} \cong 290\ \Omega \rightarrow 330\ \Omega;$$

$$P_{RD} = \frac{(12\text{V} - 6,2\text{V})^2}{330\ \Omega} \cong 100\text{ mW};$$

$$I_{DZ2} = \frac{(12\text{V} - 6,2\text{V})}{330\ \Omega} \cong 18\text{ mA}; P_{DZ2} = V_{DZ2} \cdot I_{DZ2} \cong 125\text{ mW}$$

Adesso dimensioniamo il partitore formato da R_3 e R_4 : a riposo $V_B = V_A = V_{Z2} = 6,2\text{ V}$, quindi $\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_{out} = V_{Z2}$; questo trascurando I_{B2} rispetto a $I_{R3} \cong I_{R4}$, quindi possiamo porre $I_{R3} \cong I_{R4} \geq 10 \cdot I_{B2}$.

Ponendo $I_{R3/4} = 10\text{ mA}$ si ricava $R_3 + R_4 = \frac{12\text{V}}{10\text{mA}} = 1200\ \Omega$

Ora $\frac{R_4}{1200\ \Omega} = \frac{6,2\text{V}}{12\text{V}}$, quindi $R_4 = 620\ \Omega$ e $R_3 = 1200\ \Omega - 620\ \Omega = 580\ \Omega$.

Si può scegliere $R_3 = R_4 = 100 \Omega$ e un trimmer da $1 \text{ k}\Omega$ in parallelo a R_3 per la regolazione fine. In simulazione si possono mantenere i valori calcolati.

Trattandosi di un circuito a reazione negativa e considerato che si realizza un elevato guadagno, è opportuno inserire un condensatore C posto fra la base del BJT Q_2 e il terminale positivo di uscita per evitare l'insorgere di oscillazioni e per migliorare la stabilità del regolatore.

Il risultato della simulazione evidenzia una buona capacità di regolazione al variare della tensione di ingresso e anche al variare della resistenza di carico, ovviamente all'interno dei limiti che assicurano il corretto funzionamento del circuito. Una variazione dell'ingresso da 18 V a 24 V produce un'uscita variabile di soli $\pm 7 \text{ mV}$ intorno al valore nominale, con una riduzione del ripple di circa 500 volte, cioè di circa 54 dB , in maniera praticamente indipendente al variare della resistenza di carico, almeno per i valori oggetto di simulazione: da un minimo di 12Ω (corrispondente alla corrente nominale in uscita) fino a circa 50Ω .

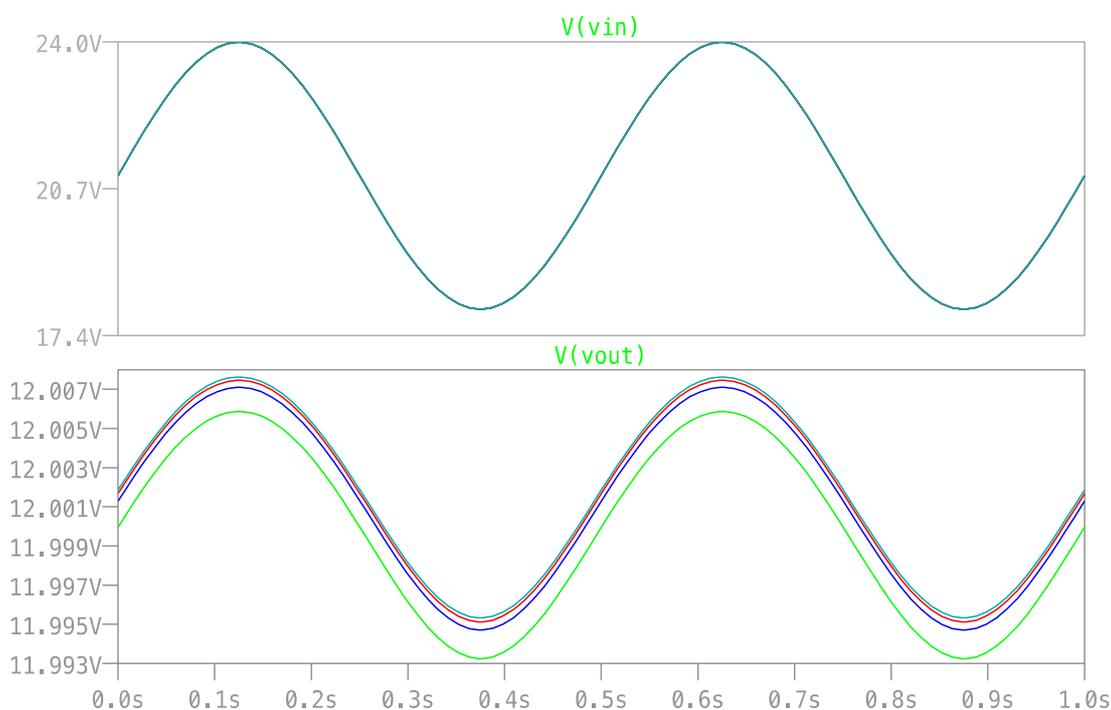


Figura 16: il risultato della simulazione sullo stabilizzatore con amplificatore d'errore differenziale di figura 15.

CAPITOLO 2

PROTEZIONE DEGLI ALIMENTATORI LINEARI

LIMITAZIONE DELLA CORRENTE DI USCITA

In uno stabilizzatore di tensione con elemento regolatore serie, il transistor di controllo è attraversato dalla corrente di carico. Se la corrente di uscita supera il valore previsto, a causa di un sovraccarico o di un cortocircuito, tale transistor di controllo può distruggersi per il troppo calore prodotto dalla eccessiva dissipazione. La protezione tramite fusibile risulterebbe poco efficace in caso di sovraccarico perché il BJT sarebbe attraversato da una corrente oltre il limite di sicurezza, ma non eccessivamente elevata da far sciogliere il fusibile.

Limitazione tramite diodi e resistenza

Un possibile circuito di limitazione della corrente d'uscita è riportato in Figura 17.

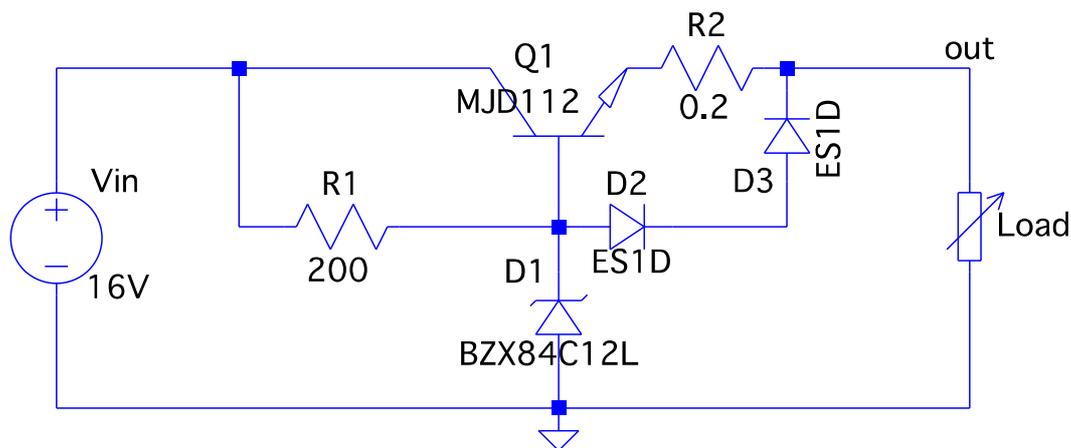


Figura 17: Limitazione della corrente tramite diodi

Nel funzionamento normale la caduta sulla resistenza R_2 è sufficientemente piccola e i diodi D_2 e D_3 non conducono. All'aumentare della corrente di uscita, quando la caduta su R_2 è abbastanza alta, i diodi D_2 e D_3 entrano in conduzione rubando corrente sia alla base del transistor Q_1 che allo Zener D_1 ; inoltre, la corrente d'uscita che fluisce attraverso questo nuovo percorso non potrà aumentare troppo perché limitata dal resistore R_1 . La caduta sui diodi in conduzione e la V_{BEon} di Q_1 sono approssimativamente costanti: dunque, per l'equazione di maglia, anche la caduta su R_2 resta approssimativamente costante

e, per conseguenza, anche la corrente che la attraversa e che coincide con quella del transistor. In questo frangente la tensione in uscita tende a scendere per effetto della maggiore caduta sulla resistenza R_1 che non riesce più a tenere acceso lo Zener e limita la corrente erogabile.

Con tutti i dispositivi in conduzione, in prima approssimazione, si può porre:

$$V_{BE1} \simeq V_{D2} \simeq V_{D3} = V_Z;$$

in tali condizioni risulta: $V_{R2} = V_{D2} + V_{D3} - V_{BE1} \simeq V_Z$, per cui $I_{BJT}^{max} \simeq V_Z/R_2$.

Da notare che la resistenza R_2 si somma alla resistenza d'uscita dello stabilizzatore, ragione per cui è bene che non assuma valori troppo elevati.

In Figura 18 è riportato l'andamento della corrente sul carico al variare della tensione in uscita per il circuito di Figura 17³.

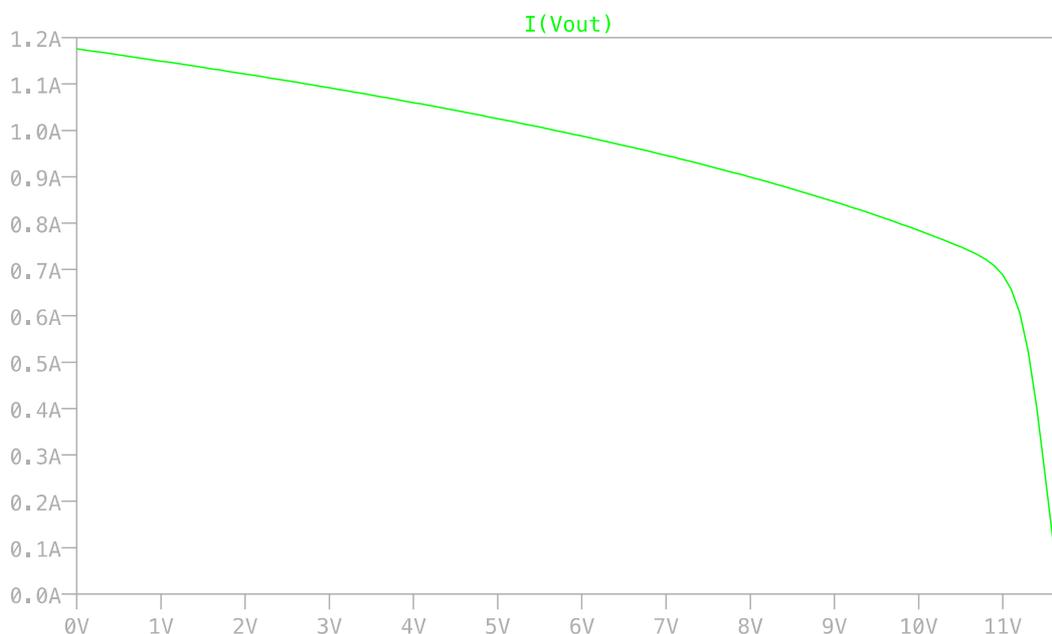


Figura 18: curva di regolazione per il circuito di Figura 17. La zona utile è quella molto verticale alla estrema destra.

Per ottenere il grafico di Figura 18, si è scelto uno Zener da 12 V, mentre la tensione di alimentazione V_{in} è pari a 16 V. Per portare allo Zener e alla base del BJT una corrente complessiva di 20 mA, la resistenza R_1 sarà pari a 200 Ω . Supponendo di voler erogare al carico una corrente massima inferiore a circa

³ In realtà sarebbe preferibile avere la corrente in ascissa e la tensione in ordinate. Per i grafici di Figura 23 e di Figura 24, analoghi a quello di Figura 18, i valori di corrente superiori al valore della corrente di corto-circuito corrispondono a due valori di tensione, per cui la scelta $I=I(V)$ è l'unica possibile. Per coerenza di rappresentazione, si utilizza tale convenzione anche per la Figura 18 e per la successiva Figura 19.

1 A, occorrerà scegliere un BJT con un guadagno di corrente non inferiore a 100 (in corrispondenza ad $I_C = 1$ A) per evitare che lo Zener si spenga⁴. In queste condizioni, supponendo $V_{BE} \approx 1$ V e $V_{D2} = V_{D3} \approx 0,6$ V, si può porre $R_2 = \frac{V_{BE1} - V_{D1} - V_{D2}}{1_A} = 0,2 \Omega$.

Dalla simulazione si nota che nel tratto verticale della curva il funzionamento è effettivamente quello di uno stabilizzatore di tensione, cioè la tensione tende a restare costante in corrispondenza di ampie variazioni della corrente di carico. Al di sopra di circa 0.7 A, in corrispondenza del ginocchio della curva, il comportamento è dominato dal limitatore di corrente e la corrente erogata cresce relativamente poco, fino a quasi 1,2 A nella condizione di carico in corto-circuito (tensione di uscita tendente a zero).

La condizione più gravosa per il transistor di potenza, che è il componente più sollecitato, è proprio la condizione di corto-circuito, in cui sia la tensione V_{CE} che la corrente I_C sono massime. La tensione V_{CE} , in particolare, quando l'uscita è in corto è pari all'intera tensione di alimentazione. Il BJT dovrà essere in grado di sopportare una corrente massima superiore a 1,5 A, una V_{CE} massima superiore a 20 V ed una potenza dissipabile superiore a 20 W.

Limitazione tramite BJT

Al posto dei diodi D_2 e D_3 del circuito di Figura 17, si può usare un BJT come in Figura 19.

⁴ Il diodo scelto, modello BZX84C12L di On Semiconductor, in corrispondenza ad $I_Z = 20$ mA presenta (secondo il datasheet del produttore) una resistenza differenziale pari a 10 Ω . Con $I_Z = 1$ mA lo Zener presenta ancora ai suoi capi una tensione praticamente pari a quella nominale, ma con una resistenza differenziale tipica di 250 Ω . Il costruttore fornisce inoltre un valore di "Max Reverse Leakage Current" di 0,1 μ A ad 8 V. Per quanto riguarda la massima corrente ammissibile nello Zener, il costruttore riporta un limite per la potenza dissipabile, pari a 250 mW, o 300 mW quando montato su idoneo dissipatore, che corrisponde ad una corrente massima di 20 mA (25 mA con dissipatore).

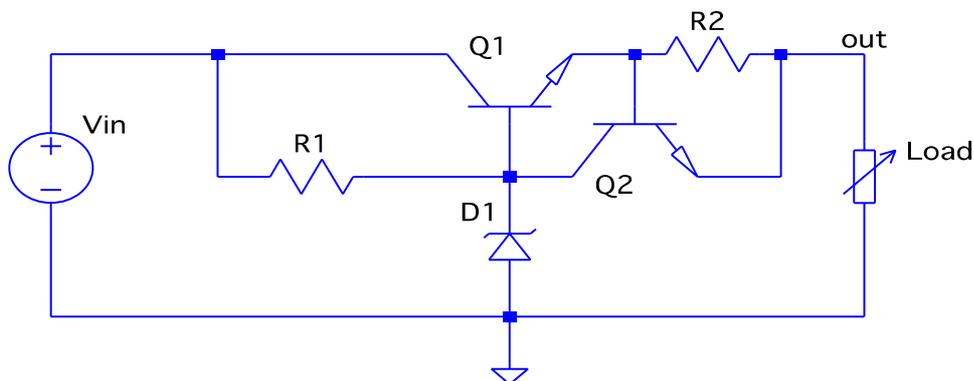


Figura 19: circuito di limitazione della corrente d'uscita con resistenza e BJT

In condizioni di funzionamento normali, la caduta di tensione sulla resistenza R_2 è piccola e il BJT Q_2 è interdetto. Al crescere della corrente sul carico, la caduta su R_2 aumenta. Quando la caduta su R_2 è sufficiente per portare in conduzione il BJT Q_2 , la V_{BE} del transistor Q_2 (pari alla caduta su R_2) non aumenta più significativamente e di conseguenza la corrente su R_2 (pari a quella su Q_1) resta limitata mentre la corrente sul carico viene limitata da R_1 . La corrente sul BJT Q_1 può al più raggiungere il valore $I_{BJT}^{max} \simeq V_{BE2}^{sat}/R_2$.

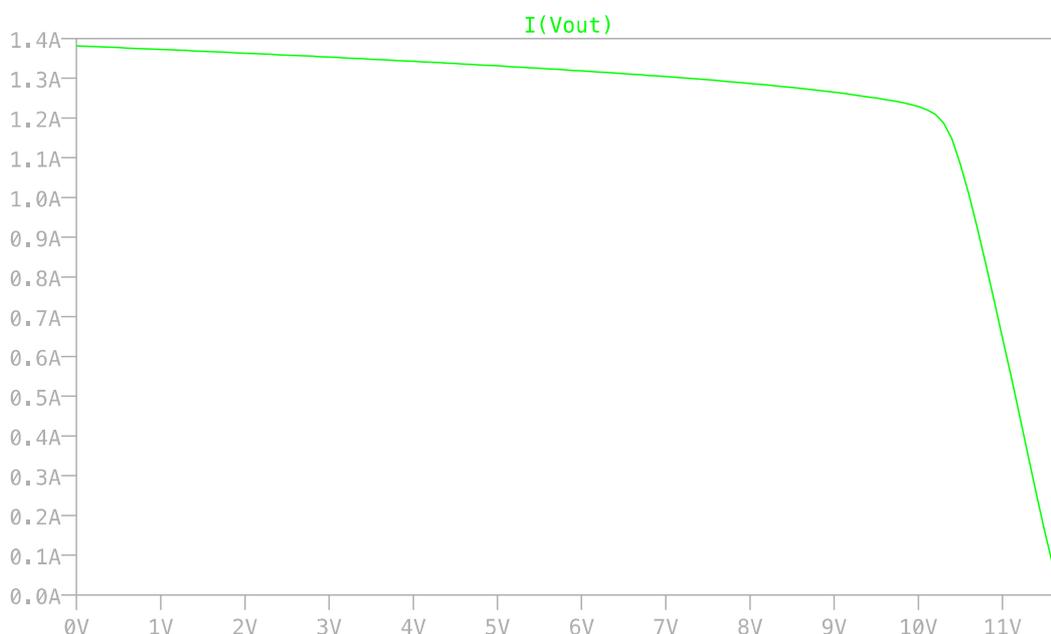


Figura 20: curva di regolazione per il circuito di Figura 19. La zona utile è quella verticale alla estrema destra.

L'andamento della corrente al variare della tensione d'uscita del circuito di Figura 19 è riportato in Figura 20, in cui si è scelto un valore di $R_2 = 0,66 \Omega$.

Quando il BJT Q_2 entra in conduzione, la corrente sul carico è sostenuta sia da Q_1 che da Q_2 ed è limitata ad un valore che dipende dalla resistenza R_1 .

Per evitare che il limite di corrente dipenda eccessivamente dalla temperatura, i diodi D_2 e D_3 della Figura 17 ed il BJT Q_2 della Figura 18 vanno montati sullo stesso dissipatore del BJT di regolazione Q_1 .

Nei circuiti di Figura 17 e di Figura 18, in condizioni di cortocircuito il transistor di regolazione deve praticamente sopportare l'intera tensione di ingresso V_{in} , pertanto deve poter dissipare, nella condizione più gravosa, la potenza

$$P_D^{max} \simeq V_{in} \cdot I_{out_{CC}} \quad (37)$$

Un'altra considerazione riguarda il valore della resistenza R_2 : in condizioni di corto-circuito, la tensione $V_{DZ} - V_{BE1}$ cade tutta su R_2 . Per avere una corrente di corto-circuito non troppo elevata, R_2 deve essere relativamente grande. Però R_2 si somma direttamente alla resistenza di uscita equivalente del circuito, per cui un valore elevato di R_2 peggiora la regolazione nella zona di funzionamento normale.

La simulazione di Figura 20 presenta una buona limitazione di corrente a fronte di una regolazione meno buona. Nel primo tratto della curva, prima del ginocchio, la tensione varia in maniera significativa, indicativa di una resistenza di uscita non sufficientemente bassa, mentre il secondo tratto, dopo il ginocchio, è quasi orizzontale, testimoniando l'efficacia del circuito di limitazione.

Nella Figura 18, al contrario, la regolazione nel funzionamento normale era migliore ma la limitazione di corrente era meno efficace: questo si spiega con la scelta di un valore di R_2 più piccolo.

La simulazione della Figura 21 riporta la curva di regolazione del circuito di Figura 19 per tre diversi valori della resistenza R_2 : 0,2 Ω (curva in alto), 0,43 Ω (curva intermedia) e 0,66 Ω (curva bassa, corrispondente al valore scelto per la simulazione della Figura 20)

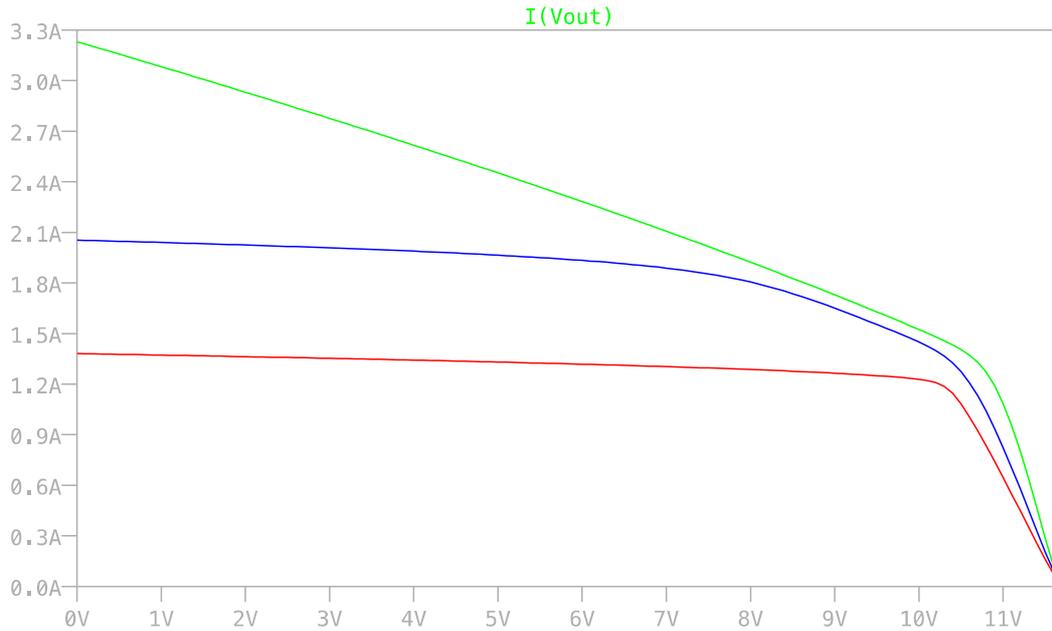


Figura 21: simulazione sul circuito di Figura 3 per tre valori della resistenza R_2 .

Limitazione di corrente con foldback

Con i circuiti precedenti la dissipazione di potenza per il BJT di controllo è massima in condizioni di cortocircuito quando la V_{CE} su Q_1 è massima; inoltre la limitazione di corrente inizia per un valore di corrente sul carico inferiore rispetto a quello che il circuito potrebbe sopportare in condizioni di lavoro normali.

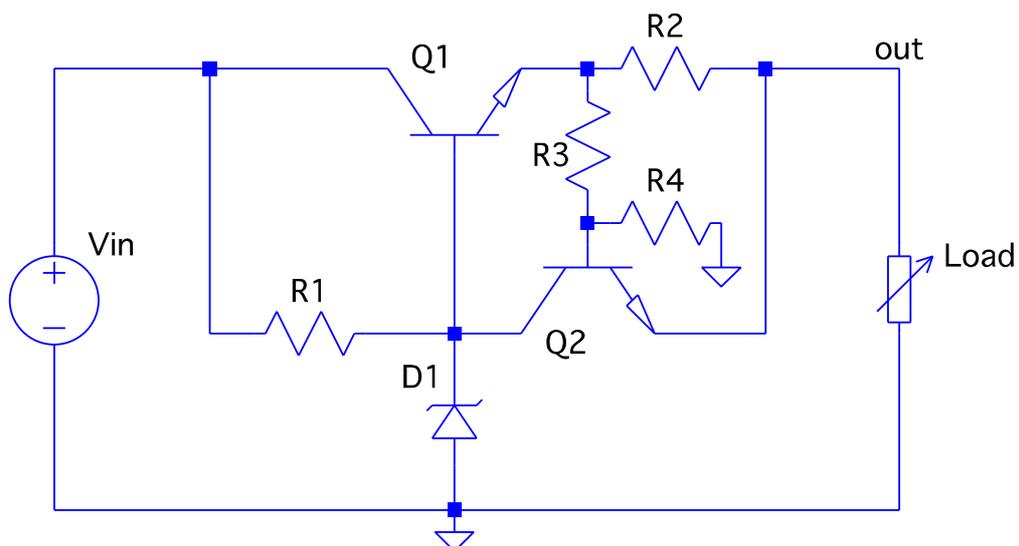


Figura 22: limitazione di corrente con foldback

Nel circuito di Figura 22, la protezione costituita dal BJT Q_2 e dalle resistenze R_2 , R_3 ed R_4 limita la corrente a partire da un valore di dissipazione massimo in condizioni normali di pieno carico, per poi diminuire la corrente d'uscita al diminuire della tensione verso le condizioni di corto circuito.

La corrispondente curva di regolazione, riportata in Figura 23, una volta superato il limite *si piega all'indietro*, cosicché la corrente di uscita cala per tensioni di uscita tendenti al corto circuito. In blu è riportata la potenza dissipata dal BJT Q_1 . La condizione più gravosa non è più il corto circuito, come nei casi precedenti, ma la massima potenza dissipata, pari a circa 7,5 W, è in corrispondenza ad un valore pari a circa 3,5 V per la tensione in uscita.

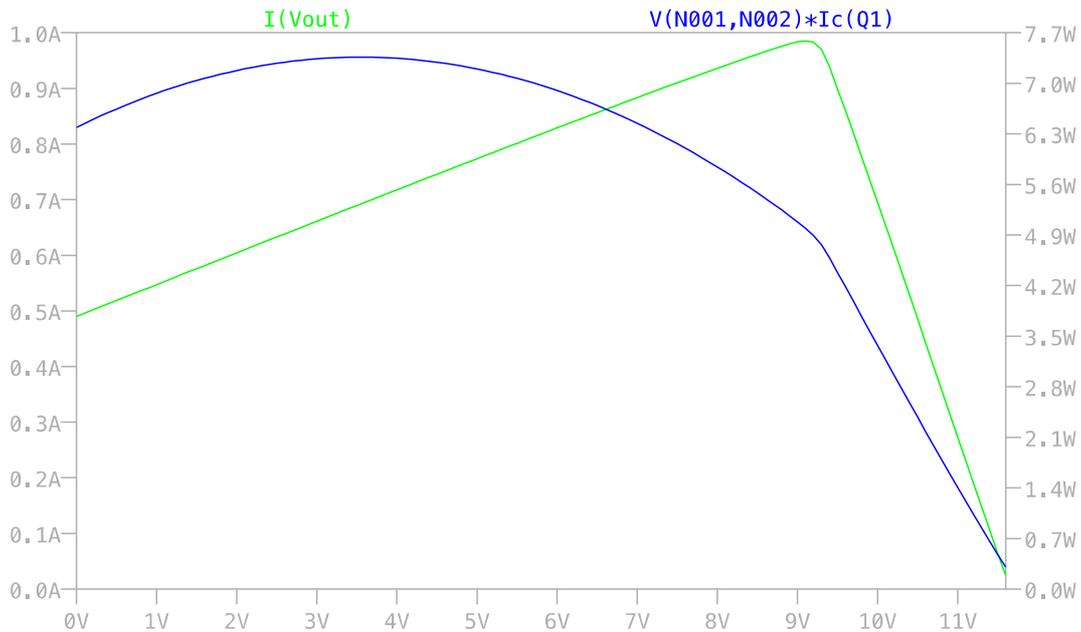


Figura 23: caratteristica corrente-tensione dello stabilizzatore con limitazione foldback di Figura 22

Nel circuito di Figura 22, se fosse $R_3 = 0$ e $R_4 = \infty$ ci si riporterebbe al circuito di Figura 19. Grazie al partitore formato da R_3 ed R_4 , il BJT Q_2 entra in conduzione per un valore di corrente su R_2 più elevato perché la caduta su R_3 contrasta la tensione ai capi di R_2 nella azione di accendere il BJT Q_2 di limitazione.

$$V_{BE2} = -R_3 \cdot I_3 + R_2 \cdot I_2 \quad (38)$$

V_{BE2} dipende da I_2 , che è praticamente la corrente sul carico (almeno finché Q_2 è spento) e da I_3 , che è la corrente nel partitore. Il potenziale sulla base di Q_2 dipende dalla tensione d'uscita tramite il partitore R_3/R_4 (ammesso che R_2 sia trascurabile rispetto ad entrambe) e dalla corrente d'uscita tramite R_2 (nel funzionamento normale la caduta su R_2 è trascurabile rispetto a V_{out}), mentre il potenziale di emettitore dipende solamente da V_{out} .

Una volta iniziata la limitazione di corrente, ad una diminuzione della tensione di uscita corrisponde un'ulteriore diminuzione del limite di corrente. Infatti, con la tensione di uscita diminuisce la caduta su R_3 e questo determina una diminuzione della caduta di tensione ai capi di R_2 ($V_{R2} = V_{BE2} + V_{R3}$) e, per conseguenza, una minore corrente sul transistor Q_1 . Se l'uscita è in corto, la caduta su R_3 è trascurabile e la corrente in uscita risulta praticamente determinata dalla sola resistenza R_2 .

Analiticamente, l'equazione della maglia di ingresso del BJT Q_2 fornisce:

$$V_{BE2} = (V_{out} + R_2 \cdot I_{R2}) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - V_{out} \quad (39)$$

Da cui:

$$V_{BE2} = V_{out} \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} - 1 \right) + R_2 \cdot I_{R2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$V_{BE2} = -V_{out} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + R_2 \cdot I_{R2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

ovvero:

$$V_{BE2} = \frac{R_2 \cdot I_{R2} \cdot R_4 - V_{out} \cdot R_3}{R_3 + R_4}$$

Quando la corrente di uscita è inferiore al limite, il BJT Q_2 è interdetto e $I_{R2} \simeq I_{out}$, mentre V_{out} è pari al valore nominale.

Da ciò si ricava l'espressione che determina l'innescò del circuito di limitazione in presenza della tensione di uscita:

$$V_{BE2on} = \frac{R_2 \cdot I_{out}^{max} \cdot R_4 - V_{out} \cdot R_3}{R_3 + R_4} \quad (40)$$

E quindi:

$$V_{BE2on} + V_{out} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} = R_2 \cdot I_{R2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\left(V_{BE2on} + V_{out} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} = R_2 \cdot I_{R2}$$

da cui:

$$I_{R2} = \frac{V_{BE2on}}{R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} + \frac{V_{out}}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_4} \quad (41)$$

Dalla (41) si nota come in conduzione (cioè con V_{BE2on} approssimativamente costante) la corrente I_{R2} dipende da V_{out} e diminuisce al diminuire di questa. In corto circuito risulta:

$$I_{R2CC} = \frac{V_{BE2}^{sat}}{R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad (42)$$

Per diminuire significativamente la corrente in corto circuito rispetto alle condizioni nominali di pieno carico servirebbe quindi una resistenza R_2 relativamente elevata, che però si somma alla resistenza d'uscita dello stabilizzatore, mentre quest'ultima dovrebbe essere bassa per assicurare una buona regolazione nei confronti delle variazioni della resistenza di carico all'interno dei limiti di funzionamento nominale.

Per quanto riguarda il dimensionamento, dalla formula (40) si ricava:

$$(R_3 + R_4) \cdot V_{BE2on} = R_2 \cdot I_{out}^{max} \cdot R_4 - V_{out} \cdot R_3$$

$$\left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right) \cdot V_{BE2on} = R_2 \cdot I_{out}^{max} - V_{out} \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_2 \cdot I_{out}^{max} - V_{BE2on}}{V_{out} + V_{BE2on}}$$

La somma delle resistenze R_3 ed R_4 deve essere, inoltre, abbastanza alta da assorbire una corrente trascurabile rispetto alla corrente sul carico e contemporaneamente $I_{R3} \simeq I_{R4}$ deve essere sufficientemente grande da poter praticamente trascurare la corrente assorbita dalla base di Q_2 .

Ad esempio, con $V_{out} = 12 \text{ V}$ e $I_{out} \leq 1 \text{ A}$ si può porre

$$R_2 = 2 \Omega;$$

$$I_{R3} \simeq 50 \text{ mA} \Rightarrow R_3 + R_4 = \frac{12 \text{ V}}{50 \text{ mA}} \simeq 250 \Omega;$$

e inoltre

$$\frac{R_3}{R_4} \simeq \frac{2-0,5}{12,5} \simeq 0,12;$$

$$\frac{R_3+R_4}{R_4} = \frac{R_3}{R_4} + 1; R_4 = \frac{R_3+R_4}{\frac{R_3}{R_4}+1};$$

da cui:

$$R_3 \simeq 30 \Omega; R_4 \simeq 220 \Omega.$$

Quelli calcolati sopra sono da considerare valori di partenza, da aggiustare in sede di simulazione. I valori appena calcolati, assegnati al circuito di Figura 22, hanno prodotto la simulazione riportata sopra in Figura 23. In questa simulazione, la corrente di corto-circuito è pari alla metà della corrente massima. Per piccole correnti assorbite, la tensione di uscita è vicina al valore di progetto. All'aumentare della corrente assorbita, però, la tensione di uscita diminuisce in maniera significativa. Come già scritto sopra, si può ridurre la dipendenza della tensione di uscita dal carico diminuendo il valore di R_2 . In questo modo, però, la corrente di corto-circuito sarà inevitabilmente più elevata. Ponendo, ad esempio:

$$R_2 = 1 \Omega;$$

$$I_{R3} \simeq 50 \text{ mA} \Rightarrow R_3 + R_4 = \frac{12 \text{ V}}{50 \text{ mA}} \simeq 250 \Omega;$$

si ottiene

$$\frac{R_3}{R_4} \simeq \frac{1-0,5}{12,5} \simeq 0,032;$$

$$\frac{R_3+R_4}{R_4} = \frac{R_3}{R_4} + 1; R_4 = \frac{R_3+R_4}{\frac{R_3}{R_4}+1},$$

da cui:

$$R_3 \simeq 10 \Omega; R_4 \simeq 240 \Omega.$$

Questi ultimi valori producono la curva riportata in figura 24, in cui si nota una migliore regolazione al variare del carico (infatti la tensione, con una corrente vicina al limite di 1 A, immediatamente prima dell'entrata in funzione del limitatore, è ancora superiore ai 10 V, rispetto ai poco più di 9 V della precedente Figura 23. La corrente di corto-circuito, per altro, è decisamente più elevata rispetto alla simulazione precedente. In questo caso, la condizione più gravosa dal punto di vista della potenza dissipata sul BJT serie è quella che corrisponde al cortocircuito in uscita.

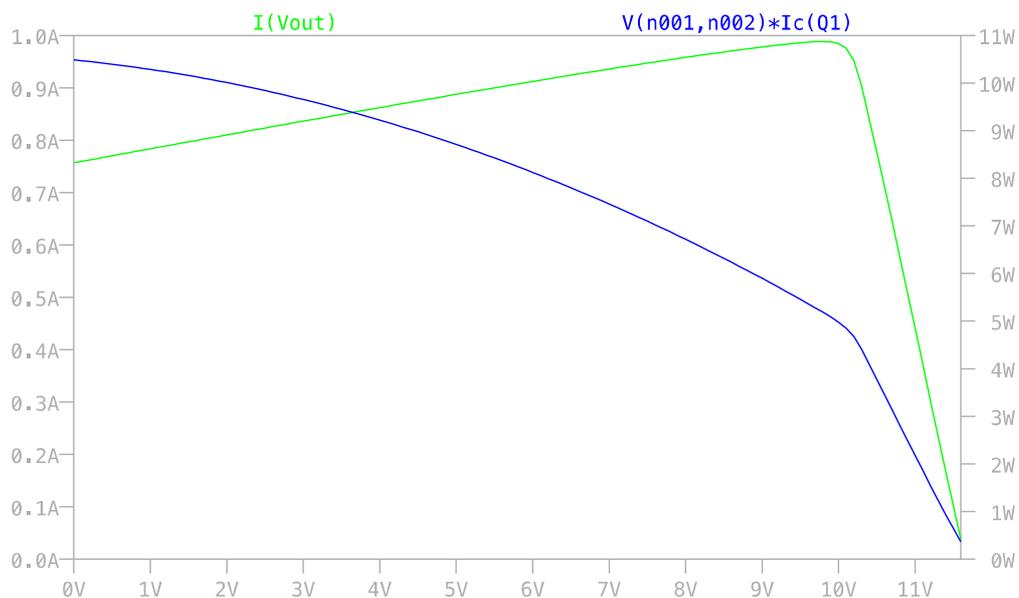


Figura 24: caratteristica corrente-tensione dello stabilizzatore con limitazione foldback di Figura 22 con R_2 ridotta.

CAPITOLO 3

GLI STABILIZZATORI INTEGRATI MODERNI

L'architettura dei regolatori lineari è rimasta sostanzialmente invariata fin dal 1976, anno in cui fu introdotto il regolatore di tensione a tre terminali LM317 che permette di avere un grande range di tensioni di uscita utilizzando un partitore di tensione resistivo come mostrato in Figura 25.

Tra i problemi della tecnologia classica utilizzata per i regolatori a tre terminali, possiamo citare i seguenti:

- La retroazione è realizzata tramite partitore resistivo, quindi il segnale di retroazione è una frazione del segnale di uscita. In questo modo, poiché la tensione di riferimento è fissa, all'aumentare della tensione desiderata di uscita diminuisce il rapporto di partizione. Quindi a tensioni di uscita maggiori corrispondono frazioni più piccole di segnale di retroazione, e quindi si ha una regolazione peggiore.
- La larghezza di banda del regolatore varia in base alla tensione: per ottenere tensioni di uscita maggiori occorre diminuire il rapporto di partizione e quindi il guadagno ad anello aperto; ad una riduzione del guadagno d'anello corrisponde una riduzione della larghezza di banda. Di conseguenza, la risposta ai transitori rallenta e il ripple peggiora tanto di più quanto più elevata è la tensione regolata di uscita desiderata.
- Il valore della massima corrente in uscita, fissato dal circuito di limitazione, non si può regolare. È inserito nel circuito integrato e occorre usare dispositivi diversi per correnti di uscita diverse. Per adattare il limite di corrente all'applicazione, o per avere un limite di corrente preciso, occorre utilizzare un circuito esterno.

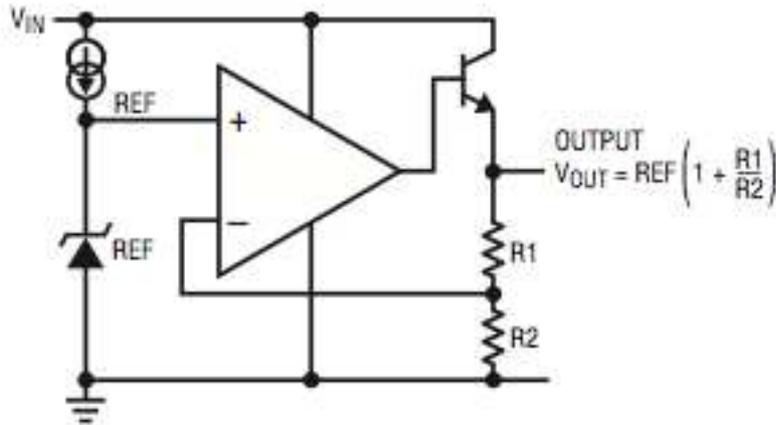


Figura 25: un regolatore a tre terminali tipo LM 317

Linear Technology ha introdotto da qualche anno sul mercato una famiglia di regolatori di tensione dotati di prestazioni particolarmente elevate in termini di basso rumore e regolazione della corrente di uscita.

IL REGOLATORE INTEGRATO LT3080

Nel 2007 fu introdotto l'LT3080, un regolatore lineare low dropout (LDO) da 1,1 A regolabile con un singolo resistore. L'architettura di Figura 26 utilizza un generatore di corrente per il riferimento stabile da 10 μA e un inseguitore di tensione per l'amplificatore di uscita.

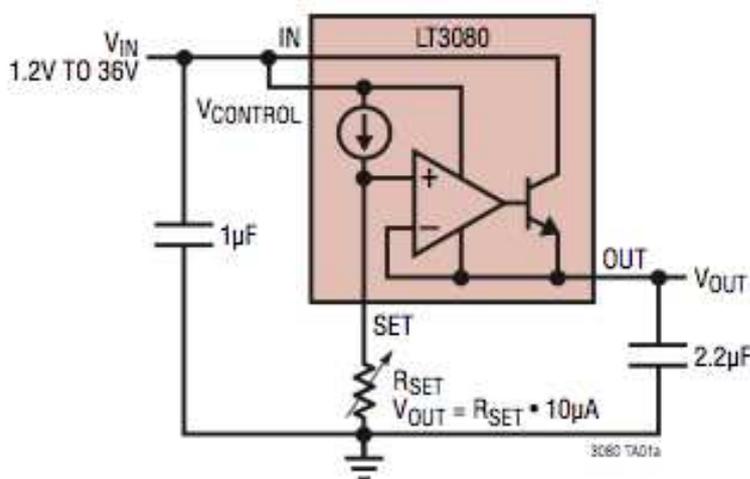


Figura 26: regolatore di tensione lineare LT3080

Il dispositivo permette un ampio range di tensioni in ingresso, da 1,2 V a 36 V, e ha la possibilità di garantire una bassa tensione di dropout, di soli 350 mV a

pieno carico. La tensione di uscita può essere regolata in un range compreso tra 0 V e 36 V.

Da notare che la tensione di uscita può arrivare fino a 0 V senza necessità di circuiti esterni. Per garantire l'assenza di oscillazioni è necessario inserire in parallelo all'uscita un condensatore da almeno 2,2 μF .

Questi nuovi regolatori con il riferimento in corrente anziché in tensione offrono nuove funzioni e vantaggi non presenti negli altri tipi di regolatori.

È possibile utilizzare due alimentatori diversi, con tensioni di alimentazione differenti e/o con differenti capacità di erogazione in termini di corrente, per i morsetti IN e Control (Figura 27).

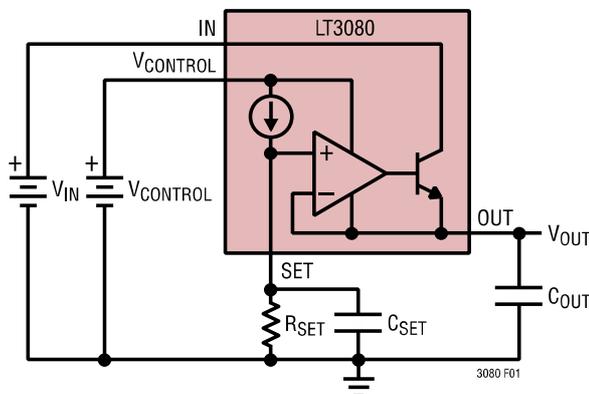


Figura 27: LT3080 con alimentazioni separate

Tra i vantaggi offerti da questa nuova architettura di regolatori c'è anche la facilità di collegarli in parallelo per aumentare la corrente di uscita. È possibile, infatti, condividere la corrente e dissipare il calore tra più regolatori collegando tra loro i pin SET e gli ingressi. Le uscite sono poi connesse tra loro tramite una piccola resistenza, tipicamente la resistenza della traccia sul circuito stampato è sufficiente.

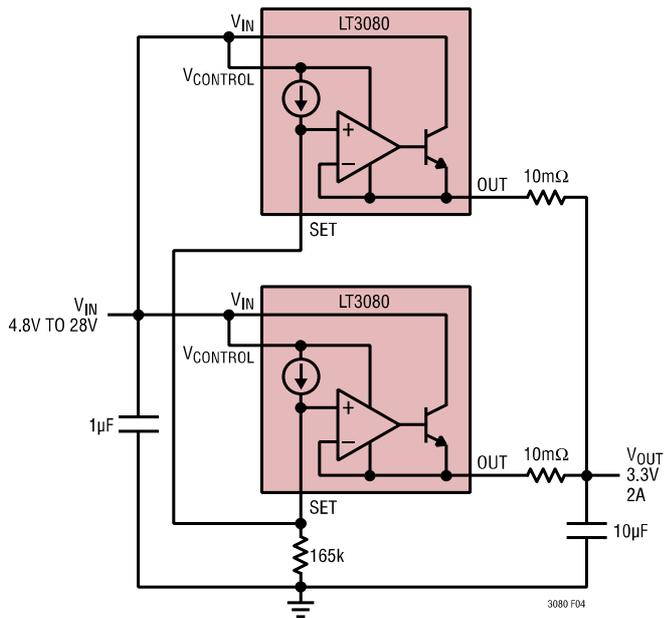


Figura 28: regolatori in parallelo

IL REGOLATORE LT3081

L'LT3081 in Figura 28 è un robusto regolatore lineare LDO con una Safe Operating Area (SOA) estesa rispetto ai regolatori esistenti. Può fornire una corrente di uscita di 1,5 A ed è progettato per applicazioni industriali. Permette un ampio range di tensioni di ingresso, da 1,2 V a 40 V, ed è regolabile fino a una tensione di uscita pari a zero. Il dispositivo è dotato di protezione contro la corrente inversa e dall'inversione della tensione in ingresso, di limitazione di corrente e di shutdown termico.

Sono disponibili anche uscite di monitoraggio della temperatura e della corrente e un controllo esterno del limite di corrente.

È possibile impostare il limite della corrente in uscita collegando una singola resistenza esterna al dispositivo. Il monitoraggio della temperatura e della corrente di uscita è realizzato tramite due generatori di corrente configurati per operare in un range di tensioni da +0,4 V fino a -40 V rispetto a V_{OUT} e che continuano ad operare anche quando l'uscita è in cortocircuito.

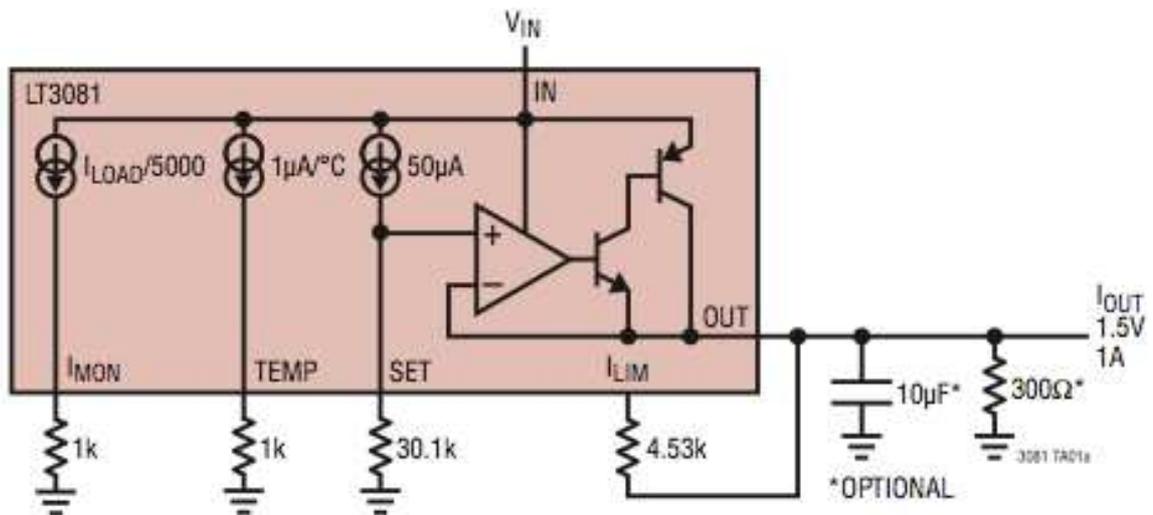


Figura 29: regolatore lineare LT3081

Il generatore dedicato al monitoraggio della temperatura di giunzione, la cui uscita è disponibile al terminale indicato con TEMP, eroga $1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ mentre il generatore dedicato al monitoraggio della corrente in uscita, il cui terminale è indicato con I_{MON} , eroga una corrente proporzionale alla corrente d'uscita stessa. La temperatura e la corrente vengono rilevate tramite un resistore collegato tra l'uscita del generatore di corrente di monitoraggio e il riferimento di tensione del sistema. Un resistore da $1 \text{ k}\Omega$ offre una caduta di tensione sufficiente e garantisce il funzionamento quando l'uscita è in cortocircuito. Il generatore di corrente di precisione consente di programmare la tensione di uscita a qualsiasi livello compreso tra 0 V e $34,5 \text{ V}$ con un dropout tipico di $1,2 \text{ V}$, tramite una sola resistenza, collegata tra il pin Set e la massa.

Al contrario di quanto scritto in precedenza a proposito del regolatore LM317, l'architettura del LT3081 rende la regolazione praticamente indipendente dalla tensione di uscita.

L'amplificatore interno forza la tensione d'uscita in modo di renderla uguale alla tensione del pin Set. Il regolatore è stabile con o senza condensatori in ingresso e uscita. Per mantenere la regolazione è sufficiente un carico minimo. Con i valori riportati nella Figura 29, la corrente minima in uscita è pari a 5 mA .

Il resistore esterno, collegato al terminale SET, che determina la tensione di uscita può influire sulla sensibilità del sistema alle variazioni di temperatura. I resistori a montaggio superficiale di tipo commerciale hanno un ampio range di coefficienti di temperatura che, a seconda del produttore, possono andare da

100 ppm a oltre 500 ppm. Anche se il resistore non si riscaldasse a causa della potenza elettrica dissipata dal regolatore, se la temperatura ambiente varia in un range non trascurabile (ad esempio per applicazioni outdoor o comunque non termoregolate) il suo coefficiente di temperatura può modificare l'uscita anche di diversi punti percentuali. Per le applicazioni di precisione sono dunque disponibili resistori a film sottile con coefficienti di temperatura inferiori.

Il vantaggio di usare un generatore di corrente interno come riferimento, rispetto ai regolatori precedenti consente di ottenere un guadagno e una risposta in frequenza indipendenti dall'impedenza sull'ingresso positivo.

In tutti i regolatori regolabili precedentemente visti, come ad esempio nell'LM317, il guadagno d'anello e la larghezza di banda variano con il variare della tensione di uscita. Per l'LT3081, il guadagno d'anello non varia con la tensione di uscita, dato che l'amplificatore differenziale è connesso ad inseguitore (quindi sempre con retroazione unitaria per qualunque valore di V_{OUT}). Il generatore di corrente consente a tutto il guadagno nell'amplificatore separatore di garantire la regolazione, senza essere usato per amplificare il riferimento su una tensione di uscita maggiore.

In questa architettura è possibile collegare in parallelo più circuiti integrati per una maggiore corrente di uscita o per una migliore dissipazione del calore.

L'utilizzo di generatori di corrente per il monitoraggio del dispositivo consente anche un'altra interessante tipologia di applicazioni. La corrente di monitoraggio I_{MON} , ad esempio, può essere sommata alla corrente su R_{SET} , facendo in modo che la tensione d'uscita dell'LT3081 aumenti insieme alla corrente per compensare le cadute sulla linea quando la tensione regolata deve essere portata lontano dal chip.

LT3081 e LT3080 sono configurabili come generatore di corrente, in maniera in qualche modo analoga ai classici regolatori a tre terminali, utilizzando solamente due resistenze, come illustrato in Figura 30.

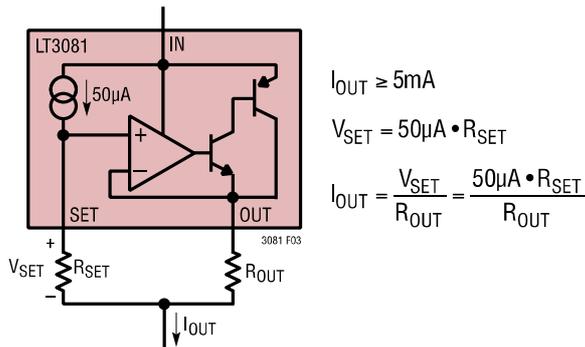


Figura 30: regolatore lineare LT3081 usato come regolatore di corrente

La performance

La corrente erogata dal pin SET

La corrente erogata dal pin *SET*, nominalmente pari a $50\ \mu\text{A}$, dovrebbe essere particolarmente stabile.

Dal datasheet si ricava una variazione con la temperatura contenuta tra circa $49,95\ \mu\text{A}$ e circa $50,2\ \mu\text{A}$ per un range di temperature che va da $-50\ ^\circ\text{C}$ a $+150\ ^\circ\text{C}$, in corrispondenza di una corrente I_L erogata al carico pari a $5\ \text{mA}$. La variabilità complessiva è quindi contenuta entro un intervallo pari allo 0,5% del valore nominale, rispetto ad una variabilità della temperatura pari a quella ammessa per i dispositivi di grado militare.

Dal punto di vista della distribuzione statistica delle caratteristiche, sul datasheet è riportato un istogramma relativo alla distribuzione del valore della corrente I_{SET} rilevata su un campione di 3195 componenti. Dall'istogramma si può rilevare una variabilità di tale parametro comunque compresa tra $49,5\ \mu\text{A}$ e $50,5\ \mu\text{A}$, ovvero in un intervallo di ampiezza complessiva pari a circa il 2% del valore nominale.

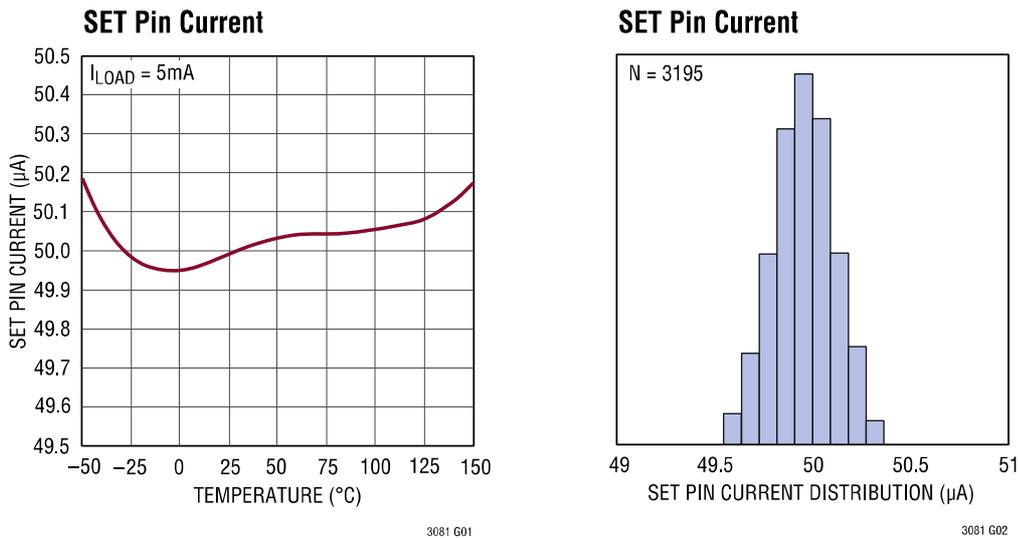


Figura 31: andamento in temperatura (a sinistra) e distribuzione statistica della corrente uscente dal pin SET.

Lo scostamento tra tensione di uscita e tensione di regolazione

La tensione ai capi della resistenza R_{set} determina la tensione in uscita e questi due valori dovrebbero essere uguali. Sono possibili, evidentemente, degli scostamenti della tensione di uscita rispetto al valore impostato sul pin SET, dovuti a varie cause che generano una tensione di offset sui morsetti di ingresso dell'operazionale. Il costruttore riporta sul datasheet alcuni grafici che evidenziano tale scostamento in funzione della temperatura, della distribuzione statistica delle caratteristiche del dispositivo, della caduta di tensione tra ingresso e uscita e della corrente di carico.

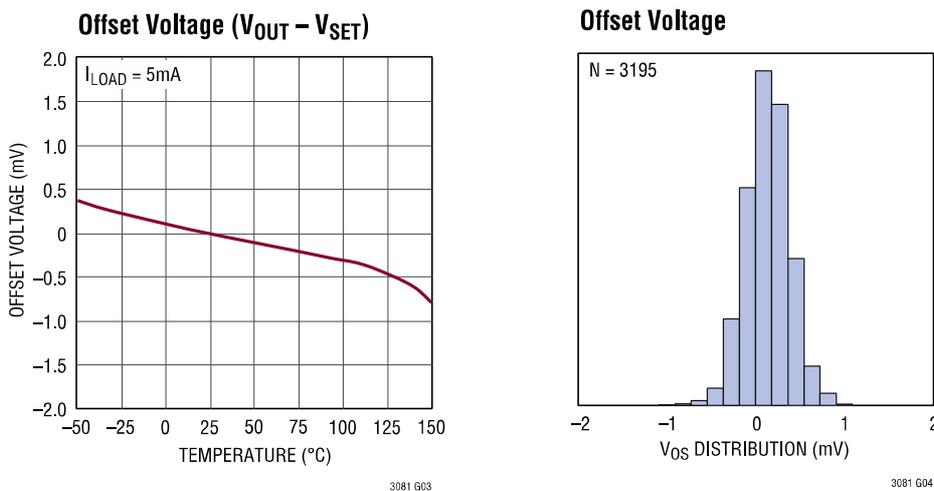


Figura 32: andamento in temperatura (a sinistra) e distribuzione statistica dello scostamento tra V_{OUT} e V_{SET} .

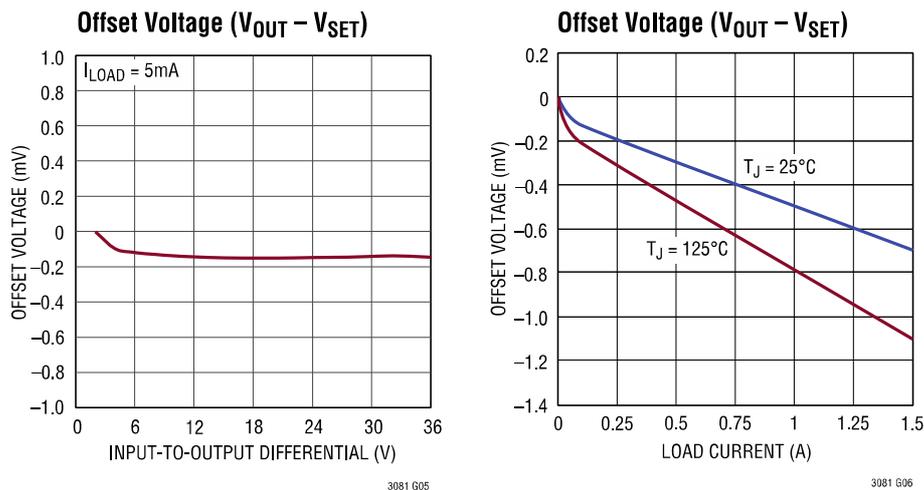


Figura 33: lo scostamento tra V_{OUT} e V_{SET} al variare della tensione di dropout (a sinistra) e della corrente sul carico (a destra).

Dai grafici si nota che lo scostamento tra V_{OUT} e V_{SET} , statisticamente compreso entro $\pm 1\text{ mV}$, diminuisce (tendendo a divenire negativo) al crescere della temperatura e al crescere della corrente erogata al carico. Resta invece piuttosto stabile rispetto alla differenza di potenziale tra ingresso e uscita, dopo una diminuzione iniziale inferiore a $0,2\text{ mV}$, quando il dropout supera il valore di circa 3 V .

Minima corrente erogata al carico

La minima corrente di carico per assicurare una corretta regolazione dipende dalla temperatura e debolmente anche dalla differenza di potenziale tra ingresso e uscita, crescendo al crescere di entrambe. Sulla base di questa caratteristica è possibile dimensionare il valore della resistenza shunt in uscita.

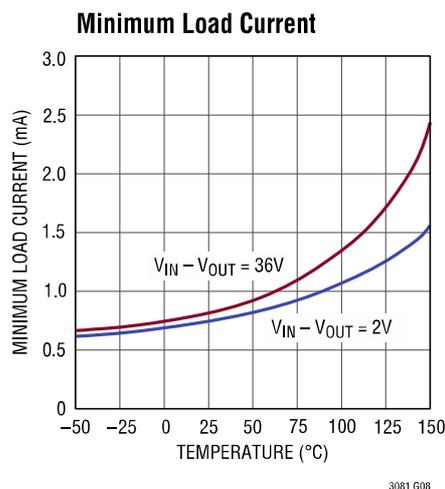


Figura 34: la minima corrente in uscita che assicura una corretta regolazione, al variare della temperatura e della tensione di dropout.

Differenza di potenziale tra ingresso e uscita (dropout)

La tensione di dropout aumenta debolmente al crescere della corrente erogata al carico e diminuisce al crescere della temperatura, comportandosi, in pratica, proprio come la tensione di saturazione di un BJT.

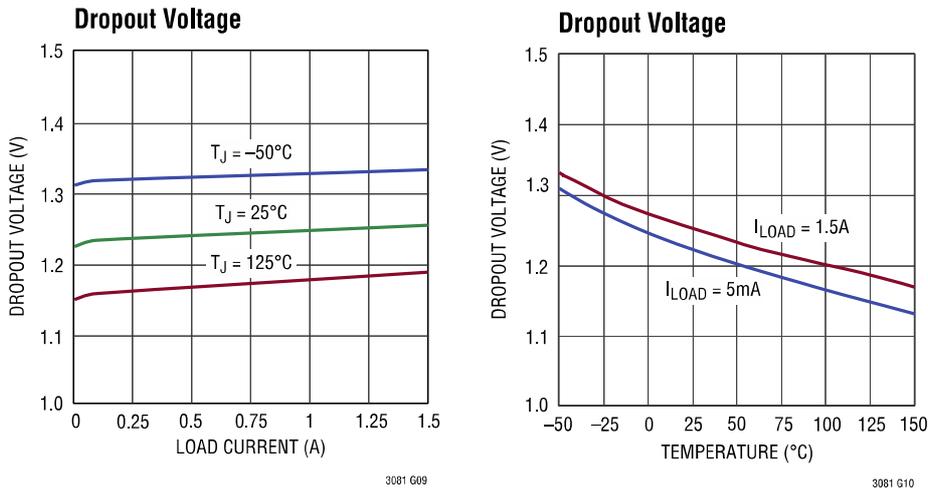


Figura 35: dipendenza della tensione di dropout dalla corrente in uscita e dalla temperatura.

Il limite assoluto di corrente erogata al carico

Il dispositivo contiene un limitatore di corrente che evita l'eccessiva dissipazione all'interno del dispositivo. Il valore limite dipende, coerentemente con l'esigenza di protezione del dispositivo, dal dropout tra ingresso e uscita e dal package, ovvero dalle capacità di dissipazione, mentre dipende molto debolmente dalla temperatura del dispositivo. Il limitatore di corrente interno impedisce che la corrente erogata al carico superi un valore pari a circa 2 A in corrispondenza di un dropout limitato, mentre il limite diminuisce fino a valori compresi tra 0,2 V e 0,4 V circa, in dipendenza dal package, per differenze di potenziale tra ingresso e uscita superiori a circa 15 V per i package con dissipazione ridotta o superiori a circa 25 V per i package più robusti.

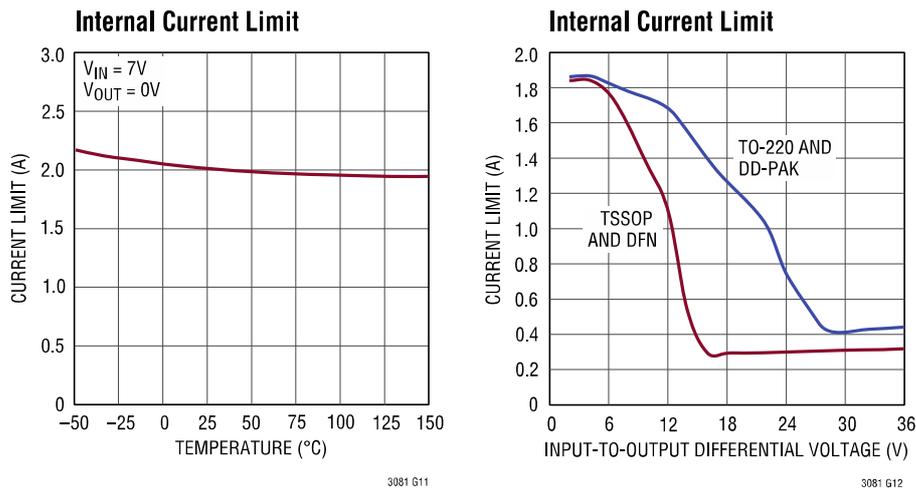


Figura 36: il limite di corrente interno al variare della temperatura e della tensione di dropout.

Il limitatore di corrente programmabile

Il dispositivo integra al suo interno un limitatore di corrente programmabile, in grado di impedire che la corrente erogata al carico superi un valore dipendente da una resistenza collegata tra il pin indicato con I_{LIM} e il pin OUT .

La relazione tra la massima corrente in uscita I_{LIM} e la resistenza di controllo R_{LIM} è lineare per valori di resistenza compresi tra 400Ω e circa $6 \text{ k}\Omega$, corrispondenti ad un limite di corrente variabile da 0 A a 2 A , e presenta una debole dipendenza dalla temperatura (la corrente massima cresce debolmente al crescere della temperatura). Il limite impostato si mostra piuttosto repentino, ovvero la corrente rimane ferma al limite impostato con una variabilità non apprezzabile dal grafico e comunque contenuta entro 100 mA fino alla condizione di cortocircuito in uscita.

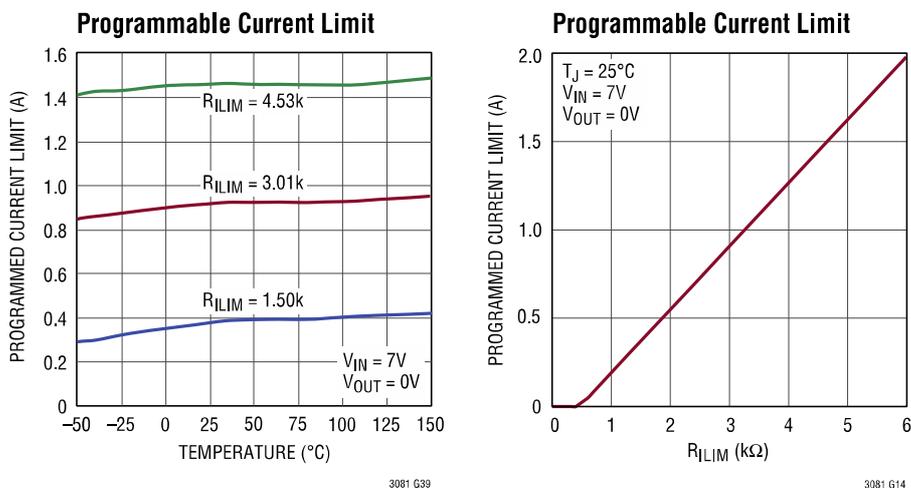


Figura 37: il limite di corrente programmabile al variare della temperatura e della resistenza R_{LIM} .

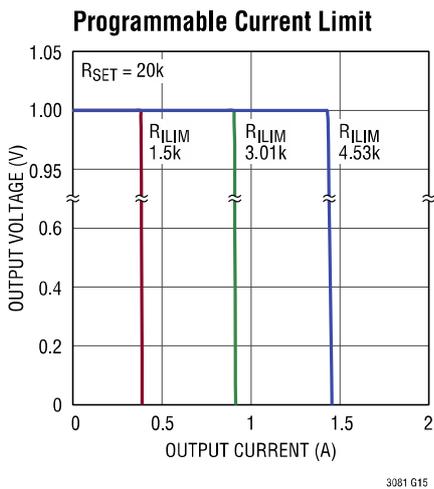


Figura 38: l'andamento della tensione di uscita in corrispondenza del limite di corrente programmato per diversi valori della resistenza R_{LIM} .

I segnali di monitoraggio

Il dispositivo mette a disposizione due generatori di corrente, con fini di monitoraggio e controllo, il cui valore dipende rispettivamente dalla temperatura del dispositivo (pin TEMP) e dal valore della corrente erogata al carico (pin I_{MON}). La dipendenza in entrambi i casi mostra graficamente una buona linearità. Da notare che la corrente può essere, in entrambi i casi, solamente uscente; il generatore di corrente collegato al pin TEMP, in particolare, non è in grado di seguire valori di temperatura negativi.

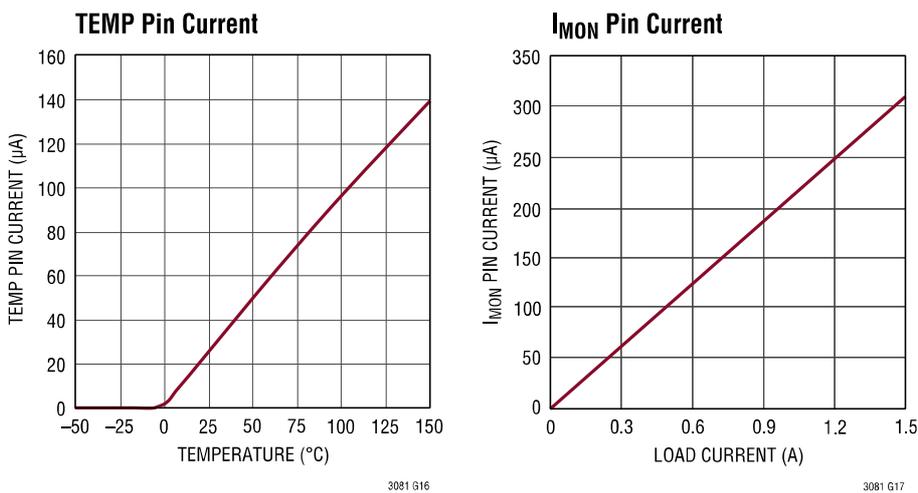


Figura 39: l'andamento delle correnti di monitoraggio al variare del valore della grandezza monitorata: a sinistra la temperatura, a destra la corrente d'uscita.

Il valore della corrente erogata dal generatore di controllo per la corrente sul carico, I_{MON} , diminuisce debolmente al crescere della tensione di dropout.

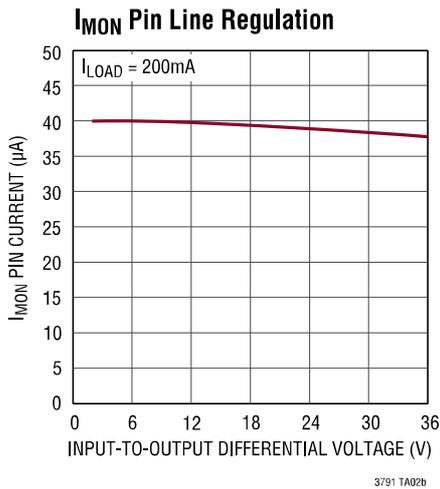


Figura 40: l'andamento della corrente I_{MON} al variare della tensione di dropout.

Altri grafici indicatori di performance

Il datasheet riporta anche una serie di grafici orientati a descrivere il comportamento in transitorio del dispositivo, ad esempio la risposta del sistema ad un gradino o ad un impulso di tensione in ingresso, ovvero all'accensione o in corrispondenza ad un disturbo sulla linea, oppure ad una variazione repentina del carico.

Un grafico riporta l'errore di tensione in uscita (con $V_{SET} = 0 V$) quando la corrente erogata è inferiore al valore minimo.

Vengono riportati anche una serie di grafici che indicano la capacità di reiezione al ripple, in dB, rispetto alla frequenza, per diversi valori di corrente erogata e per diversi valori della tensione di dropout.

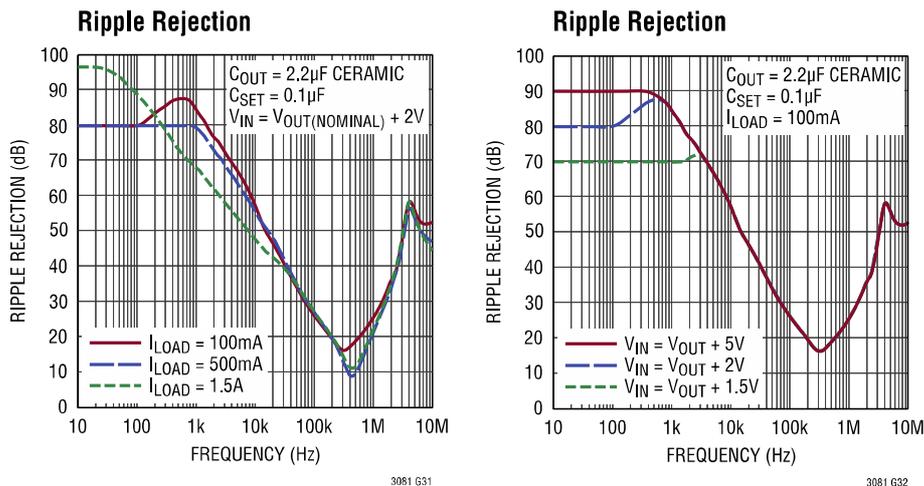


Figura 41: la reiezione al ripple rispetto alla frequenza per diversi valori della corrente in uscita (a sinistra) e della tensione di dropout.

Viene anche riportata la reiezione al ripple rispetto alla temperatura, per alcuni valori di frequenza del disturbo. Da notare che il ripple a 120 Hz è tipico del risultato del raddrizzamento e del filtraggio della tensione di rete a 60 Hz, in uso, ad esempio, negli Stati Uniti.

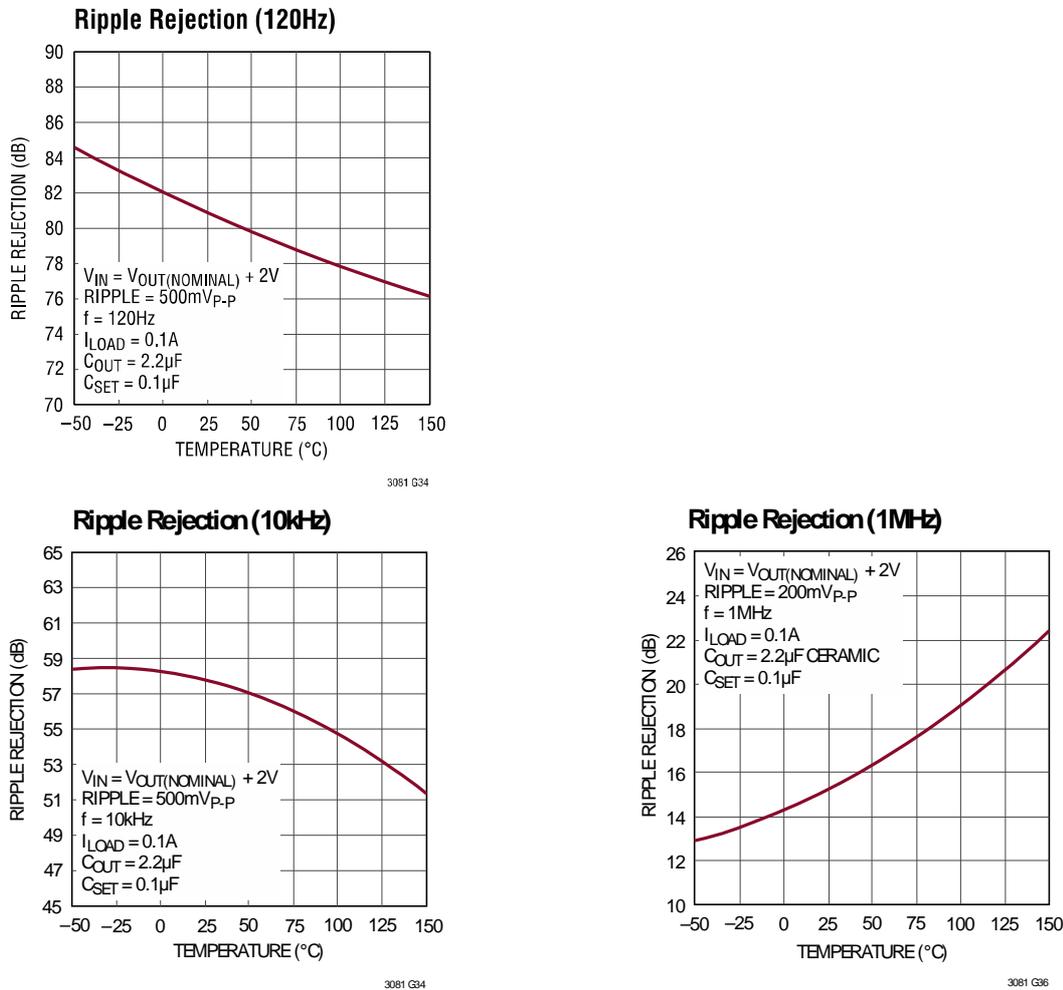


Figura 42: la reiezione al ripple rispetto alla temperatura per diversi valori di frequenza.

Gli ultimi due grafici indicatori di performance riguardano il rumore prodotto dal dispositivo. Vengono riportati, in particolare, le densità spettrali di rumore rispetto alla frequenza, in termini di tensione e anche in termini di corrente generata, nonché una traccia che ne evidenzia l'andamento nel tempo per alcuni millisecondi.

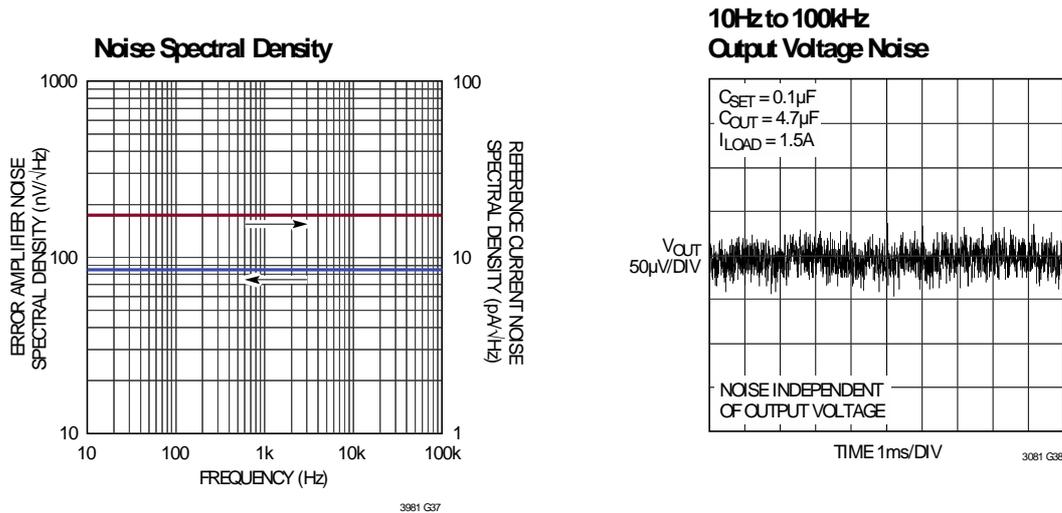


Figura 43: rumore generato nel dominio della frequenza (a sinistra) e nel dominio del tempo.

Safe Operating Area (SOA)

La SOA è l'area, all'interno del diagramma tensione-corrente applicabili al dispositivo, in cui il dispositivo stesso può operare senza malfunzionamenti. Da notare che il prodotto tra la tensione di dropout e la corrente sul carico rappresenta in pratica la potenza dissipata dal dispositivo. Una SOA estesa evidenzia la capacità di operare contemporaneamente con correnti di carico elevate e differenze di potenziale tra ingresso e uscita significative.

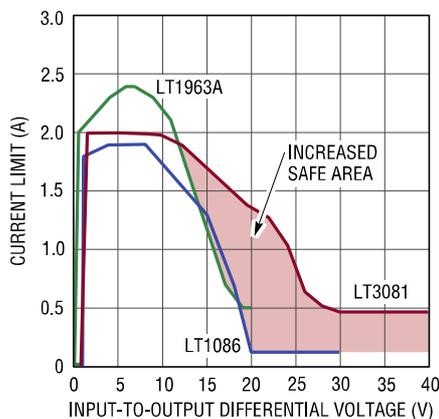


Figura 44: Safe Operating Area (SOA) di diversi dispositivi a confronto.

Tipicamente, la SOA è limitata:

- dal valore massimo di tensione applicabile al dispositivo in serie tra ingresso e uscita (a sua volta dipendente dallo spessore degli strati isolanti): sul diagramma tensione-corrente è una retta verticale;

- dal valore massimo di corrente che può attraversare il dispositivo (a sua volta dipendente dalle dimensioni delle piste conduttrici): sul diagramma tensione-corrente è una retta orizzontale;

- dal valore massimo di potenza dissipabile (dipendente a sua volta dalla capacità di smaltimento del calore, ovvero dall'area dedicata ai dispositivi di potenza interni): sul diagramma tensione-corrente è un'iperbole (in scala logaritmica è una retta con pendenza negativa).

LT1086, introdotto a metà degli anni '80, è un regolatore che può erogare una corrente massima di 1,5 A fino ad una tensione di dropout di circa 20 V. Al di sopra dei 20 V il dispositivo può sopportare una corrente massima di circa 100 mA, per cui la tensione di uscita non è più regolata se, ad esempio, i transienti sull'ingresso provocano un superamento del limite di corrente.

LT3081 presenta invece una SOA particolarmente estesa, offrendo circa 700 mA di corrente di uscita in corrispondenza di una tensione di dropout di 25 V; anche al di sopra dei 25 V è comunque possibile utilizzare una corrente di uscita di circa 400 mA (per le versioni contenute nel package più robusto).

Questo consente di usare il regolatore in applicazioni in cui la tensione di ingresso è molto variabile.

CAPITOLO 4

JOHN LINSLEY HOOD'S POWER SUPPLY ADD-ON

Lo schema circuitale ideato da John Linsley Hood è pensato per essere aggiunto in cascata ad un alimentatore esistente, al fine di migliorarne la performance dal punto di vista del ripple residuo in applicazioni in cui tale vincolo è molto stringente, come ad esempio nel campo dell'alimentazione di apparati audio ad alta fedeltà. Tale schema è noto fra gli audiofili come J.L.H. ripple-eater, da non confondere con l'altrettanto famoso amplificatore in classe-A del medesimo autore, e che prenderemo come possibile carico al termine del presente capitolo.

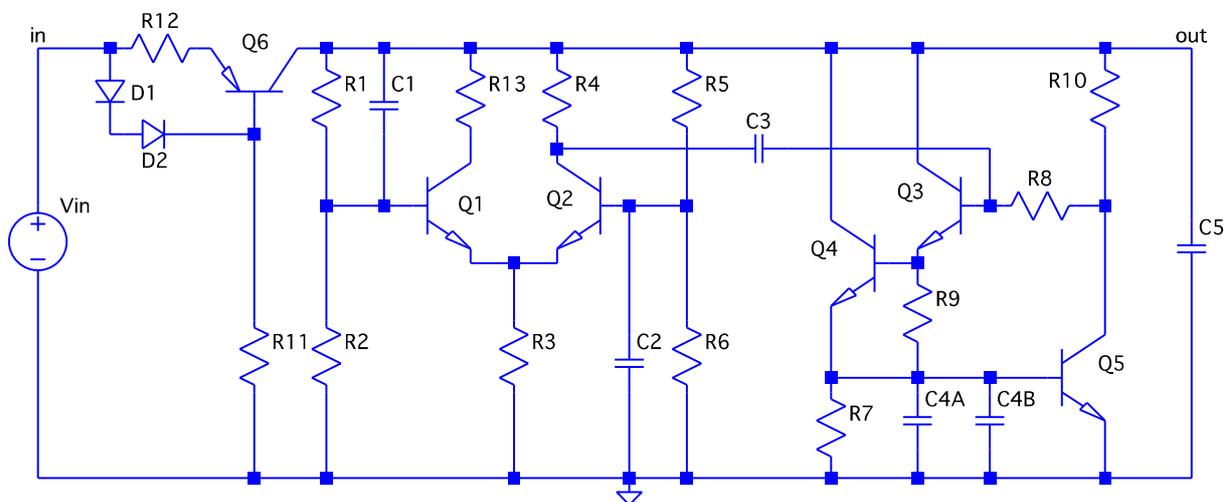


Figura 45: schema elettrico del ripple eater di JLH

Il funzionamento è simile a quello di un regolatore di tipo shunt dove però il riferimento di tensione non è a un valore prefissato, ma è comunque una tensione molto stabile. Il circuito utilizza componenti normalmente utilizzati nei circuiti audio analogici di qualità ed è in grado di contribuire alla riduzione del ripple fino a frequenze ben al di sopra della banda audio (convenzionalmente definita da 20 Hz a 20 kHz).

Un vantaggio notevole di questa topologia è che è in grado di adattarsi senza modifiche ad un ampio range di tensioni di ingresso, con una caduta di tensione minima tra ingresso e uscita.

Dal punto di vista concettuale il circuito ideato da J.L.H. si può pensare composto da due stadi: un amplificatore differenziale (ripple detector) e un

generatore di corrente controllato collegato in derivazione sull'uscita (shunt) che aumenta l'assorbimento quando aumenta la tensione in ingresso. Oltre a questi due stadi c'è un limitatore di corrente in ingresso, necessario per risolvere il problema delle elevate correnti di spunto per la carica delle capacità.

Il primo stadio è l'amplificatore differenziale di tensione formato dai due BJT $Q1$ e $Q2$ e dai relativi componenti di polarizzazione (Figura 46).

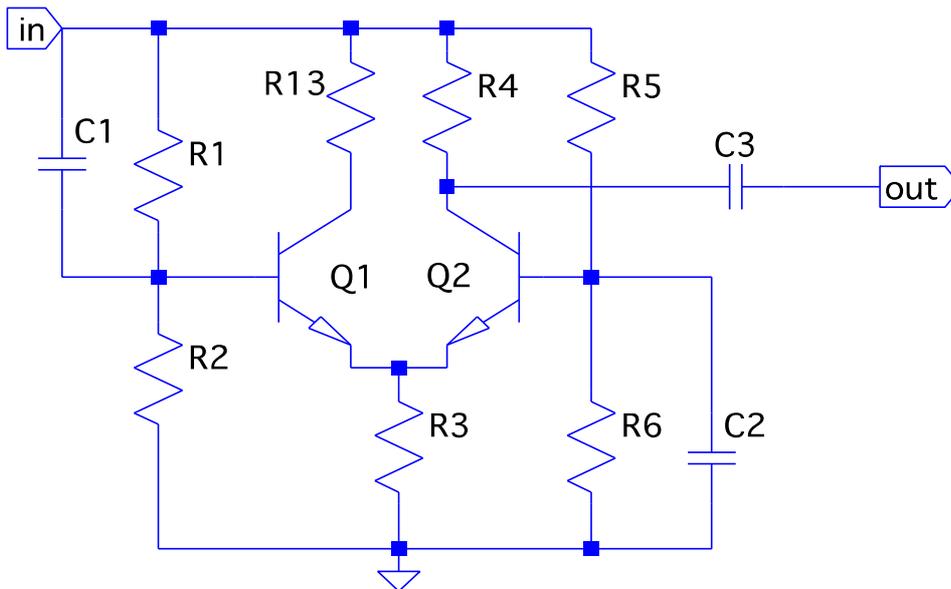


Figura 46: lo stadio differenziale (band-pass ripple detector)

Questo circuito, detto anche ripple detector, rileva le componenti dinamiche della tensione di alimentazione, sostanzialmente attraverso i condensatori $C1$ e $C2$ che sbilanciano la coppia differenziale, e le restituisce amplificate, attraverso il condensatore $C3$, al circuito a valle.

Il guadagno di tensione dinamico, ovvero il guadagno incrementale per i piccoli segnali che spostano il punto di riposo dei transistori, dipende dalla tensione di alimentazione e può andare da circa 40 dB con l'ingresso a 15 V agli oltre 50 dB con l'ingresso a 60 V.

Secondo il datasheet di On Semiconductor, il BJT BC550C proposto per la coppia differenziale può sopportare una $V_{CE}^{max} = 45$ V con una potenza dissipabile di 625 mW a 25 °C, raggiungibile con l'ingresso a poco più di 50 V. La forte amplificazione dello stadio differenziale rende il circuito poco adatto a trattare sorgenti con un ripple residuo troppo elevato, dato che questo porterebbe i componenti alla saturazione e quindi ne ridurrebbe l'efficacia.

FUNZIONAMENTO DEL RIPPLE DETECTOR

Se per qualche ragione all'ingresso vi fosse un repentino aumento di tensione, allora: V_{B1} aumenta per effetto di C1 $\Rightarrow V_{R3}$ aumenta [$\Rightarrow I_{R3}$ aumenta]; V_{B2} rimane invece costante per effetto di C2 $\Rightarrow V_{BE2}$ diminuisce $\Rightarrow I_{C2} = I_{R4}$ diminuisce $\Rightarrow V_{out} = V_{in} - R_4 I_{R4}$ aumenta.

Punto di riposo

Supponendo che i resistori di polarizzazione abbiano tutti lo stesso valore allora le basi dei transistori della coppia differenziale si porterebbero ad operare a metà della tensione nominale (media) di ingresso:

$$R_1 = R_2; R_5 = R_6 \Rightarrow V_{B1Q} = V_{B2Q} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (43)$$

Ipotizzando le correnti ben equalizzate sulla coppia differenziale allora si stima

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + 2R_E I_C = (R_C + 2R_E) \cdot I_C + V_{CE} \quad (44)$$

Siccome è noto il potenziale di emettitore della coppia differenziale è possibile ricavare il valore della corrente di polarizzazione nella condizione di coppia equilibrata

$$\frac{V_{CC}}{2} - V_{BE} = 2R_E I_C \Rightarrow I_C = \frac{\frac{V_{CC}}{2} - V_{BE}}{2R_E} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{4R_E} \quad (45)$$

Adesso si ricava l'espressione della tensione collettore-emettitore di polarizzazione e si deve fare in modo che i transistori siano polarizzati in regione normale:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - (R_C + 2R_E) \cdot I_C = V_{CC} - (R_C + 2R_E) \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{4R_E} \\ &= \frac{(2R_E - R_C)V_{CC} + 2(R_C + 2R_E)V_{BE}}{4R_E} = \end{aligned}$$

$$= \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_C}{R_E}\right) \frac{V_{CC}}{2} + \left(1 + \frac{1}{2} \frac{R_C}{R_E}\right) V_{BE} \quad (46)$$

Si può notare che scegliendo un valore di R_C molto più grande di R_E , il primo termine nell'espressione (46) potrebbe anche risultare negativo, per cui la tensione V_{CE} potrebbe risultare quantomeno troppo piccola (o anche negativa), portando praticamente i BJT alla saturazione o comunque al malfunzionamento del circuito. Scegliendo $R_C = 2k7$ e $R_E = 2k2$, valori proposti nello schema originale dell'ing. John Linsley Hood, si riportano di seguito i valori di polarizzazione che risulterebbero con tre diverse possibili tensioni di ingresso:

$$V_{CC} = 20 \text{ V} \Rightarrow V_{CE} = \frac{1700 V_{CC} + 9940}{8800} = 5 \text{ V}; I_C = \frac{V_{CC} - 1,4}{8800} \simeq 2 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = 40 \text{ V} \Rightarrow V_{CE} \simeq 8,9 \text{ V}; I_C \simeq 4,4 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = 60 \text{ V} \Rightarrow V_{CE} \simeq 12,7 \text{ V}; I_C \simeq 6,7 \text{ mA}$$

Limiti di funzionamento lineare

Dato che il circuito amplifica il segnale, possiamo supporre che le variazioni di V_{in} siano trascurabili rispetto alle variazioni di V_{out} . Poniamo $V_{CC} = V_{in}^{media}$.

V_{out} è piccola quando I_{C2} è grande e V_{CE2} è piccola. Al contrario, V_{out} è grande quando I_{C2} è piccola.

V_{out} minima si ottiene con il BJT $Q2$ in saturazione, cioè con $V_{BE2} = V_{BE}^{sat} \Rightarrow V_{R3} = V_{CC}/2 - V_{BE}^{sat}$ e $V_{CE2} = V_{CE}^{sat}$, quindi

$$V_{out}^{min} = V_{CC}/2 - V_{BE}^{sat} + V_{CE}^{sat} \quad (47)$$

In queste condizioni, il corrispondente valore della tensione alla base di $Q1$ vale:

$$V_{B1}^{min} = V_{R3}^{min} + V_{BE1}^{on} = V_{CC}/2 - V_{BE}^{sat} + V_{BE}^{on} \quad (48)$$

che corrisponde ad un valore (incrementale) in ingresso, a monte di C_1 , di:

$$v_{in}^{min} = V_{B1}^{min} - V_{B1Q} = -(V_{BE}^{sat} - V_{BE}^{on}) \approx -0.1 \quad (49)$$

V_{out} massima si ottiene con il BJT $Q2$ interdetto, cioè con $V_{BE2} < V_{BE}^{on}$ e $I_{C2} = 0$

$$V_{BE2} = V_{B2} - V_{R3} < V_{BE}^{on,min} \quad (50)$$

$$V_{B2} = V_{CC}/2; V_{R3}^{max} = V_{B1}^{max} - V_{BE}^{sat} \Rightarrow V_{CC}/2 - V_{B1}^{max} + V_{BE}^{sat} < V_{BE}^{on}$$

In queste condizioni, il corrispondente valore della tensione alla base di $Q1$ vale:

$$V_{B1}^{max} \geq V_{CC}/2 + V_{BE}^{sat} - V_{BE}^{on} \quad (51)$$

Che corrisponde ad un valore incrementale in ingresso pari a:

$$v_{in}^{max} = V_{BE}^{sat} - V_{BE}^{on} \approx +0.1 \quad (52)$$

Si può notare che basta veramente relativamente poco ripple per scatenare una reazione importante nello stadio amplificatore di tensione che lo potrebbe portare presto in saturazione: un ripple picco-picco di 0,2V potrebbe essere la tipica specifica dello stadio a monte per essere certi di non saturare i BJT.

Guadagno di tensione per piccoli segnali

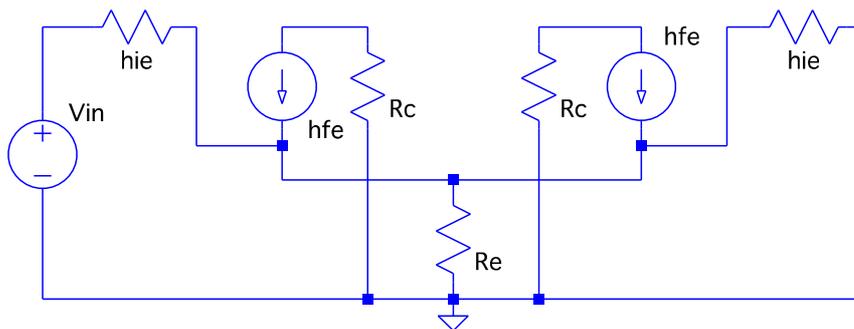


Figura 47: circuito equivalente alle piccole variazioni attorno al punto nominale

La corrente di piccolo segnale che scorre sulla resistenza comune di emettitore è

$$i_{Re} = (h_{fe} + 1) \cdot i_{b1} + (h_{fe} + 1) \cdot i_{b2} \simeq h_{fe} \cdot (i_{b1} + i_{b2}) \quad (53)$$

e, di conseguenza, la caduta di tensione è pari a

$$v_{Re} = R_e h_{fe} \cdot (i_{b1} + i_{b2}) \quad (54)$$

A questo punto, considerando che sulla base di Q2 c'è il condensatore che è praticamente un corto circuito per i segnali, allora deve essere

$$h_{ie} \cdot i_{b2} + v_{Re} = 0 \quad (55)$$

Sostituendo in quest'ultima espressione il valore di v_{Re} ricavato in quella precedente, si ottiene

$$h_{ie} \cdot i_{b2} + R_e h_{fe} \cdot (i_{b1} + i_{b2}) = 0$$

in cui procedo raccogliendo le correnti

$$\begin{aligned} h_{ie} \cdot i_{b2} + R_e h_{fe} i_{b1} + R_e h_{fe} i_{b2} &= 0 \\ (h_{ie} + R_e h_{fe}) \cdot i_{b2} + R_e h_{fe} i_{b1} &= 0 \end{aligned}$$

ed arrivando ad esplicitare la corrente i_{b2} in funzione della i_{b1}

$$i_{b2} = -\frac{R_e h_{fe} i_{b1}}{(h_{ie} + R_e h_{fe})}$$

Una volta nota i_{b2} è facile valutare la tensione di uscita in funzione di i_{b1}

$$v_{out} = -R_c h_{fe} i_{b2} = R_c h_{fe} \frac{R_e h_{fe}}{(h_{ie} + R_e h_{fe})} i_{b1} \quad (56)$$

A questo punto non resta che esplicitare anche la relazione fra la tensione di ingresso e la corrente i_{b1}

$$\begin{aligned} v_{in} &= h_{ie} i_{b1} + v_{Re} = h_{ie} i_{b1} + R_e h_{fe} i_{b1} + R_e h_{fe} i_{b2} \\ &= h_{ie} i_{b1} + R_e h_{fe} i_{b1} - R_e h_{fe} = \left[h_{ie} + R_e h_{fe} - R_e h_{fe} \frac{R_e h_{fe}}{(h_{ie} + R_e h_{fe})} \right] \cdot i_{b1} \end{aligned} \quad (57)$$

$$i_{b1} = \frac{v_{in}}{h_{ie} + R_e h_{fe} - R_e h_{fe} \frac{R_e h_{fe}}{(h_{ie} + R_e h_{fe})}}$$

da cui si trae la funzione di trasferimento valida alle variazioni

$$\begin{aligned} \frac{v_{out}}{v_{in}} &= \frac{R_c h_{fe} \frac{R_e h_{fe}}{(h_{ie} + R_e h_{fe})}}{h_{ie} + R_e h_{fe} - R_e h_{fe} \frac{R_e h_{fe}}{(h_{ie} + R_e h_{fe})}} = \frac{R_c R_e h_{fe}^2}{(h_{ie} + R_e h_{fe})^2 - R_e^2 h_{fe}^2} = \\ &= \frac{R_c R_e h_{fe}^2}{h_{ie}^2 + 2R_e h_{ie} h_{fe}} \end{aligned} \quad (58)$$

Si ipotizzano per R_c ed R_e gli stessi valori considerati sopra, nell'analisi del punto di riposo. Per quanto riguarda i BJT Q1 e Q2, lo schema originale prevede l'utilizzo di una coppia di BC550C; dal datasheet di On Semiconductor si ricavano il guadagno in corrente per piccoli segnali h_{fe} e il guadagno in continua h_{FE} , entrambi valutati nell'intorno del punto di riposo calcolato in precedenza ($V_{CE} = 5 \text{ V}$; $I_C = 2 \text{ mA}$); dai grafici riportati nello stesso datasheet si può inoltre dedurre che tali valori restano validi in prima approssimazione, entro un range inferiore alla dispersione statistica tipica, per I_C variabile da circa 2 mA a circa 50 mA., Il parametro h_{ie} si può stimare facendo riferimento ai valori nominali di polarizzazione.

$$R_c = 2k7; R_e = 2k2; h_{fe} \simeq 600; h_{FE} \simeq 500; h_{ie} \simeq \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{h_{FE} V_T}{I_{CQ}};$$

Di seguito si valutano i guadagni per tre possibili tensioni di ingresso

$$\begin{aligned} V_{CC} = 20 \text{ V} &\Rightarrow h_{ie} \simeq \frac{500 \cdot 25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} \simeq 6k \\ A_v &= \frac{2,7 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 600^2}{6000^2 + 2 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 600 \cdot 6000} \simeq 140 \simeq 43 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$V_{CC} = 40 \text{ V} \Rightarrow h_{ie} \simeq 3 \text{ k}\Omega; A_v \simeq 290 \simeq 49 \text{ dB}$$

$$V_{CC} = 51,5 \text{ V} \Rightarrow h_{ie} \simeq 2 \text{ k}\Omega; A_v \simeq 370 \simeq 51 \text{ dB}$$

Da quanto sopra si deduce che il guadagno in tensione per le componenti incrementali, e quindi la sensibilità del circuito al ripple in ingresso, cresce al crescere della tensione di alimentazione.

Una simulazione (.ac) dello stadio differenziale con $V_{in} = 20 \text{ V} \pm 0,01 \text{ V}$ ha fornito il risultato riportato in Figura 48, in buon accordo rispetto al calcolo approssimato riportato sopra.

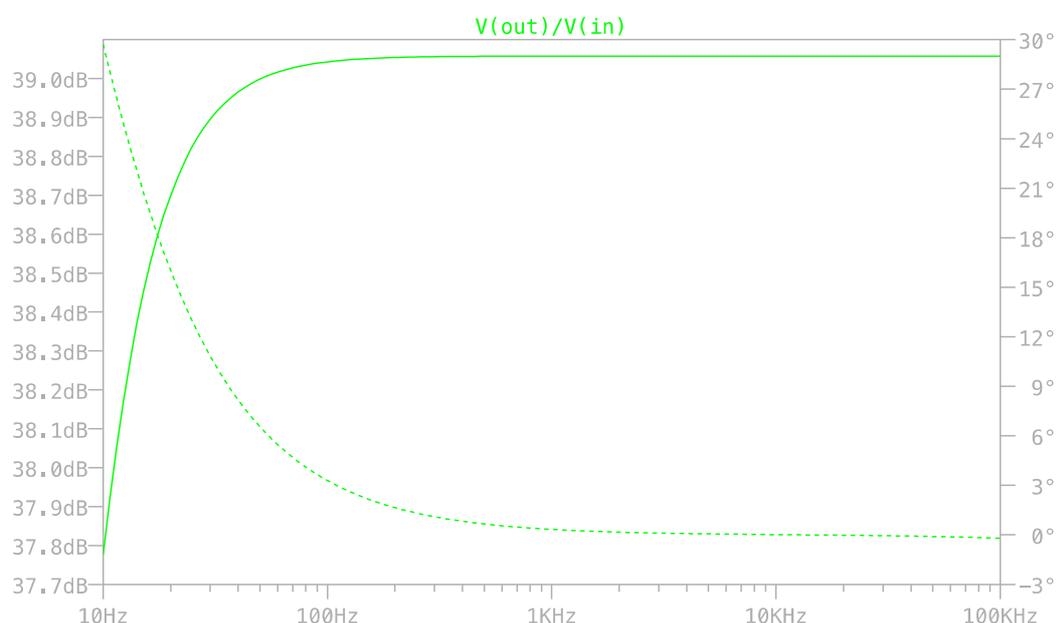


Figura 48: diagramma di Bode della risposta di guadagno di tensione dello stadio differenziale. Si nota un comportamento da amplificatore passa-alto nella banda udibile

IL GENERATORE DI CORRENTE

L'uscita dello stadio differenziale pilota un generatore di corrente (Figura 49), che assorbe dall'alimentazione, tramite i collettori di $Q3$ e $Q4$, una corrente dipendente dal segnale di disturbo in ingresso che si tenta di cancellare.

L'ingresso del generatore di corrente è direttamente sulla base di $Q3$. Un incremento della tensione V_{BE} si traduce quindi in un aumento esponenziale della corrente di collettore. La corrente assorbita dall'alimentazione da parte dei BJT $Q3$ e, soprattutto, $Q4$ va a caricare il condensatore $C4$, che può essere di valore molto elevato e con basso ESR dato che la tensione ai suoi capi si

mantiene non superiore alla V_{BE} di saturazione del BJT $Q5$, cioè in pratica non superiore a circa 1 V.

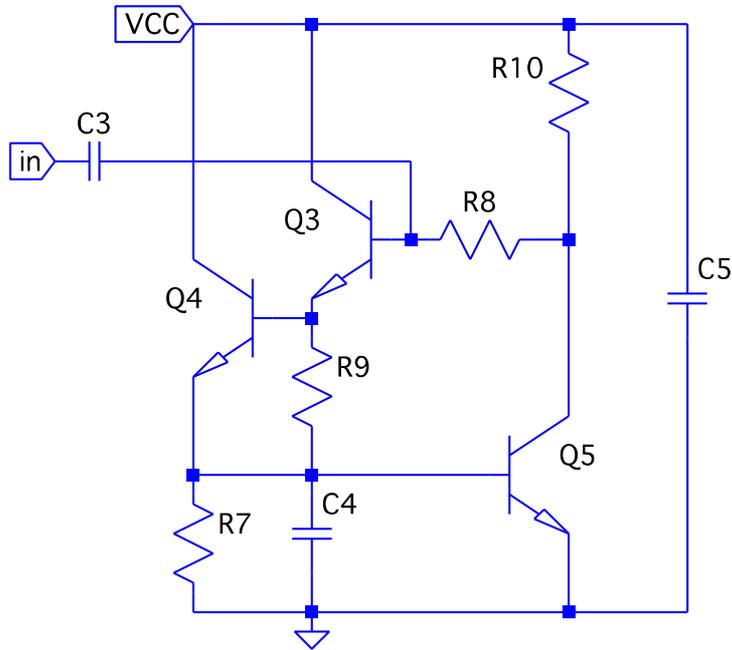


Figura 49: lo stadio generatore di corrente

Da notare che il BJT $Q4$ deve sopportare tra collettore ed emettitore praticamente l'intera tensione di alimentazione, a meno della V_{BE} di saturazione di $Q5$, e deve essere in grado di assorbire picchi di tensione eventualmente rilevanti, per cui deve essere un BJT di potenza, eventualmente capace di mantenere una buona performance anche nella parte superiore dello spettro audio. I progetti più recenti utilizzano un BJT 2SC5171 di Toshiba, capace di dissipare fino a 20 W con una I_C massima di 2 A ed una V_{CE} massima di 180 V, con un elevato guadagno in continua ed una frequenza di transizione tipica di 200 MHz.

L'elevata corrente necessaria allo spunto per caricare il condensatore $C4$ rende necessario il limitatore di corrente in ingresso, formato dal BJT $Q6$, dalla resistenza R_{12} e dai diodi D_1 e D_2 . La resistenza R_{12} è utilizzata inoltre come elemento serie su cui far cadere la tensione in eccesso durante i picchi di assorbimento.

Punto di lavoro dello stadio current source

Per valutare il punto nominale è necessario specificare i valori di V_{CE} e I_C per ogni transistor. Per il BJT Q4 valgono rispettivamente:

$$V_{CE4} = V_{CC} - V_{BE5}^{on} \quad (59)$$

$$I_{C4} = I_{R7} - I_{R9} + I_{B5} \simeq I_{R7} - I_{R9} = \frac{V_{BE5}^{on}}{R_7} - \frac{V_{BE4}^{on}}{R_9} \quad (60)$$

Per Q3 invece si trova

$$V_{CE3} = V_{CC} - V_{BE5}^{on} - V_{BE4}^{on} \quad (61)$$

$$I_{C3} = I_{R9} + I_{B4} = \frac{V_{BE4}^{on}}{R_9} + \frac{I_{C4}}{h_{FE4}} \quad (62)$$

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{h_{FE3}} \quad (63)$$

Per Q5, analogamente

$$V_{CE5} = V_{BE5} + V_{BE4} + V_{BE3} + R_8 \cdot I_{B3} \quad (64)$$

$$I_{C5} = \frac{V_{R10}}{R_{10}} - I_{B3} \simeq \frac{V_{CC} - V_{CE5}}{R_{10}} \quad (65)$$

La corrente assorbita in totale dal ramo shunt sulla tensione di alimentazione vale

$$I(V_{CC}) = I_{C3} + I_{C4} + I_{C5} \quad (66)$$

Ipotizzando per le resistenze i seguenti valori:

$$R_7 = 33 \Omega; R_8 = 120 \text{ k}\Omega; R_9 = 1 \text{ k}\Omega; R_{10} = 10 \text{ k}\Omega;$$

e i seguenti valori per le V_{BE}^{on} e per i guadagni di corrente (in funzione della taglia dei transistori e delle correnti nominali che portano)

$$V_{BE3}^{on} \simeq 0,6 \text{ V}; V_{BE4}^{on} \simeq 0,75 \text{ V}; V_{BE5}^{on} \simeq 0,65 \text{ V}; \\ h_{FE3} \simeq 150; h_{FE4} = h_{FE5} \simeq 200;$$

si può calcolare la polarizzazione per due diversi livelli di V_{CC}

$$V_{CC} = 20 \text{ V} \Rightarrow V_{CE4} \approx 19 \text{ V}; I_{C4} \approx 20 \text{ mA}; V_{CE4} \approx 18 \text{ V}; I_{C3} \approx 850 \text{ } \mu\text{A}; V_{CE5} \approx 2,7 \text{ V}; I_{C5} \approx 1,7 \text{ mA}; I(V_{CC}) \approx 23 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = 40 \text{ V} \Rightarrow V_{CE4} \approx 39 \text{ V}; I_{C4} \approx 20 \text{ mA}; V_{CE4} \approx 38 \text{ V}; I_{C3} \approx 850 \text{ } \mu\text{A}; V_{CE5} \approx 2,7 \text{ V}; I_{C5} \approx 4,7 \text{ mA}; I(V_{CC}) \approx 26 \text{ mA}$$

Studio del circuito alle variazioni dello stadio current source

Dal punto di vista incrementale, il grosso condensatore C_4 si può considerare un corto circuito, per cui si può trascurare il contributo del BJT Q_5 (che, dal punto di vista delle componenti incrementali, ha $v_{be} \approx 0$ e $i_c \approx 0$).

Si desidera studiare l'incremento di $i(V_{CC}) = i_{c3} + i_{c4}$ rispetto a v_{in} .

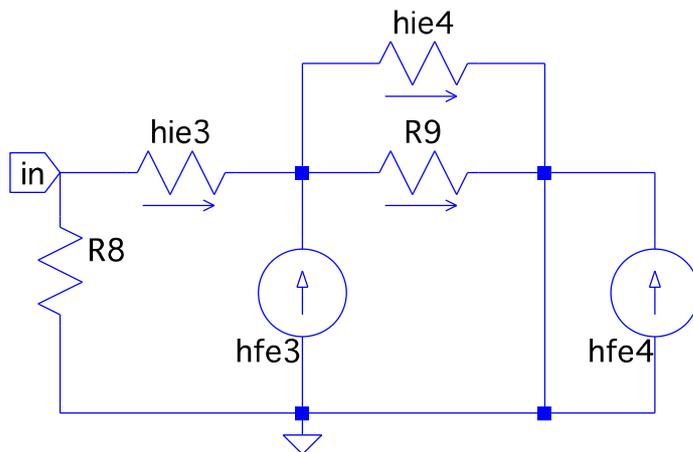


Figura 50: il circuito alle variazioni per lo stadio amplificatore di corrente

Per prima cosa scriviamo l'equazione al nodo di ingresso del circuito rappresentato in Figura 50

$$i_{b3} + h_{fe3} i_{b3} = i_{b4} + i_{R9} = (h_{fe3} + 1) \cdot i_{b3} \approx h_{fe3} i_{b3} \quad (67)$$

Invece per l'equazione di maglia si ha (68)

$$v_{in} = h_{ie3} i_{b3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot (h_{fe3} + 1) i_{b3} \approx [h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}] \cdot i_{b3}$$

dove si è potuto esplicitare la tensione di ingresso in funzione di i_{b3} ; a questo punto è semplice risalire a i_{c3} in funzione della tensione di ingresso v_{in} :

$$i_{c3} = h_{fe3} i_{b3} = \frac{h_{fe3}}{h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}} \cdot v_{in} \quad (69)$$

Si può ora esplicitare la corrente i_{b4} in funzione della corrente i_{b3} e poi, sfruttando l'equazione precedente, riportare anche questa a una funzione di v_{in} :

$$i_{b4} = \frac{(h_{ie4} \parallel R_9) \cdot (h_{fe3} + 1) \cdot i_{b3}}{h_{ie4}} \simeq \frac{(h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}}{h_{ie4} \cdot [h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}]} \cdot v_{in} \quad (70)$$

A questo punto è semplice risalire a i_{c4} :

$$i_{c4} = h_{fe4} \cdot i_{b4} = \frac{(h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3} \cdot h_{fe4}}{h_{ie4} \cdot [h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}]} \cdot v_{in} \quad (71)$$

Dunque vale, infine, la seguente espressione per le correnti di segnale assorbite dal ramo shunt:

$$\begin{aligned} i(V_{CC}) &= \left[\frac{h_{fe3}}{h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}} + \frac{(h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3} \cdot h_{fe4}}{h_{ie4} \cdot [h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}]} \right] \cdot v_{in} \\ &= \frac{[h_{fe4} \cdot (h_{ie4} \parallel R_9) + h_{ie4}] \cdot h_{fe3}}{h_{ie4} \cdot [h_{ie3} + (h_{ie4} \parallel R_9) \cdot h_{fe3}]} \cdot v_{in} \end{aligned} \quad (71)$$

Questa espressione rappresenta un'approssimazione al primo ordine, tramite una semplice proporzionalità diretta, per la dipendenza della componente incrementale della corrente assorbita dall'alimentazione dalla componente incrementale della tensione in ingresso, cioè dall'entità del ripple. Il coefficiente di proporzionalità ha, ovviamente, le dimensioni di una conduttanza, che moltiplicata per una tensione fornisce una corrente. Infatti h_{ie} è una resistenza (differenziale) e si misura in Ω , come R_9 , mentre h_{fe} rappresenta un rapporto (incrementale) di correnti ovvero un numero puro, per cui nell'espressione precedente il numeratore si misura in Ω e il denominatore in Ω^2 . Ponendo:

$$h_{fe3} \simeq 150; h_{fe4} \simeq 100; h_{ie3} = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot h_{fe3}}{I_{C3}} + r_{bb'} \simeq 4,5 \text{ k}\Omega; h_{ie4} \simeq 250 \text{ }\Omega;$$

$$R_9 = 1 \text{ k}\Omega;$$

dall'espressione ricavata sopra, sostituendo, si ottiene:

$$i(V_{CC}) \simeq 0,36_{\Omega^{-1}} \cdot v_{in} \quad (72)$$

La simulazione del solo circuito generatore di corrente con $v_{in} = 100 \text{ mV}$ ha fornito i risultati evidenziati in Figura 51. Si tratta di una simulazione .tran da 100 ms a 110 ms, ovvero inizia quando il transitorio di carica del condensatore C4 è già concluso.

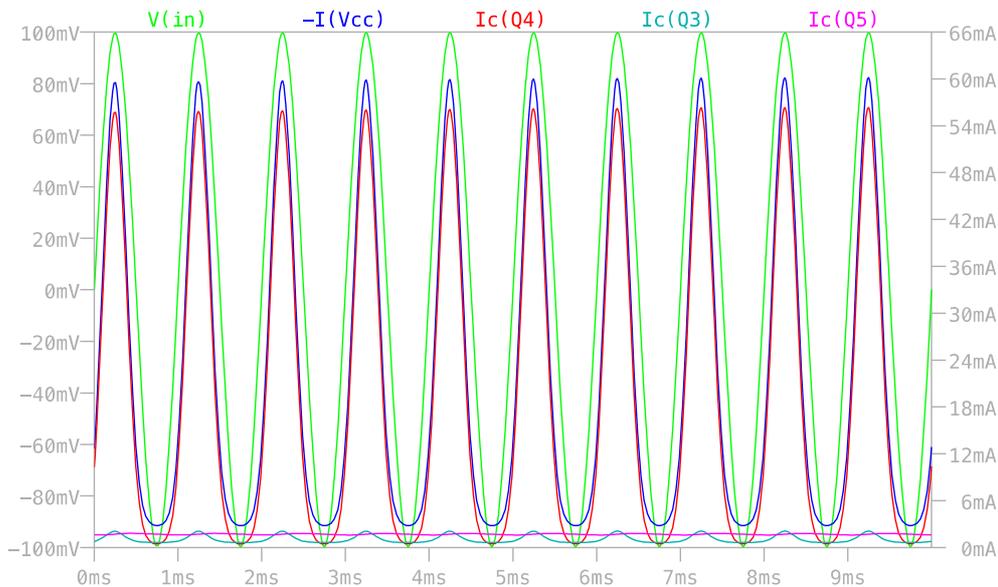


Figura 51: andamenti della tensione V_{in} e delle correnti da essa derivate

I risultati confermano, prima di tutto, che la corrente assorbita dall'alimentazione è dovuta principalmente alla I_C di Q4. È evidente, inoltre, che le variazioni della I_{C5} sono trascurabili, in accordo con la scelta di trascurare Q5 nel circuito alle variazioni.

L'andamento di $I(V_{CC})$ evidenzia una distorsione da saturazione nella semionda negativa, evidentemente dovuta al fatto che il circuito considerato non è in grado di erogare corrente (I_{C4} non può essere negativa). Il simulatore fornisce per $I(V_{CC})$ un valore medio di circa 24 mA, per cui l'ampiezza della semionda

positiva della corrente è pari a 36 mA, in buon accordo con il risultato del calcolo riportato sopra.

Una simulazione in LTSpice del circuito complessivo di Figura 45, con $V_{in} = (18 \pm 0,01) V$, fornisce, tra l'altro, gli andamenti riportati nella Figura 52. Si può notare la notevole riduzione del ripple tra ingresso e uscita, con una caduta di tensione media inferiore a 0,2 V ($18,00_V - 17,845_V = 0,155 V$).



Figura 52: andamento di V_{in} , V_{out} e $I(V_{CC})$ nel circuito di Figura 45

In Figura 53 è riportato l'andamento in frequenza del guadagno per le componenti incrementali, ovvero dell'attenuazione delle componenti variabili tra ingresso e uscita, che mostra un'attenuazione di circa 36 dB su gran parte della banda audio.

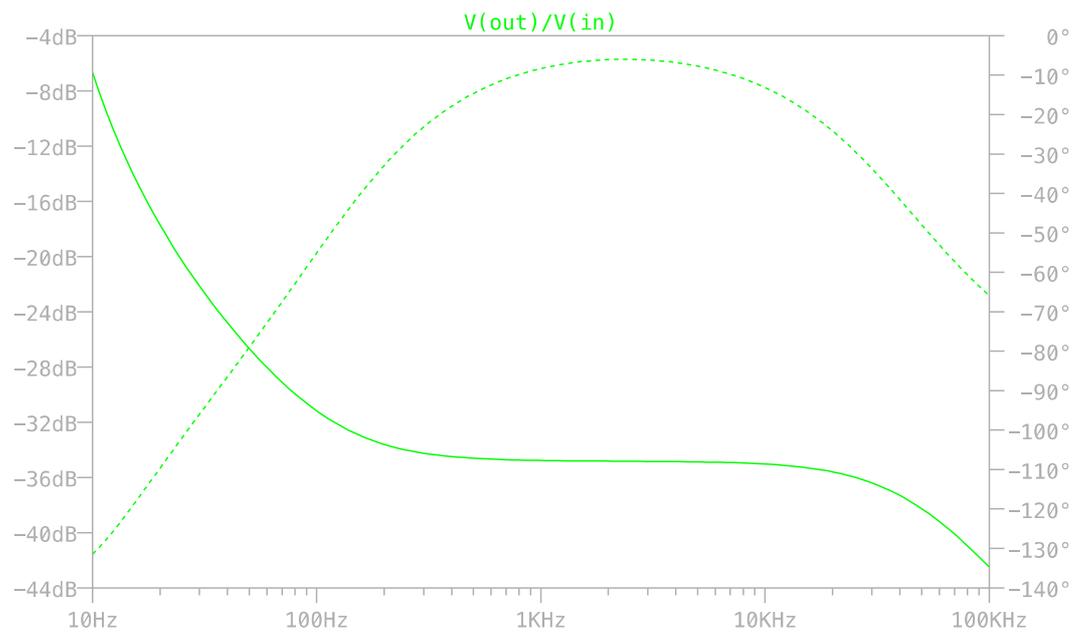


Figura 53: diagramma di Bode della risposta in frequenza del guadagno di tensione

Le simulazioni precedenti riguardavano il funzionamento a vuoto del circuito. Si può ora passare ad analizzarne il comportamento sotto carico.

In una prima analisi semplificata, in sede di simulazione si può utilizzare come carico un generatore di corrente. In ingresso, inoltre, si può utilizzare un'onda a dente di sega con frequenza fondamentale a 100 Hz, per simulare l'effetto di un ripple residuo in uscita dal classico ponte a diodi con condensatore per raddrizzare l'alimentazione di rete sinusoidale a 50 Hz.

Inserendo quindi in uscita un generatore di corrente costante da 0,1 A e in ingresso un'onda a dente di sega di ampiezza 10 mV e valore di cresta pari a 18 V (come nel caso precedente) si ottiene il grafico riportato nella Figura 54.

Dagli andamenti riportati nella Figura 54 si può notare che il ripple in ingresso viene smorzato decisamente, al punto di non essere praticamente più visibile in uscita. La corrente assorbita è intorno a 130 mA, a fronte di una corrente ceduta al carico di 100 mA (costanti).

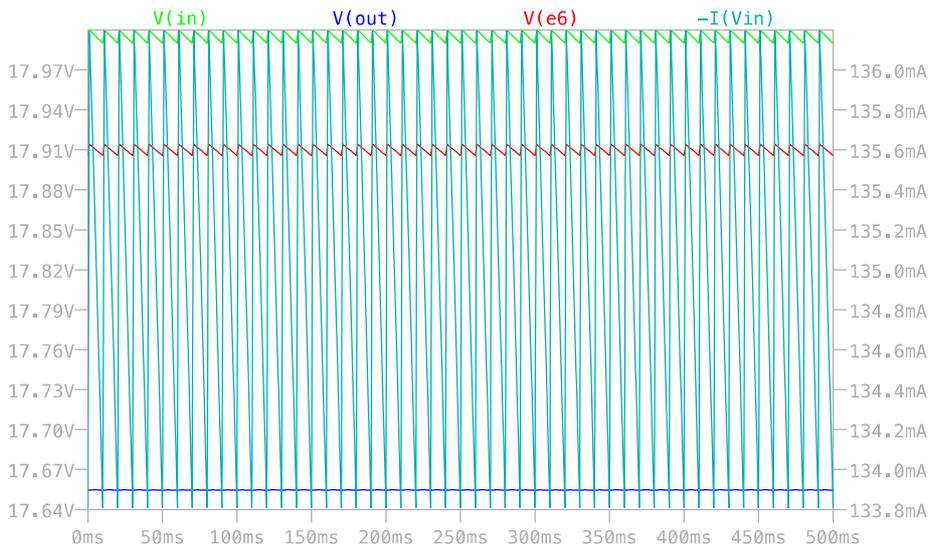


Figura 54: tensioni e correnti sotto carico

Per valutare meglio la riduzione di ripple, si può aggiustare il grafico risultato della simulazione sottraendo alle tensioni di ingresso e uscita il corrispondente valore medio, ottenendo il grafico riportato in Figura 55, da cui si può notare il debole ripple residuo in uscita. Da notare che la simulazione .tran, di durata 500 ms, è stata eseguita da 15 s a 15,5 s, quando i transistori di accensione sono praticamente esauriti.

Dal grafico di Figura 54, e ancora meglio dalla Figura 55 (in cui sono riportati, in alto, i valori medi sottratti alle rispettive forme d'onda), si può anche notare che il circuito ripple eater introduce una caduta di tensione complessiva di appena 340 mV⁵.

Il simulatore fornisce, per le componenti incrementali delle tensioni in ingresso e in uscita, dei valori RMS rispettivamente di circa 2,89 mV e di circa 34,5 μV, corrispondenti ad un'attenuazione di circa 84 volte.

Nella successiva Figura 56 è riportato il risultato dell'analisi AC del dispositivo sotto carico (ancora con il carico costituito dal generatore di corrente costante a 100 mA), che evidenzia un comportamento migliore di circa 4 dB rispetto al funzionamento a vuoto, al di sopra di circa 120 Hz.

⁵ Nella Figura 54 è riportato anche l'andamento del potenziale sull'emettitore di Q6. Si può quindi notare che i 340 mV complessivi si ripartiscono in circa 90 mV sul resistore R₁₂ e i restanti 250 mV tra emettitore e collettore del BJT Q6.

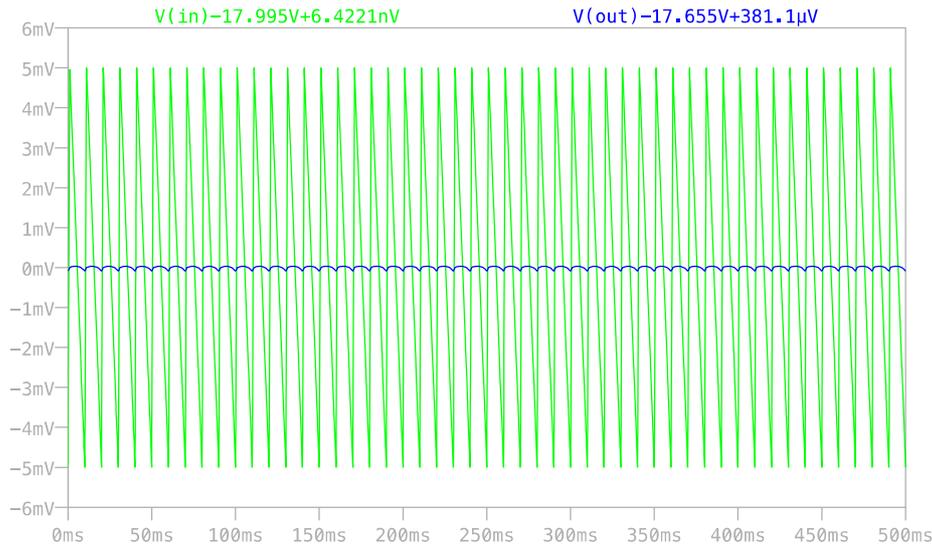


Figura 55: Le componenti alternative delle tensioni in ingresso e in uscita dal ripple eater sotto carico

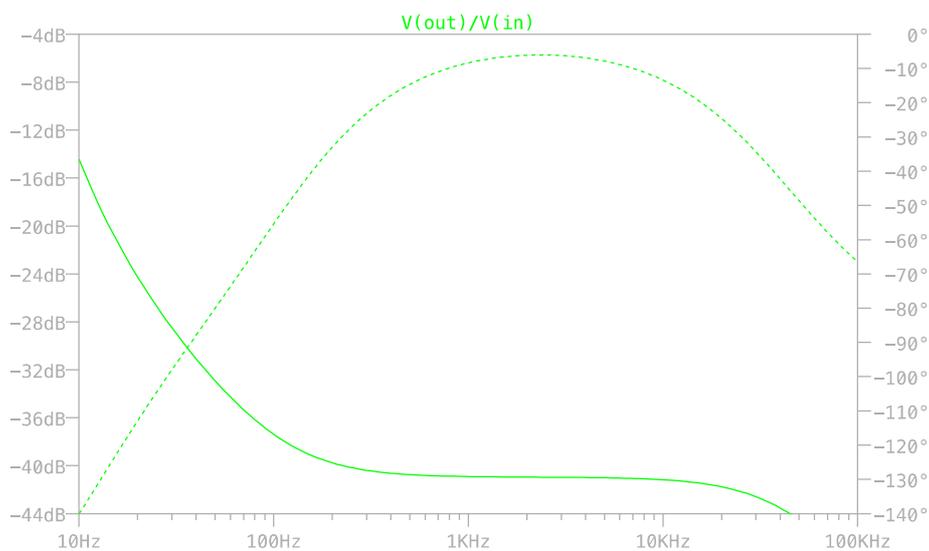


Figura 56: andamento in frequenza dell'attenuazione del ripple sotto carico

Si può ora proseguire simulando il circuito ottenuto collegando all'uscita del ripple eater un carico ancora più realistico, come un amplificatore audio.

Si è scelto di utilizzare lo schema di un amplificatore audio di potenza in classe A proposto dallo stesso John Linsley Hood nel 1969 sulle pagine della rivista Wireless World, che è poi diventata Electronic World.

Lo schema elettrico di tale amplificatore di potenza è riportato in Figura 57. Nella simulazione è stato aggiunto in uscita all'amplificatore un carico resistivo

di 8Ω , a simulare un altoparlante, ed è stato valutato il ripple residuo all'uscita del ripple eater e sul carico (con l'ingresso dell'amplificatore cortocircuitato a massa).

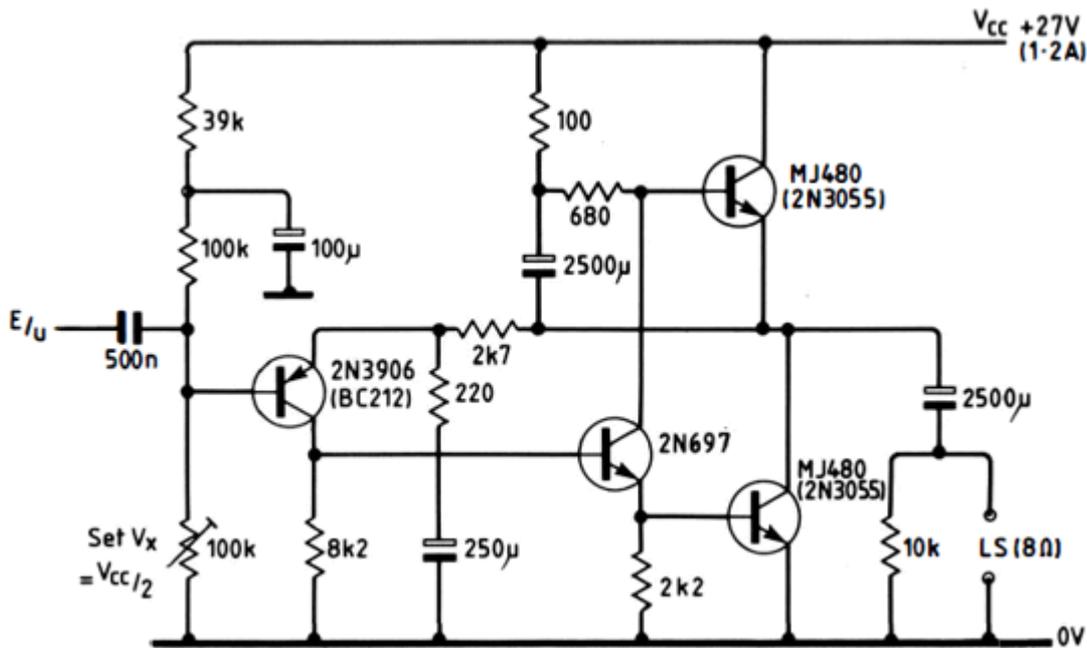


Figura 57: L'amplificatore in classe A di JLH, utilizzato come carico per il ripple eater

La tensione di alimentazione dell'amplificatore è stata scelta pari a 27 V, valore consigliato dallo stesso JLH. Per ottenere tale valore in uscita al ripple eater, in ingresso allo stesso è stata posta un'onda a dente di sega di ampiezza 10 mV, frequenza 100 Hz e valore medio pari a circa 27,4 V.

L'amplificatore di Figura 57 assorbe a vuoto (e anche, mediamente, a carico, essendo in classe A) una corrente di circa 350 mA; per fare in modo che il circuito ripple eater possa erogare tale corrente senza che il transistor Q6 in ingresso inizi a limitare, abbassando la tensione in uscita, occorre abbassare il valore della resistenza R_{11} , sulla base dello stesso Q6, rispetto al valore proposto di $1,8 \text{ k}\Omega$, fino a 330Ω .

Alcune forme d'onda significative sono riportate nella successiva Figura 58. Si nota, in particolare, che il ripple presente in ingresso viene fortemente attenuato, ma viene contemporaneamente introdotta un'oscillazione in bassa frequenza (di periodo pari a circa 340 ms, corrispondente ad una frequenza di circa 3 Hz) di alcuni mV di ampiezza. Da una simulazione di 60 s risulta che tale oscillazione è persistente, cresce per i primi circa 8 s per poi permanere stabile e dipende evidentemente da un'interazione tra il ripple eater e l'amplificatore, dato che l'amplificatore da solo, alimentato tramite un dente di sega da 10 mV picco-

picco e 100 Hz (del tutto analogo a quello che qui alimenta il ripple eater), non presenta alcun comportamento oscillante a meno dell'ovvia reazione al ripple sull'alimentazione.

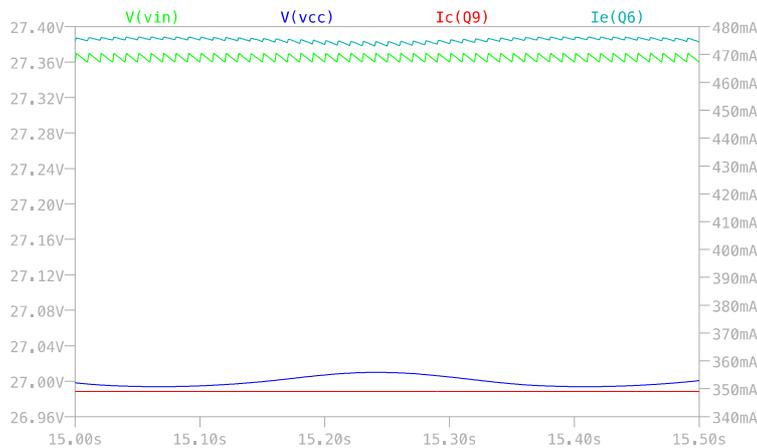


Figura 58: analisi in transitorio con carico realistico

Per apprezzare meglio la reiezione rispetto alle componenti alternative, nella Figura 59 sono riportate le sole componenti alternative delle tensioni in ingresso e in uscita al circuito ripple eater e sul carico all'uscita dell'amplificatore. Dato che l'amplificatore ha l'ingresso di segnale cortocircuitato a massa, il segnale eventualmente presente in uscita è dovuto solamente ai disturbi sull'alimentazione.

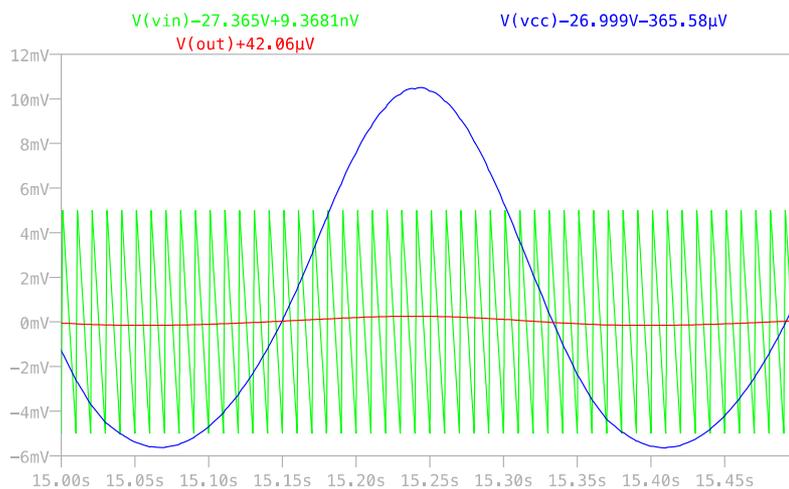


Figura 59: le componenti alternative delle tensioni di alimentazione e del segnale sul carico dell'amplificatore

L'ampiezza dell'oscillazione all'uscita del ripple eater, ovvero in corrispondenza dell'alimentazione del piccolo amplificatore di potenza, vale

circa 5,5 mV RMS. In ogni caso, l'amplificatore stesso presenta evidentemente un'ulteriore reiezione ai disturbi sull'alimentazione, cosicché in uscita dello stesso resta solo una debole traccia (circa 140 μ V RMS) dell'oscillazione in bassa frequenza.

Nella Figura 60 e nella Figura 61 sono riportati i valori di attenuazione, in frequenza, dei disturbi sull'alimentazione rispettivamente tra ingresso e uscita del circuito ripple eater e tra ingresso del ripple eater e uscita dell'amplificatore.

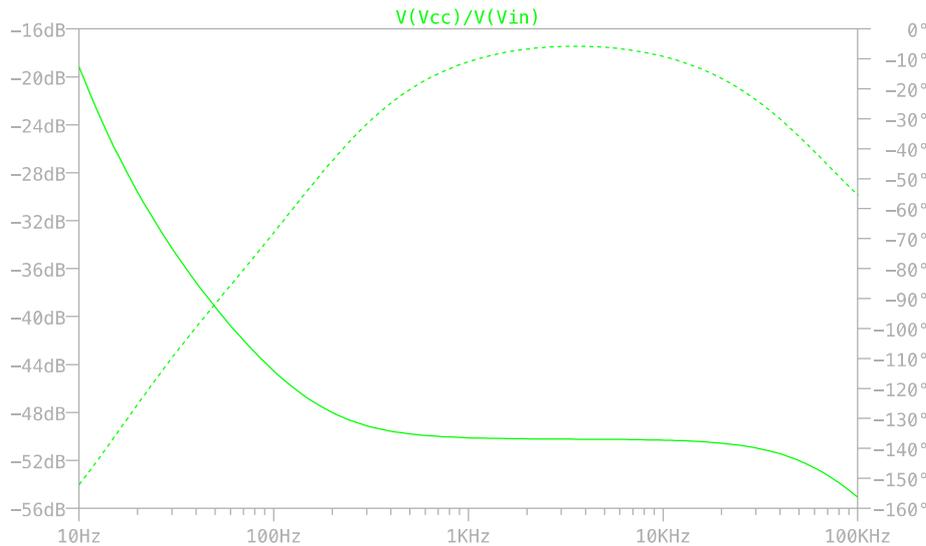


Figura 60: la reiezione del ripple tra ingresso e uscita del ripple eater, con carico realistico

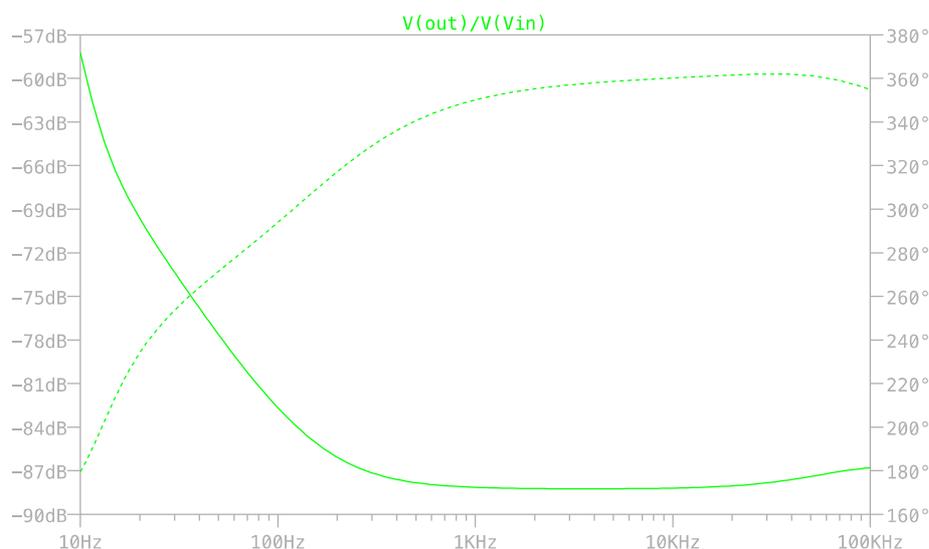


Figura 61: la riduzione del ripple tra ingresso del ripple eater e uscita dell'amplificatore

CONCLUSIONI

Dopo una rassegna degli stabilizzatori lineari classici illustrata nel capitolo 1 (in particolare i regolatori serie) il capitolo 2 ha illustrato i tipici circuiti di protezione che possono migliorare l'affidabilità degli alimentatori andando a limitare la corrente erogabile ed eventualmente riuscendo a gestire le condizioni di corto-circuito. Nel capitolo 3 è stata presentata una nuova architettura di regolatori recentemente disponibile sul mercato, in cui il riferimento stabile non è in tensione ma in corrente: questa caratteristica si rileva molto vantaggiosa in quanto è possibile regolare tensioni molto basse, è molto facile connettere in parallelo più regolatori di questo tipo mantenendo una equa distribuzione delle correnti erogate al carico e, infine, questa architettura non risente delle limitazioni di banda e di dinamica al crescere della tensione regolata di uscita che penalizzano l'architettura con il riferimento di tensione. Nel capitolo 4 è stato infine presentato un circuito finale per gli stabilizzatori in grado di ridurre notevolmente il livello di rumorosità della tensione di uscita grazie a un circuito retroazionato in grado di amplificare l'effetto stabilizzante di un grosso condensatore operante a bassa tensione.

Gli stabilizzatori di tensione sono un blocco funzionale molto importante di ogni sistema di alimentazione. Sebbene si tratti di circuiti che operano in condizioni di linearità e quindi, quasi per definizione, poco efficienti, in realtà il loro impiego diventa quasi obbligatorio per applicazioni in cui è richiesta una tensione di alimentazione poco rumorosa. Se utilizzati a valle di un alimentatore switching possono aumentare notevolmente la qualità della tensione di uscita operando con livelli di efficienza e di dissipazione del tutto accettabili e con minimo aumento di costo del sistema. Gli alimentatori lineari non sono dunque "superati" dai più recenti alimentatori switching ma sono, piuttosto, "alternativi" e, in molti alimentatori moderni, di complemento. Per questo motivo, anche di recente, sono stati sviluppati e trovano importanti quote di mercato innovative architetture di regolatori lineari dalle prestazioni molto migliorate e vi sono circuiti come il regolatore di John Linsley Hood che non possono non suscitare il più vivo interesse della comunità audiofila.

BIBLIOGRAFIA

- M. Gasparini, D. Mirri – Dispositivi e Circuiti Elettronici III ed; Ed. Calderini
- <http://www.elettronicanews.it/nuovi-regolatori-lineari-risolvono-vecchi-problemi/>
- <http://users.tpg.com.au/gerskine/greg/jlh%20add-on%20shunt%20regulator.htm>
- <http://www.diegm.uniud.it/driussi/teaching/dispense/Bandgap-reference.pdf>
- J. Linsley Hood – Simple Class A Amplifier; Wireless World, April 1969
- Nico Grilloni – Gli alimentatori stabilizzati II Ed. Hoepli
- Nico Grilloni – Il diodo Zener programmabile
<http://www.bibliodigital.eu/php.admin/documenti.download.php?id=90>
- <http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTJournal-V23N4-01-df-LT3081-RobertDobkin.pdf>
- www.linear.com
- <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3080fc.pdf>
- <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3081fb.pdf>
- <http://www.linearnews.com/press/LT3080/LT3080-it.pdf>

I diagrammi qui riportati sono stati ricavati con il software di simulazione LTSpice della Linear Technology

RINGRAZIAMENTI

Ringrazio il Prof. Paolo Rudi Paganelli per la disponibilità e la pazienza.

Un ringraziamento particolare a Musa Michele Viola per i preziosi consigli.

Ringrazio tutti gli amici fra cui Raffaele.

Vorrei infine ringraziare le persone a me più care: la mia famiglia, le mie quattro sorelle, il mio grande amore Hicham e il mio piccolo amore Yassin.