

1 - Introduzione

1.1 - *Considerazioni generali sugli alimentatori stabilizzati.*

L'alimentatore stabilizzato è uno degli strumenti più usati in un laboratorio, essendo impiegato ogni qualvolta si debba disporre di una sorgente di tensione continua per alimentare circuiti e lettronici.

Per rendere flessibile lo strumento, generalmente è prevista la possibilità di regolare con continuità, più o meno finemente, la tensione di uscita da 0 Volt al valore massimo di specifica.

Un alimentatore stabilizzato deve soddisfare alle seguenti caratteristiche essenziali:

- (i) la tensione di uscita deve essere costante per qualsiasi valore di corrente continua erogata minore della corrente massima di specifica ("load regulation").
- (ii) la tensione di uscita deve essere insensibile alle variazioni della tensione di rete ("line regulation").
- (iii) la tensione di uscita deve essere costante anche in condizioni dinamiche di carico e particolarmente nel caso di:
 - a) carico che richieda una corrente di tipo sinusoidale
 - b) carico che richieda una corrente a gradino;
- (iv) il residuo di alternata ("ripple") che deriva dal processo di rettificazione e filtraggio della tensione alternata deve essere scarsamente presente sulla tensione di uscita.

Una valutazione di quanto l'alimentatore soddisfi alle specifiche elencate, può essere fatta misurando le seguenti grandezze, che sono correlate con i punti omonimi sopra elencati:

- (i) resistenza di uscita,

- (ii) fattore di regolazione di rete,
- (iii)
 - a) impedenza di uscita in regime sinusoidale
 - b) tempo di riassetto ("recovery time")
- (iv) il valore picco-picco del "ripple".

Il circuito di principio, che mette in evidenza l'abilità al controllo di una tensione, da parte di un alimentatore stabilizzato è quello di fig. 1. In questo circuito si è schematizzata una sorgente di tensione continua non stabilizzata E_V , che si può pen

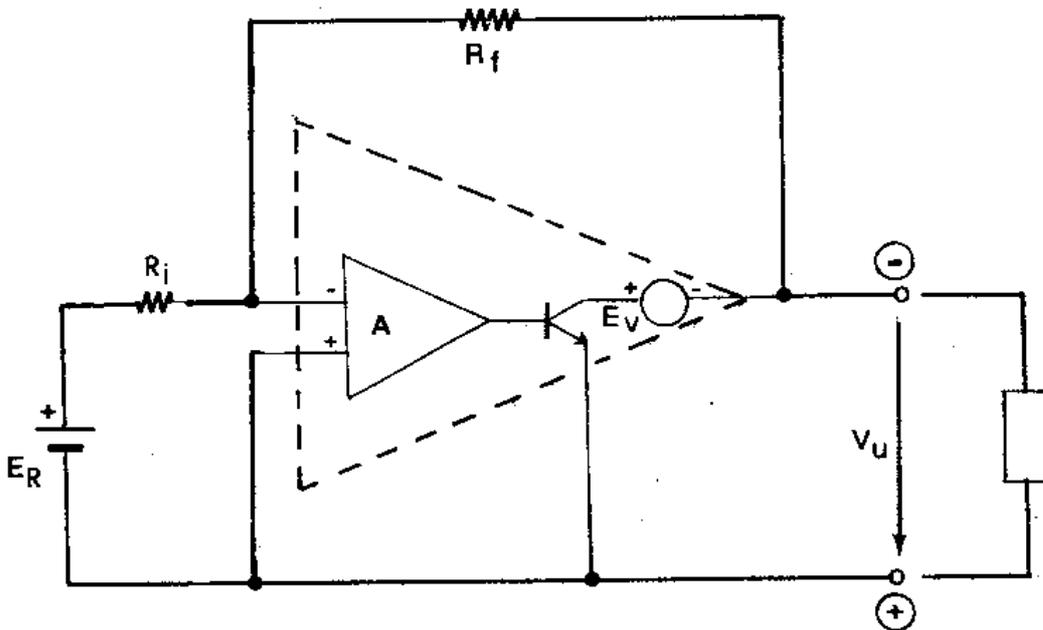


Fig. 1

sare ottenuta dalla rete dopo il trasformatore, il raddrizzatore e il filtro. La tensione E_V comprende gli effetti dell'ondulazione residua all'uscita del filtro, le variazioni di livello dovute a variazioni della tensione di rete ed inoltre l'impedenza non nulla del generatore. La tensione E_R è una tensione di riferimento generata all'interno dell'alimentatore. Supponendo che il guadagno di tensione dell'amplificatore A sia molto elevato, si possono adottare le assunzioni semplificative per un amplificatore opera-

zionale al circuito compreso nel tratteggio. Sotto tale ipotesi si ottiene:

$$V_u = E_R \frac{R_f}{R_i} \quad (1)$$

La relazione (1) mostra che, se si dispone di una sorgente di riferimento stabile, la V_u sarà anch'essa stabile, inoltre il suo valore potrà essere variato mediante una resistenza R_f variabile. Il circuito di principio di fig. 1 è quello più frequentemente adottato per i seguenti motivi:

- (i) il controllo della tensione di uscita è lineare al variare di un semplice bipolo passivo (resistore R_f),
- (ii) il generatore E_R è di valore arbitrario per qualsiasi V_u ed inoltre è soggetto ad un carico costante (R_i), pertanto il suo progetto può essere finalizzato ad ottenere una elevata stabilità.
- (iii) il generatore di riferimento, l'amplificatore di confronto, il transistor T di regolazione serie e l'uscita hanno tutti un morsetto in comune.

Lo schema di fig. 1 suggerisce inoltre la possibilità di trasformare l'alimentatore stabilizzato di tensione in un generatore di corrente, sostituendo la reazione di tensione con una reazione di corrente. Questo è fattibile prelevando il segnale di controreazione ai capi di un resistore R_s (sensore di corrente) in serie con il carico. In fig. 2 è schematizzato un tale generatore nel quale l'amplificatore A_T comprende anche il transistor T di regolazione e la sorgente non regolata E_V .

Supponendo ideale l'amplificatore A_T dal circuito di fig. 2 si può ricavare la corrente I_0 nel carico:

$$I_0 = \frac{E_R}{R_i} R_f \frac{1}{R_s} + \frac{E_V}{R_i} \quad (2)$$

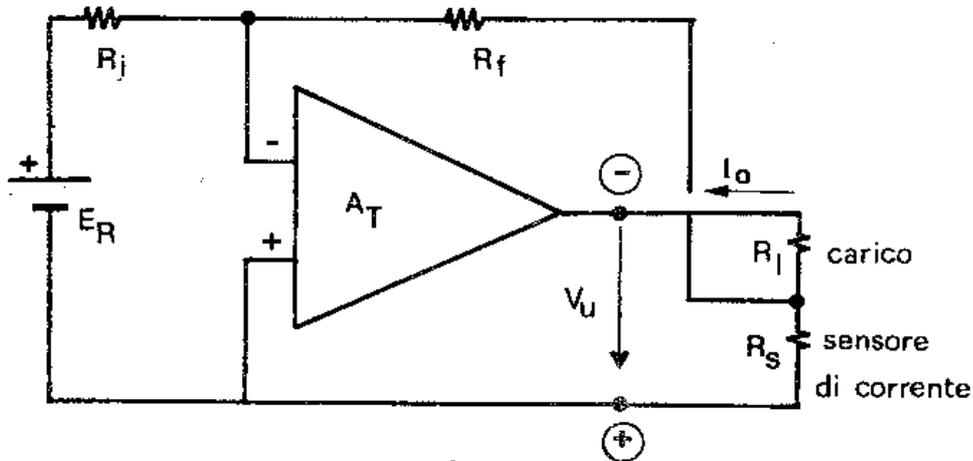


Fig. 2

Se le resistenze R_j , R_f e R_s e il generatore E_R sono stabili, lo sarà anche la corrente I_0 . Dalla relazione (2) si nota che I_0 può essere variata con legge lineare mediante un resistore R_f variabile ed inoltre che il valore minimo di corrente ottenibile va le

$$I_{0\text{min.}} = \frac{E_R}{R_j}$$

Visti dai morsetti del carico i circuiti di fig. 1 e 2 presentano rispettivamente le caratteristiche ideali disegnate in fig.3 e 4.

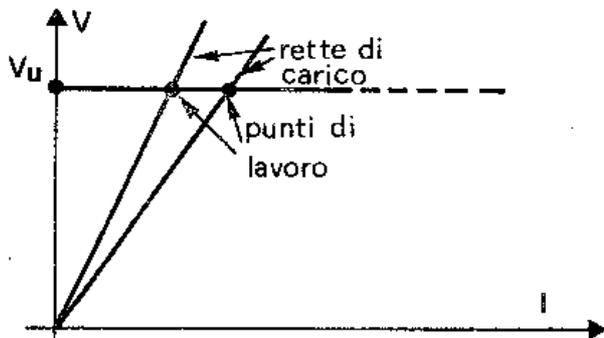


Fig. 3- Stabilizzatore di tensione

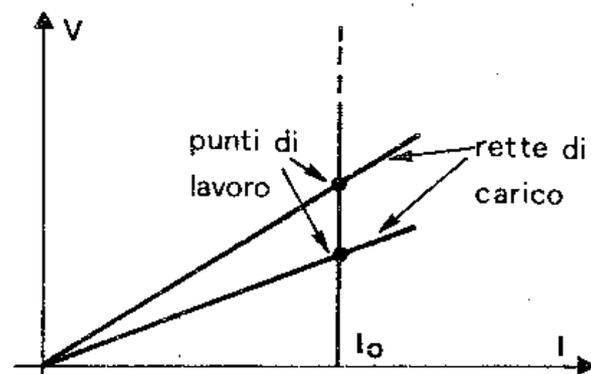


Fig. 4 - Stabilizzatore di corrente.

Da queste si vede chiaramente come uno stabilizzatore di tensione richieda dei vincoli sulla minima resistenza di carico, per evitare eccessive correnti erogate, mentre lo stabilizzatore di corrente richieda dei vincoli sulla massima resistenza di carico per evitare tensioni elevate tali da portare in saturazione l'amplificatore. Gli alimentatori, progettati per uso generale di laboratorio, prevedono dei circuiti di protezione che impediscono di superare questi limiti massimi. Negli stabilizzatori di tensione il circuito di limitazione di corrente può essere realizzato in modo semplice oppure con un grado di sofisticazione maggiore che permetta cioè una regolazione e un controllo sulla corrente erogata, cosicché l'alimentatore può funzionare come stabilizzatore sia di tensione che di corrente (fig. 5).

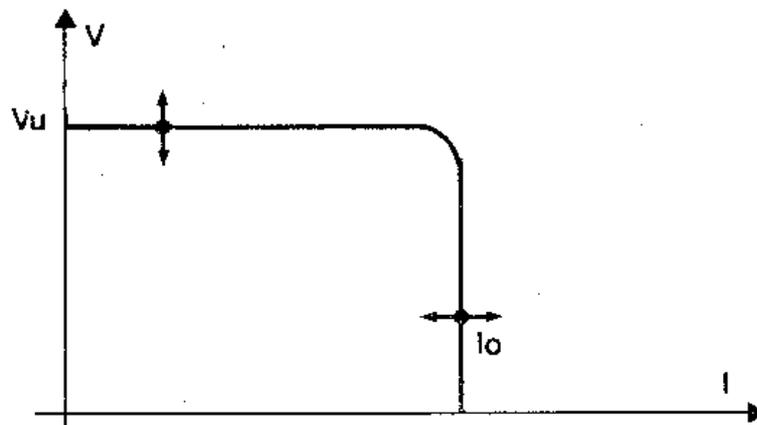


Fig. 5

Alimentatori sofisticati prevedono una programmabilità completa delle funzioni sia da pannello che dall'esterno, mediante l'inserzione di resistenze oppure di tensioni di riferimento. In quest'ultimo caso, se queste sono generate da un convertitore D/A, si può ottenere un controllo completo dell'alimentatore da parte di un calcolatore.

Generalmente un alimentatore stabilizzato ha tre morsetti di uscita contrassegnati rispettivamente con + , - GND.

I morsetti + , - sono di ovvio significato; il morsetto GND è collegato, tramite il cordone di alimentazione alla terra dell'impianto. Se si desidera disporre di una tensione continua svincolata dalla terra dell'impianto, si utilizzano solo i morsetti

+ , - ; viceversa si può fissare a terra, mediante un ponticello di corto circuito, o il morsetto + o il - a seconda delle esigenze.

Quando si devono alimentare dei carichi che assorbono una notevole corrente e siano posti a grande distanza dai morsetti dell'alimentatore stabilizzato, si può avere l'inconveniente che la caduta di tensione lungo i fili di collegamento non sia trascurabile rispetto a quella presente effettivamente sul carico (fig. 6).

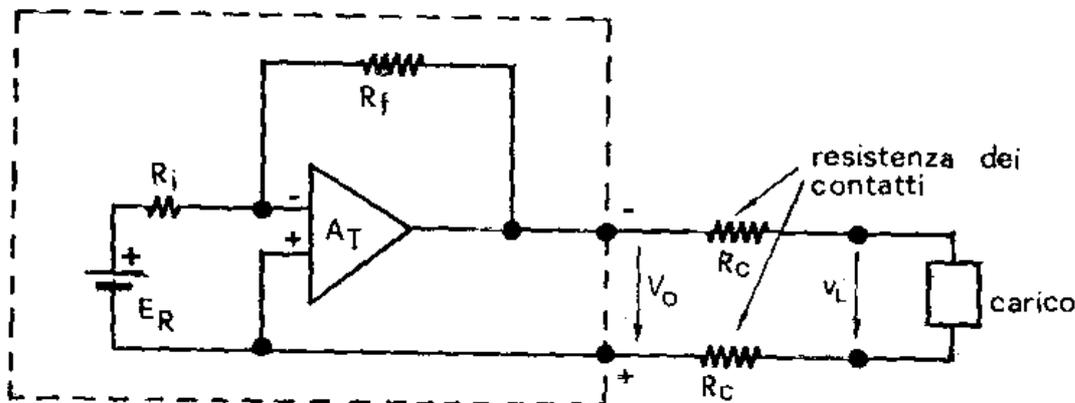


Fig. 6

Poiché l'alimentatore controlla ed assicura la costanza della tensione V_o , V_L varierà in funzione della corrente assorbita, venendo così meno alla prerogativa di stabilizzazione richiesta. Per evitare questo inconveniente, alcuni tipi di alimentatori di precisione hanno la possibilità di controllare direttamente la tensione ai capi del carico. Per ottenere ciò, si separano i morsetti ai quali si collega il carico da quelli di "SENSE" della tensione da stabilizzare. Lo schema di Fig. 6, diventa allora quella di figura 7 in cui si sono inserite due resistenze R'_c che simulano il collegamento tra i morsetti di "SENSE" e il carico. Con le solite ipotesi di A_T ideale si ricava facilmente che:

$$V_o = \frac{R_f + 2R'_c}{R_i} E_R \quad (3)$$

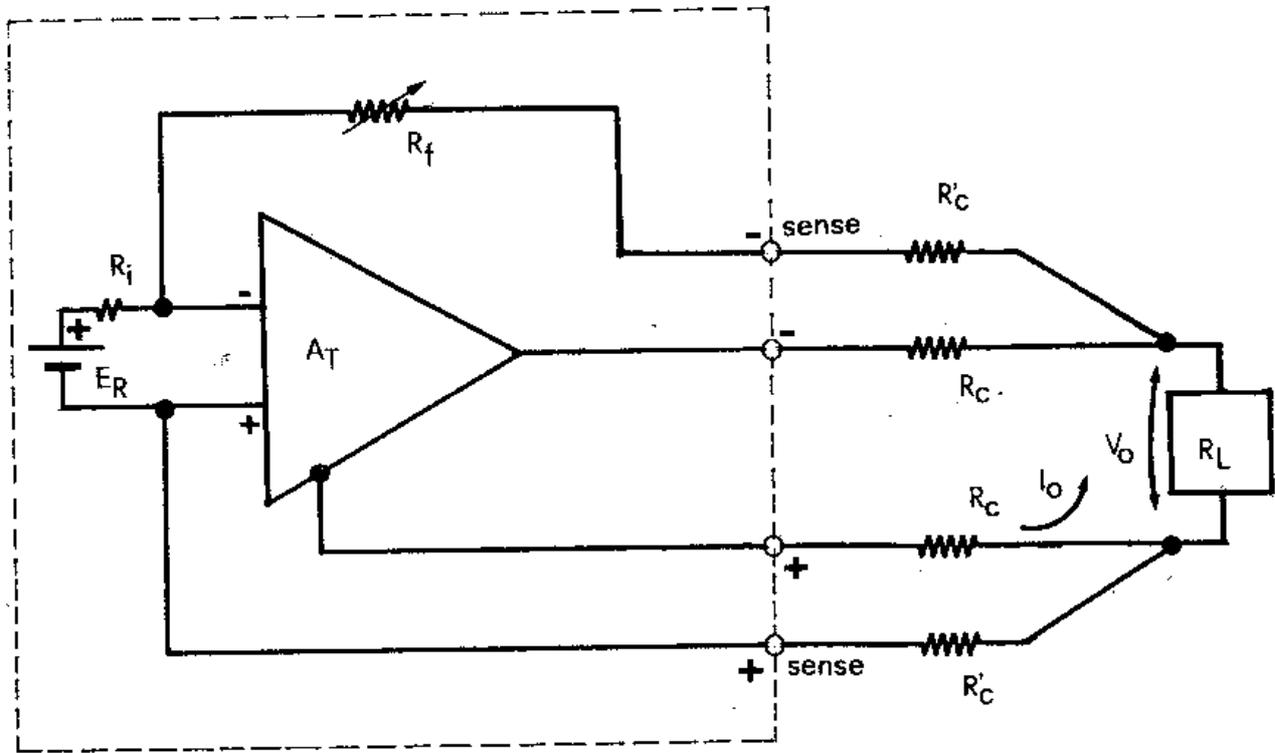


Fig. 7

indipendente da I_0 e R_c . Ovviamente, se non esistono problemi di caduta di tensione sui collegamenti, si inseriscono dei ponticelli di corto circuito tra i morsetti "SENSE" e i corrispondenti morsetti - e +. Per evitare una risposta di tensione incontrollata se inavvertitamente si dovessero omettere le connessioni dei morsetti di "SENSE", all'interno dell'alimentatore sono previsti due diodi tra i morsetti di uscita e i corrispondenti morsetti di "SENSE". Lo schema di principio di un alimentatore che consente un controllo doppio sia come stabilizzatore di tensione che di corrente (caratteristica di fig. 5) è riportato in fig. 8. Tale circuito è sostanzialmente la sovrapposizione dei due circuiti di figure 1 e 2. I diodi D_1 e D_2 costituiscono una porta "OR" che abilita al controllo del transistor di regolazione serie a quello dei due amplificatori A_V o A_I che ha il segnale in uscita più alto.

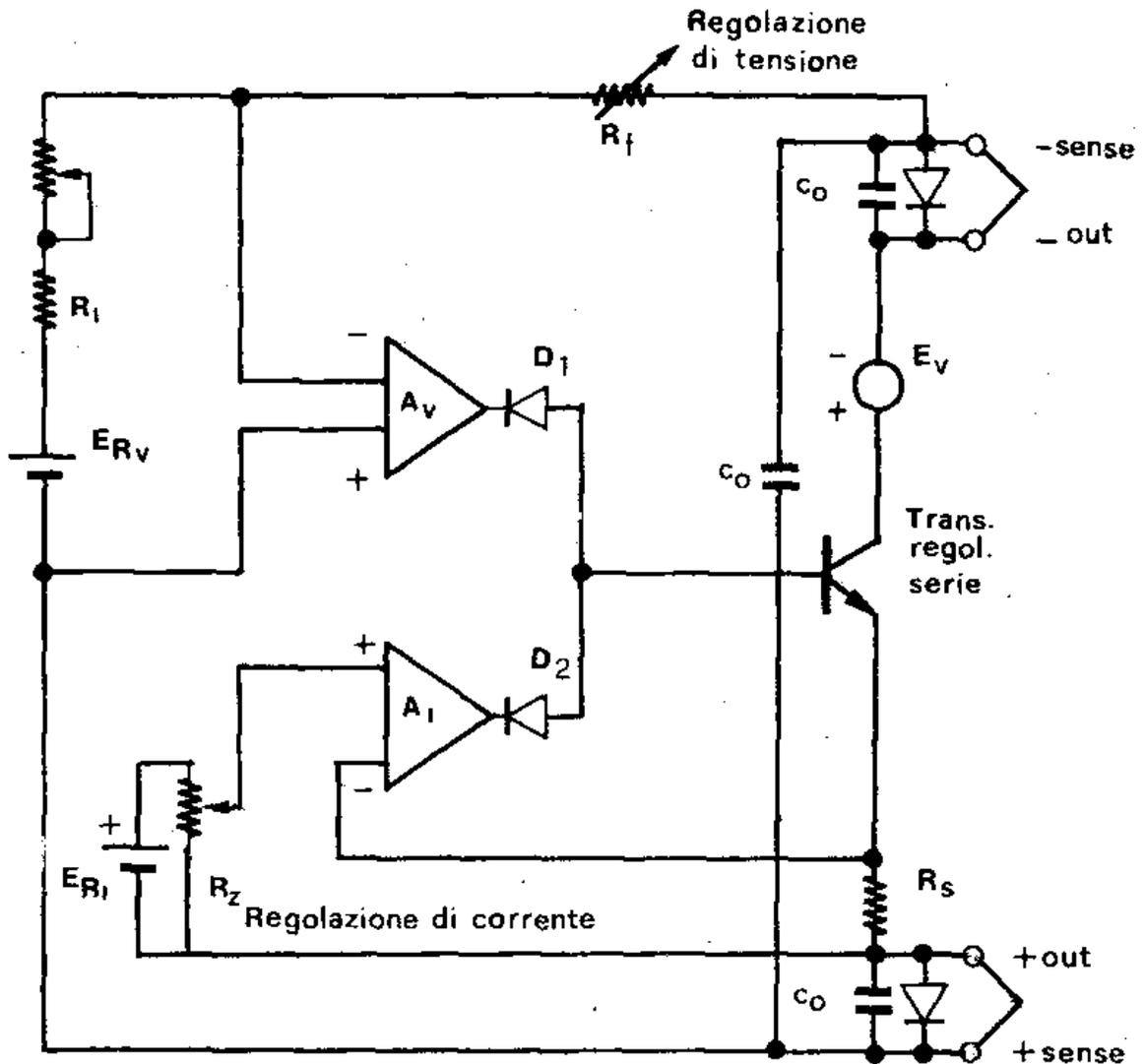


Fig. 8

1.2 - Misure da effettuare.

Si richiede di eseguire le seguenti misure:

- Misura della resistenza di uscita in corrente continua.
- Misura del fattore di regolazione di rete.
- Misura del modulo dell'impedenza di uscita in regime sinusoidale per frequenze comprese fra 20 Hz e 20 kHz.
- Misura del tempo di riassetto definito come il tempo necessario

affinché la tensione di uscita torni entro una fascia $\Delta V = \pm 15 \text{ mV}$ intorno al valore nominale per variazioni istantanee di carico da corrente nulla a corrente massima.

1 - Misura della resistenza di uscita di un alimentatore stabilizzato.

1.1 - *Considerazioni generali.*

Un alimentatore stabilizzato visto dal carico può essere schematizzato con il circuito equivalente di Thévenin di fig. 9.

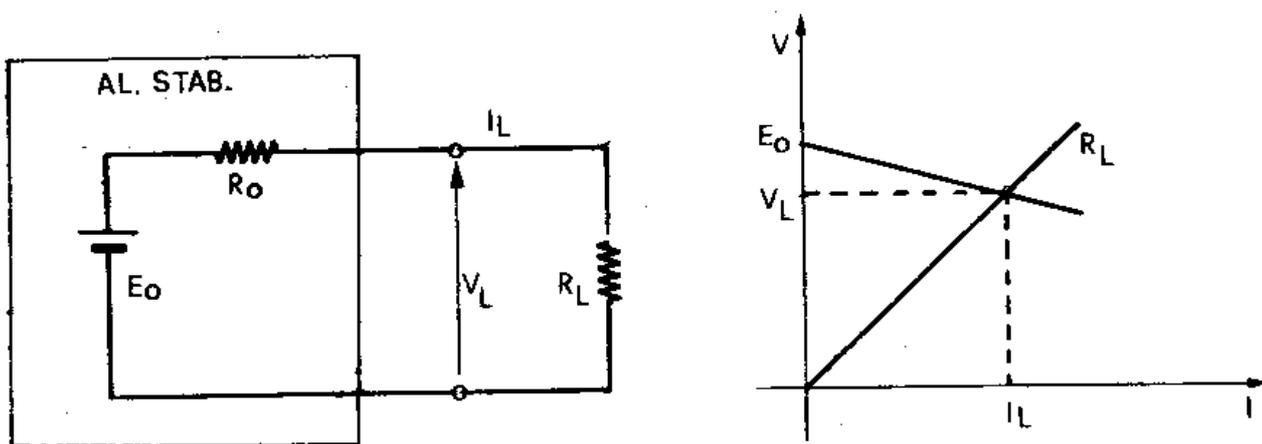


Fig. 9

La variazione della tensione di uscita V_L al variare della condizione di carico ("load effect") è dovuta alla caduta sulla resistenza equivalente R_o oggetto della misura. In linea di principio una qualunque resistenza di uscita può essere misurata rilevando la tensione e la corrente di uscita per due situazioni di carico R_{L1} , R_{L2} . Siano infatti V_{L1} e V_{L2} le tensioni e I_{L1} , I_{L2} le correnti misurate rispettivamente per il carico R_{L1} e R_{L2} , si può facilmente ricavare che:

$$R_o = \frac{V_{L1} - V_{L2}}{I_{L2} - I_{L1}} \quad (4)$$

Nel caso dell'alimentatore stabilizzato, la difficoltà principale che si ha nell'applicazione della procedura descritta è dovuta al fatto che R_o è estremamente piccola (alcuni $m\Omega$). Ciò comporta che V_{L1} e V_{L2} , anche se si provoca una notevole variazione di corrente, sono molto vicini fra loro ed al limite la loro differenza può essere dell'ordine dell'errore assoluto commesso nella misura di V_{L1} e V_{L2} . In tal caso il valore di R_o calcolato è totalmente illusorio. Per esempio se si suppone $E_o = 10$ V, $R_o = 10$ $m\Omega$, $I_{L1} = 0$, $I_{L2} = 1$ A, si avrà $V_{L1} = 10$ V, $V_{L2} = 9.990$ V. Perché abbia senso la misura di R_o utilizzando la (4), il voltmetro deve avere almeno una risoluzione di 0.1mV su fondo scala di 10 V e quindi occorre un voltmetro digitale con 6 cifre.

Si può ovviare all'inconveniente di dover usare voltmetri molto costosi, ricorrendo ad un circuito di misura di tipo differenziale in cui si dà una tensione di offset al voltmetro mediante un altro alimentatore stabilizzato di riferimento (fig. 10).

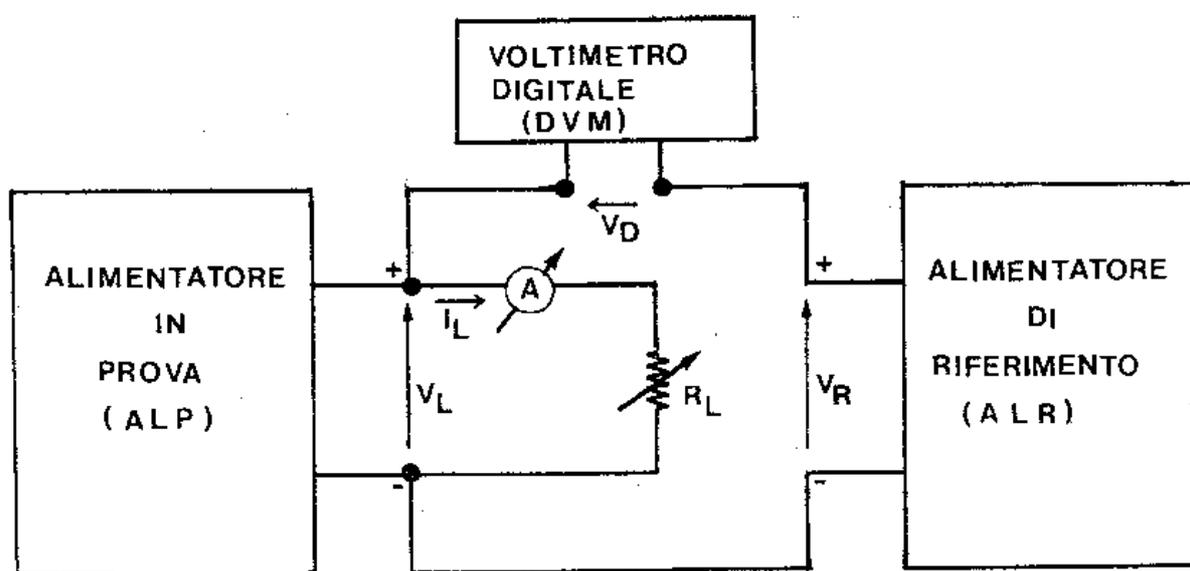


Fig.10

Il voltmetro digitale misura le variazioni di V_{L1} prodotte da variazioni di carico, rispetto alla tensione di riferimento V_R che si suppone molto stabile. Pertanto la relazione (4) diventa:

$$R_o = \frac{V_{L1} - V_{L2}}{I_{L2} - I_{L1}} = \frac{V_R + V_{D1} - (V_R + V_{D2})}{I_{L2} - I_{L1}} \quad (5)$$

Essendo V_{D1} e V_{D2} le tensioni misurate dal voltmetro digitale nelle due condizioni di carico. La (5) si scrive:

$$R_o = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_{L2} - I_{L1}} \quad (6)$$

Utilizzare la (6) invece che la (4) permette di aumentare la precisione di misura in quanto, variando opportunamente V_R , si riesce a rendere $V_{D1} \gg V_{D2}$. Se ad esempio si fa $V_{D2} = 0$ (regolando V_R in modo che sia $V_R = V_{L2}$) il voltmetro misurerà direttamente la variazione di tensione prodotta dalla variazione di corrente I_L ai capi di R_o . Per ottenere la stessa precisione di misura sulla tensione dell'esempio fatto in precedenza, occorre una risoluzione di 0,1 mV su un fondo scala di 200 mV (valore che si trova comunemente) e quindi è sufficiente un voltmetro a quattro cifre (3+1/2 digit). La misura eseguita col circuito di fig. 10 è comunque da preferire anche nel caso si abbia a disposizione un DVM a più alta risoluzione, in quanto permette di ottenere una precisione più elevata, poiché si evita di calcolare la differenza tra due numeri grandi e di poco diversi.

2.2 - Strumentazione a disposizione.

- Alimentatore stabilizzato in prova (ALP).
- Alimentatore stabilizzato di riferimento (ALR).
- Multimetro digitale a "3 + 1/2 digit" che misura VDC, VAC, Ω (DVM).
- Tester analogico a bobina mobile (A).
- Reostato $R_{max.} = 75\Omega$, $I_{max.} = 2.3A$ (R_L).
- Cavetti di collegamento e morsetti a forcella.

2.3 - Procedura sperimentale.

2.3.1 - Si realizzino delle prese voltmetriche su entrambi i morsetti di uscita dell'alimentatore ALP utilizzando a tale scopo i morsetti a forcetta (fig. 11), per evitare che il voltmetro misu-

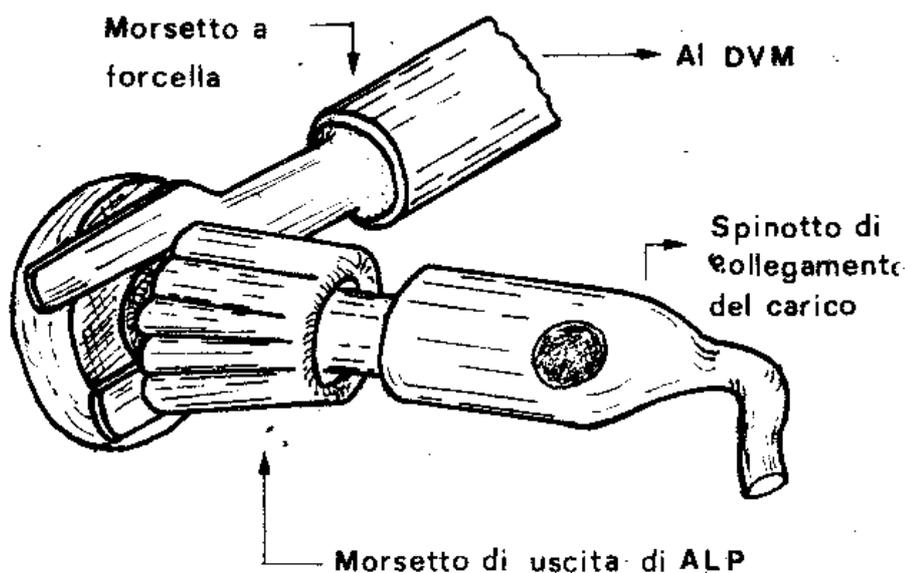


Fig.11

ri anche la caduta sulle resistenze di contatto poste in serie con R_L .

2.3.2 - Si monti il circuito di misura di fig. 10.

2.3.3 - Poiché conviene avere una variazione di V_L la più ampia possibile, occorre provocare la massima variazione di I_L ammessa per l'alimentatore. Si disponga pertanto il limitatore di corrente di ALP nella posizione massima (si accerti che sia comunque inferiore alla corrente massima ammessa per R_L).

2.3.4 - Si imposti la tensione dell'alimentatore ALP ad un valore compreso tra 3 ÷ 5 V (la scelta di questa tensione non è sostanziale ai fini della misura, conviene però che sia bassa per evitare

una tensione di modo comune eccessiva per DVM).

2.3.5 - Si regoli il reostato R_L in modo che la corrente I_{L2} sia leggermente inferiore alla massima corrente nominale erogabile dall'alimentatore (occorre tenere un certo margine per evitare di lavorare sul ginocchio della caratteristica di fig. 5).

2.3.6 - In questa situazione si regoli V_R in modo da minimizzare l'indicazione di DVM (V_{D2}).

2.3.7 - Dopo aver raggiunto una situazione di regime termico denotata da una maggiore stabilità nell'indicazione di DVM, si provochi una variazione di corrente di carico di ALP sconnettendo semplicemente R_L ($I_{L1} = 0$) e si registri l'indicazione V_{D1} di DVM.

2.3.8 - La resistenza di uscita di ALP vale:

$$R_o = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_{L2}} \quad (7)$$

2.3.9 - A riprova della influenza delle resistenze di contatto, si esegua anche una misura connettendo il morsetto + di DVM e il morsetto - di ALR a valle dello spinotto di collegamento del carico R_L . Dalla fig. 12 si vede che in questo caso si misura

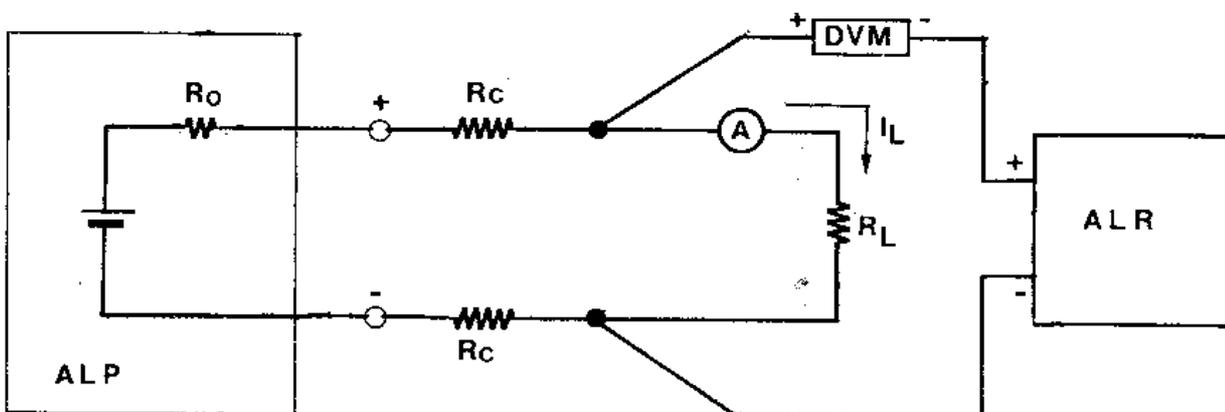


Fig.12

$R_0 + 2R_c$, dove R_c è la resistenza di contatto tra la boccia di uscita dell'alimentatore e lo spinotto di collegamento del carico.

2.4 - Considerazioni sulla precisione di misura.

La misura di R_0 in linea di principio molto semplice, è tanto più difficile quanto più piccolo è il suo valore. Si può infatti notare che l'indicazione di DVM è alquanto instabile per un certo numero di motivi tra cui si possono elencare i seguenti:

- a) instabilità della tensione di uscita sia di ALP che di ALR,
- b) presenza di un residuo di alternata "ripple" sia su ALP che su ALR,
- c) errore di quantizzazione di ± 1 unità del DVM,
- d) variazione di temperatura sullo stadio di uscita dell'alimentatore ALP a causa delle diverse condizioni di dissipazione del transistor di regolazione serie (ALR lavora invece sempre a vuoto).

Per tutti questi motivi, conviene eseguire la misura di tensione il più rapidamente possibile dopo aver sconnesso il carico. Si noterà infatti che l'indicazione del voltmetro presenta una deriva col tempo a causa soprattutto del transitorio termico che si ha in ALP (1). Per ridurre inoltre l'inconveniente di cui al punto b) occorre che il voltmetro digitale abbia una elevata reiezione ai disturbi a frequenza doppia di quella di rete (frequenza di "ripple"). E' pertanto consigliabile usare un DVM a semplice o doppia integrazione.

(1) Per evidenziare ciò si misuri la variazione di tensione effettuando anche delle commutazioni da vuoto a carico, si potrà notare una differenza rispetto a quella misurata facendo la commutazione da carico a vuoto. Ciò è dovuto alle diverse condizioni di regime termico del transistor di regolazione.

La causa maggiore di indeterminazione è l'errore di misura della variazione di tensione. Se le letture sono eseguite rapidamente subito dopo aver provocato le variazioni di carico, le derive di tensione sia di ALP che ALR non giocano un ruolo importante, mentre si risentono le variazioni a breve termine quali i "ripple", la rumorosità dei potenziometri di regolazione di tensione, le fluttuazioni dovute a variazioni di rete ecc. sia di ALP che di ALR. Per ridurre questi errori di tipo casuale, conviene eseguire un certo numero di misure e mediare i risultati ottenuti.

Se si indica con η_{R_0} l'errore relativo alla misura di R_0 , con $\eta_{\Delta V}$ e η_I gli errori relativi rispettivamente sulla tensione e sulla corrente, si ha

$$\eta_{R_0} = \eta_{\Delta V} + \eta_I \quad (8)$$

$$\eta_{\Delta V} = \frac{\Delta V_{D1} + \Delta V_{D2}}{V_{D1} - V_{D2}} \quad (9)$$

$$\eta_I = \eta_{cl} \times \frac{I_{fs}}{I_{L2}} \quad (10)$$

dove: ΔV_{D1} , ΔV_{D2} sono gli errori assoluti nelle misure delle tensioni sul DVM

η_{cl} = classe dell'amperometro

I_{fs} = corrente di fondo scala dell'amperometro.

Dalla (9) si osserva che conviene che sia $V_{D2} \approx 0$.

3 - Misura del fattore di regolazione di rete ("line regulation")

3.1 - *Considerazioni generali.*

Si intende misurare la variazione di tensione di uscita di ALP conseguente alle variazioni della tensione di rete intorno al valore nominale. L'alimentatore è soggetto ad un carico costante. Per questa misura, dovendosi apprezzare piccole variazioni di tensione continua intorno ad un piedistallo elevato, si usa una tecnica simile a quella adottata per la misura di R_0 . Le variazioni della tensione alternata di alimentazione sono provocate inserendo tra la rete e ALP un autotrasformatore a presa variabile "VARIAC" (figura 13).

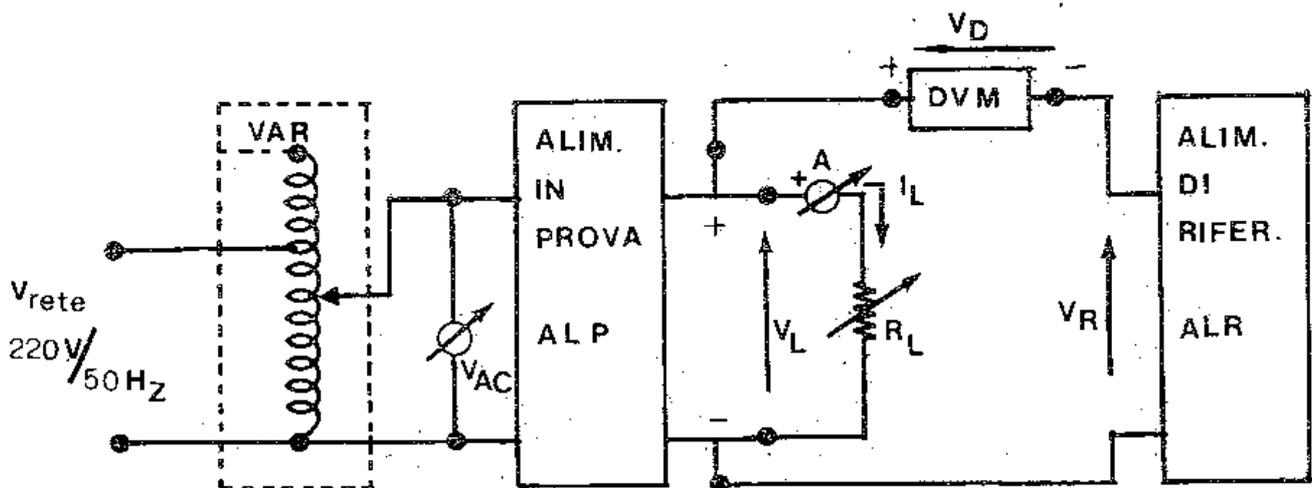


Fig.13

3.2 - *Strumentazione a disposizione.*

- Alimentatore stabilizzato in prova (ALP).
- Alimentatore stabilizzato di riferimento (ALR).
- Multimetro digitale a "3 + 1/2 digit" (DVM).

- N.2 tester analogici (VAC e Λ).
- Reostato $R_{\max.} = 75\Omega$ $I_{\max.} = 2.3 \text{ A}(R_L)$.
- VARIAC che abbia un rapporto di trasformazione in salita di almeno 1.1 (VAR).
- Cavetti di collegamento.

3.3 - *Procedura sperimentale.*

3.3.1 - Si disponga il VARIAC in modo che il tester VAC misuri la tensione AC pari al valore nominale di rete -10% ($220-22=198 \text{ V}$) e successivamente si colleghi il cavo di alimentazione dell'alimentatore.

3.3.2 - Fissata una tensione di uscita V_L , si regoli R_L in modo che I_L sia inferiore alla corrente massima erogabile.

3.3.3 - Si regoli V_R in modo da azzerare (o minimizzare) l'indicazione di DVM.

3.3.4 - Si provochi una variazione di +10% sulla tensione nominale di rete ($VAC=244\text{V}$). DVM darà direttamente la variazione ΔV_L (ovviamente se non si era ottenuto l'azzeramento di DVM nell'operazione 3.3.3, occorre fare la differenza con la lettura precedente).

Il fattore di regolazione di rete è espresso come $\Delta V_L / V_L \%$ per una variazione di rete di $\pm 10\%$.

Sulla accuratezza di questa misura di tensione valgono le considerazioni già fatte nel par. 2.4.

4 - Misura del modulo dell'impedenza di uscita in regime sinusoidale.

4.1 - *Considerazioni generali.*

Un alimentatore stabilizzato può alimentare talvolta dei cir-

cuiti che, oltre ad una componente continua, richiedono una corrente variabile periodicamente nel tempo. Si pensi ad esempio all'alimentatore di uno stadio finale di potenza di un oscillatore sinusoidale. Il circuito equivalente di Thévenin dell'alimentatore può essere disegnato come un generatore ideale di tensione con in serie una impedenza Z_o il cui modulo è la grandezza in misura.

In linea di principio $|Z_o|$ può essere desunto da una misura volt-amperometrica, eccitando l'alimentatore con un generatore di corrente sinusoidale (fig. 14). Se si misura la tensione alterna-

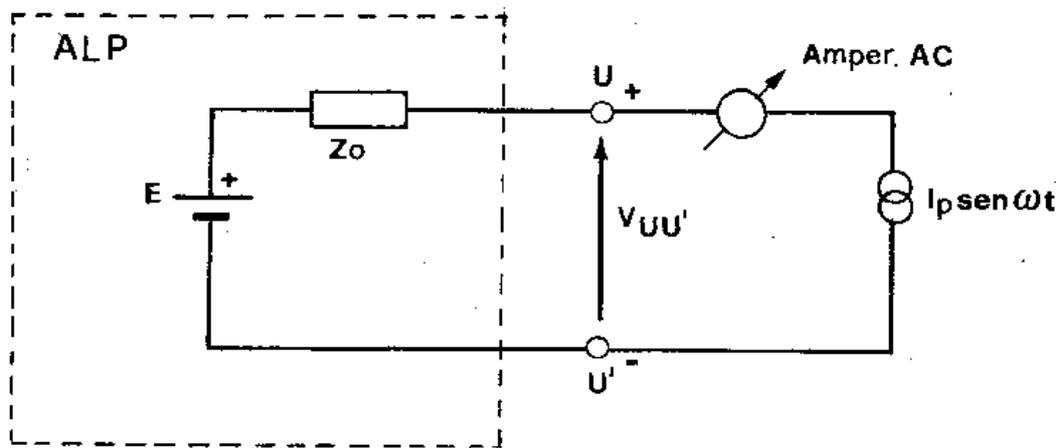


Fig.14

ta ai capi dei morsetti di uscita e la corrente di eccitazione, si ha, alla frequenza del generatore

$$|Z_o| = \frac{V_{UU'}}{I} \quad (11)$$

dove $V_{UU'}$ e I sono rispettivamente il valore massimo (o il valore efficace) della tensione e della corrente.

Il circuito di fig. 14 non è utilizzabile in pratica perché la caratteristica di uscita dell'alimentatore esiste solo nel primo quadrante del piano V - I , cioè l'alimentatore ammette solo correnti uscenti dal morsetto $+$. Questo inconveniente può essere superato aggiungendo una componente continua I_{DC} alla corrente si-

inusoidale così da far lavorare l'alimentatore in zona lineare. Per ch  questo avvenga occorre che la corrente totale soddisfi alle 2 condizioni seguenti:

$$I_{DC} - I_p \geq 0 \quad (12)$$

$$I_{DC} + I_p \leq I_{MAX} \quad (13)$$

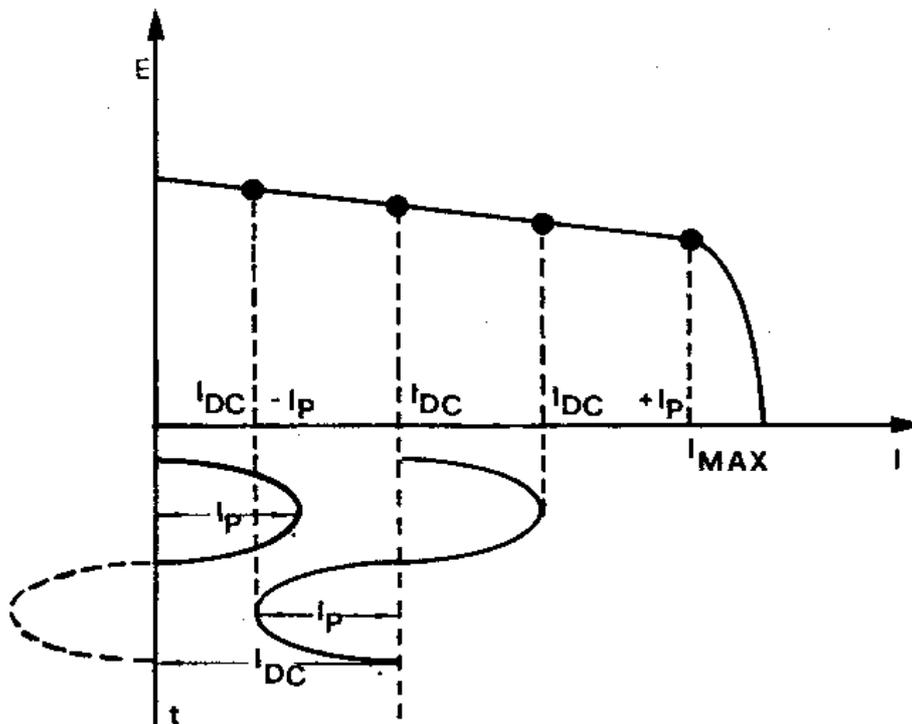


Fig.15

Le condizioni (12) e (13) unite all'esigenza che la tensione V_{UU} in misura sia sufficientemente elevata rispetto alla sensibilità del voltmetro impongono di scegliere una corrente sinusoidale pi  ampia possibile. Si pu  soddisfare a questa esigenza facendo

$$I_p = I_{DC} = \frac{I_{MAX}}{2} \quad (14)$$

Il circuito di principio di fig. 14 presenta l'inconveniente che il generatore di corrente sinusoidale pu  non essere in grado

di sostenere una componente continua cosicché occorre inserire un condensatore di blocco tra alimentatore e generatore di segnale. Il circuito di principio di fig. 14 è allora modificato come in figura 16a. Il reostato R_L permette la polarizzazione dell'alimenta

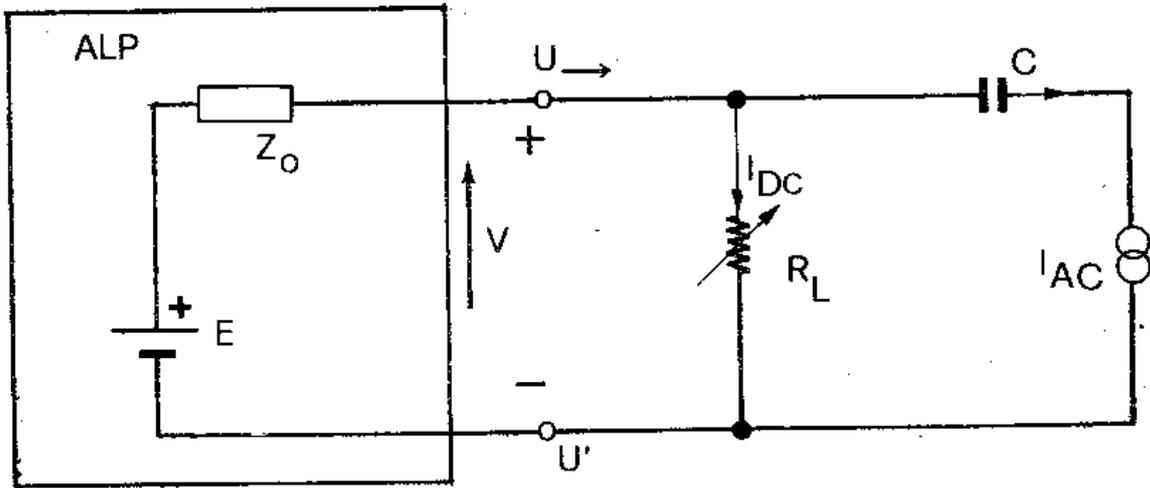


Fig.16a

tore in modo che esso eroghi $I_{DC} = I_{MAX}/2$ (fig. 16b). Il condensa-

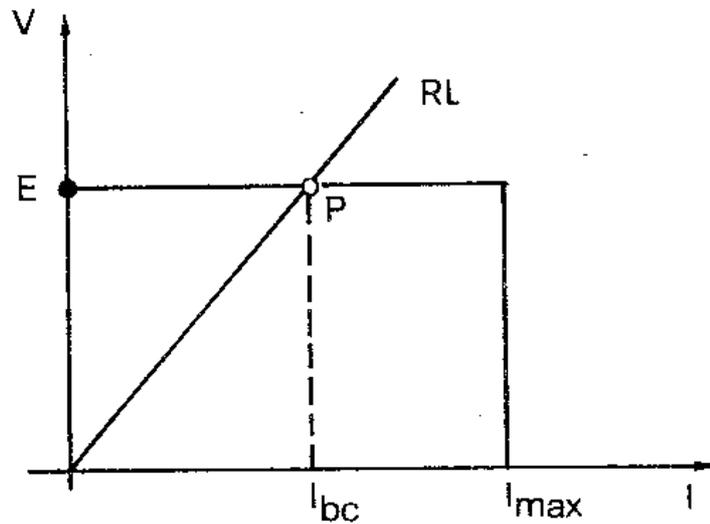


Fig.16b

tore C impedisce che la componente continua attraversi il generatore di corrente sinusoidale I_{AC} ; quest'ultima fluisce praticamente tutta nell'alimentatore stabilizzato a causa del fatto che $|Z_0| \ll R_L$. Il generatore I_{AC} , che deve fornire una corrente abba-

stanza elevata, può essere realizzato mediante un amplificatore di potenza al cui ingresso viene inviato il segnale di un generatore sinusoidale. A causa della bassa impedenza di carico costituita da ALP (Z_0 piccolo) l'amplificatore risulta disadattato, cosicché la forma d'onda di corrente può essere fortemente distorta. Questo non è desiderabile perché le componenti armoniche ad alta frequenza della corrente provocano un aumento della tensione ai capi dell'alimentatore a causa dell'aumento di $|Z_0|$ che generalmente si verifica al crescere della frequenza. Inoltre la definizione di $|Z_0|$ secondo la (11) perderebbe di significato. Per evitare ciò si inserisce in serie una resistenza di adattamento in modo da realizzare una resistenza di carico circa uguale a quella nominale R_M dell'amplificatore. Questa resistenza è realizzata mediante due resistori in serie, uno dei quali, è utilizzato per la misura della corrente sinusoidale impressa dal generatore. Lo schema realizzativo del circuito di misura di $|Z_0|$ è disegnato in fig. 17.

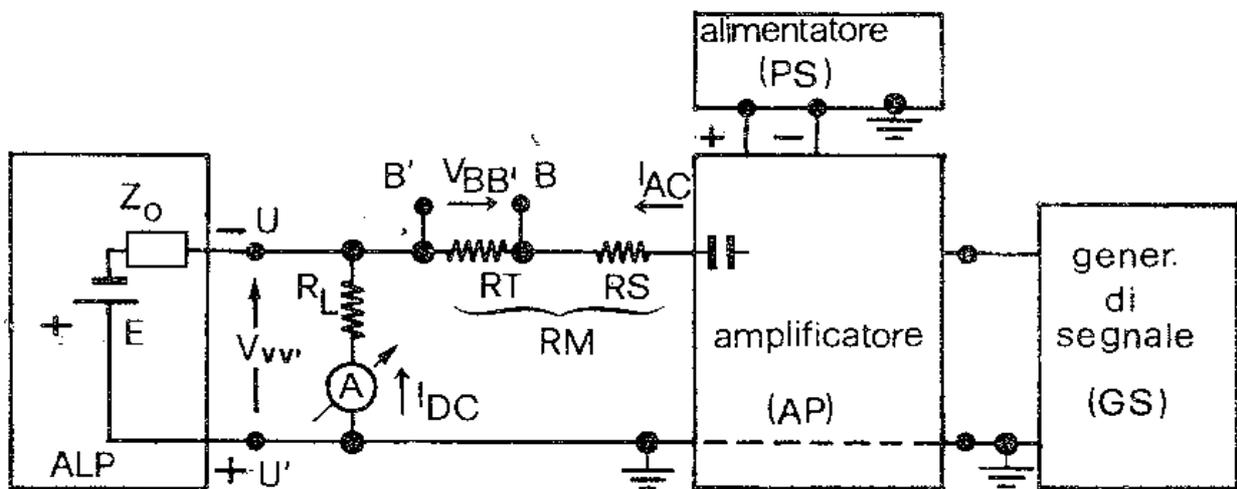


Fig.17

In esso, indicato con $V_{UU'}$, la componente alternata della tensione ai morsetti di uscita dell'alimentatore si ha

$$|Z_o| = \frac{V_{UU'}}{I_{AC}} = \frac{V_{UU'}}{R_T} V_{BB'} \quad (15)$$

4.2 - Considerazioni sui componenti.

4.2.1 - Amplificatori di potenza.

Si richiede che sia in grado di fornire la corrente sufficiente fino alla massima frequenza alla quale si desidera misurare la Z_o . Tale frequenza può essere anche dell'ordine di qualche centinaio di KHz, pertanto occorre che esso presenti una banda passante elevata. Si noti però che $|Z_o|$ cresce al crescere della frequenza per cui a frequenze elevate può essere tollerata una corrente impressa di ampiezza minore di $I_{MAX}/2$, pertanto l'amplificatore può lavorare anche al di fuori della banda passante. Se lo stadio finale dell'amplificatore è del tipo disegnato in fig. 18, esiste

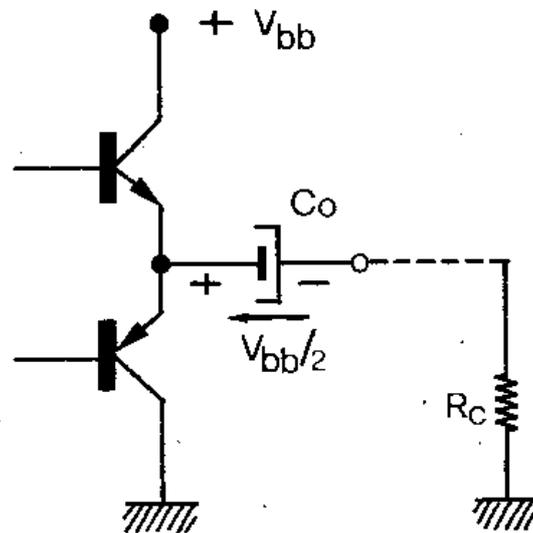


Fig.18

già un condensatore elettrolitico C_o in serie al carico e quindi può essere omissa il condensatore C di fig. 17. Bisogna però fare attenzione al fatto che il condensatore C_o , sul quale si localiz-

za normalmente una tensione continua pari a $V_{bb}/2$, non sia contro polarizzata dalla tensione continua dell'alimentatore ALP così che si inverta il segno della tensione continua presente ai suoi morsetti, perché, essendo elettrolitico, si danneggerebbe con propagazione del guasto ai transistori finali. Per evitare questo inconveniente, conviene disporre il verso della tensione di uscita dell'alimentatore come in fig. 19 oppure scegliere comunque un valore di $E < V_{bb}/2$.

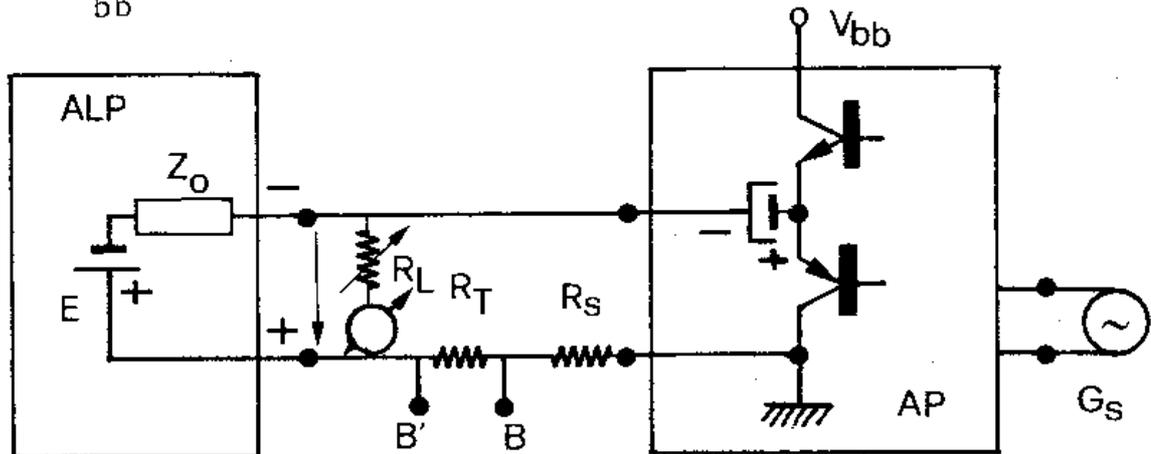
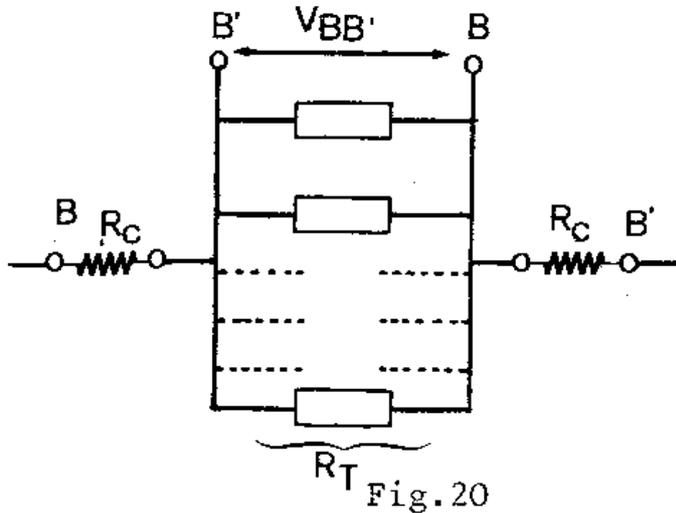


Fig.19

4.2.2 - Resistenza tarata R_T .

La precisione di misura di R_0 dipende dalla precisione con cui è nota R_T . Poiché questo resistore deve mantenere la taratura anche alle frequenze di un centinaio di KHz, occorre minimizzare i suoi parametri parassiti; inoltre dovendo dissipare una discreta potenza, bisogna che esso sia dimensionato in modo da non variare il suo valore per autoriscaldamento. Per quel che riguarda il valore della resistenza, bisogna che non sia troppo piccolo per avere una sufficiente sensibilità di misura, d'altra parte deve essere minore o al più uguale alla resistenza nominale di carico dell'amplificatore di potenza. Un buon compromesso tra le diverse esigenze si ottiene realizzando un resistore di 1Ω ottenuto dal parallelo di 10 resistenze da 10Ω . L'induttanza equivalente di un resistore così fatto è circa $1/10$ di quella di un resistore da 1Ω . Per migliorare la precisione di misura della corrente, occorre realizzare dei morsetti voltmetrici ai capi della resistenza così da

evitare di misurare anche la caduta di tensione sulle resistenze di contatto R_C (fig. 29), usando allo scopo i morsetti a forcina.



4.2.3 - La resistenza R_S dovrà avere ovviamente un valore tale che $R_T + R_S \approx R_M$ essendo R_M la resistenza di carico nominale per l'amplificatore di potenza. Per questo resistore si richiede soltanto che sia in grado di dissipare la potenza.

$$P_I = I_{AC\text{eff}}^2 R_S$$

4.3 - Strumentazione a disposizione.

- Alimentatore in prova (ALP).
- Amplificatore di potenza (AP).
- Alimentatore per l'amplificatore di potenza (PS).
- Generatore di segnale sinusoidale (GS).
- Tester per misure di corrente DC (A).
- Oscilloscopio (O).
- Reostato $R_{MAX} = 75 \Omega$ $I_{MAX} = 2.3A$.
- Resistenza R_T (n. 10 resistenze da 10Ω in parallelo).
- Resistore $R_S = 6.8 \Omega$ 15W.
- Diodo di protezione 1N4003.

4.4 - Procedura sperimentale.

4.4.1 - Il banco di misura di fig. 17 viene montato in tre passi successivi:

- si mette a punto la parte di circuito percorsa solo dalla componente continua.
- si mette a punto la parte di circuito percorsa dalla componente AC.
- si collegano insieme le due parti di circuito.

Tale procedura è consigliata dal fatto che i livelli della componente di corrente DC e quello della componente AC devono essere regolati secondo le relazioni (12) (13) e (14). Poiché l'invio di una corrente entrante nel morsetto + di ALC potrebbe provocare un danneggiamento dell'alimentatore, si inserisce un diodo D di protezione in serie sul morsetto.

Seguendo il punto a), si monta il circuito di fig. 21, e si re

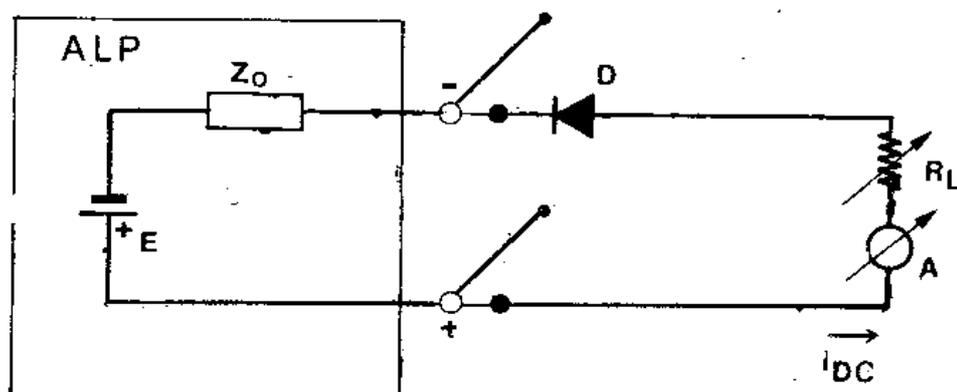


Fig.21

gola E ed R_L in modo che la corrente $I_{DC} = I_{MAX}/2$ (il comando del limitatore di corrente deve essere ovviamente regolato a I_{MAX}). I morsetti di uscita dell'alimentatore ALP devono essere muniti di prese voltmetriche per il solito motivo di escludere dalla misura

la caduta di tensione delle resistenze di contatto. Si procede quindi alla messa a punto della parte di circuito relativa alla componente AC.

Poiché per le componenti AC, essendo piccola Z_0 , l'alimentatore può essere considerato un corto circuito, si collegano come carico di AP, soltanto le resistenze R_T e R_S poste in serie (figura 22). Occorre regolare l'ampiezza del segnale di GS in modo che il valore di picco I_p della corrente sia $I_p < I_{MAX}/2$. Per misurare la

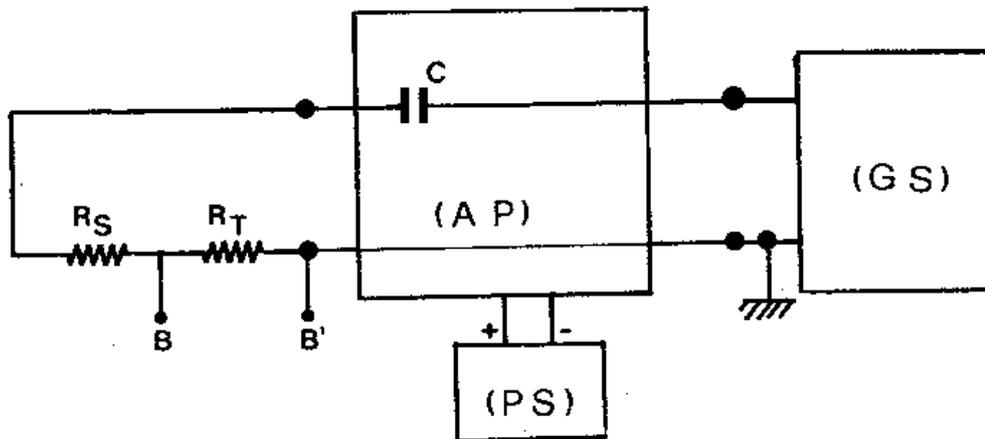


Fig.22

corrente I_p si inserisce sui morsetti voltmetrici BB' di R_T un oscilloscopio, che è preferibile usare rispetto al multimetro digitale perché permette di controllare che la forma d'onda non sia eccessivamente distorta.

Nell'eseguire questa operazione, bisogna tener presente che il morsetto di massa dell'oscilloscopio è anche collegato alla terra dell'impianto. Occorre quindi che nel circuito di fig. 22 siano verificate una delle due condizioni:

- che nessun altro punto del circuito sia posto a terra,
- se c'è un punto posto a terra, per evitare dei corto circuiti, la massa dell'oscilloscopio dovrà essere messa in questo punto.

Dopo aver regolato la corrente I_p , si sconnette il generatore

GS e si toglie l'alimentazione all'amplificatore AP.

4.4.2 - Si interrompe il collegamento del carico di AP in corrispondenza del morsetto B' di R_T e si inserisce l'altra parte del circuito di misura realizzando il circuito completo di fig. 23.

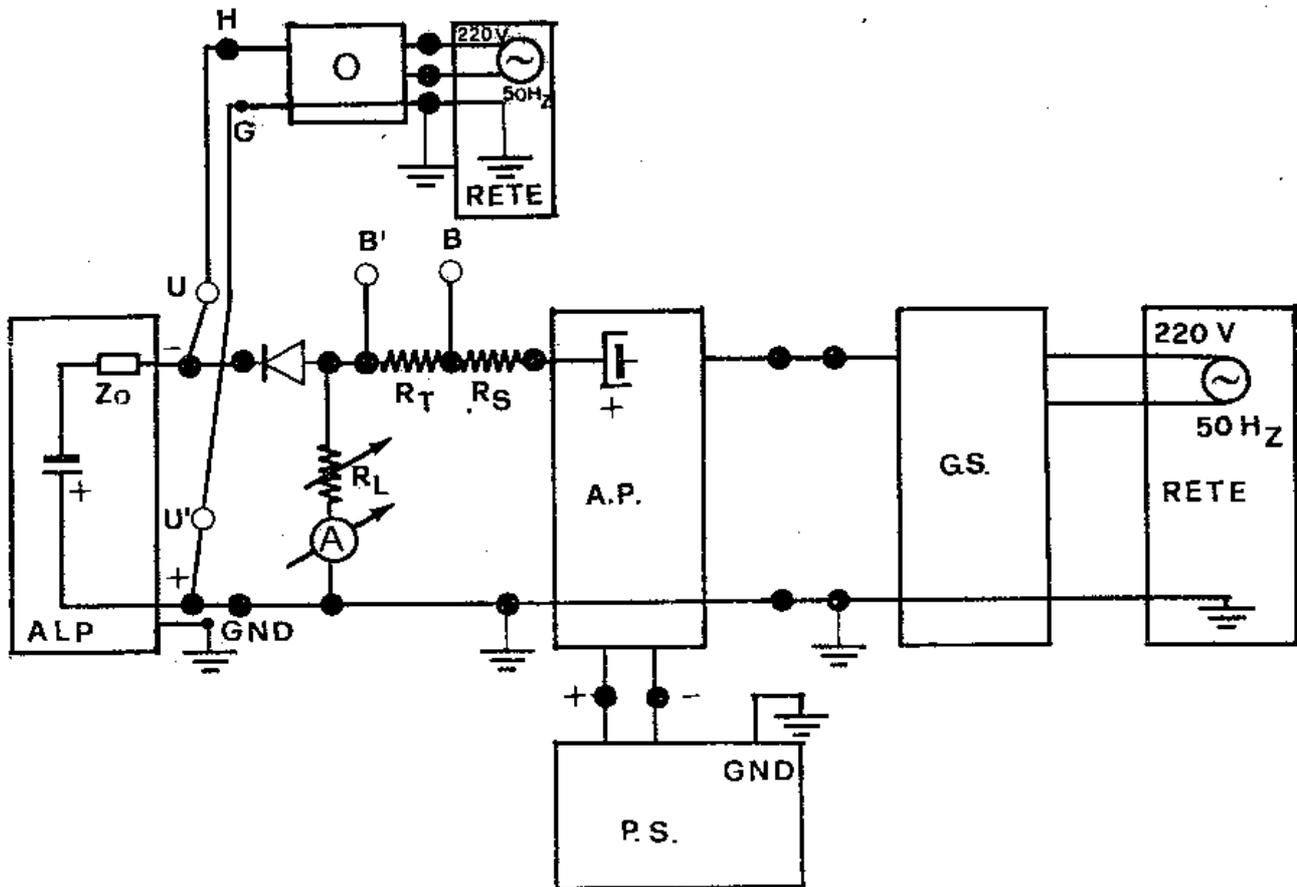


Fig.23

Conviene quindi alimentare nell'ordine ALP, AP e successivamente collegare il generatore di segnale GS.

La misura delle tensioni $V_{U'}$, conviene che sia fatta con l'oscilloscopio (O) che è preferibile usare invece di un multimetro digitale perché si può controllare il corretto funzionamento del circuito osservando che le tensioni siano sinusoidali. Ovviamente, poiché $V_{U'}$ ha sovrapposta una componente continua, occorre disac

coppiare l'ingresso dell'oscilloscopio utilizzando la connessione AC.

Nel circuito di fig. 23 si è fatto in modo di avere U' a terra cosicché in questo punto si possa collegare il morsetto G dell'oscilloscopio. La misura della tensione tra B e B', essendo entrambi fluttuanti rispetto a terra, può essere fatta utilizzando un multimetro digitale in alternata i cui morsetti d'ingresso non sono vincolati a terra.

4.4.3 - La misura di $|Z_o|$ sarà effettuata a varie frequenze di segnale partendo da qualche decina di Hz fino a qualche decina di KHz per salti di un'ottava. Si riporti su carta semilogaritmica l'andamento di $|Z_o|$ in funzione della frequenza (su scala logaritmica). Si riscontri come $|Z_o|$ è piccolo e circa costante a basse frequenze per poi aumentare al crescere della frequenza. Questo è dovuto alla limitazione di larghezza di banda dell'amplificatore di controllo dell'alimentatore che provoca una diminuzione del guadagno di anello alle alte frequenze. Come conseguenza di ciò si ha una più scarsa stabilizzazione della tensione di uscita e un incremento della impedenza di uscita.

4.5 - Considerazioni sulla precisione della misura.

La precisione della misura di $|Z_o|$ dipende dalla precisione ottenibile nella misura di $V_{UU'}$, $V_{BB'}$ e dalla precisione di R_T . L'errore relativo e_{z_o} di $|Z_o|$ è:

$$e_{z_o} = e_{VU} + e_{VB} + e_{RT}$$

dove e_{VU} , e_{VB} , e_{RT} sono gli errori relativi sulle rispettive grandezze. $V_{UU'}$ è misurata con l'oscilloscopio a cui si può attribuire una imprecisione di $\pm 5\%$ del fondo scala: risulta quindi:

$$e_{VU} = 0,05 \frac{V_{fs}}{V_U} \%$$

Per quanto riguarda la misura di V_{BB} , fatta con il DVM, la precisione è funzione, oltre che della lettura e del fondo scala, anche della gamma di frequenza. Per la sua valutazione si rimanda ai dati forniti dal manuale di istruzione dello strumento usato (ad esempio il DVM Simpson mod. 464 ha una precisione di \pm (0,5% della lettura + 2 digit) da 40 Hz e 1 KHz e \pm (1% della lettura + 2 digit) da 1000 Hz a 10 KHz).

La resistenza R_T , essendo formata da 10 resistenze al 5% poste in parallelo è nota con una precisione del 5%. E' illusorio pensare di migliorare la precisione misurandola con il multimetro digitale il quale ha un fondo scala minimo di 199.9Ω e generalmente una precisione, nella misura di resistenza, di \pm (0.2% della lettura + 1 digit). Utilizzando infatti il multimetro per misurare 1Ω si ottiene una precisione di \pm (0.2 + 10)% = 10.2%.

5 - Misura del tempo di riassetto ("recovery time").

5.1 - *Considerazioni generali.*

Se si applica all'alimentatore un carico che, da una situazione di corrente assorbita nulla, passi istantaneamente ad un assorbimento costante, la tensione di uscita dell'alimentatore subisce dei transitori che generalmente sono del tipo di fig. 24.

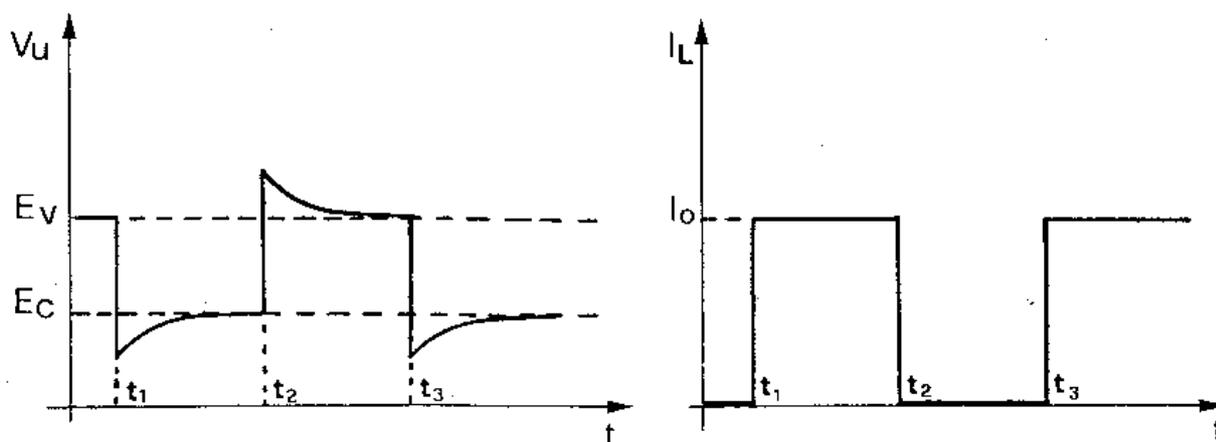


Fig.24

I livelli, che si stabiliscono a transitorio esaurito, sono rispettivamente E_v pari alla tensione a vuoto dell'alimentatore e $E_c = E_v - R_o I_o$, tensione a carico. Si definisce tempo di riassetto dell'alimentatore l'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante in cui avviene la variazione di carico e l'istante in cui la tensione di uscita rientra in una fascia $\pm \Delta V$ prefissata intorno al livello medio $E_m = (E_v + E_c)/2$ (fig. 25). Uno schema di principio per la misura del tempo di riassetto è riportato in fig. 26. L'in

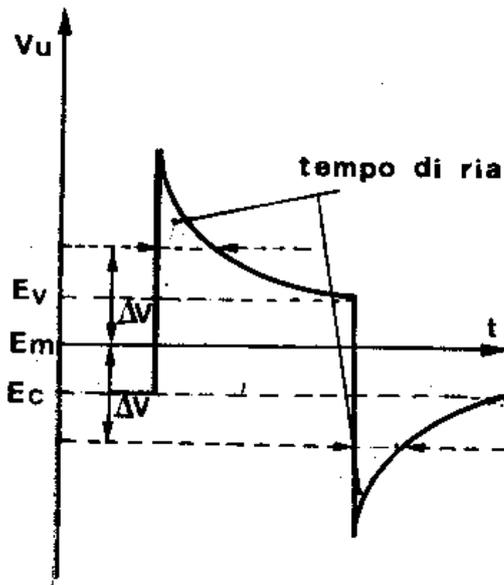


Fig.25

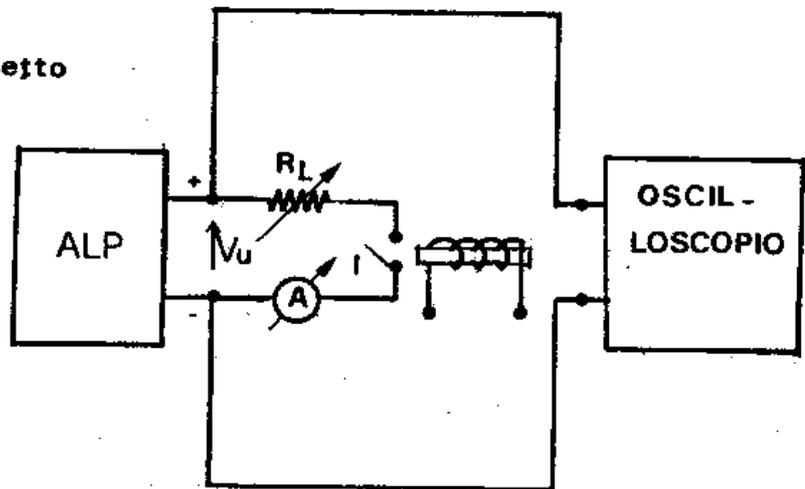


Fig.26

teruttore I è azionato periodicamente con cadenza sufficientemente bassa affinché si possano considerare esauriti i picchi dei transistori. La corrente I_o è regolata tramite R_L in base alla tensione a vuoto E_v fissata per l'alimentatore.

Praticamente la soluzione dell'interruttore realizzato con un contatto di relé non è attuabile a causa dei rimbalzi del contatto che disturbano i fronti della forma d'onda di corrente e conseguentemente quella di tensione. Si preferisce fare un interruttore elettronico realizzato mediante il circuito di fig. 27.

Un generatore di onda quadra comanda, attraverso il transisto-

re T_1 , T_2 che viene portato alla saturazione e alla interdizione. Quando T_2 satura, all'alimentatore è applicato un carico di 11Ω (n. 2 resistenze da 22Ω in parallelo) che è successivamente sconnesso durante l'interdizione di T_2 . La corrente erogata dall'alimentatore avrà l'andamento di fig. 24 in cui $I_O = E_V / 11$ e quindi occorre scegliere $E_V < E_{Vmax} = 11 I_{Omax}$ dove I_{Omax} è la corrente massima erogabile dall'alimentatore.

5.2 - Strumentazione a disposizione.

- Alimentatore in prova (ALP).
- Generatore di onda quadra (GOQ).
- Oscilloscopio (O).
- Circuito interruttore (CI).
- Cavetti di collegamento.

5.3 - Procedura sperimentale.

5.3.1 - Si realizzino delle prese voltmetriche su entrambi i morsetti di ALP di cui si regola preventivamente E_V , e si colleghi il circuito CI. Si abbia cura di fare i collegamenti molto corti per ridurre l'effetto di induttanze parassite, che potrebbero disturbare i fronti degli impulsi di corrente.

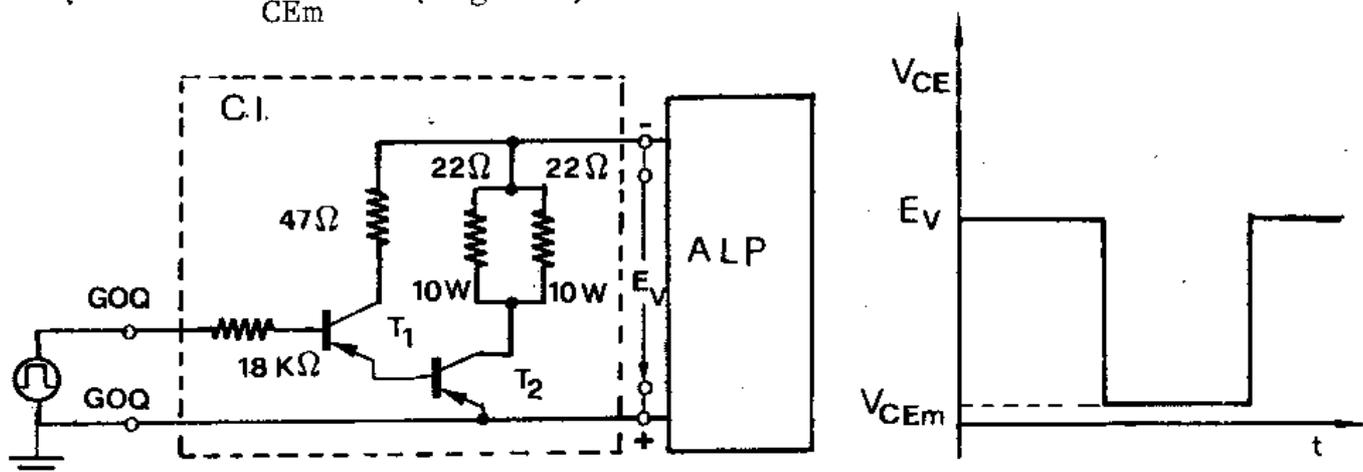
5.3.2 - Si colleghi il generatore di onda quadra, tenendo presente che questo può avere un morsetto collegato a terra. In tal caso conviene che questo morsetto sia comune al + di ALP (vedi al successivo punto 5.3.4).

5.3.3 - Si alimenti ALP e successivamente GOQ, di cui si tenga al minimo l'ampiezza del segnale, impostando una frequenza di qualche decina di Hz.

5.3.4 - Si colleghi l'oscilloscopio tra collettore ed emettitore di T_2 avendo cura che il morsetto di terra sia connesso all'emettitor

re + di ALP).

5.3.5 - Si aumenti progressivamente l'ampiezza dell'onda quadra di GOQ finché $V_{CEm} \approx 0$ (fig. 28).



5.3.6 - Si connetta l'oscilloscopio ai morsetti voltmetrici di ALP (mantenendo la terra sul morsetto +) e si utilizzi l'accoppiamento AC del canale verticale.

5.3.7 - Si osservi sullo schermo la forma d'onda, aumentando eventualmente il periodo dell'onda quadra se si vede che i transistori non sono esauriti prima che intervenga la successiva commutazione.

5.3.8 - Si misuri il tempo di riassetto alla fascia di tensione $\pm \Delta V$ desunta dalle specifiche di ALP.

5.4 - Osservazioni sulla misura di tempo di riassetto.

Talvolta, se ALP presenta una tensione di "ripple" non sufficientemente bassa, la forma d'onda di fig. 25 risulta notevolmente disturbata da questo segnale di frequenza scorrelata con quella di GOQ, per cui il disturbo appare non sincronizzato sullo schermo. La misura di tempo di riassetto risulta pertanto difficoltosa ed il risultato avrà un valore indicativo.

Taluni alimentatori possono presentare dei transistori di rias-

setto costituiti da oscillazioni più o meno smorzate. Dopo che si sia accertato che ciò non è dovuto ai collegamenti tra il circuito CI e l'alimentatore, si rilevi il tempo di riassetto in base al l'istante in cui le sovraoscillazioni risultano contenute nella fascia $\pm \Delta V$.

Dalla forma d'onda di fig. 25 si possono ricavare anche informazioni relative alla resistenza di uscita già misurata nel capitolo 2 (1). Infatti i valori asintotici della tensione V_u sono rispettivamente E_v e $E_c = E_v - R_o I_o$ (cfr. par. 5.1 e fig. 24). Rilevando con l'oscilloscopio la differenza $V_o = E_v - E_c$ e conoscendo la corrente $I_o = E_v / 11$, risulta $R_o = V_o / I_o$.

(1) Con la prova dinamica la temperatura di giunzione del transistore di regolazione si stabilizza intorno ad un valore di regime imposto dalle condizioni di funzionamento dinamico, pertanto R_o non è misurato esattamente nelle stesse condizioni di regime termico della prova descritta nel cap. 2.