

GLI INTEGRATI STABILIZZATORI DI TENSIONE

di DINO PALUDO

supplemento

ELETRONICA
FLASH

n. 4/86

Editore:

Soc. Editoriale Felsinea s.r.l.
Via Fattori 3 - 40133 Bologna
Tel. 051-384097

Direttore Responsabile Giacomo Marafioti

Fotocomposizione F&B - Via Cipriani 2 - Bologna

Stampa Ellebi - Funo (Bologna)

Distributore per l'Italia

Rusconi Distribuzione s.r.l.
Via Oldofredi, 23 - 20124 Milano

© Copyright 1983 Elettronica FLASH | Iscritta al Reg. Naz. Stampa
Registrata al Tribunale di Bologna | N. 01396 Voi. 14 fog. 761
N° 5112 il 4.10.83 | il 21-11-84

Pubblicità inferiore al 70%

Spedizione Abbonamento Postale Gruppo III

Direzione - Amministrazione - Pubblicità

Soc. Editoriale Felsinea s.r.l.
Via Fattori 3 - 40133 Bologna - Tel. 051-384097

Premessa

Il filo conduttore che ha guidato la stesura di questo inserto è di permettere di avere raccolti a portata di mano tutti i dati riguardanti gli stabilizzatori di tensione (o regolatori, per dirla all'americana) senza dover cercare ogni volta il valore, il circuito, la formuletta visti qui o là e poi sepolti tra i cataloghi e le riviste.

Nello stesso tempo si vedrà di chiarire alcuni dettagli di funzionamento. In altre parole un piccolo «vademecum».

Divideremo l'argomento in due parti: stabilizzatori fissi e stabilizzatori a tensione variabile, in quanto ciascuno richiede un discorso per conto suo.

PARTE PRIMA

Stabilizzatori a tensione fissa

Descrivendo gli stabilizzatori a tensione fissa mi riferirò alla serie 78 (regolatori positivi) e 79 (negativi) in quanto sono i più diffusi e standardizzati. Argomenti, schemi e formule sono comunque validi per tutti i tipi di regolatori con tre terminali (in, out e massa).

Iniziamo con l'osservare le tre tabelline che seguono. La prima (tabella A) raccoglie i termini tecnici più importanti relativi agli stabilizzatori: definizioni, simboli, unità di misura relativa e due parole di spiegazione.

Nella seconda (tabella B) troviamo invece i valori dei parametri essenziali, quelli che sono indispensabili per i vari calcoletti, nonché i tipi di case con cui sono presentati in commercio i regolatori. Infine nella terza (tabella C) possiamo osservare lo schema a blocchi e il circuito interno di uno stabilizzatore positivo e di uno negativo.

ELETRONICA
FLASH

- TABELLA A -

TERMINE	SIMBOLO	UNITÀ DI MISURA	DEFINIZIONE
Tensione di ingresso	V_{IN}	V	La tensione tra il terminale di ingresso e la massa.
Tensione di uscita	V_{OUT}	V	La tensione presente sul terminale di uscita riferita a massa.
Differenza di tensione Ingresso - Uscita		V	La differenza di tensione che deve esistere tra ingresso e uscita per un corretto funzionamento.
Tensione di «Dropout»* * Si potrebbe tradurre «di calo» ma non mi piace.	V_{DO}	V	L'abbassamento della tensione all'ingresso che provoca una perdita superiore al 5% nella tensione di uscita.
Corrente di ingresso	I_{IN}	A	La corrente che scorre nel terminale di ingresso (riferita ad una specifica tensione).
Corrente di uscita di Picco	$I_{OUT(PK)}$	A	La massima corrente che può scorrere tra l'uscita e la massa attraverso il carico.
Corrente di corto circuito (o corrente di limite)	I_{SC}	mA	La corrente di uscita ottenibile con l'uscita stessa cortocircuitata a massa.
Corrente di riposo	I_0	mA	Quella parte della corrente di ingresso che non è erogata al carico (o la corrente dell'integrato in assenza di carico).
Corrente di controllo	I_{REF}	mA	La corrente che deve scorrere nell'eventuale terminale di controllo dell'integrato.
Regolazione del carico	$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_L}$	mV opp. %	Quanto varia la tensione di uscita in rapporto alle variazioni del carico.
Regolazione di linea	$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$	mV opp. %	Quanto varia la tensione di uscita in rapporto alle variazioni della tensione di ingresso.
Reiezione del «Ripple»* * Il ripple è l'ondulazione residua della tensione	Ripple rejection	dB	Il rapporto (picco-picco) tra il ripple all'ingresso e quello all'uscita del regolatore.

- TABELLA A -

TERMINE	SIMBOLO	UNITÀ DI MISURA	DEFINIZIONE
Coefficiente (medio) di temperatura della tensione di uscita	$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T_A}$	mV/°C	Quanto cambia la tensione di uscita in rapporto alle variazioni della temperatura ambiente.
Tensione di rumore	e_{no}	µV	Il valore medio della tensione di rumore all'uscita misurato con carico costante e assenza di ripple all'ingresso.

- TABELLA B -

Le versioni principali degli stabilizzatori 78 XX e 79 XX (al posto delle X si intende la tensione desiderata) sono:

78 L e 79 L : corrente max di uscita 100 mA
 78 M e 79 M: corrente max di uscita 500 mA
 78 e 79 : corrente max di uscita 1 A

Le lettere stanno evidentemente per Low e Medium, cioè a bassa e media dissipazione.

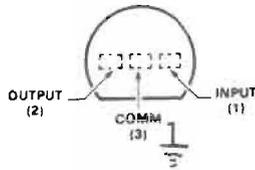
Parametri da tenere presenti in fase di calcolo.

TIPO	I_q media (mA)	I_{sc} (A)	I_{peak} (A)
78XX	4,2	0,75	2,2
78MXX	5	0,3	0,7
78LXX	3,6	0,14	0,14
79LXX	2	0,22	0,15
79MXX	1,5	/	0,65
79XX	2,5	1,2	2,1

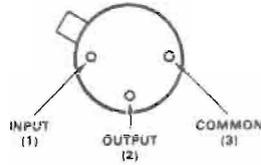
Questi regolatori sono in commercio nelle versioni con uscita a: 5, 8, 12, 15, 18, 24V. Le case costruttrici tendono però a standardizzare la produzione alle sole tensioni di 5, 12, 15V, lasciando usare, per le rimanenti, i regolatori a tensione variabile.

La tensione all'ingresso, per una buona regolazione, dev'essere più alta di almeno il 50%.

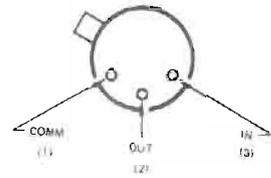
I «CASE»



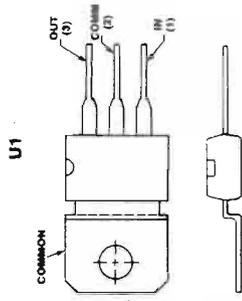
TO 92 PLASTICO (78L)



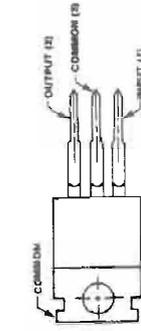
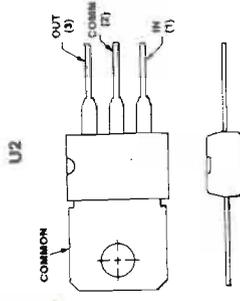
TO 39 (78L e 78M)



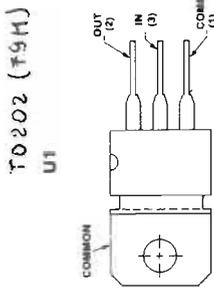
TO 39 (79L e 79M)



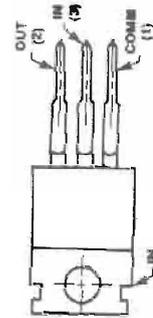
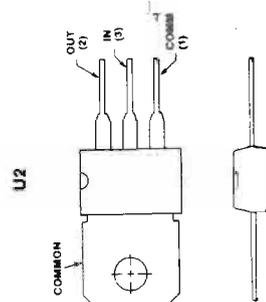
TO 202 (78M)



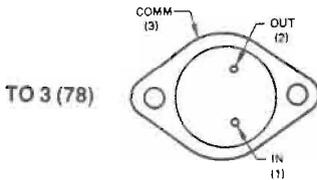
TO 220 (78 e 78M)



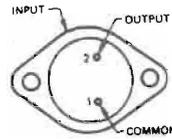
TO 202 (79M)



TO 220 (79 e 79M)



TO 3 (78)



TO 3 (79)

Le figure sono tutte «TOP WIEV» ovvero viste da sopra. Tenere presente che a parità di modello i tipi metallici dissipano meglio il calore.
Occhio infine alla differenza di piedinatura tra positivi e negativi.

Non è solo per curiosità o per rendersi conto della complessità: occhio alle differenze, ne parleremo tra poco.

1) Condensatori di by-pass

Parliamo innanzi tutto dei condensatori che i regolatori richiedono in parallelo all'ingresso e all'uscita, particolare circuitale che qualcuno ritiene a torto trascurabile.

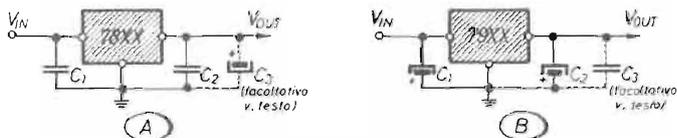


figura 1. Al posto delle XX si intenda la tensione desiderata - C_1 , C_2 : v. testo

Distinguiamo tra regolatori positivi e regolatori negativi. (figura 1 A e B) - Positivo: il by-pass sul terminale d'ingresso (C_1) è necessario se l'integrato viene a trovarsi oltre una certa distanza dall'insieme raddrizzatore-elettrolitico di filtro. Le case fabbricanti specificano pure qual'è questa distanza: 3 pollici (7-8) cm). Subito dopo, però, aggiungono che è meglio metterlo in ogni caso, e io sono perfettamente d'accordo.

Come dicevano i nostri antenati latini «melius est abundare quam deficere». ...La sistemazione migliore è direttamente sul pin d'ingresso. Il valore consigliato per questo condensatore è di $0,33 \mu\text{F}$ ceramico a disco o mylar.

Il condensatore C_2 sull'uscita è necessario per abbassare l'impedenza di uscita e migliorare così il responso verso i «transienti» ovvero quegli impulsi più o meno vaganti provocati sia dalla rete luce che dai circuiti alimentati.

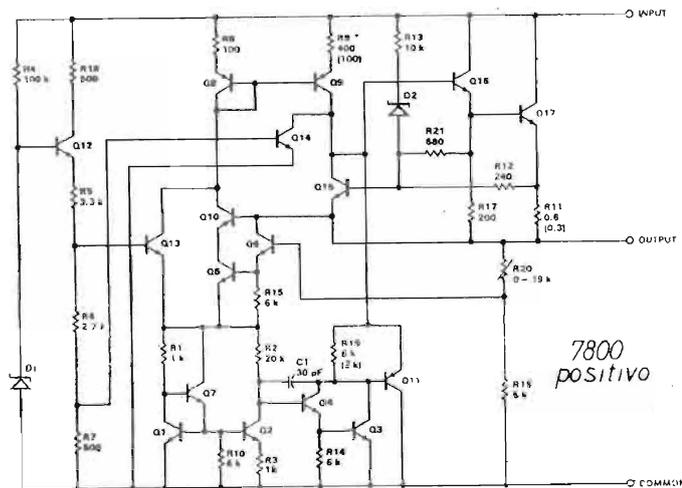
Infatti gli impulsi emessi da un circuito si ritrovano in qualche modo nella tensione che lo alimenta provocando disturbi, variazioni e inconvenienti. Il difetto è tanto più rimarchevole quanto più sono alte la frequenza degli impulsi e l'impedenza dell'alimentatore. Si cerca quindi di fare in modo che quest'ultima sia più bassa possibile.

Per usi normali un condensatore ceramico a disco da $0,1 \mu\text{F}$ va abbastanza bene. Per avere un responso più piatto (per eliminare impulsi fino a oltre 1 MHz) conviene mettere in parallelo al suddetto ceramico un condensatore al tantalio da $1 \mu\text{F}$ (C_3).

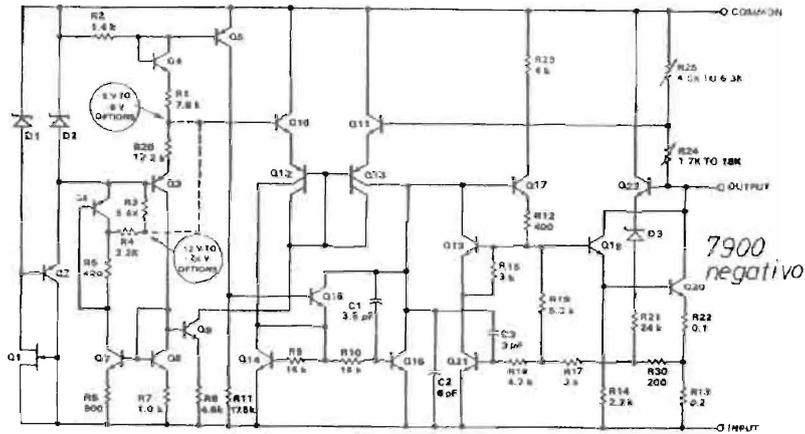
Per una perfetta eliminazione dei transienti e un'impedenza di uscita estremamente bassa, in quei pochi casi in cui è assolutamente necessaria, si usano circuiti particolari (che potremo trattare una prossima volta). Per quanto riguarda i regolatori negativi: i condensatori sono assolutamente necessari, e devono avere un valore più elevato: $2 \mu\text{F}$ per C_1 e $1 \mu\text{F}$ per C_2 . Vanno bene piccoli elettrolitici purché al tantalio oppure condensatori non polarizzati in mylar o polistirene. Consiglio i primi, anche per via delle dimensioni.

La differenza tra i valori richiesti dagli stabilizzatori positivi e da quelli negativi è dovuta al diverso tipo di circuito interno (osservare gli schemi di tabella C, please).

- TABELLA C -



- TABELLA C -



In particolare i regolatori positivi usano uno stadio di uscita a emitter follower, configurazione che permette una buona stabilità oltreché un'impedenza più bassa.

Nei regolatori negativi, invece, lo stadio di uscita è ad emettitore comune ed il carico è collegato al collettore dei transistor finali. Ergo: minor stabilità ed impedenza di uscita più alta.

Questa differenza è da ricercarsi nella difficoltà di integrare transistor PNP, soprattutto di potenza e in serie tra di loro. Infatti sarebbe necessario un bel emitter follower di PNP per rendere i 79 simmetrici ai 78.

Anche con i 79 (nel caso venissero alimentati circuiti con transienti) conviene mettere all'uscita in parallelo un condensatore al tantalio e un ceramico a disco, rispettivamente da $1\mu\text{F}$ o da $0,1\mu\text{F}$.

Qualche fabbricante consiglia (o meglio permette) di sostituire i due condensatori al tantalio con elettrolitici in alluminio da $25\mu\text{F}$. Si può anche fare, a patto di proteggere l'integrato. Difatti se la capacità all'uscita supera i $10\mu\text{F}$ un cortocircuito all'ingresso scarica i condensatori attraverso l'integrato, danneggiandolo.

Questo vale sia per i positivi che per i negativi. Il rimedio consiste nell'inserire un diodo al silicio polarizzato inversamente tra l'ingresso e l'uscita, in questo modo l'integrato viene «saltato» e ...salvato.

È conveniente applicare questi accorgimenti anche nel caso in cui il carico sia fortemente capacitivo (figura 2 A e B.).

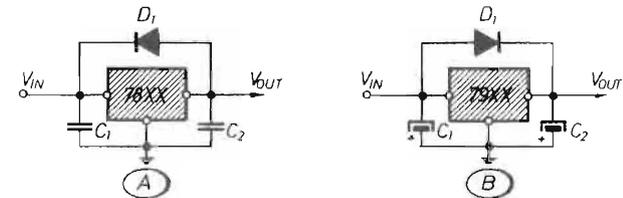
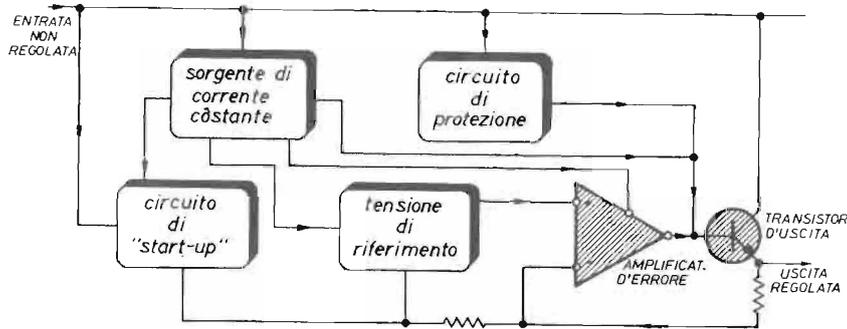


figura 2.

$D_1 = 1N 4002$ o migliore

Di qualsiasi tipo o marcia, uno stabilizzatore è sempre riconducibile a questo schema a blocchi.

2) Come aumentare la corrente dissipabile

Parliamo ora del caso in cui si desidera chiedere al regolatore una corrente maggiore di quella che può fornire da solo.

Il metodo è abbastanza conosciuto: si tratta di inserire, esternamente all'integrato, un transistor di potenza, PNP per i regolatori positivi ed NPN per quelli negativi (figura 3).

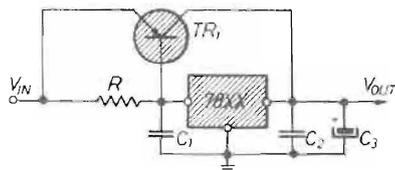


figura 3. TR_1 , R: v. testo

N.B.: D'ora in avanti verrà riportato solo lo schema «positivo».

Per i 79XX si intendano invertiti la tensione di alimentazione, gli elettrolitici e gli eventuali diodi.

I transistor PNP diventano NPN e viceversa.

Il transistor deve possedere un β maggiore di 10 (nessun problema con i transistor moderni). La resistenza di polarizzazione (R) viene calcolata così:

$$R = \frac{V_{BE}(TR1)}{I_{REG} - \frac{I_{OUT}}{\beta(TR1)}}$$

dove I_{reg} è la massima corrente che può fornire l'integrato e I_{out} la corrente desiderata.

V_{be} , ricordo, è il valore della caduta di tensione di una giunzione. Può variare tra 0,6V e 1V abbondante per il silicio, e si può tranquillamente standardizzare a 0,8V se non è disponibile l'esatto valore. In pratica R sarà compresa tra 3 e 6 Ω .

Con questo circuito si ottengono fino a tre ampère con transistor «normali». Per ottenere correnti ancora più elevate senza usare transistor particolari (in genere l'aumento della corrente dissipabile va di pari passo con l'aumento del prezzo...) conviene usare il circuito di figura 4, con due transistor in simmetria complementare.

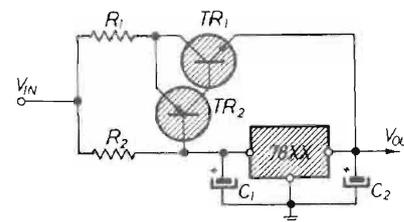


figura 4.

$TR_1 = 2N 3055$

$TR_2 = BD 136, BC 303$

$R_1 = 0,25 / 15 W$

$R_2 = 12 / 5 W$

$C_1, C_2 = 1\mu F$ tantalio

Con i valori dati di R_1 ed R_2 si possono ottenere fino a 5 ampère. Osservare che anche nella versione positiva in questo circuito si rende necessario aumentare C_1 e C_2 a $1\mu F$ per una maggiore stabilità.

Fin qui mi sono riferito agli stabilizzatori da 1 ampère. Nell'ambito di correnti più basse conviene usare, sia come semplicità circuitale che come costo, un regolatore della categoria immediatamente superiore. Se ho bisogno cioè di 300mA compro un 78M e non vado a complicare le cose usando un 78L più un transistor esterno!

È vero però che può succedere di dover usare quello che c'è nel junk-box, ovvero nella scatola di S. Patrizio (tutti abbiamo una scatola o cassetto dei miracoli), quindi ecco i valori di R (relativi allo schema di figura 3) per gli stabilizzatori L ed M:

Per un 78L : $R \geq 33$

Per un 78M : $R \geq 6,8$

Il comportamento di questi circuiti è più che buono; nei riguardi della regolazione di linea e di carico rimane paragonabile a quella del solo integrato. Il difetto consiste nel fatto che in caso di cortocircuito il regolatore non è più protetto.

Se l'alimentatore viene usato dove esiste una relativa probabilità di corti (prototipi ecc...) conviene aggiungere un secondo transistor (TR_2) come limitatore e la resistenza R_{sc} che ne determina la soglia di intervento (figura 5).

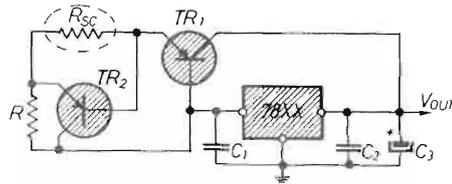


figura 5.

TR_1, R = come figura 3

TR_2 = al silicio, da 2 o 3 A (BD 242 ecc.)

R_{sc} : v. testo

Il valore della resistenza si ottiene con: $R_{sc} = \frac{V_{BE}}{I_{sc}}$

I_{sc} , come si rileva dalla tabella A, è la corrente ottenibile con l'integrato in corto.

Esempio: protezione di un 7812. (I_{sc} media = 0,75A).

$$R_{sc} = \frac{0,8}{0,75} \cong 1 \Omega$$

È sempre consigliabile tenersi un po' abbottonati per evitare sgradevoli sorprese dovute a tolleranze dei componenti.

Un secondo metodo di protezione si ottiene usando un diodo al silicio (figura 6).

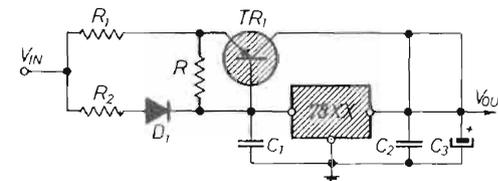


figura 6.

TR_1, R : come figura 3

D_1 : 1 N 4003 - o migliore

R_1 : 0,4Ω / 15 W

R_2 : 2Ω / 5 W

La massima corrente ottenibile risulta:

$$I_{OUT(max)} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot I_{REG(max)}$$

Il rapporto tra R_1 ed R_2 determina la quantità di corrente che circola, rispettivamente, nel regolatore e nel transistor.

Significa che se vogliamo ottenere un 4 ampere, almeno 3 dovranno scorrere nel transistor e meno di uno nell'integrato.

Con i valori dati nello schema (transistor permettendo) possiamo arrivare fino a 5 ampere. Su di un databook ho visto un transistor al posto del diodo, con collettore ed emitter collegati insieme (figura 7). Il risultato è naturalmente identico.

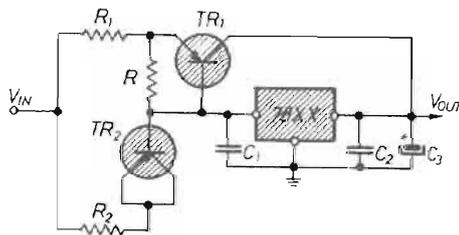


figura 7.

TR_1 , R = come figura 3

R_1 , R_2 = come figura 6

TR_2 = come TR_2 di figura 5 (BD 242 ecc.)

3) Quando la tensione disponibile è più alta della V_{IN}

Nel caso in cui la tensione a disposizione superi la tensione che lo stabilizzatore può sopportare al suo ingresso si può rimediare in diversi modi. Il metodo più semplice è quello di inserire una resistenza in serie (figura 8), però è poco consigliabile.

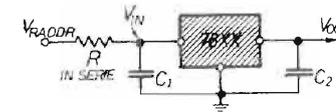


figura 8.

Limita in ogni caso la corrente disponibile e inoltre peggiora parecchio i parametri della regolazione di linea e di carico. Non lo prendo quindi nemmeno in considerazione.

Il sistema migliore consiste nell'abbassare e pre-regolare la tensione esistente con un transistor più zener (figura 9).

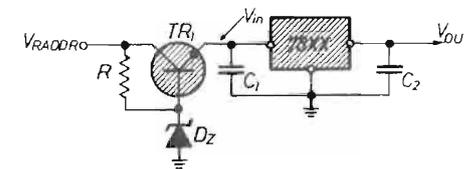


figura 9.

TR_1 , R , D_Z = v. testo

La tensione all'ingresso dell'integrato sarà in questo modo uguale alla tensione dello zener meno la V_{BE} del transistor. È chiaro che il valore dello zener sarà scelto nello specchio di tensione in cui può lavorare il regolatore.

Esempio: il regolatore è un 7805, il quale richiede una tensione di ingresso compresa tra 8 e 20 volt.

Per non farlo dissipare eccessivamente scelgo $V_{IN} = 12\text{ V}$.

La V_{RADDR} è, poniamo il caso, 24V.

Lo zener è bene sia da 1 W e il transistor deve poter dissipare tranquillamente la corrente di esercizio.

Il valore di R sarà:

$$R = \frac{V_{RADDR} - V_Z}{I_Z + I_{B(TR1)}}$$

I_Z è la corrente che deve scorrere nello zener: in genere da un terzo a metà della sua corrente massima, che si calcola dividendone la potenza per la tensione:

$$I_Z = \frac{W_Z}{V_Z} \quad (\text{nel nostro caso } \frac{1}{12} = 90_{\text{mA}} \text{ circa})$$

Prendiamone un terzo: 30 mA. I_B è invece la corrente di base del transistor, si ottiene dividendo la corrente massima di collettore per il β minimo (parametri rilevabili nei datasheet).

$$I_B = \frac{I_{C(\text{max})}}{\beta_{(\text{min})}}$$

La cosa è più lunga a spiegarsi che ad applicarsi. Sempre nella logica del nostro esempio scegliamo come TR un robusto e poco costoso 2N 3055: rileviamo che $I_C = 4\text{ A}$ e $\beta_{\text{min}} = 20$. Quindi

$$I_B = \frac{4}{20} = 0,2\text{ A}$$

Il valore di R è perciò:

$$R = \frac{24 - 12}{0,03 + 0,2} \cong 52\ \Omega$$

che arrotonderemo tranquillamente a 51 Ω , più vicino valore commerciale.

Dimenticavo! ai 12 V così ottenuti devo togliere la V_{BE} che (ricordate?) abbiamo standardizzato a 0,8V.

Otterremo in definitiva $12 - 0,8 = 11,2\text{V}$ ancora più che buoni per i nostri scopi. Se i 12V fossero stati più o meno critici avrei usato uno zener da 13V ($13 - 0,8 = 12,2\text{V}$).

Un terzo modo per abbassare la tensione consiste nell'usare un partitore resistivo (figura 10).

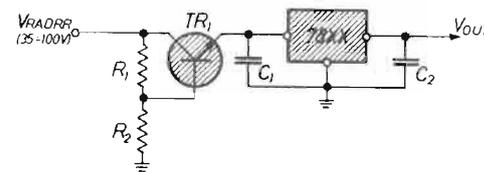


figura 10.

$$R_1 = 560\ \Omega$$

$$R_2 = 270\ \Omega$$

$$TR_1 = \text{In grado di reggere la } V_{RADDR}. \text{ (BU 104, 2N3441)}$$

Con i valori dati la V_{RADDR} può essere compresa tra 35 e 100V. Per facilità di calcolo e risultati d'insieme consiglio però il metodo Zener.

4) Tensioni non standard

La diffusione dei regolatori a tensione variabile non ha reso obsoleto il modo di ottenere tensioni non standard dai 78 e 79; rimane conveniente utilizzarli (per ragioni di costo) dove necessita un'unica V fissa. Anche qui i sistemi sono due.

Il primo consiste nell'inserire un partitore tra uscita, piedino di massa e massa stessa (figura 11).

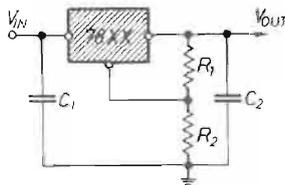


figura 11.

È comodo per ottenere variazioni non eccessivamente ampie (diciamo tra una tensione standard e l'altra).

La tensione di uscita del regolatore viene sommata a quella del «piedistallo» creato da R_2 .

Nel calcolo delle resistenze occorre tenere presente che attraverso R_1 deve scorrere una corrente assai più grande della I_q dell'integrato. Si usa in genere assumere $IR_1 = 5 I_q$.

Questo per non peggiorare eccessivamente i parametri di regolazione (linea e carico). R_2 è bene non superi il valore di R_1 .

Le formulette.

La tensione di uscita si ottiene così:

$$V_{OUT} = V_{REG} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_q \cdot R_2$$

ELETTRONICA
FLASH!

Per quanto riguarda le resistenze cominceremo con il ricavare R_1 , ricordando che la corrente da cui vogliamo farla attraversare è pari a 5 volte la corrente di riposo (espressa in ampere: $IR_1 = 5 I_q$ (A))

$$R_1 = \frac{V_{REG}}{IR_1}$$

R_2 vale invece:

$$R_2 = \frac{V_{OUT} - V_{REG}}{IR_1 + I_q}$$

(dove V_{OUT} è la tensione che desideriamo ottenere)

Il solito esempio pratico. Ipotizziamo un caso abbastanza «futuribile»: mettiamo di voler rifare con buona stabilizzazione l'alimentatore al solito registratore «banzai» per usarlo magari come memoria di massa del microcomputer. Rovistiamo nella solita scatola e tiriamo fuori un 7805.

Guardiamo la tabella e constatiamo così che IR_1 vale $4,2 \times 5 = 21 \text{ mA}$ (0,021A). R_1 è allora:

$$R_1 = \frac{5}{0,021} = 238 \Omega \text{ (} 220 \Omega + 18 \Omega \text{ in serie, per es.)}$$

Noi abbiamo bisogno, guarda un po', di 6V precisi.

R_2 vale quindi:

$$\frac{6 - 5}{0,021 + 0,0042} = 39,7 \Omega \text{ (ne parliamo dopo)}$$

ELETTRONICA
FLASH!

A questo punto facciamo la prova del nove: prendiamo la formula che riguarda la tensione e constatiamo che:

$$V_{OUT} = 5 \cdot \left(1 + \frac{39,7}{238} \right) + 0,0042 \cdot 39 = 5,993 \text{ V (tutto OK)}$$

Ottenere la precisa tensione desiderata con due resistenze fisse appare chiaramente utopistico a causa della tolleranza dell'integrato e delle resistenze stesse (come la mettiamo con i 39,7Ω)?

Per una regolazione al pelo di pulce sostituiremo perciò R_2 con un trimmer di poco superiore al suo valore (figura 12).

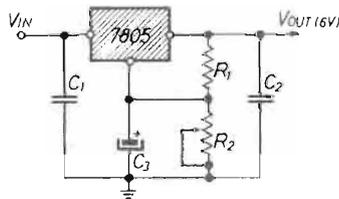


figura 12.

$R_1 = 238 \Omega$

$R_2 = \text{trimmer } 50 \text{ o } 100$

$C_3 = 10\mu\text{F} / 16 \text{ V elettr.}$

Quando il trimmer è a zero (cursore verso massa) la tensione di uscita è quella normale del regolatore. Regolandolo, otteniamo la tensione desiderata, nell'ambito possibile.

L'elettrolitico C_3 che vediamo in parallelo al trimmer stesso ha come al solito la funzione di migliorare il responso ai transienti.

Secondo sistema: È comodo quando si desidera ottenere una tensione parecchio più alta di quella dello stabilizzatore usato. Anche qui si tratta di creare un piedistallo di tensione da sommare a quella standard, cosa che si ottiene usando uno zener (figura 13).

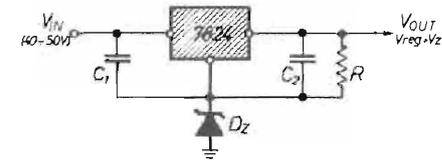


figura 13.

D_z : Zener 1 W

R : V. testo

Riferisco circuito e commenti al 78 (o 79) 24, ovvero al regolatore in commercio dotato della tensione più alta, dal momento che non avrebbe senso usare un integrato con tensione più bassa e un piedistallo — zener più alto peggiorando le caratteristiche dell'insieme.

A ogni buon conto, prima che qualcuno si preoccupi, puntualizziamo la faccenda del peggioramento nei parametri.

Tutto è relativo (per i giapponesi è già un peggioramento avere l'inflazione al 2%, HI!): tanto per intenderci questo circuito che è uno dei «più peggiori» mantiene pur sempre (con uno zener-piedistallo sui 20V e una tensione di ingresso intorno ai 50V) una regolazione di linea intorno allo 0,1% per una variazione di tensione del 10% quando il carico è di 0,5A. Con carico massimo è ancora inferiore allo 0,5%.

Sempre allo 0,1% la regolazione di carico, quando quest'ultima varia di 1A. Soddisfacente?

Nello schemino di figura 13 vediamo dunque un 7824 alla cui tensione standard viene aggiunta quella di uno Zener da 20V.

La resistenza R_1 serve per una corretta polarizzazione di quest'ultimo (abbiamo già visto prima quanta corrente richiede uno Zener) cosa importante per la stabilità dell'insieme.

Senza la resistenza la corrente di zener, in questo circuito, sarebbe costituita dalla sola I_q dell'integrato, cioè 5 mA (decimo più, decimo meno). Lo zener invece, essendo da 20V/1W, richiede un terzo di 1:20 uguale circa 15 mA.

Occorre perciò prelevarne almeno una decina dall'uscita. Qui abbiamo 44V. Togliamo i 20V dello zener e otteniamo la tensione ai capi della R (Tensione che è poi quella dello stabilizzatore).

Dividiamo poi per la corrente dello zener, togliendo la I_q , già presente.

Brevemente: $I_z = 15 \text{ mA}$. 5 li abbiamo già, quindi $I_R = 10 \text{ mA}$.

$V_R = V_{REG} = 24\text{V}$.

Quindi $R = 24 : 0,01 = 2400$. Wattaggio della R : $24 \times 0,01 = 0,24$ ossia circa 1/4 W (io ce ne metterei una da mezzo watt per sicurezza).

Se viceversa (caso raro) la corrente di riposo dell'integrato fosse già eccessiva per lo zener metteremo la resistenza in parallelo a quest'ultimo per farne scorrere via una parte (figura 14).

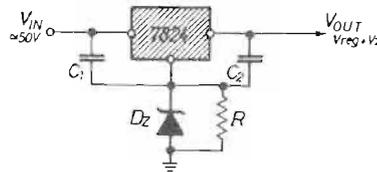


figura 14.

Il valore di questa R si ricaverà sapendo che la tensione ai suoi capi è quella dello Zener, mentre la corrente è quella percentuale che vogliamo eliminare.

Riguardo ai circuiti di figura 13 e 14 c'è da osservare che non sono protetti contro cortocircuiti e altri accidenti perché la tensione di ingresso supera la massima V_{in} dell'integrato.

Il rimedio complica discretamente il circuito, che rimane consigliabile quando si tratta di raggiungere tensioni che anche i regolatori variabili non possono dare (figura 15).

Abbiamo qui un darlington di transistor, che insieme ad un secondo Zener abbassa la tensione di ingresso dell'integrato a valori di sicurezza

($V_{IN} = V_{Z2}$) in quanto lavora SOPRA lo Zener-piedistallo. Il diodo al germanio D_g ha la funzione di proteggere da cortocircuiti sull'uscita, e permettere una rapida «partenza» del circuito anche con forte carico. Il «perché» questo diodo deve essere al germanio lo vedremo tra un momento, quando parleremo degli alimentatori duali.

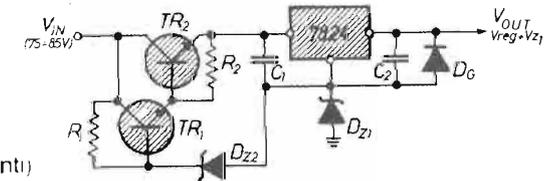


figura 15.

D_G : 0A95 o simili (v. più avanti)

TR_1 = 2N 3055 o simili

TR_2 = 2N 708 o simili

R_1 = 4,7 k Ω / 1/2 W

R_2 = 1 k Ω / 1 W

D_{Z1} = come desiderato

D_{Z2} = calcolato in modo che $V_{IN} - V_{Z2}$ rientri nei limiti rapportabili dall'integrato: ad esempio se $V_{IN} = 75 \div 85 \text{ V}$

D_{Z2} può essere da 33 V, 1 W.

Un circuito più semplificato (con un solo transistor) ma ugualmente abbastanza efficace è visibile in figura 16.

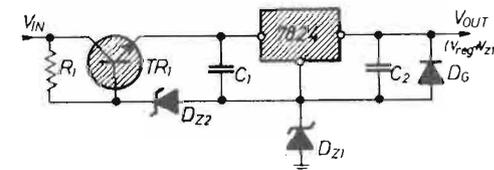


Figura 16.

V_{IN} , D_{Z1} , D_{Z2} , D_G = come nell'esempio precedente.

TR_1 = 2N 3055 o simili

R_1 = 680 Ω 1 W

5) Generatori di corrente costante

Saltiamo velocemente di palo in frasca e vediamo un'ulteriore caratteristica degli aggaggi in esame: quella di poter generare un flusso costante di corrente. L'utilizzazione più conosciuta è quella di caricabatterie.

La configurazione circuitale la possiamo vedere in figura 17.

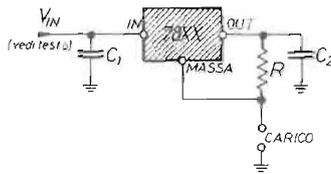


figura 17.

$R = v. \text{ testo}$

$C_1, C_2 = \text{al solito}$

È il valore di R che determina la corrente di uscita secondo la formula

$$I_{OUT} = \frac{V_{REG}}{R} + I_q$$

e quindi, per ottenere il valore della resistenza:

$$R = \frac{V_{REG} + I_q}{I_{OUT}}$$

Esempiuccio: vogliamo ricavare una corrente di 1 ampère da un 7812:

$$R = \frac{12 + 0,004}{1} = 12,004 \Omega$$

Balzano agli occhi due fatti: primo, che nel caso di correnti abbastanza forti la I_q è trascurabile e si può anche omettere. Secondo, per ottenere la massima corrente da un regolatore da 1 A la R sarà pari al valore della sua tensione (5 per un 7805 e così via).

Dato il solito problema delle tolleranze, dov'è richiesta precisione converrà sostituire la R con un trimmer (adatto a sopportare il carico), avendo l'accortezza di mettere in serie allo stesso una resistenza fissa per non rischiare di salire oltre la I_{max} dissipabile dell'integrato (figura 18).

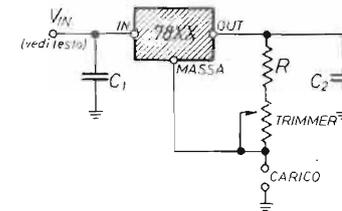


figura 18.

Valore di $R =$ pari a quello determinante la I_{MAX} : 5Ω per un 7805, 12Ω per un 7812 ecc.

Memento (importante): la tensione di uscita sarà vicina alla V_{OUT} purché la V_{IN} sia sufficientemente alta. In questa configurazione l'integrato diventa difatti affetto da notevole dropout.

La tensione di ingresso dovrà perciò essere vicina a quella massima

sopportabile. A titolo di esempio sui 20V per un 7805, 30V per un 7812, 35V per un 7815.

E se abbiamo bisogno di una corrente maggiore di quella dell'IC? Ricorriamo nuovamente ad un transistor esterno (figura 19).

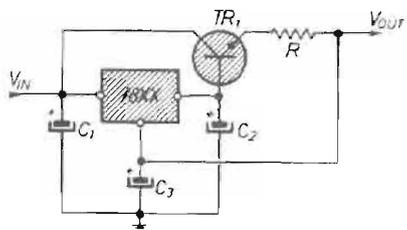


figura 19.

TR₁ , R = v. testo
C₁ , C₂ = 1µF tantalio
C₃ = 10µF

In questo circuito la corrente dipende dal valore della resistenza ed è legata alla I_{max} del transistor usato (attenti a non superarla facendo il calcolo della R!) La (ennesima) formula è la seguente:

$$I_{OUT} = I_q + \left(\frac{V_{REG} - V_{BE}}{R} \right)$$

Trasponiamo la formula per ottenere direttamente R (tralasciando I_q che in questo caso è trascurabile con correnti forti), e ottenendo:

$$R = \frac{V_{REG} - V_{BE}}{I_{OUT}}$$

Se uscissero valori «strani» di R e volessimo sostituirla con un trimmer occhio alla dissipazione.

6) Alimentatori duali

Nel circuito base comunemente usato capita a volte un fatto che lascia perplessi, cioè che il regolatore positivo sia pigro nel mettersi a lavorare se il carico comune si avvicina a quello massimo (figura 20).

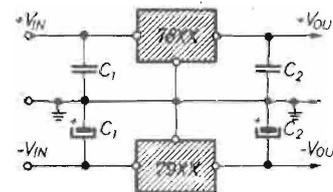


figura 20.

L'origine dell'inconveniente va ricercato in difetti di polarizzazione dell'integrato, a livello di substrato. Si aggiustano le cose con un diodo al germanio in parallelo all'out del regolatore positivo; diodo al germanio che dovendo sopportare la corrente che l'integrato è in grado di fornire, si sostituisce in genere con un transistor (sempre al germanio, ovvio) con l'emitter e il collettore collegati insieme (figura 21).

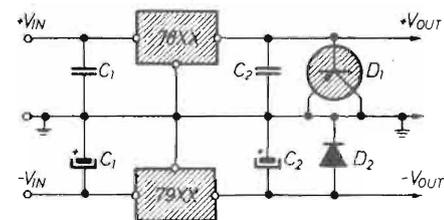


figura 21.

D₁ = transistor PNP al germanio con C ed E collegati insieme: AC 153, AC 180, 2N 3612 ecc.

D₂ = Diodo al Si 1N 4002 o migliore. Serve come protezione contro i cortocircuiti

Anche il DG degli schemi di figura 15 e 16 può essere vantaggiosamente sostituito da un transistor, se i diodi tipo OA dovessero «surriscaldarsi». Altro accorgimento da usarsi proprio nel caso capitassero degli integrati da licenziamento in tronco è visibile in figura 22.

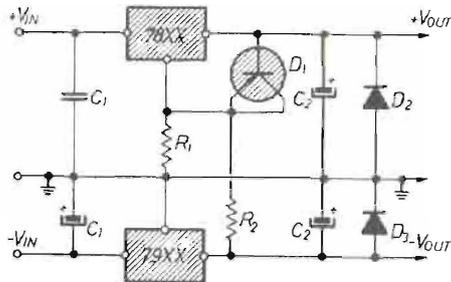


figura 22.

- D_1 = Come nell'esempio precedente
- D_2, D_3 = 1N 4002
- C_1 = NORMALI
- C_2 = 25 μ F
- R_1 10 Ω / 1/2 W
- R_2 820 Ω / 1/2 W

Per facilitare ancora più lo start-up, regolatore e diodo vengono leggermente polarizzati tramite la resistenza da 10 Ω .

R_2 ha la funzione di ristabilire l'equilibrio delle tensioni in quanto la R_1 fa aumentare un poco la tensione positiva circa 6mV/ Ω (quindi 60mV in tutto). (Se non importa che la V^- sia più alta omettete pure la R_2)

D_2 e D_3 (mi ripeto) sono protezioni contro i cortocircuiti, tanto più che i condensatori di uscita vengono portati a 25 μ F.

D_1 , in questo circuito, può anche venire sostituito da un diodo al silicio per commutazione, tipo il BA130 o similari.

7) Electronic shutdown

L'elettronico-shutdown (o remote shutdown) è il modo di comandare un regolatore (in pratica dargli e togliergli tensione) tramite un circuito logico. Schema a figura 23.

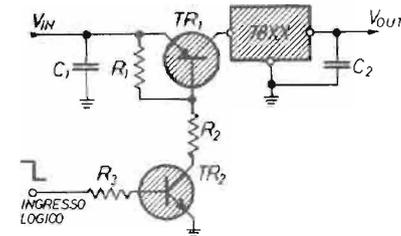


figura 23.

- TR_1 = BD 302, BD 598, 2N 1607 (con dissipatore)
- TR_2 = 2N708 o simili
- R_1 = 560 Ω 1W
- R_2 = 390 Ω 1/2W
- R_3 = 1 k Ω 1/4W

Il transistor PNP in serie (TR_1) funziona come un interruttore elettronico nei riguardi della tensione di ingresso. Quando la tensione all'ingresso logico è superiore al minimo «alto» di un circuito TTL (2,4V) il transistor TR_2 va in saturazione, e in questa condizione attraverso R_2 scorre una corrente sufficiente a saturare anche TR_1 . L'ingresso dell'integrato è perciò alimentato.

Allorquando il livello logico scende a zero, TR_2 si interdice facendo fare altrettanto a TR_1 . Ergo, niente più tensione all'ingresso del regolatore.

La tensione, per scendere a zero, impiega da 3 μ s con pieno carico a 3 μ s a carico nullo.

Il tempo di risalita è di circa 7 μ s a pieno carico.

Non ho mai provato, ma ritengo senz'altro che il circuito si presti ad essere usato anche con i CMOS, data la bassa corrente che assorbe la base di TR_2 . Si tratta solo di trovare il giusto valore di R_3 per un corretto

funzionamento in rapporto alla tensione che, come si sa, per i CMOS può variare da 3 a 15V.

Fino a questo punto, dunque, per i «fondamentali», mi sono richiamato alla serie 78 e 79, ma l'evoluzione delle tecnologie ha portato ad ottenere regolatori «improved» ovvero migliorati.

Un esempio di questi ultimi sono le serie 340 (positivi) e 320 (negativi).

Per ottenere questo tipo di integrato si è fatto largo uso del computer sia nella fase di progettazione che in quella di fabbricazione per ottimizzare il prodotto. Ne sono usciti degli stabilizzatori con caratteristiche migliori di due ordini di grandezza rispetto ai 78 e 79.

Vengono prodotti nelle tre tensioni standard. Sigle e dati interessanti come da tabelline seguenti.

Tensioni di uscita: 5, 12, 15V 2% (per i 78 e 79 era 10%)

Regolazione linea: 0,01% (per 1V)

Regolazione carico: 0,3% (per variazione max del carico)

TIPO	I _{OUT} (A.)
340	1
340 L	0,1
341	0,5
342	0,25
320	1
320 M	0,5
320 ML	0,1

Davanti al numero ci sarà la sigla del fabbricante: LM, μ A, CA ecc.

8) Il «Tracking»

Ancora un piccolo cenno sul «tracking». Si tratta di un tipo di alimentatore in cui un componente (nel nostro caso un regolatore a tre piedi) «track» ovvero (come dire?) «rimorchia» il resto del circuito. Con la tecnica del tracking si facevano cosucce interessanti, come risulta dalla piccola panoramica che segue.

I primi due circuiti sono piuttosto «old style» ve li presento per pura curiosità. Il terzo invece è ancora attuale, ed è tratto dalla bibliografia National. Anzi, ve lo raccomando caldamente.

A) Tracking: un 78XX rimorchia un'operazione tipo 741 e un transistor per ottenere un'uscita duale. In tutti questi schemi le coppie di resistenza contrassegnate con un asterisco devono essere il più possibile simili tra loro, se si vuole che le tensioni positiva e negativa non si discostino molto.

Usare quindi resistenze all'1%, meglio se più precise (figura 24).

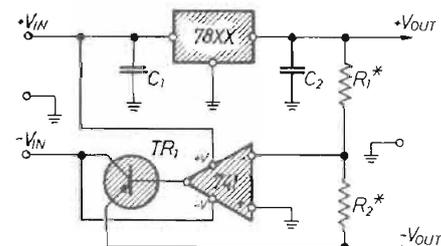


figura 24.

TR₁ = BD 303, BD 598, 2N 6124

R₁, R₂ = 4,7 k Ω - 1/2 W - 1%

$\pm V_{IN}$ = Nei limiti del regolatore usato.

B) tracking bipolare variabile in tensione sostituendo il **solo regolatore negativo** (magari con un gioco di commutatori). Viene utilizzato pure un regolatore del tipo LM 317, che tratteremo nella seconda parte (figura 25).

C) Questo è veramente bello: permette di ottenere un'uscita bipolare variabile tra $\pm 5V$ e $\pm 18V$, 1A, manovrando un unico potenziometro: schema National come già detto.

Adopera un LM 340/5 in unione con un doppio OP. AMP. LM 1558. Attenzione a non sostituire questo ultimo con il «fratellino» LM 1458, che ha un limite MAX di tensione di soli $\pm 18V$.

Anche con lo LM 1558 non superare mai, in ogni caso i $\pm 22V$ all'ingresso. Le resistenze determinanti per un buon tracking sono R₂ e R₃. Se (come già spiegato sopra) sono ben simili, le tensioni positiva e negativa non dovrebbero scostarsi tra loro più di 50mV su tutta la gamma di regolazione.

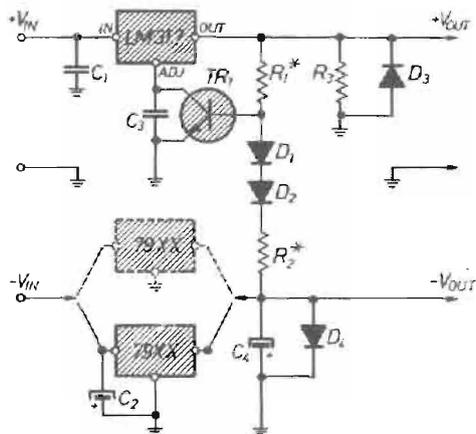


figura 25

$TR_1 = 2N 2222, 2N 708$
 $D_1, D_2 = BA 114, BA 157$
 $D_3, D_4 = 1N 4002$
 $R_1, R_2 = 150 k \Omega - 1/2 W 1\%$
 $R_3 = 1k \Omega - 1/2 W$
 $C_1 = 100nF$
 $C_2 = 2,2\mu F$ tantalio
 $C_3 = 470nF$

Per finire alcune noterelle.

Esiste una serie 78 economica, contrassegnata con la lettera C (78CXX) e caratterizzata da parametri un po' scarsucci, in particolare come rumore. Evitarla per impieghi delicati.

Liquidiamo con un paio di battute anche un altro tipo di stabilizzatore 78, poco usato e poco conosciuto: il 78CB, prodotto (come dice la sigla) per alimentare i baracchini citizen band veicolari quando vengono usati come stazione fissa.

Può dare 2 ampere a 13,8V, caratteristiche di regolazione più o meno come gli altri. Necessitando correnti maggiori ricorrere a transistor esterni come già visto.

Per eventuali calcoli: I_q tipica = 4,3 mA, $I_{sc} = 2,2 A$.

Due parole pure per il 78H05, regolatore da 5V e 5 ampere, concepito

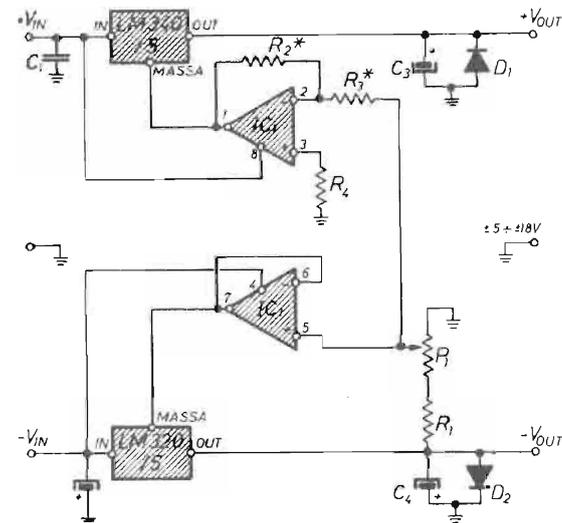


figura 26.

$IC_1 = LM 1558$
 $P_1 = 20 k \Omega$ POT. LIN.
 $R_1 = 3 k \Omega$ 1/4 W
 $R_2, R_3 = 10 k \Omega$ 1% 1/4W
 $R_4 = 5 k \Omega$ 1/4 W
 $C_1 = 220nF$
 $C_2, C_4 = 2,2\mu F$ tantalio
 $C_3 = 1\mu F$ tantalio

per l'alimentazione di circuiti TTL «pesanti». Caduti in disuso dopo che i CMOS e i TTL SCHOTTKY si sono imposti a tamburo battente.

Chi ne avesse bisogno può ottenere fino a 10A con un transistor esterno seguendo la falsariga di figura 3. Il transistor può essere un forzuto 2N3789 p. es. La R sarà di 0,25 Ω , non induttiva.

A questi livelli di corrente ricordarsi di adottare un lay-out pulito e con un unico punto di massa.

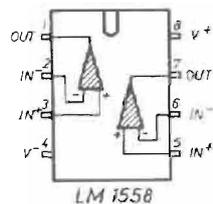


figura 27.

Piedinatura di IC₁ «dual in line»
La stessa piedinatura è valida anche per il tipo in case metallico.

PARTE SECONDA

INTEGRATI STABILIZZATORI A TENSIONE VARIABILE

1) Dati e circuiti standard

Abbiamo dunque visto che con gli stabilizzatori a tensione fissa e opportuni accorgimenti si possono ottenere tensioni variabili sia pure a prezzo di una discreta complicazione circuitale. L'esempio più classico è quello di figura 1.

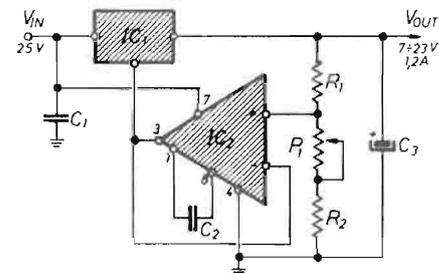


figura 1.

- $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega$
- $P_1 = 10 \text{ k}\Omega$
- $C_1 = 330 \text{ nF}$
- $C_2 = 30 \text{ pF}$
- $C_3 = 2,2 \mu\text{F}$
- $IC_1 = 7805$
- $IC_2 = \text{LM } 301$

Come si vede il gioco non vale la candela, senza contare che per scendere sotto i 6-7 volt dal lato basso si richiede una tensione negativa con ulteriore complicazione del circuito. Quando (fiat lux!) apparve il

«317» (LM 317, CA 317, uA 317, secondo il fabbricante), regolatore variabile in grado di regolare un ampere abbondante di corrente, tutto protetto e praticamente indistruttibile, regolabile tra 1,2 V (tensione della sua sorgente di riferimento) e 252 V con un minimo di componenti, tutte queste complicazioni diventarono superate.

Al momento attuale abbiamo anche il suo reciproco «337» (negativo), e quindi ancora altri tipi in grado di dare correnti maggiori, nonché un tipo di 317 (HV) regolabile fino a 45V.

Vediamoci come è fatto e come funziona all'ingrosso uno di cotesti aggeggi. Il circuito interno a blocchi è quello di figura 2.

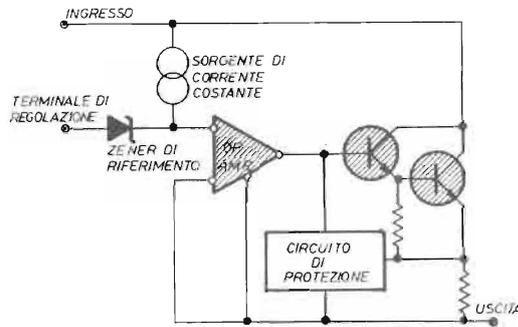


figura 2.

Tralasciando il circuito di protezione, che serve ad impedire guai in caso di sovraccarico o cortocircuiti vediamo le parti funzionali. Abbiamo dunque un OPAMP connesso come buffer che pilota un darlington di potenza, mentre tra il suo ingresso non invertente e il terminale di regolazione troviamo una tensione di riferimento costituita da uno zener «dinamico», a sua volta polarizzato dalla sorgente di corrente costante.

Data la configurazione del circuito (osservare che il terminale di uscita funge anche da massa virtuale, eliminando la necessità di un ulteriore piedino per la massa stessa) noi avremo sull'uscita la tensione del piedino di riferimento più 1,2V.

Per farla corta e poco complicata riferiamoci alla figura 3, che illustra il circuito di principio per la regolazione.

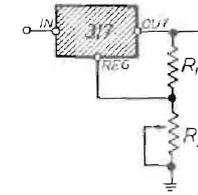


figura 3.

R_1, R_2 : v. testo.

N.B.: Per i regolatori negativi si intendano, al solito, invertite le polarità, i diodi ecc.

La resistenza R_1 forza una piccola quantità di corrente ($5 \div 10$ mA) ad attraversare R_2 . La parte di corrente che non scorre a massa attraverso R_2 , è obbligata a scorrere attraverso il terminale di regolazione provocando un aumento di tensione sullo stesso e quindi anche sull'uscita.

(Piccolo svantaggio: sull'uscita avremo sempre questi $15 \div 10$ mA da usarsi in qualche modo, cosa che in genere non crea problemi e che è anche possibile eliminare). La tensione sull'uscita sarà allora di 1,2V quando il cursore di R_2 è a massa, altrimenti avrà il valore seguente:

$$V_{OUT} = 1,2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 \quad (\text{dove } R_1 \text{ e } R_2 \text{ in } M\Omega)$$

In ogni modo ecco qui una tabella pratica che oltre ad essere un elenco dei regolatori variabili in commercio vi dice pure i valori consigliati per R_1, R_2 e il «range» di tensione ottenibile con il circuito base di regolazione. Un'osservazione: ho riferito la tabella ai regolatori, «for consumers» (prefisso 3).

Difatti esistono tre serie (non solo di stabilizzatori, ma di tutti gli integrati in generale) con differente prefisso e con caratteristiche degradanti.

Prefisso 1 (es. LM 117): usi militari e industriali.
 Prefisso 2 (es. LM 217): uso veicolare.
 Prefisso 3 (es. LM 317): commerciale.

In genere non c'è una grande differenza tranne nella gamma di temperatura in cui il dispositivo è usabile (che nella serie 1 parte in genere da - 50 mentre la serie 3 non è usabile sottozero), e particolari come la reiezione del ripple (nel caso dei regolatori) nonché una maggiore aderenza alle caratteristiche dichiarate.

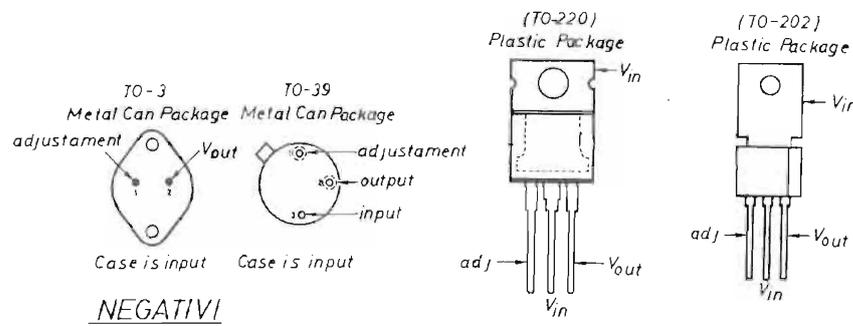
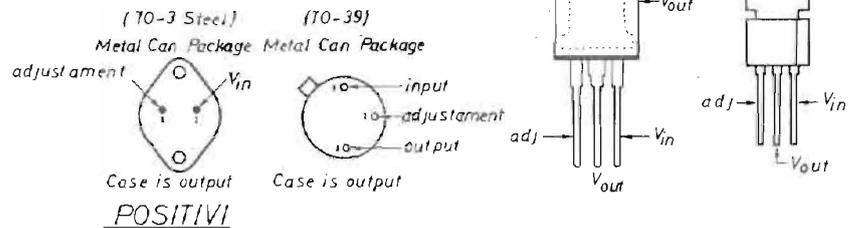
Ad ogni modo, se avete qualche conoscenza alla Nasa e potete procurarvi integrati serie 1 fatemelo sapere...

	$V_{IN}(V)$	$V_{OUT}(V)$	$I_{OUT}(A)$	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$ Pot. lin.
317	28	1,2 ÷ 25	1	240	5 k
317HV	48	1,2 ÷ 45	1	240	5 k
317L	28	1,2 ÷ 25	0,1	240	5 k
350	28	1,2 ÷ 25	3	240	5 k
338	28	1,2 ÷ 25	5	120	5 k
196*	18	1,2 ÷ 15	10	120	1,5 k
337	25	1,2 ÷ 20	1	120	2 k
337HV	50	1,2 ÷ 47	1	120	5 k
337L	28	1,2 ÷ 25	0,1	240	5 k

* Al momento in cui viene steso l'articolo (Aprile 1985) il 196 non è ancora entrato in regolare commercio. Esiste solo la serie «preliminary», ossia di studio avanzato, del tipo per uso industriale.

Ed ecco anche la zoccolatura dei vari case in cui sono commercializzati questi regolatori. Per ciò che riguarda le caratteristiche di regolazione (sempre riferite alla serie 3) esse sono mediamente:

- Regolaz. linea: 0,01%
- Regolaz. carico: 0,1%
- Ripple rejection: 77 db.



Ed ecco il circuito completo per la regolazione (figura 4).
 Commento: C_1 e C_2 hanno la medesima funzione di quelli usati con i regolatori fissi (vedi).

Idem per quanto riguarda i diodi (protezione contro i cortocircuiti). C_3 ha invece la funzione di migliorare il responso verso il ripple. Importante: nel cablaggio la resistenza R_1 deve essere connessa il più direttamente possibile sul pin di uscita.

Questo perché se R_1 è posta più distante il regolatore «vede» il conduttore come una resistenza supplementare (V. figura 5), che per quanto minima porta ad un degrado discretamente notevole della regolazione di carico.

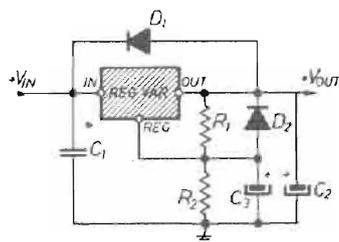
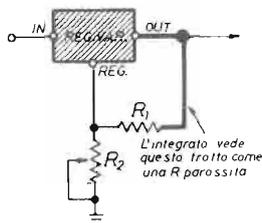


figura 4.

D_1, D_2 : 1N 4002 o migliori
 R_1, R_2 = v. tabella
 $C_1 = 100\text{nF}$
 $C_2 = 1\mu\text{F}$ tantalio (per il 196 : $4,7\mu\text{F}$)
 $C_3 = 10\mu\text{F}$ ($22\mu\text{f}$ per il 196)



Circuiti particolari di regolazione

Uno zoom sulle molteplici possibilità sul 317 e company. Anzitutto un circuitino per una regolazione ancora «più migliore», in particolare nei riguardi delle variazioni di temperatura (figura 6) e che inoltre permette di partire da 0 volt.

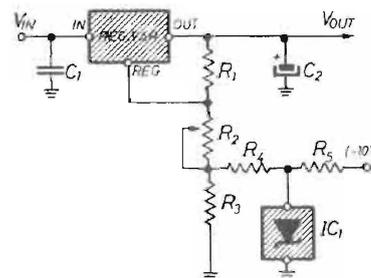


figura 6.

R_1, R_2, C_1, C_2 : come di regola
 R_3 : $240\ \Omega$ 1/2 W
 R_4 : $560\ \Omega$ 1/2 W
 R_5 : $150\ \Omega$ 1/2 W
 IC_1 : LM 329

Come si vede c'è una certa complicazione del circuito, dovuta all'inserimento dell'LM 329 e delle sue resistenze di polarizzazione, nonché della sorgente di tensione negativa richiesta.

Per quest'ultima non c'è problema: basta prelevare una parte della tensione alternata e raddrizzarla come da figura 7.

Veramente sarebbe più canonico l'uso di un secondario separato, ma nella vita non si può avere tutto... e un trasformatore con due secondari come quelli richiesti dal circuito è difficilmente reperibile.

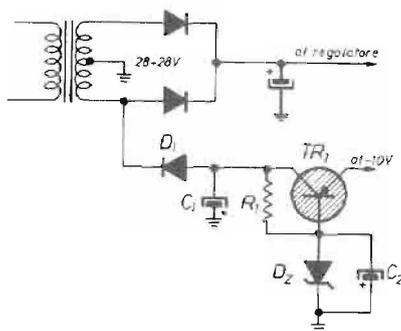


figura 7.

TR₁ : BC 161, BC 303 ecc.
 D₁ : 1N 4004
 D₂ : Zener 11 V 1/2 W
 R₁ : 1,8 kΩ 1 W
 C₁ : 470μF / 63V
 C₂ : 100μF / 50V

Due righe di commento sull'LM 329, che non è uno zener normale bensì uno «zener di riferimento», in pratica un vero e proprio integrato con una bassissima impedenza e un'alta dinamica.

Di questi zener di riferimento esiste tutta una scala di diversi valori, ad ogni modo sorvoliamo per non divagare troppo.

Proseguiamo. Visto che l'LM 196 è ancora di là da venire, se ho bisogno di un alimentatore a tensione variabile da 10 ampere che cosa faccio?

Guardo la figura 8, tratta dalla bibliografia National.

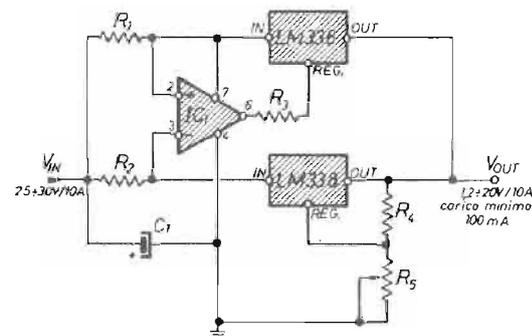


figura 8.

IC₁ : LM 307
 C₁ : 1μf - tantalio
 R₁, R₂ : 0,1 1W
 R₃ : 1 kΩ 1/4 W
 R₄ : 120Ω 1/4 W
 R₅ : 2 kΩ Potenz. lin.

Due LM 338, un OP. AMP. e il gioco è fatto. Da tenere presente che all'uscita deve sempre essere presente un carico di almeno 10mA. Attenzione al layout: a questi livelli di corrente ci vuole almeno un minimo di «mano d'angelo».

L'ELECTRONIC-SHUTDOWN: qui è più facile da ottenere che con i regolatori fissi. Basta infatti portare a massa il terminale di regolazione per portare a zero l'uscita.

Non proprio a zero veramente, essendoci sempre i famosi 1,2V della tensione di riferimento, comunque per i TTL è uno zero «logico» che non permette loro di funzionare.

Come si vede in figura 9 il regolatore è polarizzato per dare 5V, che gli vengono tolti quando TR₁ va in saturazione.

Ricordare che è un livello logico ALTO a portare bassa l'uscita del regolatore. R₁ è invece sempre da 720Ω, per avere 5V. Anche in questo caso il circuito è adattabile ai CMOS: variando la R₂ da 720Ω si cambia la tensione di uscita secondo la formula vista all'inizio.

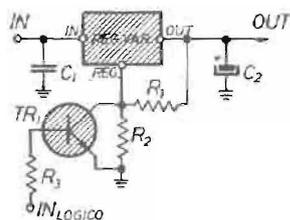


figura 9.

TR₁ : NPN qualsiasi (BC 109, BC 238, ecc.)

C₁, C₂, R₁ : normali

R₂ : 720 Ω per 5V out.

R₃ : 1 ÷ 4,7 KΩ

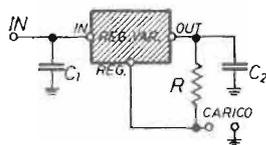


figura 10.

C₁, C₂ : 100nF

R : v. testo

Generatori di corrente costante

Molto interessante è l'uso del 317 e soci come generatori di corrente costante. La configurazione relativa è visibile in figura 10.

Dato il differente principio di funzionamento, gli stabilizzatori variabili non sono affetti dal drop-out che patiscono quelli fissi in questo uso (ne abbiamo parlato, ricordate?) e la tensione di ingresso è resa sempre fedelmente. Dalla formula che abbiamo visto prima parlando della tensione di uscita si ricava che la corrente di uscita del regolatore così usato è pari a:

$$\frac{1,2}{R}$$

Ad esempio un 317 ($I_{OUT} = 1A$) dovrà essere caricato come minimo con una R da 1,2 Ω. Infatti:

$$\frac{1,2}{1,2\Omega} = 1 A.$$

Il valore minimo di corrente ottenibile con questo circuito è il valore della corrente (detta DI PROGRAMMA) che si dà al regolatore nel suo funzionamento normale tramite la R₁ della tabella. Un attimo di ricapitolazione per non confondere le idee: la resistenza che determina la corrente di uscita avrà un valore compreso tra R₁ della tabella e il valore che determina la corrente massima (e che ricaveremo dalla formuletta precedente).

Per un bel carica-batteria a corrente costante consiglio il circuito seguente (figura 11).

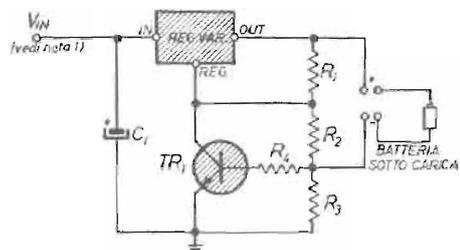


figura 11.

TR₁ : BC 301, BC 141 ecc.

C₁ : 1000µF

R₁ : come di regola

R₂ : come di regola (v. nota 2)

R₃ : determina la corrente di picco (v. nota 3)

R₄ : 100 Ω / 1/2 W

nota 1): La V_{IN} dev'essere almeno 3V più alta della tensione richiesta.

nota 2): R₂ determina la tensione di uscita come di regola: tenere presente che le batterie NI-CD vanno caricate con una tensione più alta del 10% di quella nominale.

nota 3): R₃ determina la corrente di picco. Si calcola così:

$$R_3 = \frac{0,65}{I_{\text{peak}} \text{ (A)}}$$

Alimentatori ad alta tensione

A chi possiede vecchi apparati valvolari o ha comune necessità di alte tensioni interesserà infine quest'ultima applicazione del 317. L'alimentazione stabilizzata di certi begli oscillatori old-time può ad esempio essere utilmente rifatta come nelle figure 12 e 13.

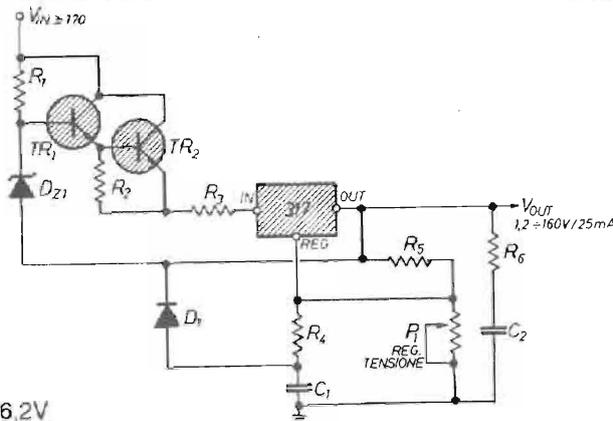


figura 12.

DZ₁ : Zener 6,2V

D₁ : 1N 4002

TR₁, TR₂ : alta tensione, basso B. Consiglio BU 135 o simili.

C₁, C₂ : 1µF / 200V non polarizzati

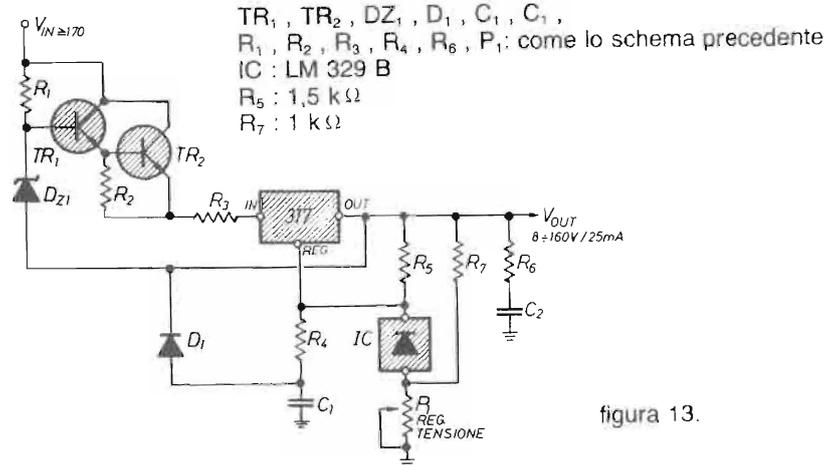
R₁ : 100 kΩ / 1/2 W

R₂ : 1 kΩ / 1/2 W

R₃, R₄ : 100 Ω / 1/2 W

R₅ : 150 Ω / 1/2 W

R₆ : 2,7 Ω / 1/2 W



TR₁, TR₂, DZ₁, D₁, C₁, C₂,

R₁, R₂, R₃, R₄, R₆, P₁: come lo schema precedente

IC : LM 329 B

R₅ : 1,5 kΩ

R₇ : 1 kΩ

figura 13.

