

PROGETTO DI ELETTRONICA I

ALIMENTATORE STABILIZZATO VARIABILE da 5 a 12 VOLT 1,5 AMPERE

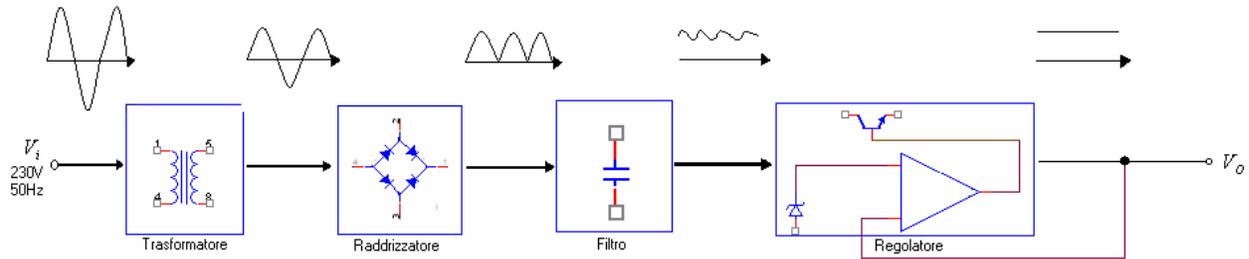
STUDENTE : PEZZUTO COSIMO

FACOLTA' : TELEDIDATTICO INGEGNERIA INFORMATICA

CORSO : ELETTRONICA I



Per progettare questo alimentatore procediamo con il metodo TOP-DOWN cioè partendo da ciò che vogliamo ottenere, tensione e corrente di uscita, si procede a ritroso costruendo via via i vari blocchi che compongono lo schema di un generico alimentatore stabilizzato vedi figura:



IL REGOLATORE

Essendo l'obiettivo quello di avere un alimentatore a $V_0 = 5V \div 12V$ e $I_{0(max)} = 1,5A$ stabilizzato, il primo blocco che progetteremo sarà il regolatore per il quale scegliamo uno schema tipo serie con amplificatore di errore e finale DARLINGTON. Le motivazioni che ci spingono a utilizzare questo schema al posto di uno più semplice a diodo zener più transistor sono le seguenti: a parte i circuiti con diodo zener lo stadio di fig 1 rappresenta il più semplice stadio stabilizzatore per la cui realizzazione è sufficiente un BJT che posto in connessione a collettore comune, ossia come emitter follower, è pertanto in serie al carico la cui corrente I_0 è pressochè coincidente con la I_C di collettore del BJT.

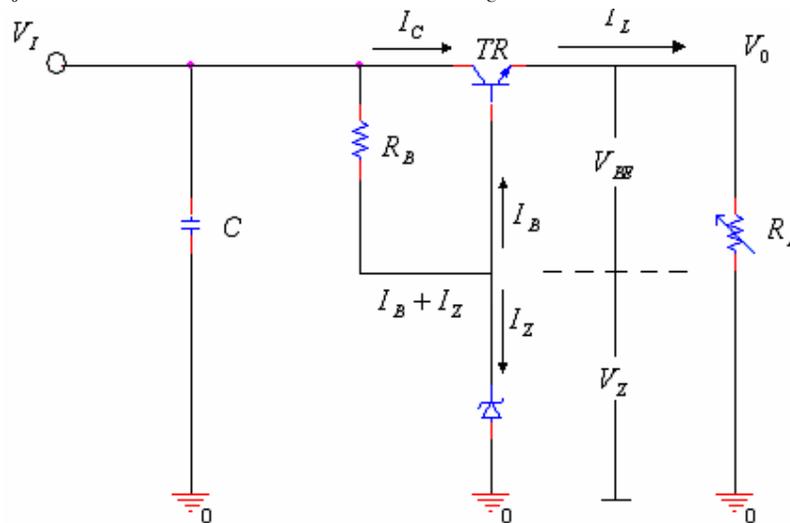


FIG.1

Con riferimento alla maglia di uscita si ha $V_Z = V_{BE} + V_0$ dove V_Z è la tensione di riferimento fornita dal diodo zener mentre la V_{BE} è la tensione base emettitore del BJT il cui valore è compreso tra 0,6 e 0,7 Volt. Dall'espressioni precedenti si vede che la stabilizzazione di V_0 a fronte di sempre possibili fluttuazioni della tensione di rete e di altrettante possibili variazioni della corrente assorbita dal carico è determinata dal diodo zener la cui V_Z a meno della V_{BE} del BJT determina il valore della V_0 . In pratica essendo come già detto

$V_0 = V_Z - V_{BE}$; si comprende come la tensione di uscita sia strettamente legata alla variazione della V_Z e della V_{BE} . Rovesciando il discorso e considerando la maglia di ingresso, si trova che $V_i = V_{CE} + V_0$, per cui è intuitivo da tale espressione che eventuali fluttuazioni della tensione d'ingresso, si ripercuotano sulla tensione di uscita dal momento che sia la V_Z che la V_{BE} rimangono costanti.

Un altro punto a sfavore del suddetto circuito è che questo va bene per correnti non superiori a qualche centinaio di milliampere in quanto se la corrente nel carico assume valori di qualche ampere, sarà richiesto al transistor un guadagno di corrente che normalmente i transistor di potenza non hanno. Per ottenere maggiori correnti nel carico e quindi maggiore corrente di collettore sarebbe necessario aumentare la tensione d'ingresso e ciò determinerebbe un incremento della caduta di tensione collettore-emettitore del BJT che si troverebbe quindi a dissipare una maggiore potenza $P_q = (V_i - V_0) \cdot I_L \cong (V_i - V_0) \cdot I_C$. Per migliorare quest'ultimo punto è possibile ricorrere all'uso di due transistor in connessione Darlington come in figura 2.

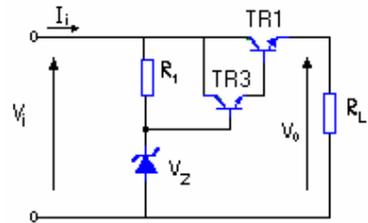


FIG.2

Il blocco formato dai due transistor TR1 TR3 ha un guadagno di corrente pari a $hfe = hfe_1 \cdot hfe_3$ tale blocco formato dalla connessione in cascata di due stadi a collettore comune è appunto quello che generalmente viene indicato con i termini di transistore Darlington o coppia Darlington, dalla figura 3 risulta che la I_{b1} è la corrente di ingresso dell'intero blocco mentre la $I_c = I_{c3} + I_{c1}$ è circa la corrente di uscita.

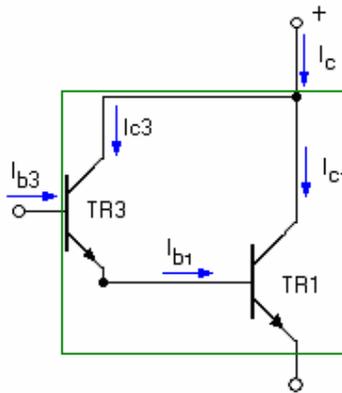


FIG.3

Essendo la corrente di emettitore del TR3 coincidente con quella di base del TR1 si trova che $I_{c1} = \beta I_{b1} = \beta (\beta + 1) I_{b3}$ e $I_c = I_{c3} + I_{c1} = \beta I_{b3} + \beta (\beta + 1) I_{b3}$ per cui avendo supposto di

utilizzare due bjt uguali avremo che il guadagno totale β_{TOT} sarà: $\beta_{TOT} = \frac{I_c}{I_{b3}} = \beta(\beta + 2) = \beta^2$

supponendo $\beta \gg 2$. Occorre tenere presente che il transistor TR1 deve poter sopportare tutta la corrente del carico mentre il TR3 è attraversato da una corrente inferiore.

$$I_{c3} = \frac{I_{c1}}{hfe_1}.$$

Gli stabilizzatori esaminati fino a questo punto hanno l'inconveniente di avere la tensione del carico approssimativamente uguale a quella dello zener, se teniamo in conto che gli zener più stabili in temperatura sono quelli di $\approx 5V$ da ciò si deduce subito come sia difficile ottenere tensioni stabili per valori superiori.

Sciolti questi dubbi circa l'impossibilità di utilizzare uno schema come quello appena descritto per ottenere le specifiche di progetto che vogliamo realizzare, cerchiamo di descrivere come poter migliorare il tutto.

Per ovviare ai suddetti inconvenienti è quindi preferibile fare ricorso a configurazioni circuitali il cui schema funzionale è illustrato in figura 4.

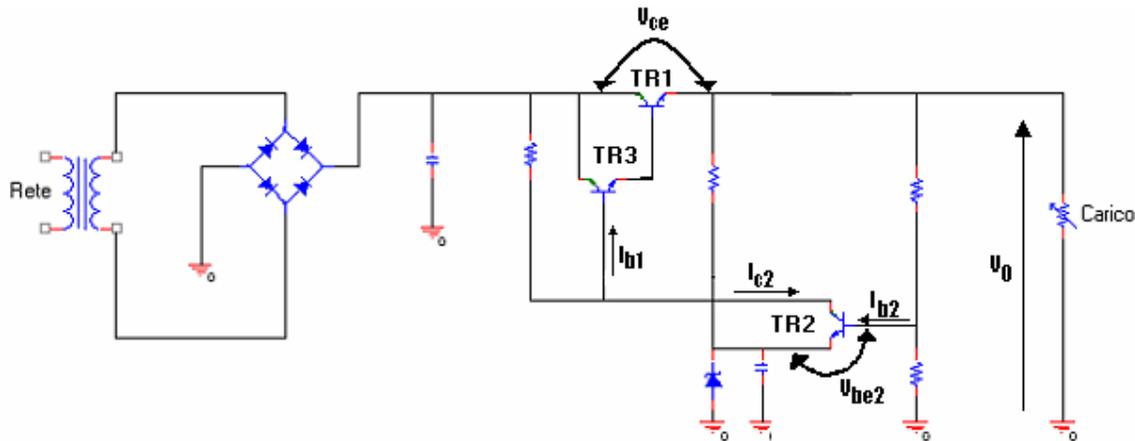


FIG.4

In questo schema la funzione amplificatrice d'errore è realizzata dal transistor TR2 dove la tensione d'errore è la V_{BE2} . Un incremento della tensione V_0 di uscita dovuto ad un diminuito assorbimento della corrente da parte del carico, determinerà un incremento della polarizzazione diretta della giunzione base-emettitore dello stesso TR2. Ciò determinerà una maggiore conduzione del BJT TR2 che, richiamando una maggiore corrente di collettore causerà un decremento del pilotaggio di base nella connessione darlington. La conseguente maggiore caduta di tensione di collettore-emettitore nel darlington, ossia l'incremento della V_{CE} , riporterà al valore prefissato la tensione di uscita.

Per maggiore chiarezza, la sequenza causa effetto delle grandezze in gioco è la seguente: un incremento della $V_0 \rightarrow$ incremento della V_{BE2} di TR2 \rightarrow incremento della $I_{B2} \rightarrow$ incremento della $I_{C2} \rightarrow$ decremento della $I_{B1} \rightarrow$ incremento della c.d.t. V_{CE} del TR3 e conseguentemente di quella del TR1 \rightarrow ristabilimento del valore iniziale della V_0 .

Viceversa al diminuire della V_0 , dovuta a un maggiore assorbimento del carico, la sequenza causa effetto è uguale alla precedente sostituendo al termine incremento il termine decremento e viceversa.

Quello detto sin qui è una descrizione a sommi capi del funzionamento del regolatore, nel seguito verranno descritte più approfonditamente le tensioni e le correnti in gioco di questo circuito.

Descriviamo ora cosa aspettarci dagli altri blocchi che costituiscono l'alimentatore, per avere un'idea più generale su come procedere nell'assemblarli assieme.

IL TRASFORMATORE

Il trasformatore ha lo scopo di abbassare la tensione di rete che normalmente è di $220V_{eff}$ a valori compatibili con la V_0 che l'alimentatore deve fornire. I parametri caratteristici di un trasformatore sono :

- Rapporto di trasformazione
- Potenza
- Rendimento.

Il rapporto di trasformazione K è espresso dal rapporto tra la tensione sul primario V_1 e la tensione sul secondario V_2

$$K = \frac{V_1}{V_2};$$

La potenza rappresenta il valore massimo della potenza apparente, espressa in [VA](volt ampere), erogabile sul secondario $P = V_{eff} \cdot I_{eff}$;

Il rendimento è il rapporto tra la potenza utile erogata dal secondario e la potenza assorbita sul primario P_{ass} : $\eta = \frac{P_{utile}}{P_{ass}}$;

Occorre tenere presente che la potenza utile erogata dal secondario è inferiore alla potenza assorbita dal primario per delle perdite di potenza causate dagli avvolgimenti e dal nucleo magnetico.

Inoltre occorre precisare che la tensione di rete è espressa con il suo valore efficace $V_{eff} = 220V$ per cui sul secondario la tensione va intesa anch'essa come tensione efficace,

da questo osserviamo che essendo $V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$ per conoscere la tensione massima sul secondario dobbiamo moltiplicare $V_{eff} \sqrt{2} = V_{max}$;

IL RADDRIZZATORE

Descriviamo ora il Raddrizzatore a doppia semionda che per dimensioni e per tensioni inverse di polarizzazioni che ogni diodo deve sopportare, è di gran lunga la soluzione più frequentemente utilizzata.

Questo raddrizzatore è costituito da un ponte di diodi (Ponte di Graetz) come riporta la figura 5.

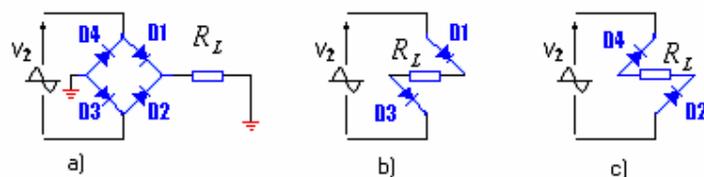


FIG.5

Ipotizzando un comportamento ideale dei diodi, avremo che durante la semionda positiva i diodi D1 e D3 saranno polarizzati direttamente ed il loro comportamento sarà assimilabile ad un cortocircuito (figura 5b), mentre i diodi D2 e D4 saranno polarizzati inversamente e il loro comportamento è assimilabile ad un circuito aperto, per cui in questo tratto di semionda l'andamento della V_L (tensione sul carico) coincide con la V_2 (tensione sul secondario). Quando invece siamo nella semionda negativa (figura 5c), con ragionamenti simili troveremo che $V_L = -V_2$ e il ruolo della coppia di diodi viene scambiato, pertanto l'andamento complessivo della V_L può essere rappresentato come in figura 6.

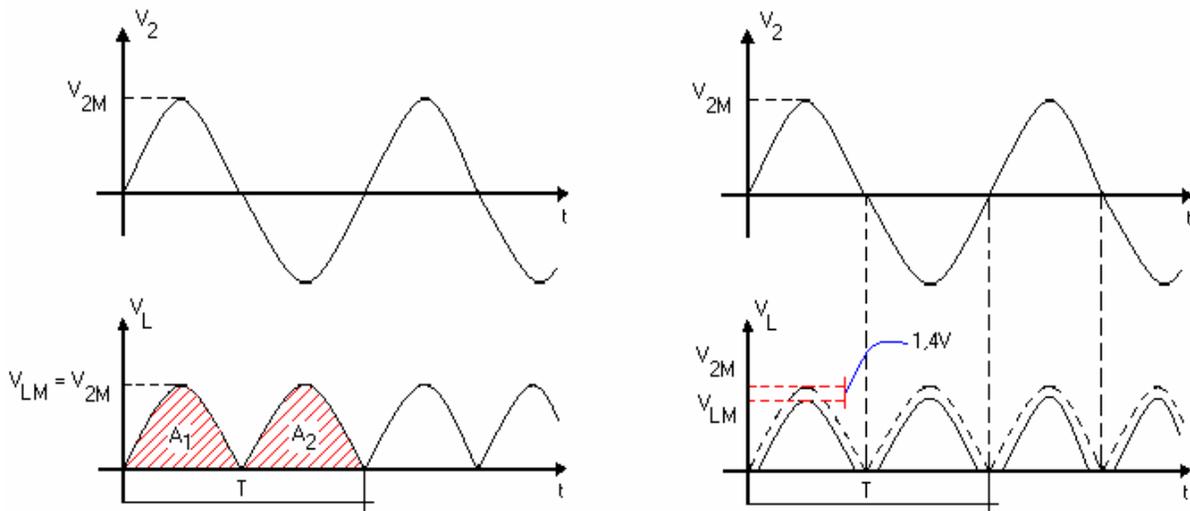


FIG.6

Ricordando la definizione di valore medio di una tensione variabile periodicamente, che è definito come rapporto fra l'area racchiusa dalla curva in un periodo T e la durata del periodo stesso con riferimento sempre alla figura sopra, è facile calcolare il valore della V_L ottenuta con il raddrizzatore a doppia semionda che sarà data da:

$$V_m = \frac{A_1 + A_2}{T} = \frac{\frac{V_M \cdot T}{\pi} + \frac{V_M \cdot T}{\pi}}{T} \Rightarrow V_m = 2 \frac{V_M}{\pi} \quad \text{che è il doppio di ciò che si avrebbe con un raddrizzatore ad una semionda.}$$

Il comportamento descritto si basa però sull'ipotesi di idealità dei diodi, in realtà bisogna tenere presente che un diodo polarizzato direttamente produce una c.d.t. $V_D \cong 0,7V$ pertanto l'andamento effettivo della V_L riportato in figura 6 ha un valore massimo $V_{LM} = V_{2M} - 1,4V$;

Da ciò si vede come l'area che contribuisce al calcolo di V_m sia più piccola rispetto ai valori teorici e quindi sarà anche più piccola la V_m .

Per quanto riguarda la frequenza, sappiamo che la tensione fornita dalla rete ha frequenza 50 Hertz che ritroviamo anche sul secondario del trasformatore ma avendo scelto di utilizzare un raddrizzatore a doppia semionda, non abbiamo fatto altro che raddoppiare la semionda positiva e di conseguenza, anche la frequenza che preleveremo sull'uscita di questo ponte risulterà raddoppiata, quindi la tensione pulsante non sarà più di 50Hz ma di 100Hz ossia la tensione sale e scende 100 volte in un secondo.

IL FILTRO

A questo punto avendo raddrizzato una tensione alternata, sull'uscita del ponte raddrizzatore si ottiene una tensione pulsante che da 0 volt sale fino a raggiungere il suo valore massimo positivo, poi ridiscende sugli 0 volt e nuovamente risale verso il positivo con una frequenza di 100Hz, è chiaro che una tale tensione è inutilizzabile e che quindi bisogna renderla continua. A tale scopo utilizzeremo sull'uscita del ponte un condensatore elettrolitico che disporremo in parallelo al carico (vedi figura 7a).

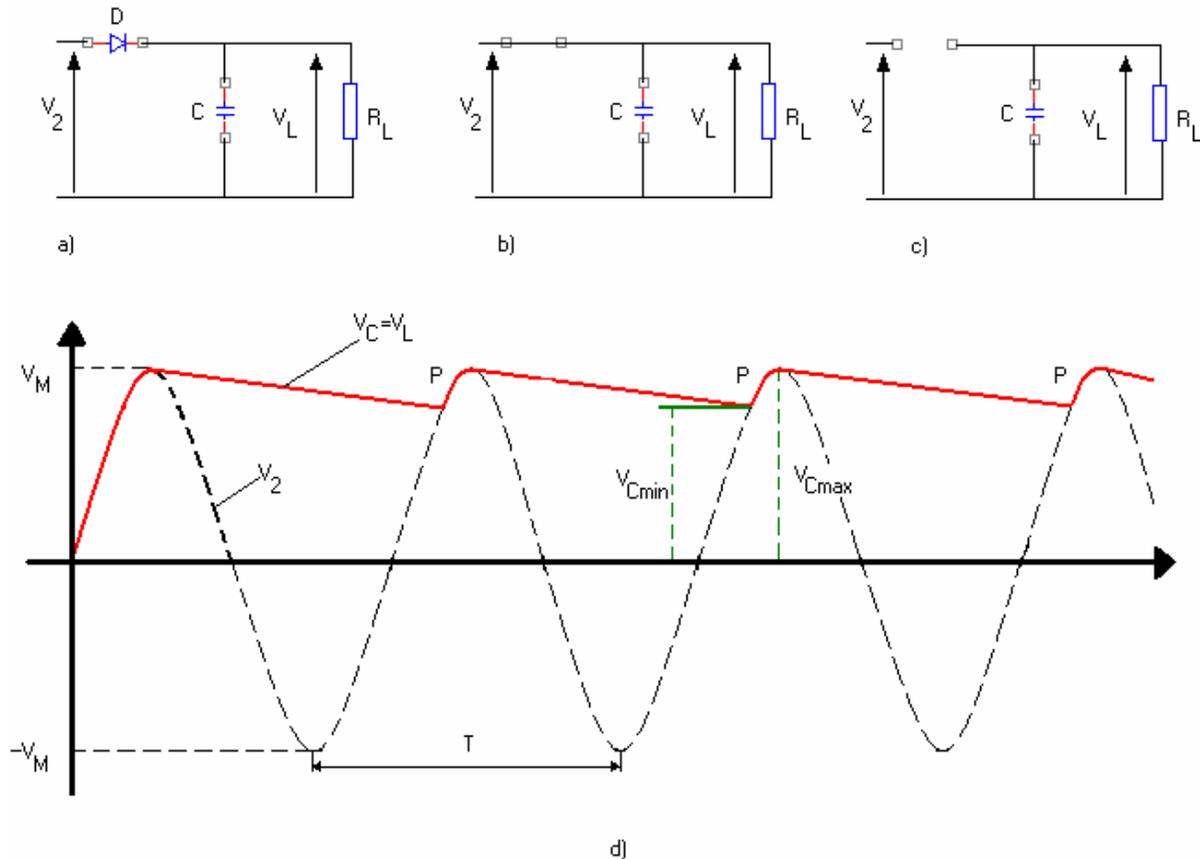


FIG.7

Questo condensatore immagazzinerà tensione quando i diodi del ponte conducono (figura 7b) e provvede ad alimentare il circuito quando essi non conducono più ossia quando la semionda positiva inizia a scendere sugli 0 volt (figura 7c). E' chiaro che tale condensatore dovrà avere una capacità più che sufficiente ad alimentare da solo il circuito quando il ponte non condurrà. Per analizzare il comportamento del filtro ipotizziamo che l'unico diodo che compare in figura 7a) abbia un comportamento ideale e che il condensatore sia scarico inizialmente $V_C(0)=0$. Con l'aumentare della V_2 il diodo viene polarizzato direttamente comportandosi come un cortocircuito così in questa fase V_C e V_2 coincidono e il condensatore comincia ad accumulare carica $Q_M = C \cdot V_M$ dove con V_M indichiamo il valore massimo di tensione. Dopo aver superato il picco di tensione la V_2 inizia a diminuire risultando così inferiore alla $V_C = V_M$ in tale fase quindi il diodo viene polarizzato inversamente comportandosi come un circuito aperto, e il condensatore inizia a scaricarsi

sul carico R_L con un andamento esponenziale caratterizzato da una costante di tempo $\tau = R_L \cdot C$. E' ovvio che tale scarica sarà tanto più lenta quanto maggiore è la costante di tempo τ .

La scarica prosegue per tutto il tempo in cui la V_2 sarà inferiore alla V_C , ma non appena la V_2 , tornando ad aumentare, supererà il valore di V_C il diodo ritornerà a condurre ricaricando nuovamente il condensatore. Come si vede dalla figura 7d) che rappresenta quello spiegato fino adesso, la tensione sul carico varia tra un valore V_{Cmin} ed un V_{CMax} con un andamento molto vicino a quello costante desiderato e tale affermazione sarà tanto più vera quanto minore sarà $\Delta V = (V_{CMax} - V_{Cmin})$.

Per calcolare il valore medio della tensione V_C facciamo delle ipotesi che ci serviranno a semplificare i calcoli e che sono valide se $\tau \gg T$.

1. Il tratto iniziale della curva esponenziale di scarica è approssimabile al tratto rettilineo della sua tangente, per questo va tenuto conto che la tangente all'inizio della curva di scarica interseca l'asse dei tempi dopo un tempo pari a τ (figura 8a).
2. Il tempo di scarica del condensatore è approssimabile all'intero periodo.

Con questa premessa e con riferimento alla figura 8b) si trova dalla similitudine dei triangoli ABC e AHK, in cui viene trascurato il prolungamento del tratto AK, la seguente

uguaglianza $\frac{\Delta V}{T} = \frac{V_M}{\tau}$ da cui segue $\Delta V = V_M \cdot \frac{T}{R_L \cdot C} = \frac{V_M}{f \cdot R_L \cdot C}$

ΔV prende il nome di ondulazione residua.

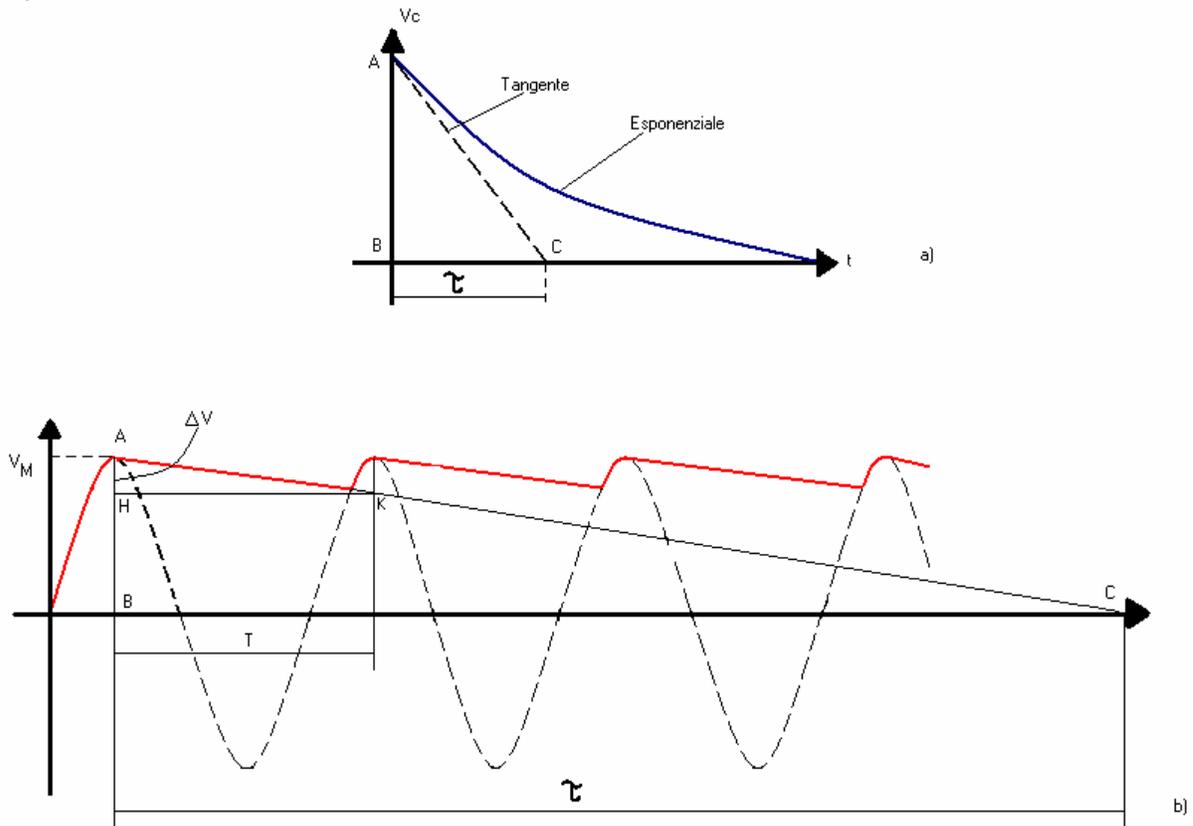


FIG.8

Sempre con riferimento alla figura 8b) e con l'utilizzo dell'espressione precedente si trova che il valore medio è dato $V_m = V_M - \frac{\Delta V}{2} \Rightarrow V_m = V_M - \frac{V_M}{2 \cdot R_L \cdot f \cdot C}$

Da quest'ultima espressione è possibile ricavare anche il valore medio della corrente nel carico $I_L = \frac{V_m}{R_L}$ e approssimando $V_m \cong V_M$ otteniamo $I_L \cong \frac{V_M}{R_L}$.

Sostituendo quest'ultima nell'espressione della V_m otteniamo $V_m = V_M - \frac{I_L}{2 \cdot f \cdot C}$ valor

medio della tensione in un raddrizzatore a una semionda. Da questa è facile dedurre il valor medio della tensione in un raddrizzatore a doppia semionda ossia:

$V_m = V_M - \frac{I_L}{4 \cdot f \cdot C}$ dove il 4 al denominatore deriva dal prodotto di $2 \cdot 2f$ ricordiamo che

per questo la frequenza è raddoppiata.

In tale espressione V_M rappresenta la tensione a vuoto ed è facile riconoscere la resistenza di uscita che chiameremo R_0 e che è uguale a :

$$R_0 = \frac{1}{4 \cdot f \cdot C} \quad \boxed{1.0}$$

che rappresenta la c.d.t. interna al raddrizzatore provocata dalla corrente erogata figura 9.

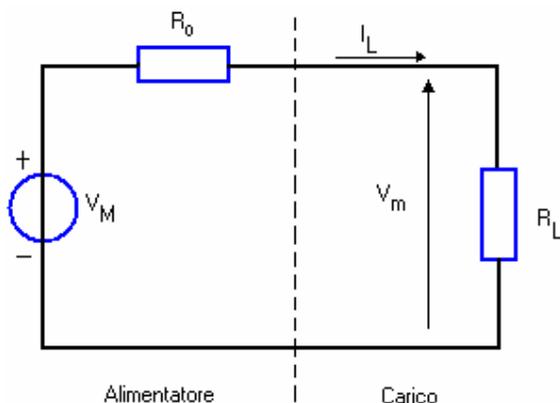


FIG.9

Naturalmente il comportamento del raddrizzamento è tanto migliore quanto minore sarà R_0 e quindi quanto maggiori saranno la frequenza e la capacità del condensatore.

Da queste considerazioni sembra ovvio scegliere dei valori di capacità quanto più grandi possibili ma questo aspetto non è poi così semplice come appare perché bisogna tenere presente che capacità molto elevate richiedono naturalmente maggiore corrente per ricaricarsi per cui potrebbe succedere che il condensatore non riuscirebbe a caricarsi del tutto e per ovviare a tale problema dovremo aumentare la corrente erogata dal ponte ma questo porterebbe dei picchi di corrente nei diodi i quali potrebbero essere per loro letali, questo aspetto verrà trattato più avanti.

Analizzando l'andamento della tensione sul carico figura 10, essa è scomponibile in due tensioni, la prima di valore costante V_m e la seconda V_t con andamento triangolare.

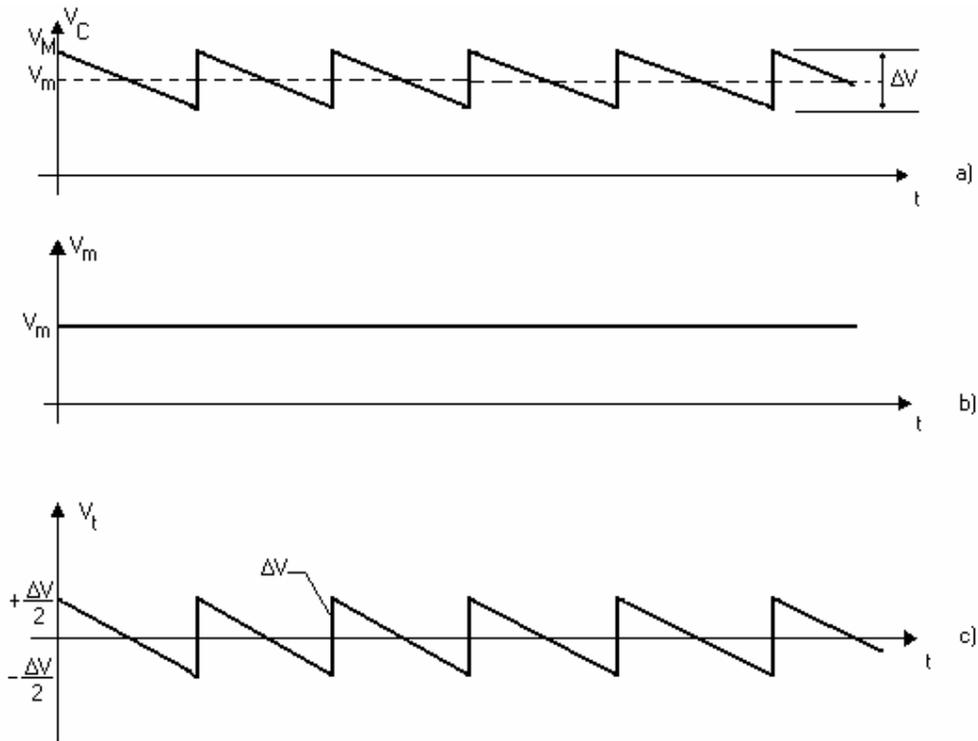


FIG.10

La tensione triangolare ha valore medio nullo e valore efficace V_r dato dal rapporto della ampiezza $\frac{\Delta V}{2}$ dove ΔV , l'ondulazione residua o ripple, viene diviso per $\sqrt{3}$, quindi $V_r = \frac{\Delta V}{2 \cdot \sqrt{3}}$. 1.1

In realtà l'ondulazione specie se accentuata, ha un andamento più sinusoidale che triangolare; per questo motivo viene spesso utilizzata l'espressione $V_r = \frac{\Delta V}{2 \cdot \sqrt{2}}$. 1.2

Viste queste espressioni possiamo definire il FATTORE di RIPPLE "r", che dà una misura della ondulazione residua, come il rapporto tra il valore efficace del segnale triangolare ed il valor medio della tensione di uscita $r = \frac{V_r}{V_m}$. 1.3

Sostituendo in quest'ultima le espressioni precedentemente trovate, otteniamo per un raddrizzatore a doppia semionda $r = \frac{V_M \cdot T}{V_m \cdot 4 \cdot \sqrt{3} \cdot R_L \cdot C}$ e approssimando $V_m \cong V_M$, si può scrivere $r = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \cdot C}$; 1.4

Tale valore è solitamente espresso in percentuale. Sembra naturale a questo punto che il valore della capacità venga scelto anche in base al ripple desiderato.

Vediamo ora come nella scelta dei diodi sia fondamentale conoscere la corrente che in essi deve circolare. Per ricavare l'andamento di tale corrente facciamo riferimento alla figura 11 e ricordando ciò che è stato già detto sulla carica e scarica del condensatore,

possiamo scrivere che $I_R = \frac{V_C}{R_L}$ mentre $I_C = C \cdot \frac{dV}{dt}$;

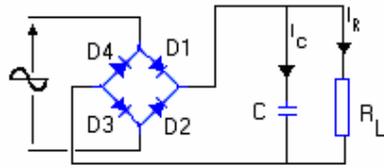


FIG.11

L'andamento temporale della tensione e delle correnti è riportato nelle figura 12f-e) dove con I_D viene rappresentata la corrente nei diodi. Come si vede essi devono erogare in un breve tempo Δt in cui si trovano in conduzione, abbastanza corrente per ricaricare il condensatore e per fornire il carico.

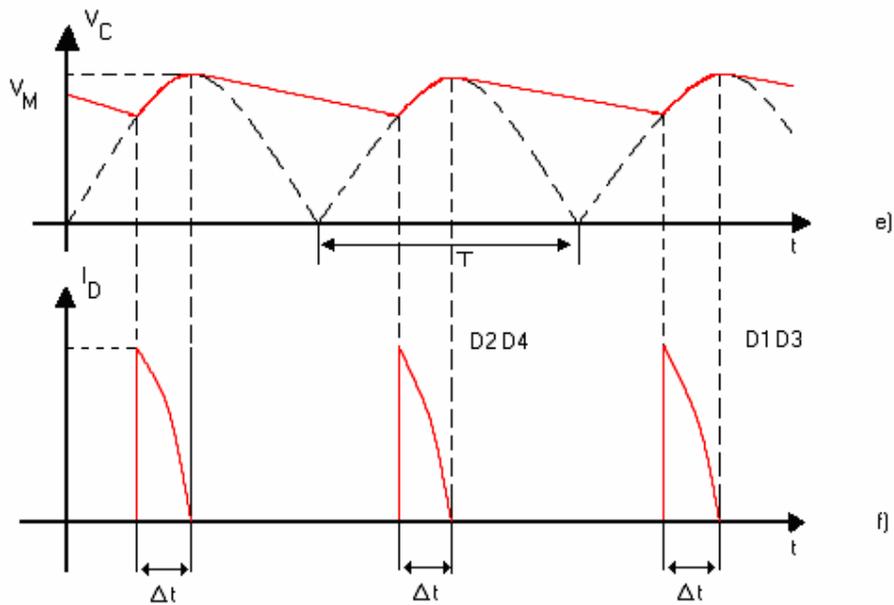


FIG.12

In realtà la I_R è trascurabile visto che il rapporto $\frac{I_R}{I_C} = \frac{\Delta t}{T}$ pertanto la corrente che attraversa i diodi è sostanzialmente quella che serve a caricare il condensatore.

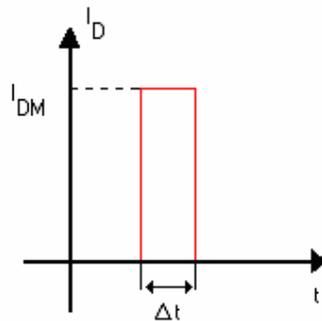


FIG.13

Supponendo la corrente nei diodi I_{DM} costante nel tempo Δt come riportato in figura 13 troviamo che la quantità di carica persa durante la scarica è uguale a $\Delta Q_S = C \cdot \Delta V$ mentre la quantità di carica accumulata durante la carica è $\Delta Q_C = I_{DM} \cdot \Delta t$ per cui

uguagliando queste due troviamo che $I_{DM} = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t}$. Un parametro molto importante

per capire il grado di sollecitazione dei diodi è il rapporto $\frac{I_{DM}}{I_{Dm}}$ cioè tra il valore

massimo ed il valore medio della corrente.

Analizzando la variazione di tensione ΔV durante la carica possiamo scrivere

$$\Delta V = V_M - V_M \cos \omega \Delta t .$$

Se Δt è molto piccolo possiamo approssimare $\cos \omega \Delta t = 1 - \frac{\omega^2 \Delta t^2}{2}$;

sostituendo quest'ultima nella precedente si ottiene $\Delta V = \frac{V_M \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot \Delta t^2}{2}$. Tenendo

conto che $f = \frac{1}{T}$ otteniamo $\frac{\Delta t}{T} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{\Delta V}{2 \cdot V_M}}$.

Se poi uguagliamo la quantità di carica accumulata durante la carica ad opera di I_{DM} e quella persa durante la scarica ad opera di I_{Dm} scriveremo $I_{DM} \cdot \Delta t = I_{Dm} \cdot T$ da cui si

ottiene $\frac{I_{DM}}{I_{Dm}} = \frac{T}{\Delta t} = \pi \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_M}{\Delta V}}$.

Se in questa sostituiamo il valore di ΔV precedentemente trovato

otteniamo $\frac{I_{DM}}{I_{Dm}} = \pi \cdot \sqrt{2 \cdot f \cdot R_L \cdot C}$ da cui la corrente nei diodi è data da

$$I_{DM} = \pi \cdot \sqrt{2 \cdot f \cdot R_L \cdot C} \cdot I_{Dm} ; \quad \boxed{1.5}$$

In questa espressione osserviamo che ogni coppia di diodi sopporta una corrente media che è la metà di quella assorbita dal carico avremo così che I_{Dm} vale $I_{Dm} = \frac{I_L}{2}$ e

I_L (corrente nel carico) è data da $I_L = \frac{V_M}{R_L}$.

Da tutta la precedente trattazione ne deriva che più corrente assorbe il circuito, più elevata deve risultare la capacità del condensatore elettrolitico, diversamente questo si scaricherebbe prima che sopraggiunga dai diodi la semionda positiva di ricarica. Inoltre si vede come sia importante nella scelta del condensatore oltre al valore della capacità, anche la tensione di lavoro, è comunque sempre consigliabile sceglierne uno con una tensione maggiore bisogna sempre considerare la tolleranza dei componenti. Per quanto riguarda il ponte da scegliere si è visto che oltre la tensione da raddrizzare bisogna tener conto degli ampere che questi componenti dovranno erogare; infatti, se la corrente di 1.5A viene assorbita dal solo circuito che si desidera alimentare, è ovvio che si ha bisogno di una corrente maggiore di questa per riuscire a caricare il condensatore. Tutto questo si riflette anche sul trasformatore per cui anch'esso dovrà erogare più della corrente che si vuole in uscita sul carico. Normalmente sia per il trasformatore che per i diodi in configurazione a ponte il valore della corrente che essi dovranno erogare deve essere almeno il 20% più grande. C'è poi da considerare un altro aspetto molto importante di cui tener conto quando si scelgono i componenti, dovuto alle tolleranze di fabbricazione, per cui laddove ad esempio dovessimo disporre di un componente che eroghi 1 Watt, anche in questo caso è sempre opportuno usarne uno, ad esempio, di 1,5 Watt.

PROTEZIONE CONTRO LE SOVRACORRENTI

Il transistor di controllo serie (TR1) è sottoposto ad una notevole dissipazione di potenza come già osservato nella precedente trattazione, un eventuale sovraccarico che porti ad un imprevisto aumento della I_0 può danneggiare o eventualmente distruggere tale transistor. Per ovviare a tale inconveniente inseriamo nel regolatore un circuito di limitazione della corrente. In figura 14 è illustrato il tipo di limitatore che utilizzeremo nel nostro circuito.

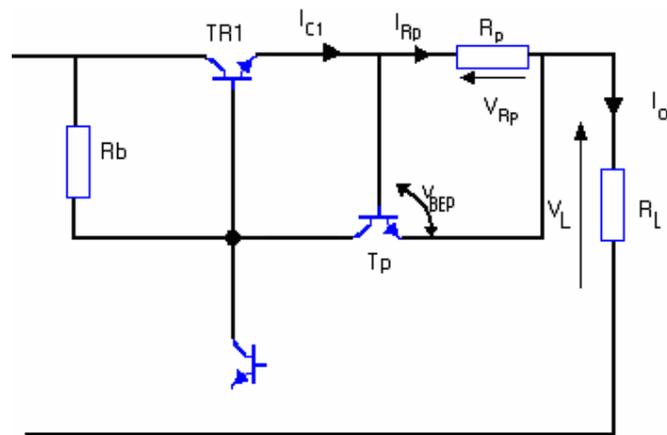


FIG.14

Il suo funzionamento è molto semplice, allorché la corrente raggiunge il suo valore limite $I_{0(lim)}$ per il quale $R_p \cdot I_{0(lim)} = V_{BEP}$ il transistor Tp entra in conduzione ed inizia ad assorbire una quota sempre maggiore di corrente dalla base del TR1 così che viene impedito ogni ulteriore aumento della corrente $I_{C1} \cong I_0$. In condizioni di regolare funzionamento la tensione V_{BEP} è inferiore alla soglia necessaria a far condurre il transistor Tp, pertanto esso è interdetto e tutta la corrente richiesta dal carico passa nel transistor regolatore TR1.

La curva di regolazione è illustrata in figura 15.

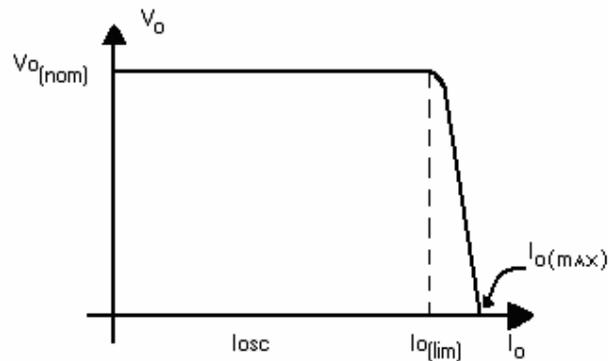


FIG.15

CRITERIO DI PROGETTO

All'inizio di questa discussione avevamo detto di voler seguire per questo alimentatore un criterio di progetto TOP-DOWN, ma la realtà in certe condizioni è ben diversa.

Infatti la decisione di utilizzare componenti in commercio condiziona fortemente ad esempio la sequenza con cui li andiamo a scegliere e quindi ad acquistare, così non sarà più vero che in fase di realizzazione verrà fissata la tensione sul secondario in base alla tensione che avevamo voluto all'ingresso del regolatore ma invece sembrerà più ovvio scegliere prima il trasformatore tra quelli presenti in commercio, che in genere non sarà mai per quei valori voluti, tenendo comunque conto di un certo margine entro il quale approssimeremo i valori di progetto.

Un altro aspetto molto importante, se non fondamentale, è la simulazione, certo per questo semplice progetto qualcuno potrebbe pure rischiare di bruciare qualche elemento per poi magari intervenire con qualche aggiustamento, ma pensando invece ad un progetto in cui ogni singolo componente potrebbe avere dei costi proibitivi, ci si accorge subito che avere la possibilità di simularne il comportamento quanto meglio possibile è qualcosa di irrinunciabile.

Posso concludere questa breve premessa osservando che quando viene detto che nella realtà il più delle volte il progetto diventa funzione del singolo componente, è una assoluta verità.

QUALCHE EQUAZIONE

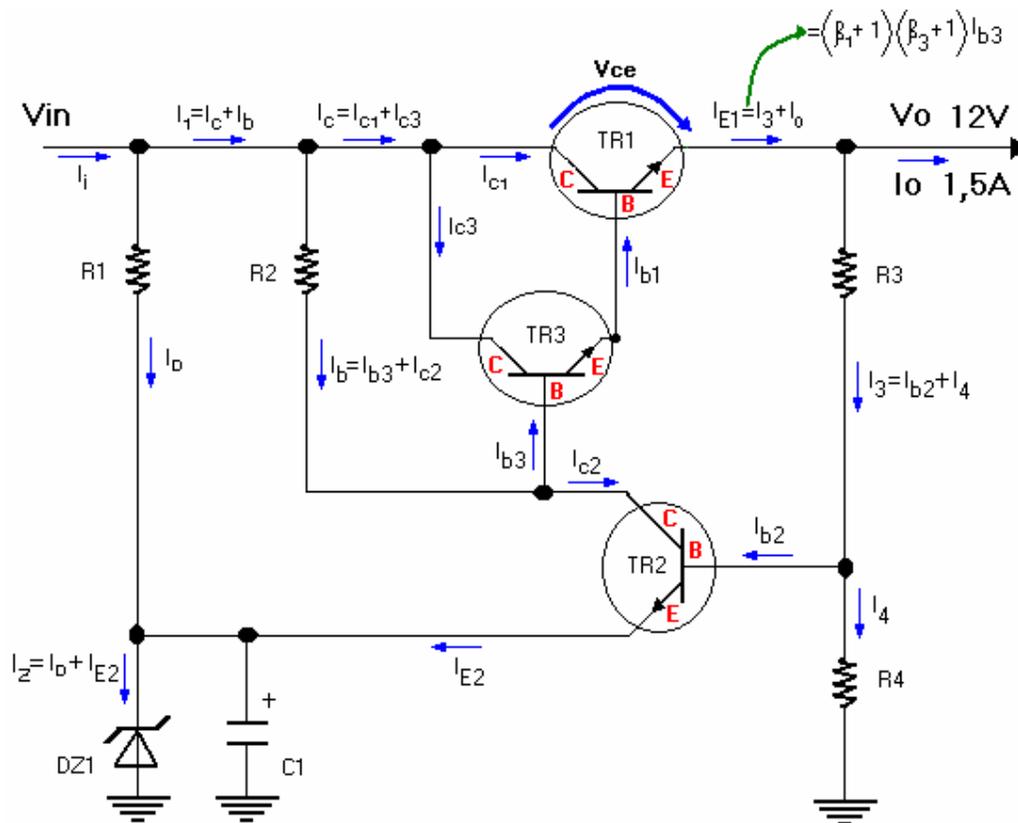
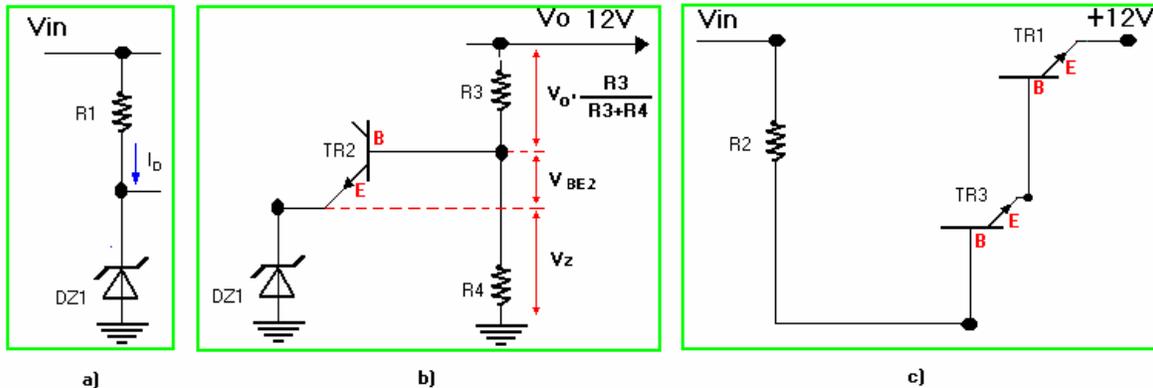


FIG.16

Per la maglia di figura 17a) possiamo scrivere $V_{in} = R1 + V_Z$;

Nota : la R1 ha lo scopo essenziale di polarizzare il diodo zener in modo che questo mantenga il più possibile costante la sua condizione di funzionamento e che quindi garantisca una valida tensione di riferimento.



Fl.17

Considerando la figura 17b) l'equazione a tale maglia è :

$$V_0 = V_Z + V_{BE2} + V_0 \cdot \frac{R3}{R3 + R4} \Rightarrow V_0 \left(1 - \frac{R3}{R3 + R4} \right) = V_Z + V_{BE2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_0 = (V_Z + V_{BE2}) \cdot \frac{R3 + R4}{R4} = (V_Z + V_{BE2}) \cdot \left(1 + \frac{R3}{R4} \right);$$

Nota : il TR2 consente di disaccoppiare l'uscita dalla tensione di riferimento V_Z , e viene comandato in base tramite il partitore di tensione R3//R4.

Nota : la V_0 aumenta col diminuire della corrente assorbita dal carico, infatti parte della I_{E1} si riversa nella I_3 che, aumentando la I_{b2} e quindi la V_{BE2} andrà a far aumentare la V_0 come dalle precedenti espressioni.

Considerando ora la maglia di figura 17c) possiamo scrivere l'equazione :

$V_{in} = R2 \cdot I_b + V_{BE3} + V_{BE1} + V_0$; quindi a partire da quanta corrente voglio erogare, fisso la

I_{b3} in base al prodotto $\beta_1 \beta_3$, da questa conoscendo la I_{C2} che è uguale a $\frac{I_Z}{2}$ stabilisco la

I_b e quindi posso ricavare la R2 dalla precedente formula sopra riportata:

$$R2 = \frac{V_{in} - (V_{BE3} + V_{BE1} + V_0)}{I_{b3} + \frac{I_Z}{2}};$$

Conoscendo la R2 posso conoscere la V_{CE1} notando che :

$$V_{B3} = V_{in} - R2 \cdot I_b;$$

$$V_{E3} = V_{in} - R2 \cdot I_b - V_{BE3};$$

$$V_{E1} = V_{in} - R2 \cdot I_b - V_{BE3} - V_{BE1};$$

$$V_0 = V_{in} - V_{CE1};$$

perché la V_{in} la ritrovo al collettore del TR1 e $V_{CE1} = V_{in} - V_0$;

in particolare avremo che: $V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = (V_{in} - V_{E1})$;

CALCOLI PER LA REALIZZAZIONE

Come prima cosa sappiamo che la tensione V_{in} da applicare al collettore del transistor di potenza TR1 deve essere di almeno 1,4 volte maggiore (1,4 tiene conto della minima c.d.t V_{CE1} sul darlington, perché questo possa funzionare correttamente in zona lineare) rispetto ai volt massimi che vogliamo ottenere stabilizzati quindi ci occorre una tensione di $12V \cdot 1,4 = 16,8V_{in}$ minimi quindi useremo una V_{in} non inferiore a 16,8V e per fare ciò potremo scegliere tensioni di 18 volt ma anche di 22-30-36 volt. Quindi scegliamo un trasformatore di 60 VA con $15V_{eff}$ e $4A_{eff}$ e $V_{MAX} = 21,21V$. Il rapporto di trasformazione di

questo trasformatore è $K = \frac{V_1}{V_2} = \frac{230V_{eff}}{15V_{eff}} = 15,33$.

Per quanto riguarda il ponte utilizzeremo quattro diodi MR750 scelti come abbiamo già spiegato in precedenza tenendo conto della potenza e dei picchi di corrente che essi dovranno sopportare. In particolare per quest'ultima, tenendo conto che scegliamo un condensatore elettrolitico da $3300\mu F$, possiamo calcolare, utilizzando la formula [1.5](#) che $I_{DM} = \pi \cdot \sqrt{2 \cdot f \cdot R_L \cdot C} \cdot I_{Dm} \approx \pi \sqrt{2 \cdot 100Hz \cdot 12,63\Omega \cdot 3300\mu F} \cdot 0,75A = 6,79A$ in cui il valore della R_L è stato calcolato misurando la tensione e la corrente di ingresso al regolatore

nella peggiore condizione di lavoro ossia 1,5A. La R_L quindi è data dal rapporto $R_L = \frac{V_0}{I_L}$

dove V_0 è il valore della tensione all'uscita del raddrizzatore con filtro. Utilizzando la formula [1.0](#) possiamo calcolare il valore teorico dell'impedenza d'uscita R_0 del

raddrizzatore con filtro $R_0 = \frac{1}{4 \cdot f \cdot C} = \frac{1}{4 \cdot 50Hz \cdot 3300\mu F} = 1,51\Omega$. A questo punto la V_0 sarà

calcolata come differenza tra il valore della tensione massima sul secondario del trasformatore meno la c.d.t dovuta al raddrizzatore con filtro, data dal prodotto $R_0 \cdot 1,5A = 2,26V_{c.d.t.}$, avremo così $V_0 = 21,21V - 2,26V = 18,95V$.

e quindi $R_L = \frac{V_0}{I_L} = \frac{18,95V}{1,5A} = 12,63\Omega$;

Per quanto riguarda il fattore di ripple "r" all'uscita del raddrizzatore con filtro, utilizzando la [1.4](#), troviamo $r\% = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \cdot C} \cdot 100 = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot 50Hz \cdot 12,63\Omega \cdot 3300\mu F} \cdot 100 = 6,9\%$;

Anche questo valore teorico del ripple è stato calcolato nel caso peggiore ossia in condizioni di massima erogazione di corrente 1,5 A.

A questo punto sappiamo di avere all'ingresso dello stabilizzatore una tensione V_{in} di circa 19V e a partire da questa andremo a vedere quali valori di resistenza R1-R2-R3-R4 dovremo utilizzare per realizzare un alimentatore stabilizzato in grado di erogare 12V-1,5A.

Il darlington che utilizziamo è il TIP122 scelto per la sua potenza e per il guadagno di corrente di cui è capace come da datasheet allegato, infatti per esso dobbiamo prevedere una potenza minima pari a $P_{d(\min)} = V_{CE(\max)} \cdot I_{0(\max)} \cong 7V \cdot 1,5A = 10,5Watt$. Tutti gli altri transistor utilizzati sono dei BC547A anche per questi è stato allegato il datasheet.

Per calcolare il valore della resistenza R2 dovremo prendere il valore dell'hfe totale del darlington e a questo punto potremo calcolare il valore della corrente che potremo far scorrere sulla base del transistor di media potenza TR3 cioè $I_b = \frac{I_c}{hfe_{Tot}}$ poiché in uscita

vogliamo poter prelevare 1,5 A dall'espressione precedente si ricava che la I_b sarà uguale

$$a \ I_b = \frac{I_{CMAX}}{hfe_{Tot}} = \frac{1,5A}{4100} = 365,9 \mu A.$$

Una volta conosciuta la corrente di base da applicare a questo amplificatore Darlington

potremo calcolare la R2 che sarà uguale a $R2 = \frac{V_{in} - V_0 - 1,4}{I_b + \frac{I_z}{2}} = \frac{19V - 12V - 1,4V}{365,9 \mu A + 3mA} = 1663,74 \Omega$

dove 1,4 è la caduta di tensione introdotta dai 2 transistor TR3-TR1 collegati in Darlington, mentre $I_z/2$ è la corrente che scorrerà nel diodo zener proveniente dal collettore del TR3 che è appunto 6 mA diviso 2. Visto che questo valore della resistenza non è standard sceglieremo una da 1,6 Kohm.

Il diodo zener deve essere scelto con un valore di tensione pari a circa 1/3 del valore della massima tensione stabilizzata che si desidera avere in uscita quindi per ottenere 12V in uscita dovremo scegliere un diodo di 4 volt per cui, non essendo disponibili in commercio, potremmo usare uno da 4,3 volt o 4,7 volt in particolare useremo il diodo 1N750 da 4,7V. Nel diodo zener scegliamo di far scorrere una corrente compresa tra 5-7 milliampere, tale corrente varia in funzione della sua potenza per cui essendo questo un diodo da 1/2W potremmo scegliere una corrente massima di 20 mA. In pratica si sceglie sempre una corrente inferiore, cioè 12-8-6 mA per maggiore sicurezza.

NOTA: per avere una maggiore stabilità, il diodo zener con la resistenza R1 sono stati spostati sull'emettitore del darlington dove la tensione è più stabile, come viene riportato in figura 18.

Dovendo far scorrere nel diodo zener una corrente compresa tra 5-7 mA, prenderemo un valore medio 6mA, calcoleremo il valore di R1 con la formula

$$R1 = \frac{V_0 - V_z}{I_z} = \frac{12V - 4,7V}{6mA} = 1216,6V \text{ e, poiché tale valore della resistenza non è standard,}$$

sceglieremo una resistenza da 1,2 Kohm.

Per la resistenza R4 da collegare tra la base del transistor TR2 e la massa troviamo il

$$\text{valore } R4 = \frac{V_z + V_{BE2}}{1mA} = \frac{4,7V + 0,7V}{1mA} = 5,4K\Omega \text{ dove } 1 \text{ mA è la corrente che decidiamo di far}$$

scorrere nella resistenza R4.

Per calcolare poi la R3 da collegare tra la base del transistor TR2 e l'emettitore di TR1

$$\text{essa sarà data dalla relazione } R3 = \left(\frac{V_0}{V_z + V_{BE2}} - 1 \right) \cdot R4 = \left(\frac{12V}{4,7V + 0,7V} - 1 \right) \cdot 5,4K\Omega = 6599,9\Omega$$

A differenza delle altre resistenze non è possibile arrotondare i valori di R4-R3 perché andremo a modificare il valore della tensione di uscita, per cui al fine di ottenere una tensione esatta di 12V dovremo scegliere due resistenze standard dal valore inferiore a quello richiesto e poi collegare in serie tra le due resistenze un trimmer come in figura 18 in questo modo possiamo variare la V_0 semplicemente ruotando il trimmer.

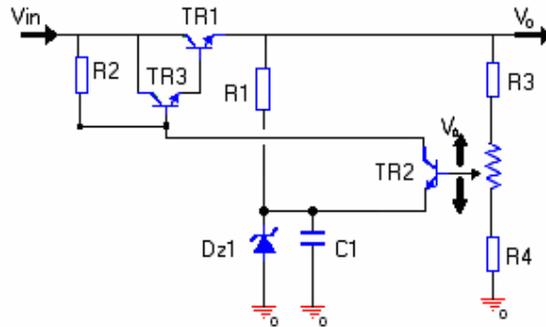


FIG.18

A questo punto ci resta da inserire la protezione per le sovracorrenti costituita dal circuito precedentemente descritto che viene riportato per comodità, cerchiato in rosso, nella figura seguente.

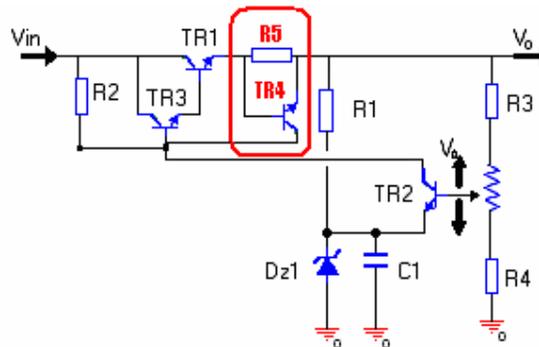


FIG.19

Imponendo una corrente limite $I_{o(lim)}$ di 1,6 Ampere, il valore della R5 sarà dato dal

rapporto $\frac{V_{BE4}}{I_{o(lim)}} = \frac{0,7V}{1,6A} = 0,438\Omega$ che arrotondiamo $0,45\Omega$, ricordiamo ancora una volta

però che tale resistenza dovrà essere in grado di dissipare una potenza massima pari a $P_{Dmax} = R5 \cdot I_{o(lim)}^2 = 0,45\Omega \cdot (1,6A)^2 = 1,15W$.

Gli schemi di figura 17-19 possono essere ulteriormente migliorati se in sostituzione del transistor TR2 utilizzeremo un **Amplificatore Operazionale** collegato come in figura sotto.

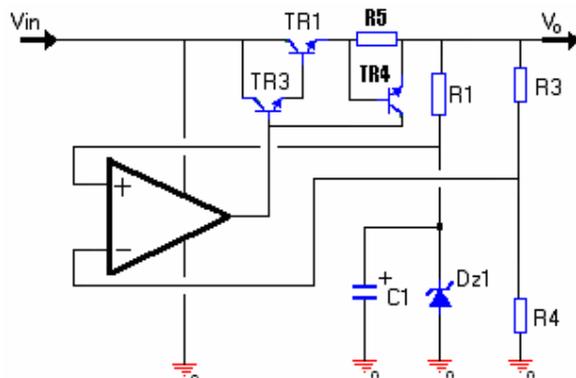


FIG.20

Utilizzando un A.O. non dovremmo più inserire nella base di TR3 la resistenza R2 quindi lo schema risulta molto più semplice. Anche per questo schema il diodo zener andrà scelto con valore pari all'incirca 1/3 della V_o quindi useremo lo stesso zener 1N750 da 4,7V in cui faremo scorrere una corrente di 6mA.

Per calcolare la R1 il procedimento è lo stesso, ossia $R1 = \frac{V_0 - V_Z}{I_Z} = 1216,6\Omega$ per la quale

sceglieremo il valore standard di 1,2 K Ω .

Per la R4 si trova $R4 = (V_Z \div I_4)$ poiché in tale resistenza faremo scorrere sempre una corrente I_4 di 1mA per cui il valore della $R4 = (4,7V \cdot 1mA) = 4,7K\Omega$.

Per calcolare la R3 in un circuito stabilizzatore che utilizza un operazionale scriveremo

$$R3 = \left(\frac{V_u}{V_Z} - 1 \right) \cdot R4 = \left(\frac{12V}{4,7V} - 1 \right) \cdot 4,7K\Omega = 7299,9\Omega.$$

Anche per questo schema poiché la tensione che si preleva sull'uscita è $V_o = V_Z \frac{R3 + R4}{R4}$ e

i valori trovati per la resistenza R3-R4 non sono standard, se tentassimo di arrotondarli andremo a modificare la tensione di uscita. Per cui per risolvere tale problema inseriremo un trimmer di un determinato valore tra la R3 e R4 come mostrato cerchiato in rosso in figura 21.

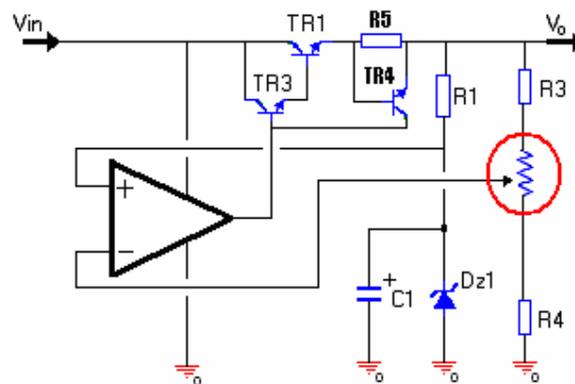


FIG.21

Da notare che per la simulazione vengono utilizzati dei valori delle resistenze R3-R4 rispettivamente di 7364 Ω e di 4635 Ω per avere 12V in uscita, questo perché la tensione effettivamente misurata sul diodo zener non è di 4700 Ω ma di 4635 Ω .

A questo punto possiamo provare a calcolare l'**efficienza** o **rendimento** η , questo dal punto di vista energetico è un parametro importante di uno stabilizzatore, ed assume un ruolo tanto più rilevante quanto maggiore è la potenza erogata dall'alimentatore. Il rendimento di uno stabilizzatore è definito come il rapporto fra la potenza erogata e la

potenza assorbita
$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + P_d}$$

dove : P_u = potenza fornita al carico

P_d = potenza dissipata dallo stabilizzatore

$P_a = P_u + P_d$ = potenza assorbita dallo stabilizzatore

Considerando trascurabili, rispetto alla corrente del carico, la corrente in R1 e la corrente nel partitore di retroazione, possiamo approssimare la corrente entrante I_i alla corrente erogata sul carico ($I_i = I_0$).

Pertanto le potenze in gioco assumono le seguenti espressioni :

$$P_u = V_0 \cdot I_0$$

$$P_d = V_{CE} \cdot I_0$$

$$P_a = V_i \cdot I_i$$

Sostituendo e semplificando si ottiene $\eta = \frac{V_0}{V_0 + V_{CE}}$. Tenendo conto che valori tipici del rendimento sono $\eta = 0,5 \div 0,7$ per il nostro stabilizzatore possiamo calcolare, negli estremi della variazione di tensione V_0 che vogliamo ottenere, $\eta = \frac{12V}{12V + 7V} = 0,63$ per una tensione d'uscita di 12V mentre nel caso dei 5V calcoliamo $\eta = \frac{5V}{5V + 14V} = 0,26$. Il peggioramento del rendimento alle basse tensioni di uscita è comunque accettabile visto l'ampiezza della escursione della tensione di uscita che chiediamo al nostro alimentatore.

Abbiamo già visto che il regolatore è un sistema controreazionato, in cui l'anello di reazione è costituito dall'amplificatore di errore che agisce sull'elemento di controllo, l'effetto stabilizzante su V_0 è tanto maggiore quanto più la tensione di riferimento è stabile e quanto maggiore è il guadagno di anello. Cerchiamo allora di vedere quanto sia questo guadagno di anello.

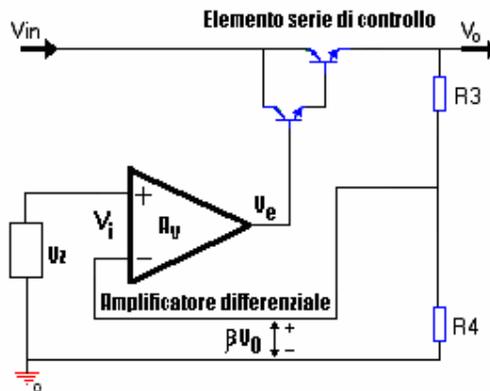


FIG.22

Con riferimento alla figura 22 tenendo conto che l'elemento serie è in configurazione a collettore comune, come inseguitore di emettitore, abbiamo che $V_e \cong V_0$ e quindi possiamo

scrivere $V_e = A_v V_i = A_v (\beta V_0 - V_z) \cong V_0$ dove $\beta = \frac{R4}{R3 + R4}$

A questo punto possiamo vedere quale sia il valore di A_v sostituendo nelle espressioni i valori che abbiamo trovato per il nostro alimentatore.

$$A_v = \frac{V_0}{V_z - V_0 \beta} = \frac{12V}{4,635V - 12V \cdot \frac{7364\Omega}{4635\Omega + 7364\Omega}} \cong \frac{12V}{4,635V - 4,635V} \approx \infty$$

Dall'espressione precedente è evidente come il guadagno del nostro anello di reazione sia estremamente elevato per cui la stabilizzazione dovrebbe essere da questo punto di vista assicurata.

SIMULAZIONE CON PSPICE

Il circuito che verrà simulato è quello di figura 23 dove poniamo dei marker ai capi della resistenza di carico R_L .

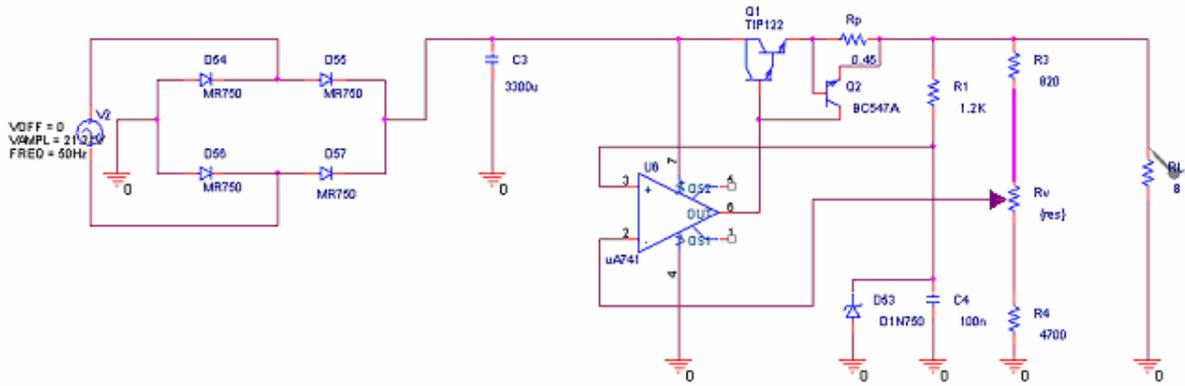


FIG.23

Vediamo la simulazione del circuito fissando la tensione a 12V e variando il carico da 8 a 1K Ω con step di 99,2 Ω . Nella simulazione il trasformatore è stato sostituito con un generatore di tensione sinusoidale di ampiezza 21,21V e 50Hz di frequenza.

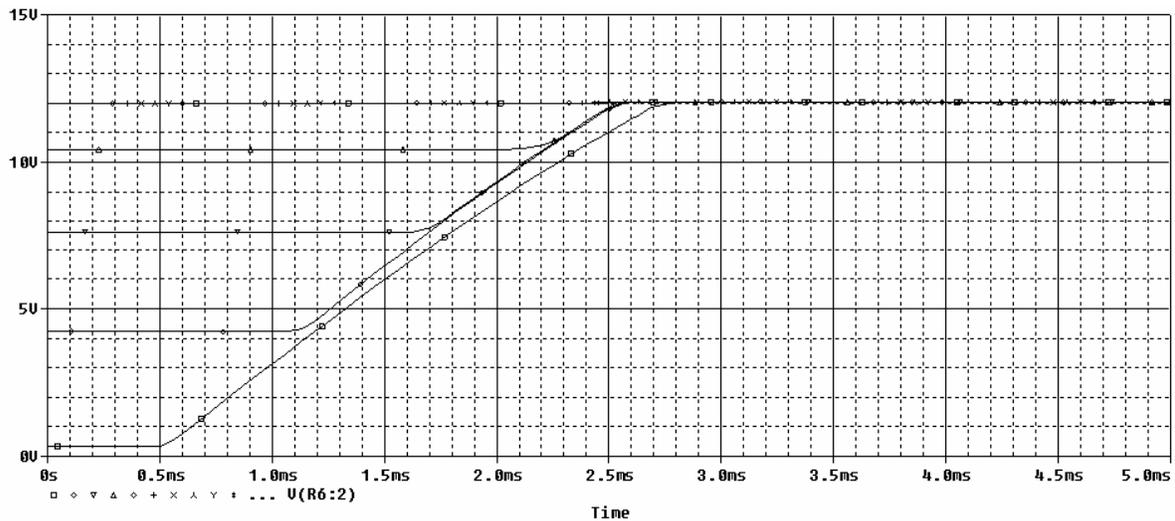


FIG.24

Come si può notare dal grafico il circuito stabilizza se pur con tempi diversi ma comunque entro pochi cicli della sinusoide applicata.

Facciamo ora una simulazione nella peggiore condizione che si può presentare ossia 12V-1,5A, fissando il carico a 8 Ω evidenziando questa volta anche la corrente sulla R_L .

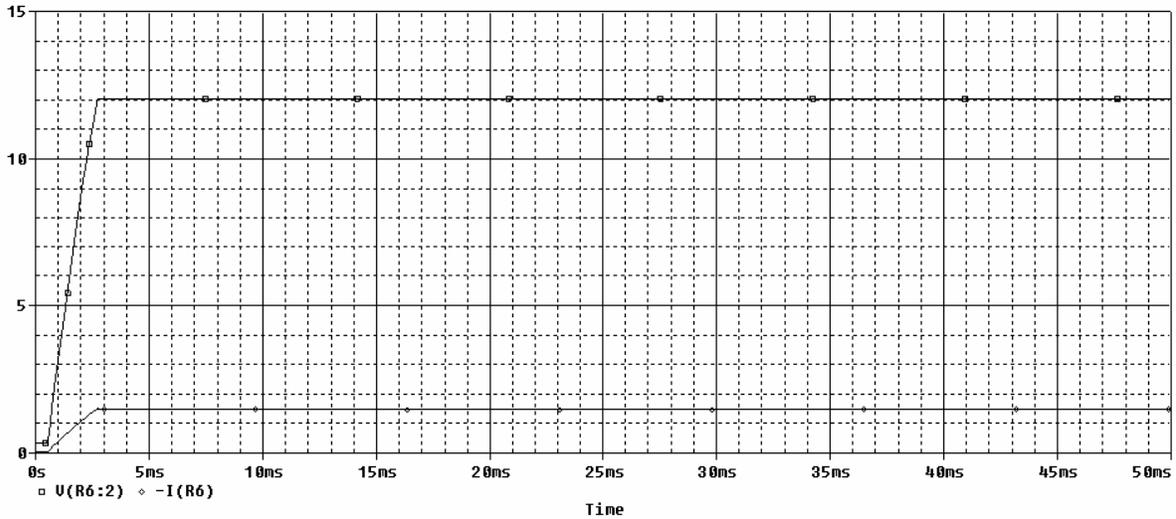


FIG.25

Nel grafico precedente se tentiamo di misurare il ripple troviamo che la tensione resta fissa a 12V senza alcuna oscillazione Pspice per questo non ci è di aiuto. Se invece, sempre a 12V-1,5A, misuriamo la tensione ai capi del condensatore C3 del filtro, possiamo notare una notevole ondulazione (figura 26).

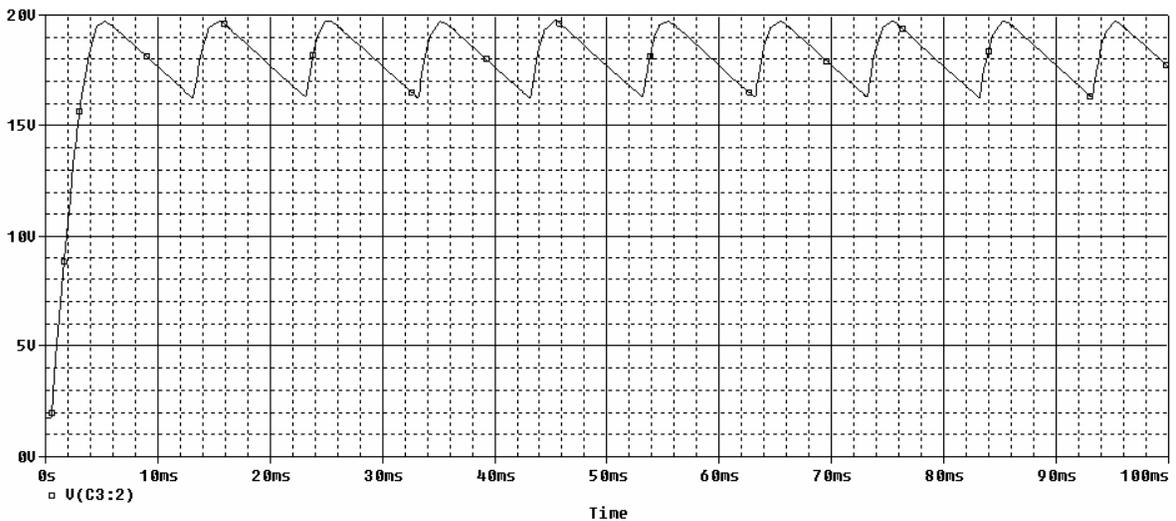


Fig.26

Calcoliamo il fattore di ripple con la [1.3](#) ossia $r = \frac{V_r}{V_m}$ usando per V_r la [1.2](#) invece della [1.1](#)

poichè come possiamo osservare dal grafico l'ondulazione ha più un andamento sinusoidale che triangolare. Dalle misurazioni effettuate con i cursori troviamo che

$$\Delta V = (19,734V - 16,320V) = 3,414V \quad \text{così avremo che } V_r = \frac{\Delta V}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{3,414V}{2 \cdot \sqrt{2}} = 1,207V \quad \text{inoltre}$$

$$V_m = V_M - \frac{\Delta V}{2} = 19,734V - \frac{3,414}{2} = 18,027V \quad \text{quindi} \quad r\% = \frac{1,207V}{18,027V} = 6,69\% \quad \text{che è circa}$$

uguale al valore teorico precedentemente calcolato dal quale differisce di soli 0,21 punti percentuali.

Vediamo ora anche la stabilità dei 12V sull'uscita, mantenendo sempre la condizione di massima erogazione della corrente, rispetto ad una variazione dei 230Volt della tensione di rete che come sappiamo può variare da 220V a 240V, per cui tenendo conto del rapporto di trasformazione faremo due simulazioni una con un generatore sinusoidale di ampiezza pari a 20,29V e l'altra di ampiezza 22,14V.

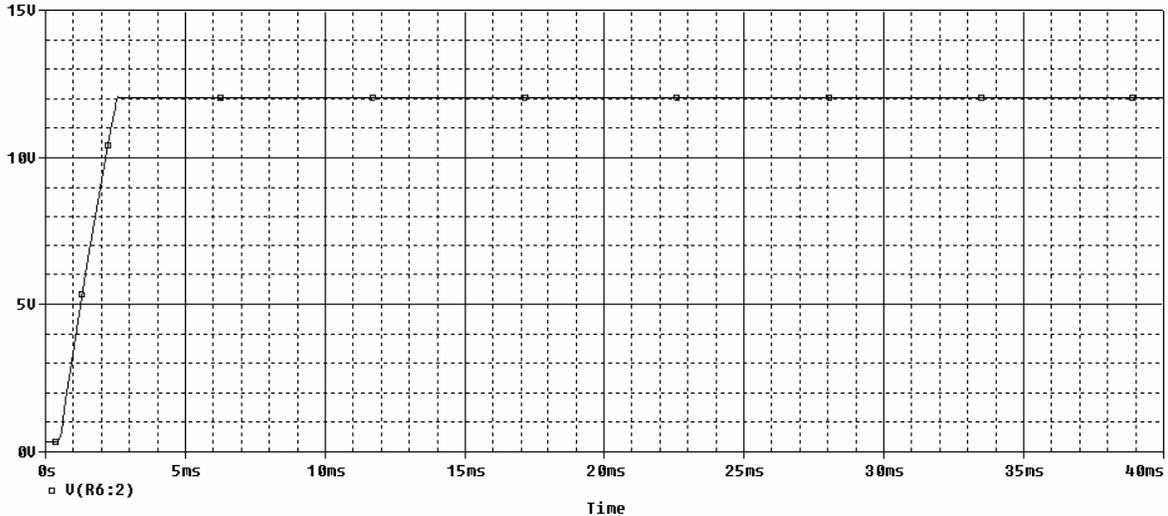


FIG.27

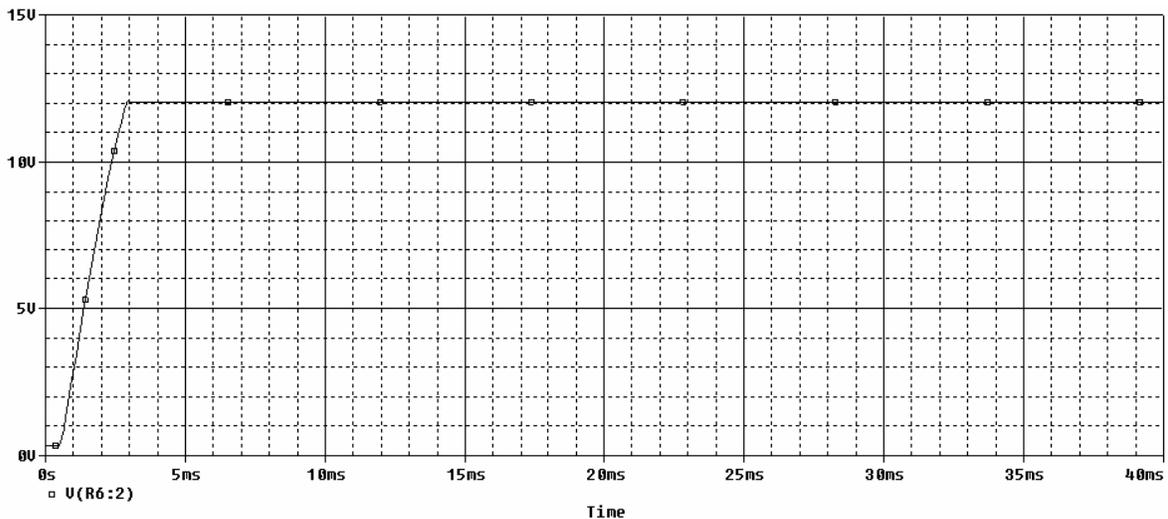


FIG.28

Come possiamo vedere anche in queste condizioni lo stabilizzatore fornisce una tensione stabilizzata imperturbata dalla variazione nell'ingresso.

Vediamo ora una simulazione al variare della resistenza del potenziometro, in serie alla R3, tenendo conto che per raggiungere gli obiettivi che ci prefiggiamo sull'uscita i valori commerciali di quest'ultimo ci impongono di sceglierne uno da 10K Ω . Fissiamo il valore della R3 a 820 Ω che è quello commerciale. Faremo perciò variare i valori della Rv tra 0-10K Ω con step di 1K Ω e con un carico di 1K Ω .

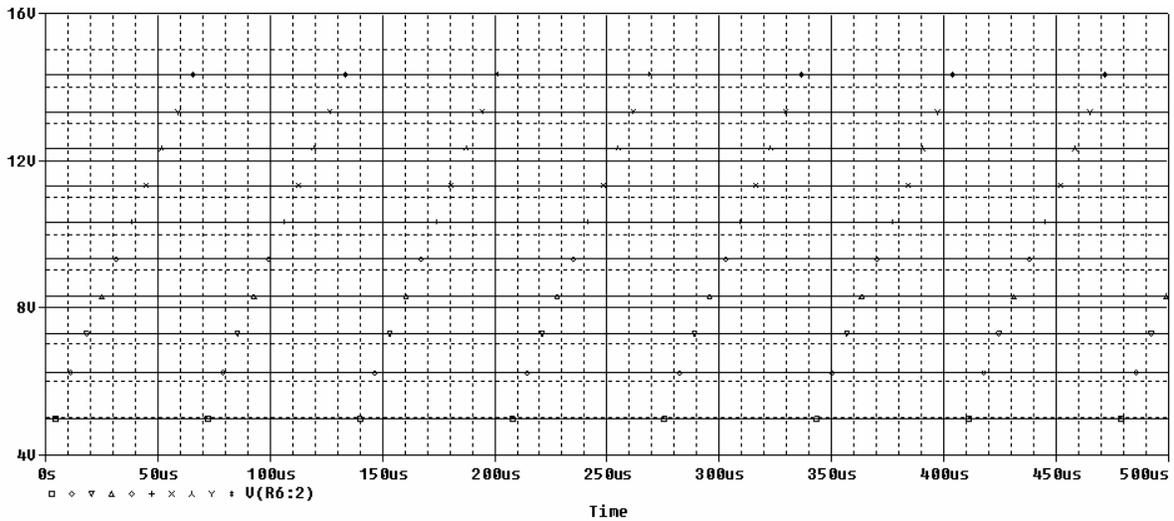


FIG.29

Come possiamo vedere i valori della tensione di uscita variano da poco meno di 5V a oltre 15V in quanto il potenziometro è sovradimensionato per le esigenze dei 12V. Verifichiamo ora il funzionamento del circuito di protezione per le sovracorrenti, fissando la $V_0 = 12V$ e facendo variare il carico tra 2 e 8 Ω con step di 1 Ω .

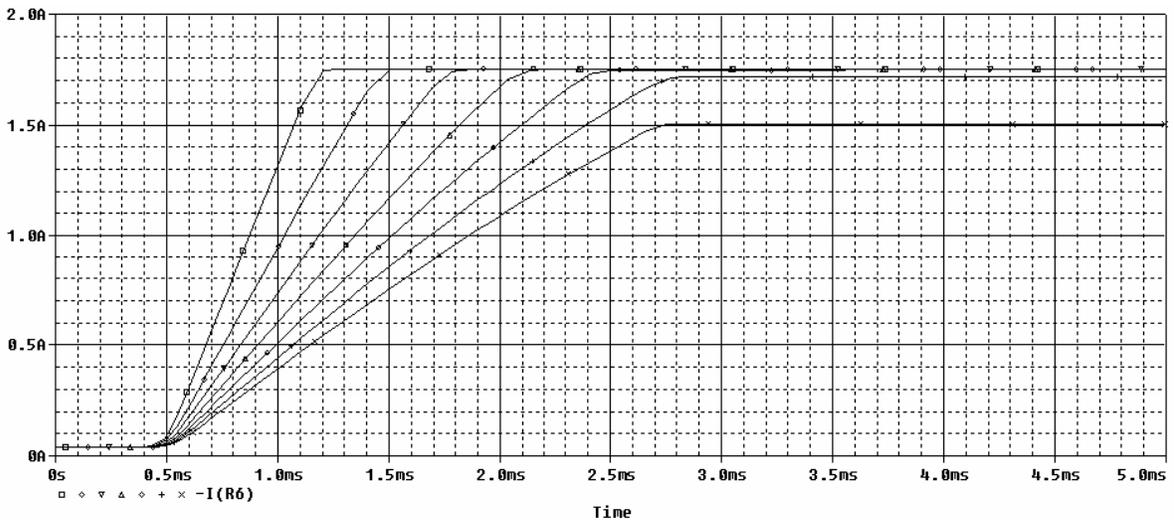


FIG.30

Anche in questo caso il circuito di protezione assolve al suo dovere effettuando la limitazione a poco più di 1,6A.

Volendo a questo punto costruire una curva di carico cioè un grafico di come varia la tensione V_0 al variare della corrente erogata I_0 , tenendo conto dei risultati ottenuti con le simulazioni, ciò che vedremo sarà un grafico simile a quello di figura 31 in cui le rette parallele tra loro e perpendicolari all'asse delle tensioni, stanno ad indicare che l'alimentatore effettua una perfetta stabilizzazione. Naturalmente questi sono risultati ottenuti con Pspice c'è quindi da aspettarsi qualche differenza con la realtà, tuttavia non essendo questo un circuito eccessivamente complesso in cui gli effetti parassiti dei componenti non giocano un ruolo essenziale, il funzionamento reale dovrebbe sostanzialmente riprodurre quello simulato.

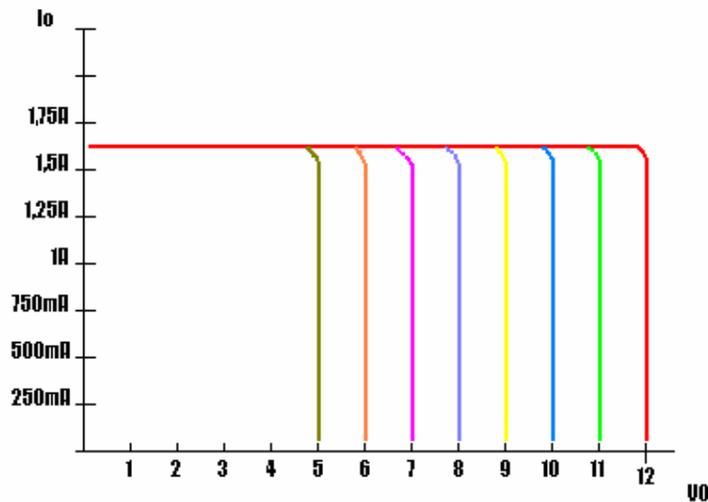


FIG.31

REALIZZAZIONE

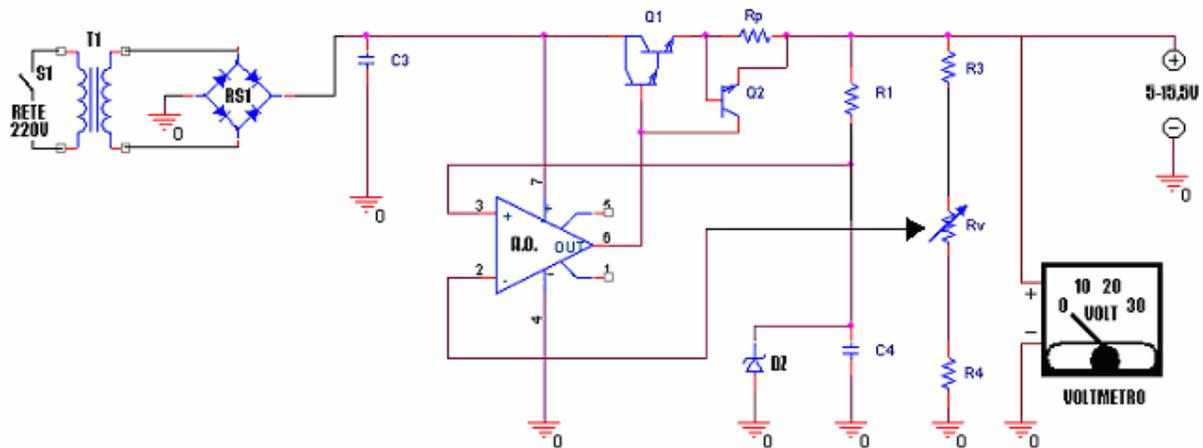


FIG.32

Inizialmente l'alimentatore è stato montato su una bread board per la quale non era possibile superare valori di corrente superiori a 1A.

Abbiamo provato a misurare il ripple all'oscilloscopio senza il carico ma ciò che veniva visualizzato era prevalentemente rumore che copriva anche il ripple. Questo è dovuto essenzialmente al tipo di montaggio effettuato, cioè alla basetta e all'intreccio di fili che causavano questa interferenza, infatti misuravamo all'uscita una frequenza dell'ordine dei megahertz quando sappiamo che dovrebbe essere circa di cento hertz.

Si è allora prelevato il segnale all'uscita del filtro visualizzando un dente di sega come in figura 33 anche se nella realtà anche questo era molto più sporco di come viene rappresentato, comunque la frequenza misurata era di 98Hz, circa quella prevista.

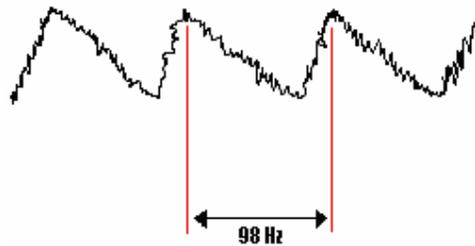


FIG.33

Avendo montato una R3 da 820 ohm una R4 da 4700 ohm ed un potenziometro di 10 Khom, abbiamo misurato sull'uscita valori di tensione che andavano da 3,65 Volt a 16,65 Volt.

Nonostante tutto abbiamo fatto qualche misurazione con diversi carichi e a due diverse tensioni 5 a 12V.

Valori voluti	valori effettivi	ripple con carico/ripple senza carico	
12V/13ohm/11W/0,92A	11,83V/0,91A	565 mV	253mV
-- / 26 ohm/5,5W/0,46A	12,05V/0,46A	1,46 V	--
-- /1 K /0,144W/12mA	11,97V/11,92A	210 mV	--
5V/1K/25mW/5mA	4,970V/5,05mA	3,5mV	11mV

Da notare che il ripple misurato a vuoto è comunque una media, come ad esempio l'ultimo valore 11mV, è una media tra 9 e 13mV.

A questo punto le misurazioni si son dovute forzatamente fermare per la rottura del TIP122, in queste condizioni la tensione non si poteva più variare ma saliva restando fissa a circa 18Volt.

Per ovviare al problema del rumore si è quindi proceduto al montaggio dello stesso circuito su una basetta millefori e anche per questo si è proceduto alla misurazione della tensione sull'uscita con il tester, scoprendo uno strano effetto per il quale aumentando la tensione dal minimo verso i 16V, nell'intorno dei 10V crollava verso gli 8V, inoltre sempre in queste condizioni l'uscita non riusciva più a superare i 13,9V. Quest'ultimo effetto non veniva riscontrato sulla bread board in quanto la struttura della basetta ed i materiali di costruzione creavano una condizione di funzionamento simile alla presenza di condensatori nel circuito che, come vedremo in seguito, saranno la soluzione al problema. Per visionare meglio il fenomeno si è quindi rifatta la stessa misura sull'oscilloscopio visualizzando questa volta anche la forma d'onda in uscita. Si è scoperto così che allorquando il guadagno dell'amplificatore aumentava oltre un certo limite, questo iniziava ad autoscillare provocando l'effetto precedentemente descritto.

Il problema è stato risolto con l'aggiunta di tre condensatori così come mostrato in figura 34, uno in particolare, quello posto tra il pin 6 dell'A.O. e massa ha l'effetto di eliminare la componente alternata di questa oscillazione, ma comunque non impedisce all'A.O. di continuare ad autoscillare.

Con queste ultime modifiche apportate finalmente, misurando col tester, l'alimentatore soddisfa alle specifiche di progetto, stabilizzando tensioni che variano tra 3,65 a 16,65 Volt alimentando carichi che assorbono fino a 1,5 Ampere senza perdere neanche un decimo di Volt.

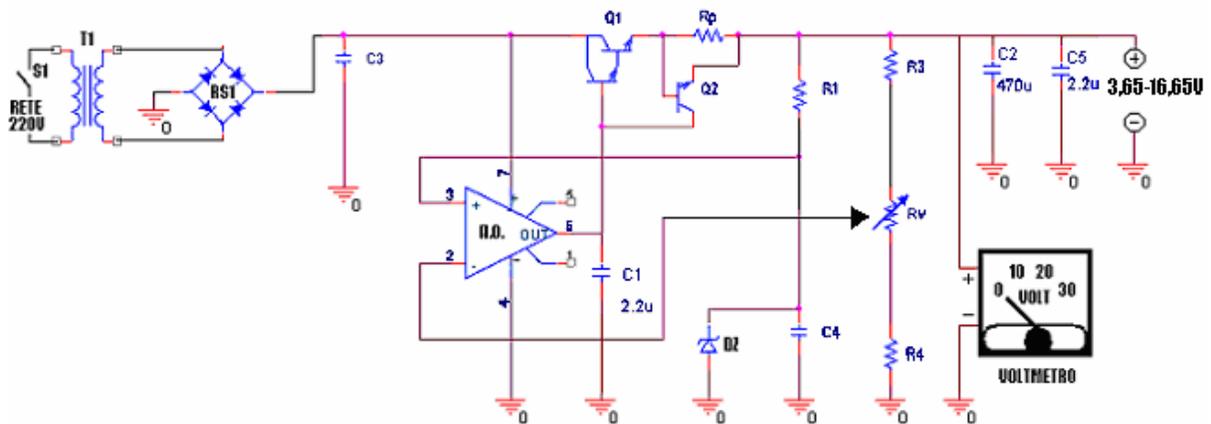


FIG.34

ELENCO COMPONENTI

- R1= 1200 ohm 1/2W
- R3= 820 ohm
- R4= 4700 ohm
- Rp=0,47 ohm 4W
- Rv= potenz. lineare 10 Kohm
- C1= 2,2 μ F
- C2= 470 μ F
- C3= 3300 μ F 50V
- C4= 100 nF 63V ceram.
- C5= 2,2 μ F
- RS1= ponte raddrizz. KBL04
- DZ= 1N750 4,7V 0,5W
- Q1= darlington TIP122
- Q2= BC547
- A.O.= integrato tipo LM 741
- T1= trasform. 60W sec.15V 4A
- S1= interr. Lumin. a bilanc. 6A 250V
- Voltmetro= model. CMU-38 30V DC

DATASHEET

- 
Kbl04.pdf
- 
1N750 zener.pdf
- 
Tip122.pdf
- 
Bc547.pdf



SOMMARIO

	PAG.
PREFAZIONE	1
IL REGOLATORE	1
IL TRASFORMATORE	4
IL RADDRIZZATORE	4
IL FILTRO	6
PROTEZIONE CONTRO LE SOVRACORRENTI	12
CRITERIO DI PROGETTO	13
QUALCHE EQUAZIONE	13
CALCOLI PER LA REALIZZAZIONE	15
SIMULAZIONE CON PSPICE	20
REALIZZAZIONE	24