COMITATO NAZIONALE PER L'ENERGIA NUCLEARE
Laboratori Nazionali di Frascati

LNF - 63/49

A. C. Odian e R. Visentin:

CORSO DI ELETTRONICA

Giugno 1963

Servizio Documentazione
dei Laboratori Nazionali di Frascati del CNEN
Casella Postale 70 - Frascati (Roma)

INDICE

LEZIONE I

Resistenza - Capacita' - Induttanza - Generatori ideali di corrente di tensione - Accenno al concetto di derivata ed integrale - Risposta degli elementi R, C, L 1

LEZIONE II

Circuiti RC - Uso dei circuiti integratori e differenziatori - Circuiti RL - Circuiti LC - Circuiti L. R, C - Linee di ritardo - Cavi coassiali come linee di ritardo 12

LEZIONE III

Comportamento delle linee di ritardo - Uso dei cavi 22

LEZIONE IV

Valvole - Emissione termoionica - Il diodo 32

LEZIONE V

Triodi - Inseguitore catodico - Proprieta' degli amplificatori 37

LEZIONE VI

Risposta di un amplificatore alle alte e basse frequenze - Risposta ai tempi brevi - Effetto Miller - Influenza di una capacita' sul catodo - Schema di progetto - Un metodo per diminuire il tempo di salita - La risposta alle basse frequenze 52

LEZIONE VII

Circuito invertitore - Amplificatore parafase - Amplificatore differenziale - Circuiti per allungare gli impulsi - Amplificatori con reazione negativa - Inseguitore anodico 62

LEZIONE VIII

Progetto di un amplificatore a due stadi 73

LEZIONE IX

Il tetrodo - Tubi a fascio - Tubi a catodo freddo - Tyratrons - Ignitrons - Diodi a gas - Il pentodo - Proprieta' del pentodo 81

LEZIONE X

Progetto di un amplificatore - Gruppo amplificatore 88

LEZIONE XI

Multivibratori stabili - Multivibratori instabili - Univibratori 98

LEZIONE XII

Formatori di impulsi - Circuito integratore Miller - Circuito Miller sweep - Miller sweep con comando sul soppressore - Phantastron 112

LEZIONE XIII

I trasformatori - Calcolo dell'induttanza di una bobina - Blocking oscillator 121

LEZIONE XIV

Scintillatori - Fotomoltiplicatori - Tempo di transito - Rumore di fondo - Vari tipi di fotomoltiplicatori - Calcolo di un partitore per fotomoltiplicatore 128

LEZIONE XV

I semiconduttori - Il diodo - Il transistor a giunzione - Caratteristiche dei transistor 136

LEZIONE XVI

Circuiti equivalenti - Circuito con base a massa - Circuito con emettitore a massa - Circuito con collettore a massa 145

LEZIONE XVII

Comportamento dei transistor alle alte frequenze - Diffusione delle cariche nella base - Capacita' alle giunzioni - Risposta ai transienti 163

LEZIONE XVIII

Amplificatori - Amplificatori con reazione - Amplificatori per impulsi - Punto di lavoro di un transistor - Esempi di amplificatori - Amplificatore con 1 transistor - Calcolo delle polarizzazioni - Tempo di salita 167

LEZIONE XIX

Circuiti a reazione positiva - Multivibratori bistabili - Costanti di tempo dei segnali - Scale di conteggio binarie - Multivibratori non stabili - Costanti di tempo degli impulsi - Univibratori 188

LEZIONE XX

Circuiti con diodi - Circuiti per limitare gli impulsi - Circuiti per formare gli impulsi - Circuiti per mescolare gli impulsi - Circuiti di coincidenza - Circuiti di Gate - Circuiti per allungare gli impulsi 203

LEZIONE XXI

Diodi a tunnel - Punto di lavoro del diodo a tunnel - Circuiti discriminatori di ampiezza - Circuiti mescolatori - Circuiti di coincidenza - Univibratori - Multivibratori stabili 218

---ooOoo---

LEZIONE I

1) - Resistenza

fig. 1

$E = IR$

E volt
I ampère
R ohm

Le resistenze adoperate in elettronica hanno valori tra 10^1 e 10^7 ohm.

Le resistenze comunemente adoperate sono di due specie:

a) a carbone : hanno una precisione dell'ordine del 10%;
b) a filo : sono piu' precise e meno sensibili alle variazioni di temperatura delle resistenze a carbone.

2) - Condensatori

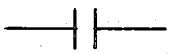


fig. 2

$Q = CE$

Q coulomb
C Farad

I condensatori comunemente adoperati hanno capacita' C compresa tra 10^{-12} e 10^{-4} F. Un Farad e' un valore elevatissimo di capacita'. Valori delle capacita' parassite (ad esempio capacita' d'uscita o d'ingresso di una valvola, d'un transistor) sono dell'ordine dei $\mu\mu$F.

Vengono usati:

a) Piccoli condensatori in mica.
Hanno valori attendibili delle capacita'.
Presentano un buon comportamento alle alte frequenze.

b) Condensatori in ceramica.
Il valore delle capacita' dipende dalla temperatura ed e' spesso notevolmente errato (± 50 %).
Vengono adoperati quando interessi solo l'ordine di grandezza di C.

c) Condensatori a carta.
Non hanno un buon comportamento alle alte frequenze.
Il valore di C e' attendibile entro il $15 \div 20$%.

d) Condensatori ad olio.
Sono adatti per le alte tensioni, ma non per le alte frequenze (induttanza interna).

e) Condensatori elettrolitici.
Hanno capacita' comunemente maggiore o molto maggiore di 2 μF.
Vengono comunemente impiegati nei circuiti rettificatori come elementi di filtro; ogni volta che in un circuito elettronico si intenda bloccare la tensione di rete con una grande capacita'.

f) Condensatori di precisione al polistirolo.
Il valore di C e' noto con errore entro ~ 2%.

3) - Induttanza

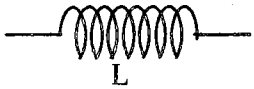


fig. 3

$$E = L \frac{di}{dt}$$ L henry

Il campo dei valori e' compreso tra 10^{-7} e 10^{-1} h. I valori piu' comuni per le alte frequenze sono dell'ordine del mh. La maggior parte delle induttanze sono realizzate con bobine.

4) - Generatori ideali di corrente di tensione

a) Generatore di corrente.

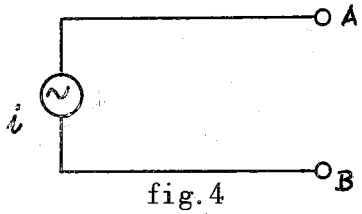


fig. 4

Il generatore ideale di corrente eroga una corrente costante "i", indipendente dalla tensione ai capi di un qualsiasi elemento connesso tra A e B.
Un generatore ideale di corrente si comporta come un circuito con resistenza interna infinita.

b) Generatore di tensione.

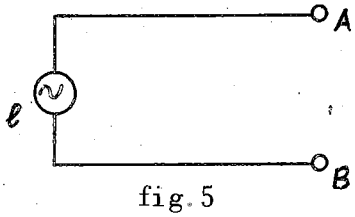


fig. 5

Un generatore ideale di tensione mantiene una tensione costante "e" tra A e B indipendente dalla corrente erogata a tal fine. Il valore di "e" non dipende dagli elementi connessi tra tra A e B.
Il generatore ideale di tensione si comporta come un circuito con resistenza interna nulla.

I generatori ideali forniscono impulsi di tensione o di corrente. Sia in fig. 6 l'impulso di un generatore di tensione. Guardando la curva si vede che la tensione E cresce dall'istante O a t_o per poi decrescere negli istanti successivi a t_o. E e' quindi una grandezza che dipende dal tempo. Precisamente: ad ogni valore della variabile t corrisponde un valore della tensione E.

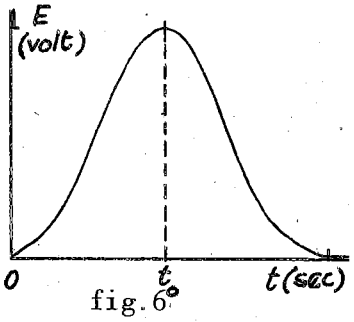


fig. 6

Ogni volta che una grandezza come corrente o tensione "dipende" dal tempo si dira' che e' una funzione del tempo. Nel caso delle tensioni si scrivera' V (t), appunto per specificare che V dipende dal tempo; nel caso delle correnti i (t), ed in generale, per non fare riferimento esplicito alla tensione od alla corrente, f (t).

Quando si dira': data una funzione f (t) del tempo si vorra' quindi fare riferimento ad una grandezza variabile nel tempo (che puo' ben essere una tensione oppure una corrente).

Si riportano qui di seguito alcuni esempi di funzioni (corrente o tensione):

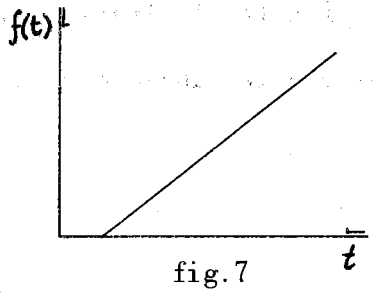


fig.7

Funzione linearmente crescente

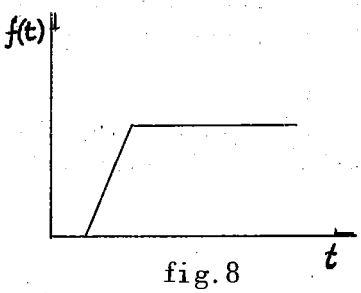


fig.8

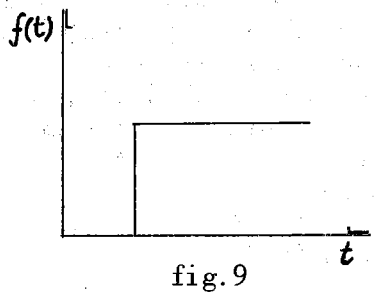


fig.9

Funzione gradino

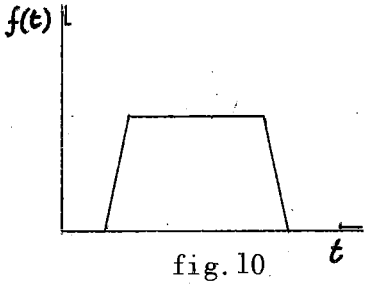


fig.10

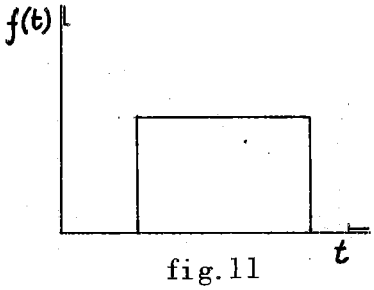


fig.11

Impulso rettangolare

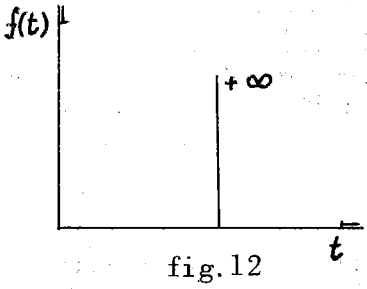


fig.12

Funzione δ

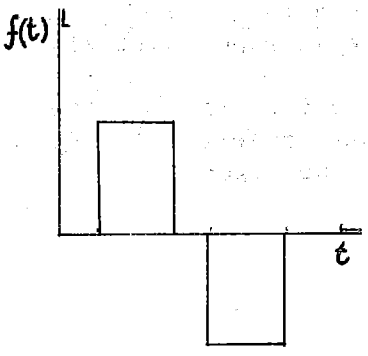


fig.13

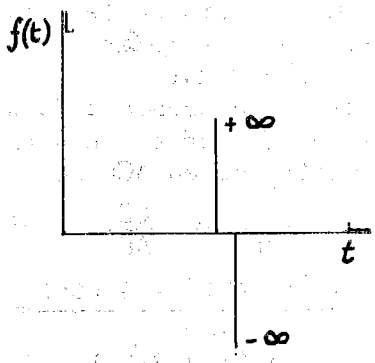


fig.14

Funzione doppietto

La funzione δ (v. fig. 12) si puo' pensare ottenuta dalla funzione di fig. 11 ove la base del rettangolo venga resa infinitamente piccola, l'altezza infinitamente grande ma l'area resti costante.

Considerazioni analoghe si possono fare riguardo alla funzione doppietto di fig. 14 e quella di fig. 13.

5) - Accenno al concetto di derivata ed integrale

a) Derivata.

Si consideri una funzione della variabile t (t indica generalmente il tempo); sara' indicata con f (t) e potrebbe rappresentare, come si vedra' in seguito, una tensione, una corrente, ecc.

Sia ad esempio quello di fig. 6 il grafico di f (t).

Si considerino due istanti t_1 e $t_1+\Delta t$ (v. fig. 15); in corrispondenza ad essi la f (t) acquistera' i valori f (t_1) ed f $(t_1+\Delta t)$. l'incremento Δf subito dalla funzione sara'

(1) $$\Delta f = f(t_1+\Delta t) - f(t_1)$$

(in fig. 15 e' il segmento BC).

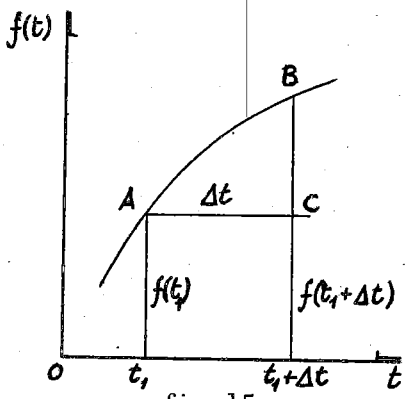


fig. 15

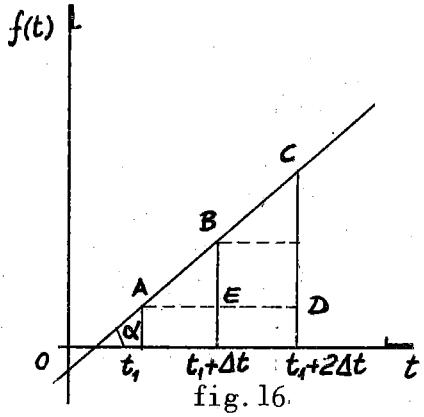


fig. 16

Questa variazione e' assai poco rappresentativa se non la si riferisce allo intervallo di tempo Δt nel quale e' avvenuta. Per fare cio' si introduce il rapporto $\Delta f/\Delta t$, che e' una misura della rapidita' con la quale e' variata la f (t) relativamente all'intervallo Δt. Si noti che il rapporto $\Delta f/\Delta t$ dipende sia dall'istante t_1 che da Δt.

Nel caso la f (t) sia rappresentata da una retta (v. fig. 16) $\Delta f/\Delta t$ non dipende ne' da t_1 ne' da Δt ed e' costante. Basta riferirsi a fig. 7 e considerare che i triangoli ABE ed ACD sono simili; ne segue

$$\frac{BE}{AE} = \frac{CD}{AD} \quad \text{cioe'}$$

(2) $$\frac{f(t_1+\Delta t) - f(t_1)}{\Delta t} = \frac{f(t_1+2\Delta t) - f(t_1)}{2\Delta t} = K$$

ove K e' una costante direttamente legata all'angolo α (v. fig. 16). $K = tg\alpha$. Nel caso di una funzione lineare la rapidita' con la quale f (t) varia relativamente al tempo e' costante ed e' direrta mente fissata dall'angolo α cioe' dalla " pendenza " della retta.

Tornando alla generica f (t) si pensi Δt sufficientemente piccolo che il punto B (v. fig. 17) sia molto vicino ad A. Allora l'arco di curva AB si puo' ben confondere con un segmento e la secante AB con la tangente in A alla curva. Il comportamento della curva viene quindi descritto, intorno al punto A, da quello della tangente in quel punto. La pendenza della tangente in A, univocamente fissata dall'angolo α , viene definita come la derivata della funzione f (t) nel punto t_1 e si indica con df/dt.

Da quanto detto sopra e' chiaro che la derivata della funzione misura la rapidita' di variazione della f (t) ad un dato istante. Il simbolo df/dt e' il corrispondente di $\Delta f/\Delta t$, dove il primo vuole riferirsi ad intervalli di tempo molto piccoli appunto per caratterizzare il comportamento della f(t) proprio in prossimita' di un dato valore di t, mentre il secondo, si puo' dire, vuole riferirsi solo ad un comportamento medio nell'intervallo Δt.

Si noti che la derivata di una f(t) non lineare e' ancora una funzione di t, perche' la pendenza di una curva cambia da punto a punto (v. ad es. figg. 15 e 17).

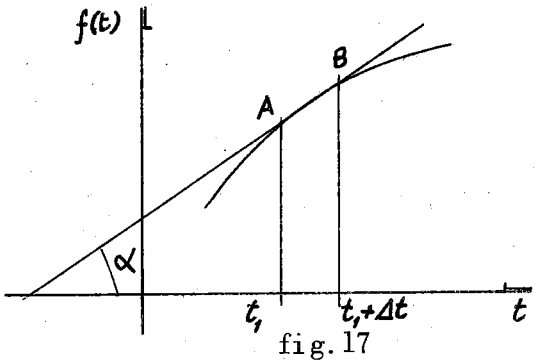


fig. 17

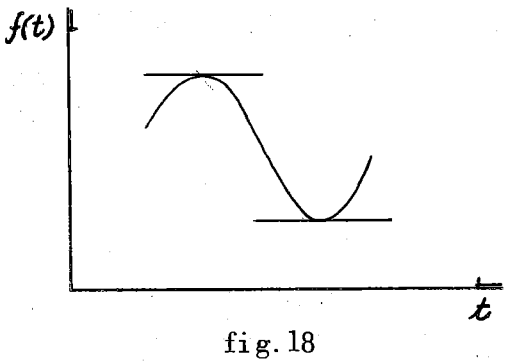


fig. 18

In un punto (v. fig. 18) di massimo o di minimo di una f (t) la $df/dt = 0$ Infatti la tangente alla curva in entrambi i casi e' una retta parallela allo asse delle t e su di essa il $\Delta f/\Delta t = 0$, perche' su una parallela all'asse della t e' sempre $\Delta t = 0$.

b) Integrale indefinito.

Sia f (t) una funzione della variabile t. Si definisce suo integrale indefinito, e si indica

$$\int f(t)\ dt\ ,$$

quella funzione F (t) la cui derivata sia la f (t). Vale a dire F (t) e' definita dalla equazione

$$\frac{dF(t)}{dt} = f(t)\ .$$

La ricerca dell'integrale indefinito di una funzione e' il problema inverso di quello concernente la ricerca della derivata. Infatti e' un dato del problema la " pendenza " per ogni valore di t di una certa funzione F (t). Si tratta di determinare F (t).

c) Integrale definito.

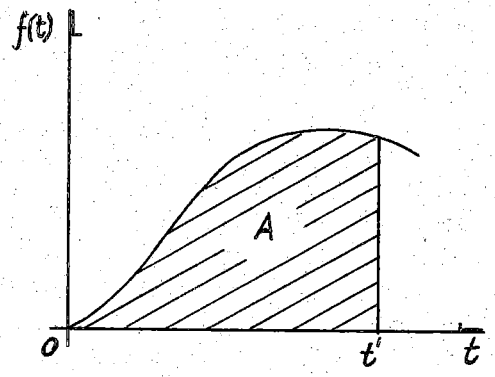


fig. 19

Sia f (t) una funzione di t il cui grafico e' rappresentato in fig. 19 Sia t' un istante fissato. L'integrale definito tra O e t' della funzione f(t), indicato da

$$\int_o^{t'} f(t)\ dt$$

e' un numero il cui valore e' la misura dell'area tratteggiata in fig. 19 Se A e' il valore dell'area si scrivera':

$$\int_o^{t'} f(t)\ dt = A$$

Esempi di derivata od integrale indefinito

a) Si prenda la funzione di fig. 20 (funzione lineare); in fig. 21 e' rappresentata la derivata df/dt.

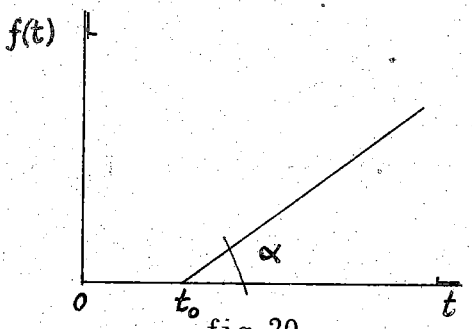


fig. 20

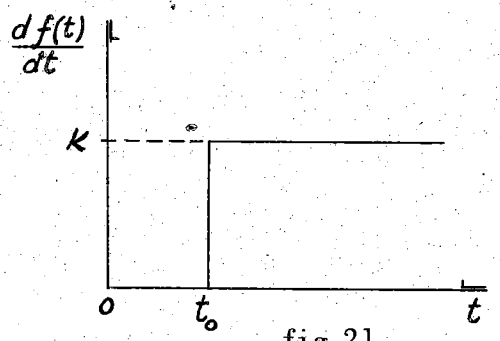


fig. 21

Basta ricordare la definizione e si comprende subito che da O a t_o la pendenza di f (t) e' zero. All'istante t_o essa diviene costante ed uguale a $K = tg\alpha$ Si consideri ora la funzione di fig. 21. Il suo integrale indefinito

$$\int \frac{df(t)}{dt}\ dt$$ e' la funzione f (t) di fig. 20.

Invero la funzione di fig. 20 ha "pendenza" nulla sino all'istante t_o e poi una pendenza costante dopo t_o e pari a K.

b) f (t) sia la funzione di figura 22. La sua derivata e' rappresentata in fig. 23.

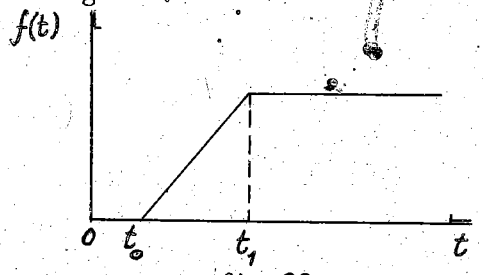


fig. 22

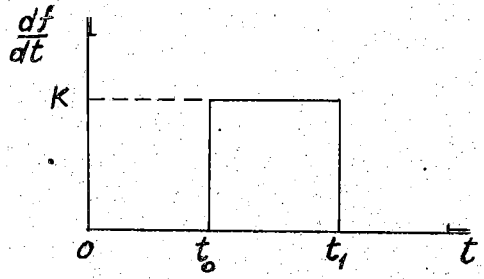


fig. 23

Basta eseguire considerazioni analoghe alle precedenti. Partendo dalla funzione di fig. 23 si vede subito che il suo integrale e' la funzione di fig. 22.

6) - Risposta degli elementi R, C, L.

a) Resistenza.

Se le funzioni di figg. 7,8 ..... 14 rappresentano correnti i la d.d.p. ai capi di R sara' data da

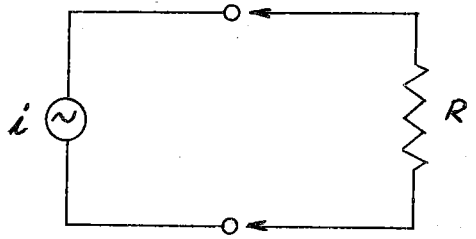


fig.24

$$E = RI$$

La risposta in tensione e' quindi ad ogni istante identica al comando in corrente; infatti si moltiplica I per una costante R. Viceversa un comando in tensione della forma di figg. 7, 8 ..... 14 si tradurra' in una risposta in corrente della stessa forma.

b) Capacita'.

La relazione che si deve tenere presente e'

$$Q = CE.$$

Comandando con una corrente i un condensatore la risposta in tensione E e' legata alla carica Q che si accumula nel condensatore. Infatti e':

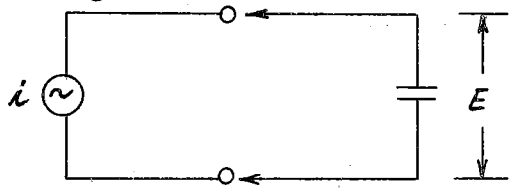


fig.25

$$Q = \int i \, dt$$

e quindi

$$E = \frac{1}{C} \int i \, dt$$

il condensatore esegue l'integrale della corrente i che l'attraversa.

Viceversa la corrente i che attraversa un condensatore e' propozionale alla derivata della d.d.p. ai suoi estremi:

$$i = C \frac{dE}{dt}$$

c) Induttanza.

La relazione tra corrente e tensione e':

$$E = -L \frac{di}{dt}$$

l'induttanza L esegue la derivata della corrente i che l'attraversa. Una corrente continua non produce alcuna d.d.p. agli estremi di L. Viceversa la corrente che attraversa una induttanza L e' proporzionale all'integrale della d.d.p. agli estremi

$$i = -\frac{1}{L} \int E \, dt$$

Come elementi ideali C ed L si comportano esattamente in modo opposto rispetto ad i ed E.

Si riportano qui di seguito le risposte in tensione di un condensatore a vari impulsi di corrente.

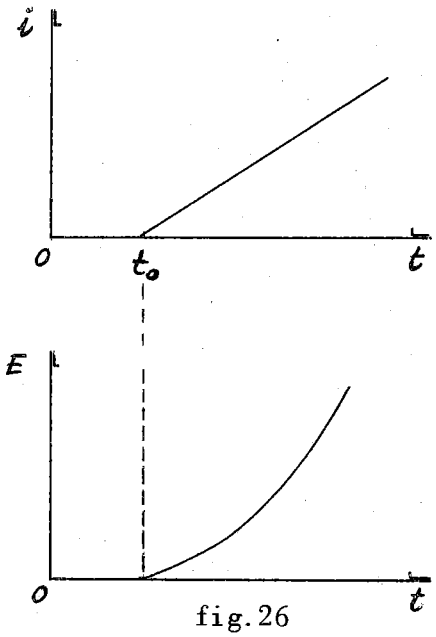


fig.26

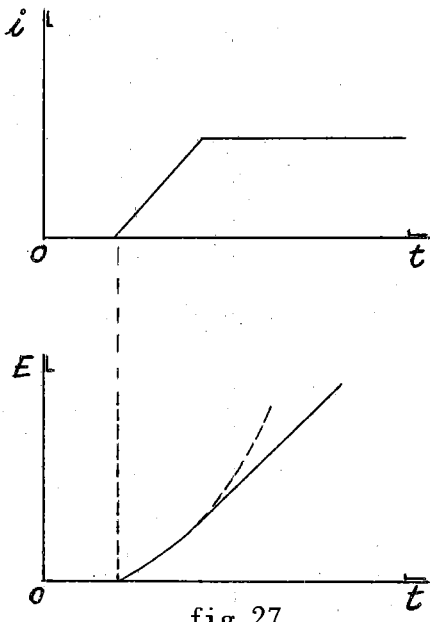


fig.27

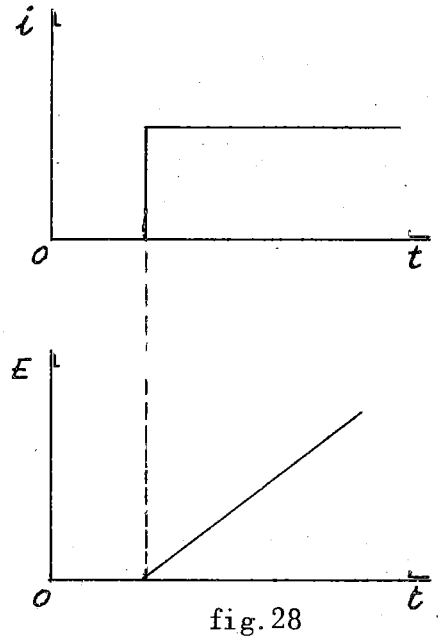


fig.28

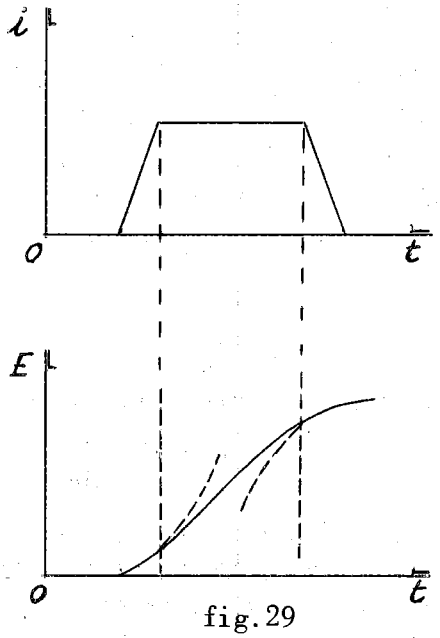


fig.29

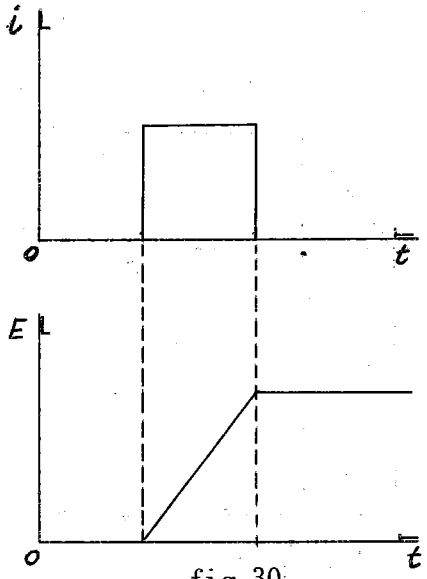


fig. 30

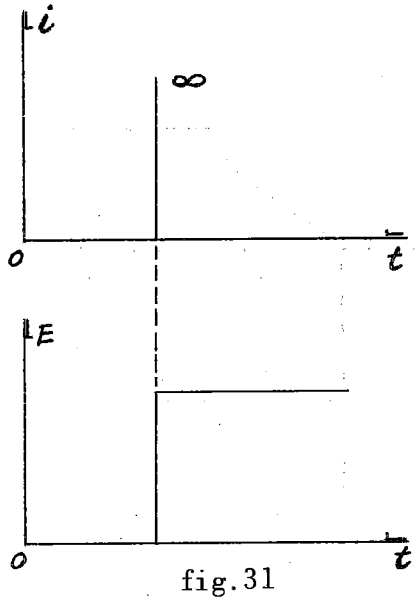


fig. 31

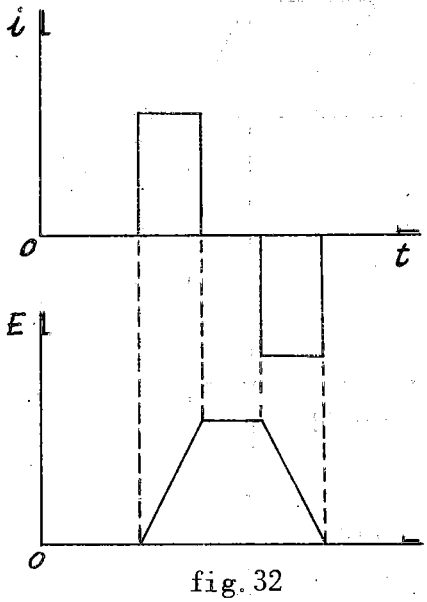


fig. 32

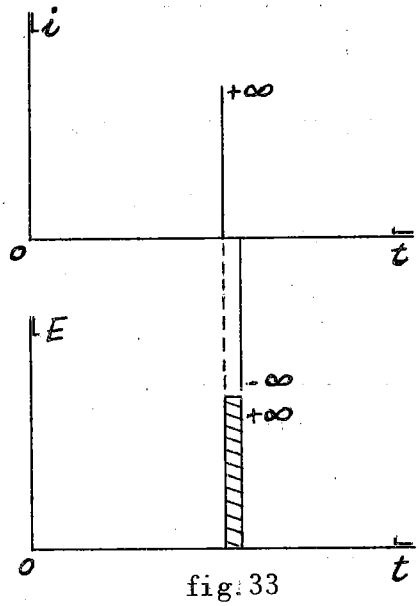


fig. 33

Si comandi ora il condensatore con un generatore di tensione; nel circuito circolera' una corrente direttamente legata alla carica che si accumula nel condensatore. Infatti

$$i = \frac{dQ}{dt}$$

e quindi

$$i = C \frac{dE}{dt}$$

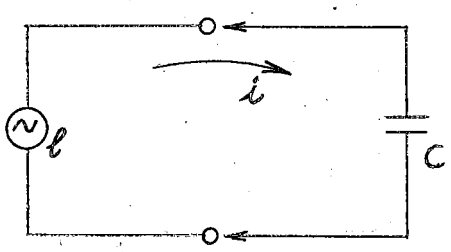


fig. 34

Si riportano qui di seguito le risposte in corrente:

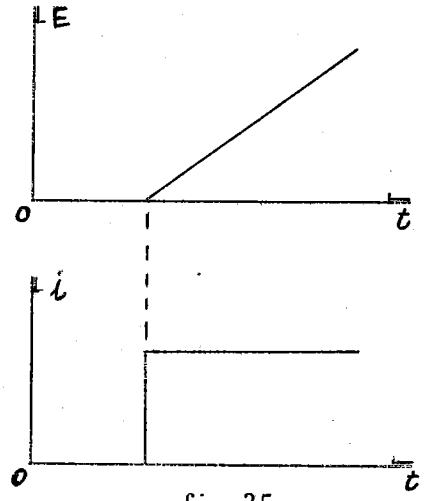


fig. 35

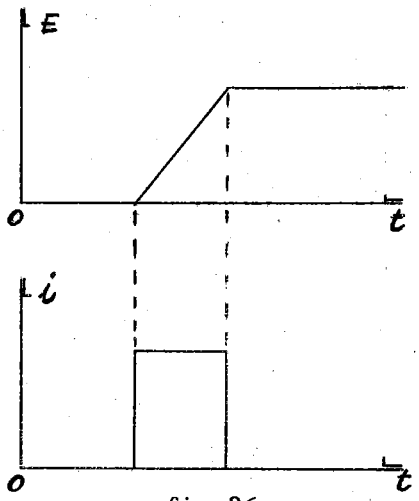


fig. 36

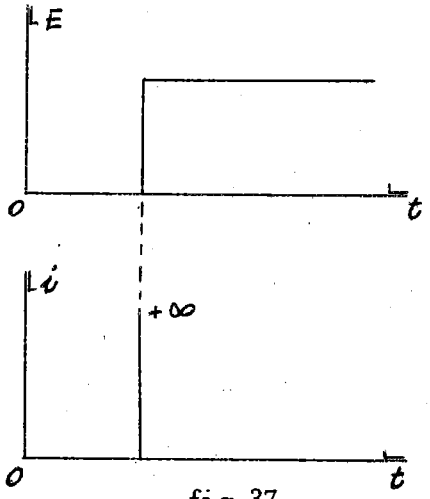


fig. 37

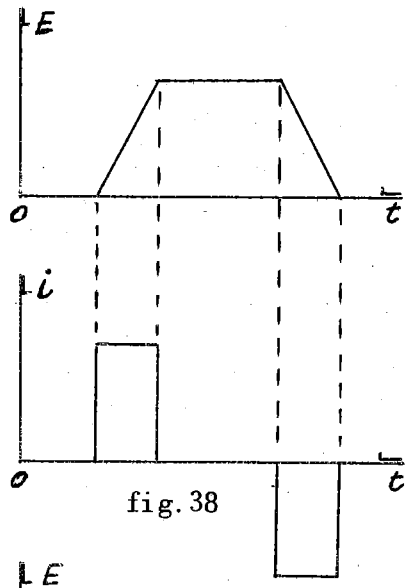


fig. 38

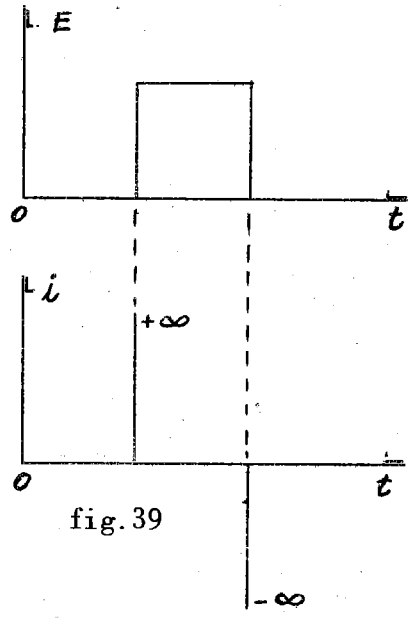


fig. 39

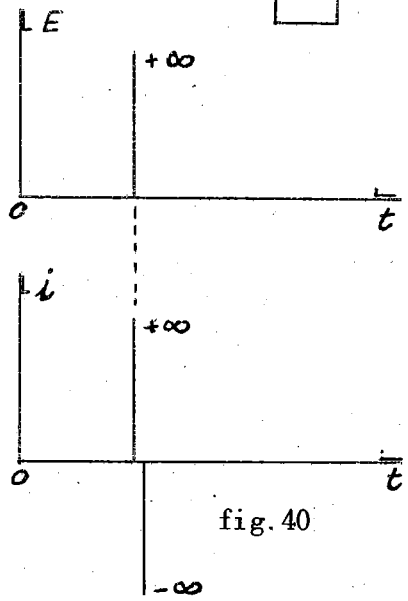


fig. 40

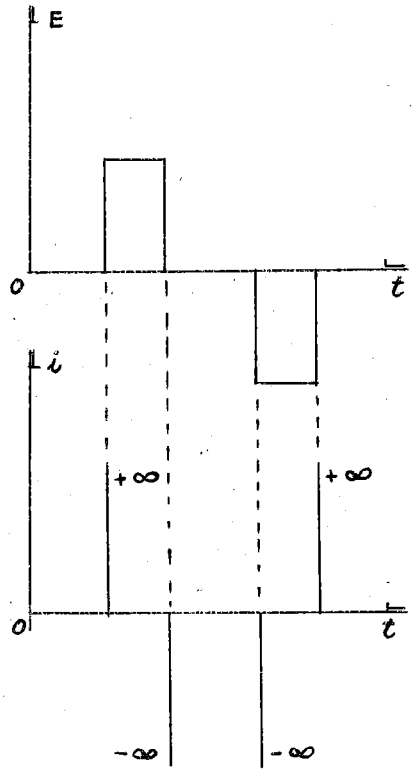


fig. 41

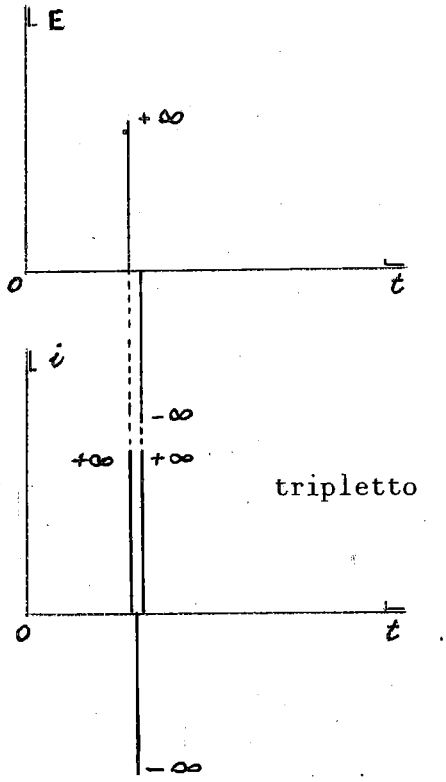


fig. 42

Le risposte in corrente o tensione a comandi rispettivamente in tensione o corrente di una induttanza L si ottengono subito scambiando nelle figure da 26 a 33 e da 35 a 42 le lettere E ed i e ricordando le proprieta' gia' espresse di L.

LEZIONE II

1) - I circuiti RC

In fig. 44 e' rappresentata la risposta del circuito RC (v. fig. 35) ad un impulso di tensione.

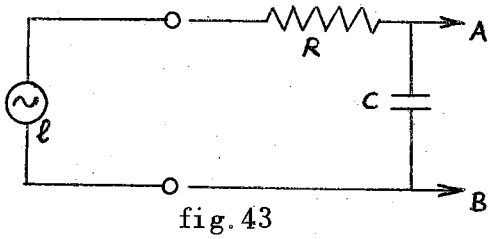


fig. 43

E_c indica la d.d.p. tra A e B. Al tempo $t = 0$ $E_c = 0$ perche' non c'e' carica nel condensatore. Al tempo $t = \infty$ $E_c = E_o$ ed e' nulla la corrente nel circuito. E_c dipende dal tempo secondo la legge:

$$(3) \qquad E_c = E_o \, (1 - e^{-t/RC})$$

La tangente alla E_c (t) nel punto $t = 0$ interseca la $E_c = E_o$ dopo un tempo $\tau = RC$ (v. fig. 44). Al tempo 3τ la $E_c \sim 0{,}95\ E_o$.

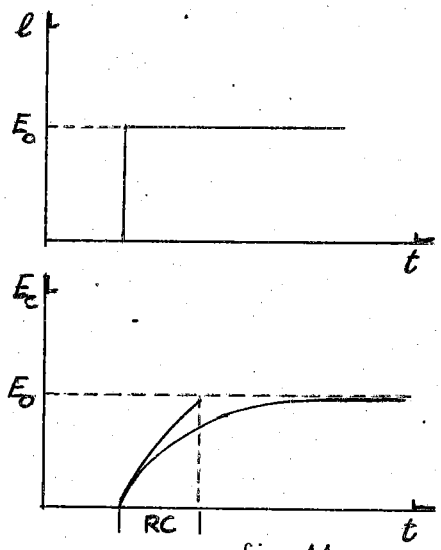


fig. 44

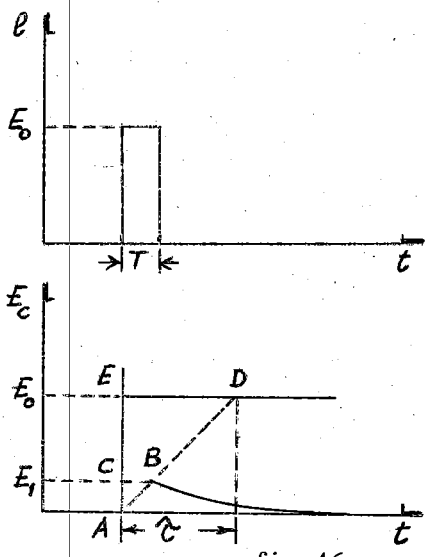


fig. 46

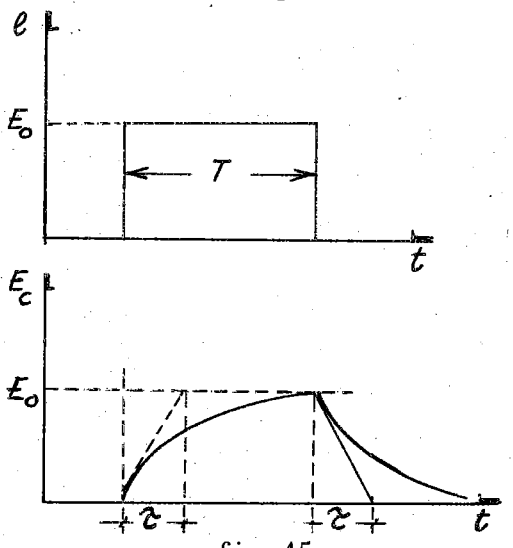


fig. 45

In fig. 46 e' rappresentata la risposta ad un impulso di durata $T \gg RC$. La discesa della risposta alla fine del tempo T rappresenta la scarica del condensatore C attraverso R, dato che dopo fornito l'impulso il generatore ideale di tensione e' un corto circuito.

Un condensatore posto come in fig. 43 provoca quindi un aumento del tempo di salita.

In fig. 47 e' la risposta ad un impulso di durata $T \ll RC$. La E_c sale sino ad E_1 per poi discendere. La legge di salita e':

$$E_c = \frac{E_o}{RC}\, t \qquad (4)$$

Questa e' l'equazione della tangente in t_o alla E_c (t).

Dalla similitudine dei triangoli ABC ed ABD segue subito che l'ampiezza max E_1 della risposta e' legata ad E_o da:

$$\frac{E_1}{T} = \frac{E_o}{\tau}$$

La risposta ad un impulso ancora di durata $T \ll RC$ ma ampiezza $2E_o$ e':

$$E_c = \frac{2E_o}{RC}\, t \qquad (5)$$

il max della risposta e' in questo caso $E_2 = (2E_o/\tau)\, T$, cioe' $E_2 = 2E_1$. Tenendo conto delle (4) e (5) si vede che l'ampiezza massima della risposta e' la stessa se l'impulso di comando ha durata T ed altezza E_o, oppure durata $T/2$ ed altezza $2E_o$.

Il circuito il cui comportamento sia quello ora descritto dicesi circuito integratore. Quindi l'RC di fig. 43, e' per impulsi di durata $T \ll RC$ un circuito integratore.

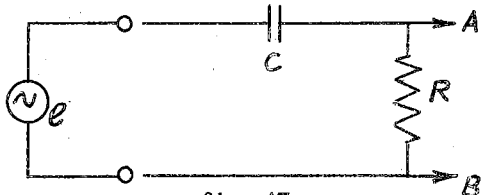


fig. 47

L'andamento della tensione ai capi di R si puo' studiare nello schema di fig. 46. La risposta E_R ad un gradino di tensione e' in fig. 48.

$$E_R = E_O\, e^{-t/RC} \qquad (6)$$

Per intervalli di tempo brevi rispetto ad RC il condensatore si comporta come un corto circuito ed ai capi di R compare tutta la tensione E_o. Man mano che C va caricandosi la corrente nel circuito diminuisce e cosi' la tensione ai capi di R.

Per un impulso di comando rettangolare la cui durata sia $T \sim RC$ la risposta e' in fig. 49.

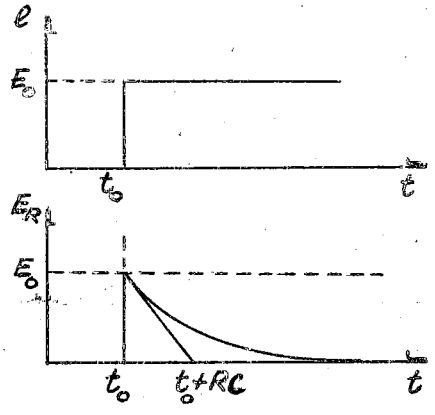


fig. 48

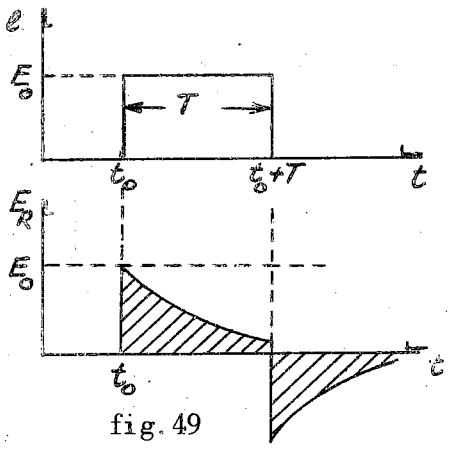


fig. 49

Le due aree devono sempre essere uguali nel caso di un impulso che parte dal valore zero per la tensione e torni a zero (x).

Infatti la carica totale fornita al condensatore C durante l'impulso di comando deve essere uguale a quella che C riversa nel circuito durante la sua scarica. Se si tiene conto che $E_R = i\,R$, ove i e' la corrente istantanea che circola nel circuito, segue subito che e':

(7) $$\left| \int_{t_o}^{t_o+T} E_R\,dt \right| = \left| \int_{t_o+T}^{+\infty} E_R\,dt \right|$$

Il circuito di fig. 47 si comporta come circuito derivatore o defferenziatore per tutti gli impulsi di durata $T \gg RC$.

La condizione e' che all'istante $t_o + T$ sia $E_R \sim 0$ (v. fig. 50). L'impulso di risposta approssima la derivata del rettangolo.

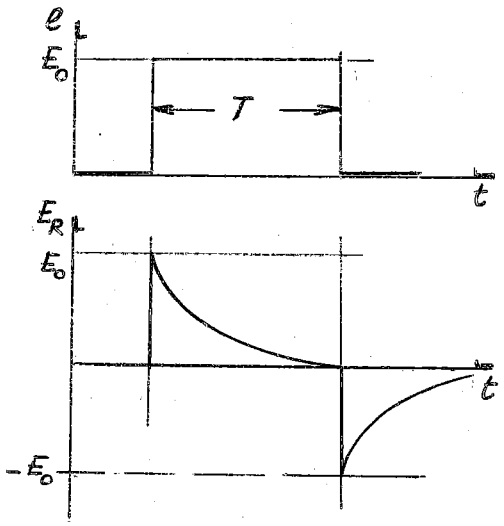


fig. 50

In fig. 51 e' mostrata la risposta ad un impulso di durata $T \ll RC$.

Un treno di impulsi di durata $T \ll RC$ venga iniettato nel circuito di figura 47. La risposta e' in fig. 52. Naturalmente questo avviene se la distanza temporale tra due impulsi successivi non permette alla tensione E_R di tornare praticamente a zero.

Si noti inoltre che l'impulso di risposta rimarra' di ampiezza costante non appena si raggiunga la condizione di eguaglianza tra le due aree indicate con S ed I in fig. 52.

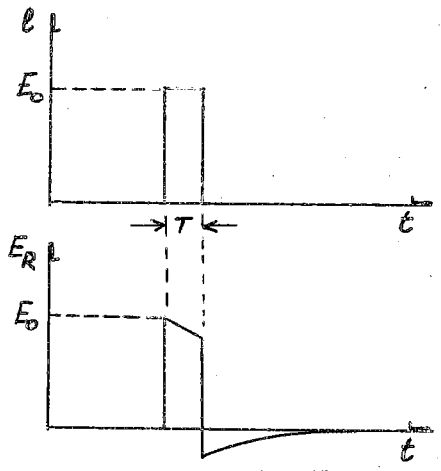


fig. 51

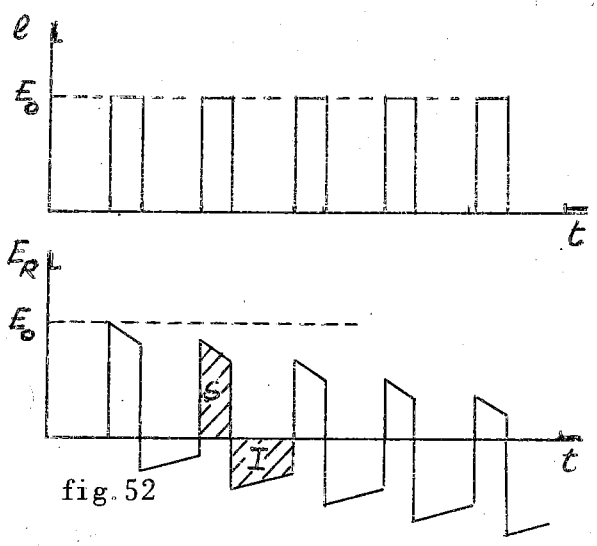


fig. 52

(x) - L'impulso puo' avere forma qualsiasi.

2) - Uso dei circuiti integratori e defferenziatori.

Si abbia l'impulso di fig.53. Si desidera trasformarlo in quello della fig.54.

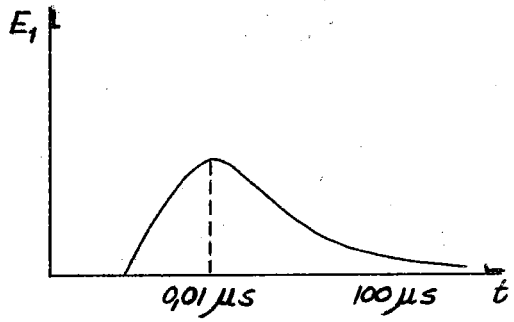


fig.53

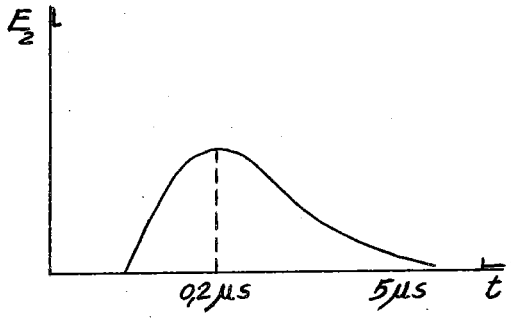


fig.54

Si invii l'impulso E_1 in un circuito integratore (v. fig. 55). Se 0,01 μsec $\ll R_1C_1 \ll$ 100 μs l'impulso E_1 si presenta all'entrata del circuito come un gradino, e la risposta E_2 avra' valore massimo uguale al valore massimo di E_1. Ricordando che il 95% del max di E_2 si ha dopo un tempo $3R_1C_1$ dalla applicazione di E_1 si scrivera':

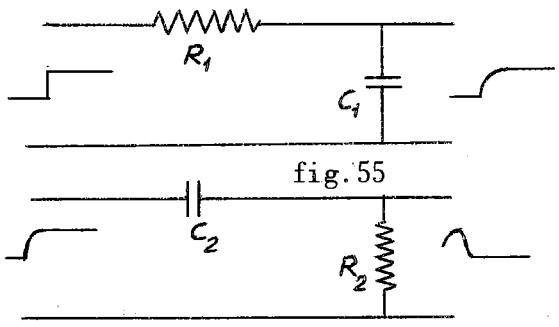


fig.55

(8) $3R_1C_1 = 0,2 \times 10^{-6}$

L'uscita del circuito integratore si invii all'entrata del circuito di fig.56 con

(9) $R_2C_2 = 5 \times 10^{-6}$

L'effetto combinato dei due circuiti e' riprodotto in fig.56

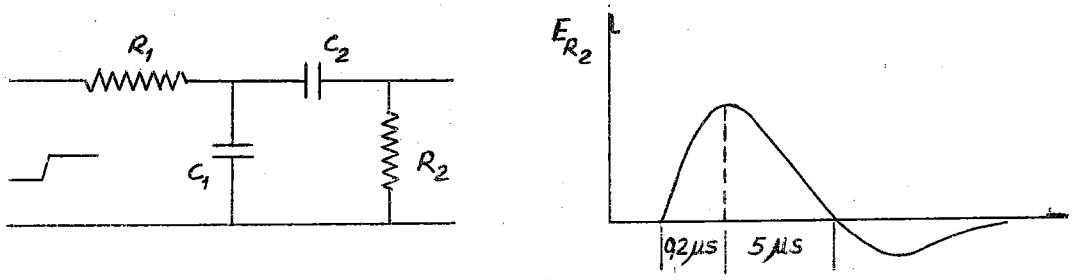


fig.56

Si hanno le due equazioni (8) e (9) e 4 variabili. Nel caso il generatore di tensione sia ideale il problema e' risolto da una qualsiasi coppia R_1C_1 che soddisfi la (8) e R_2C_2 che soddisfi la (9).

Se il generatore non e' ideale (come sempre accade) si terra' conto della sua resistenza, r , interna prendendo lo schema di fig.57.

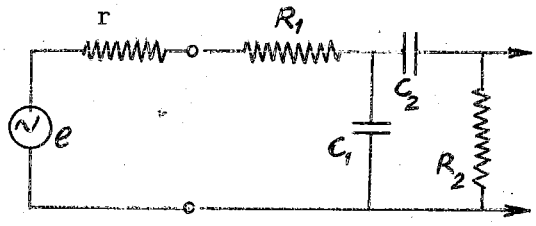


fig.57

L'equazione (8) va sostituita da

$$(r + R_1)\, C_1 = 0{,}2 \times 10^{-6}$$

ove r pero' e' noto.

L'ampiezza dell'impulso di uscita E_{R2} dipende dalla scelta di R_2.

Invece il massimo di E_{R2} e' legato ad E_o (massimo dell'impulso di comando) della relazione:

(10)
$$E_{R2} = \frac{E_o}{r + R_1 + R_2} R_2$$

quindi deve essere $R_2 \gg r + R_1$. Se $R_1 = 0$, $R_2 \gg r$.

3) - Circuiti RL

Le risposte sono simili a quelle degli RC.
L'integratore e' in fig.58, il derivatore in fig.59.

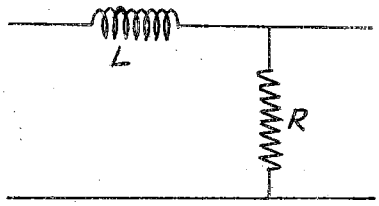


fig.58

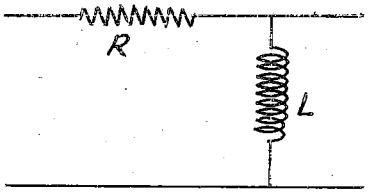


fig.59

L per tempi brevi a.f., e' una impedenza infinita, per tempi lunghi, b.f., un corto circuito.

La costante di tempo $T = L/R$.

I circuiti RL non si usano come integratori perche', a causa della capacita' interna dell'induttore, diventano circuiti oscillanti.

4) - Circuiti L, C

Se C e' carico (v.fig. 60) alla tensione E_o e l'interruttore S viene chiuso, avviene la scarica attraverso L.

L'equazione del circuito si scrive, imponendo che ad ogni istante sia

(11) $E_c = E_L$,

(12)
$$\frac{1}{C}\int i\,dt + L\frac{di}{dt} = 0$$

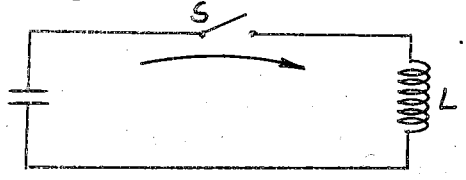


fig.60

ove i e' la corrente che circola nel circuito.

Risolvendo l'equazione (12) e ricordando che per t 0 (atto della chiusura di S) $E_L = E_c = E_o$ si trova:

(13) $$i = E_o \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ sen } \omega_o t$$

ove $$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} ,$$

La corrente i e la tensione E oscillano con una frequenza $\nu = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ le leggi sono in fig. 61. Come si vede E ed i sono sfasate di 90°, vale a dire ad un massimo dell'una corrisponde il valore zero per l'altra.(x)

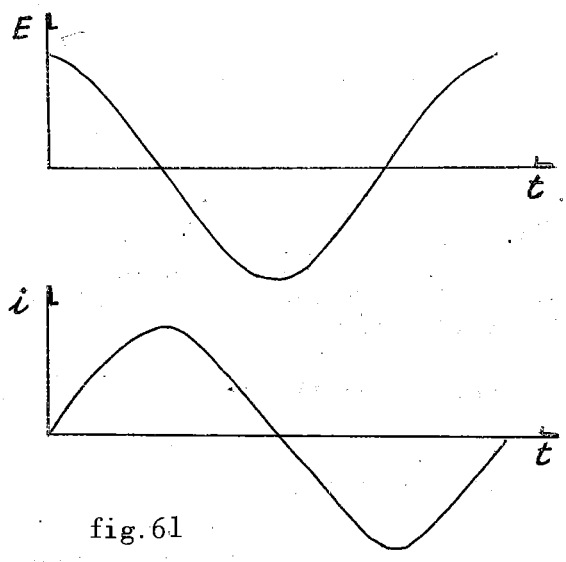


fig.61

Si pensi di cortocircuitare il condensatore quando si e' completamente scaricato (cioe' la sua energia si e' totalmente trasferita nell'induttanza L).
In questa situazione E = 0
$i = i_{max}$

La corrente continuera' allora a circolare per un tempo infinito nel circuito di fig. 62.

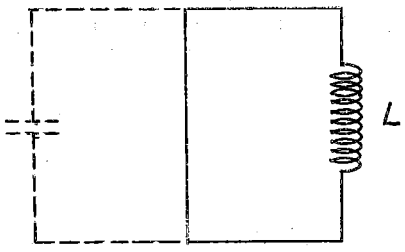


fig.62

Quest'affermazione sarebbe valida del tutto allora che L non presenta una resistenza interna.

In realta' ogni induttanza L presenta in serie una resistenza interna non trascurabile; di conseguenza circolando i nel circuito di fig. 62 l'energia accumulatasi nella induttanza $\frac{1}{2} L i_{max}^2$ si trasformera' gradatamente in calore per effetto Joule sino ad esaurirsi e la corrente i andra' allora smorzandosi sino ad annullarsi.

(x) Non si tiene conto del verso.

5) - Circuiti L, R, C.

Il circuito di fig. 63 rappresenta una versione reale di quello di figura 60 se R vuole indicare la resistenza dell'induttore, ovvero un generico circuito R,L,C ove R e' un carico resistivo che comprende anche quello parassita di L.

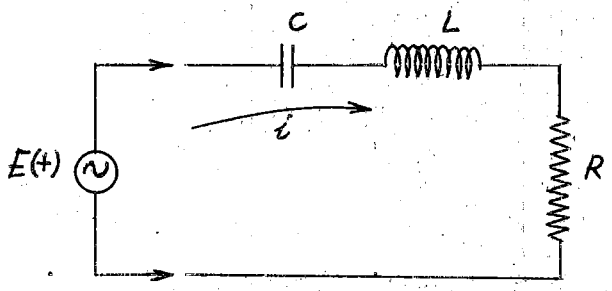


fig.63

Risolvendo l'equazione del circuito quando venga comandato con una E (+) sinusoidale si ricavano i suoi parametri caratteristici:

$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ pulsazione di risonanza

$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$ impedenza caratteristica.

Se $E(+) = E_o \sin \omega_o t$ il circuito risuona nella frequenza $\nu_o = \frac{\omega_o}{2\pi}$ e la corrente che in esso circola ha il valore

(14) $$i_{max}(+) = \frac{E_o(+)}{R} .$$

La risposta ad un segnale impulsivo si puo' studiare nello schema di fig. 64; C sia carico inizialmente alla tensione $V_c = E_o$. Si chiuda l'interruttore S.

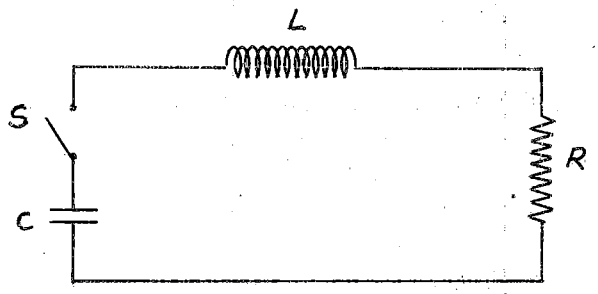


fig.64

a) $R < 2Z_o$

Nel circuito circola una corrente i che'e' una funzione sinusoidale smorzata del tempo (v. fig.65).

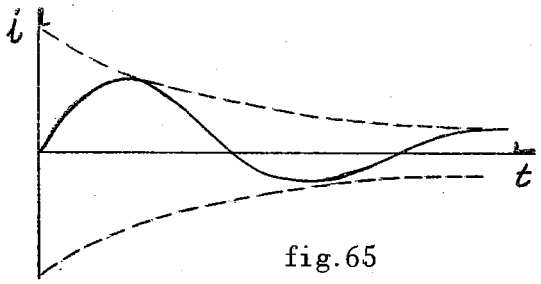


fig.65

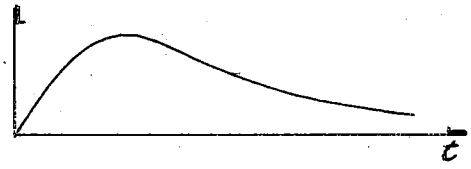


fig.66

b) $R \geq 2Z_o$

La risposta in corrente e' una funzione del tempo che dopo un massimo, tende a zero senza mai oscillare (v. fig. 66).

$R = 2Z_o$ i (+) tende a zero piu' rapidamente che in tutti i casi in cui $R > 2Z_o$.

Le forme d'onda disegnate rappresentano anche la d.d.p. agli estremi di R mentre per ottenere quella agli estremi di L e di C si devono calcolare rispettivamente la derivata e l'integrale di i.

6) - Linee di ritardo

In fig. 67 e' rappresentata una linea di ritardo a costanti concentrate. Se il generatore e invia un impulso la linea si comporta per tempi 'brevi' come una impedenza infinita. Ogni circuito LC si carica per poi scaricarsi

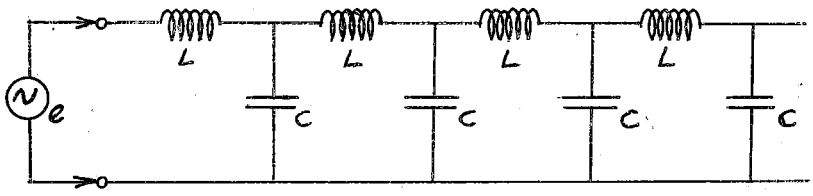


fig.67

nel successivo. Ogni sezione LC introduce un ritardo nella risposta data da $\tau = \sqrt{LC}$.

Impulsi la cui durata sia $\Delta t < \tau$ non passano, mentre passano quelli di durata $\Delta t > \tau$ e vengono ritardati. La linea di fig. 67 e' un filtro 'passa basso'.

Caratteristiche

Ritardo totale $T = n\sqrt{LC}$ se n e' il numero di sezioni LC.

Frequenza di taglio $\nu_c = 1/2\,\pi\sqrt{LC}$ (frequenza massima che puo' passare).
Tempo di salita $\tau_s = 1{,}1\ n^{1/3}\sqrt{LC}$
Impedenza caratteristica $Z = \sqrt{LC}$

La catena di fig. 67 si comporta come una resistenza $Z = \sqrt{LC}$. Il generatore 'vede' quindi una resistenza Z, quando i suoi capi vengono collegati alla linea. La linea descritta viene spesso adoperata per tagliare le alte frequenze.

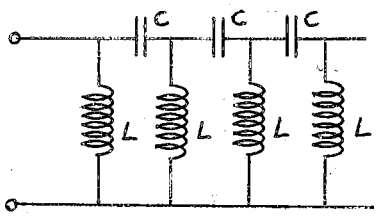


fig. 68

In fig. 68 e' rappresentata una linea che taglia le basse frequenze. Per esempio serve, se L e C sono opportunamente scelti, ad eliminare le oscillazioni introdotte dalla rete. La linea di fig. 68 non introduce praticamente ritardo. Le linee che ritardano hanno sempre le caratteristiche del filtro " passa basso ".

Si osservi che impulsi di durata superiore a $\sqrt{LC}$ non passano attraverso la linea di fig. 68, mentre sono i soli a passare attraverso la linea di fig. 67.

7) - Cavi coassiali come linee di ritardo

In fig. 69 e' rappresentato un tipo di cavo. Tra la spirale e la guaina metallica normalmente vi e' un dielettrico.
La spirale costituisce l'induttanza.
La capacita' e' quella tra il filo centrale e la guaina metallica. Si parla sempre di

$$\frac{\text{induttanza}}{\text{metro}} \quad , \quad \frac{\text{capacita'}}{\text{metro}} \ .$$

guaina metallica

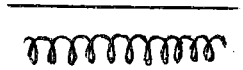


fig. 69

Di questo tipo esistono cavi con:

a) impedenza caratteristica $Z = 1100\,\Omega$
ritardo per metro $T = 1{,}5\,\mu s$
banda passante tra $0 \div 2$ Mc
La durata minima degli impulsi che passano e' quindi dell'ordine del μs.
tempo di salita $\tau \sim 1\,\mu s$

b) impedenza caratteristica $Z = 900\,\Omega$
ritardo per metro $T = 0{,}13\,\mu s$
banda passante $0 \div 20$ Mc
Passano quindi gli impulsi di durata $\Delta t \geq 100$ ns.
tempo di salita $\tau \sim 100$ ns.

Per ottenere dei ritardi si adoperano anche i normali cavi coassiali (fig.70).

guaina esterna

fig. 70

Un segnale elettromagnetico che si propaghi attraverso un mezzo di data costante dielettrica verra' trasmesso con la velocita' della luce in quel mezzo. Il reciproco di questa velocita' si dice '' ritardo per metro ''. Se tra il filo e la guaina esistesse il vuoto, la velocita' di propagazione sarebbe

$c = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$ ed il ritardo per metro

$$T = \frac{1}{c} = 3.33 \times 10^{-9} \text{ sec/m} = 3.33 \times 10^{-3} \mu \text{ s/m} = 3.33 \text{ ns/m.}$$

E' questo il limite inferiore dei ritardi per metro che si possono ottenere con dei cavi.

Se L e C sono induttanza e capacita' per metro si puo' dimostrare che il ritardo per metro $T = \sqrt{LC}$. Ad ogni tipo di cavo si associa una '' impedenza caratteristica '' che permette di descrivere il comportamento di un segnale quando raggiunga la fine del cavo. Il valore e' $Z = \sqrt{L/C}$ nel caso di una linea '' non dissipativa '' (il segnale non viene attenuato lungo il cavo) e dove L e C sono ancora la induttanza e capacita' per metro.

Si noti che Z non e' la resistenza per metro del cavo ma una caratteristica del particolare tipo di cavo. I cavi di piccolo diametro hanno una Z bassa perche' presentano una grande C.

L'induttanza L dipende dal diametro del filo centrale. Esistono cavi con Z compresa tra $25 \div 220$ ohm.

Per dare una idea degli ordini di grandezza: il cavo RG-63 U ha $Z = 125$ ohm e ritardo $T \sim 3.5 \div 4$ ns/m. Passano impulsi di durata $\Delta t \geqslant 0.5$ ns.

LEZIONE III

1) - Comportamento delle linee di ritardo

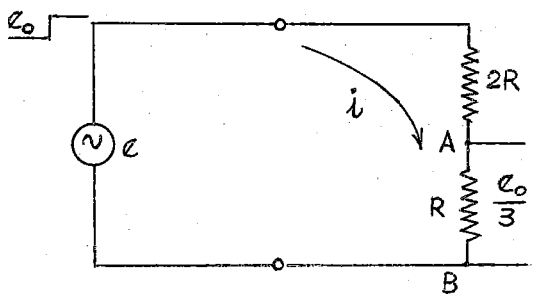


fig. 71

Se tra A e B al posto di R si pone un cavo infinitamente lungo (cioe' che introduce un ritardo infinito) la cui impedenza caratteristica sia Z=R la tensione tra A e B sara' ancora $e_o/3$ (v. fig. 71). Un cavo per tempi brevi, rispetto al ritardo totale ad esso associato, si comporta come se fosse una resistenza R=Z.

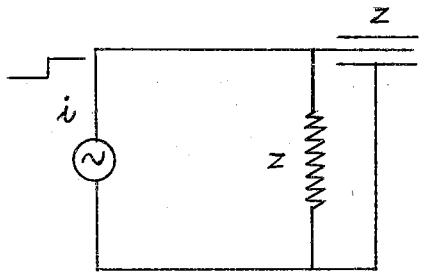


fig. 72

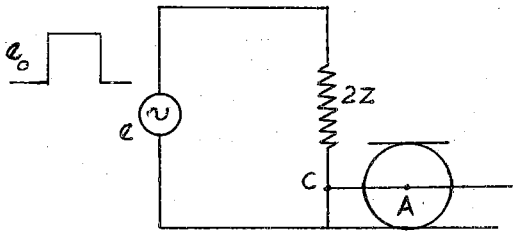


fig. 73

La tensione all'entrata del cavo (sempre di lunghezza infinita) in figura 72 e'

$$e = i\frac{Z}{2}$$

In un cavo abbastanza lungo (per es. ritardo totale $1\mu s$) si invii un impulso di durata $\Delta t \ll 1\mu s$ per es. $\Delta t = 10$ ns (v. fig. 73). La risposta in A (x) dipende dalla resistenza R_T con cui viene "terminato" il cavo all'altra sua estremita'.

a) $R_T = \infty$ cavo aperto.

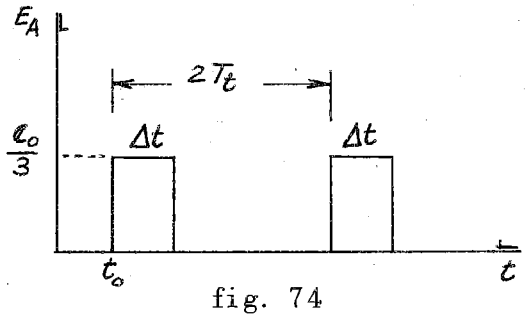


fig. 74

In fig.74 e' data la tensione E_A in funzione del tempo. (T_t indica il tempo che l'impulso impiega per andare da A alla fine del cavo; Δt e' la durata dell'impulso).

Al tempo $t = t_o$ viene applicato l'impulso. Questo si propaga fino alla fine del cavo, si riflette mantenendo il proprio segno.

(x) - Il punto A viene scelto col seguente criterio:
il tempo che impiega un segnale per andare da C ad A deve essere $> \Delta t$ durata dell'impulso. In tal modo si possono vedere separati gli effetti, nel punto A, delle riflessioni subite dagli impulsi alla fine delcavo da quelli delle ulteriori riflessioni che questi subiscono quando tornati in C non trovano il cavo adattato.

Il tempo $2T_t$ e' quello necessario all'impulso per percorrere il cavo nel tratto da A alla fine e per tornare indietro.

b) $R_T = 0$ cavo in corto.

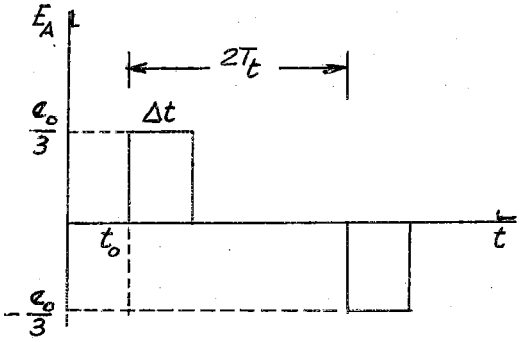


fig. 75

L'impulso giunto alla fine del cavo si riflette cambiando polarita' (fig.75). (x)

c) $R_T = Z$.

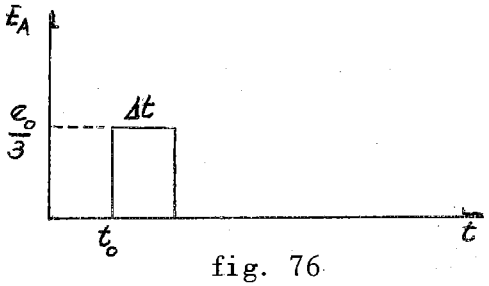


fig. 76

L'impulso giunto alla fine del cavo non si riflette. Sia all'entrata che all'uscita del cavo si misura $e_o/3$ (v. fig.76). Infatti se il cavo viene chiuso sulla sua impedenza caratteristica esso si comporta all'entrata come una resistenza Z indipendentemente dalla sua lunghezza .

Un cavo adattato si comporta, per un impulso che giunge alla sua estremita', come se fosse infinito e quindi l'impulso non potra' mai riflettersi.

Infine se il cavo e' chiuso su una resistenza $R_T \neq Z$ si avra':

$R_T > Z$ riflessione dell'impulso senza che muti il suo segno: mutera' l'ampiezza dell'impulso riflesso.

$R_T < Z$ riflessione col segno cambiato. L'ampiezza dell'impulso riflesso sara' minore.

Il rapporto (con segno) tra l'ampiezza dell'impulso riflesso e l'impulso di andata e'

(14) $$\rho = \frac{R_T - Z}{R_T + Z}$$

(x) - Negli esempi a e b non vengono considerate le ulteriori riflessioni in C degli impulsi che tornano dopo una riflessione dall'altro estremo del cavo.

Si guardi ora alla fine del cavo:

a) $R_T = \infty$ cavo aperto.

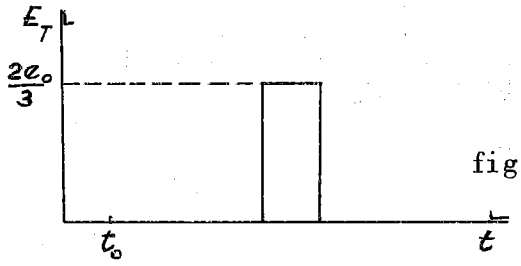


fig. 77

E_T sia la tensione (v. figura 77). Infatti come l'impulso arriva si sovrappone ad esso un impulso uguale. La tensione totale sara' quindi $2e_o/3$. (x)

b) $R_T = 0$

$E_T = 0$ evidentemente.

c) $R_T = Z$

$E_T = e_o/3$ infatti non si hanno riflessioni.

Si comandi ora il cavo con un impulso di durata $\Delta t \gg 1\mu s$.
E' questo un impulso "lungo" rispetto al ritardo introdotto dal cavo.

a) $R_T = \infty$

La tensione E_A (v. fig. 78 e 79)

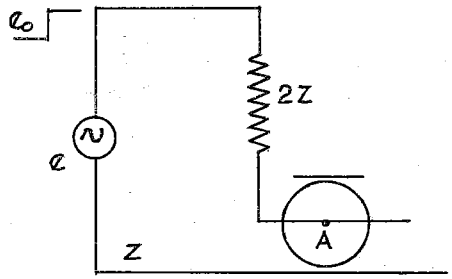


fig. 78

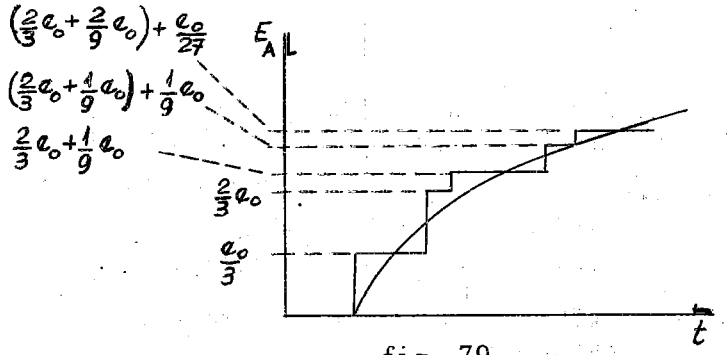
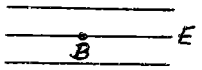
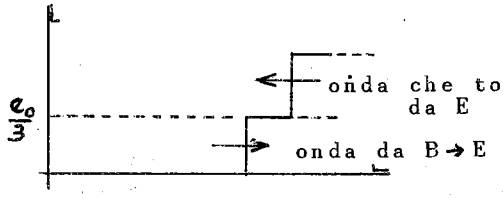


fig. 79

(x) - Per visualizzare questa situazione si pensi di scegliere un punto B a distanza dall'estremita' E del cavo in modo che l'impulso che si riflette in E impieghi un tempo $\Delta t' < \Delta t$, durata dell'impulso, per andare da E a B.



Allora l'andamento della tensione E_B e' come nella figura.



Nel punto E naturalmente la sovrapposizione avviene allo stesso istante in cui l'impulso arriva.

Inizialmente $E_A = e_o/3$. L'impulso si riflette, all'estremita' del cavo, dello stesso segno e torna in A. Qui si somma ad $e_o/3$ e quindi $E_A = 2e_o/3$.

Il generatore si puo' pensare come un corto circuito e quindi l'impulso $e_o/3$ che ritorna trova la linea terminata con 2Z.
Si riflettera' dello stesso segno e con ampiezza data da:

$$\frac{2Z - Z}{2Z + Z} \quad \frac{e_o}{3} = \frac{e_o}{9}$$

Quindi una nuova onda di ampiezza $e_o/9$ parte, arriva alla fine della linea, si riflette dello stesso segno ed E_A diventa

$$(\frac{2}{3} e_o + \frac{1}{9} e_o) + \frac{1}{9} e_o \ .$$

Ma in A la linea e' terminata con 2Z e quindi una onda di ampiezza

$$\frac{2Z - Z}{2Z + Z} \quad \frac{e_o}{9} = \frac{e_o}{27}$$ riparte. E cosi' via.

La tensione in A va salendo a gradini e tende al valore limite e_o che raggiungerebbe dopo infinite oscillazioni.
La risposta e' del tutto simile a quella di un circuito RC.

b) $R_T = 0$

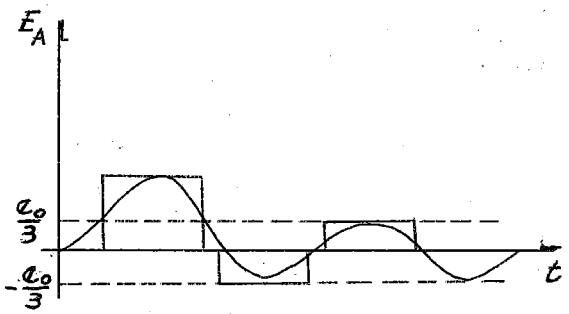


fig. 80

Inizialmente $E_A = e_o/3$. L'impulso si riflette alla fine del cavo cambiando segno e nel punto A $E_A = 0$. Ma l'impulso $-e_o/3$ vede il cavo terminato all'entrata con 2Z e si riflette dello stesso segno ed ampiezza

$$-\frac{e_o}{3} \quad \frac{1}{3} = -\frac{e_o}{9}$$

L'andamento di E_A e' in fig. 80.

c) $R_T = Z$

E_A rimane uguale a $e_o/3$ (fig.81).

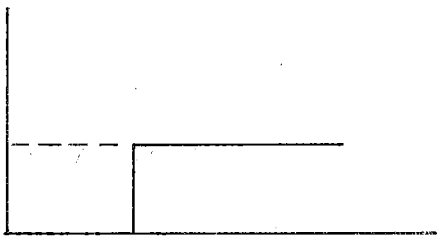


fig. 81

Un caso particolarmente interessante e' quello di fig. 82. Sempre per un impulso lungo si avra': per tempi brevi $E_A = e_o/2$. L'impulso giunto alla fine della linea si riflette dello stesso segno ed $E_A = e_o$.

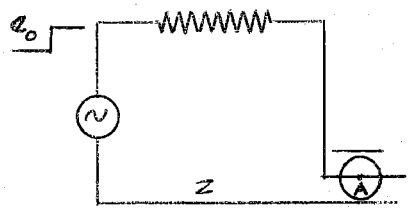


fig. 82

a) $R_T = \infty$

Non si hanno evidentemente ulteriori riflessioni perche' l'impulso che "torna" vede la linea "terminata" sulla sua impedenza caratteristica.

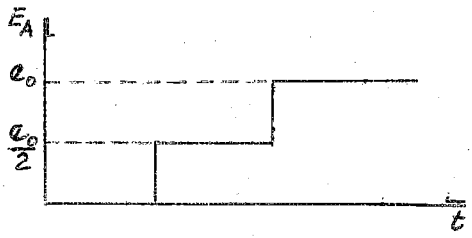
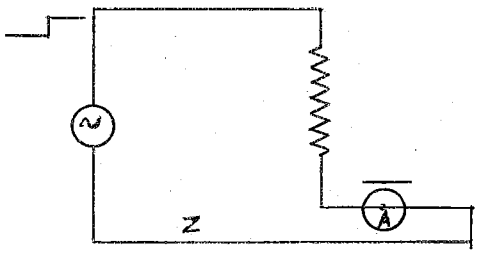


fig. 83

b) $R_T = 0$

L'impulso si riflette di segno opposto, se il comando era un gradino, nel punto A viene trasformato in un rettangolo (fig.84). (x)



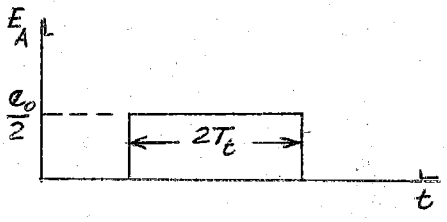


fig. 84

c) $R_T = Z$

E_A e' rappresentata in fig. 85.

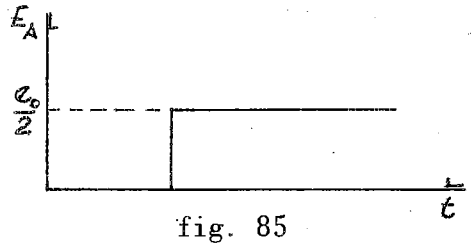


fig. 85

(x) Questo e' un metodo per ottenere impulsi squadrati e di durata ben definita.

Si consideri fig.86. Se $R_T = \infty$ E_A ha l'andamento di fig.87.

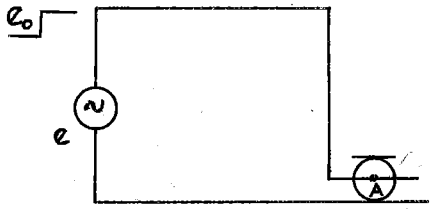


fig. 86

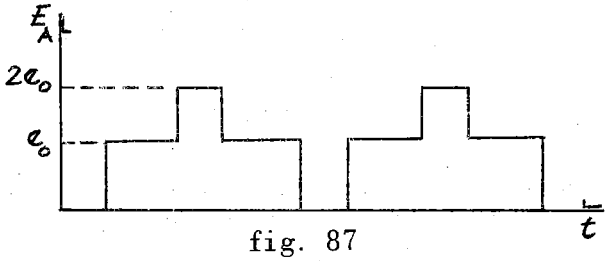


fig. 87

Per tempi brevi $E_A = e_0$: l'impulso, giunto alla fine del cavo, si riflette dello stesso segno ed in A $E_A = 2e_0$. Ma l'impulso e_0 riflesso vede in A la linea cortocircuitata e quindi si riflette di segno opposto; alla fine del cavo si riflette di nuovo dello stesso segno e l'impulso complessivo e' quello in figura. Naturalmente il processo continua (basta ripetere i ragionamenti fatti) ed il circuito oscilla con impulsi di tensione in A del tipo di quello di fig. 87.

La linea, il cui ritardo totale e' T, sia chiusa su di un condensatore C (v. fig. 88):

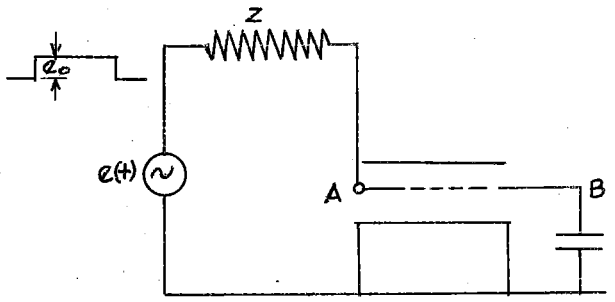


fig. 88

al tempo t = 0 il generatore invia un impulso rettangolare di durata t.
Sia:

$$ZC \ll \Delta t \ll T$$

ove Z e' l'impedenza caratteristica della linea.
Il segnale $e_0/2$ si propaga lungo la linea e la tensione nel punto B segue la legge,

$$(15) \qquad E_B(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < T \\ \frac{e_0}{2}\left(1 - e^{-(t-T)/\tau}\right) & T \leq t < T + \Delta t \\ \frac{e_0}{2} e^{-[t - (T+\Delta t)]/\tau} & t \geq T + \Delta t \end{cases}$$

ove $\tau = ZC$.

L'impulso di corrente $i_B(t)$ sara' quindi:

$$(16) \qquad i_B(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < T \\ \frac{e_0}{2Z} e^{-(t-T)/\tau} & T \leq t < T + \Delta t \\ -\frac{e_0}{2Z} e^{-[t - (T+\Delta t)]/\tau} & t \geq T + \Delta t \end{cases}$$

L'impedenza nel punto B

$$Z_B(t) = \frac{V_B(t)}{I_B(t)} = Z\,\frac{1 - e^{-(t-T)/\tau}}{e^{-(t-T)/\tau}} \qquad (17)$$

per $T \leqslant t < T + \Delta t$

Ricordando la (14) si ricava il rapporto tra il segnale di tensione riflesso e quello che si e' propagato da A→B (rettangolo $e_o/2$)

$$\varrho_B(t) = 1 - 2e^{-(t-T)/\tau} \qquad T \leqslant t < T + \Delta t \qquad (18)$$

La tensione nel punto A seguira' allora la legge seguente:

$$E_A(t) = \begin{cases} \frac{e_o}{2} & 0 \leqslant t < \Delta t \\ 0 & \Delta t \leqslant t < 2T \\ \frac{e_o}{2}\,(1 - 2e^{-(t-2T)/\tau}) & 2T \leqslant t < 2T + \Delta t \\ \frac{e_o}{2}\,e^{-[t-(2T+\Delta t)]/\tau} & t \geqslant 2T + \Delta T \end{cases} \qquad (19)$$

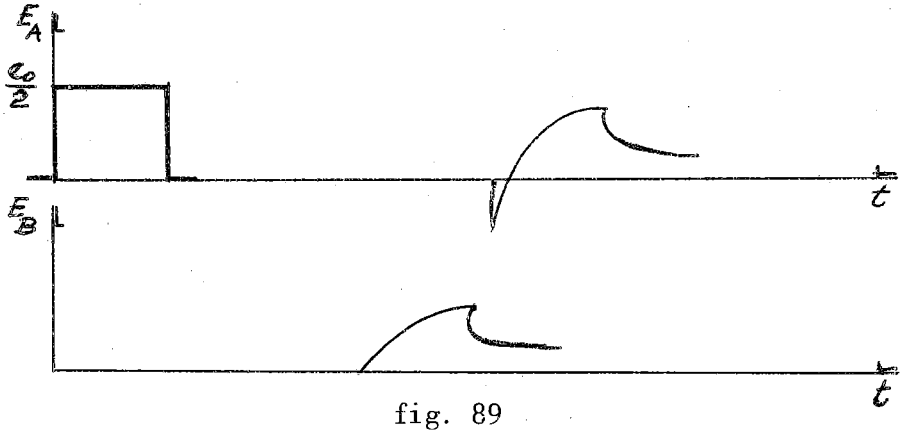


fig. 89

Nel caso sia $\Delta t \gg T$ E_A, E_B sono in fig. 90:

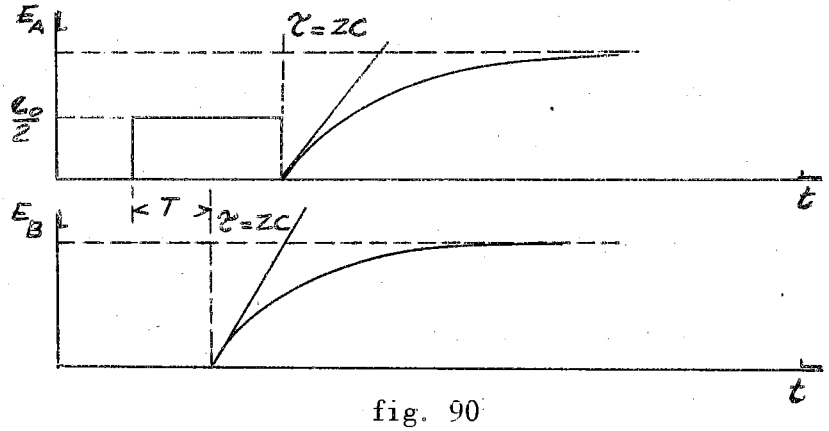


fig. 90

Si ricordi sempre che la linea chiusa ad un suo estremo sulla impedenza Z presenta all'altro estremo la stessa impedenza Z.
Se la linea viene chiusa su una induttanza L si hanno le risposte in fig. 91 e in fig. 92.

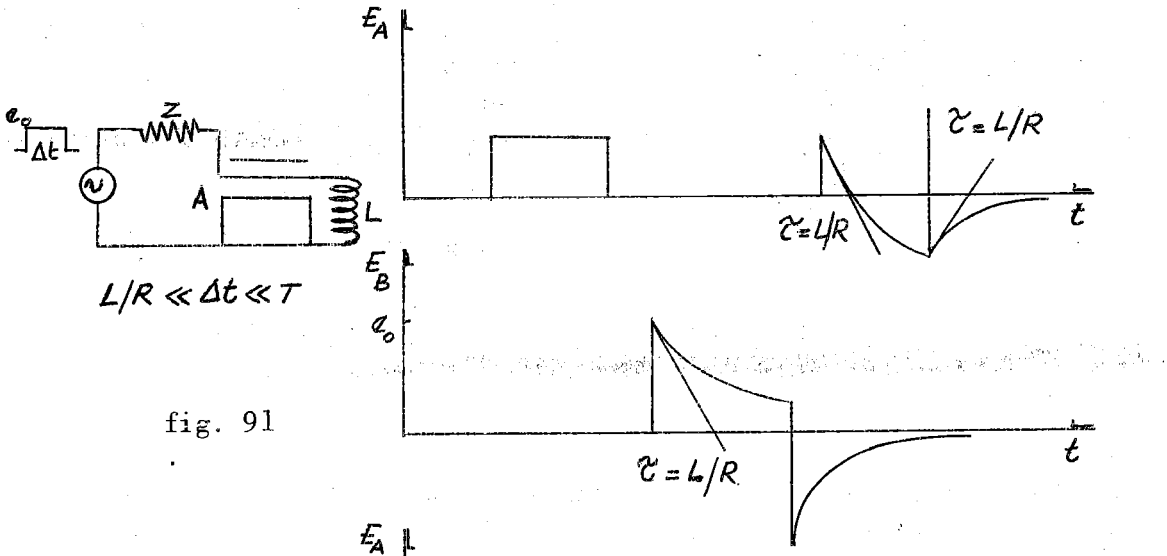


fig. 91

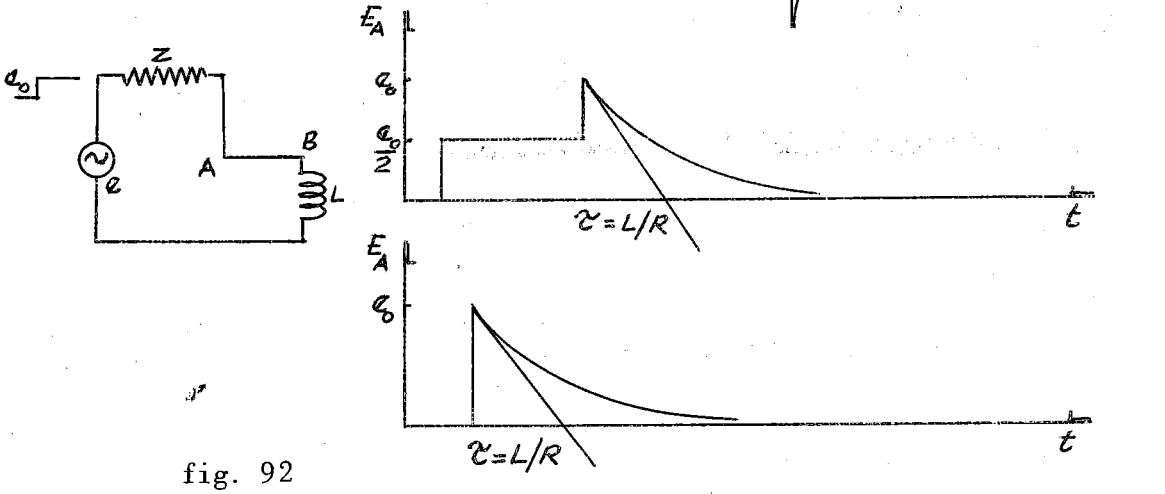


fig. 92

2) - Uso dei cavi

Si supponga di voler dividere un impulso proveniente da un cavo inviandolo in due cavi.
Si potrebbe usare il dispositivo di fig. 93 . Se i cavi 1, 2, 3 hanno la stessa impedenza caratteristica Z ed i cavi 2 e 3 sono terminati su questa, nel punto P l'impedenza sara' Z/2. Il cavo 1 non e' quindi terminato e in esso si verificheranno riflessioni notevolmente dannose nell'elettronica veloce.

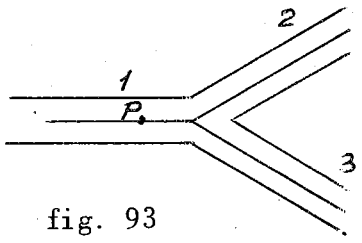


fig. 93

Vi sono due modi per ottenere la divisione dell'impulso senza introdurre riflessioni (v. figg. 94 e 95).

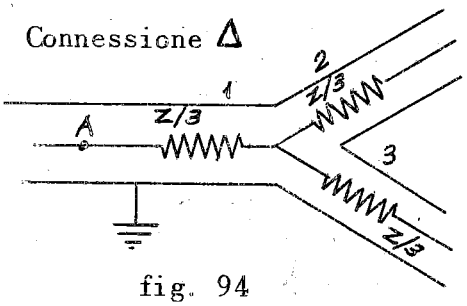


fig. 94

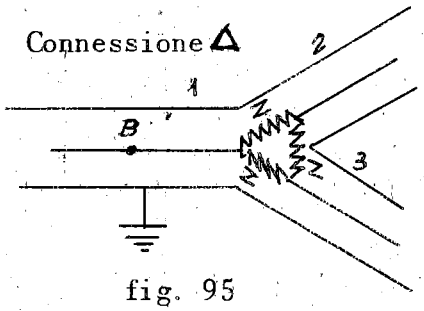


fig. 95

Si suppone sempre che i tre cavi abbiano impedenza caratteristica Z.

a) Connessione Y.

L'impedenza vista dal punto A (v. fig.94) si calcola subito dal circuito equivalente (v. fig. 96).

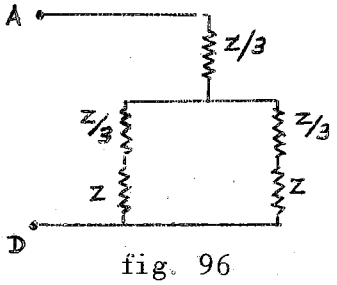


fig. 96

$$R_{AD} = \frac{Z}{3} + \frac{(\frac{Z}{3}+Z)(\frac{Z}{3}+Z)}{\frac{Z}{3}+Z+\frac{Z}{3}+Z} =$$

$$= \frac{Z}{3} + \frac{\frac{16}{9}Z^2}{\frac{8}{3}Z} = \frac{Z}{3} + \frac{2}{3}Z = Z$$

Come si vede il cavo 1 e' quindi terminato. La situazione e' perfettamente simmetrica per i cavi 2 e 3.

b) Connessione Δ.

L'impedenza vista da B (fig.95) si ricava dal circuito equivalente di fig.97.

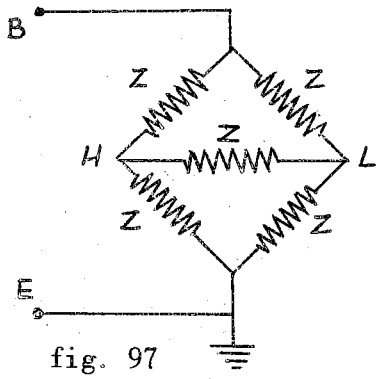


fig. 97

$$R_{BE} = \frac{4Z^2}{4Z} = Z$$

L'impedenza Z tra H ed L non conta per il calcolo della resistenza tra B ed E. Basta per esempio considerare il caso di

$$Z_{HL} = \infty \qquad Z_{HL} = 0$$

L'impedenza tra B ed E e' sempre Z; quindi anche nel caso della connessione a Δ il cavo 1 come pure 2 e 3 (vedi la simmetria in fig.98) e' terminato.

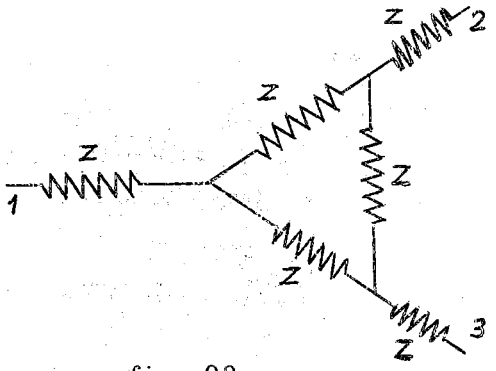


fig. 98

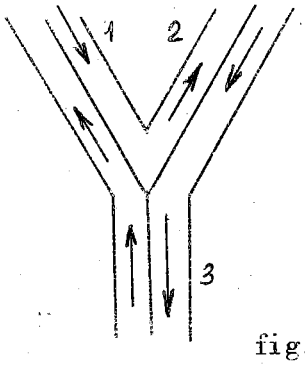


fig. 99

Le connessioni a Δ o a Y possono per esempio servire anche per sommare due impulsi provenienti da due cavi diversi inviandoli in un terzo cavo. L'impulso che viene da 1 si divide: meta' va nel cavo 2, meta' nel cavo 3. Cosi' per l'impulso da 2 (v. fig. 99). L'impulso in 3 e' quindi proporzionale alla somma di 1 e 2 e precisamente la meta'.

Si consideri ora lo schema di amplificatore in fig.100.

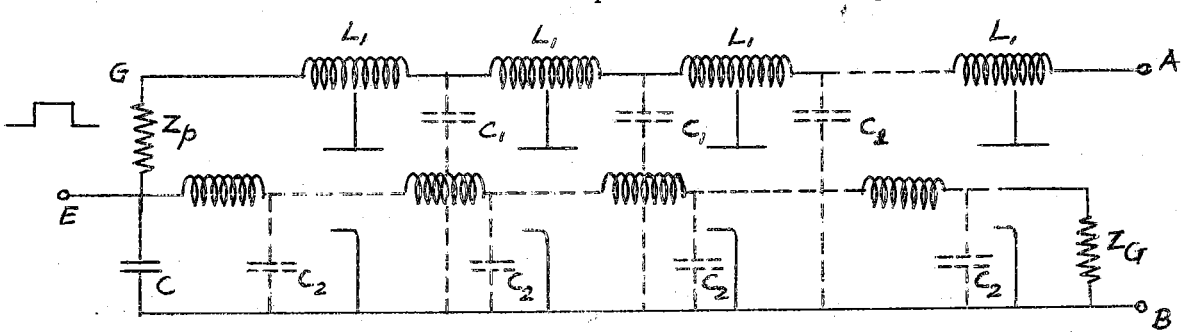


fig. 100

Si e' realizzato un'"amplificatore distribuito". La "linea" di placca e quella di griglia sono costruite in modo che $L_1C_1 = L_2C_2$ ove C_1 e C_2 sono le capacita' parassite di placca e di griglia.

La linea di griglia e' adattata sulla sua impedenza caratteristica Z_G.

Un segnale impiega un tempo $\tau = \sqrt{L_2C_2}$ per andare dalla griglia di una valvola a quella della valvola seguente. Lo stesso ritardo $\tau = \sqrt{L_1C_1}$ viene introdotto dalla linea di placca sulla risposta. In tal modo gli impulsi di ciascuna valvola si sommano e si realizza l'amplificazione. La parte di ciascun impulso di placca che si dirige verso il punto G trova alla fine la linea adattata e si scarica a massa attraverso C senza riflettersi.

Ciascuna valvola funziona praticamente come una sorgente di corrente.

Con amplificatori di questo tipo si realizzano impulsi con tempi di salita dell'ordine di $2 \div 3$ ns.

LEZIONE IV

1) - Valvole. Emissione termoionica

Un filo metallico emette elettroni se riscaldato sino ad una temperatura sufficientemente elevata. Questo fenomeno va sotto il nome di effetto termoionico.

Indicando con A l'area totale del filo, con I la corrente emessa, la densita' di corrente $J = I/A$ dipende dalla temperatura assoluta T secondo la legge:

(20) $$J = A_o \; T^2 \; e^{-b_o/T}$$ (legge di Richardson Fermi)

ove A_o e' una costante per ciascun metallo e

$$b_o = 11.600 \; E_w \quad (^oK).$$

E_w dipende dalla natura del metallo ed e' il lavoro necessario ad estrarre un elettrone da esso. La maggior parte dei metalli che hanno basso valore per E_w fonde a quelle temperature a cui si potrebbe avere una corrente efficiente.

Si usa definire per ogni metallo una efficienza di emissione, intesa come il rapporto tra la corrente emessa (in mA) e la potenza (in Watt) spesa per riscaldarlo.

I metalli con cui si usa costruire i catodi delle valvole termoioniche sono:

	E_w (eV)	A_o	T
Tungsteno	4,52	60×10^4	$2600 \div 2800$
Tungsteno-	2,63	3×10^4	1800
Catodi ad ossido	1	$0,01 \times 10^4$	1000

Si noti che l'efficienza di emissione dei catodi ad ossido e' circa 20 volte maggiore da quella dei catodi costruiti in tungsteno.

Se i catodi venissero riscaldati direttamente per mezzo di correnti alternate si genererebbero noiosi rumori di fondo. Per ovviare a questo inconveniente si usa riscaldarli per via indiretta.

I filamenti, usati a tale scopo, devono sempre avere un potenziale molto prossimo a quello del catodo al fine di evitare scariche.

2) - Il diodo

E' una ampolla di vetro in cui e' fatto il vuoto. Contiene due elettrodi: la placca ed il catodo (vedi fig. 101).

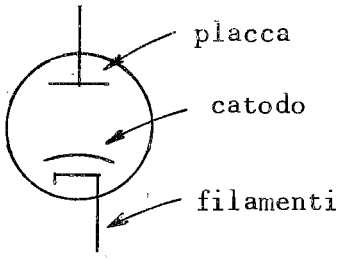


fig. 101

Schematizzando il diodo con due pareti piane affacciate a distanza "d", si puo' studiare l'andamento del potenziale E (x), nei punti tra catodo e placca, per un dato valore E_b del potenziale di placca (rispetto al catodo) e per varie temperature "T". I risultati sono riportati nella fig. 102.

Per tutte le temperature T tali che non si abbia termoemissione la

$$E = E(x)$$

e' una retta.

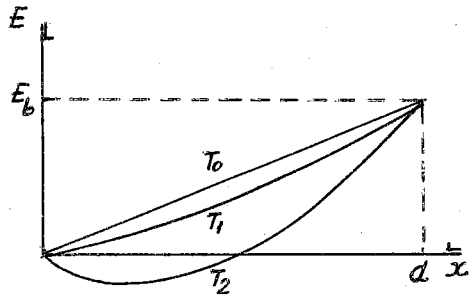


fig. 102

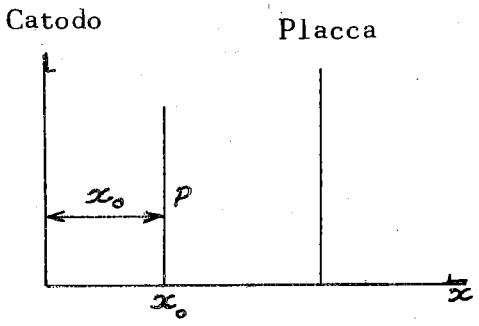


fig. 103

E' il classico andamento del potenziale tra le armature di un condensatore piano. Tra esse infatti il campo elettrico ha valore costante. Se x_o indica l'ascissa di un punto P tra catodo e placca (v. fig.103) e "K" e' il valore costante del campo elettrico sara'

$$E(x_o) = \int_0^{x_o} K\,dx = K\,x_o \qquad (21)$$

(Si ricordi che il campo elettrico

$$K = \frac{dE(x)}{dx}$$

e quindi E (x) e' l'integrale del campo elettrico).
Resta cosi' dimostrato che E (x) e' una retta nel caso non vi sia termoemissione.

Nel caso della termoemissione (temp. T_1 e T_2 - fig.102) una nuvola elettronica (carica spaziale) si forma tra catodo e placca schermando il campo tra essi esistente. Se il potenziale diventa negativo si usa parlare (temp. T_2 - fig.102) dell'esistenza di un catodo virtuale nel punto in cui la curva E(x) riattraversa l'asse delle x. E' come se il catodo si fosse portato in quel punto.

Si riporta, senza dimostrare, la legge di Langumir - Childs che lega la densita' di corrente con la tensione E_b e le caratteristiche geometriche del diodo:

$$J = 2{,}33 \times 10^{-6} \frac{E_b^{3/2}}{d^2} \quad \frac{amp}{m^2}$$

Nel grafico di fig.104 viene vissualizzata la legge di cui sopra:

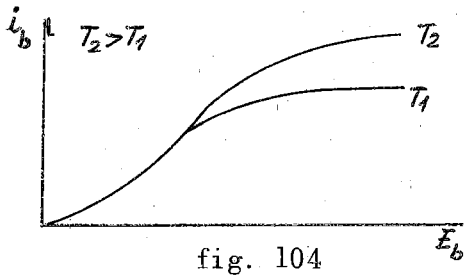


fig. 104

i_b e' la corrente di placca del diodo, E_b la tensione tra placca e catodo. Per ogni temperatura si ha una corrente massima. Invero quando E_b e' tale che tutti gli elettroni emessi dal catodo vengono collezionati nella placca, la corrente i_b non puo' ulteriormente crescere.

Alcuni limiti dei diodi:

a) larghi catodi sono necessari per alte temperature ed elevate correnti;

b) la dissipazione di placca $i_b E_b$ ha un valore limite.

Proprieta' dei diodi

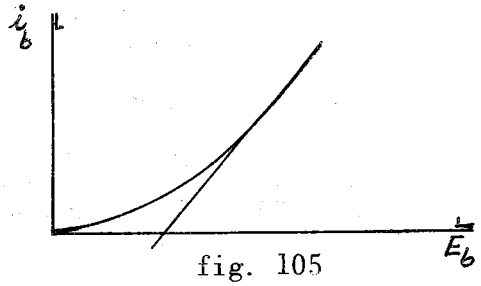


fig. 105

Per un diodo si puo' definire una resistenza interna r:

$$\frac{1}{r} = \frac{di_b}{dE_b}$$

Osservando la caratteristica

$$i_b = f(E_b) \quad \text{(v. fig. 105)}$$

si deduce subito che r non e' una costante. Precisamente r cresce al diminuire di E_b e diventa praticamente infinita se $E_b < 0$.

Il diodo e' quindi un dispositivo che permette il passaggio della corrente in un solo verso.

Uso dei diodi come rettificatori

Una tensione alternata puo' essere resa pulsante mediante l'impiego dei diodi. Ricordando che il diodo presenta una resistenza interna r il circuito di fig.106 e' un partitore resistivo.

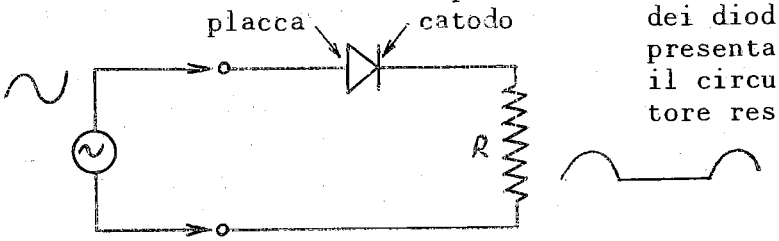
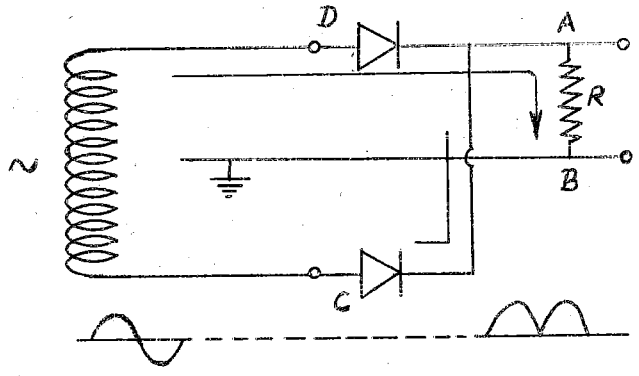


fig. 106

In fig.106 e' un dispositivo a diodi che permette il passaggio solo della semionda positiva dell'onda di entrata. Infatti quando la placca diventa negativa rispetto al catodo il diodo presenta una resistenza inversa elevatissima (praticamente ∞) al passaggio della corrente.



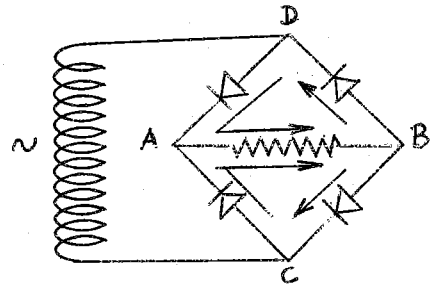


fig. 107

In fig.107 sono mostrati due circuiti mediante i quali si ottiene tra i punti A e B una tensione pulsante di periodo meta' di quello dell'onda di entrata. Le frecce indicano il verso della corrente quando la tensione nei punti C o D e' positiva.

La corrente pulsante puo' essere resa praticamente continua con l'impiego di filtri "passa basso" a lunghissima costante di tempo. Lo schema di un tale filtro e' dato in fig.108

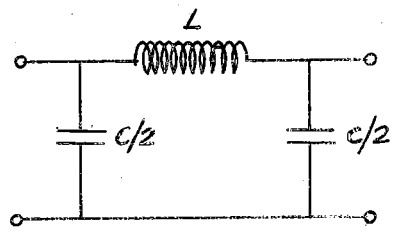


fig. 108

L'azione combinata della induttanza L e della capacita' C permette il passaggio delle sole frequenze comprese tra 0 e $1/(\pi\sqrt{LC})$.
La frequenza $1/(\pi\sqrt{LC})$ prende il nome di frequenza di taglio. Nella banda passante l'impedenza caratteristica $Z(\omega)$ ha carattere puramente resistivo ed e':

$$Z(\omega) = \sqrt{L/C} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - 1/4\,(\omega/\omega_0)^2}} \qquad (22)$$

ove $\omega = 2\pi\nu$ (ν e' la frequenza); $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

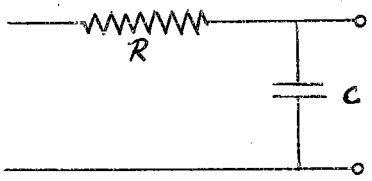


fig. 109

Si puo' ancora considerare come filtro "passa basso" il circuito di figura 109; C e' invero un cortocircuito per le a.f.

Si pensi allo schema di fig. 110.

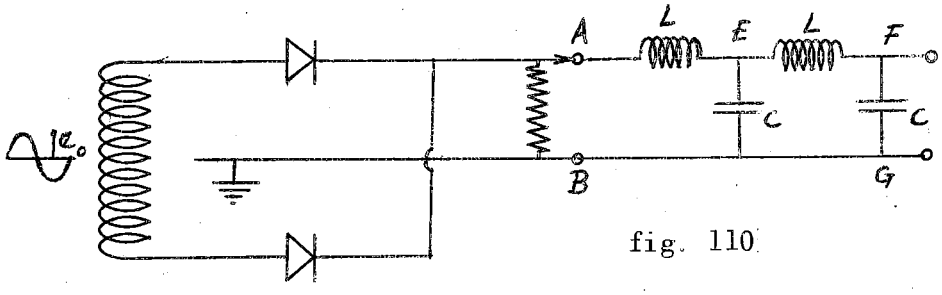


fig. 110

La tensione pulsante esistente tra A e B provoca la carica dei condensatori C. Il potenziale nel punto A sale parallelamente a quello dei punti E ed F.
In tal modo il punto di lavoro dei diodi si va spostando nel tempo, al crescere della tensione in A, verso l'interdizione.
Quando i condensatori C sono carichi alla tensione e_0 di picco dell'onda i diodi non sono piu' in grado di condurre. La tensione F si mantiene allora costante nel tempo perche' nessuna carica fluisce piu' in C.
Non appena i condensatori cedono parte della loro carica ai circuiti applicati ai terminali F e G il potenziale del punto A si abbassa ed i diodi permettono nuovamente il passaggio dell'onda pulsante. I condensatori si ricaricano

ripristinando il valore della tensione e_o tra F e G.

Diodi rettificatori generalmente usati sono:

5 U 4 , 5 V 4 , 5 R 4

Il numero 5 in codice significa che i filamenti sono alimentati a 5 volt. Ad esempio nella 6AL5 i filamenti vanno a 6,3 volt, nella 12AU7 a 12,6 volt.

Diodi veloci

Nei circuiti elettronici la corrente e' relativamente bassa $\sim$100 mA. I diodi veloci vengono adoperati per impulsi brevi.

6 H 6 non ha subito modifiche sin dal 1946, ha una capacita' di placca di 3,5 $\mu\mu$F, e non e' consigliabile il suo uso

6 AL 6 e' un doppio diodo. Capacita' $\sim$ 2,5 $\mu\mu$F.

Possono essere usati come diodi anche i tubi con una o piu' griglie: a tale scopo basta connettere insieme queste ultime.

LEZIONE V

1) - Triodi

fig. 111

Un nuovo elettrodo, la griglia controllo, posto vicino al catodo si aggiunge ai due gia' noti placca e catodo (v. fig. 111). Una piccola variazione della tensione di griglia ha effetti sulla carica spaziale molto piu' sensibili che una uguale variazione del potenziale di placca.

Si indichi con I_b la corrente di placca, e con E_c ed E_b le tensioni di griglia e di placca rispetto al catodo. Una variazione ΔE_c si traduce in una variazione ΔI_b. Per rendere nulla quest'ultima si deve variare E_b di un ΔE_b. Evidentemente il segno di ΔE_b e' a tale scopo sempre opposto a quello di ΔE_c.

Si definisce coefficiente di amplificazione statica μ la grandezza:

$$(23) \qquad \left(\frac{\Delta E_b}{\Delta E_c}\right)_{I_b = \text{cost}} = -\mu$$

La relazione tra E_b, E_c ed I_b e' del tipo:

$$I_b = f(E_c, E_b) = K(\mu E_c + E_b)^{3/2}$$

Si ottengono le caratteristiche di placca e le caratteristiche mutue graficando I_b in funzione di E_b per vari valori di E_c oppure I_b in funzione di E_c per vari valori di E_b (v. figg. 112 e 113).

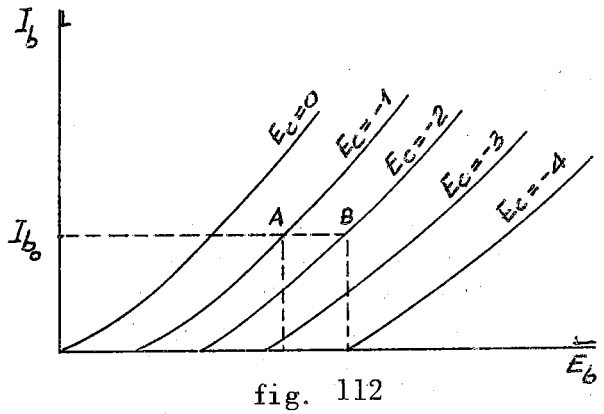


fig. 112
Caratteristiche di placca

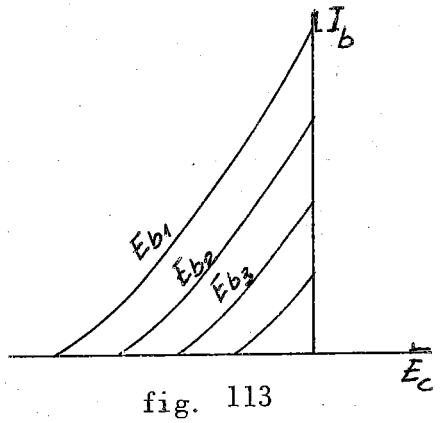


fig. 113
Caratteristiche mutue

Nella zona lineare delle caratteristiche, le variazioni delle grandezze I_b, E_c, E_b sono legate dalla:

$$(24) \qquad \Delta I_b = \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_c}\right)_{E_b=\text{cost}} \Delta E_c + \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_b}\right)_{E_c=\text{cost}} \Delta E_b$$

indicando con ''lettere minuscole'' le variazioni la (24) diviene:

(25) $$i_b = g_m\, e_c + \frac{1}{r_p}\, e_b \quad (x)$$

ove

$$g_m = \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_c}\right)_{E_b}$$ transconduttanza si misura in mA/volt o in μmho (micromho) ad esempio una valvola puo' avere

$g_m = 10$ mA/volt ovvero $g_m = 10^4$ μmho.

$$\frac{1}{r_p} = \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_b}\right)_{E_c}$$ e' l'inverso della resistenza interna r_p della placca e misura la pendenza delle curve di fig. 112. Nel tratto lineare si puo' considerare praticamente costante.

Dalla (24), se $i_b = 0$, e dalla (23) si ottiene

$$\frac{e_b}{e_c} = -\, g_m\, r_p = -\mu$$

quindi

(26) $$\mu = g_m\, r_p$$

μ, g_m, r_p in realta' non sono costanti. Ad esempio per il triodo 12 AT 7 essi variano, per una fissata tensione di placca (250 volt) con la corrente i, come in fig.115

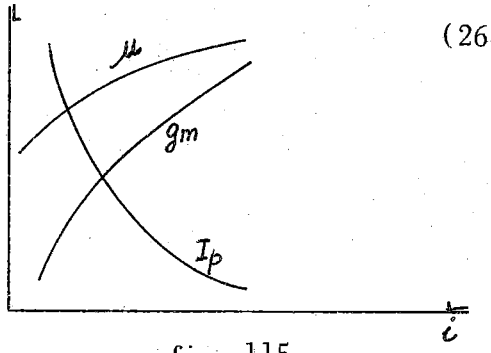


fig. 115

(x) - Alla (25) si puo' giungere pensando le caratteristiche come rette ed interpretando la variazione di corrente i_b come somma delle variazioni

$$\left(\frac{\Delta I_b}{\Delta E_c}\right)_{E_b = \text{cost}} \Delta E_c = g_m\, e_c$$ (tratto AC)

$$\left(\frac{\Delta I_b}{\Delta E_b}\right)_{E_c = \text{cost}} \Delta E_b = \frac{1}{r_p}\, e_p$$ (tratto CB)

cioe' ancora

$$i_b = g_m\, e_c + \frac{1}{r_p}\, e_b$$

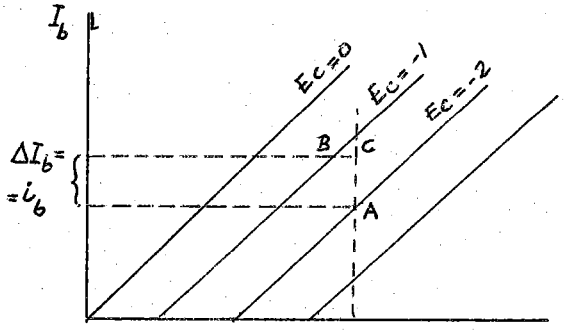


fig. 114

Il triodo come amplificatore

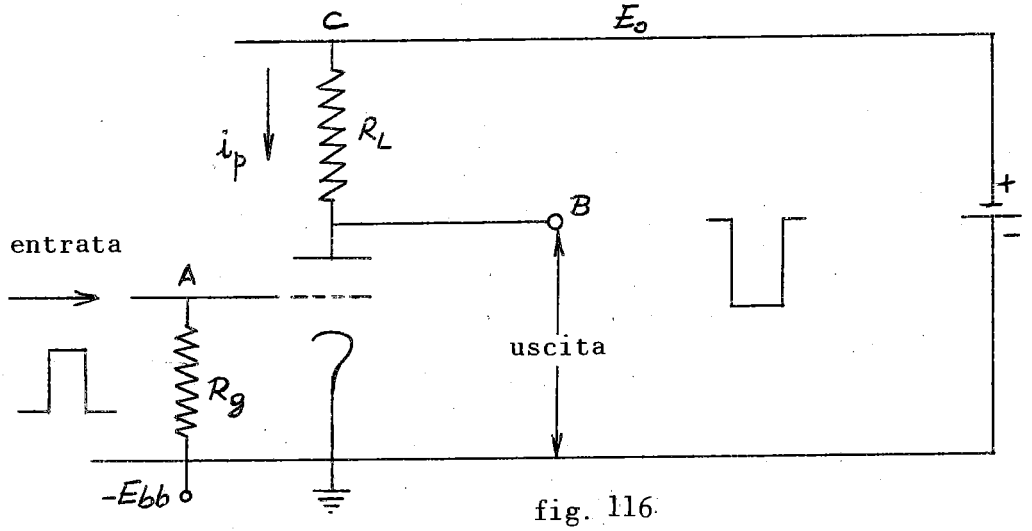


fig. 116

La tensione $-E_{bb}$ fissa la polarizzazione della griglia E_o e' la tensione di alimentazione. Varranno le equazioni:

(27) $$i_p = g_m\, e_c + \frac{1}{r_p}\, e_p$$

(28) $$-R_L\, i_p = e_p$$

ove e_c tensione della griglia rispetto al catodo (segnale di entrata); e_p tensione di placca rispetto al catodo (segnale di uscita).

La (28) si giustifica subito ricordando che le variazioni della tensione di placca e_b sono sempre di segno opposto a quello delle variazioni della tensione di griglia e_c, e che le variazioni di corrente i_p hanno lo stesso segno di e_c.

Dalle (27) e (28) e tenendo conto della (26):

(29) $$i_p\ (r_p + R_L) = \mu\, e_c$$

Dalla (29) si ricava subito il circuito equivalente dell'amplificatore di fig. 116. (x) La valvola si comporta come un generatore di tensione μe_c con in serie le resistenze r_p e R_L (v. fig. 117).

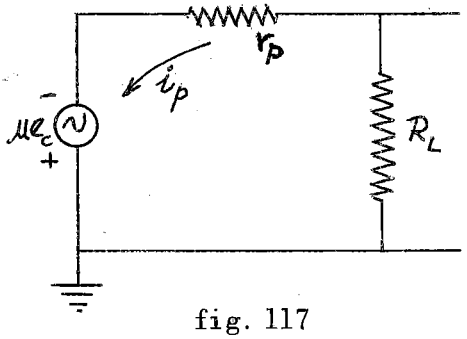


fig. 117

L'uscita e_p e':

(30) $$e_p = -\frac{\mu R_L}{r_p + R_L}\, e_c$$

(x) - Si osservi che per l'impulso il punto C e' a massa.

e l'amplificazione:

$$A = \left| \frac{e_p}{e_c} \right| = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L}$$

Se $R_L \gg r_p$ $\quad A \sim \mu$

μ e' quindi la massima amplificazione ottenibile con l'amplificatore di figura 216.

La (30) si puo' mettere in altra forma:

$$e_p = - g_m e_c \frac{R_L}{1 + (R_L/r_p)} = - g_m e_c \frac{1}{(1/r_p) + (1/R_L)}$$

posto $\quad \frac{1}{R_e} = \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_L}$

segue $\quad e_p = - g_m e_c R_e$

La risposta si puo' dunque calcolare anche dal circuito equivalente di fig. 118.

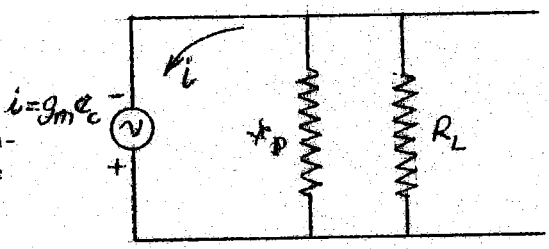


fig. 118

2) Inseguitore catodico

Sia e_g l'ampiezza del segnale di entrata ed e_k quella del segnale di uscita (v. fig. 119). Valgono le equazioni:

(27) $\quad i_p = g_m e_c + \frac{1}{r_p} e_p$

(31) $\quad e_p = - i_p R_k$ (x)

(32) $\quad e_c = e_g - e_k = e_g - i_p R_k$ (x)

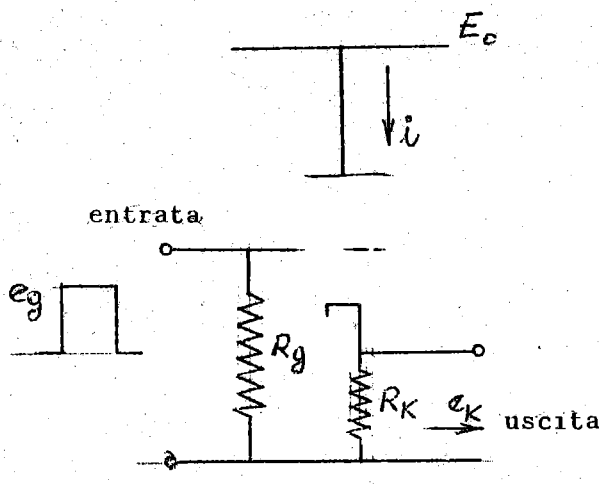


fig. 119

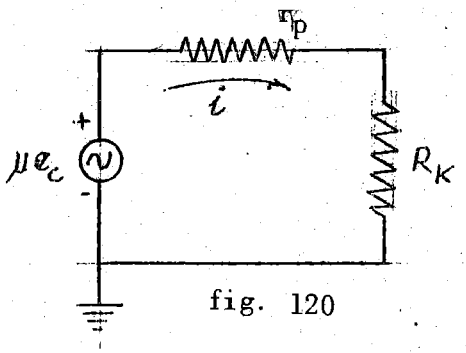


fig. 120

(x) - Si ricordi che le tensioni vanno sempre riferite al catodo.

Dalle (27) e (31) $i_p (r_p + R_k) = \mu e_c$ si ricava il circuito equivalente, che e' identico al precedente con la sostituzione di R_L con R_k (x). Va notato pero' che $e_k = i R_k$ ha lo stesso segno di e_g. Inoltre il generatore di tensione del circuito equivalente di fig. 120 e' μe_c ove e_c e' la effettiva d.d.p. tra griglia e catodo. Il valore di e_k in funzione di e_g si ottiene subito dalle (27), (31) e (32):

$$e_k = \frac{\mu e_c}{r_p + R_k} R_k = \frac{\mu (e_g - e_k) R_k}{r_p + R_k}$$

e quindi

$$e_k = \frac{\mu R_k}{r_p + (\mu + 1) R_k} e_g \qquad (33)$$

L'amplificazione:

$$A = \frac{e_k}{e_g} = \frac{R_k}{r_p + (\mu + 1) R_k}$$

e se $r_p \ll (\mu + 1) R_k$

$$A \sim \frac{\mu}{\mu + 1} \sim 1 \qquad \text{se} \quad \mu \gg 1 \quad (o).$$

La (33) si puo' mettere in altra forma:

$$e_k = e_g \frac{g_m R_k}{1 + g_m R_k} \qquad \text{se } \mu \gg 1$$

ed ancora

$$e_k = \frac{R_k}{(1/g_m) + R_k} e_g$$

ed il circuito equivalente e' dato in fig. 121.

L'inseguitore catodico (i.c.) si comporta come un generatore di tensione e_g (segnale di entrata) con impedenza interna pari a $1/g_m$.

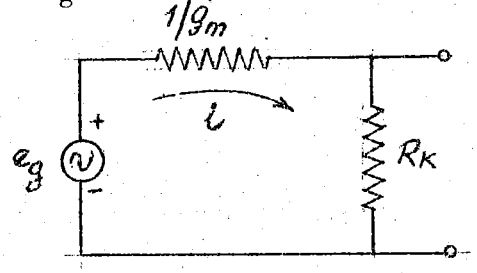


fig. 121

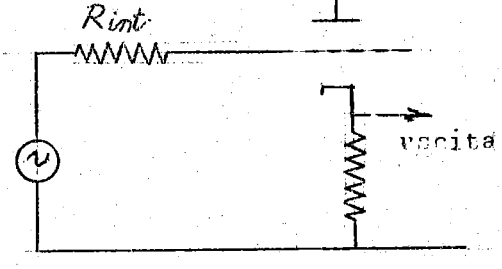


fig. 122

(x) - Come regola pratica l'amplificatore equivale ad un generatore di tensione μe_c con resistenza interna r_p.

(o) - Si osservi che nel caso $r_p \ll (\mu + 1) R_k$ A non dipende da μ.

Scegliendo una valvola con g_m elevato si ottiene $1/g_m \sim 100$ ohm. Quindi lo i.c. funziona da generatore di tensione a bassa impedenza di uscita.

L'inseguitore catodico puo' essere quindi impiegato per trasformare una sorgente a grande impedenza di uscita in una a bassa impedenza come nello schema di fig. 122. Il valore di R_i non ha piu' interesse anche se e' molto elevato. La griglia volante della valvola presenta una impedenza di entrata praticamente infinita (100 ÷ 1000 Mohm).
All'uscita l'impedenza puo' avere ad esempio un valore tra 100 ÷ 200 ohm.

Si puo' con lo i.c. adattare all'entrata un cavo ad esempio di 125 ohm (x) allora $1/g_m = 125$ ohm

$g_m = 8 \times 10^{-3}$ mho $= 8 \times 10^3$ μmho $=$
$= 8$ mA/volt.

In tal modo si realizza il dispositivo di fig. 123.

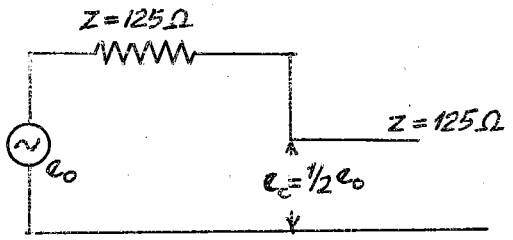


fig. 123

Punto di lavoro statico di una valvola.

a) Catodo a massa e resistenza sulla placca (v. fig. 124).

Il punto di lavoro statico e' definito dai valori di I_b ed I_c della corrente di placca e della d.d.p. tra griglia e catodo (in questo caso la massa). La scelta del punto di lavoro dipende dal segno e dall'ampiezza dei segnali che si vogliono amplificare. I segnali positivi non dovranno rendere positiva la d.d p. griglia catodo, quelli negativi non dovranno condurre la valvola nella zona di interdizione (si veda in seguito).

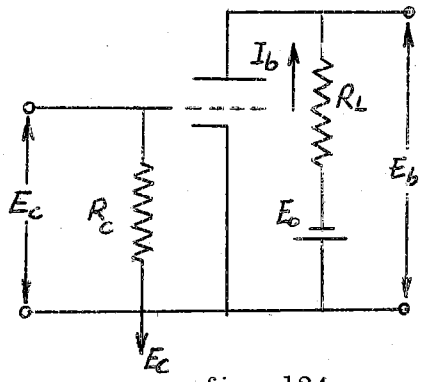


fig. 124

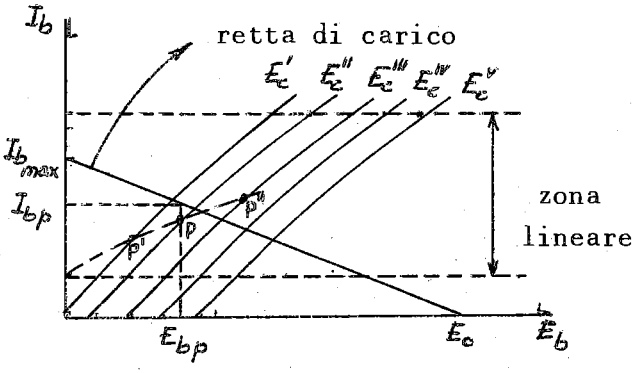


fig. 124

Con riferimento a fig. 124 si puo' subito scrivere l'equazione della retta di carico:

(34) $$I_b R_L + E_b = E_o$$

(x) - L'impedenza di uscita dell'i.c. e' $1/g_m$ in parallelo da R_K (v. fig. 121).

Una volta fissata la tensione di alimentazione E_o e la resistenza di carico R_L e' univocamente definita la corrente di placca catodo E_b. La (34) e' il vincolo posto tra I_b ed E_b dal circuito esterno. Comunque per fissare I_b, e di conseguenza E_b, e' necessario definire la d.d.p. griglia catodo (polarizzazione della griglia). La relazione tra I_b, E_b ed E_c e' data, nella zona lineare (v. fig. 125) delle caratteristiche, dalla equazione:

$$(35) \qquad I_b = g_m E_c - \frac{1}{2p} E_b + I_o \ .$$

Se tra (34) e (35) eliminiamo, ad esempio E_b resta una relazione in cui ad ogni valore di E_c corrisponde un solo valore di I_b. Graficamente (v. figura 125) se si fissa $E_c = E_c''$ il punto di lavoro P e' l'intersezione della retta di carico con la nuova caratteristica relativa ad $E_c = E_c''$.

In seguito verranno illustrati, su un esempio pratico, i criteri che si seguono per scegliere e vari parametri.

b) Resistenza su catodo e placca (v. fig. 126).

L'equazione della retta di carico e' ora:

$$(36) \qquad E_o = (R_L + R_K)\ I_b + E_b$$

identica a quella scritta in precedenza, con la unica differenza che la resistenza totale esterna e' ora $R_L + R_K$.

Sempre con riferimento alla fig. 126 si scrive la d.d.p. griglia catodo:

$$(37) \qquad E_c = E_{cc} - R_K\ I_b \ .$$

L'equazione delle curve caratteristiche e' ancora, nella zona lineare, espressa dalla (35).

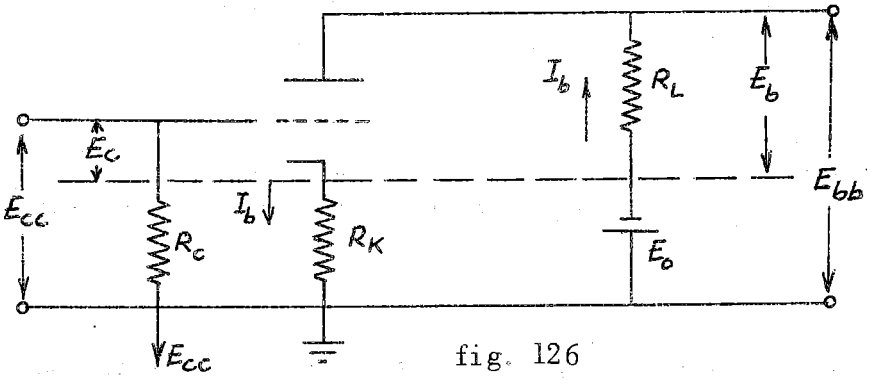


fig. 126

Si devono determinare I_b, E_c, E_b: si hanno tre equazioni di I° grado che legano queste incognite. Il problema ammette un'unica soluzione cioe' la valvola si portera' in un ben preciso punto di lavoro.

Eliminando tra (37) e (35) E_c si ottiene un'altra relazione lineare tra I_b ed E_b, che associata alla (36) permette di ricavare il punto di lavoro P (E_{bp}, I_{bp}).

Il procedimento grafico sulle caratteristiche di fig. 125 e' immediato: si assegna ad E_c, ad esempio, il valore E'_c. Dalla (37) si ricava subito

$$I'_b = \frac{E_{cc} - E'_c}{R_K} \tag{38}$$

Si definisce cosi' un punto P' in corrispondenza alla corrente I'_b sulla caratteristica $E_c = E'_c$. Si esegue un'altra scelta di E_c (x), ad esempio, $E_c = E'''_c$. Si definisce allora un altro punto P''' sulla caratteristica $E_c = E''_c$ in corrispondenza ad $I_b = I'''_b$ calcolata con la (38). Questi due punti appartengono alla retta che si ottiene eliminando dalle (37) e (35) la E_c. L'intersezione della retta condotta per essi con la retta di carico fornisce il punto di lavoro P (v. fig. 125)

3) - Proprieta' degli amplificatori

Due tra le principali proprieta' auspicabili in un amplificatore sono:

a) la linearita';
b) la stabilita' della amplificazione.

L'amplificatore si dice "lineare" quando ad un segnale ne_c "risponde" con un segnale ne_p; ove e_p e' la risposta al segnale e_c.

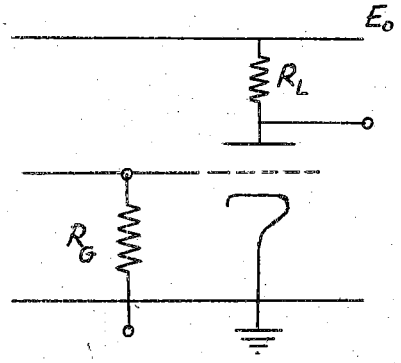


fig. 127

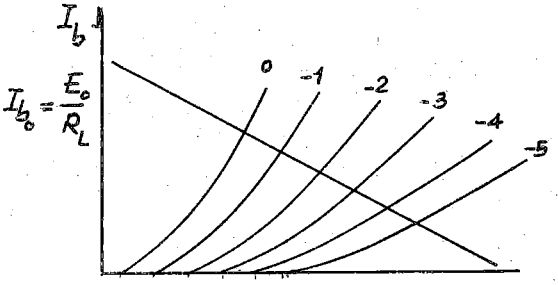


fig. 128

Si consideri l'amplificatore di fig. 127: il punto di lavoro statico indicato con P_o in fig. 128, si ottiene dell'intersezione con la caratteristica $E_c = -3$ della retta di carico (o):

$$E_b = E_o - I_b R_L \tag{39}$$

Segnali e_c di piccola ampiezza spostano di poco la polarizzazione di griglia e quindi il punto P si trova sempre molto vicino a P_o. In queste condizioni l'amplificatore lavora in zona lineare. Ma segnali e_c che portino P nelle posizioni P', P'', P''' conducono la valvola a lavorare in una zona delle caratteristiche ove le variazioni di corrente i_b non sono piu' proporzionali alle variazioni della tensione di griglia e_c. Il segnale di placca e' $e_p = -i_b R_L$ e quindi segue la non linearita'. Quindi l'amplificatore e' lineare solo per impulsi e_c piccoli. Nei circuiti con reazioni si

---

(x) - Naturalmente si cerca di calcolare I'_b ed I'''_b in modo che P' e P''' siano nella zona lineare delle rispettive caratteristiche.

(o) - In (39) e' scritto che la tensione di placca E_b verso il catodo (massa in fig. 127) e' uguale a quella di alimentazione E_o diminuita della caduta di tensione su R_L.

realizza sempre questa condizione, anche se gli impulsi di comando sono elevati. Naturalmente si perde in amplificazione, ma si guadagna in linearita' ed in stabilita' dell'amplificazione.

Si pensi per il momento ancora all'amplificatore di fig. 127; l'amplificazione A e' data da:

$$A = \frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_L}{r_p}} \qquad \text{e se } x\ R_L \ll r_p \quad (x)$$

$$A \sim g_m R_L$$

L'amplificazione A varia al variare di g_m. Si ricordi che g_m varia con la corrente secondo una legge del tipo in fig. 129

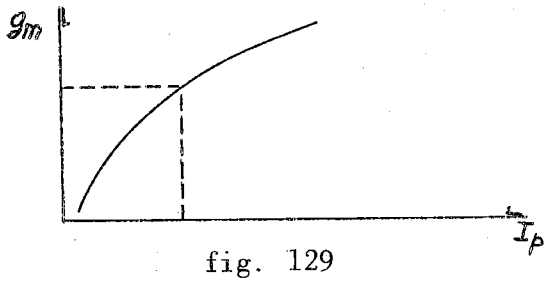


fig. 129

Se si "costringe" la valvola a condurre sempre la stessa corrente, ovvero se la corrente subisce solo piccole variazioni rispetto ad un valore assegnato, si puo' rendere g_m praticamente costante e diminuire notevolmente le fluttuazioni di A.

I circuiti a reazione realizzano praticamente anche questo ultimo accorgimento.

Amplificatori con reazione

Si consideri l'amplificatore di fig. 130. La valvola conduce corrente in modo che il catodo si porti 2 o 3 Volt al di sopra del potenziale della griglia, che e' a massa (o). Si ammette per esempio, che la E_o di alimentazione aumenti portandosi ad $E_o + \Delta E_o$. La valvola tende a condurre una corrente piu' intensa. In tal modo il catodo diviene piu' positivo rispetto alla griglia, ovvero la griglia diviene piu' negativa rispetto al catodo e tende a diminuire la corrente che la valvola conduce.

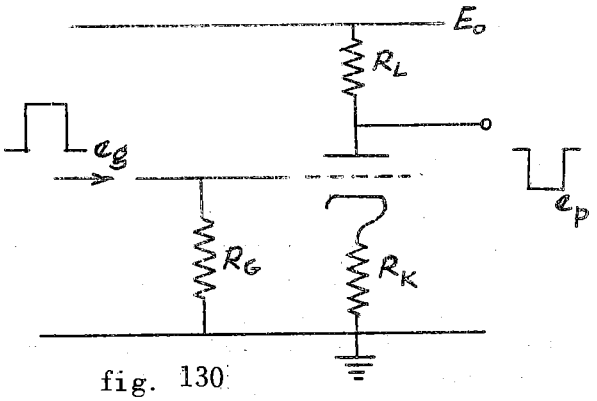


fig. 130

(x) - Si vedra' in seguito che si deve spesso rendere R_L piccola per ottenere un buon tempo di salita.

(o) - Questo viene fatto "spontaneamente" dalla valvola.

Ecco come la reazione sul catodo della valvola di fig. 130 agisce, al fine di mantenere costante I_b.

Con riferimento al circuito di fig. 130 valgono le equazioni:

(25) $$i_p = g_m e_c + \frac{1}{r_p} e_p$$

(40) $$e_p = - i_p (R_K + R_L)$$

(41) $$e_c = e_g - e_K = e_g - i_p R_K$$

Dalle (25) e (40) segue:

(42) $$i_p = \frac{\mu e_c}{r_p + R_K + R_L}$$

ed il circuito equivalenti di fig. 131

Dalle (42) e (41) segue poi:

$$i_p = \frac{\mu e_g}{r_p + R_L + (\mu+1) R_K}$$ da cui anche il circuito di fig. 132:

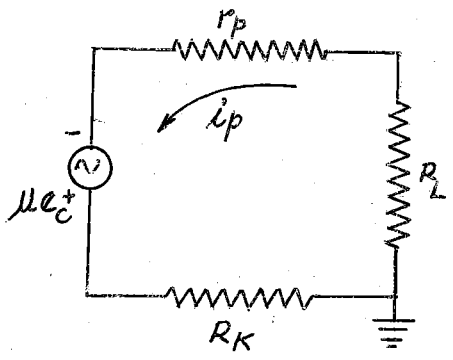


fig. 131

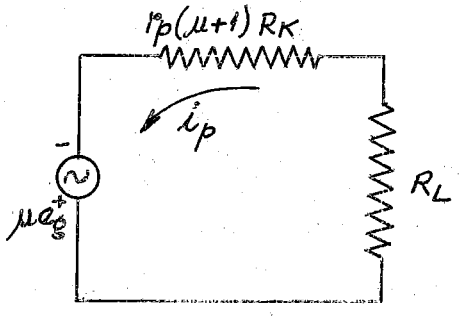


fig. 132

ed infine

$$e_p = - i_p R_L = - \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (\mu+1) R_K} e_g$$

e l'amplificazione:

$$A = \left| \frac{e_p}{e_g} \right| = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (\mu+1) R_K}$$

Come si vede la reazione "dovuta" ad R_K provoca una diminuzione della amplificazione rispetto a quella dell'amplificatore senza reazione. Basta tornare alla (41) ed osservare che il segnale effettivo che la valvola amplifica e' e_c e non e_g. E' in questo senso che l'amplificatore con reazione realizza la maggiore linearita' a scapito dell'amplificazione.

Lo schema logico nel quale far rientrare i circuiti a reazione e' illustrato in fig. 133:

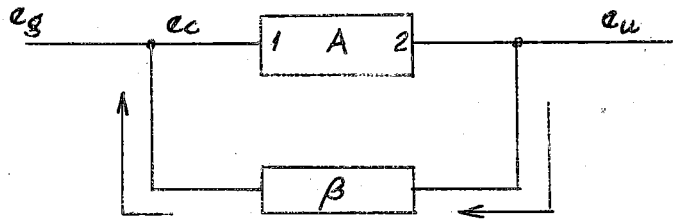


fig. 133

un dispositivo che amplifica A volte il segnale e_c; un dispositivo che "riporta" all'entrata una frazione β del segnale e_u. β e' il fattore di reazione, cioe' la frazione di e_u riportata in entrata. Quando il segnale βe_u ed il segnale e_c hanno segno opposto la reazione dicesi negativa.
Valgono le relazioni:

$$e_u = A\, e_c$$

$$e_c = e_g + \beta e_u$$

dalle quali

$$e_c = \frac{e_g}{1 - \beta A} \tag{43}$$

$$e_u = \frac{A}{1 - \beta A}\, e_g \tag{44}$$

La (43) contiene quanto gia' detto a proposito della aumentata linearita' dell'amplificatore con reazione rispetto a quello senza.

In (44) si legge che l'amplificatore e' ora:

$$A_r = \left| \frac{e_u}{e_g} \right| = \frac{A}{1 - \beta A} \tag{45}$$

dalla quale:

$$\frac{d\, A_r}{A_r} = \frac{1}{1 - \beta A}\, \frac{d\, A}{A} \tag{46}$$

La (46) stabilisce il miglioramento della stabilita' dell'amplificazione. Nella (45) e' concretizzata la diminuzione di amplificazione a spese della quale si ottiene la maggiore linearita' e stabilita' dell'amplificatore.

I circuiti che realizzano la reazione si sogliono dividere in due tipi:

a) circuiti a reazione negativa di tensione
b) circuiti a reazione negativa di corrente.

Varranno i seguenti esempi a chiarire il concetto:

a) reazione negativa di tensione.

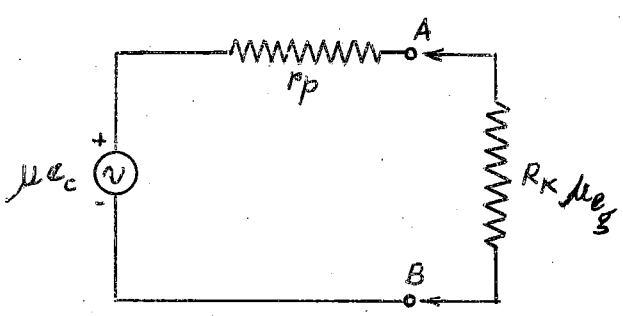


fig. 134

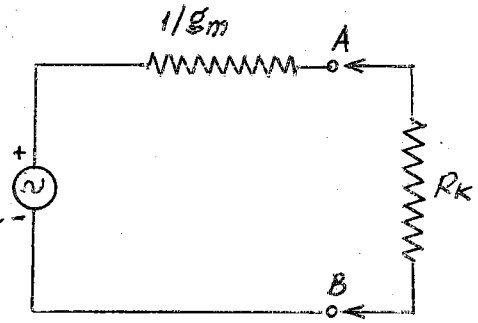


fig. 135

Nelle figg. 134 e 135 si riconoscono i circuiti equivalenti dell'inseguitore catodico. Con esso si realizza un esempio di reazione negativa di tensione. Si guardi al circuito di fig. 134 e si pensi allo schema di fig. 133, in cui sia eliminata la reazione.

Nel nostro caso $A = \mu$ il segnale di entrata e' e_c il segnale di uscita

$$e_u = Ae_c - iZ_u = \mu e_c - \frac{\mu e_c}{r_p + R_K} r_p = \frac{\mu R_K}{r_p + R_K} e_c$$

dove con Z_u si vuole indicare la impedenza di uscita del circuito, vale a dire la impedenza vista tra A e B cortocircuitando il generatore. Nel caso di fig. 134 $Z_u = r_p$. E' anche evidente che il segnale visto ai capi di R_K cioe' e_u dipende dalla corrente i e dalla impedenza di uscita del generatore. Sarebbe $e_u = A\, e_c$ solo allora che $Z_u = 0$ (generatore ideale di tensione).

In fig. 135 e' il circuito equivalente dell'amplificatore con reazione. L'effetto della reazione si "vede" quando si cerca di trovare la relazione tra e_u ed e_g, ove e_g e' il segnale che si invia nell'amplificatore.

Dall'esame del circuito di fig. 135 risulta che l'amplificatore equivalente ha amplificazione:

$$A_r = 1$$

ove ora A_r e' l'amplificatore con reazione, mentre il segnale su R_K e':

$$e'_u = A_r\, e_g - i' Z_u^{(r)} = e_g - \frac{e_g}{\frac{1}{g_m} + R_K} \frac{1}{g_m} = e_g \frac{g_m R_K}{1 + g_m R_K}$$

$Z_u^{(r)}$ e' ora l'impedenza di uscita del circuito con reazione e vale

$$Z_u^{(r)} = 1/g_m$$

Basta ricordare la definizione di β per concludere che in questo caso $\beta = -1$ (l'intero segnale d'uscita si presenta in ingresso cambiato di segno). Quindi:

$$A_r = \frac{A}{1 + A} = \frac{\mu}{1 + \mu} \simeq 1 \text{ dato che } \mu \gg 1$$

Ma si nota inoltre che

$$Z_u^{(r)} = \frac{Z_u}{1 + \beta A} \qquad \text{infatti}$$

$$Z_u^{(r)} = \frac{r_p}{1 + \mu} \sim \frac{r_p}{\mu} = 1/g_m \text{ sempre perche' } \mu \gg 1.$$

Gli effetti della reazione negativa di tensione sono:

I) Diminuzione dell'amplificazione $A^{(x)}$
II) Diminuzione della impedenza di uscita Z_u.

b) Reazione negativa di corrente.

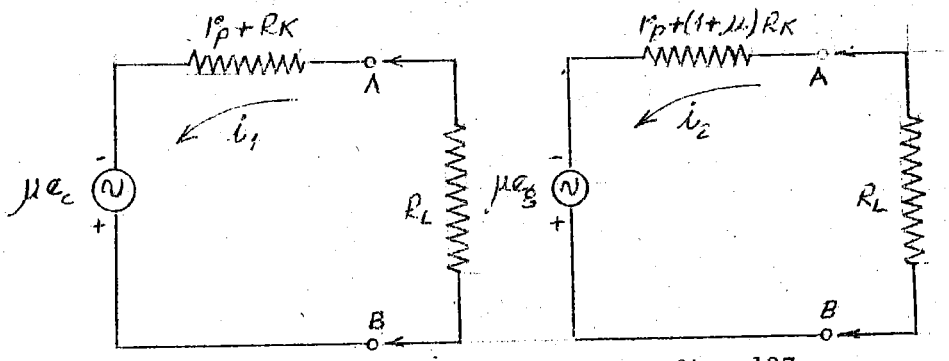


fig. 136 fig. 137

Nelle figg. 136 e 137 sono i circuiti equivalenti dell'amplificatore di fig. 130. L'introduzione di R_K sul catodo realizza la reazione negativa di corrente (se si guarda alla uscita della placca).

Con riferimento alla fig. 136:

$$(47) \qquad e_{AB} = e_u = Ae_c - i_1 Z_u = \mu e_c - \frac{\mu e_c}{r_p + R_L + R_K} (r_p + R_K)$$

nella quale si legge che il segnale di uscita consta di quello di entrata e_c amplificato $A = \mu$ volte e diminuito della caduta di tensione attraverso la impedenza Z_u.

Pensando a fig. 127:

$$(48) \qquad e_{AB} = e_u = A_r e_g - i_2 Z_u^{(r)} = \mu e_g - \frac{\mu e_g}{r_p + R_L + (1+\mu) R_K} \left[r_p + (1+\mu) R_K \right]$$

nella quale si vede il comportamento dell'amplificatore con reazione. Il segnale di uscita AB e' dato da quello di entrata e_g amplificato ancora $A = \mu$ volte diminuito della caduta di tensione attraverso la impedenza $Z_u^{(r)}$ (o).

(x) - La grandezza che si e' indicata con A e con A_r nel presente paragrafo rientra nella definizione di amplificazione ($A = e_u/e_c$) nel caso ideale $Z_u = 0$. A, A_r vogliono essere grandezze indipendenti da parametri quali le Z_u, o il carico Z_K.

(o) - Anche qui si tenga naturalmente conto che nella (47), come pure nella successiva (48), si vogliono mettere in evidenza gli effetti "separati" sul segnale di tensione (amplificato $A = \mu$ volte) e della impedenza Z_u.

Per confrontare le risposte dei due circuiti ai terminali AB si pensi per un momento $e_g = e_c$ (x).

I circuiti delle figg. 136 e 137 differiscono allora solo per la impedenza di uscita; nel caso di fig. 137 $Z_u^{(r)} > Z_u$ cioe' $r_p + R_K (1+\mu) > r_p + R_K$ e l'effetto della reazione si traduce direttamente in una diminuzione del segnale di corrente che attraversa il circuito (o). In questo senso va inteso che il circuito di fig. 130 e' un esempio di reazione negativa di corrente, quando si considerino i terminali A e B tra placca e massa. (xx) Naturalmente se si fa riferimento alla amplificazione $A = e_{AB}/e$ (xxx) come rapporto tra il segnale prelevato all'uscita e_{AB} e quello inviato all'entrata "e" si scorge subito come A venga diminuita nel caso di fig. 137 rispetto a quello di fig. 136, proprio per effetto del minor segnale in corrente che attraversa R_L a parita' di entrata "e". Anzi quando venga assunta per il circuito di fig. 136

$$A = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + R_K}$$ si ricava l' amplificazione

A_r dalla diretta applicazione della (45).

(x) - Sara' bene tenere presente che il circuito di fig. 136 e', si puo' dire, la pietra di paragone per stabilire in che modo agisce la reazione di corrente. E questo vale con la tacita assunzione che tra e_g ed e_c non esista alcuna relazione. Solo in questo senso si puo' pensare, al fine di un confronto, $e_g = e_c$. In realta' poi i due circuiti sono la stessa cosa quando si tenga conto che $e_g = e_c + e_K$. Questa stessa osservazione si puo' ripetere per l'esempio precedente dei circuiti delle figg. 134 e 135. Si potrebbe ad esempio osservare che nel caso dello i.c. l'amplificazione $A \sim 1$ solo se $R_K \gg 1/g_m$. Mentre nell'esempio trattato A e' sempre 1. Ma basta ricordare che la grandezza definita come A non e' in quell'esempio il rapporto $e_{AB}/e_c = e_u/e_c$ per rendersi conto che il risultato ottenuto e' giusto.

(o) - Se si ripetono le stesse osservazioni per i circuiti delle figg. 134 e 135 si conclude che l'effetto della reazione e' stato anche di modificare A e di qui il nome di reazione di tensione.

(xx) - Se i terminali AB fossero tra catodo e massa allora si avrebbe di nuovo l'esempio di reazione di tensione gia' visto con l'inseguitore catodico (v. fig. 119).

(xxx) - Questa e' l'amplificazione che si misura.

$\beta = - R_K/R_L$ quando si pensi alla sua definizione ed al fatto che $e_K = i_r R_K \quad e_{AB} = e_L = - i_r R_L$.
Invero:

$$A_r = \frac{A}{1 - \beta A} = \frac{\dfrac{\mu R_L}{r_p + R_L + R_K}}{1 + \dfrac{R_K}{R_L} \dfrac{\mu R_L}{r_p + R_L + R_K}} = \frac{\mu R_L^2}{R_L \left[r_p + R_L + (\mu + 1) R_K \right]}$$

$$A_r = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (1+\mu) R_K}$$

formula ben nota e ricavata gia' per altra via.

LEZIONE VI

1) - Risposta di un amplificatore alle a. e b. frequenze

In molti casi e' necessario adoperare piu' di una valvola. Ad esempio si vuole un'amplificazione maggiore di quella che puo' fornire una valvola da sola, oppure si desidera un impulso dello stesso segno che quello di entrata ecc...

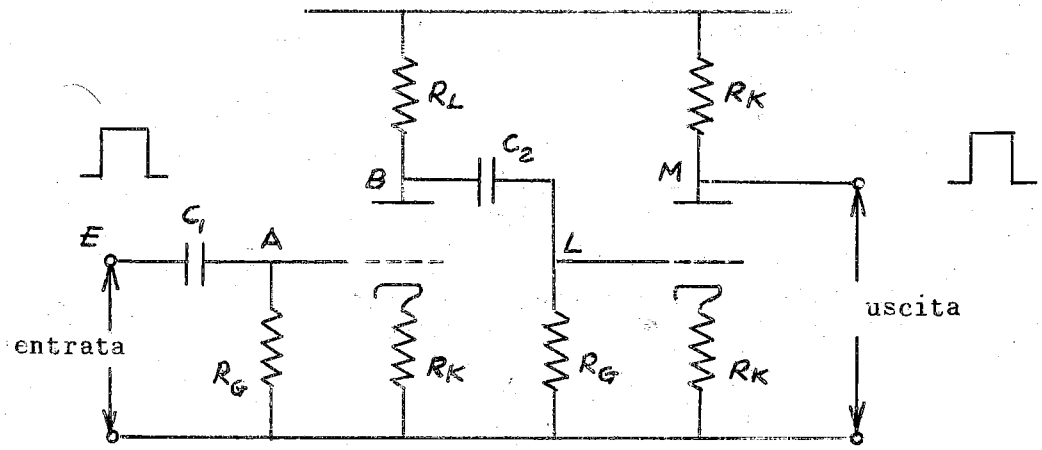


fig. 138

In fig. 138 e' uno schema tipico di amplificatore a due stadi. Il condensatore C_1, come pure C_2 serve a bloccare la tensione continua. Nel caso di C_2 e' evidentemente la tensione nel punto B, e per quanto riguarda C_1 la tensione continua potrebbe venire da un punto di un circuito precedente a cui l'entrata e' collegata.

Se all'entrata si invia un impulso di durata $\Delta t \sim R_G C_1 = R_G C_2$ (ad esempio) le risposte nei vari punti sono nelle figg. 139, 140, 141 e 142:

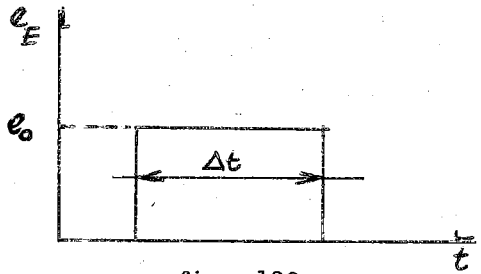


fig. 139

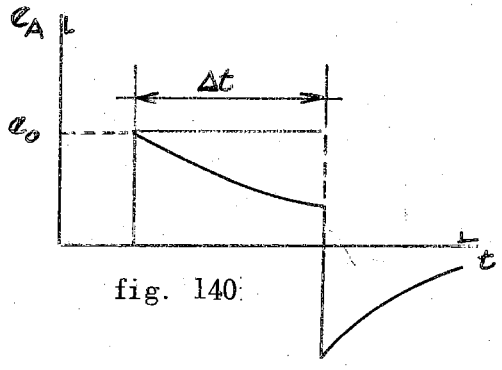


fig. 140

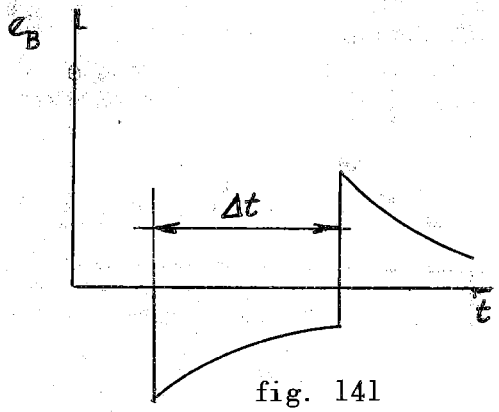


fig. 141

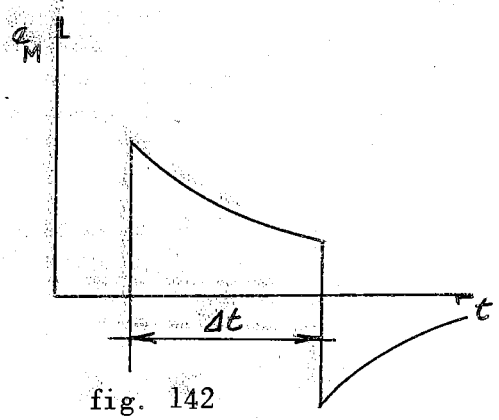


fig. 142

Se si vuole eliminare la differenziazione dell'impulso e' necessario rendere piu' grande le costanti di tempo $R_G C$ (si e' posto $C_1 = C_2 = C$).

A tale scopo puo' essere reso piu' grande C, oppure R_G o tutte e due insieme. E' bene mantenere $C \leq 1 \mu F$. Invero le grandi capacita' si realizzano con condensatori elettrolitici, che presentano una induttanza interna e quindi un comportamento non buono alla a.f.; in fig. 143 e' lo stesso schema equivalente di uno di questi condensatori. L e' l'induttanza R la resistenza di dispersione.

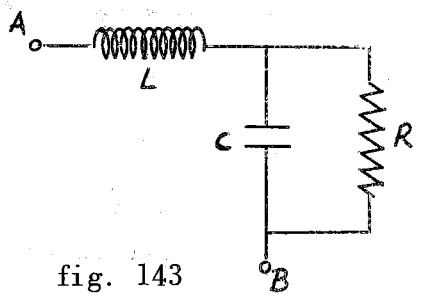


fig. 143

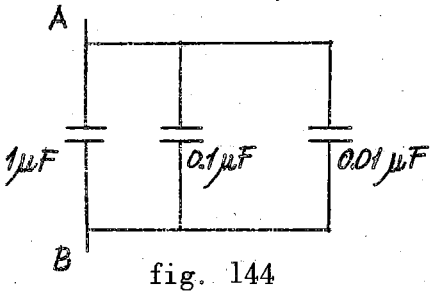


fig. 144

a) - E' buona regola quando s'usano grandi capacita' seguire il suggerimento di fig. 144: il condensatore da $1 \mu F$ e' ad esempio elettrolitico. I condensatori da 0,1 e 0,01 μF sono invece in ceramica ed applicati tra i punti A e B (v. figg. 143 e 144). Se si ricorda che i condensatori in ceramica presentano buon comportamento alle a.f. si comprende immediatamente la ragione della loro utilizzazione.

b) - Anche per R_G si devono escludere i valori grandissimi. E' consigliabile nei normali circuiti non rendere $R_G > 1 M\Omega$. Invero anche se la griglia della valvola e' negativa (rispetto al catodo) esiste sempre una corrente di griglia di circa $0,1 \mu A$. Se il valore di R_G e' molto elevato la tensione di griglia varia. Poiche' la corrente di cui sopra fluttua si genera il rumore di fondo.

Altri disturbi possono essere provocati dall'arrivo di una onda e.m. Questa induce tensione nella R_G.

Le resistenze piu' piccole non risentono in modo sensibile di questi disturbi. Si vede quindi come non sia molto utile fare troppo grandi sia C che R_G.

Per migliorare la risposta ai tempi lunghi si puo' eliminare C, realizzando l'accoppiamento in continua delle due valvole (v. fig. 145). La tensione nel punto B e' determinata dal partitore $R_1 + R_G$. La costante di tempo R_1C_1 (x) puo' influire, come si vedra', sul tempo di salita dell'impulso. Per eliminare questo inconveniente conviene rendere piccola la costante $\tau_1 = R_1C_1$ scegliendo un valore piccolo per R_1. Il punto B si portera' praticamente alla tensione del punto A. Si vede subito la necessita' di piu' alimentatori qualora il circuito sia costituito da una catena di piu' elementi collegati come descritto. (o)

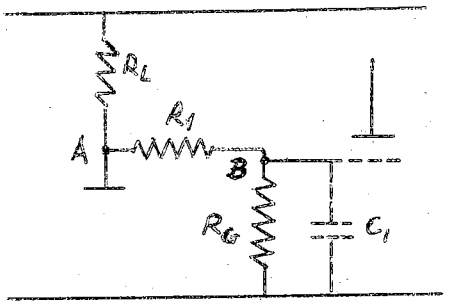


fig. 145

2) - Risposta ai tempi brevi

C_2 e' la capacita' di entrata del circuito della fig. 147, aumentata della capacita' delle connessioni. C_1 e' la capacita' complessiva verso massa che l'amplificatore presenta ai tempi brevi (si veda in seguito l'effetto Miller). Il circuito equivalente per tempi brevi e mostrato in fig. 148: se $R_L \ll r_p$ allora $R_L // r_p \sim R_L$.

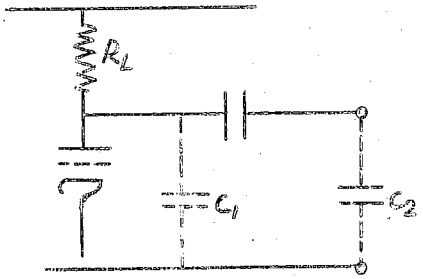


fig. 147

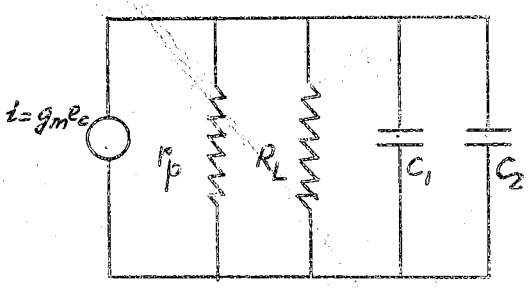


fig. 148

(x) - C_1 rappresenta la somma della capacita' di entrata dello stadio successivo e quella delle connessioni.

(o) - Un altro metodo e' quello di mettere un condensatore C_2 tra A e B in modo tale che $R_1C_2 = R_GC_1$.
Si realizza cosi' un "partitore compensato" (v. fig. 146).

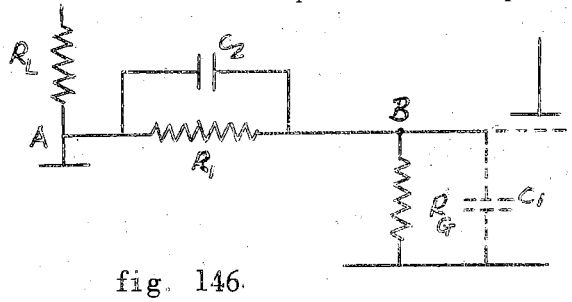


fig. 146

Il circuito di fig. 149 sostituisce quello di fig. 148. L'effetto di questo circuito e' di allungare il tempo di salita dell'impulso. Poiche' C_1 e C_2 sono caratteristiche del circuito (talvolta $C_1 + C_2 \simeq 20pF$) si puo' rendere R_L piu' piccola. Naturalmente cosi' facendo si perde in amplificazione.

Si pensi al seguente esempio:
si desidera una grande amplificazione e quindi si pone ad esempio $R_L = 100\ K\Omega$. Supponendo $C = C_1 + C_2 = 20pF$ segue una costante del circuito

$$R_L C = \tau = 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-11} = 2 \cdot 10^{-6}\ sec = 2\ \mu s$$

Un impulso, per raggiungere il 95% della sua ampiezza massima, deve avere durata $\Delta t = 6 \times 10^{-6}$ sec.

In tal situazione e' puramente illusorio credere di amplificare, ad esempio, un impulso di 20 ns ponendo la $R_L = 100\ K\Omega$.

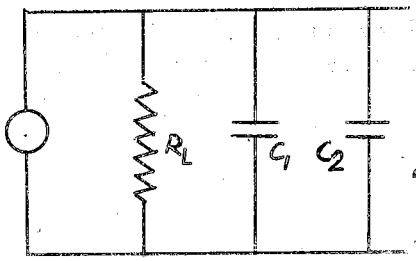


fig. 149

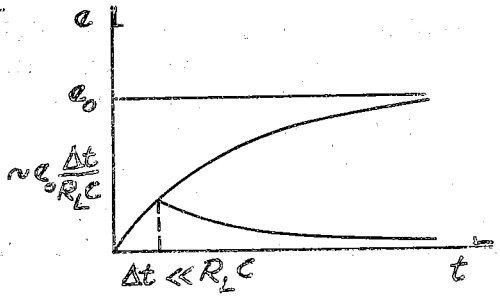


fig. 150

La risposta che si avrebbe e' illustrata in fig. 150: il rapporto tra l'ampiezza e_o che l'impulso, se lungo rispetto ad $R_L C_1$, raggiungerebbe e l'ampiezza che effettivamente raggiunge nelle condizione poste e' dato da

$$\varphi \simeq \frac{\Delta t}{R_L C}$$

Questo insegna che in un triodo non e' utile rendere R_L molto grande. Si pensi che il massimo di amplificazione ottenibile e' μ e che se $R_L = r_p$ $A = \mu/2$. r_p normalmente e' circa $10 \div 30\ K\Omega$.

3) - Effetto Miller

In fig. 151 sono disegnate le capacita' "viste" all'entrata di un amplificatore:

C_{pK} capacita' placca catodo
C_{gp} capacita' griglia placca
C_{gK} capacita' griglia catodo.

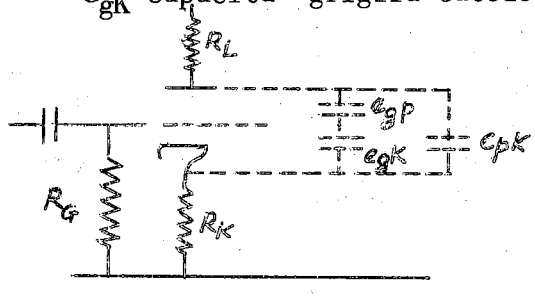


fig. 151

Se in entrata arriva un segnale e_g in placca si ha un segnale $e_p = A_p e_g$ (con A_p si intende indicare l'amplificazione in placca. A_p e' negativa) e sul catodo un segnale $e_K = A_K e_g$ (A_K e' l'amplificazione sul catodo $A_K > 0$). Se il segnale e' abbastanza lungo tutti i condensatori si caricano e la carica totale e' $q = q_1 + q_2$ ove:

$q_1 = C_{gp} (1 - A_p) e_g$ — $(1-A_p) e_g$ e' la variazione di d.d.p. tra griglia e placca

$q_2 = C_{gk} (1 - A_K) e_g$ — $(1-A_K) e_g$ la corrispondente variazione tra griglia e catodo.

La capacita' "vista" all'entrata e' quindi:

$$(48) \qquad \frac{q}{e_g} = C_e = C_{gp} (1-A_p) + C_{gK} (1-A_K)$$

Nella (48) si legge che la capacita' C_{gp} aumenta di un fattore $(1-A_p)$ (si ricordi che $A_p < 0$), mentra C_{gK} diminuisce del fattore $(1-A_K)$ ($A_K > 0$).

Quindi la capacita' d'entrata di un triodo e' molto piu' grande di quella effettivamente calcolata staticamente. Questo e' l'effetto Miller. Naturalmente questo effetto si traduce in un aumento del tempo di salita dell'impulso.

In conseguenza dell'effetto Miller il triodo e' un amplificatore critico per le a.f. Invero al fine di diminuire C_e, per migliorare il rendimento alle a.f., si deve applicare una forte reazione con conseguente notevole perdita di amplificazione.

Si suole definire un fattore di merito F per le valvole:

$$F = \frac{g_m}{C_e + C_u}$$

ove C_e e C_u sono rispettivamente capacita' di entrata e di uscita (v. figura 152); ad esempio la 6 AK5 ha $g_m = 4000\ \mu$mho;
EI80F ha $g_m = 12000\ \mu$mho

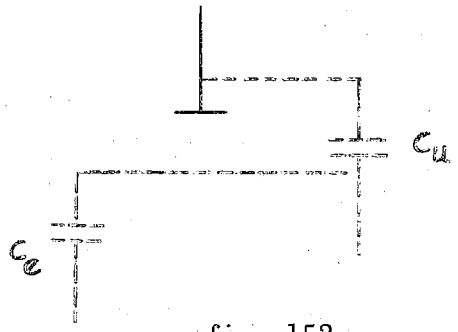


fig. 152

4) Influenza di una capacita' sul catodo

Spesso per evitare l'uso di piu' alimentatori si suole autopolarizzare la valvola ponendo una resistenza sul catodo e la griglia a massa. In tal modo pero' si riduce l'amplificazione a causa della reazione cosi' introdotta. Per eliminare gli effetti della reazione ai fini di ottenere una maggiore amplificazione si mette una capacita' C_K (v. fig. 153) tra catodo e massa e, come si suol dire, si "blocca il catodo a massa", Naturalmente il catodo viene "bloccato a massa" per il tempo per cui dura l'impulso.

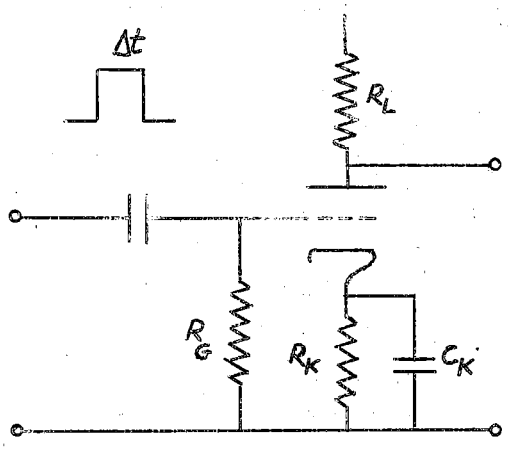


fig. 153

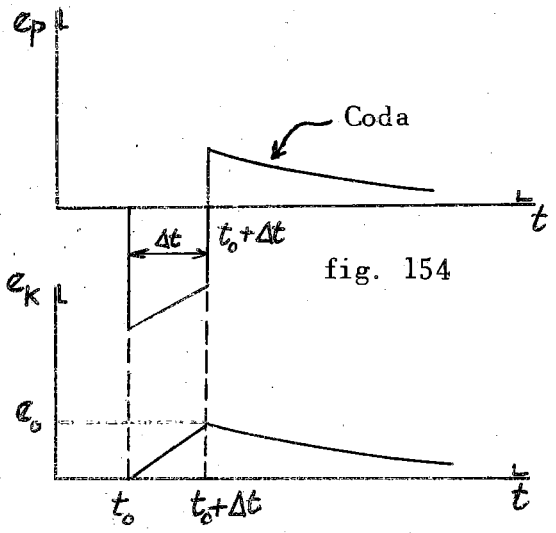


fig. 154

fig. 155

Le risposte sul catodo e sulla placca all'impulso di entrata sono nelle figg. 154 e 155: durante l'impulso il condensatore C_K si carica sino alla tensione e_o legata alla corrente i che e' fluita nel circuito ed al tempo Δ t della relazione

$$e_o = \frac{Q}{C_K} = \frac{1}{C_K} \; i \; \Delta t \qquad (49)$$

All'istante $t_o + \Delta t$ termina l'impulso di comando ed il condensatore inizia la scarica su R_K con la legge tracciata in fig. 155.

Tutto avviene quindi come se in griglia all'istante $t_o + \Delta t$ entrasse un segnale identico solo di segno apposto. E quindi in placca lo si vedra' amplificato sotto forma di una coda positiva, Quanto piu' grande e' C_K tanto piu' piccola e' l'ampiezza massima della coda, ma tanto piu' lunga la sua durata.

5)- Schema di progetto

Si e' stabilito di polarizzare la griglia a $+ E_o/2$ (v. fig. 156). Allora il partitore costituito dalle 2 resistenze uguali ad R realizza $E_G = E_o/2$. Si vuole che in condizioni statiche la valvola tiri una corrente "i", Basta ricordare che una resistenza sul catodo permette di autopolarizzare le valvole, portandosi questo ultimo automaticamente ad una tensione $E_o/2 + \epsilon$ con $\epsilon = 2 \div 3$ volt. quindi

$$(R_1 + R_2)\; i = E_o/2 + \epsilon$$

e poiche' R_1 e' fissato per ottenere una certa reazione ($R_1 = 100 \div 200\,\Omega$) si ricava subito

$$R_2 = \frac{E_o/2 + \mathcal{E}}{i} - R_1 \cong \frac{E_o/2 + \mathcal{E}}{i} \quad \text{se} \quad \frac{E_o/2 + \mathcal{E}}{i} \gg R_1.$$

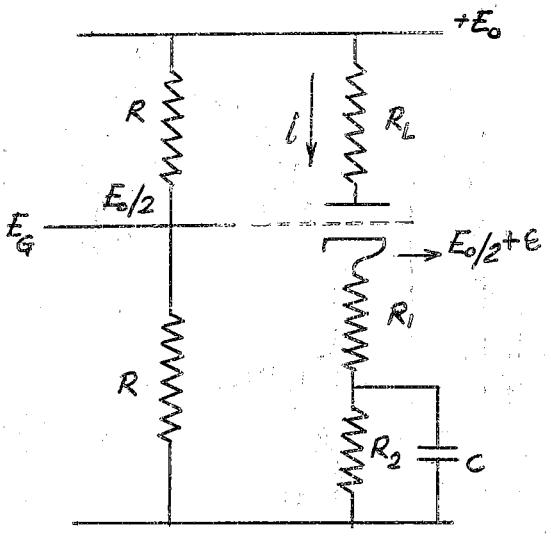


fig. 156

Il condensatore C serve a bloccare, durante l'impulso, la tensione sulla resistenza R_2 per far si che la reazione sia dovuta solo ad R_1.
Come si vede non si e' fatto uso delle caratteristiche. Sara' bene osservare comunque che queste vanno sempre consultate al fine di non stabilire valori di i fuori della curva di massima dissipazione della valvola. La potenza dissipata da una valvola e' data da $P = iV_{pK}$ ove i e' la corrente, V_{pK} la d.d.p. tra placca e catodo.

6)- Un metodo per diminuire il tempo di salita

Se si ricorda lo schema di fig. 148 e quanto detto a proposito dell'effetto Miller si riconosce subito che un modo per migliorare il tempo di salita dell'impulso e' rendere R_L piccola. In tale modo pero' la valvola conduce una corrente "i" molto intensa e puo' uscire fuori della zona di massima dissipazione.

Si puo' ovviare all'inconveniente in due modi:

a) si sceglie un alimentatore a tensione piu' bassa e la valvola tirera' certo una corrente piu' piccola;

b) si realizza un dispositivo mediante il quale limitare la corrente statica "i" pur lasciando "R_L piccola durante l'impulso".

E' quanto illustrato in fig. 157.

Il condensatore ha una capacita' molto grande e durante l'impulso funziona da corto circuito; quindi la resistenza di placca per l'impulso e' R_L. Ma in condizioni statiche la resistenza R opportunamente scelta permette di limitare la corrente nella valvola e se si vuole, di diminuire V_{pK}.

Si puo' dire che durante l'impulso C funge da serbatoio di carica e riversa nella valvola la corrente necessaria. In pratica si fa $RC = (100 \div 1000)\Delta t$ ove Δt e' la durata dell'impulso.

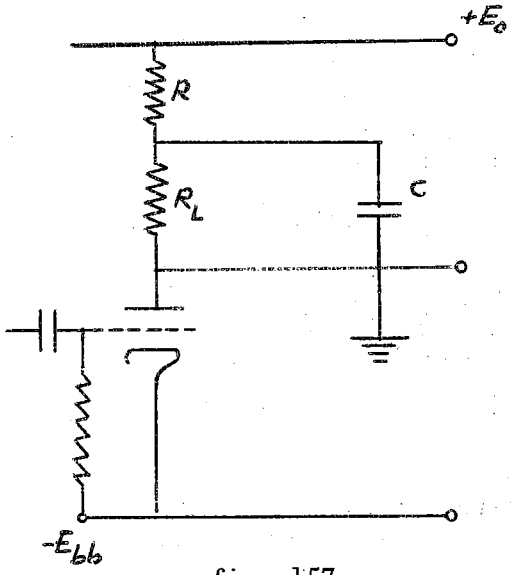


fig. 157

Un altro metodo per migliorare il tempo di salita consiste nel porre una induttanza L in serie ad R_L (v. fig. 158). Lo schema equivalente pensando lo amplificatore come un generatore di corrente e' in fig. 159.

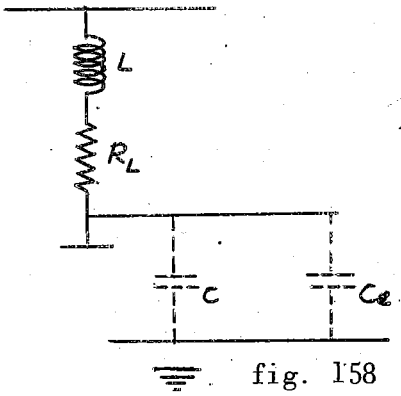


fig. 158

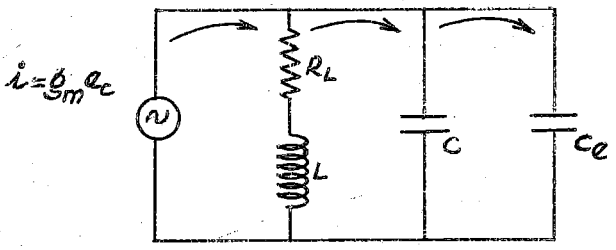


fig. 159

C e C_e sono rispettivamente le capacita' di uscita dell'amplificatore e l'eventuale capacita' d'entrata del circuito seguente.

Ai tempi brevi L e' una impedenza infinita ed allora il condensatore $C + C_e$ si carica con tutta la corrente i. Si realizza cosi' un tempo di salita piu' breve.

Si osservi che il circuito equivalente di fig. 157 e' un LRC e che la risposta che esso fornisce puo' essere oscillante se non si scelgono opportunamente i parametri. L'unico parametro fissato dal circuito e' $C + C_e = C'$. Bastera' scegliere $R = 2\sqrt{L/C}$ ovvero $L = R^2C/4$ per ottenere una risposta senza oscillazioni (v. fig. 158). Con questo si riesce a migliorare il tempo di salita sino al 30%.

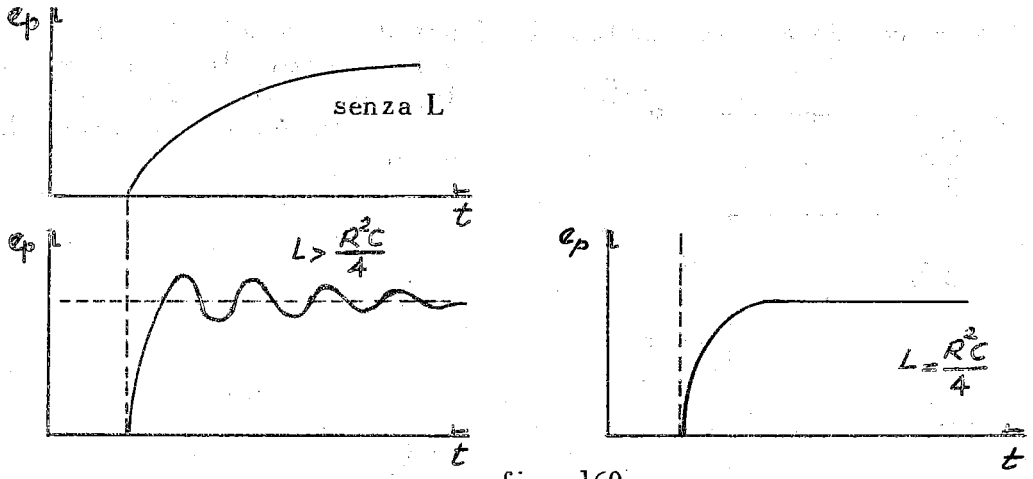


fig. 160

7)- La risposta alle basse frequenze

Questo problema e' gia' stato affrontato parlando del circuito di accoppiamento tra due stadi di un amplificatore, e del circuito di entrata.

Si pensi di comandare l'amplificatore di fig. 161 con un impulso molto lungo, ad esempio a 0,05 sec; il circuito di entrata abbia per esempio $C = 10^5$ pF, $R_G = 0{,}5$ MΩ quindi $\tau = 5.10^5.10^{-7} = 5.10^{-2}$ sec = 0,02 sec cioe': $\tau \sim \Delta t$.

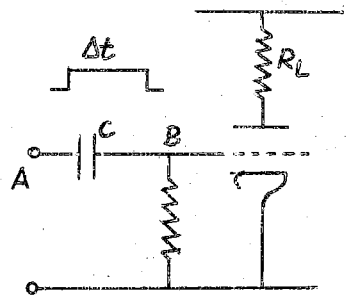


fig. 161

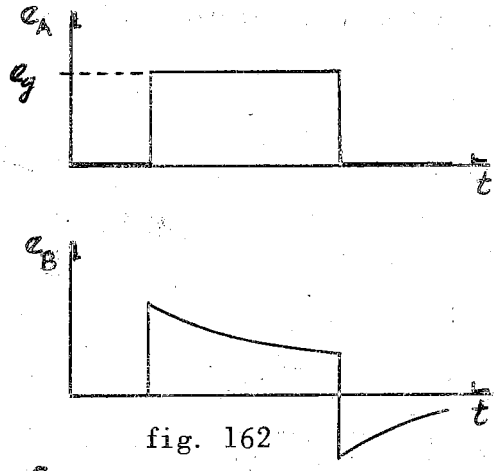


fig. 162

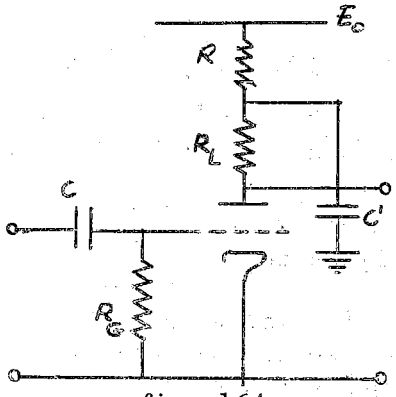


fig. 164

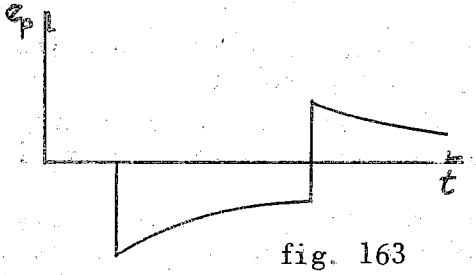


fig. 163

Il circuito di entrata differenzia il segnale e_g come mostrato in figura 162 e la risposta e_p e' in fig. 163. Per ovviare a questo inconveniente si adotta l'accorgimento di fig. 164.

La condizione e' $RC' = R_GC$. In tal modo la resistenza di placca, che per i tempi brevi e' R_L, per la continua e' $R_L + R$. L'amplificazione aumenta nel tempo perche' la resistenza di placca varia passando dal valore R_L al valore

$R_L + R$. La risposta di un tale amplificatore ad un segnale e_g non derivato sarebbe come in fig. 165.

Si comprende allora quale sia l'effetto se il segnale e' derivato.

a) Lo stesso dispositivo di fig.164 puo' servire ad eliminare le oscillazioni della tensione E_o che possono essere provocate dal fatto che l'amplificatore tira molta corrente ad ogni impulso. Se la costante di tempo $\tau = R//(R_L + r_p)\cdot C$ e' molto piu' lunga del periodo delle oscillazioni queste vengono eliminate.

b) Un altro caso si presenta quando si debba polarizzare una griglia con un partitore come in fig. 166. Se E_o non e' stabile i segnali entrano nella griglia e vengono amplificati.

Con il dispositivo di fig. 166 si elimina questo inconveniente purche' sia $R// (R_1 \; R_2) \cdot C \gg T$ ove T e' il periodo delle oscillazioni.

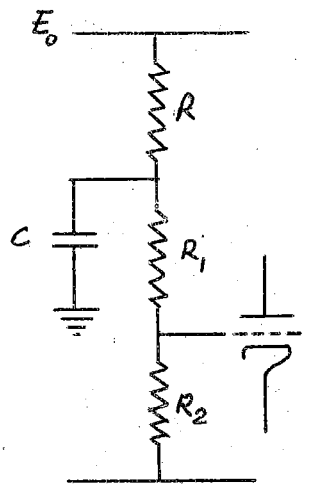


fig. 166

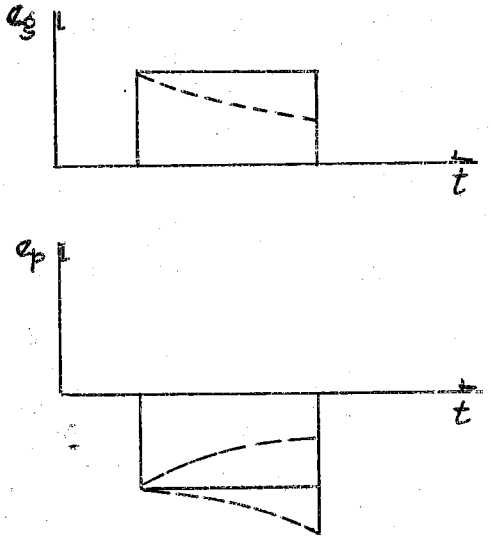


fig. 165

LEZIONE VII

1) - Circuito invertitore

Con riferimento a fig. 167 valgono le solite equazioni:

(50) $$i = g_m e_c + \frac{1}{r_p} e_p$$

(51) $$e_c = e_g - e_k = e_g - iR$$

(52) $$e_p = -i\,2R \quad (x)$$

Dalle (50) e (52) segue:

(53) $$i\,(r_p + 2R) = \mu e_c$$

e quindi il circuito equivalente di fig. 168, che e' lo stesso sia dal punto di vista del catodo che della placca. Differiscono solo per la polarita' del generatore equivalente.
Da (53) tenendo conto di (51)

$$i\left[r_p + (\mu + 2)\,R\right] = \mu\, e_g$$

e di conseguenza il circuito di fig. 169 ancora valido da entrambi i punti di vista e con la sola differenza sulla polarita'.

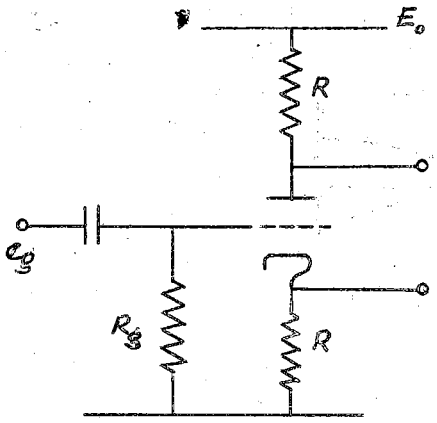


fig. 167

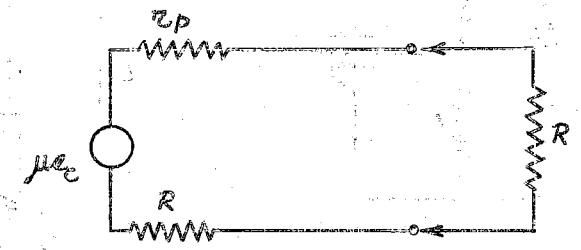


fig. 168

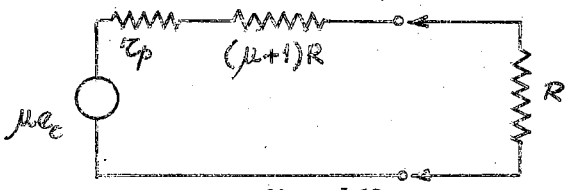


fig. 169

Si calcolano subito le risposte e_{up} ed e_{uk} (o):

$$e_{up} = -\frac{\mu R}{r_p + (\mu + 2)\,R}\, e_g$$

$$e_{uk} = \frac{\mu R}{r_p + (\mu + 2)\,R}\, e_g$$

(x) - Si ricordi sempre che le tensioni vanno riferite al catodo.

(o) - e_{up} ed e_{uk} sono tensioni rispetto a massa.

L'amplificazione $A = A_p = A_k$ e':

$$A = \frac{\mu R}{r_p + (\mu + 2)R} = \frac{1}{(1/g_m R) + 1}$$

ed a patto sia $g_m R \gg 1$ si ha

$$A \sim 1$$

Circuiti di questo tipo sono pero' poco lineari.

2) - Amplificatore parafase

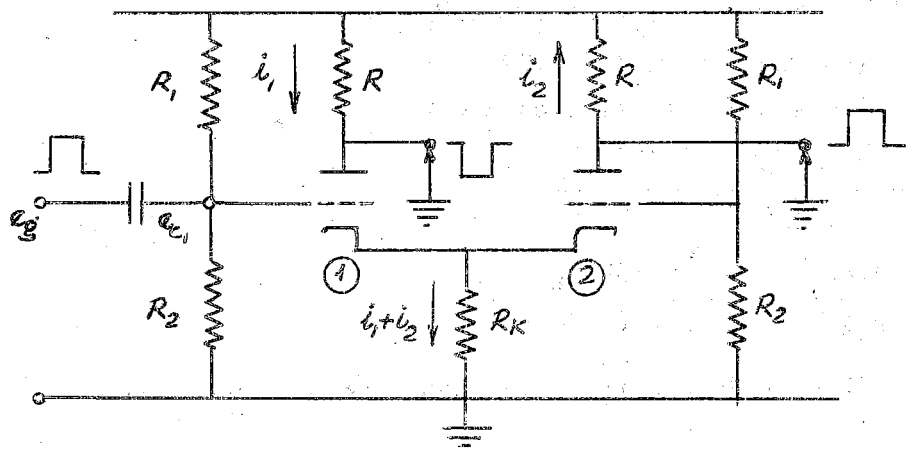


fig. 170

Con riferimento a fig. 170 e con ovvio significato dei simboli:

(54) $$i_1 = g_m e_{c1} + \frac{1}{r_p} e_{p1}$$

(55) $$i_2 = g_m e_{c2} + \frac{1}{r_p} e_{p2}$$

(56) $$e_{p1} = - R i_1 - R_k (i_1 + i_2)$$

(57) $$e_{p2} = - R i_2 - R_k (i_1 + i_2)$$

(58) $$e_{c1} = e_g - e_k = e_g - (i_1 + i_2) R_k$$

(59) $$e_{c2} = - R_k (i_1 + i_2)$$

Da (54) (55) (56) e (57) segue:

(60) $$\begin{cases} i_1 \{ r_p + R + R_k \} + i_2 R_k = \mu e_{c1} \\ i_1 R_k + i_2 \{ r_p + R + R_k \} = \mu e_{c2} \end{cases}$$

ed il circuito equivalente di cui le (60) sono equazioni e' in fig. 171.

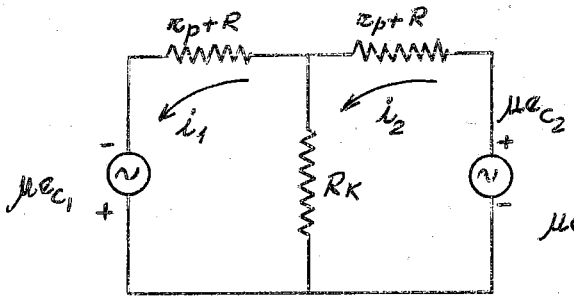


fig. 171

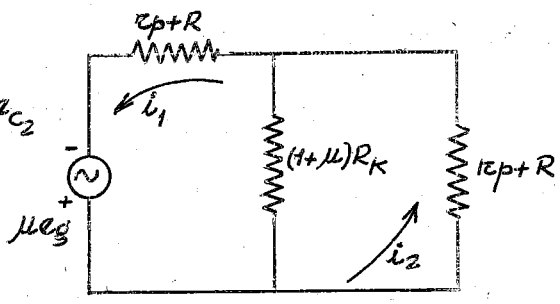


fig. 172

Tenendo conto ora di (58) (59) e (60):

$$(61)\qquad \begin{cases} i_1 \left\{ r_p + R + (\mu+1)R_k \right\} + i_2 \, (\mu+1) \, R_k = \mu \, e_g \\ i_1 \, (\mu+1)R_k + i_2 \left\{ r_p + R + (\mu+1)R_k \right\} = 0 \end{cases}$$

ed il circuito equivalente e' in fig. 172.

Risolvendo il sistema (61) si ricava

$$(62)\qquad i_1 = \frac{\mu \, e_g}{r_p + R} \; \frac{r_p + R + (1+\mu)R_k}{r_p + R + 2 \, (1+\mu)R_k}$$

$$(63)\qquad i_2 = - \frac{\mu \, e_g}{r_p + R} \; \frac{(1+\mu)R_k}{r_p + R + 2 \, (1+\mu)R_k}$$

Da (62) e (63) si vede che i_1 ed i_2 hanno verso opposto come indicato nelle figg. 171 e 172.

Ricordando che:

$e_{up1} = - Ri_1$ $\qquad$ $e_{up2} = - Ri_2$ $\qquad$ segue subito:

$$e_{up1} = - e_g \; \frac{\mu R}{r_p + R} \; \frac{r_p + R + (1+\mu) \, R_k}{r_p + R + 2 \, (1+\mu) \, R_k}$$

$$e_{up2} = e_g \; \frac{\mu R}{r_p + R} \; \frac{(1+\mu) \, R_k}{r_p + R + 2 \, (1+\mu) \, R_k}$$

Se si sceglie R_k in modo che $(1+\mu) \, R_k \gg r_p + R$, come si usa fare, si ottiene:

$$(64)\qquad e_{up1} = - \frac{e_g}{2} \; \frac{\mu R}{r_p + R}$$

$$(65)\qquad e_{up2} = \frac{e_g}{2} \; \frac{\mu R}{r_p + R}$$

L'amplificatore parafase fornisce alle sue due uscite due impulsi uguali di polarita' opposta quando all'entrata si invii un impulso e_g.

L'amplificazione e' nelle ipotesi poste

$$A = \frac{1}{2} \quad \frac{\mu R}{r_p + R}$$

3) - Amplificatore differenziale

Lo stesso amplificatore puo' essere usato adoperando entrambe le entrate e prelevando il segnale di uscita tra le due placche. Come viene qui di seguito mostrato tale segnale e' proporzionale alla differenza dei segnali di entrata.

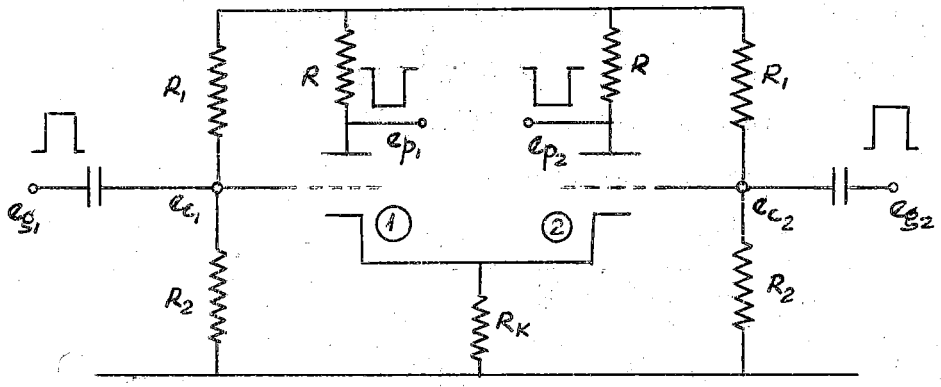


fig. 173

Con riferimento a fig. 173

(66) $$i_1 = g_m e_{c1} + \frac{1}{r_p} e_{p1}$$

(67) $$i_2 = g_m e_{c2} + \frac{1}{r_p} e_{p2}$$

(68) $$e_{p1} = - R i_1 - R_K (i_1 + i_2)$$

(69) $$e_{p2} = - R i_2 - R_K (i_1 + i_2)$$

(70) $$e_{c1} = e_{g1} - e_K = e_{g1} - R_K (i_1 + i_2)$$

(71) $$e_{c2} = e_{g2} - e_K = e_{g2} - R_K (i_1 + i_2)$$

Da (66), (67), (68) e (69) segue:

(72) $$\begin{cases} i_1 \left\{ r_p + R + R_K \right\} + R_K i_2 = \mu e_{c1} \\ i_1 R_K + \left\{ r_p + R + R_K \right\} i_2 = \mu e_{c2} \end{cases}$$

Le equazioni (72) rappresentano il circuito equivalente di fig. 174 (x):

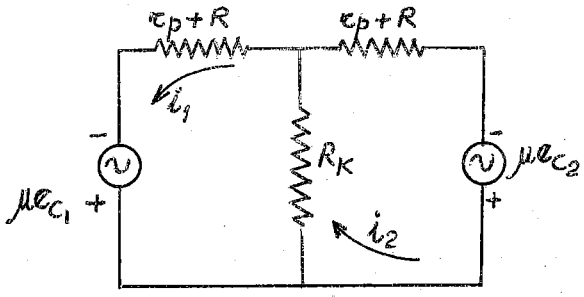


fig. 174

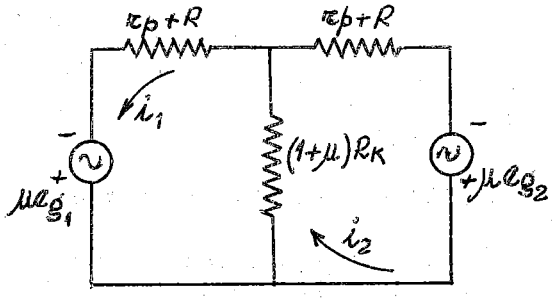


fig. 175

Da (72), (70) e (71) si ha poi:

$$(73)\qquad \begin{cases} i_1 \left\{ r_p + R + (1+\mu) R_K \right\} + (1+\mu) R_K i_2 = \mu e_{g1} \\ i_1 (1+\mu) R_K + \left\{ r_p + R + (1+\mu) R_K \right\} i_2 = \mu e_{g2} \end{cases}$$

e di qui segue il circuito equivalente di fig. 175.

Risolvendo il sistema (73) si ricava:

$$i_1 = \mu \frac{\left\{ (r_p + R)\, e_{g1} - (1+\mu) R_K (e_{g2} - e_{g1}) \right\}}{(r_p + R) \left\{ r_p + R + 2 (1+\mu) R_K \right\}}$$

$$i_2 = \mu \frac{(r_p + R)\, e_{g2} - (1+\mu) R_K (e_{g1} - e_{g2})\}}{(r_p + R) \left\{ r_p + R + 2 (1+\mu) R_K \right\}}$$

Ricordando che

$e_{up1} = - R i_1$

$e_{up2} = - R i_2$

si ottiene

$$e_{up1} = -\mu R \frac{\left\{ (r_p + R)\, e_{g1} - (1+\mu) R_K (e_{g2} - e_{g1}) \right\}}{(r_p + R) \left\{ r_p + R + 2 (1+\mu) R_K \right\}}$$

$$e_{up2} = -\mu R \frac{\left\{ (r_p + R)\, e_{g2} - (1+\mu) R_K (e_{g1} - e_{g2}) \right\}}{(r_p + R) \left\{ r_p + R + 2 (1+\mu) R_K \right\}}$$

Calcolando la differenza $e_{p1} - e_{p2}$ ad esempio si ottiene

$$(74)\qquad e_{up1} - e_{up2} = - \frac{\mu R}{r_p + R} (e_{g1} - e_{g2})$$

La (74) mostra chiaramente che prendendo l'uscita differenziale e_{p1}-e_{p2} si ottiene un impulso proporzionale alla differenza dei segnali di entrata cioe' (e_{g1}-e_{g2}). Il fattore di proporzionalita' e' l'amplificazione differenziale $A = \mu R/(r_p + R)$ a meno del segno.

(x) - Si sono supposti e_{g1} ed e_{g2} dello stesso segno e quindi di tali sono anche e_{c1} ed e_{c2}.

Un circuito che fornisce un impulso di uscita proporzionale al quadrato dell'impulso di entrata e' mostrato in fig. 176.

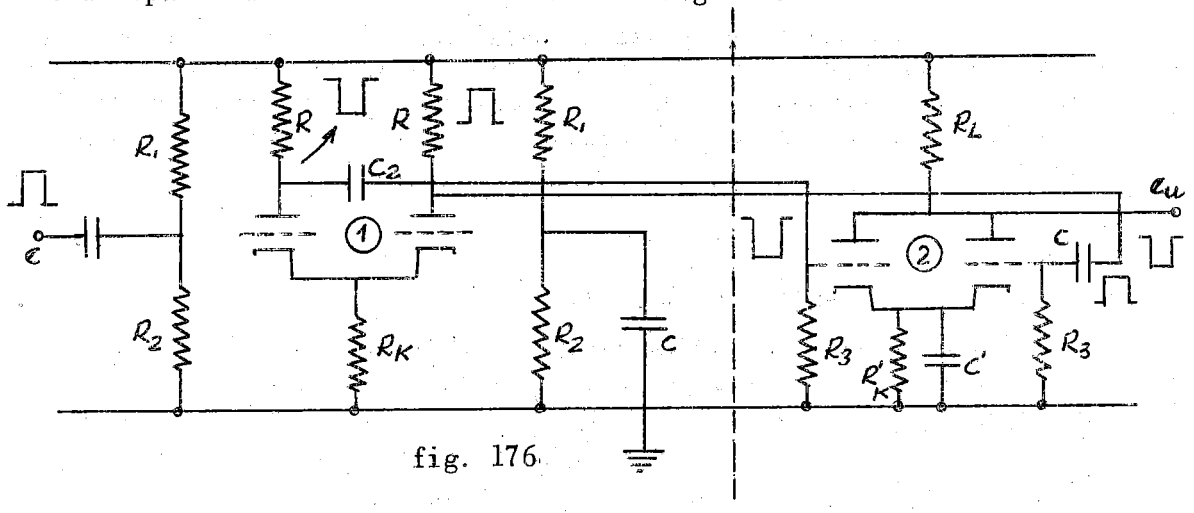


fig. 176

Il circuito e' costituito di due stadi:

① e' un circuito parafase;
② e' un amplificatore la cui uscita e' proporzionale alla somma algebrica dei segnali di entrata.

Come si e' visto il circuito parafase fornisce alle due uscite impulsi uguali e di segno opposto. Se l'amplificatore ② fosse perfettamente lineare il segnale di uscita dovrebbe essere nullo, perche' le due entrate sono uguali e di polarita' opposta. Ma in realta' gli amplificatori non sono mai perfettamente lineari.

La corrente i che attraversa l'amplificatore si puo' scrivere come segue:

$$i = a_1 e_g + a_2 e_g^2 + a_3 e_g^3 + \cdots\cdots\cdots$$

ove con e_g si e' indicato un generico segnale di entrata.

La corrente che fluisce nel circuito di fig. 174 per effetto dei due segnali e'_g e $-e'_g$ provenienti dall'amplificatore parafase e' la somma algebrica delle correnti dovute a ciascuno dei due segnali cioe':

$$i = i_1 + i_2 \quad \text{ove}$$

$$i_1 = a_1 e'_g + a_2 e'^2_g + a_3 e'^3_g + a_4 e'^4_g + \cdots\cdots\cdots$$

$$i_2 = -a_1 e'_g + a_2 e'^2_g - a_3 e'^3_g + a_4 e'^4_g + \cdots\cdots\cdots$$

$$i = 2\left[a_2 e'^2_g + a_4 e'^4_g + \cdots\cdots\cdots\right] \tag{75}$$

Come si vede dalla (75) "i" non e' nulla e poiche' $a_4 \ll a_2$ si puo' scrivere:

$$i = 2a_2 e'^2_g$$

In tal modo il segnale di uscita e':

$$e_u = -R_L i = -2a_2 R_L e_g^2 \tag{76}$$

La (76) mostra che e_u e' effettivamente proporzionale al quadrato di e_g.

Se si ricorda che e_g e' l'uscita dell'amplificatore parafase ed e' legata all'impulso di entrata "e" dalla (64) o dalla (65) si riconosce che e_u e' proporzionale al quadrato di "e". Normalmente e' necessario amplificare e_u. Infatti il fattore a_2 che compare nella (76) e' molto piccolo e quindi tale e_u.

4) - Circuiti per allungare gli impulsi

Si abbia un impulso di breve durata e si desideri "allungarlo", ad esempio per inviarlo in un analizzatore di ampiezza ecc. ecc. ...
a) Circuito con i.c. e' mostrato in fig. 177.

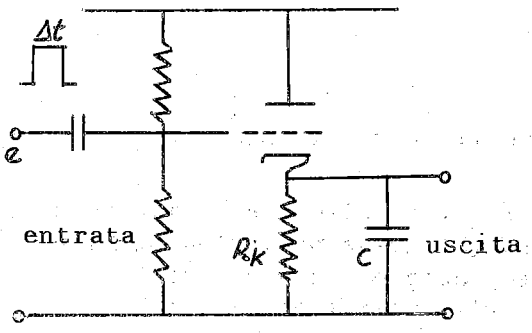


fig. 177

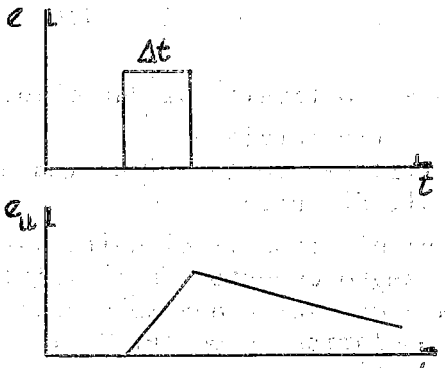


fig. 178

Il condensatore C posto sul catodo e' tale che $R_K C \gg \Delta t$, ove Δt e' la durata dell'impulso di comando. Il circuito funziona per impulsi positivi. In fig. 178 ne viene visualizzato il comportamento.

Durante l'impulso il condensatore C si carica con legge praticamente lineare (x). Terminato l'impulso il catodo si trova molto positivo rispetto alla griglia e la valvola e' praticamente spenta. In questa condizione C non "vede" piu' la resistenza $1/g_m // R_K \sim 1/g_m$ ma la resistenza R_K (o). Si scarica su R_K con la lunga costante di tempo CR_K (oo). Si realizza cosi' lo allungamento dell'impulso.

(x) - Il circuito equivalente e' quello di fig. 179 e se $R_K \gg 1/g_m$ il condensatore si carica attraverso la resistenza $1/g_m \sim 100\,\Omega$.

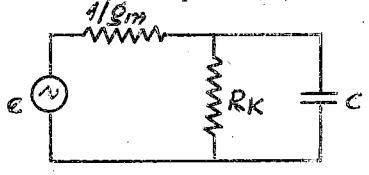


fig. 179

(o) - L'impedenza di uscita dell'i.c. e' $1/g_m$ quando la valvola tira corrente.

(oo) - Naturalmente si e' supposto che lo stadio successivo abbia impedenza ∞.

Talvolta la resistenza di uscita dell'i.c., cioe' $1/g_m$, e' ancora troppo grande e limita la corrente con la quale si carica C.

Un circuito che realizza un generatore con impedenza di uscita ancora piu' piccola e' quello di fig. 180 detto anche circuito a Totem.

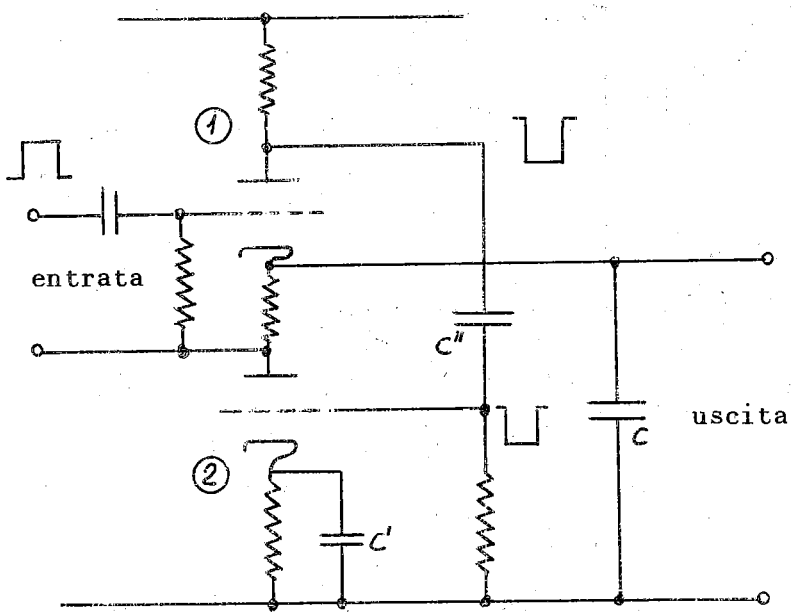


fig. 180

Si pensi per un attimo al circuito gia' trattato con l'i.c. Ivi la corrente di carica del condensatore e' $i = \Delta I$. I vuole indicare la corrente che attraversa la valvola in assenza di segnale all'entrata. Ma se in qualche modo si riesce a rendere $R_K = \infty$, durante l'impulso la corrente che carica C sara' $I + \Delta I$. Questo avviene nel circuito a totem (v. fig. 180) ove l'impulso negativo che esce dalla placca della valvola (1) interdice la valvola (2) rendendo praticamente infinita la resistenza sul catodo della (1). Il circuito a totem presenta inoltre una impedenza di uscita anche inferiore a $100\,\Omega$.

Per far si che C si scarichi con una costante di tempo molto lunga si usa adoperare un diodo come in fig. 181. La resistenza inversa di un diodo a cristallo e' sempre di $1 \div 2$ MΩ.

Se l'impulso che si vuole allungare e' gia' lungo ($\Delta t > 10\,\mu s$) allora e' opportuno impiegare un diodo a vuoto (x), con il che si ottiene una resistenza inversa >1000 MΩ ed il condensatore praticamente rimane carico per un tempo ∞ .

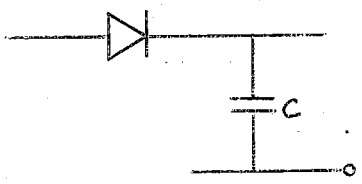


fig. 181

(x) - Si ricordi che nei diodi a cristallo c'e' una d.d.p. inversa per cui si ha il break down.

5)- Amplificatori con reazione negativa

Il circuito di fig. 180 e' molto usato per amplificare impulsi con tempo di salita sino a 100 ns. Presenta una eccezionale stabilita'.

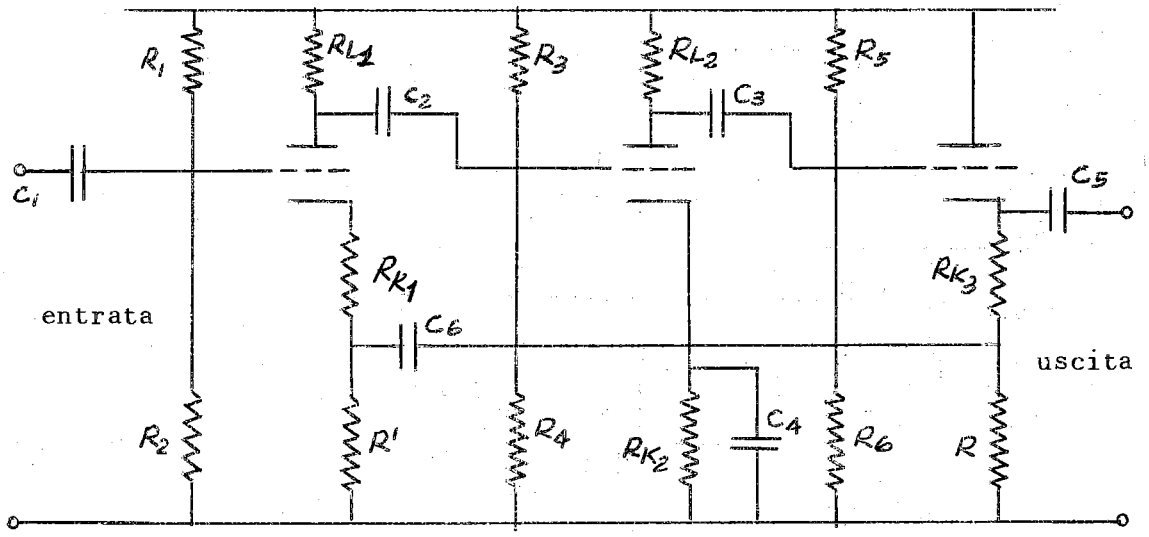


fig. 182

Come si vede in fig. 182, consta di due amplificatori in cascata seguiti da un inseguitore catodico.

Normalmente si fa l'amplificazione senza reazione molto elevata $A \sim 10^5 \div 10^6$. In queste condizioni ricordando che l'amplificazione con reazione e'

$$A_r = \frac{A}{1 - \beta A} \quad \text{si puo' certo scrivere}$$

(77) $$A_r \sim -1/\beta \qquad \text{poiche' } A \gg 1.$$

Prendendo allora un fattore di reazione $\beta = -10^{-2}$

$$A_r = 100.$$

Ricordando la fig. 180 si calcola β.

Il segnale di uscita e'

$$e_u = i\,(R_{K3} + RR'/(R+R))$$

ove i e' la corrente impulsiva che passa nell'i.c. (x).
Normalmente $R \gg R'$ da cui:

$$e_u = i\,(R_{K3} + R')$$

e la frazione di segnale riportata in entrata

$$e' = i\,R'$$

$$|\beta| = \frac{e'}{e_u} = \frac{R'}{R_{K3} + R'}$$

(x) - Si tenga presente che per l'impulso C_6 e' un corto e quindi ad R_{K3} va proprio sommato il parallelo di R ed R'.

Si e' indicato il modulo di β perche' trattandosi di reazione negativa (il segnale "e'" va sul catodo della I valvola ed ha lo stesso segno del segnale di entrata) il fattore di reazione va preso negativo.

La resistenza R_{K1} e' abbastanza piccola e serve a creare un po' di reazione sulla prima valvola quando la si comanda con impulsi molto grandi. Infatti il segnale di reazione arriva leggermente in ritardo rispetto al segnale di entrata e la valvola verrebbe sollecitata da impulsi troppo elevati.

Si puo' giustificare con un ragionamento la (77). Si pensi ad un impulso di entrata di + 1 volt. Se la prima valvola amplifica 10 e la seconda 100 sull'i.c. arriva un impulso di 1000 volt. Il fattore di reazione $|\beta| = 1/100$; allora viene riportato un segnale di 10 volt.

Quindi la griglia della prima valvola e' andata su di 1 volt, il catodo e' salito di 10 volt, l'impulso complessivo in griglia e' negativo e l'uscita dovrebbe essere negativa. Questo e' assurdo. Il catodo della prima valvola puo' al massimo salire di 1 volt. In tal modo la prima valvola amplifica pochissimo ed e' la seconda che praticamente fornisce tutta l'amplificazione.

6) - Inseguitore anodico

E' il circuito di fig. 183 e serve ad invertire la polarita' dell'impulso d'entrata

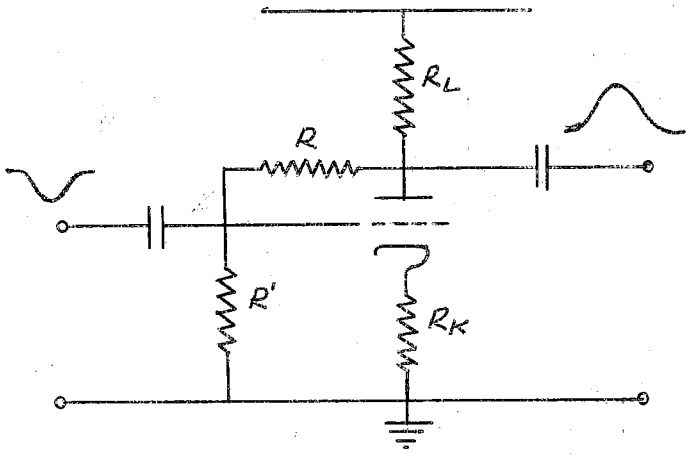


fig. 183

Valgono le equazioni:

$$i_p = g_m e_c + \frac{1}{r_p}\ e_p$$

$$e_p = -\ i_p \left[R_K + \frac{R_L\ (R + R')}{R_L + (R+R')} \right]$$

$$e_c = e_g - e_K - i_p\ \frac{R_L\ (R+R')}{R_L+(R+R')} \cdot \frac{R'}{R+R'} = e_g - i_p \left\{ R_K + \frac{R_L\ R'}{R_L + (R+R')} \right\}$$

Le formule scritte si semplificano non appena si pensi $R+R' \gg R_L$ ed $R_K \ll R_L$. E' evidente la giustificazione delle ipotesi fatte.

Tenendo conto di questo si ricava:

$$i_p = \left\{ r_p + R_L + R_K + \mu R_K + \mu \frac{R_L R'}{R_L + (R+R')} \right\} = \mu e_g$$

e quindi

$$e_u = - \frac{\mu e_g R_L}{Z_p + (\mu+1) R_K + \left\{ R_L \mu \frac{R'}{R_L + (R+R')} + 1 \right\}} =$$

$$= - \frac{\mu e_g R_L}{r_p + \mu R_K + \frac{R_L R'}{R_L + (R R')} \mu} = - \frac{\mu e_g R_L}{r_p + \mu \left\{ R_K + \frac{R_L R'}{R_L + (R R')} \right\}}$$

l'amplificazione A viene dunque

$$A = \left| \frac{e_u}{e_g} \right| = \frac{R_L}{r_p + \mu \left[R_K + \frac{R_L R'}{R_L + (R+R')} \right]} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_L} + \frac{R_K}{R_L} + \frac{R'}{R R'}}$$

e poiche' certo $g_m R_L \gg 1$ tenuto conto di $R_K \ll R_L$ segue

$$A \cong \frac{1}{\frac{R'}{R + R'}}$$

Se $R' \gg R$ $A \sim 1$.

Ad esempio se $R = R'$, $A = 2$ ecc.

LEZIONE VIII

1) - Progetto di un amplificatore a due stadi

Si pone il problema di progettare un amplificatore lineare per impulsi positivi da 0 a 1 volt con tempo di salita $\tau = 200$ ns e amplificazione A = 36. Si supponga la durata Δ t degli impulsi dell'ordine di 100 μ s.

L'amplificatore sia costituito di due stadi identici, ciascuno con amplificazione A' = 6.

E' bene allora scegliere due triodi con $\mu \gg 6$ (si ricordi che la massima amplificazione per un triodo e' μ). Una valvola che soddisfa a questa condizione e' ad esempio il doppio triodo 12AT7 (versione Philips ECC81).

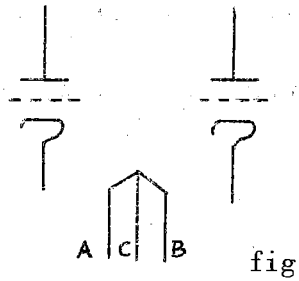


fig. 184

I filamenti sono come in fig. 184. Si possono alimentare in due modi.

a) $V_{AB} = 12,6$ volt, corrente di alimentazione $i = 0,15$ Amp.

b) Si uniscono i fili AB e si pone $V_{c\ [AB]} = 6,3$ volt, corrente di alimentazione $i = 0,3$ Amp.

Si comprende subito che il trasformatore che fornisce la tensione ai filamenti deve fornire almeno queste correnti.

Sull'handbook si leggono le seguenti caratteristiche per ogni semitriodo:

$C_{gp} = 1,5$ pF
$C_{gK} = 2,2$ pF
$C_{pK} = 0,5$ pF
$C_{fK} = 2,4$ pF
$V_{pK_{max}} = 300$ Volt
$V_{gKmax} = -50$ volt
$V_{fKmax} = \pm 90$ volt (o)

$\mu = 60$
$r_p = 10 \div 15$ KΩ
$g_m = 5000$ μmho
$1/g_m = 200\Omega$
$P_p = 2,5$ watt (x)

Si assume per ora lo schema di fig. 185.

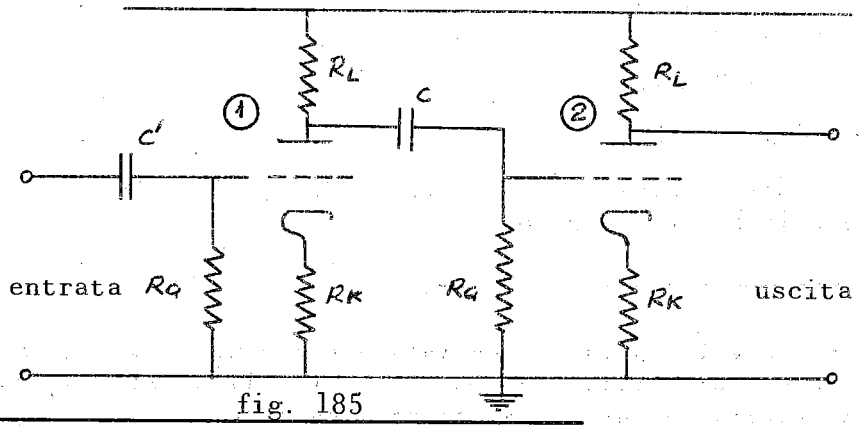


fig. 185

(o) - Se la d.d.p. tra filamenti e catodo supera questo valore si generano delle scariche.

(x) P_p e' la massima dissipazione di placca.

Il valore di R_L e' direttamente legato a quello del tempo di salita. Supponendo di poter trascurare le costanti di tempo dell'entrata e dell'uscita rispetto alle costanti di tempo introdotte dal circuito di accoppiamento(o) il tempo si puo' porre (v. fig. 186):

(78) $$\tau = 3\ R_L C_1$$

Nella (78) C_1 rappresenta la capacita' totale per tempi brevi. Si noti ancora che nella (78) andrebbe posto, a rigore, il parallelo di R_L ed r_p, $R_L // r_p$. In pratica si pone R_L: il risultato che cosi' si ottiene non puo' essere che migliore essendo $R_L > R_L // r_p$.

Il valore di R_L che si determina dalla (78) e' R_{Lmax}, compatibilmente col valore di τ e C_1. Con questo valore di R_L l'amplificazione risultera' > 6. Per portarla a 6 si introdurra' allora la reazione negativa, concretizzata in fig. 185 nelle resistenze R_K.

Nella (87) e' noto solo $\tau = 200$ ns. Per determinare R_L sara' necessario prima calcolare C_1.

a) Calcolo di C_1 e di R_L.

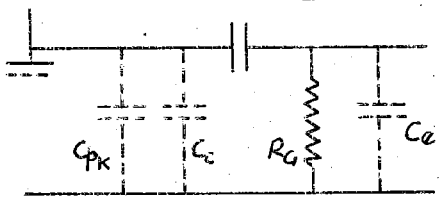


fig. 186

Come da fig. 186 si vede che $C_1 = C_{pK} + C_e$ (x)
e tenendo conto dell'effetto Miller:

(79) $$C_1 = C_{pk} + C_{gk}\ (1-A_k) + C_{gp}\ (1-A_p) + C_c$$

ove C_c e' la capacita' presentata dalle connessioni.

Ricordando che $A_p = -6$ e sostituendo i valori numerici in (79), si ha:

(80) $$C_1 = 0,5 + 2,2\ (1-A_k) + 1,5 \times 7 + C_c.$$

Se si pone $A_k \sim 1/2$ si compie errore trascurabile (si vede in seguito) mentre per C_c si puo' assumere il valore $C_c = 5$pF.
Segue da (80)

(81) $$C_1 = 17\ \text{pF}$$

e da (78) e (81) con $\tau = 200$ ns

$$R_L = 4 \times 10^3\ \text{Ohm}\ .$$

Tra le resistenze che piu' approssimano il valore di 4×10^3 c'e' quella da 3,9 Kohm. Si assume allora $R_L = 3,9$ Kohm.

(o) - E' sufficiente che gli impulsi di entrata provengono da un generatore con bassa impedenza di uscita, mentre l'uscita dell'amplificatore sia chiusa su una piccola impedenza, ad esempio un cavo.

(x) - C_{pK} e' disegnata tra placca e massa dato che il valore di R_K e' piuttosto piccolo.

b) Calcolo di R_k.

L'amplificazione di uno stadio e' data da:

$$A' = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (1+\mu)R_k} .$$

Esprimendo le resistenze in Kohm e ricordando che $|A'| = 6$ segue

$$6 = \frac{60 \times 3,9}{15 + 3,9 + 60 \times R_k}$$

$$R_k \simeq 330 \text{ ohm}$$

ove si e' assunto per r_p il valore $r_p = 15$ Kohm .

c) Si e' detto che non conviene scegliere R_G troppo grande; si assume

$$R_G = 100 \text{ Kohm} .$$

d) Calcolo di C (capacita' di accoppiamento).

Sia il circuito R_GC' che il circuito di accoppiamento R_GC (v. fig.185) "derivano" il segnale. Il calcolo che qui segue si riferisce al solo circuito di accoppiamento.

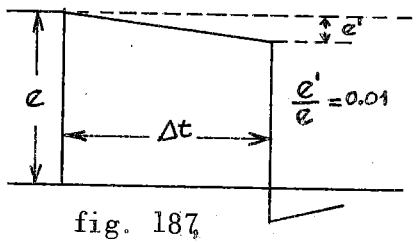


fig. 187

Fissato che sia R_G resta da determinare il valore di C in modo che la differenziazione dell'impulso sia sotto un assegnato valore. Si desidera tollerare la differenziazione dell'1% (x).

Allora $R_GC = 100\ \Delta t$ ove Δt e' la durata dell'impulso (v. fig. 187). Ricordando che $\Delta t = 100\mu s = 10^{-4}$ sec

$$C = 0,1\ \mu F .$$

e) Calcolo della corrente nello stadio (1).

La corrente che in condizioni statiche fluisce nella valvola (1) (v. figura 185) e' funzione della tensione di polarizzazione della griglia, meglio: della d.d.p. griglia catodo. Prima di stabilire la polarizzazione di griglia

(x) - Circuiti del tipo descritto vengono usati per precisione dell'ordine di 2-4%.

e'necessario vedere quale sia l'escursione della d.d.p. griglia catodo, per effetto dei segnali in ingresso.

Con i valori $R_K = 330$ ohm ed $1/g_m \simeq 250$ ohm la risposta e_k ad un segnale e_g in griglia e':

$$(82) \qquad e_k = e_g \frac{R_k}{1/g_m + R_k} = e_g \frac{330}{580} \sim 0{,}57\ e_g \qquad (x)$$

La (82) indica che ad $e_g + 1$ volt la d.d.p. griglia catodo e_c subisce una escursione $\Delta e_c \cong + 0.4$ Volt.

Si puo' allora scegliere il punto di lavoro con

$$e_c = -1 \text{ volt}$$

senza che i segnali d'ingresso rendano mai positiva la griglia rispetto al catodo.

Le condizioni di lavoro per la valvola, consigliate quando $e_c = -1$ sono:

$$E_{pK} = 100 \text{ volt} \quad ; \quad I_p = 3 \text{ mA} \quad ;$$

ed i parametri hanno i valori:

$$g_m = 3750\ \mu\text{mho} \quad ; \quad \mu = 62 \quad ; \quad \gamma_p = 16.5 \div 15 \text{ Kohm} .$$

Si deve allora stabilire il punto di lavoro della valvola sulla caratteristica $e_c = -1$ (v. fig. 188) con i valori $I_p = 3$ mA ed il corrispondente valore $E_b = 100$ volt.

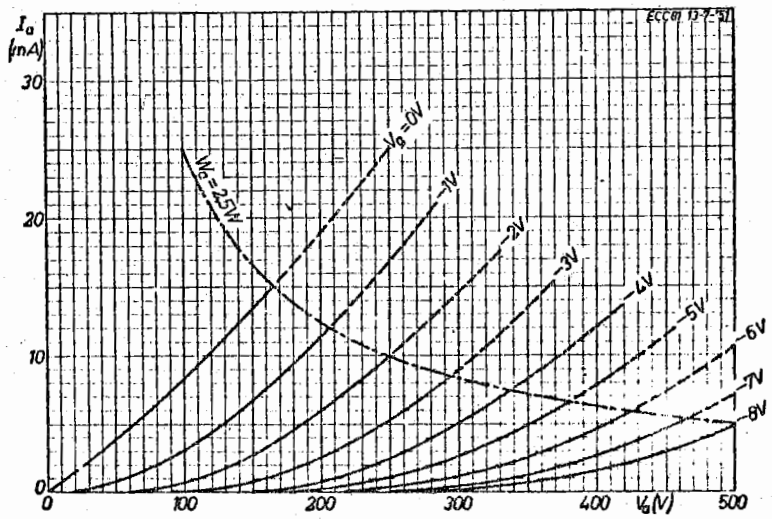


fig. 188

(x) - La risposta e_k ad un segnale e_g e': $e_k = \dfrac{\mu\, e_g\, R_k}{r_p + R_L + (1+\mu)R_k}$ che nella ipotesi $R_L/r_p \ll 1$ si puo' scrivere: $e_k \dfrac{\mu\, e_g\, R_k}{1 + \mu\, R_k} = \dfrac{g_m e_g R_k}{1 + g_m R_k} = \dfrac{e_g}{(1/g_m) + R_k} R_k$ di qui il circuito equivalente (fig. 189) e di conseguenza la (82).

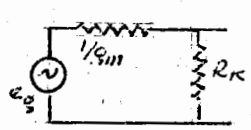


fig. 187

Valendo la

$$e_c = e_o - i_p R_K$$

con i valori noti di e_c ed R_K segue:

$$e_o \simeq 0$$

vale a dire la griglia viene polarizzata con la resistenza R_G direttamente a massa.

Se la d.d.p. tra placca e catodo e' ~ 100 volt allora la valvola si porterà spontaneamente a condurre la corrente $I_p = 3$mA, con la disposizione ora assunta.

Si supponga la tensione di alimentazione $E_o = 300$ volt (v. fig. 190). La caduta di potenziale attraverso $R_L = 4$ Kohm e'

$$\Delta V = 12 \text{ volt}$$

e di conseguenza

$$e_p = 300 - 13 = 287 \text{ volt} \qquad (13 \text{ e' } = (R_L - R_K) I_p)$$

A questo punto o si cambia la tensione di alimentazione E_o riducendola ad un valore opportuno per avere $e_b = 100$ volt, oppure si adotta l'accorgimento descritto in fig. 191 che e' del tutto equivalente.

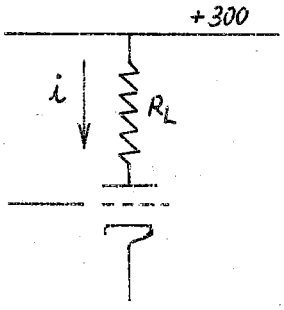


fig. 190

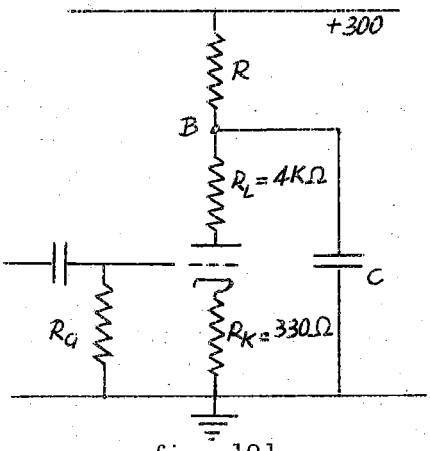


fig. 191

Con una corrente i = 3 mA il punto B deve essere a 112 volt. Quindi:

$$R = \frac{300 - 112}{3 \times 10^{-3}} = \frac{188}{3} 10^3 \simeq 68 \text{ Kohm}$$

Il valore di C viene fissato stabilendo che B, per un assegnato segnale di placca, si sposti al massimo dell'1% di detto segnale. Il massimo segnale di entrata e' $e_g = +1$ volt, in corrispondenza sulla placca $e_p = -6$ volt, quindi $\Delta V_B = 0,06$ volt.

Il valore di ΔV_B si calcola da:

(83) $$\Delta V_B = \frac{\Delta i \; \Delta t}{c}$$

ove $i_p = \Delta i$ e' la variazione di corrente dovuta al segnale $e_g = 1$ volt, Δt la durata dell'impulso, C il valore incognito della capacita'.

L'escursione in corrente Δi si puo' stabilire graficamente sulle caratteristiche con i metodi gia' esposti, pensando che l'impulso sposta per il tempo Δt il punto di lavoro della valvola da $e_c = -1$ ad $e_c = -0,4$ per $e_g = -1$.

La corrente i_p' che fluisce, nell'intervallo Δt, nella valvola si determina allora pensando che la tensione $e_o = +1$ volt e definendo il nuovo punto di lavoro. Oppure, il che e' pero' equivalente, si scrive la variazione

$$\Delta i = g_m \Delta e_c + \frac{1}{2p} \Delta e_p$$

ed essendo $\Delta e_c \cong +0.6$ volt e $\Delta e_p \simeq -6$ volt con i valori gia'stabiliti per g_m ed r_p (15 Kohm) si calcola:

(84) $$\Delta i \simeq 2 \text{ mA}$$

segue allora da (83) e (84), ricordando $t = 200$ ns e $\Delta V_B = 0.06$ volt

$$C \cong 3.3 \times 10^{-6} \text{ F} = 3.3 \mu\text{F} .$$

E' questo il valore minimo di C per ottenere il valore di V_B. Esistono condensatori con capacita' $C = 4 \mu$F. In parallelo ad essi si metteranno anche i condensatori ceramici come gia' spiegato in precedenza.

f) Secondo stadio.

In condizioni statiche la valvola deve condurre molta corrente. Invero se essa conduce 10 mA la tensione statica di placca e' ~ 260 volt. Spegnendo la valvola si ottiene un impulso positivo di 40 volt. Come si vede questa condizione e' appena sufficiente a dare in uscita i 36 volt richiesti per un segnale in ingresso di 1 volt.

La situazione accennata e' pero' da evitare poiche' la valvola, nella zona di caratteristiche in cui si interdice, e' molto poco lineare.

Il segnale massimo di uscita deve essere allora ottenuto senza spegnere la valvola. E' necessario che la corrente sia maggiore di 10 mA. Scorrendo le curve caratteristiche si vede che con $e_c = 0$ volt $i_{max} = 15$ mA. Valori maggiori per i_b non sono compatibili con i limiti posti dalla massima dissipazione di 2,5 watt.

A questo punto e' evidente che:

1) si sceglie per il secondo stadio una valvola che abbia delle caratteristiche piu' adatte alla situazione in esame;
2) si rinuncia in parte alla linearita' e si fa condurre alla valvola la massima corrente compatibile con un funzionamento non critico.

Si seguira' il criterio 2.

I segnali che entrano nella griglia della valvola (2) hanno segno negativo. per ottenere la massima corrente statica possibile si stabilisce il punto di lavoro sulla caratteristica $e_c = 0$.

Un valore ragionevole per la corrente e' $i_p = 13$ mA cui corrisponde una d.d.p. tra placca e catodo $e_p = 150$ volt.

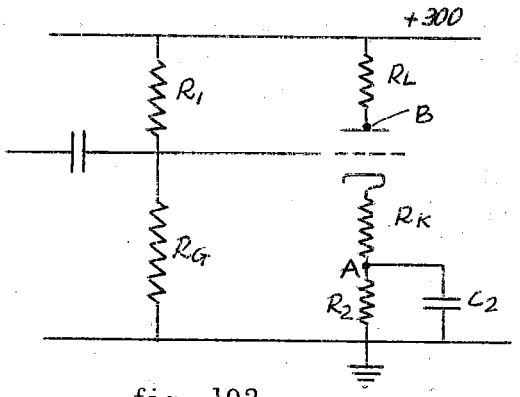


fig. 192

Lo schema di fig. 185 va modificato come in fig. 192 per quanto riguarda lo stadio (2) .

La tensione E_B sara':

E_B 300 - 13 x 4 = 248 volt

poiche' $e_b = V_{PK} = 150$ volt il catodo deve portarsi ad una tensione V_K tale che

$$248 - V_K = 150$$

e quindi

$$V_K = 98 \text{ volt} .$$

La resistenza R_2 va calcolata in modo che:

$$(330 + R_2)\ 13 \times 10^{-3} = 98$$

e segue

$$R_2 \cong 7.5 \ K\Omega$$

Imponendo che la tensione V_A subisca al massimo una variazione dell'1% dell'impulso sul catodo segue il valore di C_2.

S'e' visto che nelle condizioni di fig. 191 il catodo segue per circa il 60% il segnale sulla griglia. Nelle attuali il massimo segnale in griglia e' $e_g = -6$ volt da cui $|e_K| \sim 3,5$ volt e quindi

$$\Delta V_A = 0,035$$

Il valore di C_2 segue dalla

(84)
$$\frac{\Delta i \cdot \Delta t}{C_2} = \Delta V_A$$

Tenendo conto che $R_L \cong 4K$ e che ad un impulso $-e_g = -6$ corrisponde $e_p \simeq 36$ volt segue

$$\Delta i \sim 10 \text{ mA},$$

e da (84)
$$C_2 \cong 32 \ \mu F.$$

Come al solito si metteranno ad esso in parallelo due condensatori da 1 μF in carta e 0,1 μF in ceramica. In tal modo c'e' un condensatore per tutti i tempi (lunghi, intermedi, brevi).

La resistenza R_1 andra' scelta in modo che il partitore R_1 R_G dia in griglia ~ 98 volt.

La grandezza ancora non considerata e' V_{fk}. La tensione catodo filamenti e' scritto non deve passare i limiti dei 90 volt

(85) $$V_{fK} = \pm 90 \text{ volt}$$

a) nella prima valvola il catodo e' a + 1 volt
b) nella seconda valvola il catodo e' a + 180 volt.

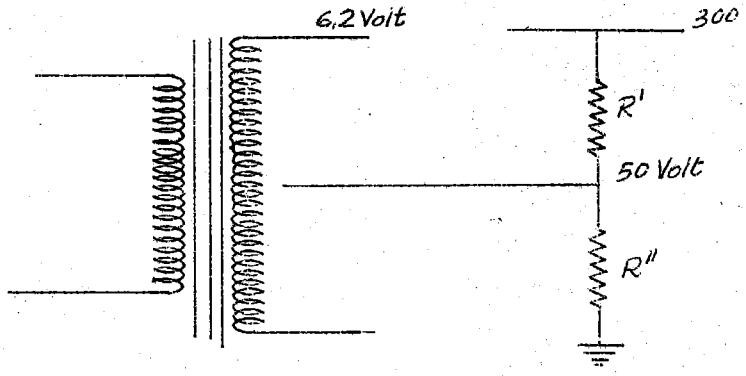


fig. 193

In fig. 193 e' realizzato il dispositivo che permette di mantenere i filamenti a circa 50 volt rispetto al catodo e sotto il valore limite (85). Nel secondario del trasformatore che alimenta i filamenti c'e' sempre il terzo filo come in fig. 193.

L'amplificatore cosi' realizzato non e' lineare fino a 1 volt. Infatti la seconda valvola lavora in zona poco lineare quando si richiede in uscita un impulso superiore a 20 volt.

Basta confrontare il valore della caduta di tensione attraverso R_L in condizioni statiche con il valore degli impulsi superiori ai 20 volt.

LEZIONE IX

1) - Il tetrodo

Nel tetrodo una seconda griglia, chiamata la griglia schermo, e' posta tra la griglia controllo e la placca. Consiste di una sottile rete metallica in modo che gli elettroni passino facilmente attraverso essa. In conseguenza conduce una piccola corrente. In condizioni normali la griglia schermo e' posta a un potenziale costante. In tal modo si scherma la griglia controllo rispetto alla placca. In altre parole: un cambiamento della tensione di placca non produce alcun effetto sulla carica spaziale tra la griglia e la griglia schermo.

Ne segue che:

a) la corrente di placca e' relativamente indipendente dalla tensione di placca;
b) la capacita' C_{gp} viene resa circa 1000 volte piu' piccola che nel caso del triodo.

Questo si traduce in una notevole diminuzione dell'effetto Miller.

Le caratteristiche di placca di un tetrodo sono in fig. 194..

Si noti come al di sopra di una certa tensione di placca e_p la corrente I_p sia praticamente indipendente da e_p. Il minimo relativo della curva $I_p = f(e_p)$ si presenta quando la tensione di placca e' piu' bassa che quella di griglia schermo. Questo e' dovuto agli elettroni secondari emessi dalla placca che vengono collezionati dalle g.s. L' effetto risultante e'un abbassamento della corrente di placca. Questa zona delle caratteristiche e' anche chiamata la regione di ''resistenza negativa'' poiche'

$$\frac{dI_p}{de_p} \simeq \frac{1}{r_p} < 0 \quad (x).$$

I fattori di amplificazione per tetrodi vanno da 100 a 1200 (molto piu' che in un triodo), la resistenza di placca r_p varia da 100 Kohm a 2 Mohm mentre g_m e' tra 500 $\div$ 1000. Per questo i pentodi sono piu' usati dei tetrodi.

Il simbolo del tetrodo e' dato in fig. 195.

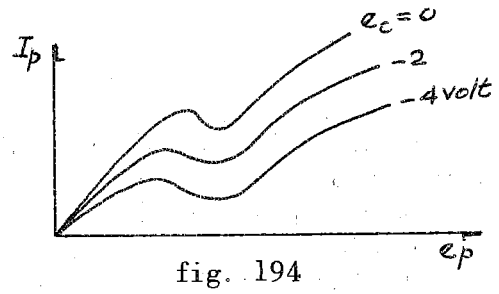


fig. 194

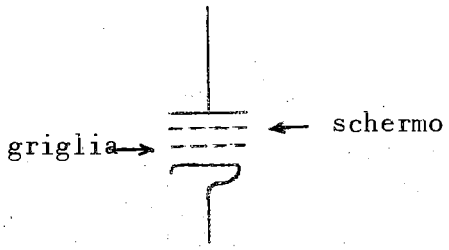


fig. 195

(x) - La funzione in quella zona e' decrescente.

2) - Tubi a fascio

Tubi a fascio sono normalmente tetrodi (in alcuni casi pentodi) in cui la corrente elettronica costituisce un fascio. Ne segue che il tubo puo' condurre e controllare correnti intense; di qui la proprieta' di buon strumento di controllo di potenza.

Gli elettroni secondari iniziali vengono costretti a formare una carica spaziale tra schermo e placca. Questa agisce come un soppressore virtuale ed invero produce come conseguenza caratteristiche con una caduta piu' netta che nella maggior parte dei pentodi.

Inoltre i fili della griglia schermo sono disposti rispetto a quelli della griglia controllo in modo che la griglia schermo conduca poca corrente.

Un tipico tetrodo a fascio e' la 6 V 6.

3) - Tubi a catodo freddo

Questi tipi di tubo presentano in una atmosfera di gas un catodo non riscaldato ed una placca.

Le caratteristiche di placca hanno la forma di fig. 196; in fig. 197 e' il simbolo.

Il tubo non conduce sino a che il gas non viene ionizzato (potenziale di breakdown). Una volta che la scarica sia iniziata questa viene matenuta dagli ioni ed e_p rimane praticamente costante. Per questo i tubi a gas sono degli ottimi regolatori di tensione. Ad esempio uno di tali tubi puo' variare I_b da 5 a 40 mA con soli 3 volt di variazione per e_p.

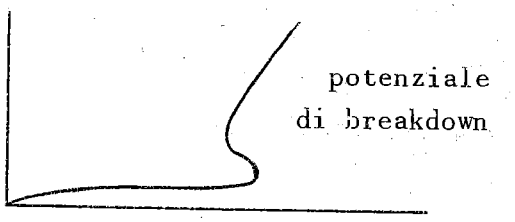


fig. 196

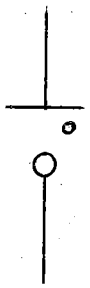


fig. 197

Esistono tubi con differenti tensioni di breakdown. In aggiunta si possono avere tubi che conducono poca corrente ma forniscono dei potenziali di riferimento ben stabili. A questo tipo appartengono la 5651 (85 volt breakdown, I_b da 1 a 5 mA), la 85A1 e la 85A2 (entrambe della Philips). Questi tre tubi hanno anche ottime caratteristiche dal punto di vista della durata e delle variazioni di caratteristiche con la temperatura.

4) - Tyratrons

Un tyratron e' un triodo a gas costruito in modo che la griglia scher mi quasi completamente il catodo dalla placca. Fino a che la griglia e' abbastanza positiva non c'e' alcuna scarica. Una volta la scarica sia iniziata la griglia non esercita piu' alcun controllo, e la scarica termina solo allora che il potenziale di placca sia divenuto opportunamente basso. Per questo il tyratron e' praticamente un interruttore. E' piuttosto lento dato il suo funzionamento che e' basato sulla ionizzazione di un gas.

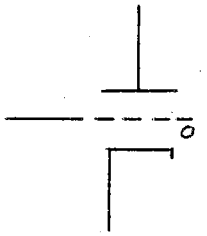


fig. 198

Nella 2D21 un tempo dell'ordine di $0,5\,\mu s$ viene richiesto per ottenere una ionizzazione superiore alla ionizzazione media.

Il gas e' normalmente Hg, H2, Xe, Ar.

Il simbolo e' in fig. 198.

5) - Ignitrons

L'ignitron e' un diodo a gas nel quale il gas viene ottenuto vaporizzando dell'Hg tramite una scintilla tra un terzo elemento di controllo ed il catodo. Questi tubi conducono al di sopra di 25000 Amp.

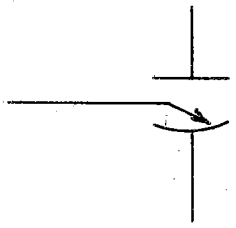


fig. 199

Il simbolo e' in fig. 199.

6) - Diodi a gas

Riempendo un diodo ad una pressione piuttosto elevata (circa 5 cm) si possono evitare l'evaporazione del torio o i filament coating ed il tubo puo' condurre elevate correnti. Sono usati come rettificatori. Le caratteristiche di placca sono in fig. 200.

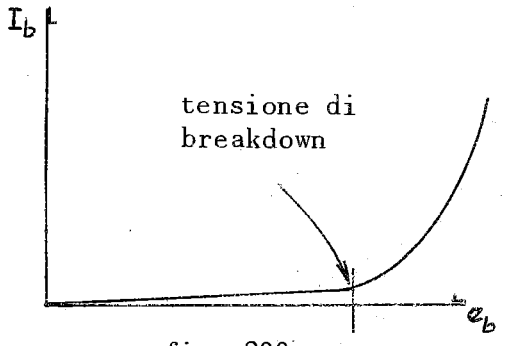


fig. 200

7) - Il pentodo

In un pentodo (v. fig. 201) e' aggiunta una terza griglia il "soppressore", posta molto vicino alla placca. Normalmente il soppressore e' collegato al catodo. In conseguenza si ha che ogni elettrone espulso dalla placca per emissione secondaria viene respinto di nuovo su di essa dall'azione del campo tra placca e soppressore. Le caratteristiche del pentodo sono pertanto del tutto simili a quelle del tetrodo. Mancano pero' della zona di resistenza negativa. Inoltre la capacita' C_{gp} e' resa ancora piu' piccola.

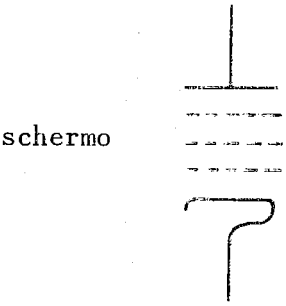


fig. 201

La resistenza di placca r_p e' elevatissima, il fattore di amplificazione e' > 1000 (ma raramente usato), la transconduttanza g_m tra 5000 e 10000 ed oltre.

Pentodi tipici sono:

6 AH 6	6 SK 7
6 AK 5	6 SJ 7
6 AC 7	E 180 F
6 AG 7	ecc. ecc.

Possono essere usati come triodi collegando alla placca il soppressore e la griglia controllo.

Normalmente la griglia e' una spirale di filo avvolta attorno al catodo. In certi pentodi la spirale viene fatta non uniforme in modo che gli effetti della griglia siano non uniformi in tutte le sue parti. Si dice che viene variata la spaziatura degli elementi della griglia. Un tubo con la griglia controllo in cui si possa ottenere una spaziatura variabile e' detto un pentodo a μ variabile o "remote cutoff pentode", mentre quello a spaziatura uniforme e' uno "sharp cutoff". Graficamente si concretizza la differenza tra i due tipi facendo riferimento alle caratteristiche mutue (v. fig. 202).

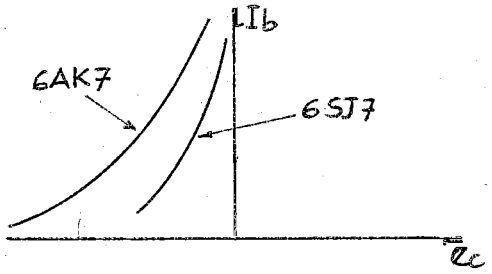


fig. 202

La 6 AK 7 appartiene al primo tipo "remote cutoff". Si noti che g_m e' la pendenza delle curve di fig. 202 invero

$$g_m = \frac{dI_b}{de_c}$$

Da figura 202 si vede inoltre che g_m varia con I_b nelle valvole del primo tipo, mentre e' praticamente costante in quelle del secondo (sharp cutoff) come e' per la 6 SJ 7 in cui la $I_b = f(e_c)$ e' praticamente rettilinea. Questo si ripercuote nelle caratteristiche di placca. Nei pentodi tipo 6 AK 7 l'escursione di griglia e' larga ma c'e' poca linearita', in quelli di tipo 6 SJ 7 l'escursione di griglia e' piccola ma c'e' maggiore linearita'.

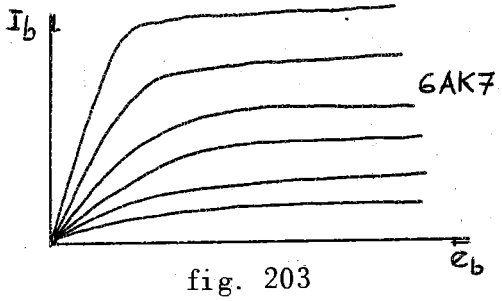


fig. 203

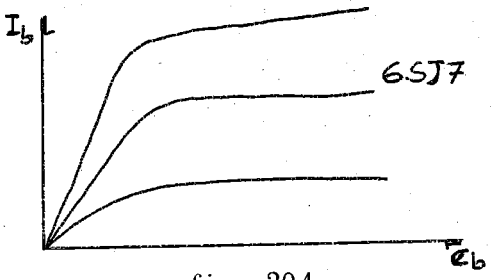


fig. 204

Si osservino le figg. 203 e 204 e si ricordi che la linearita' si traduce nella costante spaziatura tra le caratteristiche di placca.

8) - Proprieta' del pentodo

Confrontando le caratteristiche di un pentodo con quelle di un triodo si nota immediatamente come la

$$\left(\frac{dI_b}{de_b}\right)_{e_b=0}$$

sia molto maggiore nei pentodi che nei triodi (v. figg. 205 e 206).

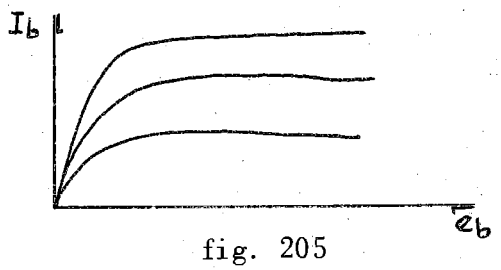


fig. 205

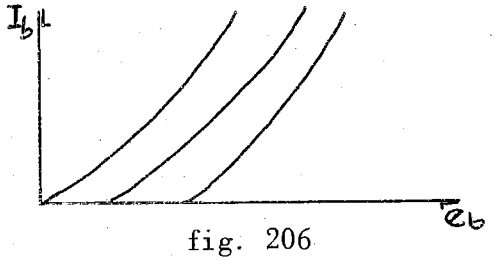


fig. 206

Cioe' a piccoli valori della tensione di placca gli elettroni vengono accelerati dalla griglia schermo (normalmente posta a un potenziale fisso - figura 207) e la pendenza e' quindi molto piu' acuta che nel caso del triodo ove tale griglia non esiste.
Sempre dall'esame della fig. 205 si puo' dedurre che nella zona delle caratteristiche ove $I_b = f(e_b)$ e' praticamente parallela all'asse della e_b si ha:

$$\frac{1}{r_p} = \frac{dI_b}{de_b} \sim 0 \qquad (86)$$

e cioe' $r_p \sim \infty$. La corrente di placca, fissa restando la tensione di griglia, non dipende praticamente da e_p. In quella zona di caratteristiche il pentodo si comporta quindi come il "generatore di corrente" di fig. 208.

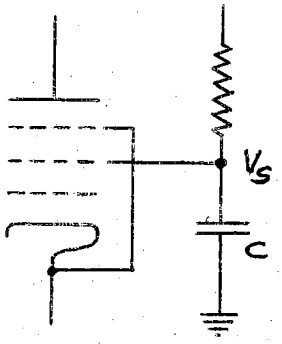


fig. 207

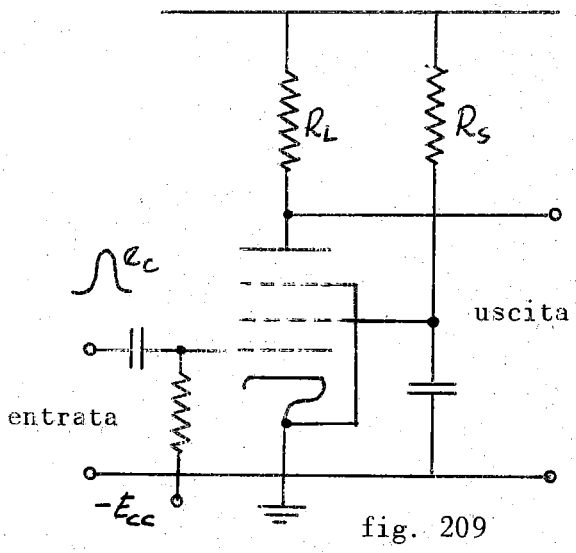


fig. 209

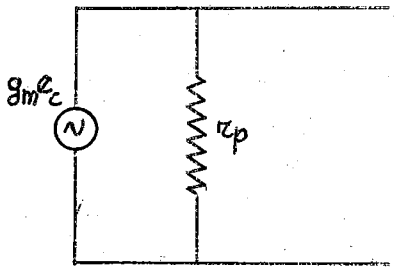


fig. 208

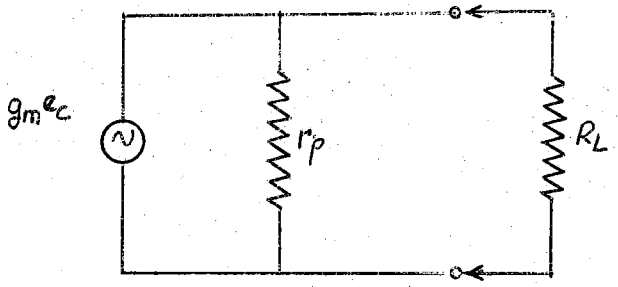


fig. 210

Quando si pensi al pentodo come amplificatore (v. fig. 209), il circuito equivalente da cui calcolare l'amplificazione e' quello di fig. 208 ove R_L venga posta in parallelo ad r_p (v fig. 210). Segue facilmente che

$$A = \left| \frac{e_u}{e_c} \right| = g_m \frac{R_L \, r_p}{R_L + r_p}$$

e tenendo conto di (86) che si traduce anche in $r_p \gg R_L$ segue:

$$A \cong g_m R_L$$

Per calcolare l'amplificazione del pentodo con reazione sul catodo come in fig. 211 si puo' seguire lo schema di ragionamento seguente: il circuito di catodo puo' essere come al solito schematizzato come in fig. 212

$$g_k = g_m + g_s \sim g_m \ (1 + \alpha) \text{ con } \alpha \sim 0{,}02$$

Si deve notare infatti che mentra il segnale di placca dipende solo dalla i_p, il segnale sul catodo e' funzione di i_p ed i_s ove i_p ed i_s sono le correnti istantanee di placca e schermo in risposta al segnale in griglia e_c

$$\left(g_m = \frac{dI_p}{de_c} \ ; \qquad g_s = \frac{dI_s}{de_c} \right).$$

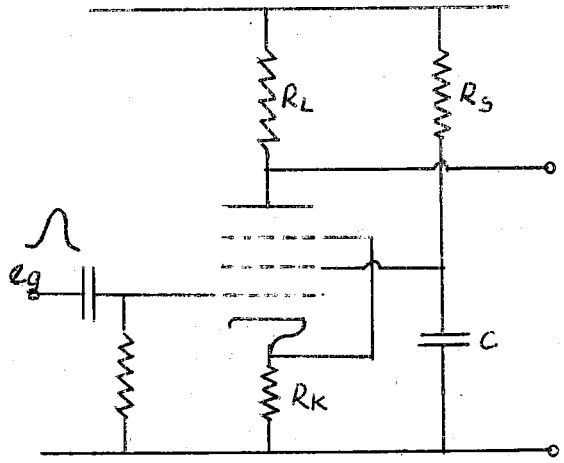


fig. 211

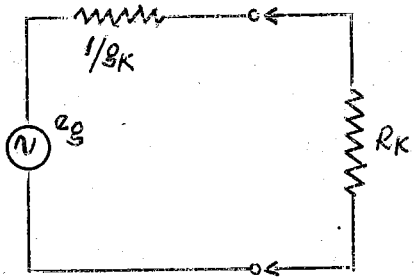


fig. 212

Normalmente la griglia schermo viene bloccata ad un potenziale fisso tramite il dispositivo di fig. 209 o 211 ecc. ove C e' una grande capacita' (alcuni μF) ed allora

$$i_s \sim 0 \qquad e \qquad g_k \sim g_m \ .$$

Comunque dal circuito di fig. 212 si ricava

$$e_k = e_g \ \frac{R_k}{1/g_k + R_k} = e_g \ \frac{g_k R_k}{1 + g_k R_k} \sim e_g \ \frac{g_m R_k}{1 + g_m R_k}$$

e di conseguenza

$$(87) \qquad e_c = e_g - e_k = \frac{e_g}{1 + g_m R_k}$$

Il segnale effettivamente amplificato dal pentodo e' la e_c data dalla (87).

Quindi riprendendo in considerazione il circuito di placca l'amplificazione viene data da (v. fig. 213):

$$e_u \cong g_m \ e_c \ R_L = - \ g_m \ R_L \ \frac{e_g}{1 + g_m R_k}$$

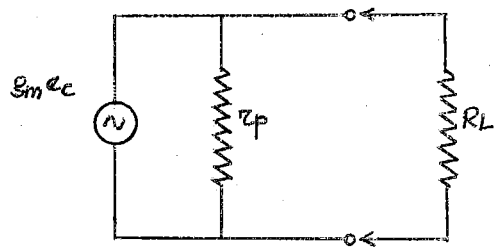


fig. 213

e quindi

$$A = \left| \frac{e_u}{e_g} \right| = \frac{g_m R_k}{1 + g_m R_k} \sim \frac{R_L}{R_k}$$

poiche'

$$g_m \ R_k >> 1 \quad (x) .$$

(x) - Si ricordi che nei pentodi g_m e' molto elevata.

LEZIONE X

1) - Progetto di un amplificatore

a) Tempo di salita $\tau_s < 50$ ns

b) Amplificazione $A = 10$

c) Linearita' per impulsi di entrata tra $-1 \div +1$ volt

d) Segnali di uscita sempre positivi.

Lo schema del gruppo amplificatore vuole essere quello costituito di due valvole amplificatrici piu' un inseguitore catodico. Il segnale di uscita e' quindi dello stesso segno di quello che entra.

Dal punto d) segue che il gruppo amplificatore deve essere preceduto da un dispositivo che permette di invertire, senza mutarne l'ampiezza, gli impulsi negativi.

Lo schema dell'amplificazione e' quindi in fig. 214.

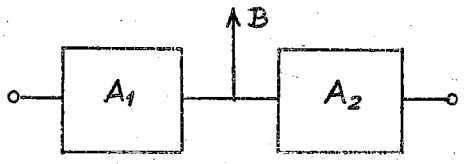


fig. 214

A_1 e' il dispositivo che in B fornisce un segnale positivo, qualunque sia il segno del segnale di entrata. A_2 e' il gruppo amplificatore.

Gruppo A_1

E' costituito da una delle due sezioni del doppio triodo E88CC (Philips).

La valvola deve invertire i segnali negativi (l'amplificatore descritto fornisce in uscita segnali dello stesso segno che quelli d'ingresso). Il punto di lavoro andra' scelto lontano dalla zona di interdizione della valvola.

Dalle curve di fig. 215 si ricavano i seguenti valori:

$$e_p = 90 \text{ volt}$$

(88)
$$i_p = 10 \text{ mA}$$

$$g_m \simeq 10000 \ \mu\text{mho} .$$

La condizione per i valori detti di e_p ed i_p si soddisfa scegliendo $e_c = -2$ volt (v. fig. 216).

In queste condizioni la dissipazione di placca e'

$$P = 0.9 \text{ watt}$$

inferiore ad 1.8 watt che e' P_{max}.

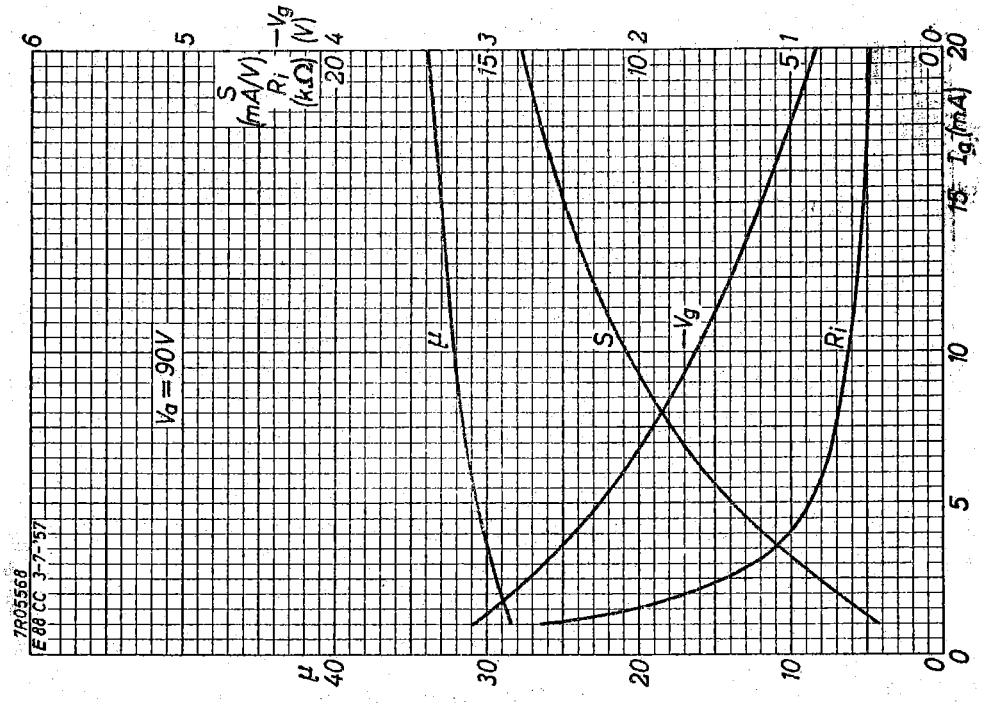


fig. 215

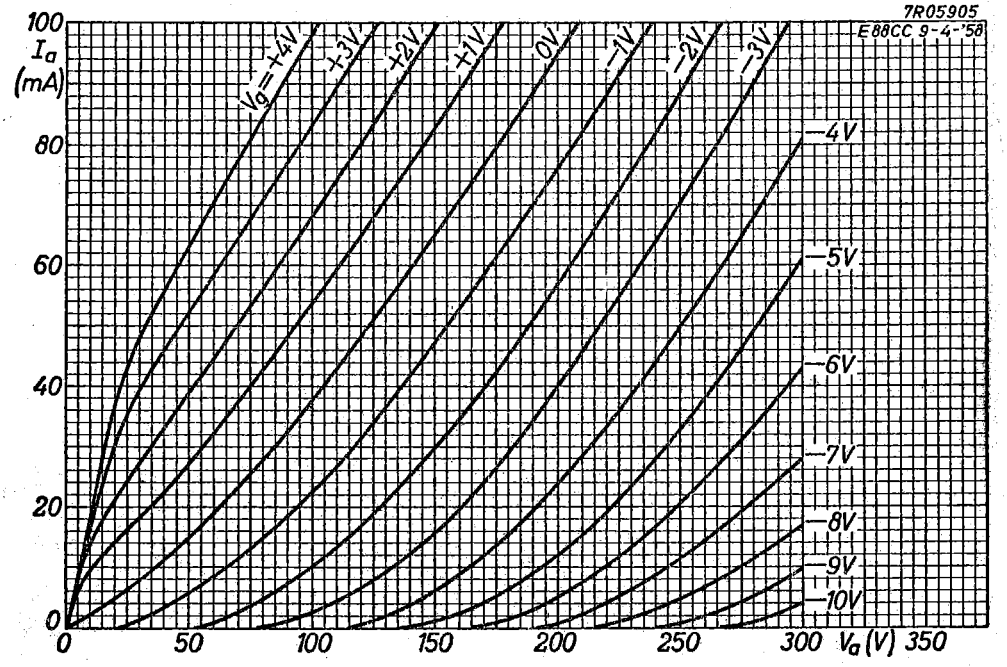


fig. 216

Con riferimento a fig. 217, ricordando che $i_p = 10$ mA segue:

$$e_k = +4.7 \text{ volt}$$

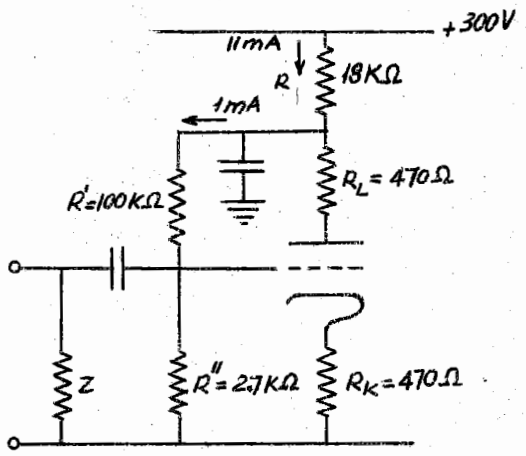


fig. 217

di conseguenza, affinche' sia

$$e_c = -2 \text{ volt}$$

la griglia andra' polarizzata alla tensione

(89) $$e_g = +2.7 \text{ volt}$$

Dalla (89) e dalle (88), in cui e' detto che la d.d.p. placca catodo deve essere 90 volt, si giustifica lo schema di fig. 217 .

In fig. 217 l'impedenza Z dipende dalla impedenza caratteristica del cavo con il quale si pensa di inviare gli impulsi.

Il valore di $R_L \equiv R_k$ dipende naturalmente dal tempo di salita che si vuole attribuire all'impulso. Imponendo che l'invertitrice introduca un tempo di salita

$$\tau'_s < 10 \text{ ns}$$

si ricava il valore di R_L dalla

(90) $$3\, R_L\, C < 10 \text{ ns}$$

ove

$$C = C_u + C_e + C_{conn}$$

e

C_u - capacita' di uscita dell'invertitrice
C_e - capacita' di entrata dell'amplificatore
C_{conn} - capacita' delle connessioni, zoccolo ecc.

$C_u = 0,2$ pF
$C_e = \sim 2$ pF (l'amplificatore e' reazionato e quindi presenta una capacita' di entrata molto piccola)
$C_{conn} = \sim 5$ pF

quindi

$$C \cong 7.2 \text{ pF}$$

segue

$$(91) \qquad R_L < \frac{10^{-8}}{3 \times 7{,}2 \times 10^{-12}} \cong 500 \text{ ohm}$$

Il valore di R_L = 470 ohm soddisfa alla (91).

Complessivamente lo schema di entrata e' in fig. 218.

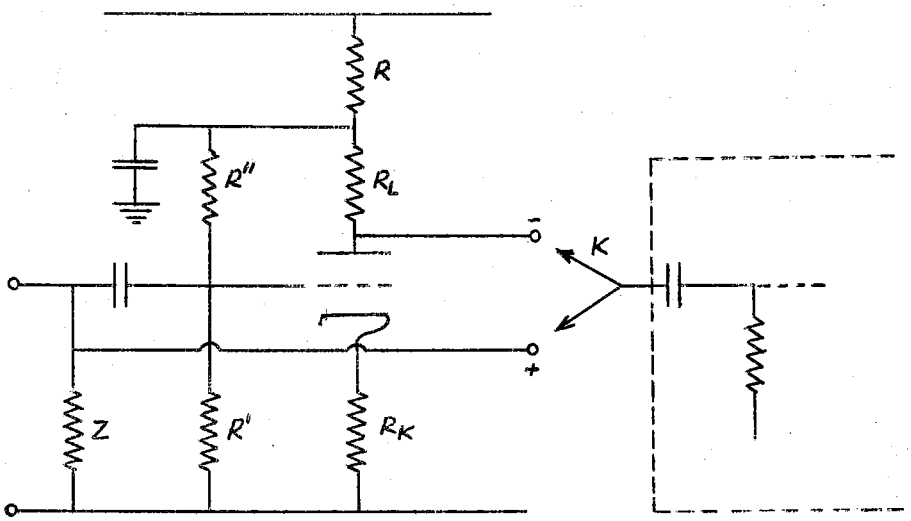


fig. 218

K e' un commutatore la cui posizione va decisa a seconda che il segnale di entrata sia positivo o negativo. A tale scopo e' bene non usare un normale interruttore a due vie perche' presenta una eccessiva capacita'. Si puo' per esempio scegliere un interruttore a piu' posizioni, sfruttandone evidentemente due sole; la capacita' che questo presenta e' di gran lunga inferiore.

2) - Gruppo amplificatore

Vengono adoperati due pentodi come amplificatori ed un inseguitore catodico (l'altra sezione della E88CC).

Tra i pentodi: 6 AH 6
6 AK 5
E 180 F

E 180 F ha il migliore valore per F (figura di merito).

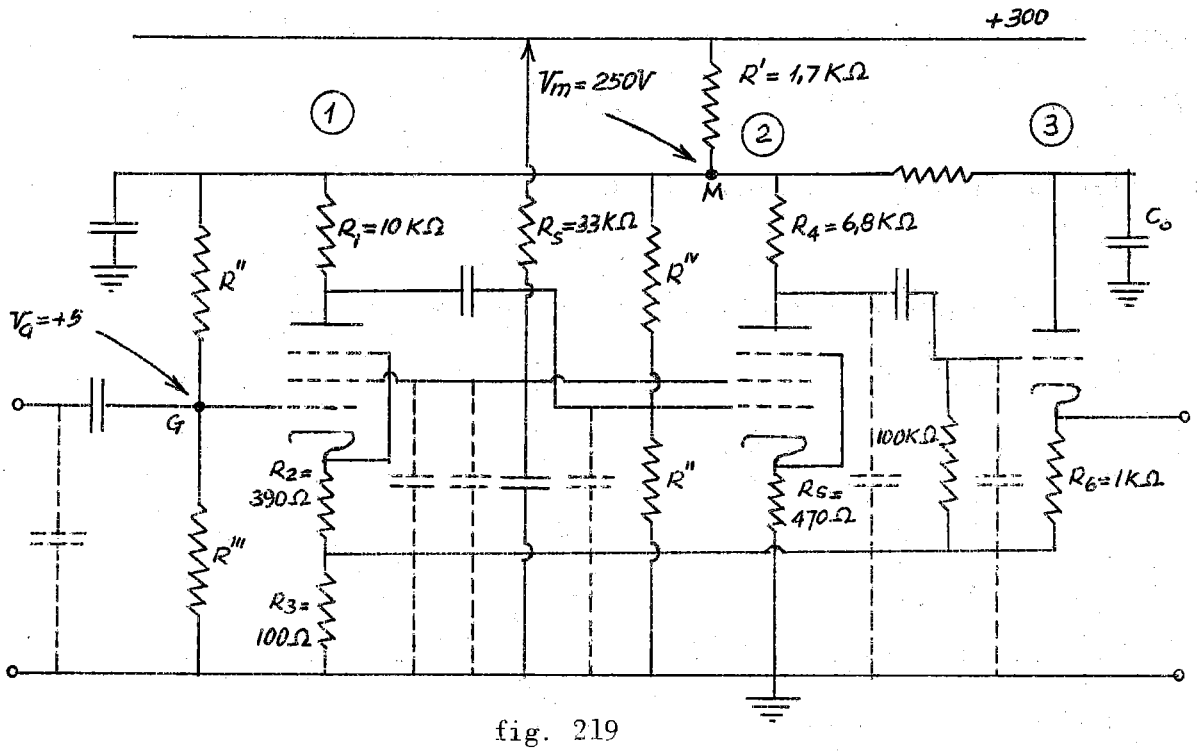


fig. 219

Dal confronto di R_6 ed R_3 segue:

$$|\beta| = \frac{10^2}{10^3 + 10^2} \sim \frac{1}{10}$$

e perche' $|\beta A| >> 1$

(92) $$A_r = \frac{1}{|\beta|} = 10$$

Il pentodo E 180 F ha le seguenti caratteristiche:

g_m = 16,500
C_{gk} = 11,1 pF capacita' statica di entrata
C_{gp} = 0,03 pF

L'amplificazione del pentodo ① senza tener conto della reazione e' approssimativamente:

$$A_1 \sim \frac{R_1}{R_2 \quad R_3} = \frac{10^4}{5 \times 10^2} = 20$$

Il tempo di salita τ_{1S} dovuto all'accoppiamento tra le valvole ① e ② dipende da R_1, C_u, C_e ove C_u e C_e sono le capacita' di uscita del pentodo ① e di entrata del pentodo ② .

Ricordando che $C_u = C_{ps} + C_{pk} + C_{pm}$ (capacita' placca schermo, catodo, massa)

$$C_u \sim 3 \text{ pF}$$

Il valore di C_e sara' invece $\ll C_{gk}$.

Invero dal punto di vista del catodo il pentodo ② presenta una impedenza di uscita

$$Z_{uk} = \frac{1}{g_m} \sim 60 \text{ ohm}$$

ed il circuito equivalente per calcolare A_k e' in fig. 220.

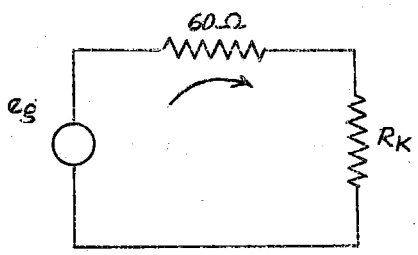


fig. 220

$$A_k = \frac{R_k}{60 + R_k}$$

Dalla quale segue che $A_k \sim 1$ se $R_k \gg 60$ ohm.
Con $R_k = 470$ ohm si ha:

(93) $$A_k = \frac{470}{530} = 0,88$$

e quindi:

$$C_e = C_{gk} (1 - A_k) = 11,1 (1 - 0,88) \sim 1,5 \text{ pF}$$

Il tempo di salita τ_{1s} e' allora, tenendo conto della capacita' delle connessioni ($C_{conn} \sim 5$ pF)

(94) $$\tau_{1s} = 3 R_1 (C_u + C_e + C_{conn}) = 3 \times 10^4 \times 9,5 \times 10^{-12} = 285 \text{ ns}$$

Nella valvola ② si e' preso $R_G = 6,8$ Kohm per fare in modo che in condizioni statiche conduca piu' corrente che la ① . Invero la ① funziona per segnali positivi, la ② per segnali negativi.

Il tempo di salita τ_{2s} introdotto dall'accoppiamento tra le valvole ② e ③ dipende da R_G, C'_u, C'_e ove con C'_u e C'_e si indicano le capacita' di uscita della valvola ② e di entrata della ③ . C'_u si puo' assumere come prima

$$C'_u \sim 3 \text{ pF}$$

Per C'_e si puo' eseguire il calcolo in un caso pessimistico: si assume per A'_k il valore $A'_k = 1/2$ come seguirebbe se in uscita fosse un cavo da 100 ohm, ricordando che per la E88CC; $1/g_m \cong 100$ ohm, Allora ($C'_{gk} \simeq 2,6$ pF):

$$C'_e = C'_{gk}\ (1 - A'_k) = 2,6 \times \frac{1}{2} = 1,3 \text{ pF}$$

Prendendo i soliti 5 pF per le connessioni

(95) $$\tau_{2s} = 3\ R_4\ (C'_u + C'_e + C_{conn}) = 3 \times 6,8 \times 10^3 \times 8,3 \times 10^{12} \cong 170 \text{ ns}$$

L'amplificazione A_2 della seconda valvola si computa come per la ① :

(96 $$A_2 \cong \frac{6,8}{4,7} \times 10 = 14,5$$

Si tratta ora di stabilire le polarizzazioni delle griglie delle varie valvole.

Valvola ③

L'escursione in corrente della valvola dipende fortemente dall'impedenza del carico posto in uscita. Il segnale di entrata e' 10 volt e l'uscita e' 10 volt a patto che $A_k = 1$.

Se l'impedenza Z del carico e' $Z = \infty$ allora $A_k \sim 1$, $e_u = 10$ volt. Ma se $Z = 200$ ohm la valvola fornisce in uscita un segnale che e' i 2/3 dell'entrata

$$e_u = \frac{2}{3}\ e_c$$

dalla quale segue che $e_u = 10$ volt se $e_c = 15$ volt. In tal modo la griglia dell'i.c. si muove di 5 volt rispetto al catodo, ed ad evitare che essa diventi positiva si deve stabilire una polarizzazione opportuna.

Tenendo conto delle considerazioni ora fatte si stabilisce di porre la griglia a -5 volt rispetto al catodo. A tal fine si legge in fig. 215 che per $i_p =$ mA, $e_p = 150$ volt, $g_m \simeq 11.5$ mA/volt.

In fig. 216 ad $e_c = -5$ volt, $i_p = 5$mA corrisponde $e_p \simeq 175$ volt. E' una condizione abbastanza vicina a quella su scritta.

Scegliendo $R_k = 1$ Kohm e disponendo la valvola come in fig. 221 si ha

$$e_c = -5 \text{ volt.}$$

Dovendosi stabilire

$$e_p = 175 \text{ volt}$$

per portare la valvola nel punto di lavoro richiesto e' necessaria la resistenza R'_o di fig. 221.

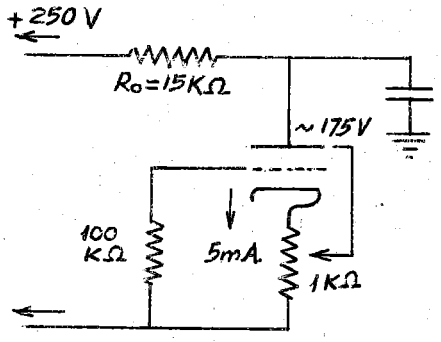


fig. 221

Valvola ① :

In fig. 222 e' lo schema delle correnti per la valvola ① .

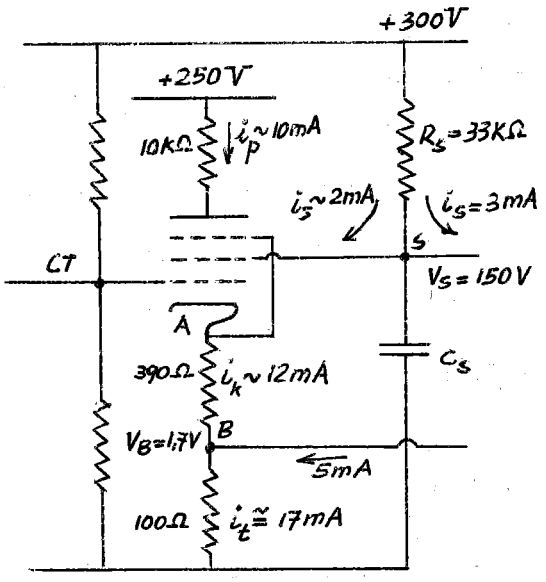


fig. 222

$V_B = 1,7$ volt

e quindi

$V_A = V_B + i_k\ 390 = 1,7 + 1,2 \times 3,9 \cong$

$\cong 6,4$ volt

Dalle caratteristiche si legge

$i_p = 10$ mA

per $E_p = 150$ volt, $E_s = 150$ volt

$E_{gk} = E_c = -1,5$ volt

Con un partitore si polarizza la griglia della ① alla tensione $E_G = +5$ V (v. fig. 222).

La resistenza R_s in fig. 222 permette di polarizzare contemporaneamente la griglia schermo delle valvole ① e ② .

Per la ②

$$i_s \cong 3 \text{ mA} .$$

Valvola ② :

Per $E_p = 150$ volt, $E_s = 150$, $i_p = 15$ mA, $i_s = 3$ mA.

$$E_{gk} = E_c = -1,1 \text{ volt}$$

Lo schema e' in fig. 223.

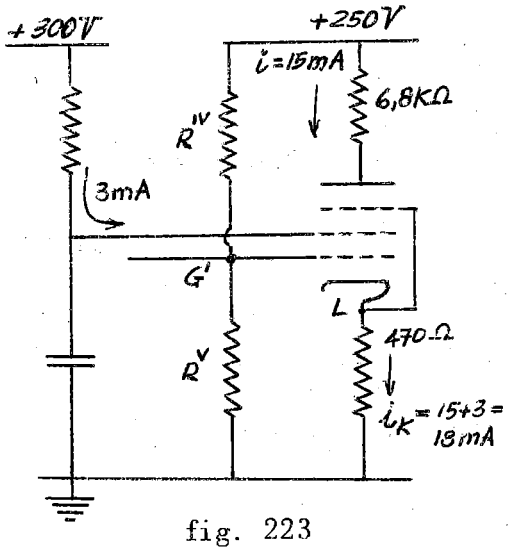


fig. 223

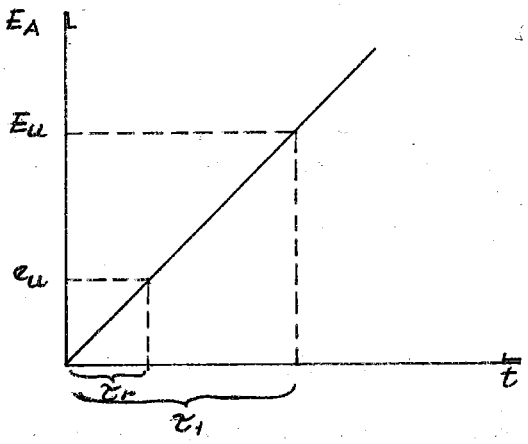


fig. 224

Con riferimento a fig. 223

$$V_L = 470 \times i_k = 470 \times 0,018 \sim 8,5 \text{ volt}$$

quindi deve essere

$$V_{G'} = 8,5 - 1,1 = + 7,4 \text{ volt}$$

a tale scopo il partitore R^{IV}, R^{V}.

Resta da calcolare la resistenza R' di tipo 7 affinche'

$$V_M = 250 \text{ volt}$$

La corrente totale che attraversa R' e'

$$i = 10 + 15 + 5 = 30 \text{ mA}$$

e quindi

$$R' = \frac{50}{30} \sim 1,7 \text{ Kohm}$$

Il tempo di salita totale dell'amplificatore senza reazione e' dalle (94) e (95)

$$\tau_1 = \sqrt{\tau_{1s}^2 + \tau_{2s}^2} = \sqrt{285^2 + 170^2} \sim 330 \text{ ns}$$

L'effetto della reazione nel tempo di salita e' illustrato in fig. 224: E_u indica la tensione massima senza reazione, e_u quella che si raggiunge con la reazione. Come segue da facili considerazioni

$$\frac{\tau_r}{\tau_1} = \frac{e_u}{E_u} = \frac{A_r}{A}$$

Il valore di A_r e' noto dalla (92)

$$A_r = 10$$

inoltre

$$A = A_1 \times A_2 \times A_3$$

ove A_1 ed A_2 sono date da (93) e (96) ed A_3 e' l'amplificazione dell'i.c. che dipende dal carico su cui questo e' chiuso. Nel caso tale carico sia Z = 200 ohm, allora

$$A_3 = \frac{2}{3} \cong 0,65$$

segue

$$A = A_1 A_2 A_3 = 20 \times 0,65 \times 14,5 \cong 190$$

e quindi il tempo di salita dell'amplificatore con reazione diviene:

$$\tau_r = \tau_1 \frac{A_r}{A} = 300 \frac{10}{190} \sim 17,5 \text{ ns}$$

Combinando questo valore con il valore di (90) secondo la solita legge quadratica si ottiene il tempo di salita complessivo dell'amplificatore;

$$\tau < \sqrt{10^2 + (17,5)^2} = 20 \text{ ns}$$

Alcune note vanno aggiunte a quanto detto:

1) Non si e' mai fatto cenno al tipo di resistenze da impiegare. E' naturale che queste vengano scelte tenendo conto della corrente massima che devono condurre.
2) Analoga osservazione va fatta a proposito della massima dissipazione dei pentodi, cui non si e' fatto cenno precedentemente.
3) Nel calcolo del tempo di salita dei vari stadi si deve tener conto anche dell'effetto Miller sulla placca cioe'

$$C_e = C_{gp} (1 - A_p) + C_{gk} (1 - A_k)$$

introducendo i contributi dovuti a C_{gp} non si muta sensibilmente il risultato ottenuto dato esiguo valore di C_{gp}.
4) Prendendo pentodi con un g_m diverso da quello della E180F ad esempio $g'_m = 9000$ si sarebbe ottenuta ancora l'amplificazione $A_r = 10$. Ma il tempo di salita sarebbe notevolmente aumentato (fissi naturalmente tutti gli altri parametri). Invero l'effetto Miller sul catodo che permette di diminuire fortemente C_e dipende dalla A_k ed e'

$$A_k = \frac{R_k}{R_k + 1/g_m}$$

Di qui l'opportunita' per ottenere tempi di salita brevi di adoperare valvole con un valore elevato di g_m.

LEZIONE XI

1) - Multivibratori stabili

Nella fig. 225 e' rappresentato lo schema tipo di un multivibratore. Con questo circuito si realizzano due stati stabili, precisamente: valvola ① che conduce e valvola ② spenta, ovvero la situazione simmetrica. L'impiego piu' comune di schemi di questo tipo consiste nella realizzazione di scale di conteggio "binarie" costituite da una catena di piu' multivibratori.

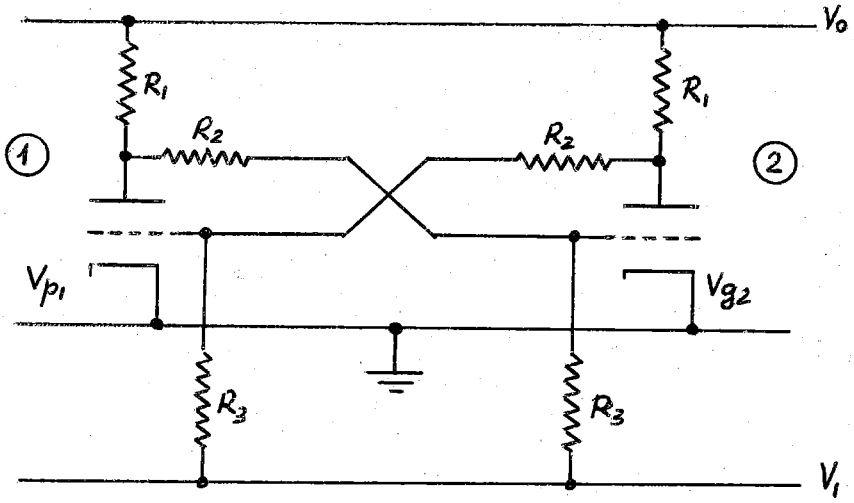


fig. 225

Lo schema funziona sul seguente principio: una causa esterna (impulso negativo) inizia lo spegnimento della valvola accesa, per esempio ① . Il segnale, amplificato e di segno invertito, verra' inviato nella griglia della valvola ① , che s'accendera' rinviando a sua volta un segnale negativo nella griglia della ② . Il processo, una volta iniziato, va esaltandosi ed ha termine solo allora che sia raggiunto l'altro stato stabile: ② accesa, ① spenta.

Un requisito necessario perche' si realizzi quanto descritto e' un buon fattore di amplificazione (μ) delle valvole adoperate; in tal modo si possono realizzare delle costanti di tempo sufficientemente brevi da permettere un buon funzionamento anche a frequenze dell'ordine di 10^6 impulsi/sec (tempo di commutazione da uno stato all'altro breve), che questo costringa a rinunciare ad una amplificazione sufficientemente elevata, necessaria perche' il multivibratore scatti, una volta comandato, verso l'altro stato.

Si pensi di realizzare lo schema di fig. 225 con il doppio triodo ECC81. La condizione ① accesa si realizza con

(97) $$V_{g_1} = 0$$

Affinche' valga (97) R_1, R_2, R_3 sono soluzioni del sistema

(98) $$\begin{cases} (R_1 + R_2)\, i = V_o \\ R_3\, i = -V_1 \end{cases}$$

che si ottiene scrivendo che $V_g = 0$ (la valvola ② e' spenta) quando sia i_1 la corrente che attraversa il partitore.
Comunque dalle (98):

$$\frac{R_1 + R_2}{R_3} = \frac{V_o}{-V_1} \tag{99}$$

Conviene sempre rendere $R_2 < R_3$ affinche' la partizione $R_3/(R_2 + R_3)$ del segnale di placca non porti ad una eccessiva attenuazione di esso.
Si scelgano allora $V_o = -V_1$ per es.

$$V_o = + 200 \qquad V_1 = - 200 \text{ Volt}$$

Il punto di lavoro della ① si ponga ad

$$I_p = 7 \text{ mA}$$

Dovendo essere (v. fig. 226) $V_{p_1} = + 85$ Volt (x) si ricava $R_1 \cong 165$ Kohm.

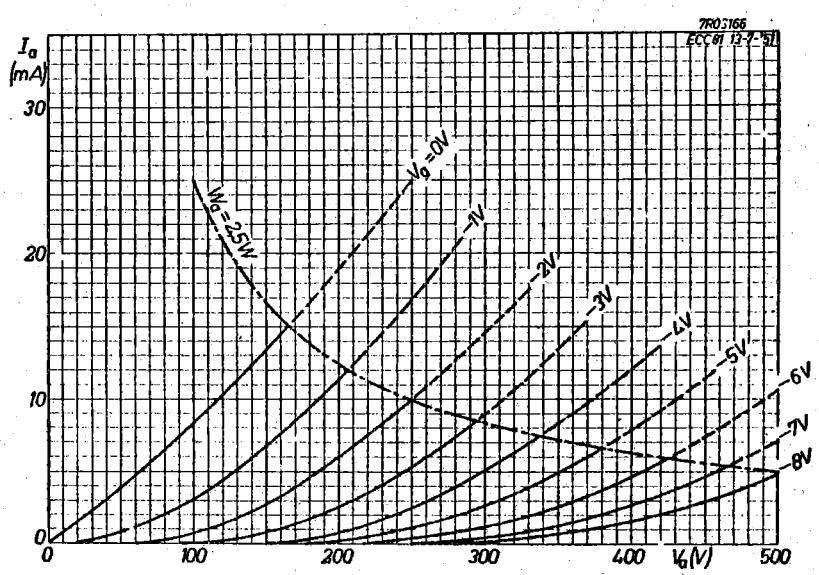


Fig. 226

In queste condizioni le grandezze caratteristiche della valvola sono (sulla caratteristica $V_g = 0$)

$$\mu \simeq 50$$
$$r_p \simeq 12 \text{ Kohm}$$

Con il valore assunto per R_1 la (99) diviene

$$R_3 - R_2 = 16.5 \text{ Kohm}$$

Il valore di R_3 ed R_2 verra' stabilito imponendo l'altra condizione, cioe': ② spenta.

(x) La potenza dissipata della valvola accesa e':

$$P = I_p V_{p_1} \cong 0.6 \text{ Watt} < 2.5 \text{ Watt}.$$

Sulle curve caratteristiche, per $V_o = +200$, si legge che ② e' certamente spenta se

$$V_{g_2} \leq -6 \text{ Volt} .$$

Se la corrente i che attraversa R_2 e'

$$i \simeq 0.5 \text{ mA} \ll I_p$$

allora V_{P_1} diviene

$$V_{P_1} \cong 77 \text{ Volt},$$

ed imponendo che sia

(100) $$V_{g_2} = -10 \text{ Volt}$$

segue:

$$R_2 = 174 \text{ Kohm}$$

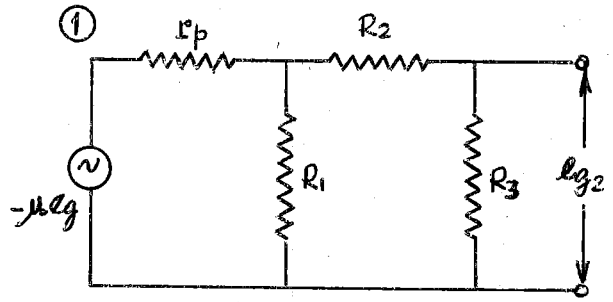
$$R_3 \cong 190 \text{ Kohm} .$$

La transizione da uno stato all'altro si provoca spegnendo la valvola accesa (segnale negativo nella griglia di ① nell'esempio), oppure accendendo quella spenta.

Conviene pero' certamente la prima via, infatti basta gurdare la fig. 226 per concludere che l'amplificazione di un segnale che giunge sulla griglia della valvola accesa e' decisamente maggiore dell'amplificazione che si puo' ottenere vicino alla zona di interdizione.

Per valutare l'ordine di grandezza del tempo di transizione conviene stabilire prima il valore della amplificazione A.

Se un segnale $e_g = -1$ Volt viene inviato sulla griglia di ① , il circuito equivalente da cui calcolare l'ampiezza massima del segnale che giunge in griglia alla ② e' in fig. 227.



con $\mu = 50$

$r_p \simeq 12$ Kohm

fig. 227

$$e_{g_2} = |A| = \frac{\mu e_g R_1}{r_p + R_1} \quad \frac{R_3}{(R_2+R_3) + \frac{r_p R_1}{r_p + R_1}}$$

(101) $$|A| \simeq \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad \frac{\mu R_1}{r_p + R_1} \simeq 15$$

avendo trascurato $r_p//R_1$ rispetto ad $R_2 + R_3$.
Se $R_3 \rightarrow \infty$

$$|A| = A_o = \frac{\mu R_1}{r_p + R_1}$$

La (101) rappresenta il valore dell'ampiezza dell'impulso che si presenterebbe alla griglia di ② se il tempo di salita dell'impulso di comando e quello del circuito di accoppiamento fossero nulli. Si supponga che l'impulso di comando abbia tempo di salita del tutto trascurabile rispetto alle costanti di tempo del circuito, si possa cioe' approssimare con un segnale rettangolare.

Tempo di transito.

Nell'esempio la valvola ② ha, quando e' spenta, la griglia alla tensione (100).

Il segnale $e_g = -1$ Volt inviato nella griglia di ① viene amplificato secondo la (101) e fino a che $V_{g_2} < -5$, cioe' ② e' spenta, la tensione V_{g_2} varia nel tempo secondo la legge che si ricava studiando il circuito di fig. 228:

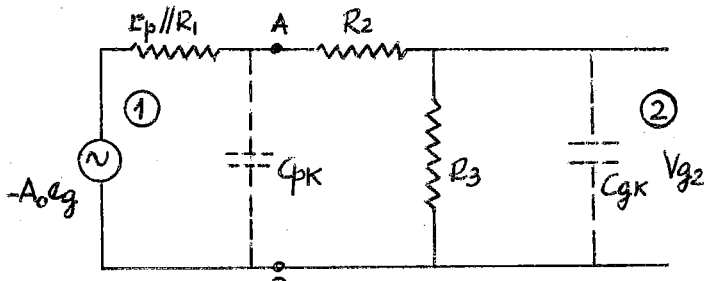


fig. 228

ove

$C_{pk} = 0.45$ pF

$C_{gk} = 2.3$ pF

Si pensi il circuito di fig. 228 diviso nelle due parti: circuito di placca di ① e circuito di accoppiamento + circuito di ingresso di ② .

Il segnale che tra A e B e' fornito dal primo quadrupolo ha un tempo di salita

$$\tau_{AB} = r_p//R_1 \cdot C_{pk} \simeq 5 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

Di conseguenza, trascurando questa costante di tempo si puo' ragionare sul circuito piu' semplice di fig. 229 che facendo uso del teorema di Thevenin si trasforma in quello di fig. 230.

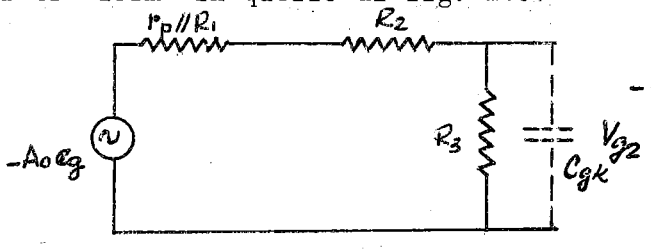


fig. 229

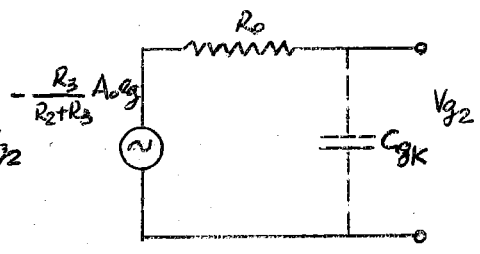


fig. 230

$$R_o = \frac{R_3\ (R_2 + R_1//r_p)}{R_3 + R_2 + r_p/R_1} \simeq R_3//R_2$$

essendo $R_1//r_p \ll R_2$

segue

(102) $$V_{g2} \simeq -10 \frac{R_3}{R_2 + R_3} A_o e_g\ (1 - e^{-t/\tau}) \simeq -10 + E_o\ (1 - e^{-t/\tau})$$

ove nell'esempio $E_o = 15$ Volt

$$\tau = R_3//R_2 \cdot C_{gk} \simeq 3 \times 10^{-7} \text{ sec.}$$

La (102) e' valida sino all'istante t_o in cui la valvola ② s'accende. Valutando t_o per $V_{g_2} = -5$ Volt

(103) $$t_o \cong 6 \times 10^{-8} \text{ sec.}$$

A quest'istante ha inizio il processo a reazione positiva. Entrambe le valvole conducono e la capacita' di ingresso e' ora

$$C_i = C_{gk} + C_{gp}\ (1 - A) \simeq 25 \text{ pF.}$$

La costante di tempo che regola questa fase, e che praticamente determina il tempo di transizione, si calcola dal circuito di fig. 230, in cui C_i sostituisca C_{g_k}.

Segue

(104) $$\tau_s = R_o\ C_i \simeq 2.25 \times 10^{-6} \text{ sec.}$$

Al tempo $t = 3\tau_s$ la transizione sara' completata.

In queste condizioni il circuito non potrebbe funzionare per frequenze maggiori di 10^5 impulsi/sec.

Il tempo, dato dalla (104), puo' essere migliorato compensando opportunamente il circuito di accoppiamento (v. fig. 231):

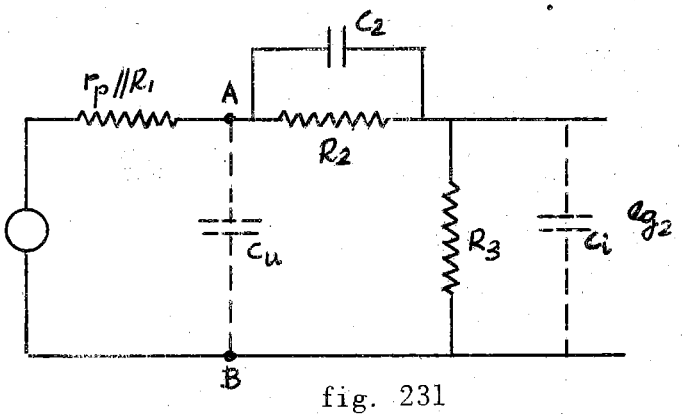


fig. 231

ove

(105) $$R_2 C_2 = R_3 C_i$$

Nella condizione stabilita dalla (105) l'impulso di corrente che attraversa C_2 e' lo stesso che attraversa C_i, di conseguenza la legge temporale che segue e_{g_2} e' la stessa di quella di V_{AB} (v. fig. 231):

$$\tau_s = r_p // R_1 \left[C_u + \frac{C_2 C_i}{C_2 + C_i} \right] \cong 1.5 \times 10^{-7} \text{ sec}$$

(106) $$3\tau_s \simeq 5 \times 10^{-7} \text{ sec}$$

Dalla (106) si vede che ora il circuito e' in grado di funzionare a frequenze dell'ordine di 10^6 impulsi/sec.

I segnali che comandano il multivibratore vengono inviati secondo lo schema illustrato in fig. 232:

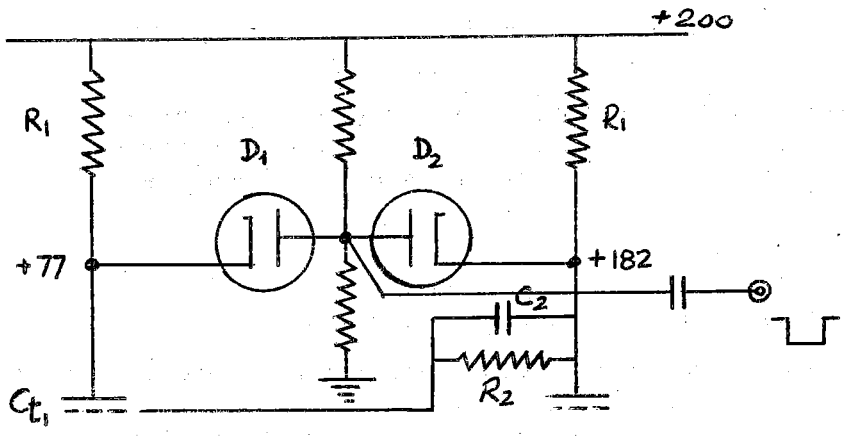


fig. 232

Un impulso negativo di ampiezza, per es., 10 Volt e durata $\Delta t \geq 0{,}1\,\mu s$ (103) passa attraverso il diodo D_2 e va a comandare la griglia Ct_1, sulla quale si presenta un segnale di - 2 Volt. Mutato che sia lo stato, l'impulso successivo passera' per il diodo D_1. In tal modo alternativamente si spegne la valvola (1) e la (2) .

Un altro schema secondo cui realizzare il multivibratore e' indicato in fig. 233.

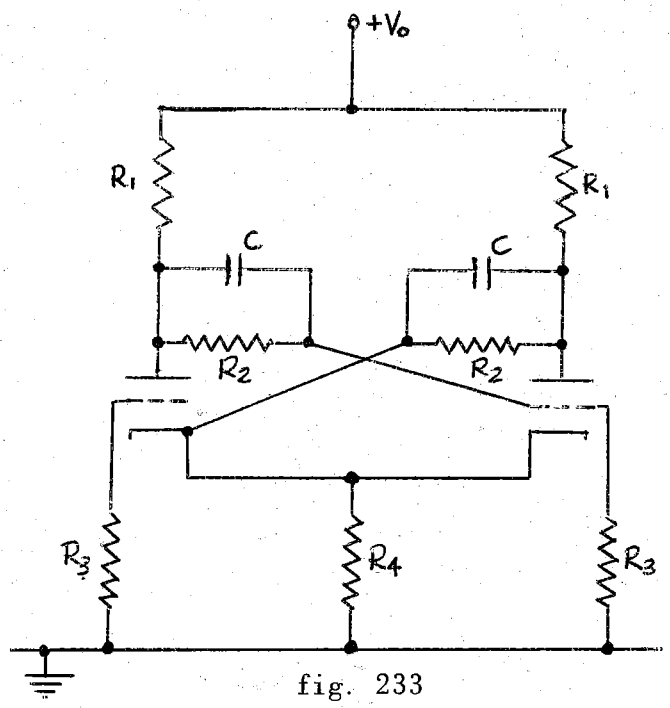


fig. 233

La resistenza R_4 sui catodi messi in comune permette di eliminare la sorgente a tensione negativa V_1. Il calcolo di questo multivibratore procede in modo decisamente identico a quanto esposto in precedenza.

Metodi per diminuire il tempo di transito

Per aumentare la velocita' della transizione e' necessario rendere piu' piccola la capacita' C_i.

In fig. 234 e' illustrato uno schema che realizza lo scopo: l'inseguitore catodico presenta una capacita' di ingresso ed una impedenza d'uscite piccole.

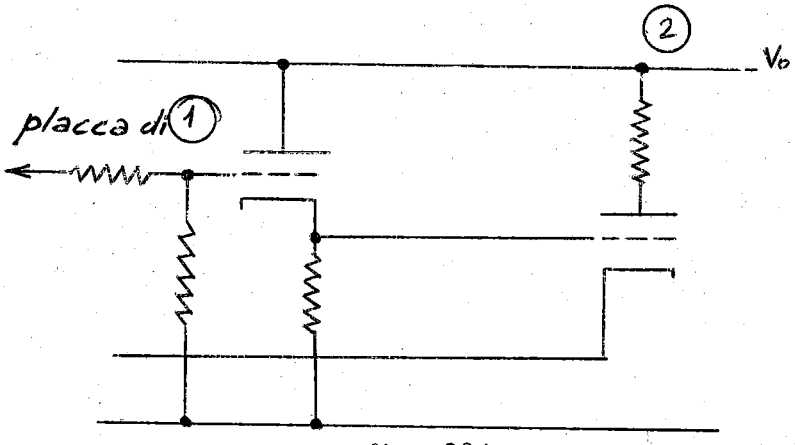


fig. 234

Con schemi di questo tipo si realizzano multivibratori che funzionano a frequenze di 10^7 impulsi/sec.

2) - Multivibratori instabili

Sono oscillatori e permettono di ottenere un treno di impulsi rettangolari. In fig. 235 e' lo schema tipo: lo stato di ciascuna valvola e' instabile.

Si pensi (1) accesa (2) spenta affinche' questo stato si realizzi deve essere

(107) $$V_{g_2} < E_o$$

ove E_o e' il valore negativo della tensione di griglia per cui (2) e' spenta quando l'alimentazione e' V_o.

Vg_2 non puo' restare stabile al valore (107) perche' la resistenza R_4 e' collegata a V_o e il condensatore C_1 si carica con opportuna costante di tempo attraverso R_4.

Quando

$$V_{g_2} \geq E_o$$

la valvola (2) si accende ed inizia il processo a reazione positiva, gia' visto, il cui risultato finale e':

(1) spenta, (2) accesa.

In conclusione, il sistema oscilla e fornisce un treno di impulsi come in figura 236. Se il circuito e' simmetrico $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, $R_3 = R_4$, allora $T_1 = T_2$.

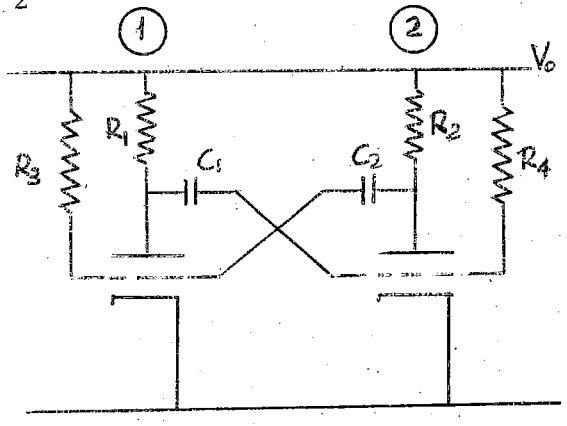


fig. 235

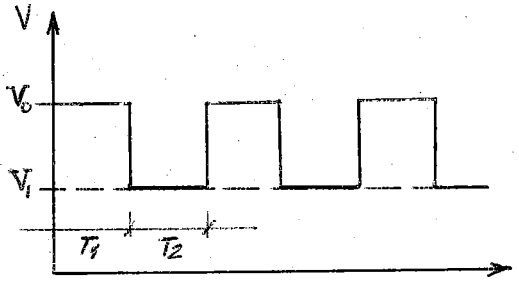


fig. 236

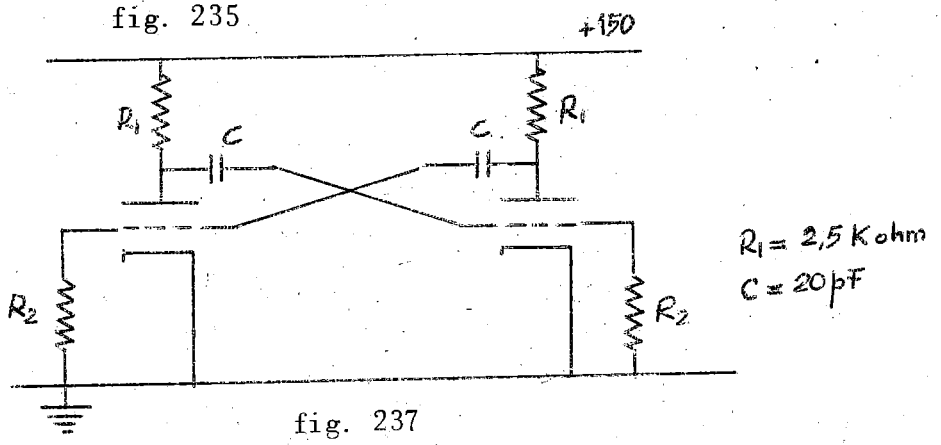


fig. 237

Lo schema di fig. 237 viene realizzato con il doppio triodo da E88CC.

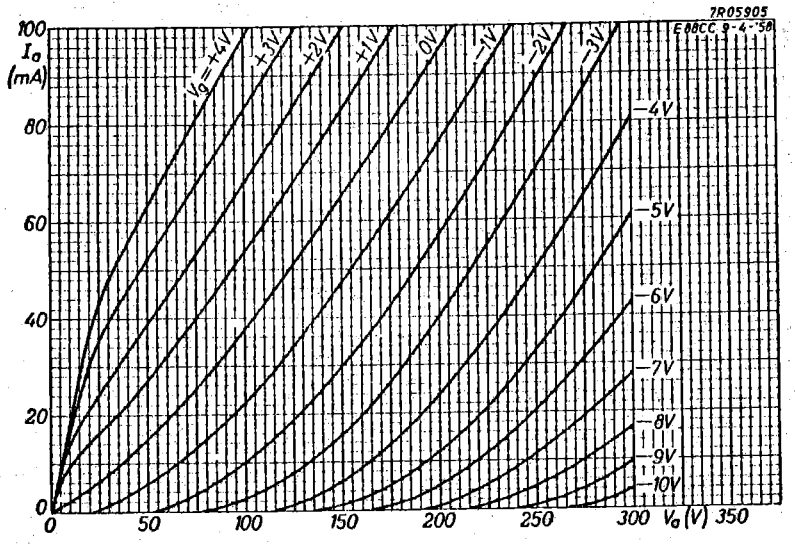


fig. 238

Il punto di lavoro della valvola accesa si stabilisce nella caratteristica $v_g = 0$

$$I_p = 28 \text{ mA}$$

(108) $$V_p = 80 \text{ Volt}$$

Da (108) si ricava che l'escursione della tensione di placca e'

(109) $$\Delta V_p = 70 \text{ Volt} .$$

Il tempo di commutazione si valuta a

$$t_c \simeq 10^{-8} \text{ sec.}$$

Nell'intervallo di tempo t_c la variazione della tensione di placca e' ± 6 Volt (v. fig. 238). Praticamente tutta l'escursione (109) avviene:

a) per l'escursione negativa con la costante di tempo (v. fig. 239)

$$\tau_n = (R_1 // r_p)\ (C_u + C_{g_k}) \simeq 10^{-8} \text{ sec}$$

b) per l'escursione positiva (v. fig. 240)

$$\tau_p \cong R_p \cdot C \simeq 5 \times 10^{-8} \text{ sec.}$$

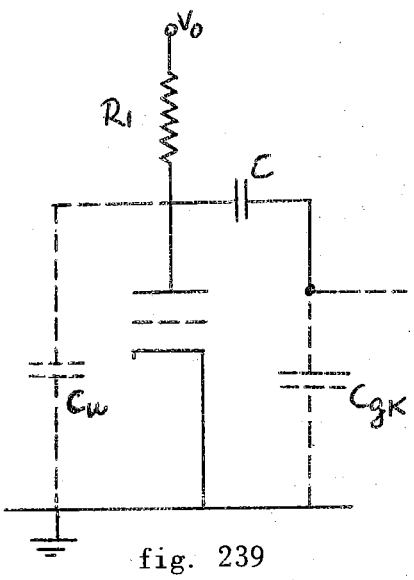


fig. 239

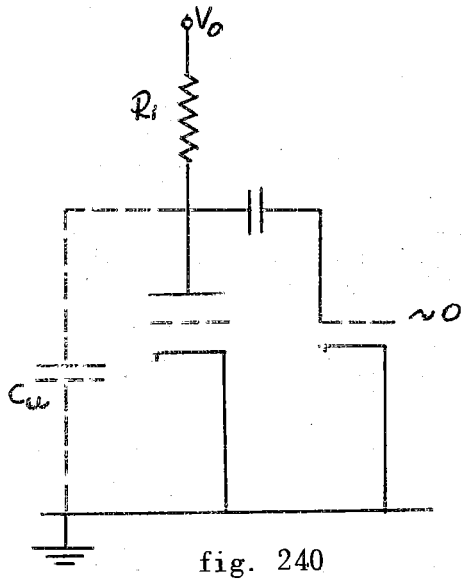


fig. 240

La durata del segnale dipende dalla costante di tempo

$$\tau_T = C R_g = C R_2 ,$$

Se si sceglie

$$R_2 = 100 \text{ Kohm} \qquad \tau_T = 2 \times 10^{-6} \text{ sec}$$

la tensione sulla griglia della valvola spenta segue la legge

(110) $$V_g = - \Delta V_p \; e^{-t/\tau_T}$$

La durata del segnale T_1 (v. fig. 236) si ottiene calcolando t dalla (110). Per $V_g = -6$ Volt si ha

$$T_1 \simeq \tau_T$$

La frequenza dei segnali sara' allora:

$$\nu = \frac{1}{T_1} \simeq 5 \times 10^5 \text{ impulsi/sec.}$$

3) - Univibratori

In questo caso la situazione non e' simmetrica perche' il sistema dopo lo scatto torna nella situazione iniziale. Uno schema e' per esempio in figura 241:

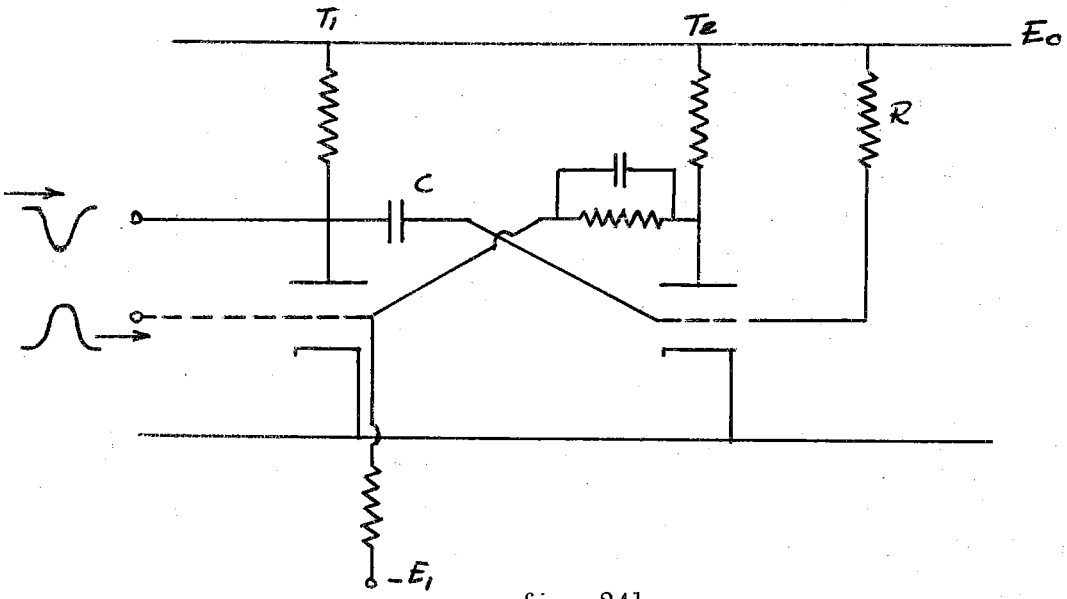


fig. 241

Normalmente T_2 conduce, R e' una resistenza molto elevata e $V_{G2} \sim 0$. V_{P2} e' bassa ad esempio $V_{P2} = 33$ Volt. Il valore di V_{P2} associato al valore di $-E_1$ tiene spenta la valvola T_1. Per fare scattare il circuito si puo' inviare un impulso positivo nella griglia di T_1 o negativo in griglia a T_2. Si osservi pero' che lo scatto e' molto piu' rapido se realizzato nel secondo modo.

Infatti si guardi alle caratteristiche (v. fig. 242): la retta di carico sia quella della valvola T_2 e P il punto di lavoro. Un segnale negativo, anche di pochi volt, sulla griglia G_2 provoca una forte variazione della corrente di placca e di conseguenza un segnale positivo elevato parte dalla placca di T_2 per accendere T_1. Se invece si comanda con segnali positivi la griglia di T_1, che normalmente e' spenta, la variazione di corrente e' di gran lunga inferiore come si verifica subito dalle caratteristiche.

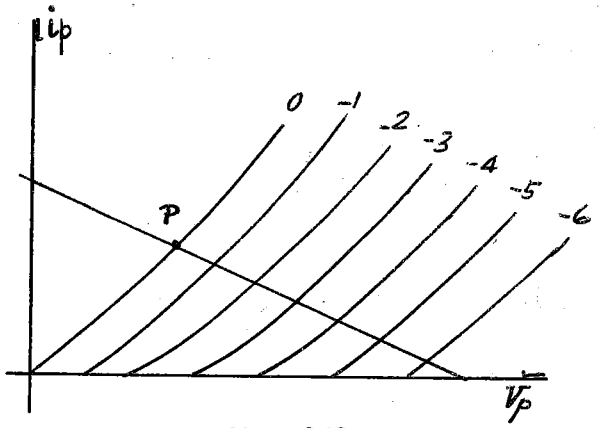


fig. 242

Lo scatto avviene come in un multivibratore: il segnale negativo, per esempio, giunge su G_2, tende a spegnere la valvola T_2 e dalla placca di questa un segnale positivo favorisce l'accensione della T_1. L'accoppiamento tra la placca di T_1 e la griglia di T_2 e gli analoghi elettrodi di T_2 e T_1 permette che il processo assuma l'andamento a valanga per cui in un tempo brevissimo si giunge ad uno stato per cui T_2 e' spenta, T_1 conduce. Questo non e' stabile perche' il circuito differenziatore RC agisce in modo che il condensatore C si porti alla tensione E_o.

Questo non avviene perche' non appena la tensione $V_{G2} \geq V'_{G2}$ ove V'_{G2} e' la tensione di accensione della T_2, questa effettivamente si accende di nuovo ed il circuito ritorna nelle condizioni iniziali, pronto ad un altro scatto.

In fig. 243 e' dato l'andamento delle tensioni in vari punti del circuito:

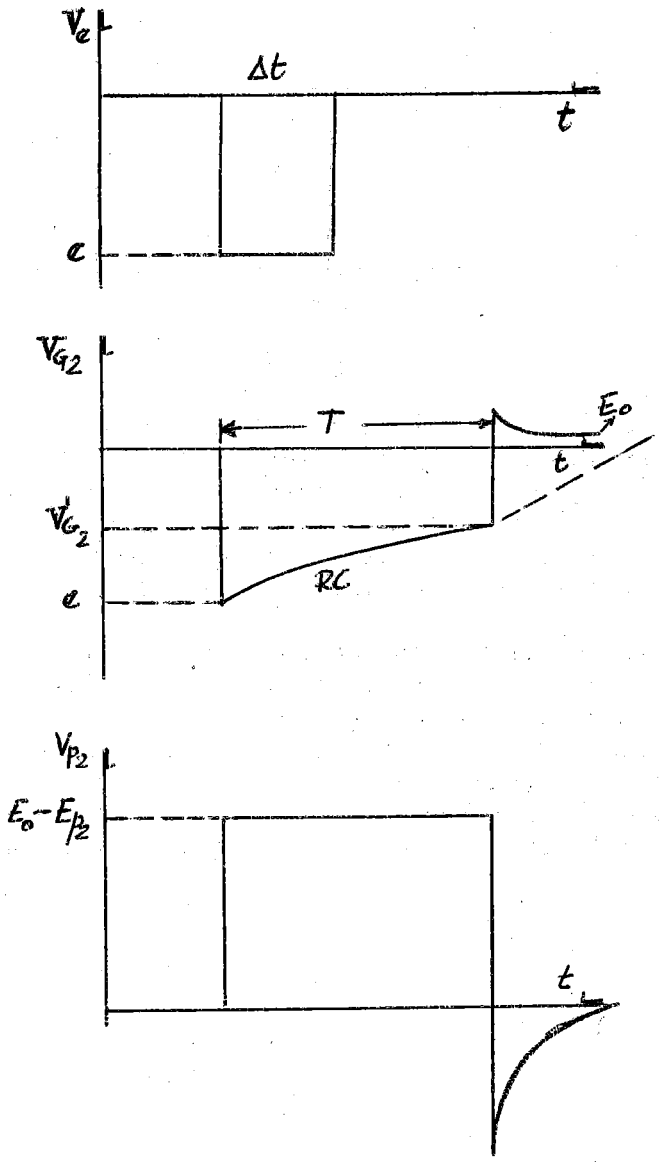


fig. 243

V_e segnale di entrata
V_{G2} segnale sulla griglia T_2
V_{P2} segnale sulla placca T_2
V'_{G2} tensione di accensione di T_2
V'_{P2} tensione sulla placca di T_2 quando $V_{G2} \sim 0$.

E' bene notare che la durata T dell'impulso non dipende da Δt se $\Delta t < T$.
T e' normalmente inferiore a RC.

Nello schema di fig. 241 si ha l'inconveniente di vedere in "entrata" il segnale di "uscita". Per evitare questo si puo' comandare l'univibratore passando attraverso un'altra valvola come in fig.244:

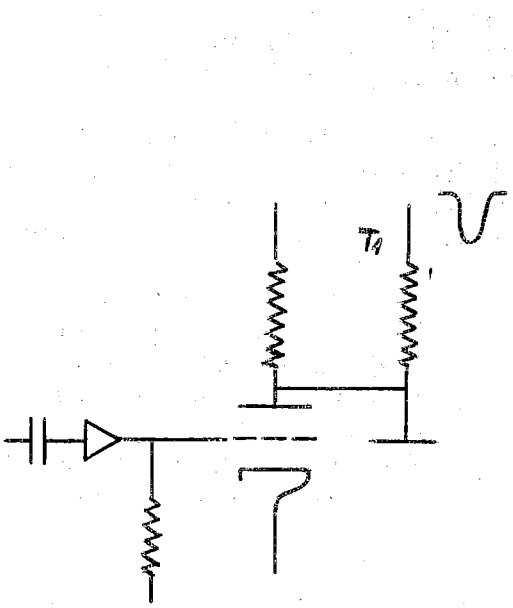


fig. 244

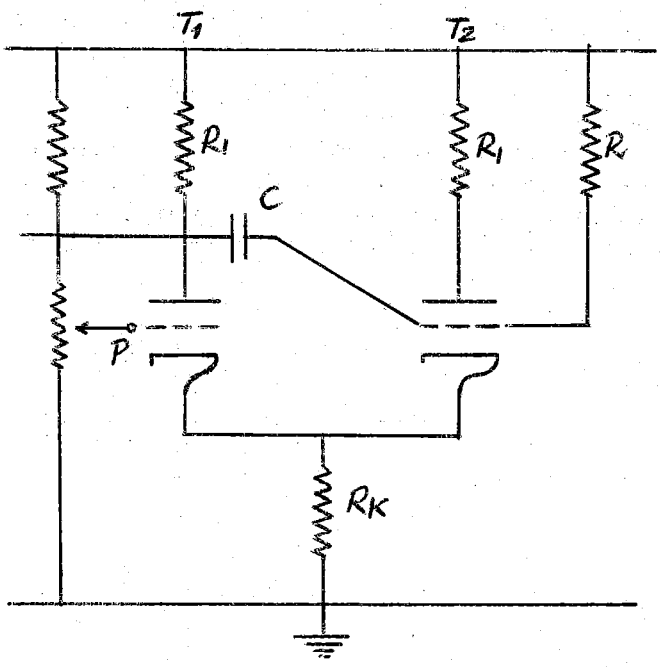


fig. 245

Una versione dell'univibratore in cui si elimina la tensione negativa e' in fig. 245. R_K viene scelto abbastanza grande per ottenere una buona reazione. Il potenziometro serve ad ottenere lo stato T_1 spenta T_2 in conduzione. Per diminuire il tempo di "recupero" (intervallo tra la fine del segnale che l'univibratore fornisce e l'istante in cui e' "pronto" per scattare di nuovo) si devono scegliere piccole le resistenze R_1 e valvole con piccole capacita' parassite.

Si noti che variando la posizione del potenziometro P, ben si intende sempre in modo che in condizione normale T_1 sia spenta, si varia la durata T dell'impulso che l'univibratore fornisce, come segue subito osservando che varia la tensione cui si porta il catodo quando T_1 conduce e di conseguenza l'intervallo di tempo che occorre affinche' $V_{CT2} \geq V'_{G2}$. In fig. 246 e' lo schema dei segnali in punti del circuito di fig. 245:

V_{K2} e V_{K1} sono rispettivamente le tensioni cui si porta il catodo quando conduce T_2 o T_1.

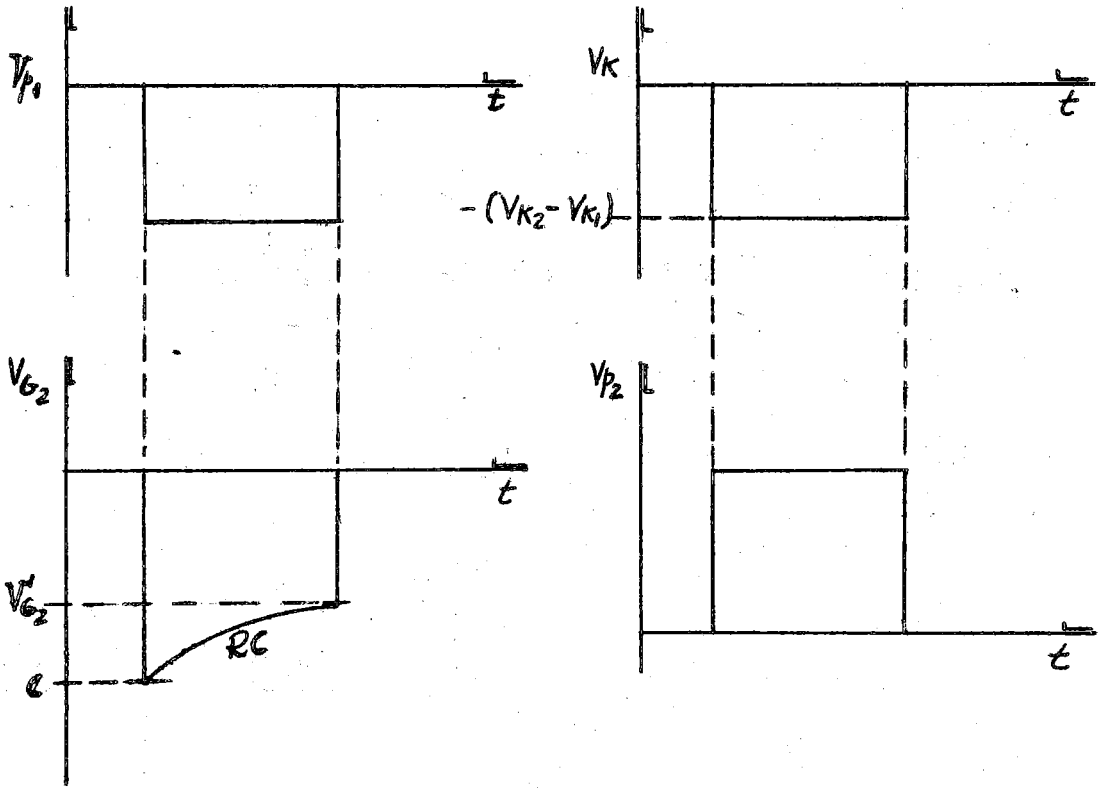


fig. 246

L'univibratore e' spesso usato per avere un impulso ritardato rispetto ad un segnale. Per ottenere cio' si differenzia l'impulso di uscita tramite un RC ottenendo un impulsoo come in fig. 247, si taglia la parte positiva e l'impulso negativo e' l'impulso ritardato che si cercava.

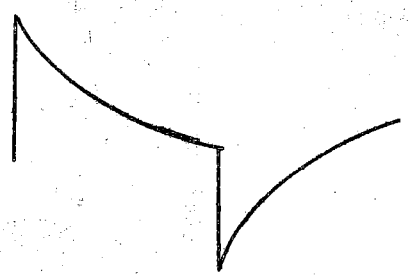


fig. 247

LEZIONE XII

1) - Formatori di impulsi

La legge di carica di un condensatore come in fig. 248 e':

$$V_c = 1_o\ (1 - e^{-\ t/\tau}) \qquad e_o t/\tau$$

posto che si considerino intervalli di tempo $t \ll \tau$. Segue che limitando i valori di t a quelli che soddisfano $t \ll \tau$ si possono avere impulsi come in fig. 249.

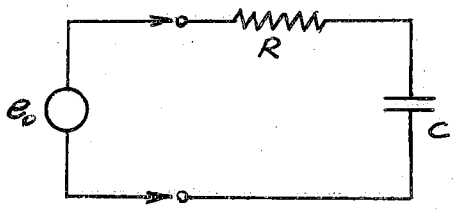


fig. 248

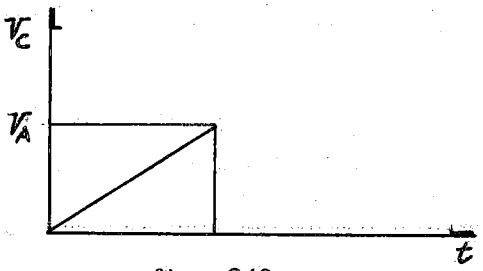


fig. 249

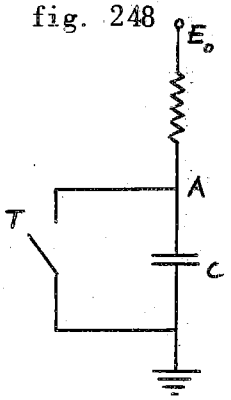


fig. 250

A tale scopo e' necessario costruire un circuito che segua lo schema logico di fig. 250: quando si raggiunge la tensione V_A l'interruttore T si chiude ed il condensatore si scarica. Si ha cosi' un impulso come in fig. 249. Seguono alcuni circuiti che realizzano lo scopo.

Il tyratron V funge da interruttore (v. fig. 251).

Gli impulsi che si ottengono sono in fig. 252: E ed E' sono rispettivamente le tensioni cui il tyratron si accende e si spegne. Per variare la frequenza degli impulsi basta variare $\tau = RC$ vale a dire o R o C.

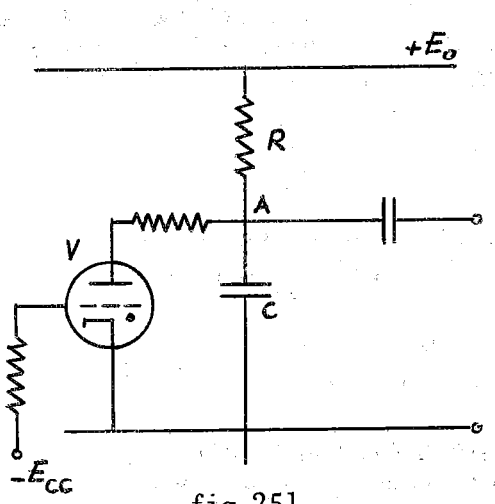


fig.251

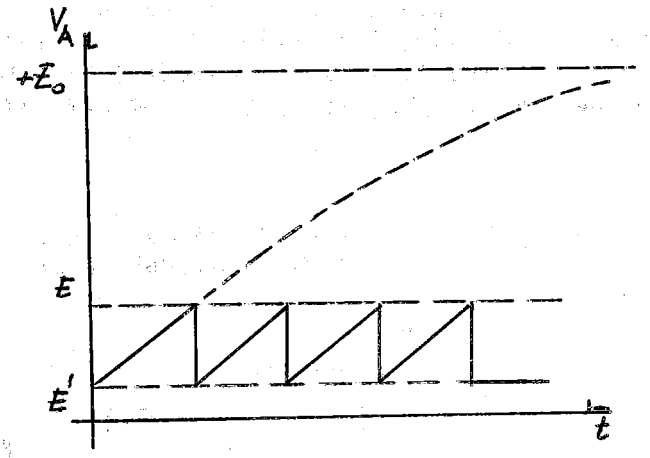


fig. 252

Il partitore R_1 R_2 (v.fig. 253) stabilisce la tensione del punto A appena al di sotto della tensione di scarica del tyratron. A causa del diodo D la tensione V_B non puo' raggiungere il valore per cui il tyratron scarica; solo allora che un impulso positivo esterno di comando giunge sulla griglia della valvola questa scarica ed attraverso essa il condensatore C.

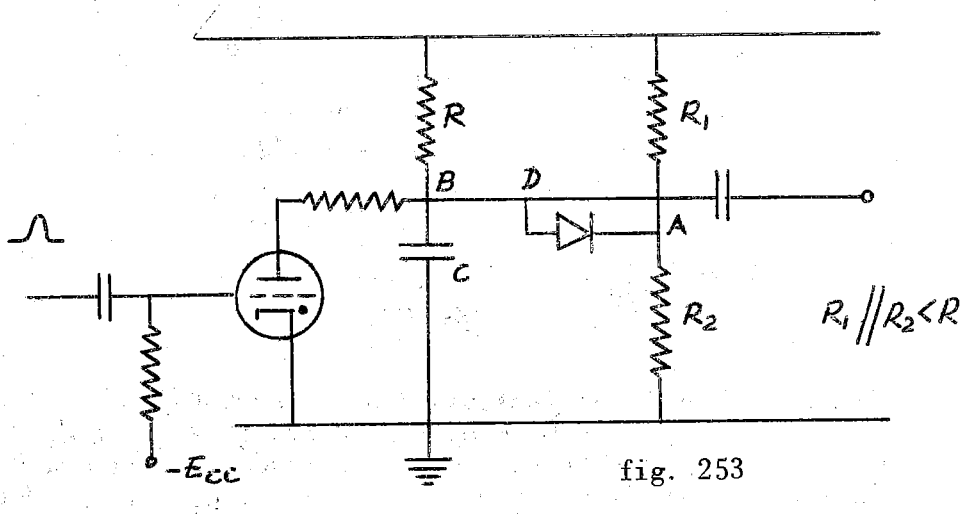


fig. 253

In tal modo si realizza la possibilita' di ottenere impulsi solo se c'e' il comando esterno (trigger).

Si e' visto che per ottenere degli impulsi con una salita lineare e' necessario prendere la carica di un circuito RC solo nella prima parte e questo e' possibile se gli intervalli di tempo sono molto brevi, o, volendo impulsi piu' lunghi: se E_o e' molto elevata.

Un altro criterio che si puo' seguire e' il seguente: se un generatore ideale di corrente viene applicato come in fig. 254 ad un condensatore C la risposta V_c e':

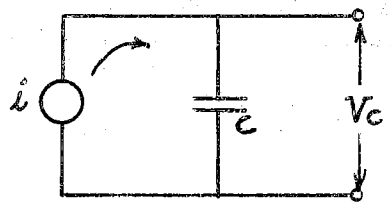


fig. 254

$$V_c = \frac{1}{C}\int_o^t i\,dt = \frac{i}{C}\,t\ ,$$

vale a dire una funzione lineare del del tempo essendo i = cost.
Si deve cercare allora un dispositivo che permetta di caricare un condensatore a corrente costante. A tale fine il circuito "Bootstrap" di fig.255.:

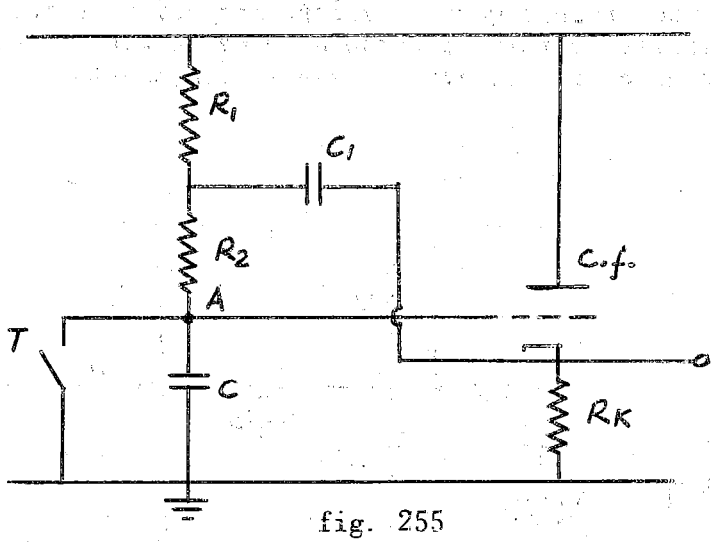


fig. 255

Si immagini l'istante di apertura dell'interruttore T. Il condensatore C inizia la carica attraverso $R_1 + R_2$ e la corrente e' $i = E_o/(R_1 + R_2)$. Questa viene resa praticamente costante mantenendo tale la d.d.p. tra i punti A e B. Invero il segnale che parte da A viene riportato in B tramite il c.f. ed il condensatore C_1. Se la costante di tempo $(R_2//R_1)\,C_1$ e' molto grande rispetto alla durata dell'impulso V_A e V_B si muovono allora parallelamente.

Una versione migliore del "bootstrap" e' quella in cui un "diodo" sostituisce la R_1 (v. fig. 256). In tal modo si realizza una resistenza praticamente infinita durante l'impulso, mentre e' molto breve il tempo nel quale il

circuito si riporta nelle condizioni iniziali, terminato che sia l'impulso.

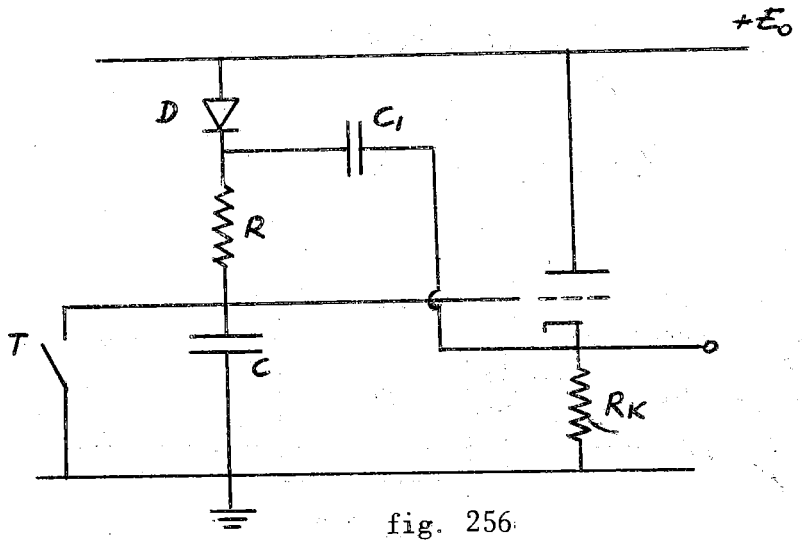


fig. 256

2) - Circuito integratore Miller

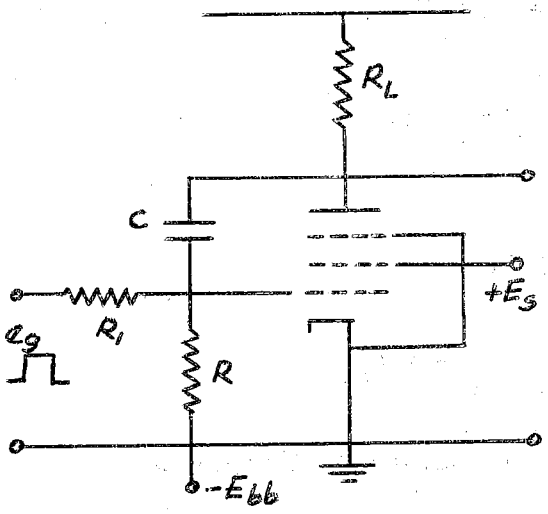


fig. 257

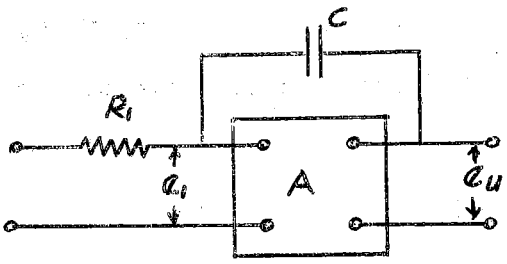


fig. 258

Il circuito di fig. 257 fornisce in uscita un impulso proporzionale all'integrale del segnale di entrata.

In fig. 258 e' il circuito equivalente:

$$e_u = A \; e_i$$

Il circuito di fig. 258 puo' essere sostituito da quello di fig. 259: infatti la carica totale che fluisce nel condensatore C e':

$$q = C \cdot \Delta V$$

ove

$$\Delta V = e_i - e_u = e_i (1 - A)$$

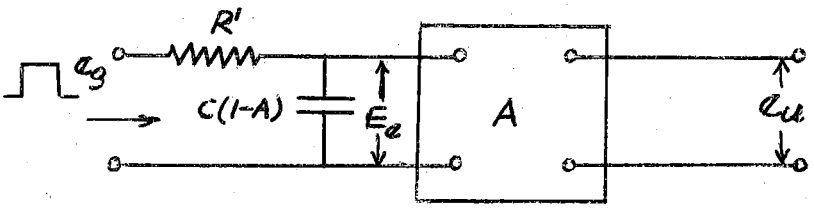


fig. 259

La capacita' "vista" dall'entrata e' quindi

(111) $$C_e = q/e_i = C (1 - A)$$

Si ricordi che $A \ll 0$.

Se e_g e' l'impulso di comando tenendo presente il circuito di fig. 259:

(112) $$E_e = e_g (1 - e^{-t/R'C_e})$$

e quindi

$$e_u = Ae_g (1 - e^{-t/R'C_e})$$

Nel caso del circuito di fig. 257:

$$A = - g_m R_L$$

allora

$$e_u = - g_m R_L e_g (1 - e^{-t/R'C_e})$$

E posto che $R'C_e >> \Delta t$ ove Δt e' la durata dell'impulso

$$e_u = - g_m R_L e_g \left(1 + \frac{t}{R' C_e}\right)$$

$$e_u \simeq - g_m R_L e_g \frac{t}{R' C (1 + g_m R_L)}$$

e poiche' $g_m R_L >> 1$

(113) $$e_u \simeq - \frac{e_g}{R' C} t$$

sempre sotto l'ipotesi $R'C_e \gg \Delta t$ dalla (112) si ricava

$$E_e \simeq \frac{e_g}{R' C (1 + g_m R_L)} t$$

In fig. 260 e' la forma degli impulsi di entrata e di uscita.

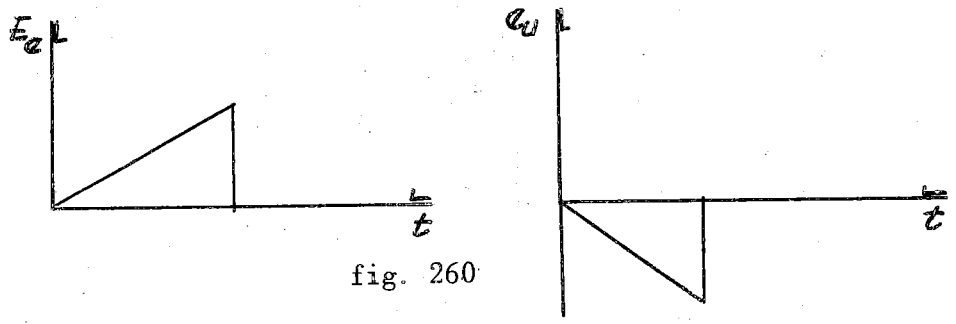


fig. 260

Dalla (111) si scorge anche come il circuito di fig. 257 simuli una grande capacita' ammesso che $|A| \gg 1$.

3) - Circuito Miller sweep

La polarizzazione negativa $-E_{cc}$ (v. fig. 261) mantiene il tubo quasi spento. Non appena l'interruttore T viene aperto si formano sulla griglia e sulla placca gli impulsi di fig. 262. Essi terminano quando T si chiude.

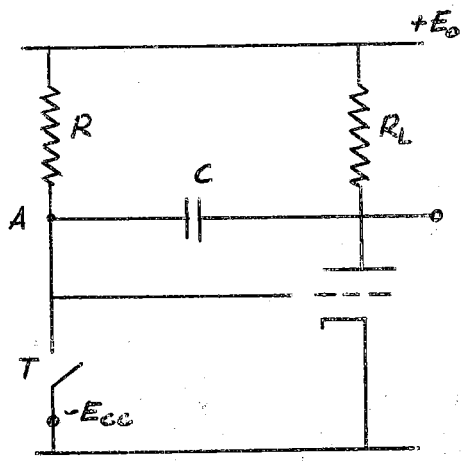


fig. 261

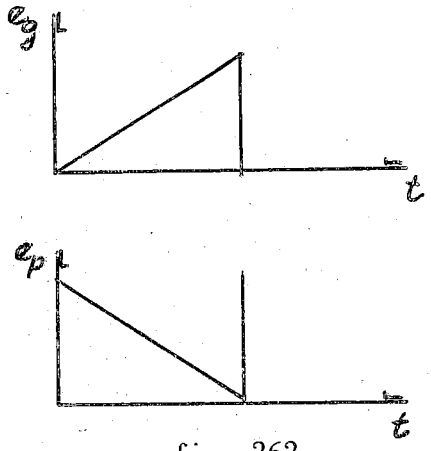


fig. 262

La velocita' dell'impulso $\left|\frac{de_p}{dt}\right| = \frac{E_o}{RC}$ volt/sec (vedi (113)).

Il Miller sweep viene adoperato per generare forme d'onde linearmente variabili nel tempo.

4) - Miller sweep con comando sul soppressore

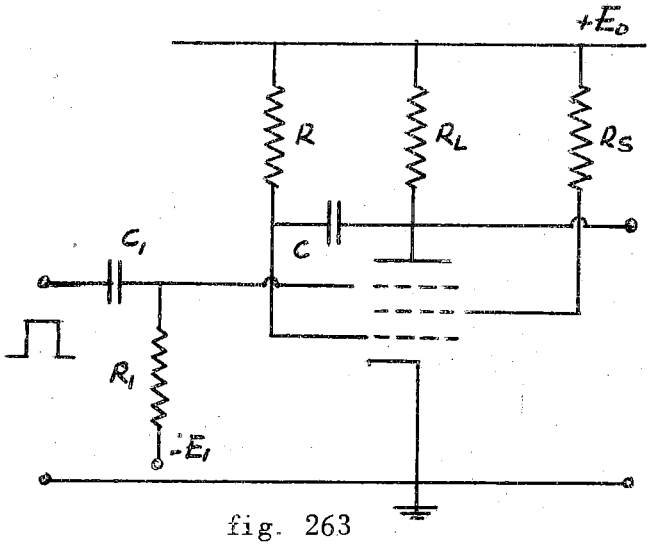


fig. 263

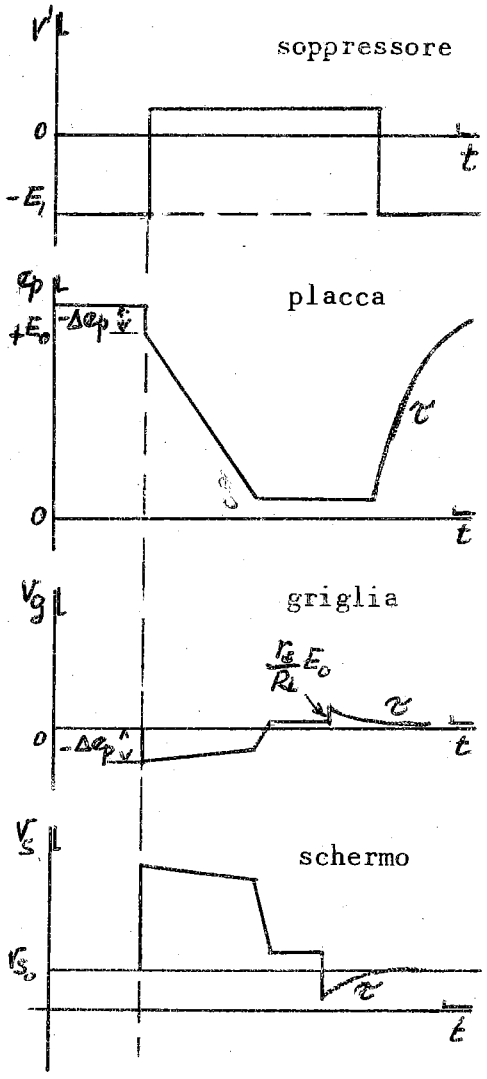


fig. 264

In questo circuito (v. fig. 263) un pentodo ha le funzioni di amplificatore. Il segnale di comando viene applicato alla griglia soppressore polarizzata ad una tensione $-E_1$ tale che in condizioni normali la corrente di placca $i_p = 0$. La griglia controllo e' praticamente a tensione $v_g \sim 0$ mentre tutta la corrente passa per la griglia schermo il cui potenziale v_s in conseguenza della caduta su R_s.

In fig. 264 la forma degli impulsi sui vari elettrodi v'e' il segnale sul soppressore. La corrente fluisce nella placca ed e_p subisce un brusco abbassamento Δe_p, che si ritrova anche sulla griglia controllo. Il tubo opera comunque al di sopra della tensione per cui si spegne e sulla placca si forma un impulso lineare negativo, dovuto alla scarica di C. La resistenza R_L e' presa alquanto elevata in modo che la tensione di placca possa giungere quasi a zero. Naturalmente quando la tensione di griglia va a $-\Delta e_p$ diminuisce la corrente del catodo e quella nella griglia schermo ed il potenziale di questa sale. Quando la tensione $e_p \sim 0$ allora $v_g \sim 0$ mentre v_s non torna al valore v_{so} perche' parte della corrente e' ancora collezionata dalla placca. Alla fine dell'impulso sul soppressore la capacita' C si ricarica alla tensione E_o con la costante di tempo $\tau = (R_L + r_e)C \simeq R_L C$ ove r_e e' la resistenza griglia catodo.

Se la durata dell'impulso e' inferiore al tempo necessario affinche' la $e_p \sim 0$ manca il plateau di e_p e mancano tutti i segnali sulle altre griglie da quell'istante in poi.

Si devono scegliere, per costruire questo circuito, delle valvole con caratteristiche di soppressore adatte allo scopo.

5) - Phantastron

Il partitore R_1, R_2, R_3 e la tensione $-E_1$ sono scelti in modo che in condizioni stabili la tensione sul soppressore sia tale che il tubo non conduca corrente di placca (v. fig. 265).

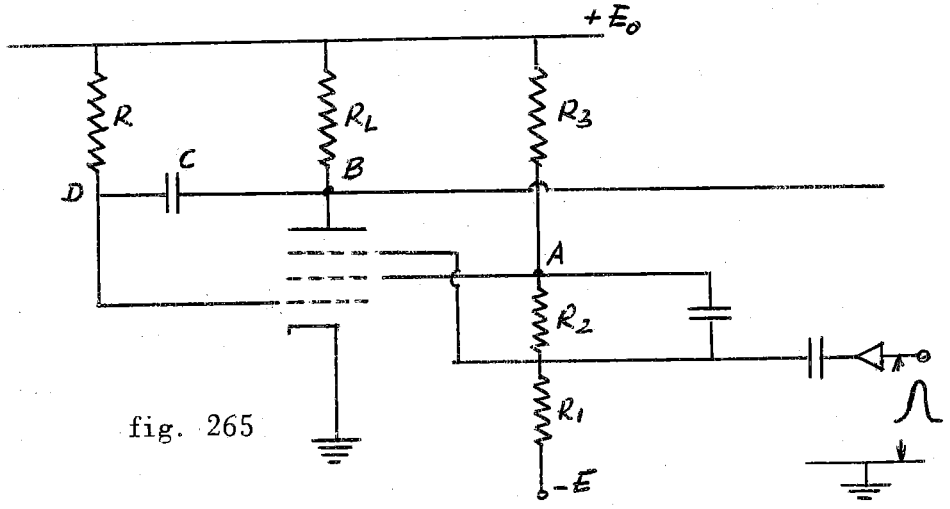


fig. 265

Tutta la corrente passa nella griglia schermo e la tensione v_A e' molto bassa. Un impulso positivo varia la tensione del soppressore in modo che la placca cominci a condurre, diminuisce la corrente di schermo e la tensione v_A cresce aumentando di conseguenza il potenziale di soppressore.

Quindi un breve impulso fa scattare il circuito e si forma il solito impulso lineare come nel Miller precedentemente descritto. In fig. 266 e' la forma dei vari impulsi:

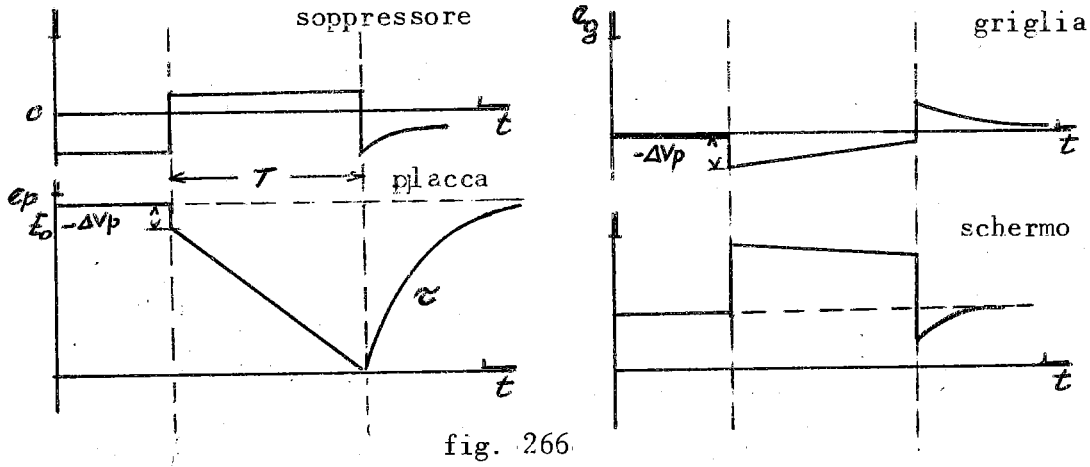


fig. 266

Quando $e_p \sim 0$ la placca non puo' scendere ulteriormente ed allora il condensatore C si carica attraverso R e v_g diventa poco superiore a 0. In conseguenza una maggiore corrente dal catodo va alla griglia schermo, il cui potenziale si abbassa e di conseguenza la corrente di placca. Il processo si esalta ed il circuito ritorna nelle condizioni di partenza.

Il tempo di recupero e' $\tau = R_L C$.

Il phantastron puo' essere impiegato per ottenere degli impulsi ritardati. Se l'impulso allo schermo viene differenziato, si ottiene un impulso negativo ritardato di un tempo T (v. fig. 266) rispetto a quello di comando.

Si possono ottenere ritardi variabili semplicemente spostando la tensione da cui parte l'impulso lineare (in fig. 266 e' E_o). A tale scopo si dispone un diodo come in fig. 267.

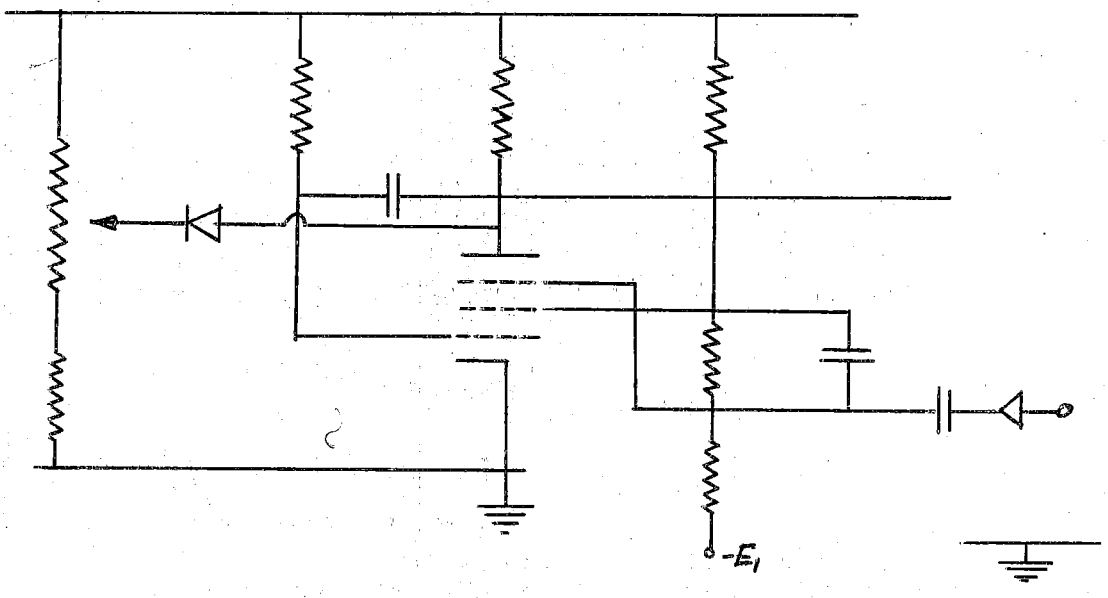


fig. 267

LEZIONE XIII

1) - I trasformatori

In questo capitolo si fa cenno ai trasformatori a tutti ben noti. Ci si puo' domandare perche' nei trasformatori di b.f. il primario e secondario siano avvolti attorno ad un nucleo di ferro (v. fig. 268).

fig. 268

Si pensi di collegare il primario alla rete (125 volt, 50 cicli) e tenere il secondario aperto.
Il primario sia costituito di 100 spire.
L'induttanza L da questo presentata, se tra le spire c'e' l'aria, e' molto bassa e poiche' la corrente va come $\frac{1}{\omega L} \sin\omega t$ diviene molto intensa ed il primario si brucia.

L'impiego del ferro permette di aumentare notevolmente l'induttanza ed evitare quanto detto sopra.

Un trasformatore ideale non tira corrente nel primario se il secondario e' aperto. Rendendo L del primario elevata si realizza approssimativamente questa condizione.

Nel caso di trasformatori per alta frequenza l'impedenza del primario e' ωL il cui valore e' elevato perche' tale e' $\omega = 2\pi\nu$.

Se (v. fig. 269) N_p ed N_s indicano il numero di spire del primario e del secondario il rapporto tra tensione di uscita e d'ingresso e':

$$\frac{e_s}{e_p} = \frac{N_s}{N_p} \tag{114}$$

Si osservi comunque che:

$$e_p i_p = e_s i_s \tag{115}$$

vale a dire non si guadagna ne' si perde in energia.

Dalle (115) e (114) segue:

$$\frac{i_p}{i_s} = \frac{N_s}{N_p} \tag{116}$$

Con riferimento a fig. 269:

$$\frac{e_s}{i_s} = R_L \tag{117}$$

mentre

$$(118) \qquad \frac{e_p}{i_p} = Z_e = R_L\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

come segue subito dalle (115), (116) e (117).

Dalla (118) si legge che il trasformatore e' un adattatore di impedenza; il rapporto tra l'impedenza di ingresso Z_e ed R_L e':

$$\frac{Z_e}{R_L} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

Ad esempio un circuito ha un ingresso a 125 ohm e si vuole entrare con un cavo da 200 ohm. Si costruisce un trasformatore con

$$\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 = \frac{200}{125} = 1.6$$

cioe' (v. fig. 270):

$$\frac{N_p}{N_s} \sim 1.27 \sim \frac{5}{4}$$

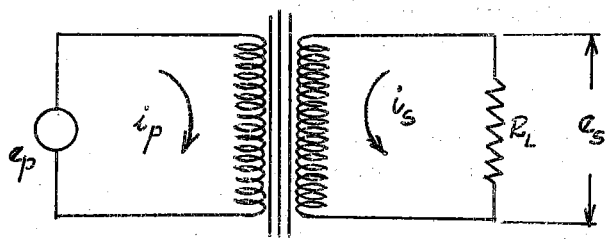


fig. 269

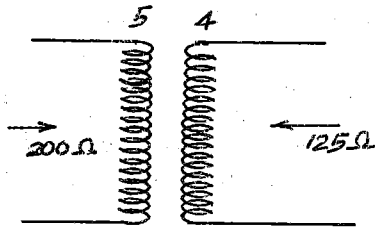


fig. 270

Non ci sono piu' le riflessioni, si perde un po' di ampiezza. Comunque la perdita in ampiezza e' inferiore a quella che si avrebbe con collegamento diretto 200 ⟶ 125 ohm.

Il rapporto tra le ampiezze dell'uscita e dell'ingresso e':

$$\frac{e_u}{e_i} = \frac{5}{4}$$

come segue da (114).

Si puo' naturalmente ottenere la stessa polarita' o l'inversione di questa.

In un trasformatore ideale ponendo R_s in uscita in ingresso si vede R_p (v. fig. 271):

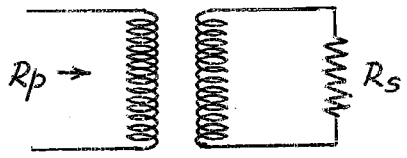


fig. 271

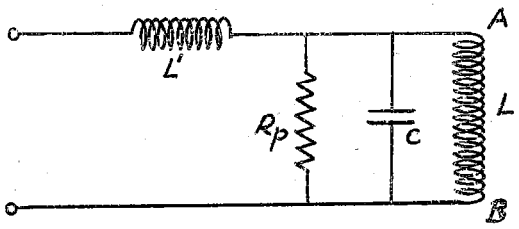


fig. 272

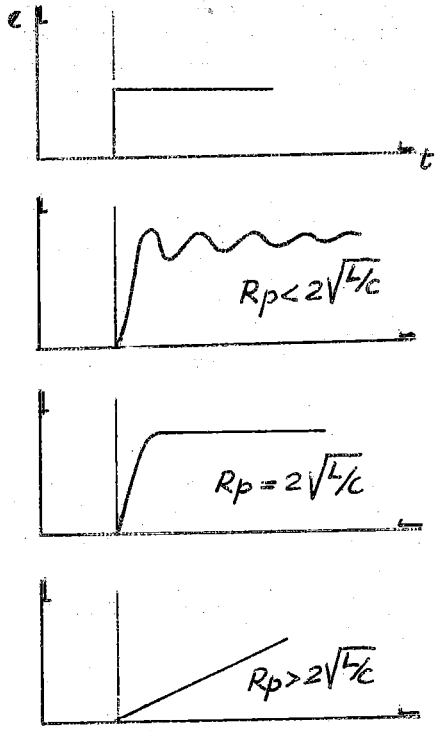


fig. 273

Un trasformatore reale si puo' tradurre dal punto di vista dell'ingresso nel circuito di fig. 272.

Comandando con un impulso (fig. 273); ai tempi brevi l'uscita e' O perche' L non fa passare l'impulso, nel caso di un buon trasformatore L O, C un corto circuito. La risposta e' quella di un circuito oscillante (fig. 273) e dipende dal valore di R_p.

Ai tempi lunghi L diviene un corto circuito e l'impulso viene differenziato (v. fig. 274).

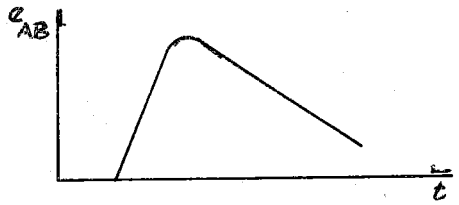


fig. 274

Quindi l'induttanza del primario L deve essere molto elevata. Questo significa che tale deve essere il numero delle spirali, e come conseguenza un grande numero di spire conduce ad un valore elevato di C. Come al solito si deve cercare un compromesso tra un elevato valore di L ed un basso valore di C.

Normalmente i trasformatori per a.f. hanno nuclei di ferrite che a tali frequenze si comportano molto meglio del ferro, la cui permeabilita' magnetica μ si riduce sensibilmente al crescere della frequenza.

Ad esempio per formare un adattatore di impedenza (200 ÷ 125 ohm) senza inversione di segno si forma una spirale di 5 spire; un capo si mette a massa e dalla quarta si parte per l'uscita (v. fig. 275):

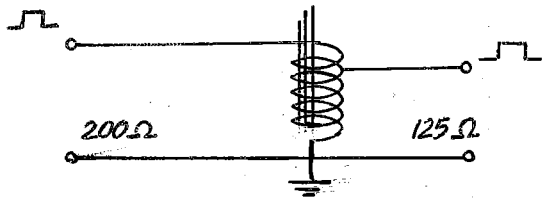


fig. 275

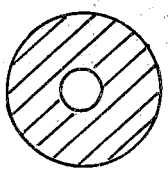


fig. 276

Per costruire un autotrasformatore, il quale presenta la stessa impedenza ad entrambi i terminali ed inverte il segno dell'impulso si usa adoperare un nucleo di ferrite tipo americano (v. fig. 276), due fili ricoperti di isolante e disposti come in fig. 277; questi vengono poi avvolti intorno al nucleo (importante e' che i fili del primario e secondario siano avvolti nello stesso senso).

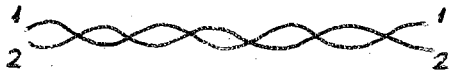


fig. 277

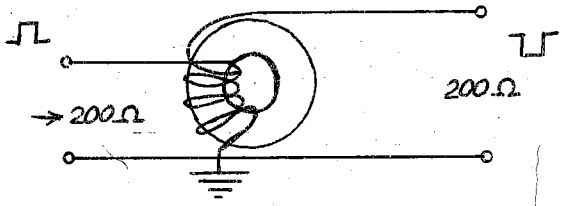


fig. 278

2) - Calcolo dell'induttanza di una bobina

Abbiasi una bobina il cui diametro sia piccolo rispetto alla lunghezza (v. fig. 279).

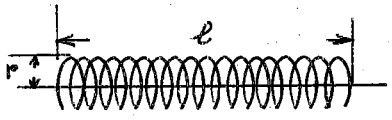


fig. 279

N indica il numero totale delle spire. Se una corrente i circola nelle spire si concatena ad esse un campo magnetico di induzione B il cui flusso attraverso una spira e'

$$\phi = B \pi r^2 \qquad (119)$$

ove πr^2 e' la superficie di una spira. Il flusso totale concatenato con la

bobina e' N volte ϕ cioe'

(120) $$\phi_t = N\phi$$

potendosi esprimere

(121) $$B = \mu \frac{N}{l} i$$

ove μ e' la permeabilita' magnetica del materiale posto tra le spire (aria, ferro, ecc.).

Tenendo conto delle (119), (120) e (121) si ottiene:

$$\phi_t = \mu \frac{N^2 \pi r^2}{e} i = L i$$

L'induttanza L, che non dipende da i, e' dunque

$$L = \mu \frac{\pi N^2 r^2}{e}$$

Questa formula e' valida a patto che $l \gg r$. L in Henry; l ed r in metri; μ per l'aria vale $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$.

3) - Blocking oscillator

Questo circuito (v. fig. 280) viene adoperato per generare impulsi di breve durata (tra 0.05 a 0.25 μs). Il trasformatore inverte la polarita' dei segnali di placca che vengono inviati in griglia.

Si ammetta C inizialmente carico in modo che la valvola sia spenta. In fig. 281 e' l'andamento del potenziale di griglia in questa fase (scarica di C su R). Non appena e_g raggiunge il valore cui la valvola inizia a condurre si ha un impulso negativo sulla placca perche' la valvola conduce.

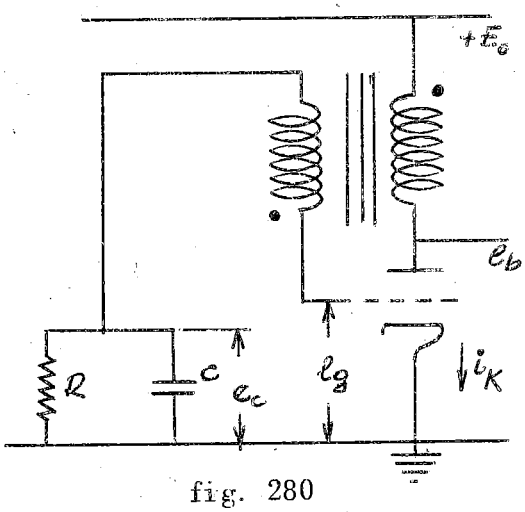


fig. 280

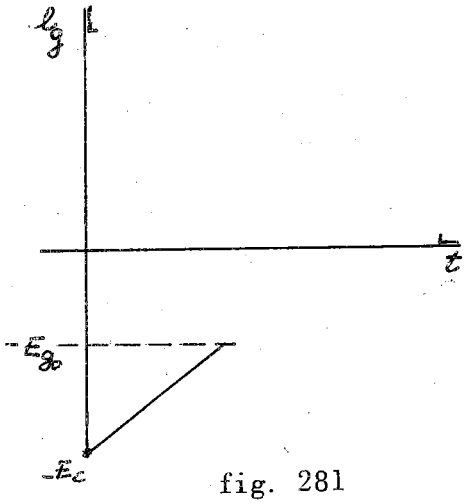


fig. 281

La reazione positiva introdotta col trasformatore accentua la conduzione della valvola perche' l'impulso di placca, di segno opposto, viene inviato nella griglia. Insomma un impulso negativo in placca e uno positivo in griglia. La reazione si ha sino a che si giunge in zona di non linearita' del tubo ed il guadagno diviene < 1.

La corrente di griglia carica C, inoltre essendo la L del secondario non infinita l'impulso positivo in essa presente decade nel tempo ed il tubo comincia a condurre meno. Non appena si giunge in zona in cui il guadagno torna > 1 si ha di nuovo reazione ed il tubo si spegne seguendo la via inversa a quella percorsa precedentemente.

Gli ulteriori impulsi, positivi in placca e negativi in griglia, si hanno quando il tubo si spegne.

La corrente nell'induttanza non si interrompe bruscamente e si formano gli impulsi detti.

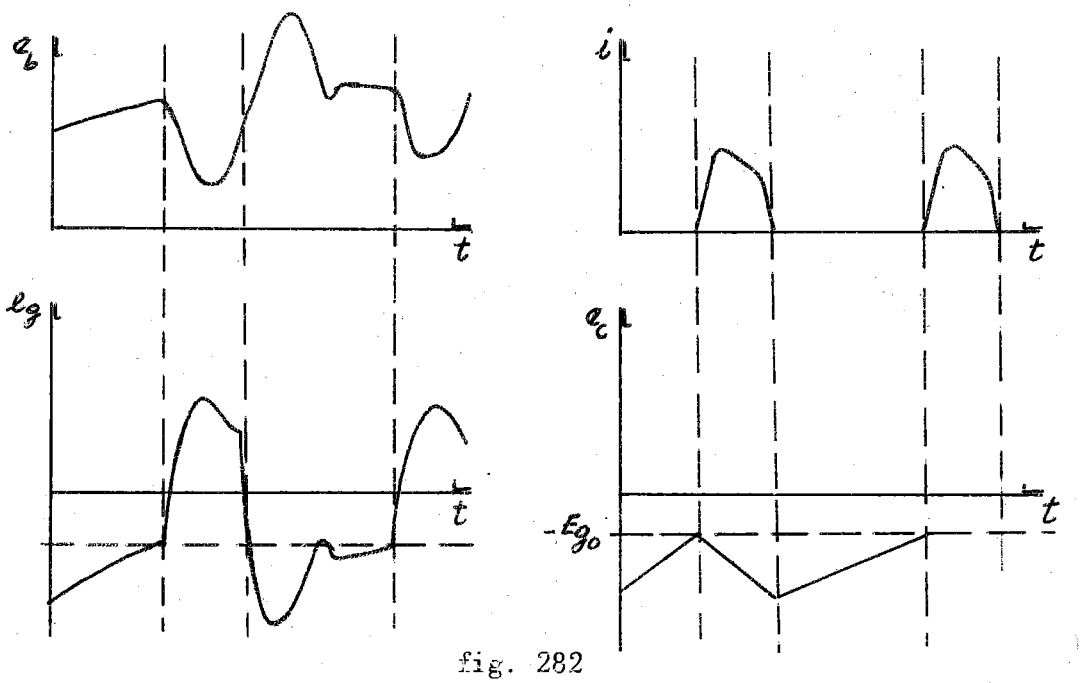


fig. 282

In fig. 282 sono gli andamenti di tensione e correnti. La frequenza degli impulsi dipende naturalmente da RC.

Il circuito descritto e' un oscillatore. Qualora si desideri invece avere impulsi di uscita solo all'ora che il circuito venga eccitato da un segnale in ingresso.

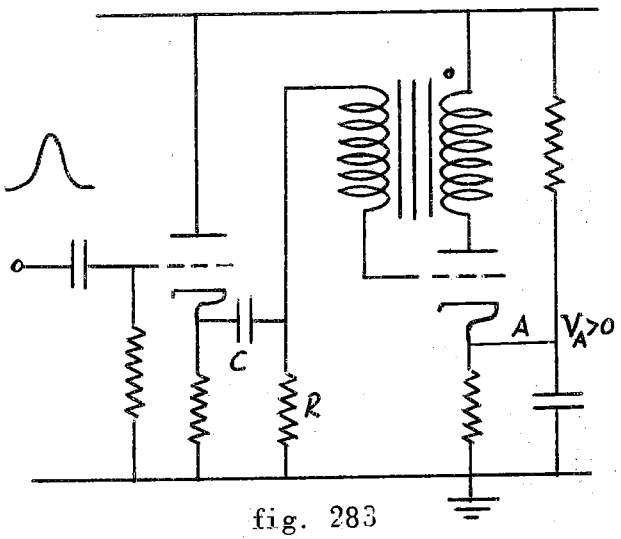


fig. 283

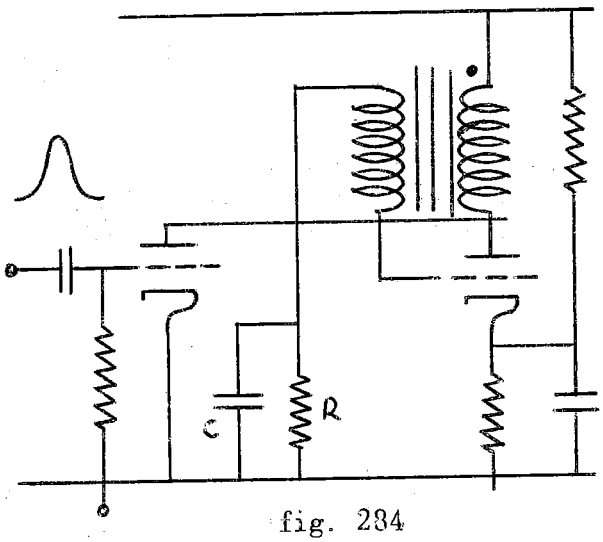


fig. 284

Nelle figure 283 e 284 sono dati due schemi. Il circuito di fig. 284 e' preferibile a quelle di fig. 283 in quanto nel secondo la corrente di griglia del blocking puo' condurre il catodo del c.f. cosi' negativo che la griglia tira corrente. Allora si ha un impulso all'ingresso.

Nell'altro schema: la impedenza di uscita della valvola di comando e' di gran lunga superiore a quella del blocking oscillator e quindi non disturba il funzionamento di questo. Non c'e' inoltre possibilita' di avere, come prima, degli impulsi in ingresso dovuti a reazione.

I partitori nel catodo negli schemi di fig. 283 e 284 permettono che effettivamente la griglia diventi positiva rispetto ad esso.

LEZIONE XIV

1) - Scintillatori

Lo scintillatore e' una sostanza che emette luce quando una particella passa attraverso essa o ivi si ferma. Esiste una relazione tra la perdita di energia della particella e la quantita' di luce emessa; quando maggiore e' la energia spesa dalle particelle nello scintillatore, tanto maggiore e' la quantita' di luce emessa.

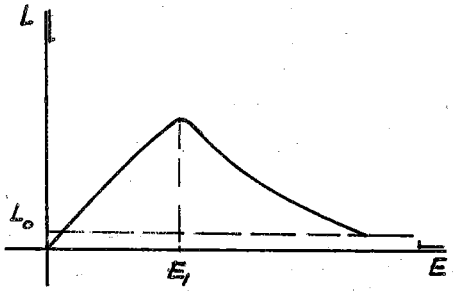


fig. 285

Se si indica con L la "perdita totale di energia" di una particella ed E la sua energia, la relazione tra queste, per un dato spessore di scintillatore, e' come in fig. 285; la legge e' lineare sino a che le particelle si fermano nello scintillatore; poi e' una funzione decrescente di E.
Tende ad un valore asintotico L_o quando le particelle sono molto veloci. Si parla in tal caso di particelle al "minimo". Il valore E_1 (v. fig. 285) corrisponde all'energia per cui una particella attraversa tutto lo spessore dello scintillatore senza uscirne.

Tutte le sostanze scintillano, pero' le sole utili sono quelle trasparenti alla luce.

Tipi di scintillatori.

a) Plastic Pilot B
b) Antracene
c) NaI (ioduro di sodio)

Si definisce "efficienza di conversione" f il rapporto tra la perdita di energia ed il numero di quanti di luce emessi, nella regione di sensibilita' dello scintillatore. Gli scintillatori normalmente in uso emettono luce nel bleu o nel violetto. In media l'energia che corrisponde ad un quanto di luce nell'intervallo predetto e' $h\nu \sim 2$ ev.
Nel caso:

a) $f = \frac{2}{200} = 1\%$ e' necessaria una perdita di energia di 200 ev per produrre un fotone.
Il resto dell'energia va speso in calore.

b) $f = \frac{2}{100} = 2\%$

c) $f = \frac{2}{40} = 5\%$

La luce emessa non e' un impulso istantaneo, ma viene emessa distribuita nel tempo secondo una legge esponenziale del tipo $e^{-t/\tau}$, ove τ e' la

"costante di decadimento" dello scintillatore e caratterizza praticamente la lunghezza dell'intervallo di tempo per cui la luce viene emessa. Per gli scintillatori menzionati:

a) $\tau = 3,4 \cdot 10^{-9}$ sec

b) $\tau = 2,7 \cdot 10^{-8}$ sec

c) $\tau = 2,5 \cdot 10^{-7}$ sec

Si usa misurare la lunghezza di uno scintillatore in gr/cm^2 invece che in centimetri.

La lunghezza in cm, quando sia assegnata quella in gr/cm^2, si ottiene subito dividendo la seconda per la densita' della sostanza in esame. Ad esempio per:

H_2O 1 cm corrisponde a 1 cm x 1 gr/cm^3 = 1 gr/cm^2 (la densita' e' 1)

NaI 1 cm " " 1 cm x 4 gr/cm^3 = 4 gr/cm^2 (la densita' e' 4)

Pb 1 cm " " 1 cm x 11,34 gr/cm^3 = 11,34 gr/cm^2 (la densita' 11,4)

C 1 cm " " 1 cm x 1,6 gr/cm^3 = 1,6 gr/cm^2 (densita' 1,6)

Fe 1 cm " " 1 cm x 7,86 gr/cm^3 = 7,86 gr/cm^2 (densita' 7,86)

Come si vede dalla tabella lo spessore di 1 cm di sostanze diverse e' misurato da numeri differenti se espresso in gr/cm^2.

Le particelle al minimo hanno una perdita di energia di circa 2 MeV/(gr/cm^2) di spessore attraversato. Allora per le varie sostanze il numero dei fotoni, N, prodotti al gr/cm^2 attraversato e':

a) $N_a = \frac{2 \times 10^6}{2 \times 10^2} = 10^4$ fotoni

b) $N_b = \frac{2 \times 10^6}{10^2} = 2 \times 10^4$

c) $N_c = 5 \times 10^4$

Un altro effetto che provoca la emissione luminosa, distinto dalla scintillazione, e' l'effetto Cerenkov. La luce emessa dipende dalla velocita' della particella, meglio dal rapporto $\beta = v/c$ tra la sua velocita' e quella della luce, e dall'indice di rifrazione "n" della sostanza attraversata. La luce emessa e' nel plexiglas di

210 fotoni/(gr/cm^2) attraversati.

E' quindi di una intensita' notevolmente inferiore a quella riportata sopra.

2) - Fotomoltiplicatori

In fig. 286 e' lo schema di un fotomoltiplicatore. Il fotocatodo e' costituito di metalli leggeri quali K, Li ecc. Quando arriva un fotone emette degli elettroni.

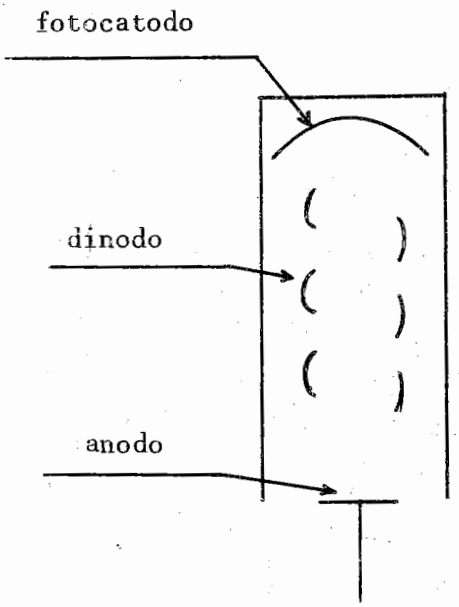


fig. 286

Si definisce come "efficienza del fotocatodo" il rapporto, K, tra il numero di elettroni ed il numero dei fotoni. Il valore oscilla tra $0,1 \div 0.15$. E' notevole osservare che i fotocatodi comuni sono sensibili alla luce bleu o viola, ch'e' appunto quella emessa dagli scintillatori di cui sopra.

I 10^4 fotoni del caso a) provocano la emissione di 10^3 elettroni nel caso di $K = 0.1$. E' questo un numero troppo esiguo per dar luogo ad una corrente rivelabile. I dinodi servono a moltiplicare il numero degli elettroni. Nello schema di fig. 286 il catodo, ad esempio, e' a - 2000 volt, il primo diodo a - 1700 e gli elettroni emessi vengono accelerati dalla d.d.p. esistente tra catodo e primo dinodo, urtando quindi contro questo.

Per ogni elettrone incidente vengono emessi in media tre elettroni, per assegnate tensioni, da ciascun dinodo e quindi si verifica la moltiplicazione, per effetto delle successive accelerazioni tra i vari dinodi. L'anodo raccoglie poi la valanga finale.

L'amplificazione G dipende dal numero dei dinodi e dalle tensioni tra essi. Nei fotomoltiplicatori con 10 dinodi

$$G \sim 10^5 \div 10^6,$$

in quelli con 14 dinodi

$$G \leq 10^8.$$

3) - Tempo di transito

E' definito come l'intervallo di tempo T che passa tra l'arrivo della luce sul fotocatodo e quello dell'impulso di uscita. E' importante che T sia stabile. Normalmente le fluttuazioni Δ T sono dell'ordine di 0.01 T. Come ordine di grandezza $T = 50 \div 40$ ns. Nel fotomoltiplicatore 56AVP $\Delta T \sim 0.2$ ns.

La forma dell'impulso e' diversa a seconda del fotomoltiplicatore:

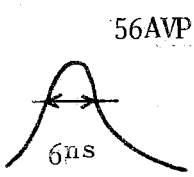


fig. 287

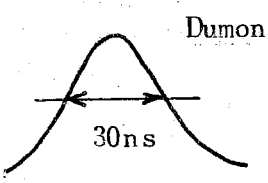


fig. 288

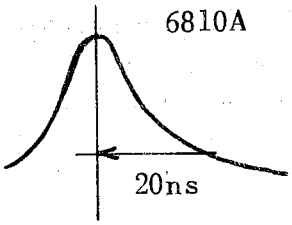


fig. 289

Nelle figg. 287, 288, 289 sono le forme degli impulsi nel caso del 56AVP, del del Dumont e del 6810A. Si noti che l'impulso del 6810A presenta un ottimo tempo di salita, ma una lunga coda nella discesa.

Altra caratteristica importante e' "l'uniformita' del fotocatodo" che si traduce in una efficienza praticamente uguale in ogni suo punto.

4) - Rumore di fondo

Anche in assenza di luce sul fotocatodo, quando venga stabilita la tensione sui vari elettrodi, si notano degli impulsi in uscita.

a) Effetto termoionico. - Anche a temperatura ordinaria i metalli emettono elettroni per effetto termoionico. Questi vengono accelerati e convogliati sull'anodo provocando impulsi. Si diminuisce notevolmente questo effetto raffreddando il fotomoltiplicatore. Si deve pero' usare molta cura, affinche' non si danneggi il vetro alle temperature molto basse.

b) Per quanto il fotomoltiplicatore sia un tubo a vuoto esiste sempre del gas residuo. Gli elettroni che dagli ultimi dinodi si precipitano verso lo anodo ionizzano il gas. Gli ioni positivi vengono accelerati verso il catodo, urtano contro questo provocando l'emissione di elettroni (8 ÷ 10 per ione). Circa 2 μs e' il tempo necessario perche' si formi questo impulso secondario e sull'oscillazione si vedrebbe su una scala opportuna (v. fig. 290): l'impulso principale e' seguito dopo circa 2 μs da un treno di altri impulsi di ampiezza minore. Sono quelli dovuti alla ionizzazione (after pulses). Questo e' evidentemente un difetto che si deve cercare di eliminare.

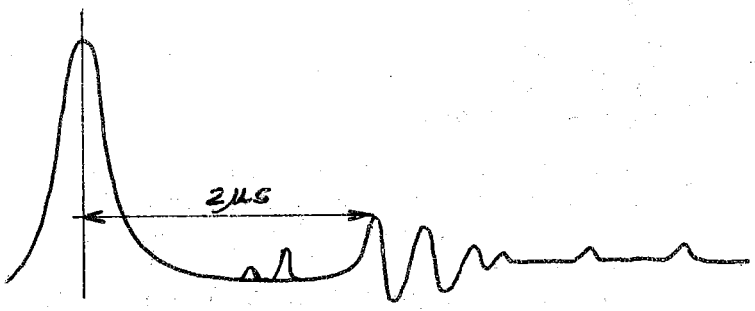


fig. 290

c) Specie quando la valvola conduce molta corrente l'urto degli elettroni contro l'anodo ne provoca il riscaldamento sino a temperature che permettano l'emissione di luce visibile. Questa giunge sul fotocatodo e circa 60 ns dopo l'impulso principale si possono vedere degli impulsi dovuti a questo effetto.

Un buon fotomoltiplicatore non deve presentare questi difetti.

5) - Vari tipi di fotomoltiplicatori

1P21 - E' delle dimensioni di una comune valvola. Il fotocatodo e' piccolo e disposto come in fig. 291: ha 10 dinodi ed e' molto veloce, date le piccole dimensioni. Il fotocatodo e' pero' poco sensibile ed e' necessaria molta luce per avere una buona emissione.

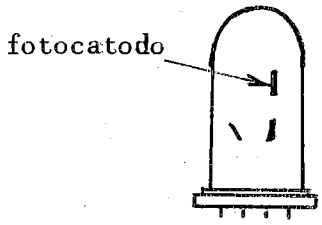


fig. 291

5819 - 10 dinodi, diametro fotocatodo $d = 5$ cm

6199 - $d = 3$ cm, e' veloce (permette misure di coincidenze con tempo risolutivo < 8 ns).

6342 - e' una versione perfezionata del 5819

6810 - $d = 5$ cm

6810A - 14 dinodi - e' una versione perfezionata del 6810. Permette di eliminare l'uso di amplificatori dato l'alto fattore di amplificazione ottenuto con i 14 dinodi. Si e' gia' visto il difetto dovuto alla lunga coda.

56AVP - 14 dinodi - $G = 10^8 \div 10^9$.
Con pochi elettroni emessi dal fotocatodo si giunge ad impulsi anche di 1-2 Amp.

Un contatore tipico consta di:

a) scintillatore
b) guida di luce
c) fotomoltiplicatore.

Dei tre elementi a) e c) sono essenziali, b) puo' talvola mancare.

La guida di luce e' di materiale trasparente (plexiglass) e serve a convogliare sul fotocatodo del f.m. la luce prodottasi nello scintillatore qualunque sia il punto da cui proviene.

Talvolta le condizioni di impiego del contatore e le dimensioni dello scintillatore permettono di eliminare la guida di luce. Questo si traduce in una piu' vantaggiosa raccolta di luce perche' permette di porre lo scintillatore direttamente a contatto col fotocatodo (si ricordi che non tutta la luce che "entra" nella guida ne "esce").

Una regola pratica per calcolare la lunghezza minima della guida di luce e' la seguente:

$$l = d_m - d_f$$

ove

l e' la lunghezza in questione,
d_m la dimensione max. dello scintillatore,
d_f la dimensione (diametro) del fotocatodo.

Ad esempio una particella al minimo incide sullo scintillatore di figura 292 del tipo a) prima descritto. La quantita' di luce raccolta dipende dalla geometria del sistema ecc. ecc.

Si pensi che sia 1/2 della luce totale emessa. Allora il numero di fotoni che giungono sul fotocatodo e'

$$N = \frac{10^4}{2} = 5 \cdot 10^3$$

e se l'efficienza $f = 0.1$ il numero di elettroni inizialmente prodotti e'

$$N' = 500.$$

Il fotomoltiplicatore sia un 56AVP con catodo a - 2000 V, $G = 10^7$.
L'impulso di corrente e' costituito da:

$n = 5 \times 10^9$ elettroni pari ad una carica
$q = 1.6 \times 10^{-19} \times 5 \times 10^9$ coulomb.

La corrente e': $i = \frac{q}{\Delta t}$. Il tempo Δt si prenda pari a 6 ns pensando l'impulso di uscita come in fig. 293: la corrente e' quindi

$$i = \frac{8 \times 10^{-10}}{6 \times 10^{-9}} \simeq 1.3 \times 10^{-1} \text{ A} = 130 \text{ mA}$$

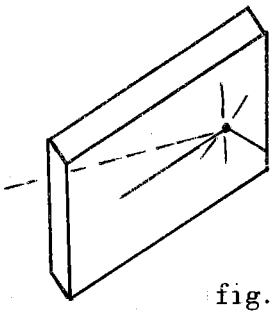


fig. 292

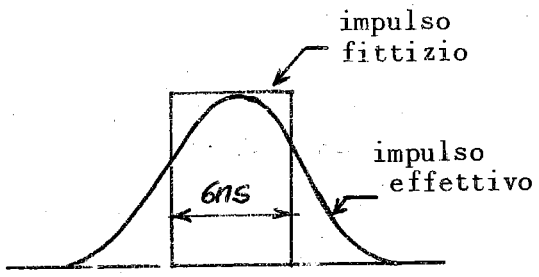


fig. 293

Il fotomoltiplicatore e' quindi un "generatore di corrente". L'impulso di uscita dipende dalla resistenza posta tra anodo e massa:

se $R_u = 1$ ohm $\qquad e_u = 0.13$ volt

$R_u = 100$ ohm $\qquad e_u = 13$ volt.

Naturalmente non si pretende di ottenere impulsi grandi quanto si vuole aumentando R_u. Le ragioni sono ovvie.

6) - Calcolo di un partitore per fotomoltiplicatore

Si tratti di un fotomoltiplicatore a 14 dinodi. Lo schema del partitore e' in fig. 294.

Una buona regola e' stabilire nella catena di resistenza una corrente 100 volte maggiore della corrente media che passa nel fotomoltiplicatore. Naturalmente questa dipende dalle condizioni di lavoro del contatore di cui il fototubo fa parte.

Ad esempio il sincrotone fornisce fascio per una durata di 2 millesec con una frequenza di 20 impulsi al secondo. Ogni volta che il fascio agisce sulla targhetta gli impulsi del fototubo siano uno ogni 200 ns (e' una frequenza elevata), ad esempio $i_{max} = 100$ mA ciascuno. La durata di ogni impulso di fototubo si puo' assimiliare a quella di un impulso squadrato di ~ 5 ns. La corrente media e' allora

$$\bar{i} = \left[(100 \cdot 5) \frac{2 \times 10^6}{200} \quad \frac{1}{2 \times 10^6} \right] \quad \frac{20 \times 2 \times 10^6}{10^9} =$$

$$= 100 \frac{1}{40} \quad \frac{1}{25} = 0.1 \text{ mA}$$

La i del partitore si puo' assumere allora uguale a 10 mA. Si osservi che la corrente di $\sim$ 100 mA si ha negli ultimi stadi. Allora si potrebbe adoperare un alimentatore a parte per condurre molta corrente nel partitore degli ultimi 4 dinodi, mentre la parte superiore si potrebbe realizzare con correnti meno intense.

I condensatori di blocco vanno calcolati in modo che la tensione di ogni dinodo resti fissata almeno entro 0.5 volt. Allora il fattore di moltiplicazione tra dinodo e dinodo resta praticamente costante. Ad esempio il condensatore sul dinodo 14 (v. fig. 294) deve essere

$$C_{14} \gg \frac{10^{-1} \times 5 \times 10^{-9}}{0.5} = 10^{-9} \text{ F} = 1000 \text{ pF}.$$

Si e' ancora assunta pari a 5 ns la durata dell'impulso di 100 mA. Quindi la carica totale e'

$$5 \times 10^{-9} \times 10^{-1} = 5 \times 10^{-10} \text{ coulomb}$$

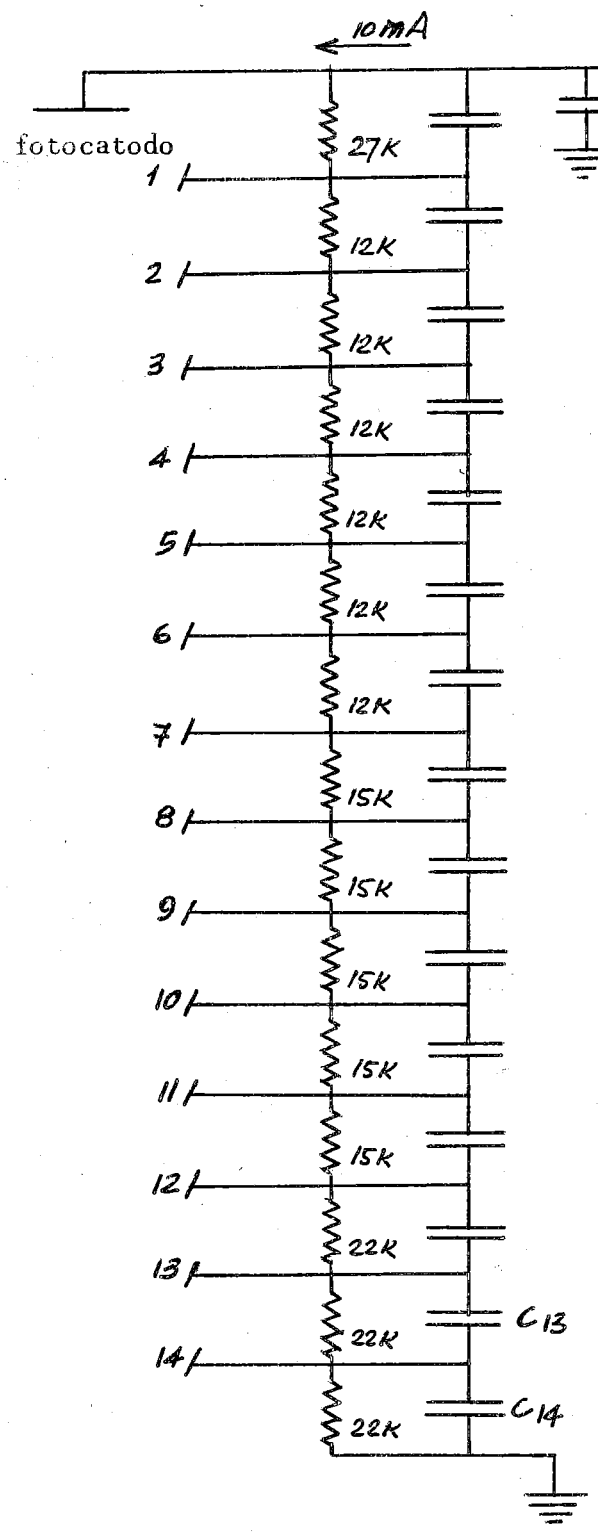


fig. 294

La capacita' e' definita come

$$C = Q/V$$

da cui il valore precedente.
Facendo $C_{14} = 10^4$ pF

$$\Delta V = 0.05 \text{ volt.}$$

Naturalmente per gli altri dinodi la corrente e' minore e Q si puo' calcolare tenendo conto del fattore di moltiplicazione tra dinodo e dinodo che e' $3 \div 3.5$, ma dipende sensibilmente dalla d.d.p. tra i dinodi. I fotomoltiplicatori 56AVP hanno un fattore di moltiplicazione totale $\leqq 10^8$ ed il valore medio del fattore di moltiplicazione tra dinodi e'

$$n = \sqrt[14]{10^8} = \sqrt[7]{10^4} \sim 3.7$$

E' questo percio' un valore massimo.

LEZIONE XV

1) - I semiconduttori

I semiconduttori sono sostanze cristalline la cui conducibilita' e' intermedia tra quella dei metalli e degli isolanti. Ad esempio il cu (conduttore) ha una resistivita' (inverso della cond.) $\rho \sim 10^{-6}$ ohm/cm, la mica (isolante) $\rho \sim 10^{17}$ ohm/cm, il germanio (semiconduttore) $\rho \sim 10^{4}$ ohm/cm.

Un cristallo e' costituito da un reticolato tridimensionale in cui sono disposti regolarmente ed in posizioni fisse gli atomi. Questi, costituiti da un nucleo positivo e da una nuvola elettronica attorno ad esso, interagiscono tra loro tramite gli elettroni di valenza, che della nuvola sono i meno legati al nucleo centrale. Nel caso del germanio, ad esempio, gli elettroni di valenza di un atomo sono 4.

Gli atomi disposti nella struttura reticolare si legano uno all'altro scambiandosi un elettrone di valenza. Cosi' per il germanio ciascun atomo e' legato a quattro ad esso adiacenti nella struttura cristallina (v. fig. 295).

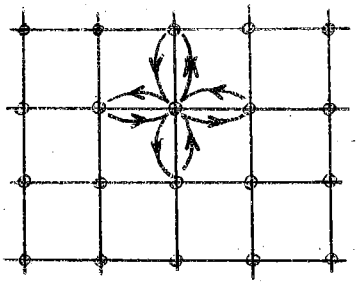


fig. 295

L'energia di $\sim$ 1 eV e' necessaria a rompere uno di questi legami, cioe' a rimuovere un elettrone dalla sua posizione normale. Alla temperatura ordinaria c'e' abbastanza calore per avere una densita' di elettroni liberi $\delta \sim 10^{7}$ elett/cm^3 (nel rame $\delta \sim 10^{20}$ elett/cm^3!) e tale sara' anche la densita' delle cariche positive rimaste scoperte nel cristallo.

Ogni elettrone che per effetto termico abbia ricevuto un'energia sufficiente per essere rimosso dal legame, si muove nel cristallo liberamente, sino a che non viene catturato da un legame rimasto libero. A questi ultimi si da il nome di "lacune" ed anche per esse si puo' parlare di un movimento nel cristallo direttamente condizionato da quello degli elettroni che di volta in volta si liberano da un legame, generando una lacuna, o vanno a legarsi, neutralizzando una lacuna.

Applicando allora una d.d.p. ad un cristallo di semiconduttore si puo' ottenere una debole corrente dovuta al movimento, ora ordinato, degli elettroni e delle lacune.

Per accrescere la conducibilita' di un semiconduttore si usa introdurre in esso altre sostanze, impurita', che accrescano il numero dei portatori liberi di carica.

Ad esempio una piccola quantita' di antimonio, fosforo oppure arsenico immessa in un cristallo di germanio ne accresce il numero di elettroni liberi.

Le sostanze predette vanno sotto il nome di impurita' di tipo "n", perche' forniscono un eccesso di cariche negative, le quali favoriscono le ricombinazioni con le lacune e producono quindi un cristallo in cui i portatori di carica liberi siano in maggioranza elettroni.

Il boro, il gallio e l'indio sono impurita' di tipo "p" e provocano un aumento delle lacune.

2) - Il diodo

Impurita' di tipo "n" e "p" introdotte opportunamente da parti opposte di un cristallo (v. fig. 296a) permettono di generare una giunzione P-N.

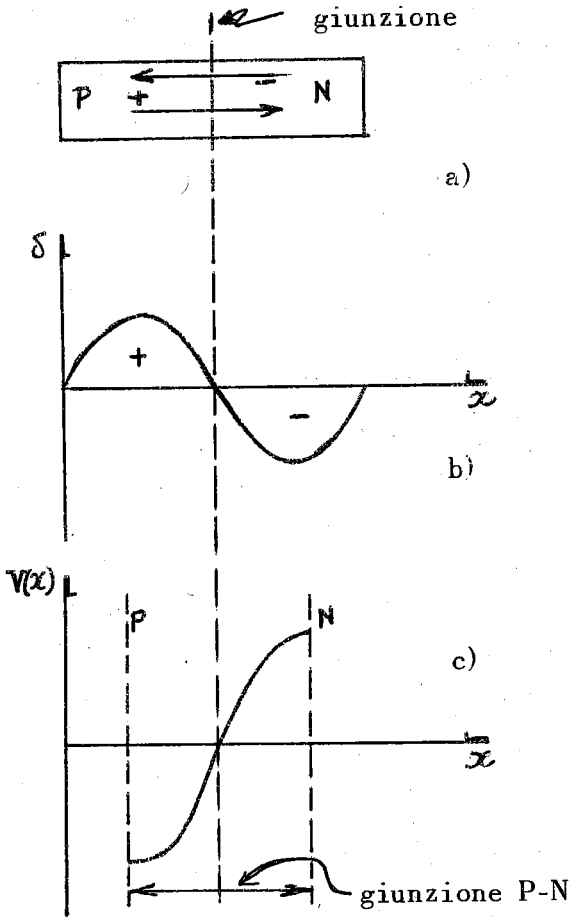


fig. 296

In fig. 296b) e' rappresentata la densita' di carica δ in funzione dell'ascissa x. In fig. 296c) e' la funzione V (x) potenziale nella zona a destra e sinistra della giunzione. Nelle condizioni illustrate in fig. 296 c) le cariche positive non possono fluire nella regione N e quelle negative non possono fluire nella regione P. La giunzione e' la sottilissima zona di spazio in cui si crea la barriera di potenziale rappresentata in fig. 296 c).
Inizialmente le cariche P ed N fluiscono una nella regione della altra (v. fig. 296a)); il processo termina con la formazione di distribuzioni di carica, nella zona di giunzione, in equilibrio sotto l'azione di forze elettrostatiche di segno opposto e tali da generare la barriera di figura 296 c).

Una giunzione del tipo descritto realizza un diodo. Infatti si pensi allo schema di fig. 297 in cui una f.e.m. e' applicata al cristallo: il risultato e' di esaltare la barriera di potenziale alla giunzione (v. fig. 298).

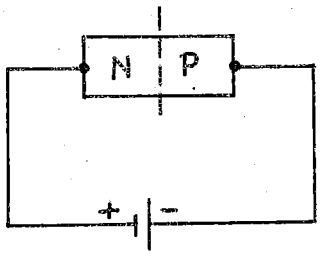


fig. 297

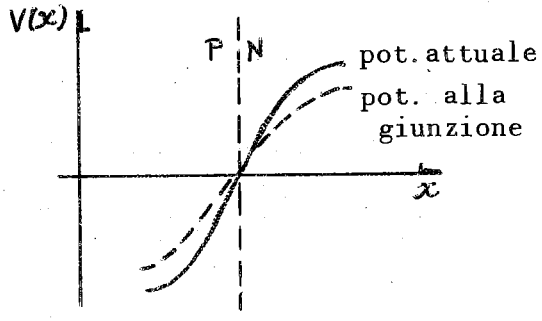


fig. 298

In queste condizioni i portatori maggiori di carica (+ della regione P e − della regione N) non possono attraversare la giunzione. Il circuito presenta grande resistenza al passaggio della corrente. In esso circola una debole corrente dovuta al passaggio attraverso la giunzione dei portatori minori di carica (− della regione P e + della regione N), che hanno densita' decisamente piccole essendo essi presenti nelle regioni popolate da densita' elevate di cariche di segno opposto.

Invertendo il segno della f.e.m. si ottiene l'effetto illustrato in figura 299: ora le cariche + della regione P e − della regione N possono fluire attraverso la giunzione e si ha una considerevole corrente non essendovi piu' opposizione al suo passaggio. La resistenza presentata e' decisamente piccola. La giunzione realizza allora un diodo, perche' permette il passaggio della corrente in un solo verso.

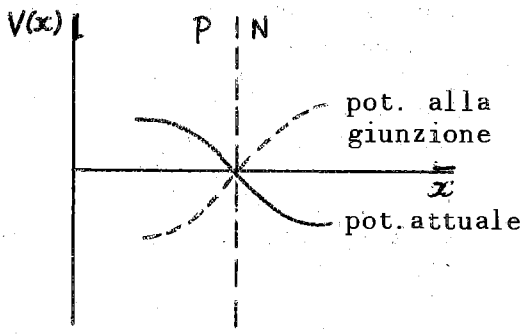


fig. 299

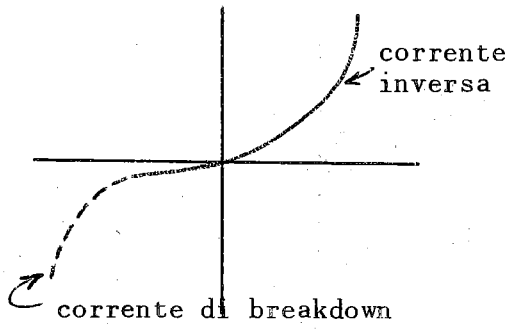


fig. 300

L'andamento della corrente I in funzione di "e" e' in fig. 300: per un valore della d.d.p. inverso, si ha una grande corrente (corrente di breakdown). La corrente I di breakdown praticamente non dipende piu' dal potenziale una volta sia iniziata. La corrente inversa puo' essere dovuta ad una moltiplicazione a valanga per cui gli elettroni acquistano una energia cinetica tale da strappare altri elettroni per urto.

Si puo' realizzare la corrente inversa direttamente per effetto della rottura dei legami covalenti tra gli atomi, non appena il campo elettrico applicato sia sufficientemente elevato. Si usa parlare, in questo secondo caso, di "Zener breakdown".

I diodi Zener vengono sovente usati come stabilizzatori della tensione; alla tensione inversa cui comincia a passare corrente quest'ultima praticamente non dipende piu' dalla tensione che resta fissata ad un valore caratteristico dei vari tipi di diodi.

3) - Il transistor a giunzione

Lo si realizza praticamente affacciando due diodi uno in fronte all'altro come in fig. 301:

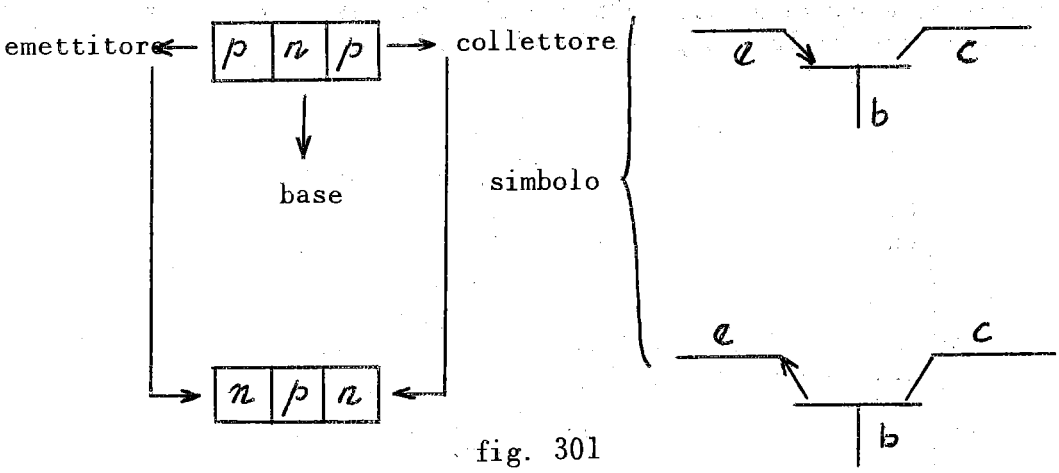


fig. 301

Si faccia riferimento ad un p n p. L'andamento del potenziale e' in figura 302(x): la giunzione collettore-base costituisce un diodo polarizzato inverso, quello emettitore-base un diodo polarizzato diretto.

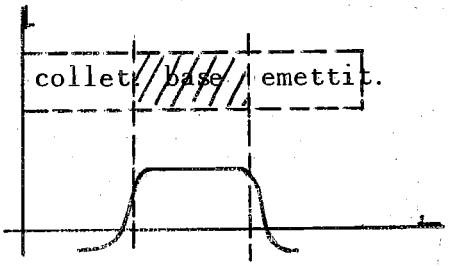


fig. 302

Si pensi al circuito di fig. 303: le due batterie (E_{eb}, E_{cb}) modificano l'andamento del potenziale come mostrato in fig. 304; in queste condizioni le lacune possono diffondere dall'emettitore alla base per poi precipitare nel collettore attraverso il salto di potenziale tra base e collettore. Piccole variazioni della corrente di base ovvero delle d.d.p. base emettitore permettono di controllare le variazioni ben piu' grandi della corrente che fluisce dall'emettitore al collettore.

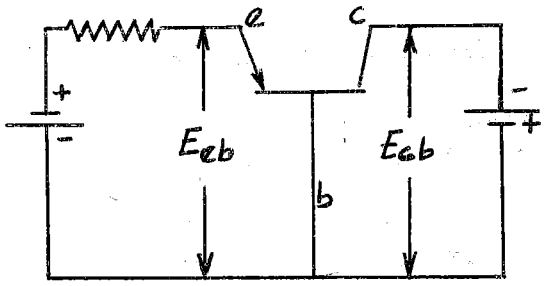


fig. 303

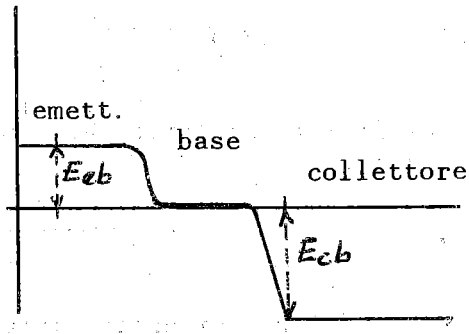


fig. 304

(x) - La base e' una zona di spazio molto sottile rispetto sia all'emettitore che al collettore. Il disegno quindi non e' in scala.

4) - Caratteristiche dei transistor

Si pensi alle curve di fig. 305 ove e' riportata la corrente di collettore I_c in funzione della d.d.p. tra collettore e base.

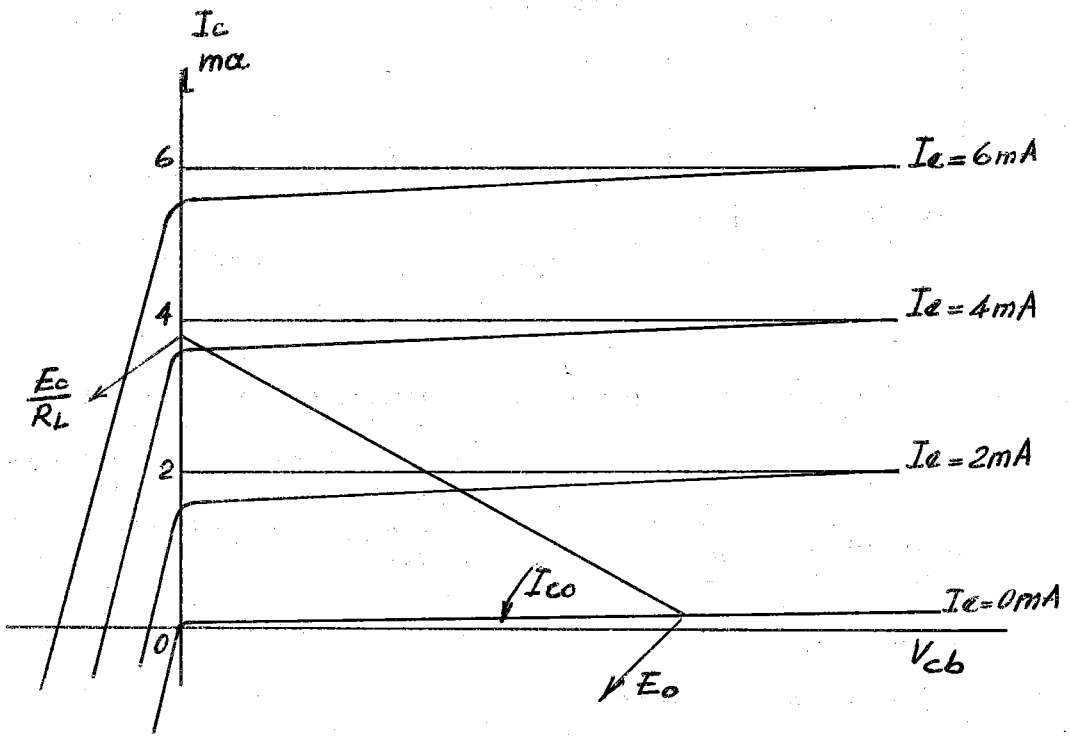


fig. 305

Dall'analisi di queste si puo' ricavare che la corrente di collettore I_c, per un dato valore di V_{cb}, e' sempre inferiore alla corrente di emettitore I_c.

Il rapporto tra I_c ed I_e ovvero le loro variazioni ΔI_c e ΔI_e e' dato da:

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \sim 0.98 \qquad (122)$$

Si puo' inoltre definire una resistenza dinamica della giunzione colletore-base data da:

$$r_c = \frac{1}{dI_c/dV_{cb}} \quad .$$

Il valore di r_c si aggira intorno a:

$$r_c \sim 2 \text{ Mohm}$$

E' questo il valore della resistenza inversa del diodo collettore-base.

Si nota inoltre che in corrispondenza della corrente $I_e = 0$ si ha:

$$I_c = I_{co}$$

Il valore di I_{co} per un transistor 2N501 e' $\sim 10\ \mu A$, ma dipende fortemente dalla temperatura secondo una legge del tipo

(123) $$I_{co} = A\, e^{KT} .$$

In corrispondenza dello schema di fig. 306 si puo' tracciare la retta di carico che fornisce:

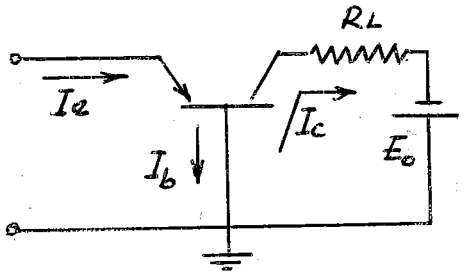


fig. 306

$$I_c = f(V_{cb})$$

ed ha l'equazione

$$I_c = -\frac{V_{cb}}{R_L} + \frac{E_o}{R_L}$$

La corrente di emettitore I_{es} cui corrisponde la saturazione del transistor (entrambe le giunzioni c-b ed e-b sono "dirette") e' data da:

$$I_{es} = \frac{E_o}{\alpha\, R_L} \sim \frac{E_o}{R_L}$$

ricordando la (122).

La zona di cut-off corrisponde a polarizzazione inversa per entrambe le giunzioni c-b ed e-b.

Caratteristiche di altro tipo sono quelle in cui si riporta $I_c = f(V_{ce})$ per vari valori di I_b (v. fig. 307).

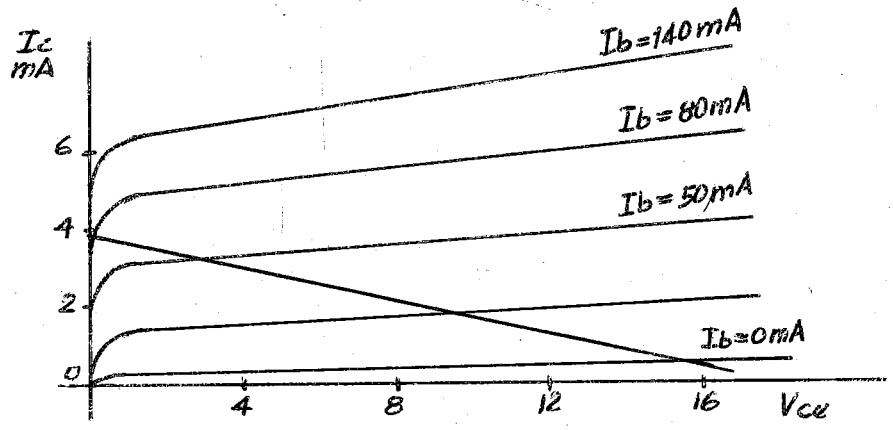


fig. 307

Si nota subito come piccole variazioni della corrente di base possano provocare grandi variazioni di I_c. A tale fine si puo' ricordare che:

$$I_b = I_e - I_c$$

ed

$$I_c = \alpha I_e + I_{co}$$

eliminando I_e

$$I_b = I_c \frac{(1 - \alpha)}{\alpha} - \frac{I_{co}}{\alpha}$$

e quindi

$$I_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_b + \frac{I_{co}}{1 - \alpha}$$

Dalla (124) si legge che $\alpha /(1 - \alpha)$ e' il fattore per cui, in zona lineare, viene moltiplicata I_b. Poiche' $\alpha \sim 1$ si vede che tal numero e' molto elevato. Per un transistor 2N501 e' $\alpha \sim 100$. Da ora in poi si designera'

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

e verra' chiamato fattore di amplificazione in corrente del transistor.

Si nota ancora che la corrente I_{co} viene divisa per il numero molto piccolo $1 - \alpha$. Quindi se si adopera un transistor come interruttore inviando il comando sulla base avviene che per $I_b = 0$ (v. fig. 308).

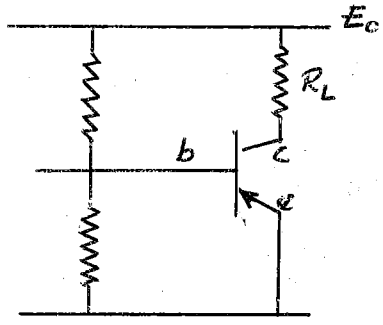


fig. 308

$$I_c = \frac{I_{co}}{1 - \alpha}$$

e con $I_{co} = 10\ \mu A$

$$\alpha = 0.95 \ ;$$

segue

$$I_c = \frac{10^{-5}}{0.02} = 5 \cdot 10^{-4}\ A = 0.5 mA$$

valore sensibile per la corrente.

Sulle caratteristiche della fig.307 si puo' tracciare la retta di carico per il circuito di fig. 308: i punti estremi della retta sono $I_c = E_o/R_L$, $V_{ce} = 0$ ed $I_c = 0$, $V_{ce} = E_o$; la retta di carico ha equazione:

$$I_c = -\frac{V_{ce}}{R_L} + \frac{E_o}{R_L}$$

Un confronto con le valvole permette di rilevare subito che mentre la griglia di una valvola normalmente non conduce, la base di un transistor normalmente conduce corrente. Mentre una valvola traduce un segnale di tensione in uno di corrente, il transistor amplifica in corrente un segnale di corrente.

E' importante stabilire dei criteri di stabilita' e rilevare le cause di instabilita'. Una, ed importante, e' la dipendenza della temperatura di I_{co} (vedi (123)). Questo si traduce per uno schema come in fig. 309 in poca stabilita' del punto di lavoro. Alle volte si puo' giungere a superare, per effetto della sola temperatura, la massima dissipazione al collettore, P_a, con conseguente danno per il t. Per eliminare questo inconveniente e' buona norma introdurre sempre un po' di reazione negativa.

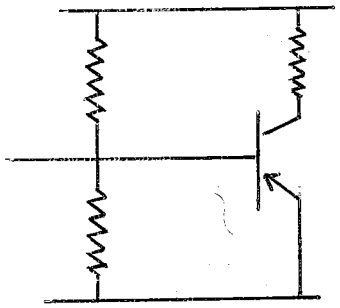


fig. 309

Sono limiti importanti da tenere sempre presenti:

$V_{ce\ max}$: la massima tensione collettore-emettitore; il superarla significa bruciare il transistor.

$V_{cb\ max}$: la massima tensione collettore-base. Analoga conseguenza se viene superata.

Per es. la massima dissipazione al collettore per un transistor 2N501 e'

$$P_c = 25 \text{ mwatt}$$

Quando un transistor e' in cut-off non si deve mai superare la tensione inversa tra base ed emettitore; esiste quindi anche una $V_{be\ max}$ inversa. Sempre nel caso di un 2N501 e'

$$V_{be} = 2 \text{ volt}$$

La reazione negativa puo' essere utilmente impiegata per evitare che vengono superati i limiti massimi consentiti per le tensioni e correnti. Per esempio lo schema di fig. 310 permette di evitare gli effetti delle variazioni di I_{co} con T. Se la corrente I_c aumenta, diminuisce V_A e quindi I_b e di conseguenza I_c.

Ancora piu' opportuno e certo piu' frequentemente usato e' lo schema che introduce la reazione tramite una resistenza sull'emettitore (v. fig. 311).

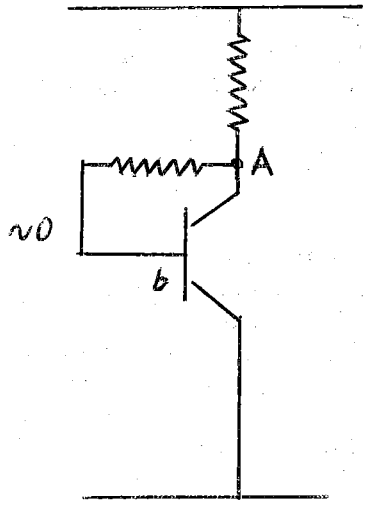


fig. 310

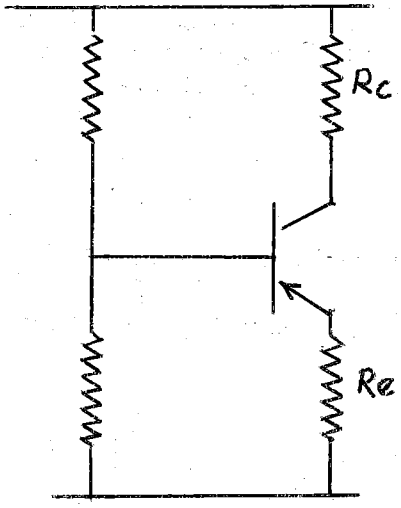


fig. 311

Per quanto concerne l'alimentazione di un transistor e' consigliabile non adoperare mai tensioni a $V_{ce\ max}$ anche se si usano grandi resistenze di caduta sul collettore. Invero basta che in una operazione il transistor si spenga perche' la tensione V_{ce} superi il valore limite.

LEZIONE XVI

1) - Circuiti equivalenti

Il circuito equivalente di un transistor per segnali a bassa frequenza e' in fig. 312: r_e ed r_c sono le resistenze dinamiche delle giunzioni collettore-base (diretta) ed emettitore-base (inversa); in r_b si tiene conto della resistenza ohmica della base (che e' molto sottile rispetto ad emettitore e collettore) e degli effetti della tensione di collettore sulla corrente di emettitore.

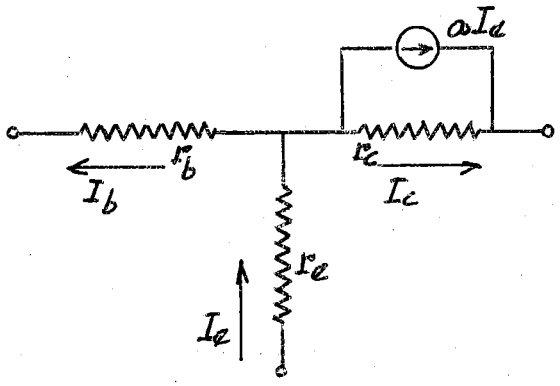


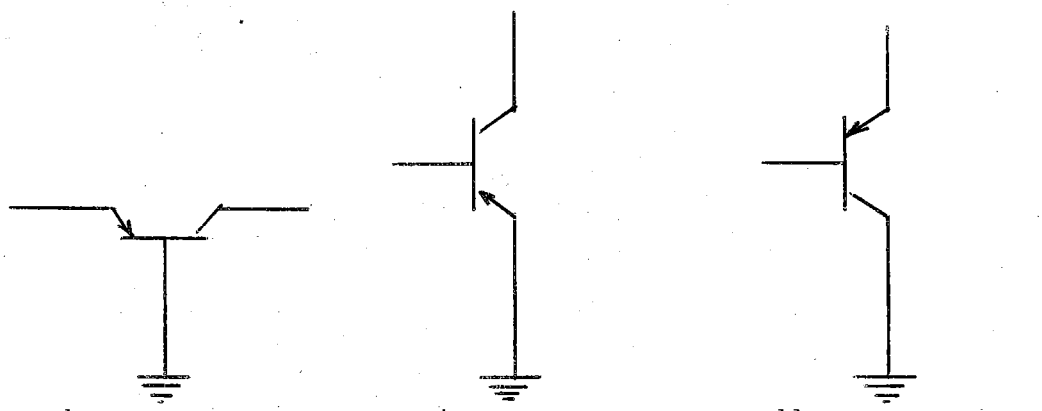
fig. 312

I valori delle tre resistenza sono:

$r_c \sim 2$ Mohm
$r_b \sim 1$ Kohm
$r_e \sim 20$ ohm

il parametro $a \simeq \alpha = 0.98$.

Le configurazioni fondamentali in cui viene impiegato un transistor sono riportate in fig. 313.



base a massa emettitore a massa collettore a massa

fig. 313

Prima di trattare i singoli circuiti e' bene ricordare che per ogni rete circuitale, comunque complessa, vale il teorema di Thevenin per cui presi due punti, A e B, qualsiasi della rete questa e' equivalente ad un generatore di tensione V_o, uguale alla tensione misurata tra A e B, ed a una resistenza R_o in serie al generatore, che si ottiene calcolando la resistenza

ohmica vista tra A e B quando si pensi di sostituire ad ogni generatore di tensione della rete un corto circuito. In fig. 314 e' illustrato quanto detto.

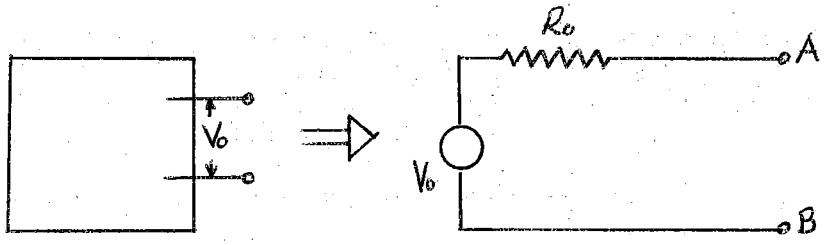


fig. 314

Cortocircuitando A e B nel circuito passa una corrente I tale che valga:

$$V_o = R_o \ I,$$

da cui si vede che R_o puo' essere misurata facendo il rapporto tra la tensione a circuito aperto e la corrente di corto circuito.

Questa operazione sperimentale non consigliabile, per ovvii motivi, e' logicamente molto utile come si vedra' qui di seguito.

2) - Circuito con base a massa

Sia E il generatore degli impulsi che entrano nel circuito di fig. 315, R e' la resistenza interna del generatore: una volta stabilito il segno di E e quindi di i_e il generatore di corrente ai_e puo' essere sostituito da un equivalente di tensione come in fig. 316 (x).

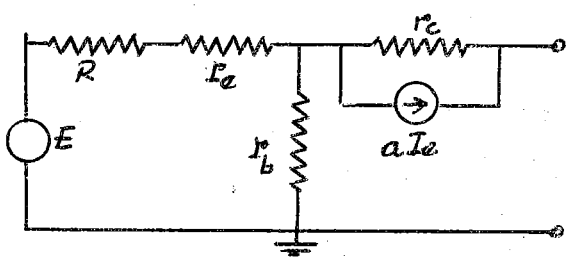


fig. 315

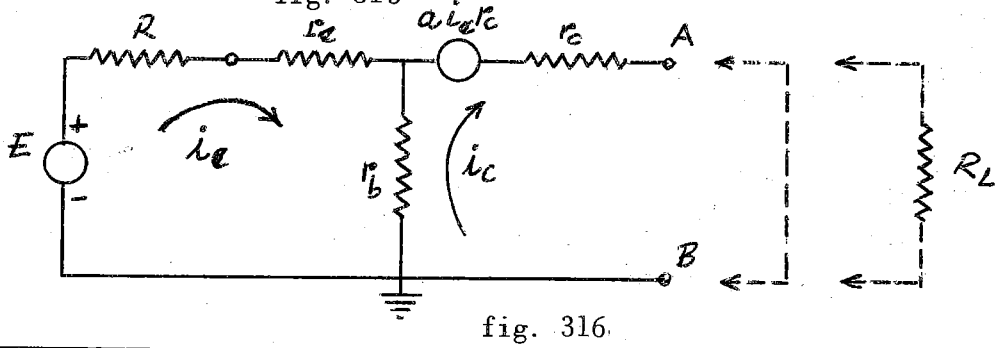


fig. 316

(x) - Il generatore di corrente (fig.317) viene sostituito dal generatore di tensione (fig.318) ad esso perfettamente equivalente.

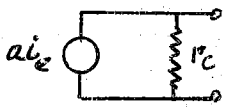


fig. 317

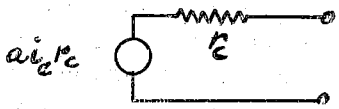


fig. 318

Assumendo d'ora in poi come positivo il verso di percorrenza antiorario delle maglie e ponendo sempre

$$i_e = i_c + i_b$$

si possono scrivere le equazioni delle due maglie con la convenzione di prendere col segno + le correnti antiorarie e le f.e.m. che tendono a favorire la circolazione antioraria, col segno − le altre. Allora ponendo A e B in corto circuito:

$$E = (R + r_e + r_b)\, i_e - i_c\, r_b$$

$$a i_e r_c = (r_c + r_b)\, i_c - i_e\, r_b$$

Successivamente eliminando i_e si ricava:

$$(125) \qquad i_c \cdot \left[r_c + r_b \; \frac{R + r_e - a r_c}{R + r_e + r_b} \right] = E \; \frac{a r_c + r_b}{R + r_e + r_b}$$

ovvero

$$(125') \qquad i_c \cdot \left[r_c - r_b \; \frac{a r_c - R - r_e}{R + r_e + r_b} \right] = E \; \frac{a r_c + r_b}{R + r_e + r_b}$$

tenendo conto delle (125) e (125') e del verso di i_c il circuito di fig. 316 equivale a quello in fig. 319 ove

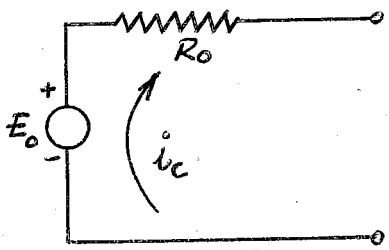


fig. 319

$$E_o = \frac{a r_c + r_b}{R + r_e + r_b} \; E$$

$$(126) \qquad R_o = r_c - r_b \; \frac{a r_c - R - r_e}{R + r_e + r_b}$$

La grandezza

$$(127) \qquad \frac{E_o}{E} = A = \frac{a r_c + r_b}{R + r_e + r_b}$$

si interpreta come amplificazione in tensione a circuito aperto, mentre la (126) e' l'impedenza di uscita Z_u.

Ricordando che $r_c \gg r_b \gg r_e$ ed a ~ 1 (126) e (127) si semplificano come segue:

$$A \sim \frac{r_c}{R + r_b}$$

$$Z_u \sim \frac{r_c \left[r_b (1 - a) + r_e + R \right]}{R + r_b}$$

Dalle quali si vede che A e Z_u dipendono da R. Questo avviene perche' l'impedenza di entrata del circuito di fig. 316 non e' ∞ .

Nel caso la si possa considerare tale rispetto ad R allora si puo' porre R = 0 e si hanno i valori:

$$A_{max} = \frac{r_c}{r_b}$$

$$(Z_u)_{R=0} \approx r_c \left[(1 - a) + \frac{r_e}{r_b} \right]$$

Qualora si mette un carico R_L sul collettore (v. figg. 316 e 319) la amplificazione in tensione si calcola (v. fig. 320):

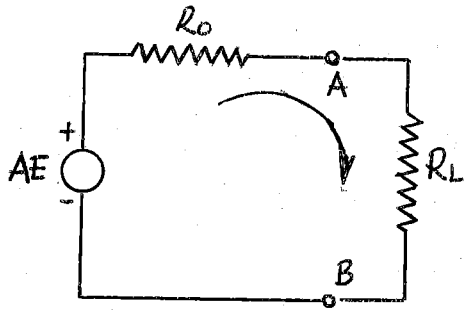


fig. 320

$$(128) \quad A' = \frac{V_{AB}}{E} = A \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

Si e' trattato il circuito con base a massa facendo attenzione all'amplificazione in tensione.

Si puo' guardare anche all'amplificazione in corrente sfruttando l'equivalenza tra circuiti con generatori di tensione o di corrente gia' messa in evidenza:

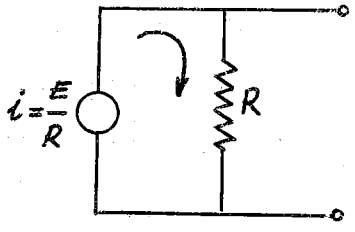


fig. 321

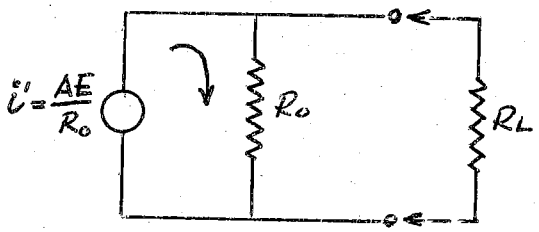


fig. 322

Infatti il generatore di tensione E di cui alle figg. 315 e 316 si puo' sostituire con l'equivalente generatore di corrente (v. fig. 321); analogamente si puo' fare del circuito di fig. 319 (v. fig. 322).

Si puo' ora scrivere:

$$i' = \frac{AE}{R_o} = \frac{AR}{R_o}\,\frac{E}{R} = \frac{AR}{R_o}\,i$$

ed interpretare come amplificazione in corrente la grandezza:

$$A_i = \frac{AR}{R_o} \tag{129}$$

Qualora il circuito di fig. 322 venga chiuso su un carico R_L l'amplificazione in corrente e' data da:

$$A_i' = \frac{A_i R_o}{R_L + R_o}$$

che nel caso $R_L \ll R_o$ si riduce ancora alla (129).

Se $R \to \infty$ (cioe' il circuito di fig. 321 e' un generatore ideale di corrente) allora

$$A_{i\ max} = \frac{ar_c + r_b}{r_c + r_b} \sim a$$

$$R_o = r_c + r_b \sim r_c$$

come segue subito dalle (126) e (127) ove si pensi $R \longrightarrow \infty$. Si vede quindi l'utilita' di quanto sopra esposto a seconda che la sorgente di impulsi si possa considerare un generatore di tensione o di corrente.

E' interessante anche calcolare l'impedenza di entrata: a tale scopo si faccia riferimento al circuito di fig. 316 ove si consideri inserito il carico R_L. Varranno le equazioni per le due maglie:

$$E = (R + r_e + r_b)\, i_e - r_b\, i_c$$

$$a i_e r_c = (r_c + R_L + r_b)\, i_c - r_b\, i_e \;;$$

eliminando i_c tra queste si ricava per i_e l'espressione:

$$i_e = E\ \frac{r_c + R_L + r_b}{r_b}\ \frac{1}{\dfrac{(r_c + R_L + r_b)\,(R + r_e + r_b)}{r_b} - ar_c - r_b} \tag{130}$$

Nota i_e si puo' subito calcolare l'impedenza di entrata del circuito di fig. 316. Si pensi a fig. 323; Z_e e' l'impedenza d'entrata del circuito C.

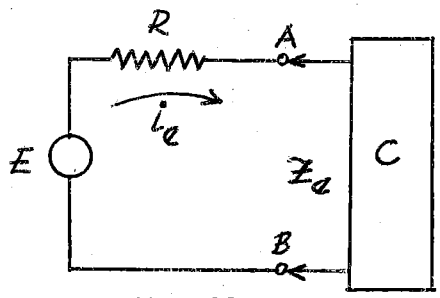


fig. 323

Vale l'equazione:

$$E - Ri_e = Z_e\, i_e$$

dalla quale

$$(131) \qquad Z_e = \frac{E}{i_e} - R$$

Da (131) e (130) segue

$$Z_e = r_e + r_b \; \frac{(1 - a)\, r_c + R_L}{r_c + r_b + R_L}$$

L'impedenza di entrata viene a dipendere dal carico R_L. Qualora

$$R_L \sim 0$$

$$Z_e = r_e + r_b\,(1 - a)$$

ovvero per

$$R_L \longrightarrow \infty$$

$$Z_e = r_b$$

sempre ricordando che $r_c \gg r_b \gg r_e$.

3) - Circuito con emettitore a massa

Sia ancora E il generatore di impulso di entrata ed R la sua resistenza interna (v. fig. 324):

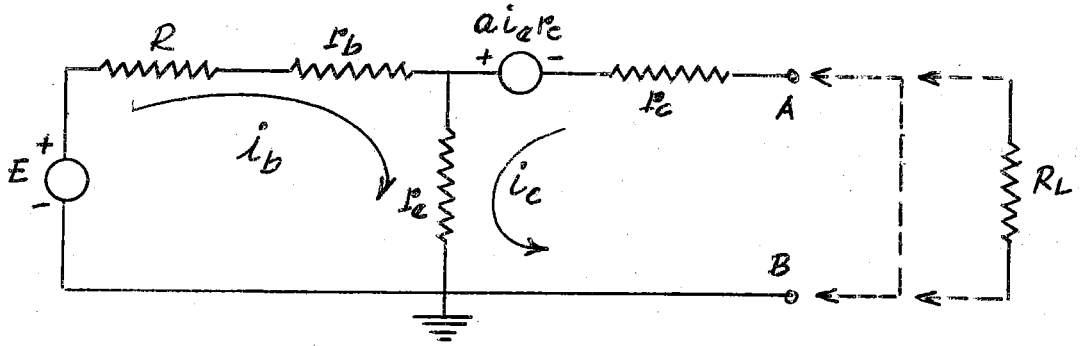


fig. 324

A e B in cortocircuito:

$$E = (R + r_b + r_e)\, i_b + r_e\, i_c$$

$$a i_e r_c = (r_e + r_c)\, i_c + r_e\, i_b$$

$$i_e = i_c + i_b$$

eliminando i_b tra queste si ricava per i_c:

$$i_c \left[r_c(1 - a) + r_e \frac{R + r_b + a r_c}{R + r_b + r_e} \right] = E \frac{a r_c - r_e}{R + r_b + r_e}$$

Dalla quale, tenendo conto del verso di i_c si ottiene che il circuito di figura 324 equivale a quello di figura 325, ove

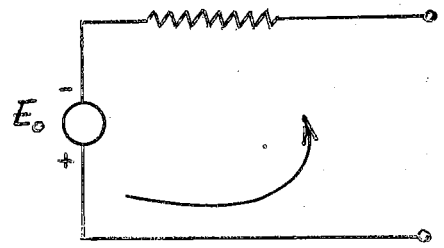


fig. 325

$$E_o = - E \frac{a r_c - r_e}{R + r_b + r_e}$$

$$R_o = r_c (1-a) + r_e \frac{R + r_b + a r_c}{R + r_b + r_e} \qquad (132)$$

L'amplificazione in tensione a "circuito aperto" e':

$$A = \frac{E_o}{E} = - \frac{a r_e - r_e}{R + r_b + r_e}$$

l'impedenza di uscita Z_u e' data dalla (132).

Qualora R si possa considerare trascurabile ponendo $R = 0$

$$A_{max} = - \frac{a r_c - r_e}{r_b + r_e} \approx - \frac{r_c}{r_b}$$

mentre

$$Z_u = r_c (1-a) + r_e \frac{r_b + a r_c}{r_b + r_e} \sim r_c \left(1 - a + a \frac{r_e}{r_b}\right)$$

L'amplificazione in tensione quando un carico R_L sia posto nel collettore si calcola dal circuito di fig. 326:

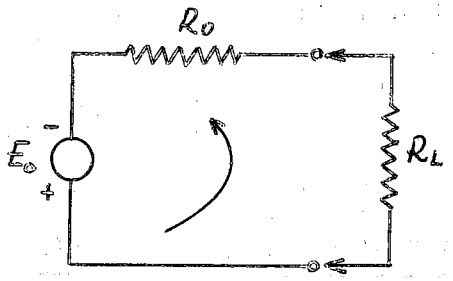


fig. 326

$$V_u = R_L \frac{E_o}{R_L + R_o}$$

e quindi

$$V_u = E \frac{A R_L}{R_L + R_o}$$

e l'amplificazione

$$A' = \frac{V}{E} = \frac{A R_L}{R_L + R_o}$$

Nel caso $R \sim 0$ allora l'amplificazione diviene:

$$A'_{max} = -\frac{r_c}{r_b} \frac{R_L}{R_L + R_o} \sim -\frac{R_L}{(1-a) r_b + a r_e}$$

se $R_L / r_c \sim 0$.

Il calcolo della impedenza di ingresso si esegue, facendo riferimento al circuito di fig. 324 con carico R_L, applicando la legge di ohm al circuito di fig. 327:

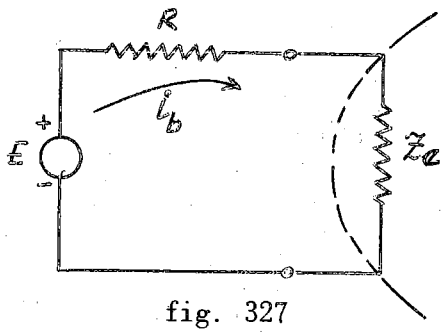


fig. 327

l'equazione del circuito e'

$$E = (Z_e + R)\, i_b$$

e quindi

$$(134) \qquad Z_e = \frac{E}{i_b} - R$$

Il calcolo del rapporto E/i_b viene subito risolvendo il sistema:

$$E = (R + r_b + r_e)\, i_b + r_e\, i_c$$

$$a i_e r_c = (r_e + r_c + R_L)\, i_c + r_e\, i_b$$

$$i_e = i_b + i_c$$

Da queste si ricava:

$$\frac{E}{i_b} = \frac{ar_c - r_e}{(1 - a)\, r_c + r_e + R_L}\, r_e + (R + r_b + r_e)$$

e da questa e (45)

$$Z_e = r_b + r_e \frac{r_c + R_L}{(1-a)\, r_c + r_e + R_L} .$$

I valori estremi di Z_e si hanno per $R_L = 0$

$$Z_{e,0} = r_b + r_e \frac{r_c}{(1-a)\, r_c + r_e} \sim r_b + \frac{r_e}{1 - a}$$

ovvero per $R_L = \infty$

$$Z_{e,\infty} = r_b + r_e \sim r_b$$

L'amplificazione in corrente si calcola dai circuiti equivalenti delle figg. 328 e 329:

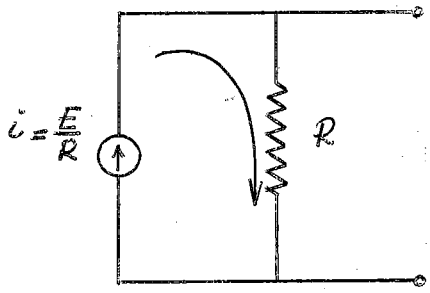


fig. 328

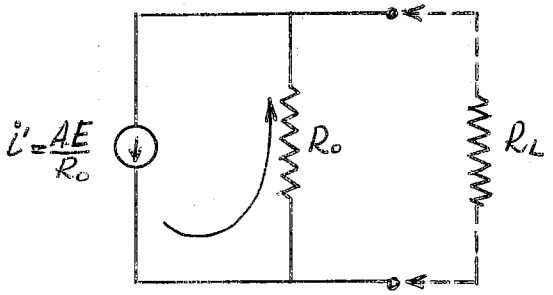


fig. 329

si scrive

$$i' = \frac{AR}{R_0}\, i$$

da cui l'amplificazione in corrente:

(135) $$A_i = \frac{AR}{R_0}$$

Se $R = \infty$ e quindi il generatore che fornisce gli impulsi di entrata si puo' considerare un generatore ideale di corrente (il transistor e' comandato allora con un impulso di corrente):

$$Z_{u,\infty} = R_{0,\infty} = r_c\,(1 - a) + r_e \sim r_c\,(1 - a)$$

come segue dalla (132), mentre da (135):

$$A_{imax} = -\frac{ar_c - r_e}{r_c\,(1-a) + r_e} \sim -\frac{a}{1-a} = -\beta$$

L'amplificazione quando un carico R_L sia posto sul collettore l'amplificazione in corrente si calcola dal circuito di fig. 329, ove si pensi inserito R_L:

$$A_i' = \frac{A_i\, R_o}{R_L + R_o}$$

che, ove sia $R_L \ll R_o$, si riduce ancora alla (135).

4) - Circuito con collettore a massa

In fig. 330 e' il circuito equivalente:

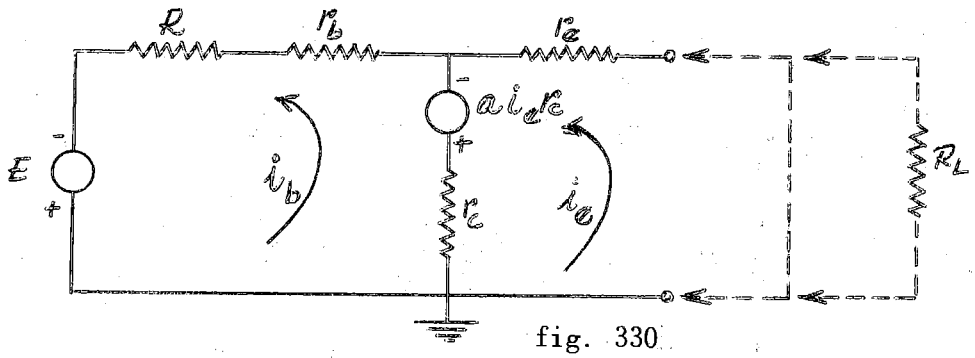


fig. 330

Con A e B cortocircuitati le equazioni delle maglie sono:

$$E - i_e a r_c = (R + r_b + r_c)\, i_b - r_c\, i_e$$

$$a i_e r_c = (r_c + r_e)\, i_e - r_c\, i_b$$

$$i_e = i_c + i_b$$

si ricava:

(136) $$i_e \left[r_e + (1-a)\, r_c \frac{R + r_b}{R + r_b + r_c} \right] = E \frac{r_c}{R + r_b + r_c}$$

Tenendo conto di (136) e del verso di i_e, il circuito di fig. 330 equivale per quanto riguarda l'uscita a quello in fig. 331 ove

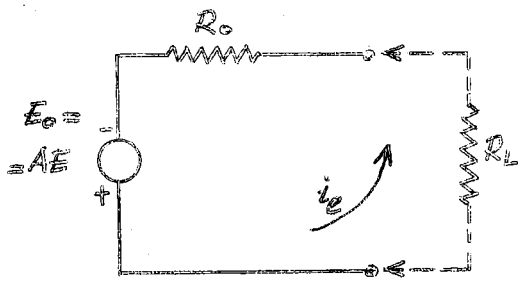


fig. 331

$$E_o = E \frac{r_c}{R + r_b + r_c}$$

$$(137) \quad R_o = r_e + (1-a) r_c \frac{R + r_b}{R + r_b + r_c}$$

L'amplificazione in tensione a circuito aperto e' data dalla:

$$A = \frac{E_o}{E} = \frac{r_c}{R + r_b + r_c} ,$$

l'impedenza di uscita, Z_u, dalla (137).

Ogni volta si possa porre $R = 0$ allora

$$A = \frac{r_c}{r_b + r_c} \sim 1$$

mentre

$$(139) \qquad Z_{u,0} = r_c + (1 - a) \frac{r_b \; r_c}{r_b + r_c} \sim r_e + (1 - a) \; r_b$$

L'amplificazione in tensione quando un carico R_L sia posto sull'emettitore viene dal circuito di fig. 331 ove R_L si pensi inserito:

$$V_u = R_L \frac{AE}{Z_u + R_L}$$

$$A' = \frac{V_u}{E} = A \frac{R_L}{Z_u + R_L}$$

ed ogni volta che $Z_u \ll R_L$ l'amplificazione e ancora data dalla (138).

I circuiti equivalenti da cui calcolare l'amplificazione in corrente sono nelle figg. 332 e 333:

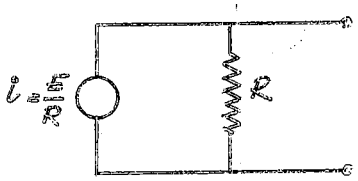


fig. 332

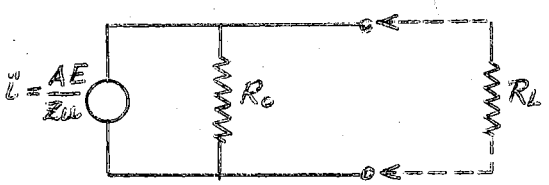


fig. 333

Si scrive successivamente:

$$i' = \frac{AE}{Z_u} = \frac{AE}{R_o}\,\frac{R}{R_o} = \frac{AR}{R_o}\,i$$

e l'amplificazione in corrente:

(140) $$A_i = A\,\frac{R}{R_o}$$

Se $R = \infty$ ed il generatore di fig. 332 e' un generatore ideale di corrente allora:

(141) $$Z_{u,\infty} = R_{o,\infty} = r_e + (1 - a)r_c$$

e da (140) e (141) ricordando l'espressione di A:

$$A_{imax} = \frac{r_c}{r_e + (1 - a)r_c} \approx \frac{1}{1 - a}$$

Ponendo un carico R_L nell'emettitore l'amplificazione in corrente e' (v. fig. 333):

$$A_i' = A_i\,\frac{R_o}{R_L + R_o}$$

Applicando la legge di ohm al circuito di fig. 334 si calcola l'impedenza di ingresso Z_e:

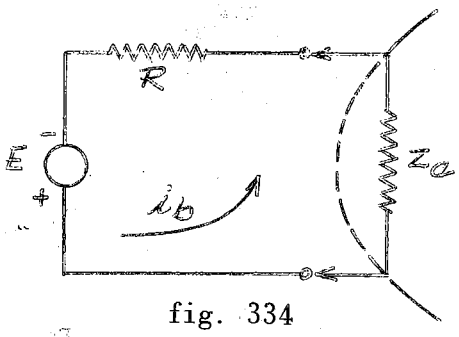


fig. 334

(142) $$Z_e = \frac{E}{i_b} - R$$

Il rapporto E/i_b scrivendo le equazioni delle maglie del circuito di fig. 330 pensando R_L inserita:

$$E - i_e a r_c = (R + r_b + r_c)i_b - r_c\,i_e$$

$$a i_e r_c = (r_c + r_e + R_L)i_e - r_c\,i_b$$

eliminando i_e si ricava:

$$\frac{E}{i_b} = r_b + r_c \left[\frac{r_e + R_L}{(1 - a) r_c + r_e + R_L} \right] + R$$

e da questa, considerando la (142):

$$(143) \qquad Z_e = r_b + r_c \frac{r_e + R_L}{(1 - a)\, r_c + r_e + R_L} \;;$$

se $R_L = 0$

$$Z_{e,0} = r_b + \frac{r_c\, r_e}{(1 - a)\, r_c + r_e} \sim r_b + \frac{r_e}{1 - a} \;;$$

se $R_L = \infty$

$$(144) \qquad Z_{e,\infty} = r_b + r_c \sim r_c$$

(144) e' il massimo valore che presenta l'impedenza di ingresso dell'emitter follower. Si vede quindi come sia bene, per aumentare Ze, porre sull'emettitore una resistenza $R_L \gg r_e$. Noto il valore di $r_e \leq 50$ ohm si vede che basta

$$R_L = 4 \div 500 \text{ ohm.}$$

Si riassumono qui di seguito le formule piu' significative riguardo agli schemi di impiego delle varie configurazioni; si suppone sempre che siano generatori ideali di tensione o corrente a fornire i segnali di ingresso.

Circuito con base a massa

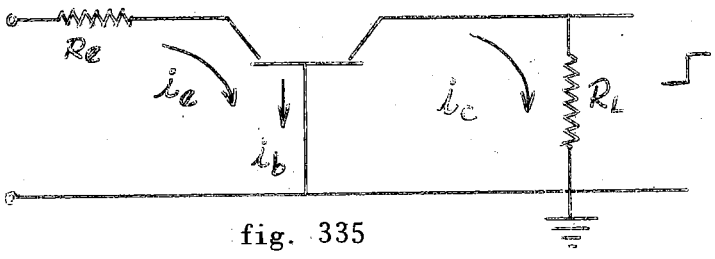


fig. 335

Non inverte il segno.

L'amplificazione in tensione si calcola subito considerando che $i_e \sim i_c$ e quindi

$$V_u \cong V_e \frac{R_L}{R_e}$$

vale a dire

$$A_v \sim \frac{R_L}{R_e}$$

Alla quale si puo' giungere anche partendo dalla (128) e facendo le opportune semplificazioni, sostituendo ad r_e il valore

$$r_e + R_e \cong R_e \qquad (\text{se } R_e \gg r_e).$$

L'impedenza di uscita che ora interessa e' quella vista tra i punti A e B, ove con un qualsiasi dispositivo (per es. un cavo, o il circuito di accoppiamento con un altro stadio) la cui impedenza sia Z si preleva il segnale V_{AB}. Ricordando il circuito di fig. 320 segue che:

$$Z_{A,B,v} = R_L // R_o \sim R_L$$

poiche' in generale

$$R_o \gg R_L ,$$

l'impedenza di ingresso Z_e e':

$$Z_e = (r_e + R_e) + r_b \cdot \frac{(1 - a)\, r_c + R_L}{r_c + r_b + R_L}$$

che, ove si possa trascurare R_L ed r_b rispetto ad r_c, si scrive

$$Z_e \sim (r_e + R_e) + (1 - a)\, r_b$$

Dalla quale segue che la impedenza di ingresso aumenta linearmente con R_e, che e' facilmente intuibile.

L'amplificazione in corrente e':

$$A_i \sim 1$$

come segue dall'osservare che $i_e \sim i_c$.

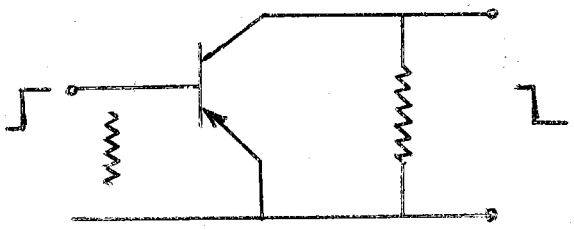
Mentre l'impedenza di uscita, quando lo schema di fig. 335 si faccia equivalere ad un generatore di corrente, si ottiene ricordando il circuito di figura 322

$$Z_{A,B,i} = R_o // R_L \sim R_L$$

poiche' $R_o \sim r_c \gg R_L$.

Per l'impedenza di ingresso e' ovvio che valga quanto detto sopra.

Circuito con emettitore a massa



Inverte il segno

fig. 336

L'amplificazione in tensione e':

$$A_v \sim - \frac{R_L}{(1 - a)\, r_b + a r_e} \sim - \frac{R_L}{(1 - a)\, r_b + r_e}$$

e dipende sensibilmente dai parametri intrinsechi del transistor.
l'impedenza di uscita tra A e B si ottiene pensando al circuito di fig. 326.

$$Z_{A,B,v} = R_L // R_o \sim R_L$$

poiche' normalmente $R_o \gg R_L$.

L'impedenza di ingresso:

$$Z_e \cong r_b + r_e \frac{r_c + R_L}{(1-a)\, r_c + r_e + R_L} ,$$

che ove si trascurino r_e ed R rispetto ad r_c diviene:

$$Z_e \cong r_b + \frac{r_e}{1 - a} ,$$

L'amplificazione in corrente, come si e' gia' discusso, e':

(145) $$A_i = - \beta = - \frac{a}{1 - a}$$

mentre l'impedenza di uscita tra A e B

$$Z_{A,B,i} = R_o // R_L \sim R_L$$

ove $R_o = r_c (1-a) \gg R_L$ normalmente. Questa condizione e' anche a base della validita' di (145).

Circuito con collettore a massa (emitter follower)

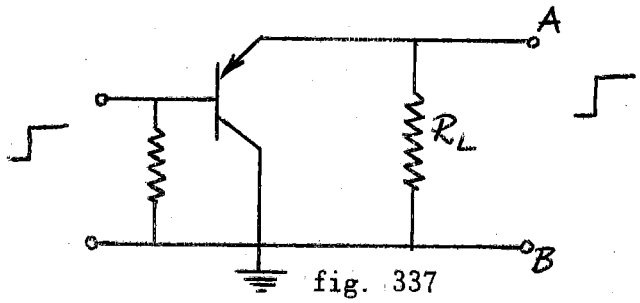


fig. 337

non inverte il segno

La d.d.p. tra base ed emettitore si mantiene praticamente costante (x) e quindi segue che l'amplificazione in tensione e':

$$A_v \sim 1$$

L'impedenza di uscita e' praticamente indipendente da R_L; invero da (139) e dal circuito di fig. 331 segue:

$$Z_{A,B,v} = R_o // R_L \sim R_o$$

pur di rendere $R_L \gg r_e + (1-a)\ r_b \cong 50$ ohm.

L'impedenza di ingresso si puo' computare col seguente ragionamento: un impulso di tensione v_i inviato sulla base provoca un impulso di corrente i.

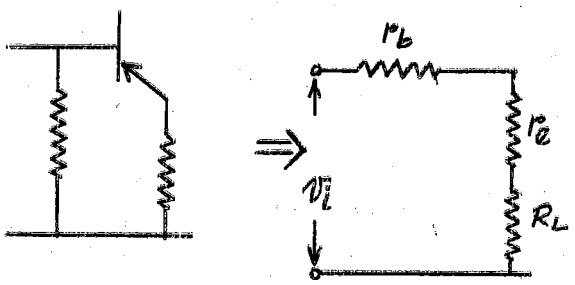


fig. 338

Si scrivera' (v. fig. 338):

$$v_i = r_b i + \beta i\ (r_e + R_L)$$

e l'impedenza di ingresso

(146) $$Z_e = r_b + \beta\ (r_e + R_L)$$

A questa si poteva comunque giungere facilmente dalla (143); in fondo si e' ripetuto in forma approssimativa il ragionamento eseguito per ricavare quella.

E' di rilevante importanza notare che l'impedenza di ingresso aumenta rapidamente al crescere di R_L, come dalla (146).

L'amplificazione in corrente e'

$$A_i = \beta\ \frac{R_o}{R_L + R_o} \sim \beta\ ,$$

(x) - La d.d.p. si puo' computare pari a $r_b i$ ove i e' la debolissima corrente di base.

come segue pensando al circuito di fig. 333 ed alla (141) ove

(147) $$R_o = r_e + (1 - a)\, r_c \gg R_L$$

generalmente.
L'impedenza di ingresso dipende da R_L ed e' ancora data dalla (143) cioe':

$$Z_e = r_b + r_c \frac{r_e + R_L}{(1-a) r_c + r_e + R_L}$$

e sotto la condizione (147) ancora dalla (146).
L'impedenza di uscita

$$Z_{AB} = R_o // R_L \sim R_L$$

Resta da calcolare il circuito con resistenza su emettitore e collettore, comandato con impulsi sulla base (v. fig. 339).

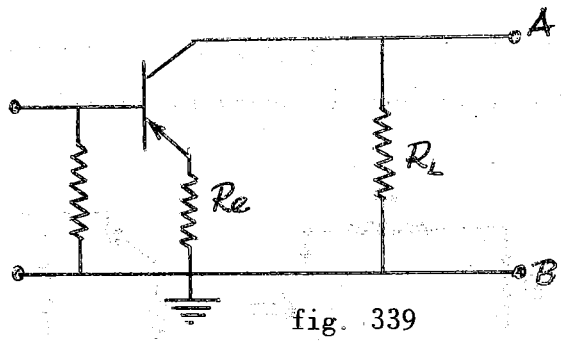


fig. 339

Il calcolo dell'amplificazione in tensione si puo' effettuare partendo dalla (133) ove si sostituisca a r_e la resistenza totale sull'emettitore $R'_e = r_e + R_e$:

$$A \sim - \frac{R_L}{(1-a) r_b + a\,(r_e + R_e)}$$

che si puo' ancora scrivere

$$A \sim - \frac{R_L}{(1 - a)\, r_b + r_e + R_e}$$

Ed ogni volta $R_e \gg (1 - a)\, r_b + r_e \sim 50$ ohm, allora si puo' scrivere

(148) $$A \sim - R_L / R_e$$

cui si puo' giungere dicendo che la corrente che attraversa il collettore e':

$$i_c \sim i_e$$

e poiche' il segnale sull'emettitore e' praticamente uguale a quello di ingresso segue la (148).
Ma queste considerazioni implicano la validita' della

$$R_e \gg (1 - a)\, r_b + r_e \,.$$

L'impedenza di uscita tra A e B:

$$Z_{A,B,v} \cong R_L$$

e l'impedenza di ingresso ancora:

(149)(x) $$Z_e \sim r_b + \frac{r_e + R_e}{1 - a} .$$

L'amplificazione in corrente e' ancora

$$A_i \sim -\beta$$

e la impedenza di uscita e'

$$Z_{A,B,i} = R_o // R_L \sim R_L$$

quella di ingresso la (149).

(x) - La resistenza r_e varia in ragione inversa della corrente I_e.

LEZIONE XVII

1) - Comportamento dei transistor alle alte frequenze

Lo schema equivalente in precedenza esposto e' valido a rappresentare lo schema di un transistor fin tanto che i segnali in esso immessi abbiano una frequenza $\nu \ll \omega$ tale che i vari parametri (impedenza di ingresso, ammettenza di uscita, coefficiente di moltiplicazione della corrente ecc.) definiti per le diverse configurazioni si possono ritenere praticamente indipendenti da ν .

Col crescere di ν si rendono sempre piu' evidenti gli effetti dovuti alla diffusione delle cariche elettriche attraverso la base e quelli localizzati alla giunzione base collettore, ed emettitore base.

2) - Diffusione delle cariche nella base

Facendo riferimento, ad esempio, alla configurazione con base a massa, indicando α_0 il coefficiente di moltiplicazione della corrente per b. f. ($\alpha \simeq 1$) in forma approssimata si puo' descrivere la dipendenza di α da ω con la formula:

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_0} \tag{150}$$

Nella (150) ω_0 rappresenta la frequenza a cui $|\alpha(\omega_0)| = 1/\sqrt{2}\,\alpha_0$, ch'e' una grandezza caratteristica del transistor ed il cui valore dipende direttamente dal meccanismo di diffusione delle cariche dall'emettitore al collettore attraverso la base.

La (150) ci dice che $|\alpha(\omega)|$ e' una funzione decrescente della frequenza e che la corrente di uscita e' sfasata rispetto a quella di ingresso, l'angolo di sfasamento dipendendo da ω . La formula (150) ha validita' per valori di $\omega \lesssim \omega_0$. Per $\omega > \omega_0$ essa non approssima la descrizione reale del comportamento del transistor.

Una formula del tutto analoga alla (150) descrive il comportamento rispetto alla frequenza del fattore β , per le configurazioni in cui c'e' effettiva moltiplicazione di corrente (collettore ad emettitore a massa)

$$\beta(\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\,\omega/\omega_0'} \tag{151}$$

ove $$\beta_0 = \alpha_0/(1-\alpha_0)$$

ed $$\omega_0' = \omega_0/\beta_0$$

la quale indica che tali configurazioni presentano un comportamento alle alte frequenze inferiore a quello della configurazione con base a massa.

La (151) purche' β_0 sia sufficientemente elevato (come infatti e' per la maggior parte dei transistor attualmente in uso ($\beta \sim 50 \div 100$) descrive con sufficiente approssimazione il comportamento di un transistor

con collettore ad emettitore a massa anche a frequenza per un $\omega > \omega_0'$.

3) - Capacita' alle giunzioni

Alla giunzione collettore-base esistono affacciate due distribuzioni di carica di segno opposto e tra esse un campo elettrico E molto elevato (spessore della giunzione $\sim 1\,\mu$, d.d.p. $\gtrsim$ 1 volt, E $> 10^4$ volt/cm). La materia e' di conseguenza soggetta a violenti sforzi e si deforma.

Una variazione del campo elettrico E, causata ad esempio dal fluire della corrente attraverso la giunzione, muta la distribuzione e l'intensita' degli sforzi e la d.d.p. tra base e collettore variera' secondo una legge temporale che necessariamente dipende da questo fenomeno, dovendosi fornire la energia necessaria a stabilire la nuova distribuzione degli sforzi alla giunzione. Questo fenomeno viene comunemente descritto schematizzando tra base e collettore una capacita' C_c il cui valore non e' costante ma varia $\sim 1/\sqrt{V_{cb}}$.

Analoghi effetti si possono pensare localizzati alla giunzione emettitore base. Ad essi si attribuisce valore trascurabile rispetto a quelli di base collettore poiche' la giunzione emettitore base e' polarizzata diretta e di conseguenza E non e' grande, essendo r_e molto piccola (specie se confrontata con r_c: $r_e \sim 20 \div 30\,\Omega$, $r_c \sim 2 \div 3\,M\Omega$).

In conseguenza di quanto esposto il comportamento del transistor alle alte frequenze e' determinato praticamente da due costanti di tempo: ω_0 di cui gia' s'e' detto, ed $\omega_c = \frac{1}{C_c R_L}$, ove R_L e' la resistenza di carico sul collettore.

Si ricava allora il circuito equivalente del transistor per le alte frequenze (v. fig. 340)

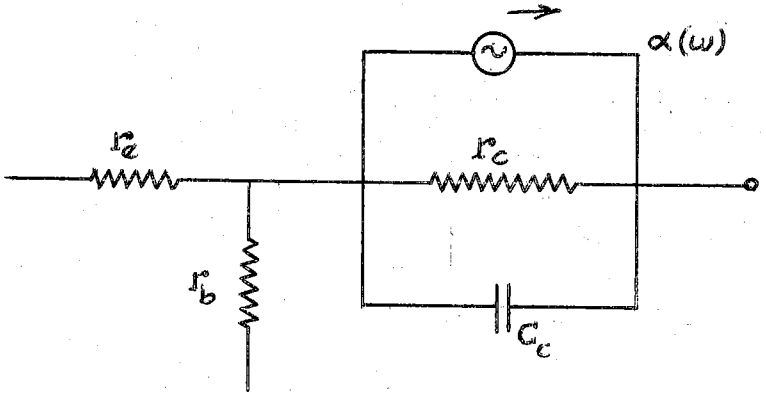


fig. 340

4) - Risposta ai transienti

Ammettendo di poter porre $\omega_c \gg \omega_o$ (carico resistivo piccolo) la (150) e la (151) suggeriscono subito la forma i(t) della risposta ad un segnale a gradino i_1 (v. fig. 341).

$$i(t) = I_o (1 - e^{-\tilde{\omega} t})$$

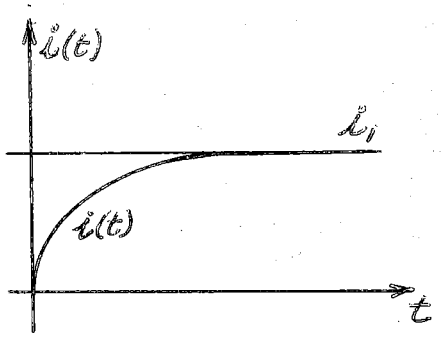


fig. 341

ove per la configurazione con

base a massa $\begin{cases} I_o = \alpha_o i_1 \\ \tilde{\omega} = \omega_o \end{cases}$

emettitore a massa $\begin{cases} I_o = \beta_o i_1 \\ \tilde{\omega} = \omega_o' = \dfrac{\omega_c}{\beta_o} \end{cases}$

In fig 342 e' rappresentata la risposta completa di un transistor (vedi fig. 343) con emettitore a massa; l'impulso e_i e' tale da portare in regione di saturazione il transistor.

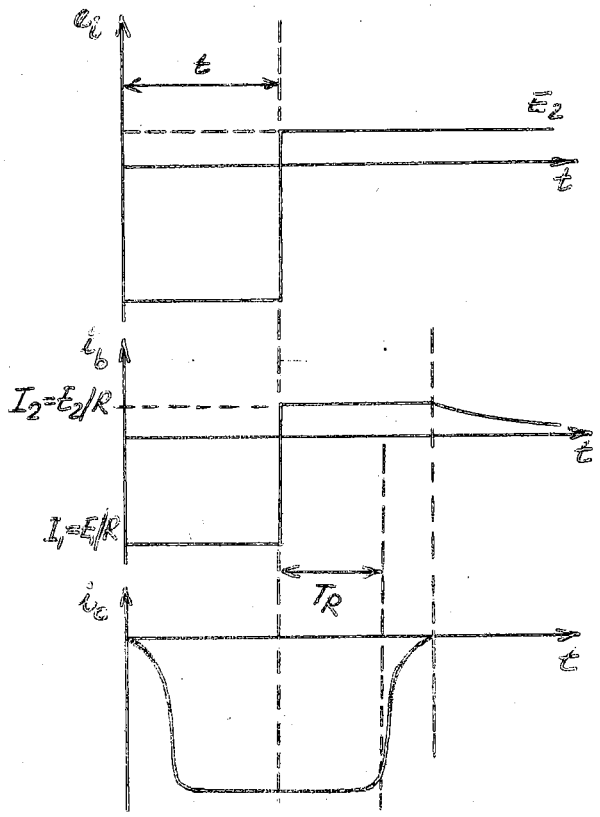


fig. 342

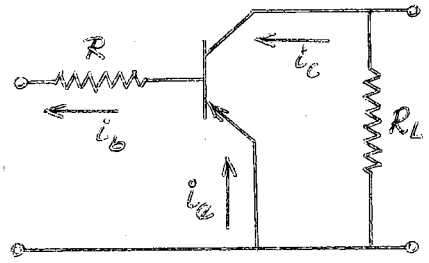


fig. 343

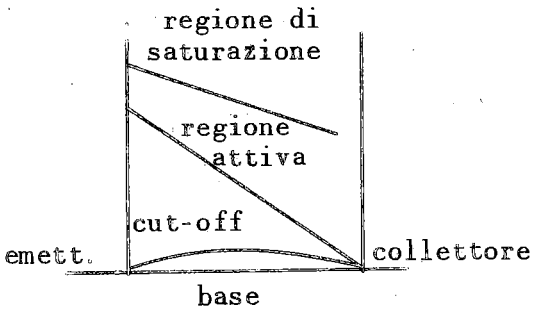


fig. 344

Il tempo T_R e' il tempo di recupero, vale a dire l'intervallo di tempo che intercorre tra la fine del segnale d'ingresso e l'istante in cui termina l'impulso di uscita. Si puo' spiegare l'esistenza del tempo T_R facendo riferimento a fig. 344 ove e' graficata la densita' δ dei portatori di carica in vari punti rispetto alle giunzioni: nello stato di cut-off la densita' δ e' praticamente nulla in tutta la base.

Nella regione attiva, di normale conduzione, la giunzione emettitore-base e' polarizzata in avanti la giunzione collettore-base e' inversa. La δ va decrescendo dalla giunzione e-b fino a ridursi a zero nei pressi della giunzione b-c. Questo perche' la grande caduta di potenziale tra b-c (rispetto a quella tra e-b) inghiotte rapidamente le cariche diffuse nella base dell'emettitore. In zona di saturazione entrambe le giunzioni sono polarizzate dirette ed una carica si accumula nella base, dato che anche la d.d.p. c-b e' dello stesso ordine della d.d.p. e-b.

E' necessario quindi un certo tempo T_R perche' questa carica si riversi tutta nel collettore ed abbia termine l'impulso di uscita.

LEZIONE XVIII

1) - Amplificatori

Per amplificare dei segnali impulsivi e' importante stabilire le caratteristiche di ogni configurazione in cui il transistor puo' essere adoperato.

a) Nella configurazione con base a massa non si ottiene amplificazione in corrente ($\alpha \ll 1$) mentre si puo' ottenere amplificazione in tensione ($A > 1$) se l'impedenza d'ingresso e' inferiore a quella d'uscita. Con questo schema limitando l'amplificazione a valori molto bassi $2 \div 5$ si ha il miglior rendimento alle a.f., vale a dire si possono realizzare tempi di salita molto brevi dell'ordine di

(152) $$\tau = \frac{1}{\omega_0}$$

La condizione (152) e' valida solo allora che l'impedenza di carico R_L sia piccola e la costante di tempo $R_L C_c \ll \omega_0$. Di qui l'impossibilita' di rendere grande il rapporto tra impedenza d'uscita e di ingresso se non perdendo in rapidita' della risposta.

b) La configurazione con collettore a massa (emitter follower) permette di ottenere amplificazione in corrente ($\beta > 1$) non in tensione ($A \sim 1$). Questo schema presenta per le alte frequenze il limite intrinseco $\omega_0' = \omega_0/\beta$ e di conseguenza la costante di tempo all'uscita e' $\sim \beta$ volte piu' grande che nel caso precedente. Lo schema emitter follower permette comunque di mantenere inalterato il valore della tensione V passando da una impedenza elevata (ingresso) ad una impedenza di valore notevolmente inferiore (uscita). Di conseguenza e' molto utile come stadio di uscita quando su bassa impedenza si voglia conservare l'ampiezza del segnale.

c) La configurazione con emettitore a massa presenta amplificazione in corrente ($\beta > 1$) ed in tensione ($A > 1$). Con questo schema si possono realizzare larghe amplificazioni anche tra impedenze d'ingresso e d'uscita praticamente uguali (in questo caso l'amplificazione in tensione e' $A \cong \beta$). La costante di tempo d'uscita e' ancora ω_0', sempre nella ipotesi di poter trascurare $R_1 C_c$.

Da quanto esposto si ricava che e' decisamente utile considerare il transistor come un amplificatore di corrente. L'amplificazione in tensione dei segnali viene a dipendere direttamente dal prodotto del fattore $\alpha \circ \beta$ per il rapporto delle impedenze di uscita e d'ingresso

$$A \simeq \frac{Z_u}{Z_i} \ (\alpha, \beta).$$

2) - Amplificatori con reazione

Il valore del coefficiente di moltiplicazione della corrente e' funzione della frequenza ω (v. fig. 345).

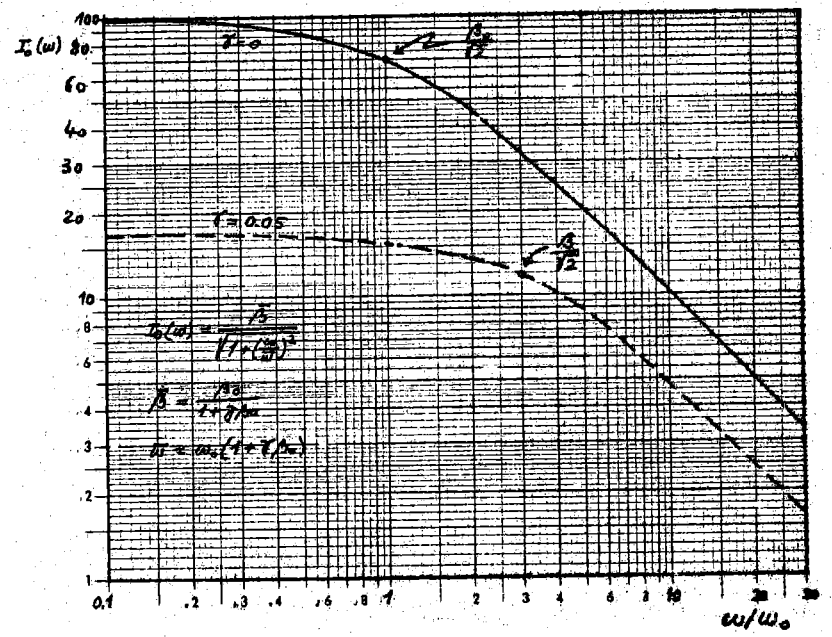


fig. 345

L'introduzione della reazione negativa secondo lo schema di fig. 345 permette di rendere costante su un intervallo di frequenze piu' esteso il valore di β . Naturalmente questo va a spese dell'amplificazione.

In assenza della reazione negativa, $Z_e = 0$, la corrente i_1 che fluisce nel circuito di base in risposta al segnale impulsivo v_o si puo' scrivere (v. fig. 346):

(153) $$i_1 \frac{v_o}{R_o + Z_i}$$

ove l'impedenza d'ingresso Z_i e':

(154) $$Z_i \simeq r_b + (r_e + Z_e)\beta$$

Nella (154) Z_b vuole indicare le resistenze di base del transistor che e' costante ed il cui valore $r_b \lesssim 200 \div 300\,\Omega$. Nei transistor per alte frequenze si tende a rendere r_b il piu' piccolo possibile, per rendere trascurabile rispetto ad ω_o la costante di tempo $r_b C_c$ (C_c e' la capacita' base collettore). r_e e' la resistenza alla giunzione emettitore base il cui valore $r_e \lesssim 20 \div 30\,\Omega$ Da 153) e (154):

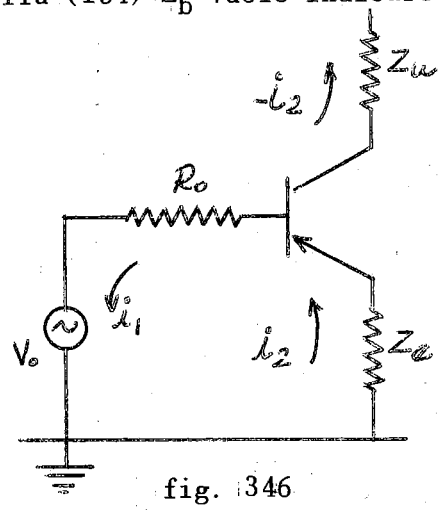


fig. 346

$$(155) \qquad i_2 = \beta\, i_1 = \frac{v_o}{(R_o + r_b)} \; \frac{\beta}{1 + \beta \dfrac{Z_e + r_e}{R_o + r_b}}$$

Dato l'esiguo valore di r_e e specie alle a.f. ove β e' piccolo la impedenza Z_i si riduce praticamente alla sola r_b.

Comunque ponendo

$$\gamma = \frac{Z_e + r_e}{R_o + r_b}$$

la (155) si scrive

$$(156) \qquad i_2 = \frac{v_o}{R_o + r_b} \; \frac{\beta}{1 + \gamma\beta}$$

Nella (156) il termine $\dfrac{v_o}{R_o + r_b}$ e' una costante, per un assegnato valore di v_e, e rappresenta la corrente di ingresso i_1 quando la reazione negativa e' nulla $\gamma = o$. La (156) si puo' leggere in due modi del tutto equivalenti, che permettono meglio di chiarire l'azione della reazione negativa:

a) ad un segnale V_o la corrente in ingresso e'

$$i_1 = \frac{v_o}{(R_o + r_b)\,(1 + \gamma\beta)}$$

vale a dire minore, l'impedenza di ingresso e' piu' elevata che nel caso $\gamma = 0$. Il coefficiente di moltiplicazione della corrente e' β . Questo e' il modo piu' intuitivo e piu' vicino alla realta' fisica. Infatti β e' una grandezza intrinseca del transistor e certo il suo valore non puo' variare con parametri esterni quali Z_e.

b) guardando al rapporto

(157) $$I = \frac{i_2}{v_o/(R_o + r_b)} = \frac{\beta}{1 + \gamma\beta}$$

si puo' interpretare l'effetto della reazione negativa dicendo che: il rapporto tra la corrente i_2 di risposta al segnale i_1 di corrente, che si ha in assenza di reazione, e' una funzione I della intensita' della reazione negativa (vedi (157)), che per $\gamma = 0$ si riduce alla funzione β, mentre per $\gamma \neq 0$ e' $I < \beta$. In altri termini la risposta i_2 avviene come se la reazione negativa diminuisse il fattore di moltiplicazione della corrente, senza modificare l'impedenza d'ingresso.

Introducendo nella (157) l'espressione di $\beta(\omega)$ si ricava:

(158) $$|I(\omega)| = \frac{\beta_o}{\sqrt{(1 + \gamma\beta_o)^2 \ (\omega/\omega_o')^2}}$$

della (158) e' la rappresentazione in fig. 345

La (158) si puo' porre in una forma piu' significativa esprimendo il secondo membro in termini di una frequenza $\tilde{\omega}$ per cui $|I(\tilde{\omega})| = \frac{1}{\sqrt{2}}|I(o)|$. Si ottiene

(159) $$\tilde{\omega} = \omega_o'(1 + \gamma\beta_o)$$

La risposta ad un transistor $i_1 = \frac{v_o}{R_o + r_b}$ si scrive allora:

(160) $$i_2(t) = i_1 I_o (1 - e^{-\tilde{\omega} t})$$

ove I_o e' il valore della (158) per $\omega = 0$.

Nelle (159) e (160) e' espresso che il tempo di salita di i_2 viene migliorato nel rapporto

$$\frac{\tilde{\omega}}{\omega_o'} = 1 + \gamma\beta_o$$

Dalla discussione precedente si arguisce che introducendo la reazione negativa si migliora la risposta alle a.f. e si perde in amplificazione. Naturalmente queste conclusioni non indicano che viene migliorato il transistor.

I limiti del transistor adoperato sono ben precisi e stabiliti da ω_o, che e' una grandezza intrinseca.

La configurazione con emettitore a massa permette di ottenere larghe amplificazioni, ma a spese di un peggiore rendimento alle a.f. La reazione negativa permette di ottenere amplificazioni che non siano necessariamente quelle estreme del transistor con la frequenza di taglio spostata ad $\tilde{\omega}$. Ma si tenga presente che e' sempre $\tilde{\omega} \leq \omega_o$, la quale segue da (159), ove si esprima $\omega_o' = \omega_o/\beta$.

(162) $$\tilde{\omega} = \left(\frac{1}{\beta_o} + \gamma\right)$$

$1/\beta_o$ e' molto piccolo mentre se si vuole avere amplificazione e' $\gamma < 1$.
Di conseguenza $\frac{1}{\beta_o} + \gamma \lesssim 1$; nei casi pratici la (162) e' pienamente giustificata.

3) - Amplificatori per impulsi

L'amplificazione A di un segnale impulsivo si puo' porre in buona approssimazione nella forma:

$$A = \frac{Z_u}{Z_i} \beta_o \tag{163}$$

ove Z_u e' l'impedenza di uscita, β_o il coefficiente di moltiplicazione della corrente, Z_i la impedenza di ingresso.

Si ritrovano subito delle formule usate in pratica: con riferimento a fig. 347 l'amplificazione A di un segnale V_o inviato in base e'

$$A = \frac{v_2}{v_o} = \frac{Z_u i_2}{v_o} = \frac{Z_u i_1 \beta_o}{Z_i i_1} = \frac{Z_u \beta_o}{r_b + (Z_e + r_e)\beta_o} \simeq \frac{Z_u \beta_o}{Z_e \beta_o} \simeq \frac{Z_u}{Z_e}$$

alla quale si giunge nell'ipotesi $r_e \ll Z_e$ ed $r_b \ll Z_e \beta_o$, condizioni che in pratica si possono verificare.

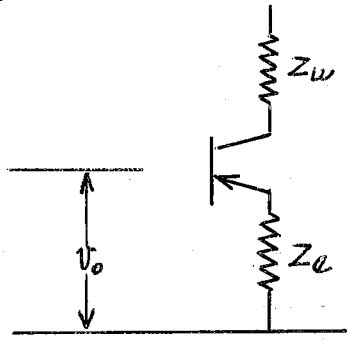


fig. 347

Sempre a partire da (163) si ritrova l'amplificazione di un emitter follower ($Z_u = Z_e$):

$$A = \frac{v_2}{v_o} = \frac{Z_e}{r_b + (Z_e + r_e)\beta_o} \beta_o \simeq 1 ,$$

se $r_e \ll Z_e$ ed $r_b \ll Z_e \beta_o$ come in pratica si verifica normalmente.
Scrivendo ancora la (163) nella forma:

$$A = \frac{Z_u}{r_b} \frac{\beta_o}{1+\gamma\beta_o}$$

e differenziando ambo i membri si ricava:

$$\frac{dA}{A} = \frac{dI_o}{I_o} = \frac{d\beta_o}{\beta_o} \frac{1}{1+\gamma\beta_o} \tag{164}$$

dalla quale si possono ricavare informazioni sulle stabilita' di A .

Le richieste per il tempo di salita della risposta si soddisfano tenendo conto di (161).

4) - Punto di lavoro di un transistor

Nel calcolo pratico di un amplificatore, come di un altro schema qualsiasi impiegante transistor, deve essere particolarmente curata la scelta dei parametri necessari a stabilire il punto di lavoro. Si pensi di stabilire il punto di lavoro sullo schema di fig. 348.

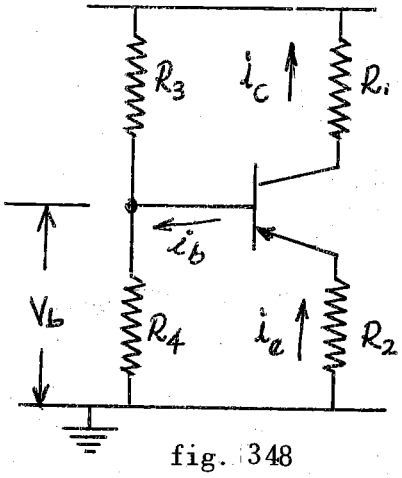


fig. 348

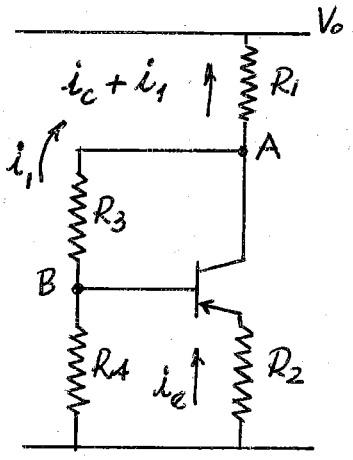


fig. 349

I parametri importanti sono R_3, R_4 ed R_2, mentre R_1 non gioca ruolo essenziale essendo il suo valore sempre trascurabile rispetto alla resistenza r_c di collettore. La corrente i_c e' funzione diretta della corrente i_e di conseguenza e' quest'ultima che va resa molto stabile. La resistenza r_e all'emettitore e' molto piccola; una piccola variazione della d.d.p. base emettitore si traduce in una larga variazione di i_e ed in conseguenza di i_c. E' necessario che la corrente i_e sia determinata da un parametro esterno indipendente dalle caratteristiche del transistor. Precisamente R_2 deve essere

$$R_2 \gg r_e$$

in modo che la corrente i_e sia determinata esclusivamente da R_2 e da V_b cioe':

$$i_e \sim \frac{V_b}{R_2} \quad (x) \qquad (165)$$

Una volta stabilita la (165) si vede che la stabilita' di i_e viene ora a dipendere da quella di V_b. Le variazioni della corrente i_{co} di collettore,

(x) - Nella (165) andrebbe $V_b - V_{be}$ ma si compie poco errore perche' $V_{be} \sim 0{,}2 \div 0{,}4$ volt e $V_b \gg V_{be}$.

che, come detto in precedenza, dipende criticamente dalla temperatura.

Le variazioni Δi_{co} si hanno alla giunzione (polarizzata inversa) base collettore per cui la corrente Δi_{co} si riversa interamente nella base ed attraverso questa nel parallelo delle due resistenze R_3 ed R_4. Di conseguenza varia V_b e quindi i_e ecc.

Una scelta del partitore R_3 R_4 va fatta allora in modo che

$$\Delta i_{co}\, R_3 // R_4 \ll V_b \qquad (166)$$

La (166) e' normalmente in conflitto con un'altra condizione: che il segnale di corrente che proviene dallo stadio precedente entri nella base del transistor e non vada a disperdersi nel partitore. Quindi si deve cercare di soddisfare alla (164) ma cercando di mantenere $R_3 // R_4 \gg Z_i$ ove Z_i e' l'impedenza di ingresso del transistor.

Un altro modo per soddisfare alla (166) consiste nel rendere stabile la temperatura a cui il circuito normalmente lavora.

Lo schema di fig. 348 puo' essere realizzato anche secondo quanto illustrato in fig. 349 Questo schema in cui la reazione negativa viene prodotta sia da R_2 che da R_3 e' veramente efficace solo allora che si possa rendere R_3 piccola (x). In tal modo una larga frazione della variazione del potenziale nel punto A viene riportata verso B. Questo schema di polarizzazione e' particolarmente utile quando il transistor venga adoperato come emitter follower; allora il punto A viene normalmente mantenuto ad una tensione fissa (per il segnale impulsivo) disponendo una capacita' C tra esso e massa.

5) - Esempi di amplificatori

Nelle figg. 350, 351, 352, 353, 354 sono riportate curve caratteristiche del transistor 2N501 A. Normalmente esse hanno solo un valore indicativo per che' due transistor dello stesso tipo possono avere parametri caratteristici diversi del 50% e piu'. Comunque le curve illustrate rappresentano un tipico 2N501 A ed eventualmente eseguendo una opportuna selezione tra molti si puo' ricavare un numero discreto di transistor aventi con buona approssimazione le caratteristiche predette.

In fig. 350 sono le curve $I_c = f(V_{CE})$ nella zona normale di lavoro: valori abbastanza elevati di V_{CE}, debolisssime correnti di base I_b, moderati valori di I_c. Il punto di lavoro su tali curve va scelto sempre in modo da non superare la massima dissipazione consentita ($P \simeq 50$ mW).

La regione di saturazione, piccole d.d.p. V_{cE}, e' descritta dalle curve di figg. 351 e 352 in fig. 351 sono le curve corrispondenti ad elevati valori della corrente di base e di collettore; e' interessante notare per talune applicazioni la bassissima impedenza vista tra collettore ed emettitore quando $V_{cE} < 0,3$ volt: $\Delta V_{CE} / \Delta I_C \simeq 2 \div 5 \Omega$.

(x) - Naturalmente entro i limiti stabiliti dalla richiesta d.d.p. V_{cb}

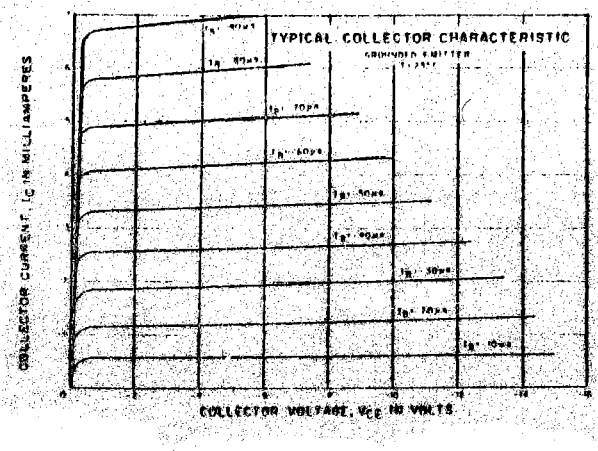


fig. 350

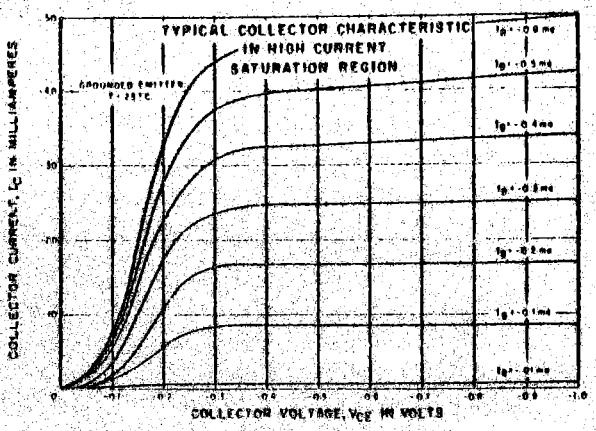


fig. 351

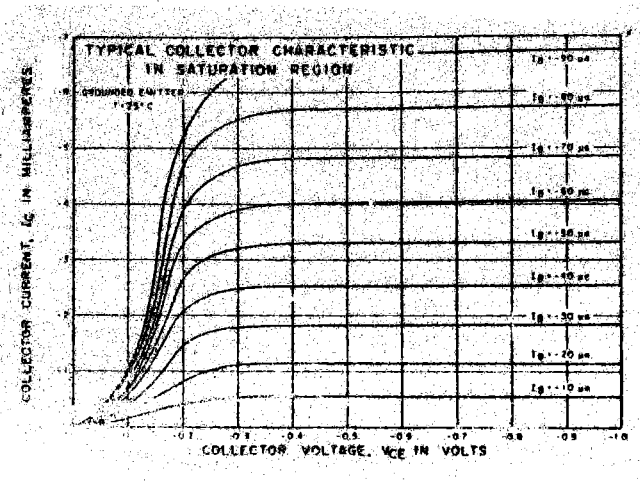


fig. 352

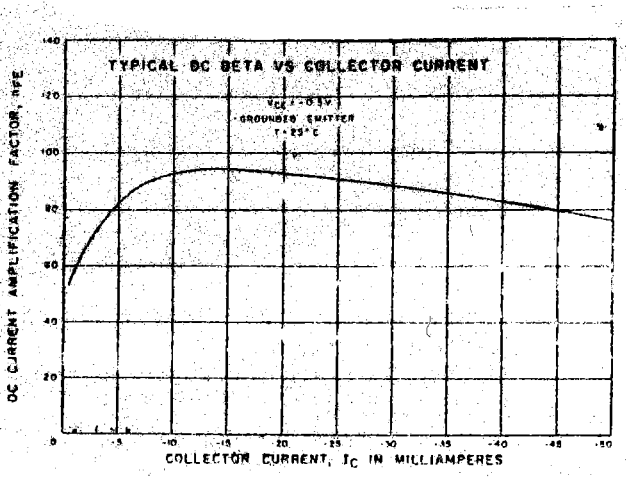


fig. 353

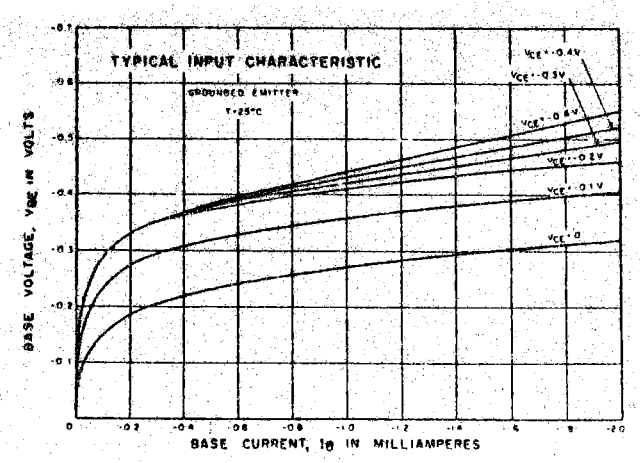


fig. 354

In fig. 352 sono le analoghe curve che si ottengono nella regione dei valori piccoli per i_b ed i_c; esse sono ottenute espandendo la scala delle ascisse di fig. 350 e prendendo la zona $0 < V_{cE} <$ volt. Comunque anche in queste condizioni si possono realizzare impedenze di collettore $\Delta V_c / \Delta i_c \simeq 10\Omega$.

La fig. 353 non ha bisogno di essere illustrata; contiene le funzioni $\beta_o (i_c)$.

In fig. 354 sono le curve caratteristiche d'ingresso nella configurazione con emettitore a massa. Come si vede esse hanno l'andamento tipico delle curve di una giunzione diodo. Ma la funzione $V_{be} = f(i_b)$ non ha un unico valore per un assegnato valore di i_b (come per un diodo). Variando V_{ce} varia V_{be} pur restando i_b fisso. Questo fatto indica che esiste una reazione interna del transistor per cui in ingresso si risentono gli effetti del segnale di uscita.

Nelle condizioni normali di lavoro ($V_{ce} >$ 1 volt) il termine di reazione $\Delta V_b / \Delta V_c \simeq 10^{-4}$, cioe' molto piccolo.

6) - Amplificatore con 1 transistor

Normalmente il segnale viene condotto in A con un cavo di impedenza caratteristica Z (nell'esempio della fig. 355 $Z = 200\ \Omega$), ed il segnale di uscita e' ancora prelevato con un cavo ($Z = 200\Omega$).

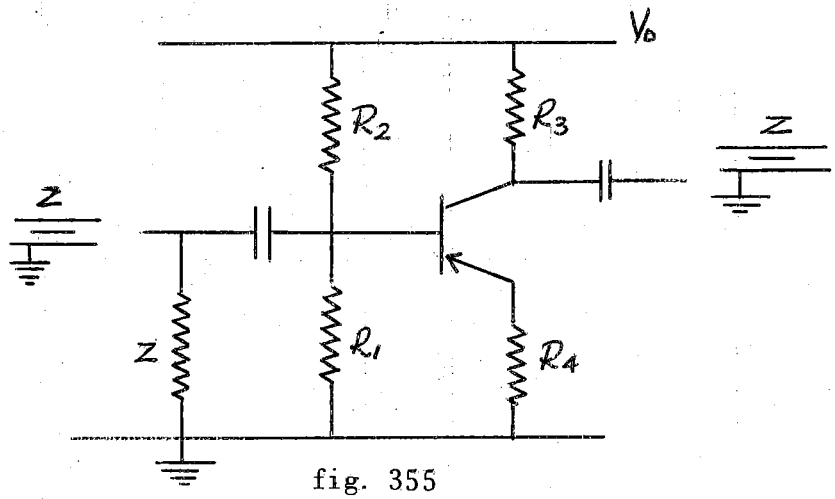


fig. 355

L'impedenza di ingresso del transistor e'

$$Z_i \cong r_b + (r_e + R_4)\,\beta_o >> Z$$

Il cavo e' quindi chiuso sulla sua impedenza caratteristica. L'impedenza di uscita e'

$$Z_u = R_3 // Z \simeq Z$$

se $R_3 >> Z$.

In queste condizioni il segnale di uscita ha una ampiezza max

$$V_2 = \frac{V_1}{Z_i} \; Z_u \beta_o$$

cioe' l'amplificazione

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_u \beta_o}{r_b + \beta_o (R_4 + r_e)} \tag{167}$$

ovvero

$$A = \frac{Z_u}{r_b} \; \frac{\beta_o}{1 + \gamma \beta_o} \tag{168}$$

ove ora

$$\gamma = \frac{R_4 + r_e}{r_b} \; .$$

Dalla (168) il valore massimo di A si verifica per $R_4 = 0$

$$A = \frac{Z_u}{r_b} \; \frac{\beta_o}{1 + \frac{r_e}{r_b} \beta_o} \tag{169}$$

Per amplificare segnali negativi il punto di lavoro va scelto in modo che il transistor sia appena in conduzione, in modo da lasciare l'escursione della tensione di collettore per i segnali di uscita. Se non si bada alla linearita' della risposta lo spettro dei segnali negativi da amplificare puo' essere esteso dal valore 0 al valore V_1 per cui il transistor va in saturazione.

La situazione non e' simmetrica quando si vogliono amplificare impulsi positivi. Il piu' largo spettro dei segnali di uscita si ottiene stabilendo il punto di lavoro nella regione di saturazione e comandando con segnali positivi sino a spegnere il transistor. Comunque il max segnale di uscita non puo' superare il valore

$$i_o Z = V_u$$

se i_o e' la corrente statica di lavoro, mentre nel caso dell'amplificazione dei segnali negativi la escursione in tensione V_u puo' essere una larga frazione della tensione di alimentazione V_o

$$V_u = K \; V_o \; . \tag{170}$$

Naturalmente le formule per l'amplificazione sono valide sin tanto che le variazioni V_1 e V_u sono contenute entro i limiti estremi.

E' evidente che ad esempio nel caso della (170) non si potra' ottenere in uscita un segnale superiore a $K \; V_o$ pur comandando l'ingresso con segnali ampi. In questo caso l'amplificatore e' un dispositivo che fornisce in uscita segnali non superiori ad un certo limite, come talvolta e' richiesto; in questo caso

pero' non e' piu' il caso di parlare di amplificazione ecc., il transistor viene adoperato come interruttore.

Volendo porre dei numeri nelle formule (167) e seg. la (169) per

$$\beta_o = 55 \quad , \quad Z_u = Z = 200\,\Omega \quad , \quad r_b = 300\,\Omega$$

$$r_e = 20\,\Omega \quad , \quad R_4 = o$$

risulta

$$A \cong 8$$

Introducendo dell'ulteriore reazione negativa con $R_4 = 47\,\Omega$

(171) $$A_r \cong 2.8$$

Ad esempio nel caso della (171) un segnale d'ingresso

$$V_1 = -0,5 \text{ volt}$$

ha come risposta

$$V_2 = +1,4 \text{ volt}$$

mentre l'impulso di corrente che l'amplificatore deve fornire

$$i_2 = \frac{1,4}{200} = 7 \text{ mA}$$

e l'impulso di corrente all'ingresso

$$i_1 = \frac{0,5}{Z_i} = 0.125 \text{ mA} .$$

Quindi con un grande guadagno in corrente si e' ottenuto molto poco come guadagno in tensione. La ragione e' evidente: il transistor e' in grado di amplificare molto la corrente, quindi per ottenere un largo ingresso V_2 in tensione e' necessario porre in collettore una impedenza piu' grande che Z. Ad esempio se $Z_u = 5\ Z = 1\ K\Omega$

$$A_r \cong 14$$

Questa condizione si realizza nello schema di fig. 356.

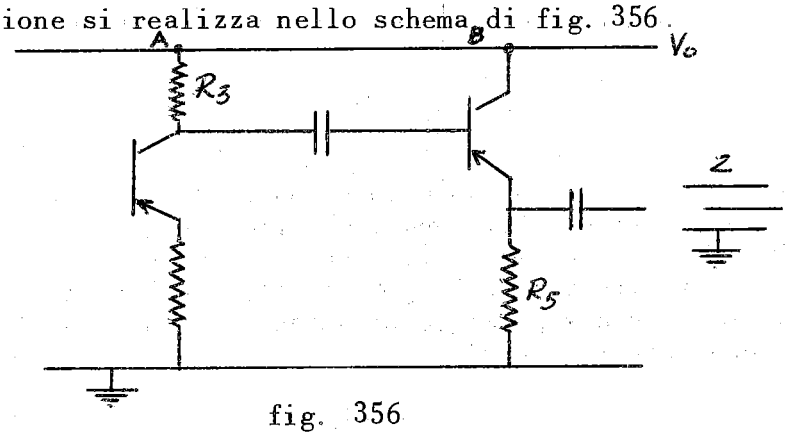


fig. 356

L'emitter follower B presenta una grande impedenza di ingresso, per cui la resistenza Z_u sul collettore di A e' R_3. Scegliendo $R_3 = 1\ K\Omega$ si realizza la (172).

L'emitter follower, per quanto gia' detto in precedenza, permette di mantenere sulla impedenza Z la tensione V_A fornendo la corrente necessaria. In questo caso si presenta pero' il problema, prima accennato, di comandare con i segnali positivi di A il transistor B.

L'amplificatore di fig. 356 ha quindi un limite ben preciso per quanto riguarda i segnali di uscita su Z:

$$V_Z = Z_{i_s}$$

ove i_s e' la corrente di saturazione del transistor B. Tale corrente e' decisa dai valori di V_o ed R_5 dovendo inoltre essere

$$R_5 \gg Z$$

affinche' la corrente di uscita vada in massima parte nel cavo.

Con lo schema di fig. 357 si possono realizzare amplificazioni piu' elevate ed ottenere segnali in uscita dello stesso segno che all'ingresso.

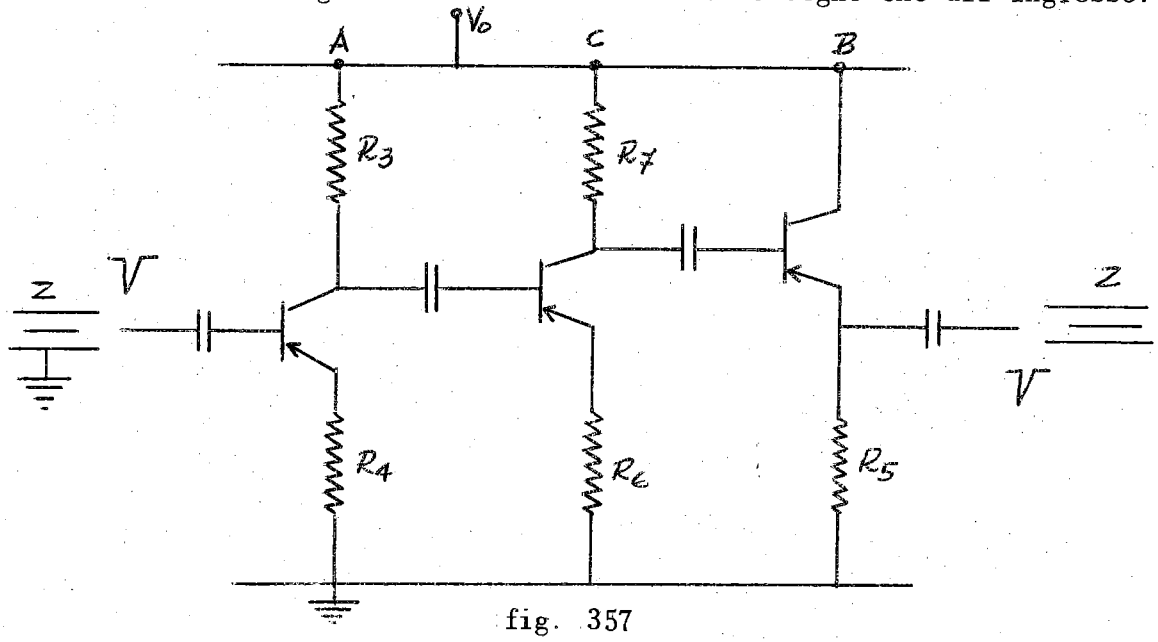


fig. 357

I segnali che entrano in base a C sono positivi ma ora l'impedenza sul collettore di C e' R_7 perche' l'impedenza d'ingresso dell'e.f. e' molto grande rispetto ad R_7. Di conseguenza se il transistor C in condizioni statiche e' quasi nella zona di saturazione ($V_{ce} \lesssim 1$ volt) un segnale positivo da A che lo porti all'interdizione permette di ottenere in uscita un segnale negativo anche di poco inferiore a V_o.

Per esempio se

(173) $$A_c = A_A = A_r$$

indicando A la amplificazione totale si ha

(174) $$A = A_c A_A \cong 200$$

Rendendo esplicita la (174)

$$A = \frac{R_3 R_7}{r_b^2} \cdot \frac{\beta_{oA} \cdot \beta_{oB}}{(1+\gamma_A \beta_{oA})(1+\gamma_B \beta_{oB})}$$

Quando si possa trascurare 1 rispetto a $\gamma_A \beta_{oA}$ e $\gamma_B \cdot \beta_{oB}$ l'amplificazione A si scrive

(175) $$A = \frac{R_3 R_7}{r_b^2 \gamma_A \gamma_B}$$

L'espressione (175) risulta indipendente da β_o e quindi la linearita' della risposta e' altamente incrementata.
La (175) e' realizzata con buona approssimazione se

$$\gamma_A \simeq 0.5 \quad , \quad \gamma_B \simeq 0.5$$

Si realizzi ora l'amplificatore di fig. 357 con due stadi A e C di amplificazione soddisfacenti alle (173) e (174).

7) - Calcolo delle polarizzazioni (v. fig. 358)

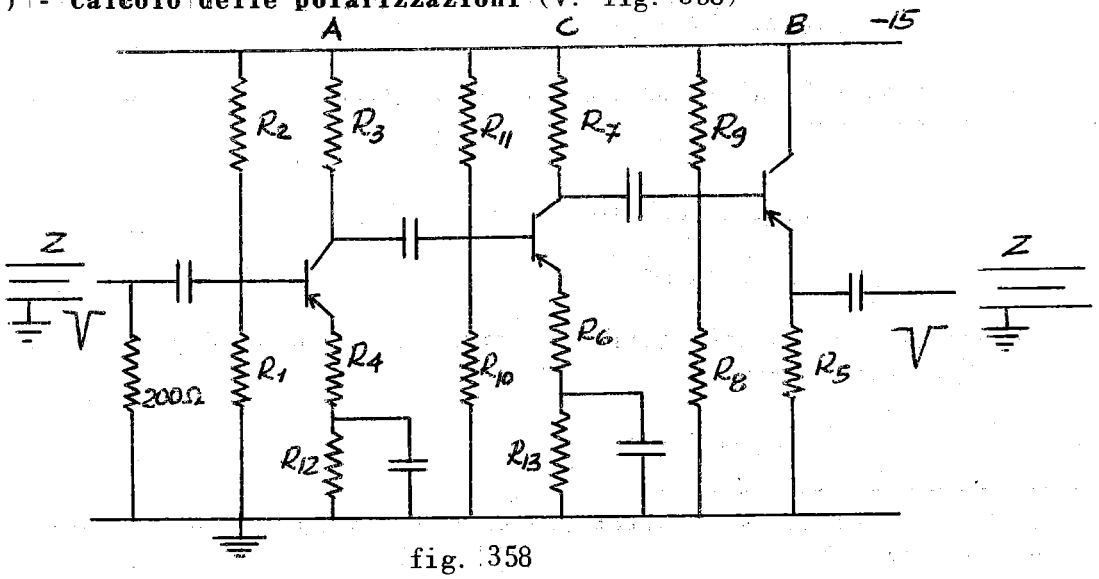


fig. 358

Stadio B (emitter follower)

I segnali di ingresso sono negativi e il punto di lavoro viene scelto a:

$$I_{oB} = 0.3 \text{ mA} \quad , \quad R_5 = 10 \text{ K} \quad , \quad V_{eB} = -3 \text{ volt}$$

Segue che la tensione di base e':

$$V_{bB} \cong -3.3 \text{ volt}$$

da cui

(176) $$\frac{R_8}{R_9} = \frac{3.3}{11.7} \simeq 0.28$$

ed infine

(177) $$R_8 = 15 \text{ K}\Omega$$
$$R_9 = 56 \text{ K}\Omega$$

La (176) viene scritta trascurando la corrente di base del transistor ($\lesssim 10\ \mu$A); la scelta (177) e' allora condizionata da questa ipotesi e la corrente del partitore ($\sim 200\ \mu$A) deve essere molto maggiore che quella di base.

Stadio C.

Volendo $A_c = A_A$ si prende

$$R_7 = 1 \text{ K}\Omega \quad , \quad R_6 = 47\Omega^{(x)}$$

I segnali da amplificare sono ora positivi ed in condizioni statiche il transistor C deve condurre una corrente I_{oc}, il cui valore condiziona la max. ampiezza dei segnali di uscita: infatti

(178) $$V_{u\ max} \simeq R_7\ I_{oc}$$

Corrispondendo il segnale (178) ad un impulso di ingresso di C che porti il transistor all'interdizione.

Facendo

$$V_{u\ max} = 10 \text{ volt}$$

$$I_{oc} = 10 \text{ mA}$$

Per contenere la dissipazione entro i limiti di 50 mw la d.d.p. collettore emettitore V_{ce} deve essere

$$V_{ce} < 5 \text{ volt}$$

(x) - Si noti che l'impedenza sul collettore di C e' $Z_{uc} = R_7 // R_8 // R_9 \simeq R_7$ tenendo conto di (177).

Evitando di condurre il transistor a lavorare nella zona di saturazione con bassa impedenza di collettore si puo'scegliere

$$V_{ce} = 2 \text{ volt}$$

Allora:

$$R_{13} = 270\,\Omega$$

e la base andra' alla tensione

(179) $$V_b = -3.5 \text{ volt}$$

In questa situazione la corrente di base (v. fig. 351)e' $\sim$ 0,1 mA. Il partitore R_{10} R_{11} deve condurre una corrente almeno 10 volte maggiore cioe' $\gtrsim$ 1 mA. Tenendo conto della (179)

(180)
$$R_{10} = 2.2 \text{ K}\Omega$$
$$R_{11} = 6.8 \text{ K}\Omega$$

Il partitore conduce una corrente $\sim$ 15 volte superiore a quella di base.

Stadio A.

Per ottenere l'amplificazione $A_A \cong 14$ si sceglie ancora

$$R_4 = 47\,\Omega$$

L'impedenza sul collettore di A e' ora

(181) $$Z_{uA} = R_3 // R_{11} // R_{10} // Z_{ic} = 1 \text{ K}\Omega$$

ove Z_{ic} e' l'impedenza d'ingresso dello stadio C ($Z_{ic} \simeq 4.7 \text{ K}\Omega$).
Da questa e da (180):

$$R_3 \cong 2.2 \text{ K}\Omega$$

I segnali da amplificare sono negativi per cui il punto di lavoro si sceglie a:

$$I_{oA} = 1 \text{ mA}$$

$$R_{12} = 3.3 \text{ K}\Omega$$

e la tensione di base

$$V_b \cong -3.6 \text{ volt}$$
$$R_1 = 3.3 \text{ K}\Omega$$
$$R_2 = 10 \text{ K}\Omega$$

8) - Tempo di salita

Per il 2N501A le grandezze che determinano il tempo di salita hanno i valori:

capacita' di collettore $C_c \cong 1 \div 3$ p F

(182) $$\omega_o' \simeq 2 \times 10^8 \text{ sec}^{-1}$$

Prima di continuare i calcoli e' bene eseguire una breve digressione sui tempi di salita.

Il valore di ω_o' e' stato assunto tale considerando che il tempo di salita τ_r (misurato tra il 10% ed il 90% del valore massimo dell'ampiezza) dell'impulso che fornisce il 2N501A in risposta ad un segnale a gradino in base e'

$$\tau_r \simeq 10 \text{ ns}$$

Prendendo la legge esponenziale

$$1 - e^{-\omega_o' t}$$

τ_r definito come sopra corrisponde a

$$\tau_r \simeq \frac{2}{\omega_o'}$$

Di qui la (182).

Se si indica ora con $\bar{\omega}$ la frequenza di taglio del transistor per assenza totale di reazione negativa $\beta = 0$ si scrive

$$\omega_o' \cong \bar{\omega}(1 + \beta' \beta_o)$$

ove β' non e' nullo ma vale

$$\beta' = \frac{r_e}{r_b} \simeq 0.067$$

Introducendo la resistenza R_4 (per es. sul primo stadio) sull'emettitore, la frequenza di taglio si sposta a

(184) $$\tilde{\omega} = \bar{\omega}(1 + \beta \beta_o)$$

$$\beta = \frac{r_e + R_4}{r_b} \simeq 0.225$$

Da (184) e (183) segue allora

$$\tilde{\omega} = \omega_o' \frac{1 + \beta \beta_o}{1 + \beta' \beta_o}$$

ovvero

$$\tilde{\omega} = \omega_o' \frac{A}{A_r} ,$$

ed il tempo di salita del segnale di risposta

$$\tau_s \simeq \frac{1}{\tilde{\omega}} = \tau_s' \frac{A_r}{A}$$

Stadio A.

$$\tilde{\omega}_A = \omega_o' \frac{A}{A_r} = 2 \times 10^8 \cdot \frac{40}{8} = 10^9$$

Tenendo presente che la resistenza sul collettore per il segnale impulsivo e' data dalla (181), indicando con τ_{ca} la costante di tempo del collettore

$$\tau_{ca} = Z_{uA} C_c \simeq 1.5 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

avendo assunto $C_c = 1.5$ p F

Combinando con legge quadratica le due costanti di tempo ottenute (sono del lo stesso ordine di grandezza e quindi non si puo' trascurare una rispetto all'altra)

(185) $$\tau_A \simeq 1.9 \text{ ns}$$

Stadio C.

$$\tilde{\omega}_C = 10^9$$

Ora la d.d.p. collettore emettitore puo' variare largamente ed il valore di C_c non e' costante. Comunque di questo parametro e' complicato tener conto in modo esatto perche' sarebbe necessario conoscere la legge di variazione di C con la d.d.p.

Si assuma

$$C_c = 3 \text{ pF}$$

$$\tau_{cc} = Z_{uc} C_c = 3 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

ed infine

(186) $$\tau_c \cong 3.3 \text{ ns}$$

Stadio B.

Per l'emitter follower e' facile convincersi che non si ha alcuna variazione della frequenza di taglio; di conseguenza

(187) $$\tau_B = 5 \times 10^{-9} \text{ sec}$$ (x)

Il tempo di salita complessivo si ottiene combinando quadraticamente (185), (186) e (187)

$$\tau \cong 6.2 \text{ ns}$$

Il massimo dell'ampiezza del segnale di uscita si ottiene al tempo $t = 3\tau$ e quindi

$$\tau_s \cong 18 \text{ ns}$$

Come si e' visto l'emitter follower permette di ottenere certi vantaggi per quanto riguarda l'ampiezza dei segnali, ma e' decisamente lento.

Uno schema di amplificatore molto rapido si puo' realizzare come in figura 359

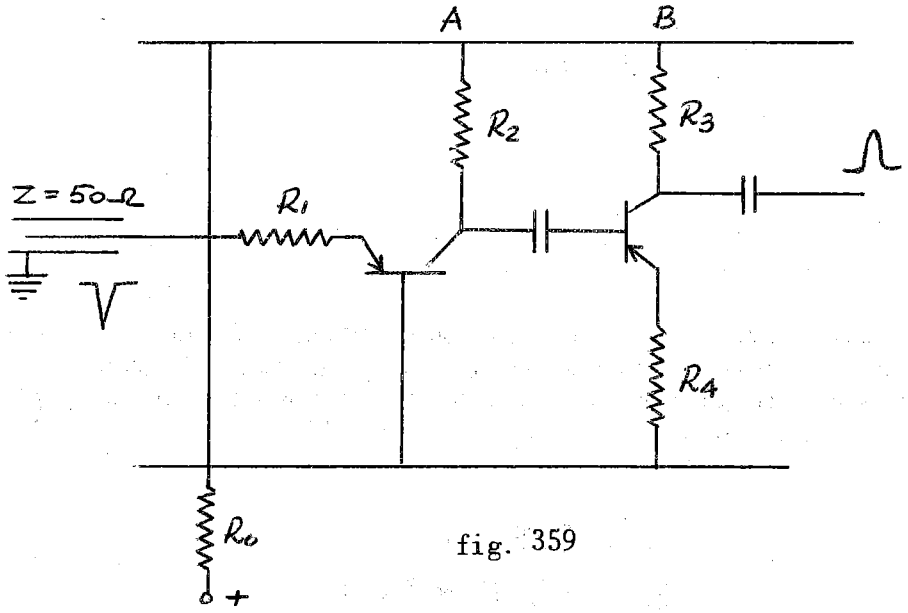


fig. 359

L'impulso viene condotto all'emettitore del transistor A (base a massa) con un cavo da 50Ω . In tal modo scelta la resistenza R_1 in modo che $R_1 + r_e = 50\Omega$ il cavo e' adattato e l'impedenza totale sull'emettitore e'

$$Z_e = 100\Omega$$

(x) Tutte le altre costanti di tempo sono completamente trascurabili.

Scegliendo per R_2

$$R_2 = 820\,\Omega$$

l'amplificazione del I° stadio e'

$$A_A = 8.2$$

Il tempo di salita del segnale dallo stadio A e' ora determinato solo dalla costante di tempo

$$\tau_A = R_2 C_c \leq 10^{-9} \text{ sec}$$

Se l'impedenza su cui esce lo stadio B non e' bassa allora si puo' ottenere ancora una amplificazione A dell'esempio precedente, e l'amplificazione totale

$$A \cong 110\,\Omega$$
$$\tau \cong 2.5 \text{ ns}$$
$$\tau_s \simeq 7 \text{ ns}$$

In fig. 360 e' uno schema del tipo descritto per moderate amplificazioni e breve tempo di salita ed elevata stabilita'

$$A \simeq 30 \quad , \quad \tau_s \simeq 3.5 \text{ ns}$$

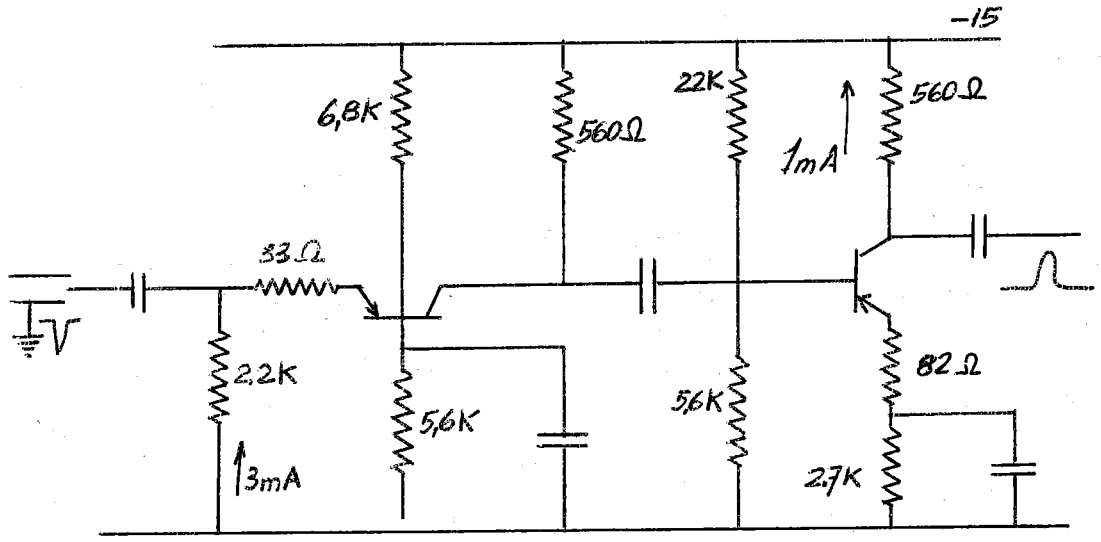


fig. 360

Si possono realizzare schemi a reazione negativa come nell'amplificatore per impulsi negativi illustrato in fig. 361.

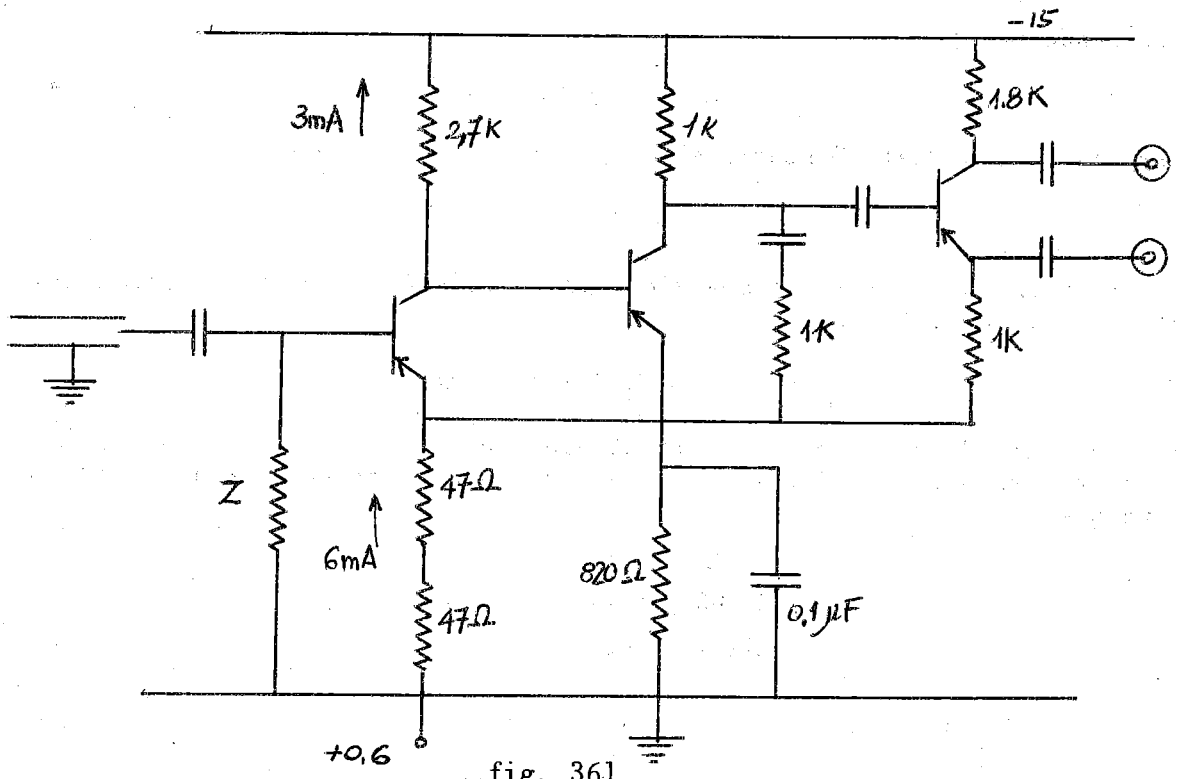


fig. 361

Il fattore di reazione misurato da rapporto

$$F = \frac{\text{frazione del segnale di uscita riportata alll'ingresso}}{\text{segnale di uscita}}$$

e' nel caso di fig. 361

$$F = \frac{47}{1000} \simeq \frac{1}{20}$$

Si noti che per rendere piu' stabile il circuito si puo' portare il segnale di reazione, come mostrato in figura, dal transistor B all'emettitore di A. In tal modo il segnale di reazione impiega un tempo piu' breve per tornare all'ingresso.

Prelevando il segnale di uscita all'emettitore di C con un cavo ($Z = 125\,\Omega$) si possono ottenere impulsi di ampiezza massima

$$V_{max} \simeq 5 \text{ volt}$$

computando un impulso di corrente di ~50 mA.

Tutti gli esempi sono stati trattati con un transistor di tipo (PNP). Naturalmente considerazioni del tutto identiche si possono eseguire prendendo in considerazione dei transistor (NPN) e sfruttare eventualmente la complementarita' dei due tipi di transistor.

Nel caso si vogliano amplificare segnali di ingresso di entrambi i segni l'amplificatore andra' progettato opportunamente scegliendo i punti di lavoro in modo da soddisfare, ad esempio, alle condizioni di linearita' richieste per impulsi ≥ 0. Comunque gli schemi di ragionamento non mutano rispetto a quelli esposti in precedenza.

LEZIONE XIX

Circuiti a reazione positiva

1) - Multivibratori bistabili

La fig. 362 rappresenta un multivibratore bistabile nello stato: (1) acceso, (2) spento. Il circuito e' perfettamente simmetrico. La logica di circuiti di questo tipo e' molto semplice: si, no. Con piu' stadi identici in cascata si realizza una scala di conteggio binaria.

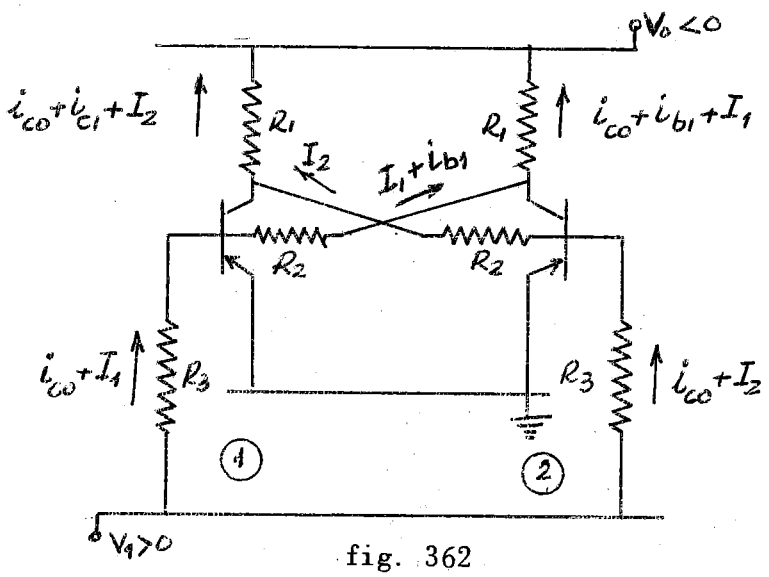


fig. 362

In pratica il progetto si traduce in una scelta dei parametri tale che la condizione (1) acceso assicuri (2) spento. Lo stato realizzato deve essere stabile nel tempo e solo una eccitazione dell'esterno di opportuna ampiezza deve provocare la transizione.

Con riferimento a fig. 362

i_{co} corrente termica alla giunzione c b.
i_{c1} " di collettore di (1)
i_{b1} " di base di (1)
I_2 " del partitore resistivo R_2 - base di (2) - R_3
I_1 " " " " R_2 - base di (1) - R_3

e riferendo tutte le tensioni a quella comune degli emettitori (in fig. 362 massa):

(188) $V_{c1} - V_o = R_1 (i_{co} + i_{c1} + I_2) \simeq R_1 (i_{c1} + I_1)$

(189) $V_{c2} - V_o = R_1 (i_{co} + i_{b1} + I_1) \simeq R_1 (i_{b1} + I_1)$

(190) $V_1 - V_{b1} = R_3 (I_1 + i_{co}) \simeq R_3 I_1$

(191) $V_1 - V_{b2} = R_3 (I_2 + i_{co}) \simeq R_3 I_2$

(192) $V_{b1} - V_{c2} = R_2 (I_1 + i_{b1})$

(193) $V_{b2} - V_{c1} = R_2 I_2$

(194) $i_{c1} = \beta_o i_{b1}$

Le formule approssimate sono ricavate nella ipotesi che i_{co} si possa tra scurare. A temperature ordinarie ($\sim 25^oC$) questo e' spesso possibile.

Dalle equazioni (188) e (193) si ottiene:

(195) $$i_{c1} = \frac{V_{c1} - V_o}{R_1} - \frac{V_{b2} - V_{c1}}{R_2}$$

Mentre da (189), (192) e (190)

(196) $$i_{b1} = \frac{V_{b1} - V_o}{R_1 + R_2} - \frac{V_1 - V_{b1}}{R_3}$$

Da (194), (195) e (196):

(197) $$\beta_o = \frac{\frac{V_{c1} - V_o}{R_1} - \frac{V_{b2} - V_{c1}}{R_2}}{\frac{V_{b1} - V_o}{R_1 + R_2} - \frac{V_1 - V_{b1}}{R_3}}$$

A questa relazione si associano la:

(198) $$\frac{R_2}{R_3} = \frac{V_{b2} - V_{c1}}{V_1 - V_{b2}}$$

che si ottiene da (191) e (193), e l'altra

(199) $$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{c2} - V_o}{V_{b1} - V_{c2}}$$

che segue da (192) e (189).

Le (197, (198) e (199) rappresentano tre formule utili in pratica.

Esempio:

$$\beta_o = 40$$

(200) $$I_2 + i_{c1} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{c1} = -2 \text{ volt}$$

$$V_{b1} \simeq -0{,}2 \text{ volt}$$

$$V_{b2} = +1 \text{ volt}$$

(201) $$V_o = -12 \text{ volt}$$

$$V_1 = +12 \text{ volt}$$

Le equazioni (197), (198) e (199) si scrivono allora:

(202) $$40 = \frac{10\ R_2 - 3}{12\ \left(\frac{R_2}{R_2 + 1} - \frac{R_2}{R_3}\right)}$$

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{3}{11}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{c2} + 12}{-\ V_{c2}} = \frac{1}{R_2}$$

essendo $R_1 = 1$ Kohm (v. le (200), (201) e (188)).

Risolvendo la (202) per R_2 si ottiene:

$$R_2 = \begin{cases} 34 \text{ Kohm} \\ 0.35 \text{ Kohm} \end{cases}$$

Si sceglie evidentemente

$$R_2 = 34 \text{ Kohm} \Rightarrow 33 \text{ Kohm}$$

da cui

$$R_3 \cong 120 \text{ Kohm}$$

In queste condizioni:

$V_{c2} \simeq -12$ volt
$I_2 \simeq 0.09$ mA
$i_{c1} \simeq 10$ mA
$i_{b1} \simeq 0,25$ mA
$I_1 \cong 0,1$ mA

In fig. 363 e' rappresentato uno schema completamente equivalente a quello di fig. 362 ove la resistenza di reazione degli emettitori permette di eliminare le sorgenti di tensione di due segni.

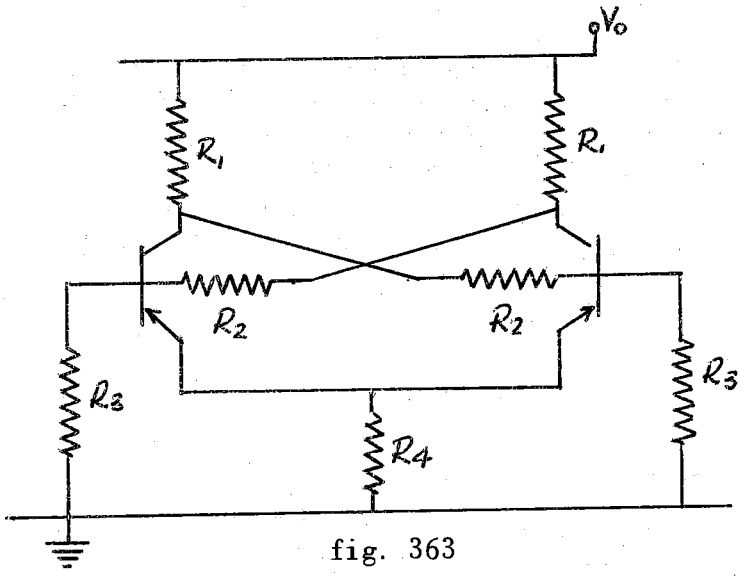


fig. 363

Tutti i parametri restano quelli gia' scelti se

$$V_o = 24 \text{ volt}$$

$$R_4 = 1,2 \text{ Kohm}$$

Nelle formule precedenti le tensioni vanno riferite a quelle dell'emettitore che ora e', rispetto a massa,

(203) $$V_e \cong - 12 \text{ volt}$$

se $i_{c1} \cong 10$ mA.

Dalla (203) segue che misurando le tensioni rispetto a massa tutti i valori definiti, per l'esempio di fig. 362, sono incrementati di $- V_e$. Per esempio la base di (1) va a

$$V_{b1} \simeq - 12.2 \text{ volt} \quad \text{ecc. ecc.}$$

Per comandare il circuito si possono inviare segnali positivi sulla base del transistor acceso, oppure negativi su quella del transistor spento. Non c'e' particolare preferenza per l'una o l'altra via tranne nel caso il coefficiente di amplificazione della corrente dipenda molto dalla corrente di collettore i_{c1} e presenti allora un valore β_o per il transistor acceso molto differente da quello per il transistor spento.

Per risparmiare energia, a parita' di effetto, si invieranno i segnali, di segno opportuno per provocare la transizione, al transitore la cui condizione comporti il valore piu' elevato di β_o. Comunque, una volta il segnale esterno abbia spostato il sistema dalla sua condizione di equilibrio, si innesca il processo a reazione positiva, che completa l'opera provocando la completa transizione da uno stato all'altro.

2) - Costanti di tempo dei segnali

In fig. 364 e' uno schema approssimato in cui compaiono i parametri che in pratica determinano il fronte di salita dell'impulso positivo di spegnimento. C_{bc} e' disegnata tra collettore ed emettitore data l'esigua d.d.p. base-emettitore. Sia C_{bc} che C_{be} sono funzioni della d.d.p. alle giunzioni.

In figg. 365 e 366 sono tali funzioni per il transistor 2N846.

Il circuito equivalente a quello di fig. 364 e' in fig. 367.

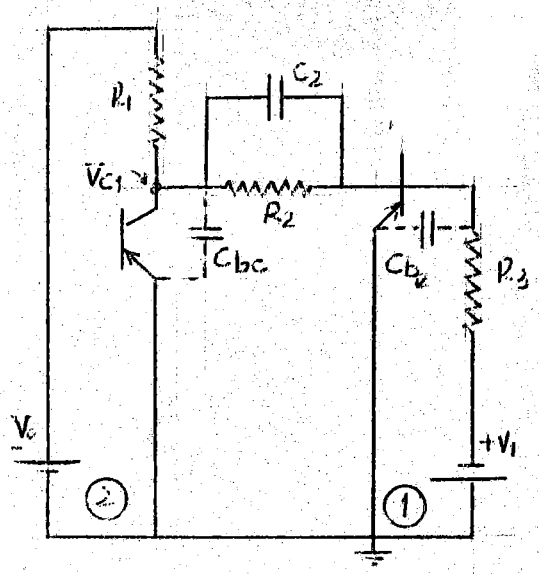


fig. 364

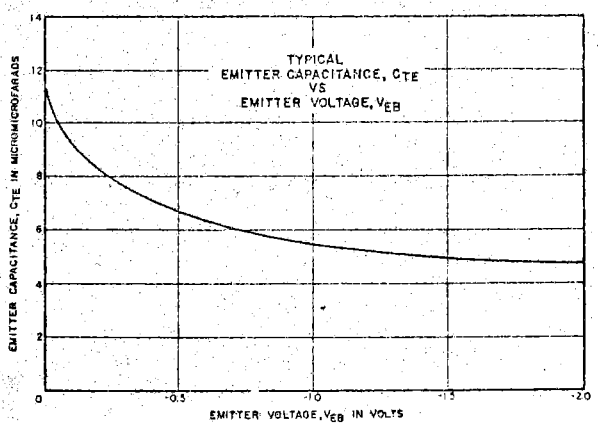


fig. 365

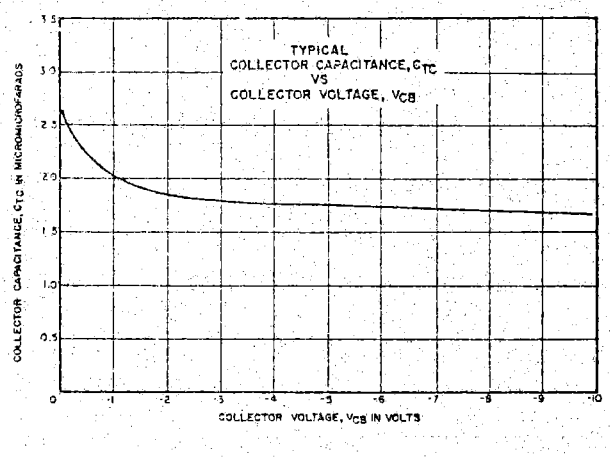


fig. 366

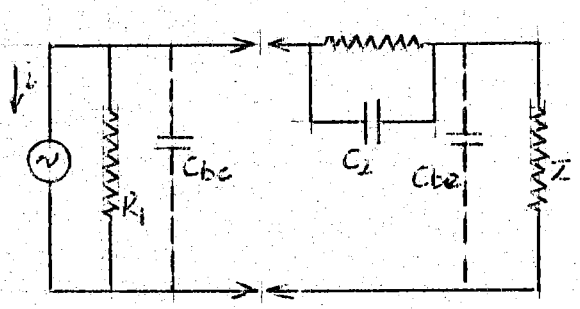


fig. 367

Se ① e' acceso ② spento (v. fig. 364) un segnale esterno positivo sulla base di ① inizia la transizione.

Si faccia riferimento a fig. 367 e si pensi al segnale positivo che si presenta sul collettore di ② :
I fase: ① e' ancora acceso e l'impedenza Z vale

$$Z \simeq R_3 // r_b \simeq r_b$$

e la costante di tempo che regola lo spegnimento di ①

$$\tau = R_1 // r_b \cdot C_{bc} // C_{be}$$

e' molto piccola (1 ÷ 2 ns) e si puo' trascurare.
II fase: ① e' spento e l'impedenza Z vale

$$Z = R_3$$

Posto

$$C_2 R_2 \cong C_{be} R_3$$

la costante di tempo che regola praticamente l'impulso positivo e'

(204) $$\tau_s = R_1 \cdot C_{bc} // C_{be}$$

Ad esempio, da figg. 365 e 366

$$C_{bc} \simeq 2 \text{ pF}$$
$$C_{be} \simeq 7 \text{ pF}$$

e con il valore di R_1 gia' definito:

$$\tau_s \simeq 10^{-8} \text{ sec}$$
$$C_2 \simeq 30 \text{ pF}$$

Per rendersi conto della costante di tempo che guida il segnale negativo e' utile riferirsi al circuito in fig. 368 si e' trascurata C_{bc}.
I fase: accensione di ② . Il transistor ① viene spento, l'intero impulso di corrente i_{c1} si riversa praticamente nel circuito RC formato dal parallelo di C_{be} ed R_1. La tensione del punto B si porta al valore stabile

(205) $$V_B \sim -0.2 \text{ volt}$$

in un tempo trascurabile rispetto alle costanti che regolano la maggior parte dell'impulso negativo. Infatti anche se l'impulso i_{c1} non e' sufficiente ad accendere ② certo V_B e' molto prossima al valore di accesnsione. Questo viene raggiunto in un tempo definito dalla costante

(206) $$\tau_1 = R_1 \frac{C_2 C_{be}}{C_2 + C_{be}} \simeq 4 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

Essendo $R_3 > R_2 \gg R_1$ la (206) e' certo corretta.

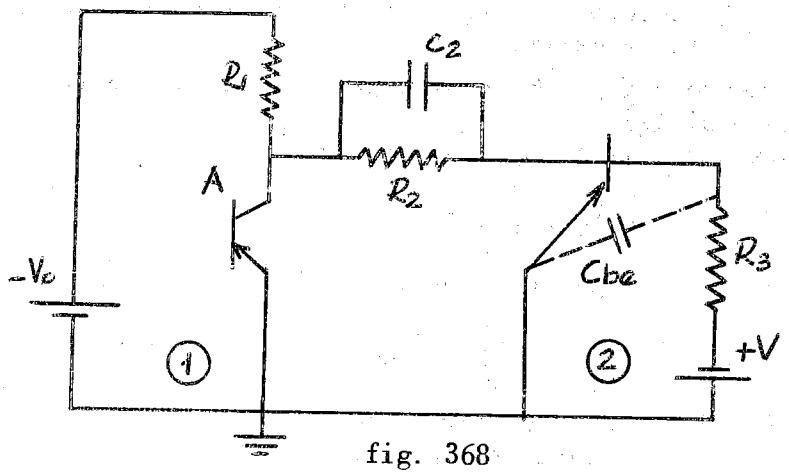


fig. 368

Allora il punto B, in un tempo dell'ordine di $3 \div 4$ ns, e' stabilmente fissato al valore dato nella (205), mentre la tensione nel punto A si muove verso il valore

(207)
$$V \sim V_o \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$$

secondo una legge esponenziale con costante di tempo:

$$\tau_d \cong R_1 C_2 \simeq 3 \times 10^{-8} \text{ sec}$$

Il multivibratore descritto funzionera' quindi per frequenze

$$\nu \leq 10^7 \text{ imp/sec}$$

Il limite, in questo caso, e' imposto dai parametri esterni e non dalla frequenza di taglio propria del transistor.

Per aumentare la frequenza di lavoro e' necessario, come segue da (204) e (207), rendere R_1 piu' piccola possibile. Altri accorgimenti consistono nel portare il segnale da un collettore di un transistor alla base dell'altro attraverso la bassa impedenza di uscita di un emitter follower.

Si cerca sempre, per aumentare la velocita', di evitare che il transistor che attualmente conduce si porti in zona di saturazione. A tal fine basta stabilire tra collettore ed una tensione fissa un diodo, in modo che la tensione di collettore non possa andare al di sotto di un valore prestabilito.

In fig. 369 e' lo schema completo del circuito descritto. I segnali di ingresso negativi passano sempre attraverso uno solo dei due diodi data la larga polarizzazione inversa dell'altro. In tal modo viene ogni volta comandato dall'esterno il transistor spento.

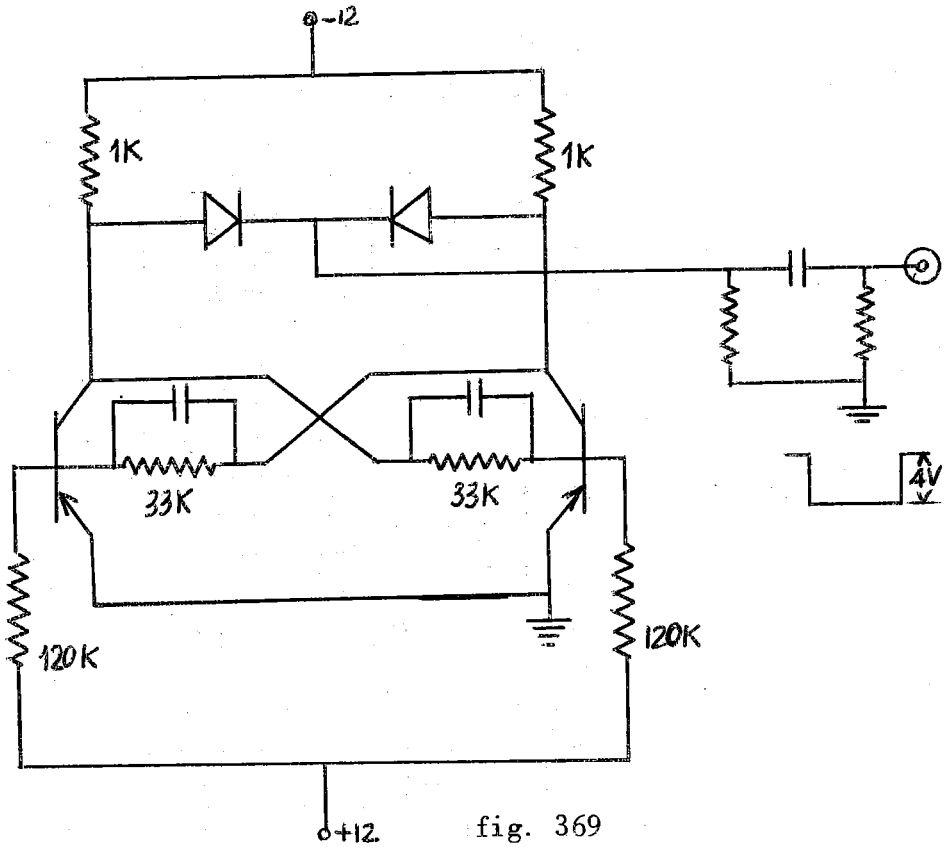


fig. 369

3) - Scale di conteggio binarie

In fig. 370 , a, b e c vogliono indicare tre multivibratori; b e c sono rispettivamente comandati dall'impulso negativo di a e b. Assunta la condizione di riposo a rappresentare il numero 0, le successive rappresentano i numeri 1, 2 ..... 7. Ogni volta che nella colonna di a o di b adiacente a b ed a c compare il segno - allora b o c compiono una transizione. Gli impulsi da contare comandano a che lavora alla frequenza massima degli impulsi; b lavora alla frequenza $\nu/2$, c a quella $\nu/4$ e cosi' via se venissero aggiunti altri multivibratori.

Una scala di conteggio binaria costituita da N stadi puo' contare numeri da

$$0 \text{ a } 2^N - 1$$

giunta a $2^N - 1$ il successivo impulso ripristina la condizione assunta come 0 (in fig. 370 l'impulso $2^3 = 8$ ripristina la condizione di partenza).

a		b		c		
+	−	+	−	+	−	→ 0
−	+	+	−	+	−	→ 1
+	−	−	+	+	−	→ 2
−	+	−	+	+	−	→ 3
+	−	+	−	−	+	→ 4
−	+	+	−	−	+	→ 5
+	−	−	+	−	+	→ 6
−	+	−	+	−	+	→ 7
+	−	+	−	+	−	

fig. 370

4) - Multivibratori non stabili

Il multivibratore non stabile e' un oscillatore che fornisce in uscita un treno di impulsi rettangolari. L'instabilita' dello stato in cui si trova ciascun transistor e' evidente dallo schema in fig. 371.

In assenza di C_1 e C_2 entrambi i transistori si portano a lavorare in zona di saturazione. L'accoppiamento tra il collettore di un transistor e la base dell'altro avviene tramite le capacita' C_1 e C_2. Il sistema diviene allora un circuito a reazione positiva; una variazione della corrente di collettore di un transistor viene esaltata dall'accoppiamento con l'altro ed il sistema si porta, per es., nella condizione (1) spento (2) acceso.

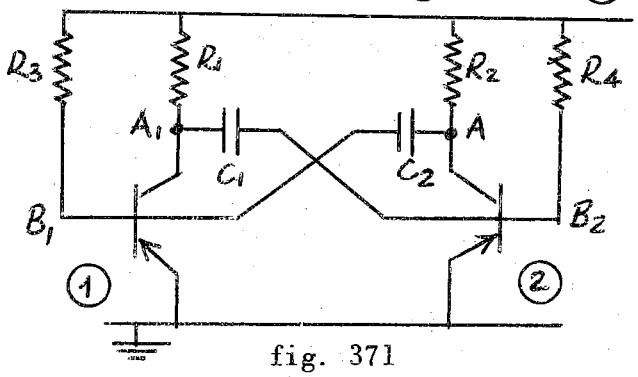


fig. 371

La base B_1 va ad una tensione positiva, condizione non stabile perche' R_3 e' con l'altro estremo a $V_o < 0$. Dopo un tempo che e' una frazione di R_3 C_2 il transistor ① si accende e ② si spegna, ecc. ecc.

5) - Costanti di tempo degli impulsi

Si pensi ad esempio alla transizione in cui ① si accende ② si spegne. Le fasi che interessano sono: il tempo di salita dell'impulso positivo sul collettore di ① , il tempo di salita dell'impulso negativo sul collettore di ② , la durata del segnale positivo sul collettore di ① . Per simmetria nei ragionamenti si ricaveranno subito le formule per le grandezze non citate.

In fig. 372 e', con buona approssimazione, il circuito da cui dipende la costante di tempo del segnale positivo sul collettore di ① .

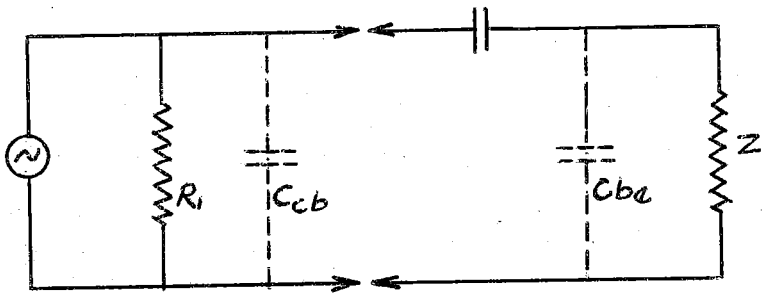


fig. 372

Esso consta di 2 fasi:

I): ② e' ancora acceso (periodo di transizione) $Z = Z_b$ e la costante di tempo per la legge esponenziale seguita dalla tensione e'

$$\tau = R_1 // r_b \cdot C$$

con

$$C = C_{cb} + \frac{C_1 \, C_{be}}{C_1 + C_{be}}$$

Ma l'escursione della tensione necessaria per condurre all'interdizione il transistor ② e' sempre una frazione trascurabile della escursione positiva totale. Praticamente il segnale positivo e' regolato dalla legge esponenziale della II fase: ② spento $Z = R_4 >> R_1$:

$$\tau_{s1} = R_1 \, C$$

Indicando τ_{s2} la analoga costante di tempo per il segnale positivo sul collettore di ②

$$\tau_{s2} = R_2 \, C$$

ove

$$C = C_{bc} + \frac{C_2\ C_{bc}}{C_2 + C_{bc}}$$

Indicando V_{B2} la tensione di base di (2) sara'

$$V_{B2} \simeq + /V_o/$$

in un tempo

$$T \cong 3\ \tau_{s1}$$

e nello stesso intervallo di tempo la tensione sul collettore di (1), V_{c1}, esegue l'escursione da $-V_o$ a 0; il valore attuale di V_{c1} e' quindi

(208) $$V_{c1} \simeq 0$$

mentre la base di (1) e' a tensione fissa:

(209) $$V_{B1} \simeq 0$$

durante tutta l'escursione di V_{c1}.

In queste condizioni il segnale negativo sul collettore di (2) segue due fasi.

I): l'impulso di corrente $i \simeq -V_o/R_2$ si riversa nel circuito di base di (1) determinando il processo a reazione positiva che porta alla completa accensione di (1) in un tempo trascurabile rispetto a quello necessario per che' V_{c2} arrivi al valore massimo

$$V_{c2} \simeq V_o$$

In questa fase praticamente la variazione della tensione sul collettore di (2) e' $\simeq -0,2$ volt del tutto trascurabile in genere rispetto a V_o.

Nella seconda fase: (1) e' completamente acceso V_{B1} e' al valore fisso (209) e la costante di tempo del segnale negativo e' quella che regola la carica di C_2 (x) attraverso R_2 verso V_o. Indicando tale costante con τ_{d2}:

$$\tau_{d2} = R_2\ C_2$$

Per completa analogia indicando τ_{d1} l'analoga costante di tempo per il segnale negativo sul collettore di (1):

$$\tau_{d1} = R_1\ C_1$$

La durata del segnale positivo, T_{1+}, sul collettore (1) dipende dal tempo per cui (2) resta spento. Con riferimento a fig. 373, ricordando che il punto A_1 e' alla tensione fissa (208) la legge temporale seguita da V_{B2} e'

(310) $$V_{B2} = V_o\ (2\ e^{-t/\tau_1} - 1)$$

ove

(x) - Normalmente $C_2 \gg 1 \div 2$ pF $= C_{bc}$.

$$\tau_1 = R_4 C_1$$

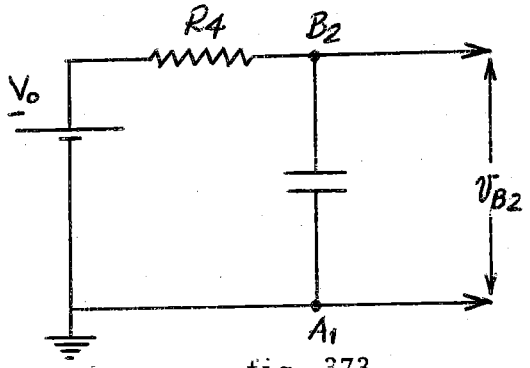


fig. 373

$$V_{B2}\ (o) = + /V_o/$$

Il tempo T_{1+} si ottiene ponendo nella (310) $V_{B2} = 0$:

$$T_{1+} \cong 0.7\,\tau_1$$

Indicando T_{2+} la durata del segnale positivo sul collettore di ② :

$$T_{2+} \cong 0.7\,\tau_2$$

con

$$\tau_2 = R_3 C_2$$

Naturalmente T_{1+} e T_{2+} rappresentano rispettivamente anche la durata dei segnali negativi sul collettore di ② e di ① .

Esempio:

transistor 2N846

$C_{bc} \cong 2pF$

$C_{be} \cong 5pF$

$C_1 = C_2 = 22pF$

$R_1 = R_2 = 820$ ohm

$\beta_o = 50$; $V_o = -12$

$R_3 = R_4 = 39$ Kohm

$\tau_{s1} = \tau_{s2} \cong 5 \times 10^{-9}$ sec

$T_s \cong 15$ ns

$\tau_{d2} = \tau_{d1} = 18$ ns

$T_d \cong 50$ ns

$T_+ = T_- = 6 \times 10^{-7}$ sec

$\nu \cong 1,4 \times 10^{-6}$ imp/sec

6) - Univibratori

Il circuito univibratore (v. fig. 374) presenta nel tempo un solo stato stabile:

③ in zona di saturazione

① e ② spenti.

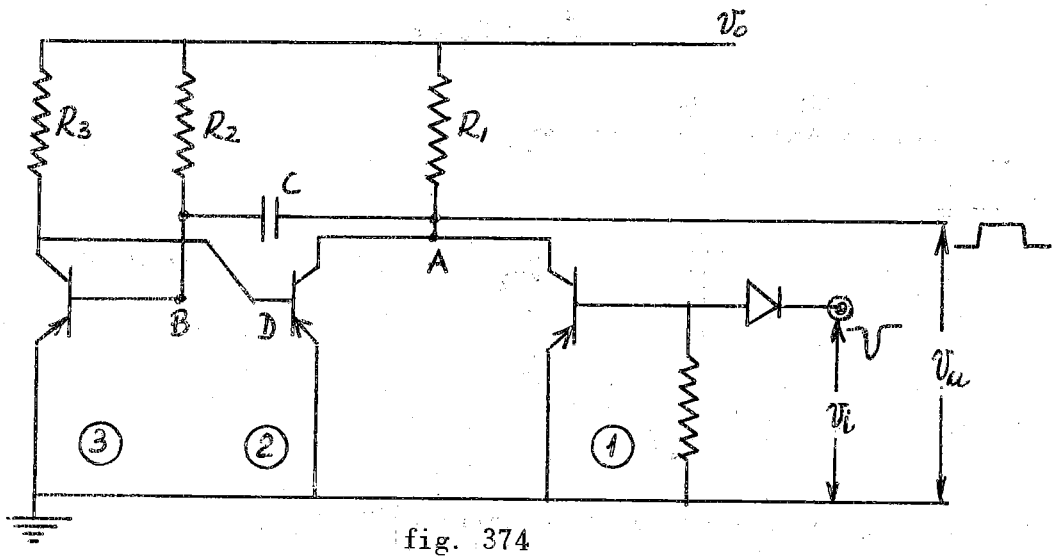


fig. 374

Un segnale negativo, di ampiezza opportuna, inviato nella base di ① ne provoca l'accensione, l'accoppiamento a reazione positiva A→B→C→D conduce il transistor ② in zona di saturazione per tutto il tempo in cui ③ e' interdetto.

Un segnale positivo

$$V_u \cong /V_o/$$

appare ai terminali di uscita e la tensione del punto B (normalmente $V_B \approx 0$) subisce una escursione positiva

(211) $$V_B \cong /V_o/$$

La tensione nel punto B non puo' restare positiva perche' R_2 e' collegata a $V_o < 0$. Quindi dopo un tempo, che e' una frazione di $\tau = R_2C$ il transistor ③ torna nella zona di conduzione ed il transistor ② si interdice. Si e' allora ottenuto in uscita un impulso di assegnata ampiezza e durata.

Questa proprieta' dell'univibratore viene spesso sfruttata per ottenere impulsi tutti di uguale forma (ampiezza e durata) a partire da impulsi che presentino uno spettro d'ampiezza e durata.

Nell'esempio che segue lo schema di fig. 374 viene realizzato con un transistor 2N501A.

$$V_o = -2 \text{ volt.}$$

Un impulso negativo sulla base di ① ed il conseguente processo a reazione positiva provocano una variazione della tensione nel punto A

(212) $$V_A = 2 \text{ volt.}$$

La costante di tempo che regola la salita dell'impulso positivo e'

(213 $$\tau_A = R_1 (2C_{bc} + C_{be})$$

ove C_{bc} = capacita' base collettore di ① e ②
C_{be} = " " emettitore di ③ .

Con i soliti valori per la capacita' la (213) in numeri diventa

$$\tau_A \simeq R_1 \cdot 10^{-11} \text{ sec},$$

e scegliendo per R_1 il valore

(214) $$R_1 = 270 \text{ ohm}$$

$$\tau_A \simeq 2,7 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

Quindi dopo un tempo $T_A \sim 3\ \tau_A$ il punto A e' a tensione stabile

$$V_A = 0,$$

mentre il transistor ③ e' interdetto ed il transistor ② e' in zona di saturazione, la corrente di base di ② essendo ottenuta attraverso R_3. Poiche' in queste condizioni

$$V_o \simeq - 0,2 \text{ volt}$$

la corrente i_{b2} di base di ② e'

(215) $$i_{b2} \simeq \frac{1,8}{R_3}$$

Dopo un tempo $3\ \tau_A$ il valore di $\beta(t)$ per il transistor ② e'

(216) $$\beta(3\ \tau_A) \sim \beta_o$$

Da (212), (214), (215) e (216) si scrivera' successivamente:

(217) $$i_{c2} \simeq \frac{2}{0,27} = 7,4 \text{ mA},$$

e con il valore di β_o corrisponde ad i_{c2} data da (217):

$$i_{b2} = \frac{i_{c2}}{\beta_o} = \frac{7,4}{80} \sim 0,93 \text{ mA}$$

Da questa e da (215) si ricava il valore massimo per R_3

$$R_3 \simeq 2 \text{ Kohm}$$

Si sceglie

$$R_3 = 1 \text{ Kohm}$$

La durata dell'impulso dipende dal tempo per cui ③ rimane interdetto. Essendo per tutto questo intervallo di tempo $V_A = 0$ la tensione nel punto B

varia secondo la legge

(218) $$V_B = V_o\ (2\ e^{-t/\tau} - 1)$$

ove

$$\tau = R_2 C$$

L'intervallo di tempo per cui ③ resta interdetto si ottine ponendo nella (218) $V_B \simeq 0$ (tensione cui praticamente ③ si accende) e quindi la durata T dell'impulso dell'univibratore:

(219) $$T \cong \tau \ln 0,5 = 0,7\,\tau,$$

La resistenza R_2 si determina subito tenendo presente che in condizioni normali il transistor ③ e' in zona di saturazione per cui:

$$V_c \simeq -0,1 \text{ volt}$$

$$i_3 \cong 2 \text{ mA}$$

e con $\beta_o = 60$

$$i_{b3} \simeq 0,033 \text{ mA}$$

$$R_2 \lessapprox \frac{2}{0,033} = 60 \text{ Kohm}$$

Si sceglie

$$R_2 = 39 \text{ Kohm}$$

Assumendo per C il valore

$$C = 22 \text{ pF}$$

la durata T dell'impulso vedi (219) e':

(220) $$T \cong 6 \times 10^{-7} \text{ sec}$$

All'istante T dato dalla (220) il transistor ③ torna in conduzione, V_B va al valore stabile

$$V_B = 0$$

mentre V_A torna al valore V_o con legge esponenziale definita dalla costante di tempo

$$\tau_s = R_1\ (2\ C_{bc} + C)$$

Ad esempio lasciando immutato R_2 e scegliendo $C = 4,7$ pF la durata del segnale diviene $T \simeq 130$ ns.

LEZIONE XX

1) - Circuiti con diodi

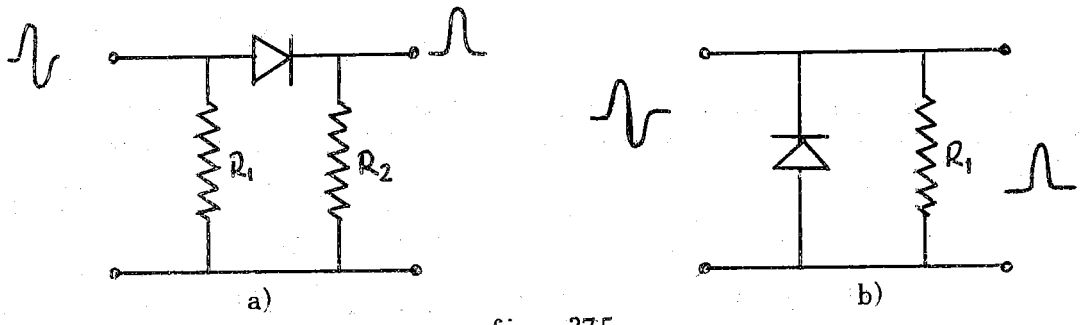


fig. 375

In fig. 375. a) e' lo schema "serie"; b) lo schema parallelo di un circuito che permette di "tagliare" la parte negativa degli impulsi.

Nello schema a) la resistenza inversa del diodo r_i e':

$$r_i \gg \begin{cases} R_1 \\ R_2 \end{cases}$$

e quindi il segnale di uscita non presenta la coda negativa.

Nello schema b) anche il segnale di uscita ha, sebbene molto piccola, una coda negativa. Infatti la curva caratteristica di un diodo presenta una pendenza elevata (quindi valore della resistenza diretta $r_d \sim 30 \div 40$ ohm) quando la d.d.p. applicata e' $0,2 \div 0,4$ volt. Quindi un segnale negativo dell'ordine di $0,2 \div 0,4$ volt non viene tagliato nello schema b).

Combinando a) e b) si ottiene lo schema di fig. 376. indicando con R la resistenza interna del generatore il segnale di uscita v_u sara' una frazione del segnale di ingresso v_i:

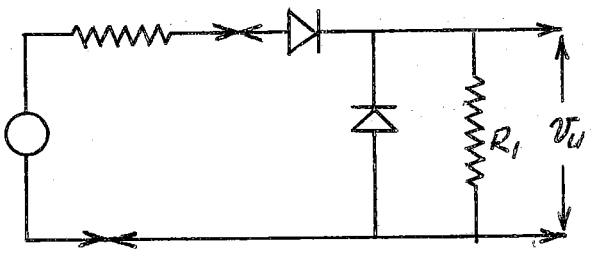


fig. 376

per il segnale positivo:

$$(221) \qquad v_u^+ = \frac{v_i^+}{R + r_d + r_i // R_1} \; r_i // R_1$$

per il segnale negativo:

$$(222) \qquad v_u^- = \frac{v_i^-}{R + r_i + r_d // R_1} \; r_d // R_1$$

Dalla (221) si vede che in generale v_u^+ e' attenuato rispetto a v_i^+ . Infatti pur essendo r_i grande non lo e' l'impedenza R_1 e quindi non si puo' trascurare $R+r_i$. La (222) invece dice che la parte negativa viene violentemente attenuata.

Per discriminare sull'ampiezza degli impulsi si adopera lo schema di figura 377 provvedendo di non superare i limiti per la polarizzazione inversa del diodo si puo' variare la "soglia" e prelevare dell'impulso la parte al di sopra di un certo valore. Indicando con Z la impedenza su cui e' prelevato il segnale e supponendo

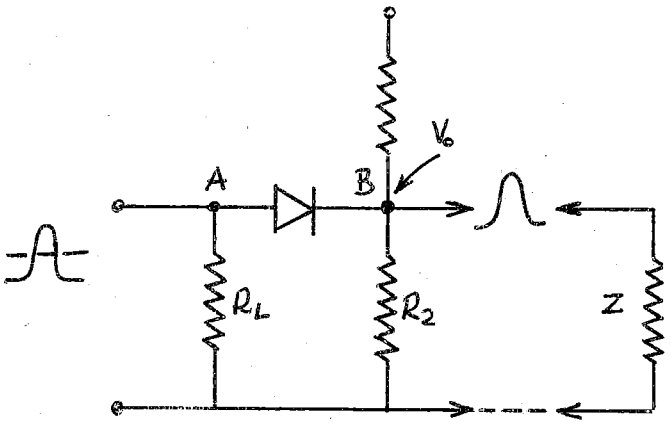


fig. 377

$$R_2//R \gg Z$$

si avra'

(223) $$V_B = (V_A - V_O)\frac{Z}{R+r_d+Z}$$

ove come al solito R e' l'impedenza del generatore e si suppone

(224) $$R//R_1 \simeq R$$

Per esempio i segnali al circuito di fig. 377 vengono condotti con un cavo di impedenza R=200 ohm e assumendo

$$r_d = 40 \text{ ohm} \qquad e \qquad Z = 160 \text{ ohm}$$

dalla (223)

$$V_B = (V_A - V_o) \times 0,4$$

Il cavo e' adattato sino a che il diodo conduce. Ma quando il diodo e' interdetto il cavo vede la resistenza R_1 e valendo la (224) non e' terminato. Se all'altro estremo il cavo e' chiuso sulla sua impedenza caratteristica allora le riflessioni generatesi in A si spegneranno giunte all'altra estremita' del cavo. Comunque in fig. 378 e' illustrato uno schema con emitter follower che permette l'adattamento in A:

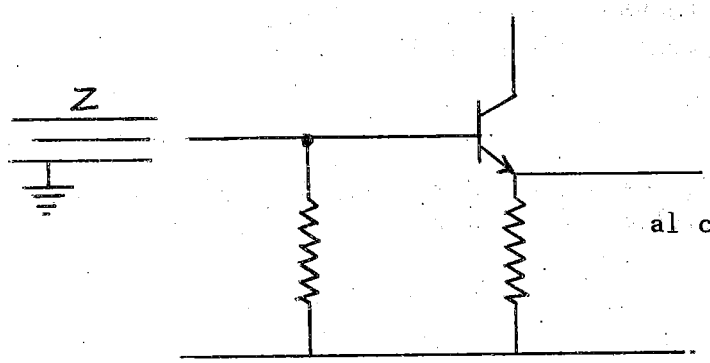


fig. 378

2) - Circuiti per limitare gli impulsi

Un impulso negativo, all'ingresso del circuito di fig. 379, di ampiezza

$$/V_i/ > /R_1 i/$$

interdice il diodo.

Il segnale prelevato ai capi dell'impedenza Z e' negativo di ampiezza:

(225) $$/V_u/ = \left| i\ Z//R_2 \right|$$

fino a che

$$\left| V_u \right| < \left| V_i \right|$$

Se l'espressione a secondo membro di (225) puo' superare il valore di v_i evidentemente

$$\left| V_u \right| = \left| V_i \right|$$

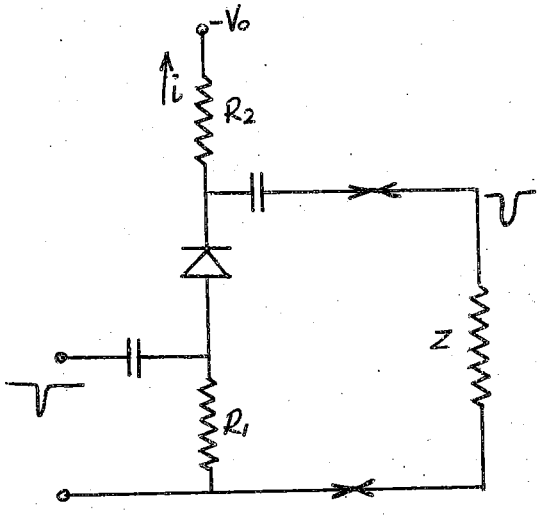


fig. 379

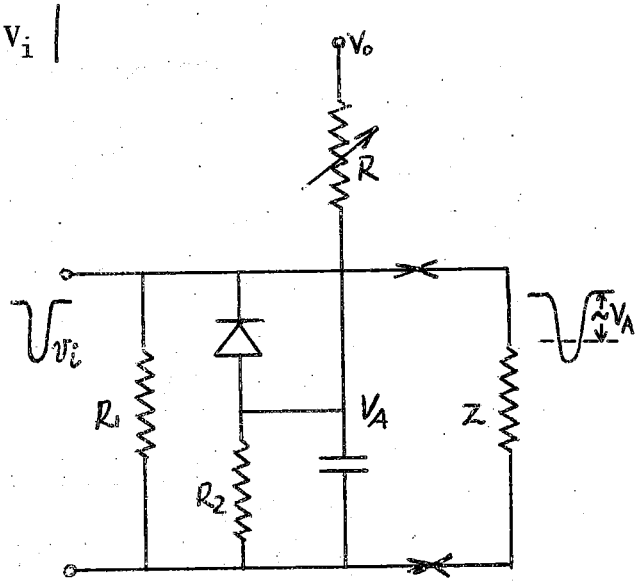


fig. 380

Del circuito descritto (schema serie) esiste l'altra versione (schema parallelo) (v. fig. 380): i segnali di ampiezza

$$V_i < V_A$$

vengono limitati al valore V_A. La parte del segnale di uscita che supera il limite V_A e' da attribuire alla caduta di potenziale attraverso il diodo la cui resistenza diretta non e' nulla.

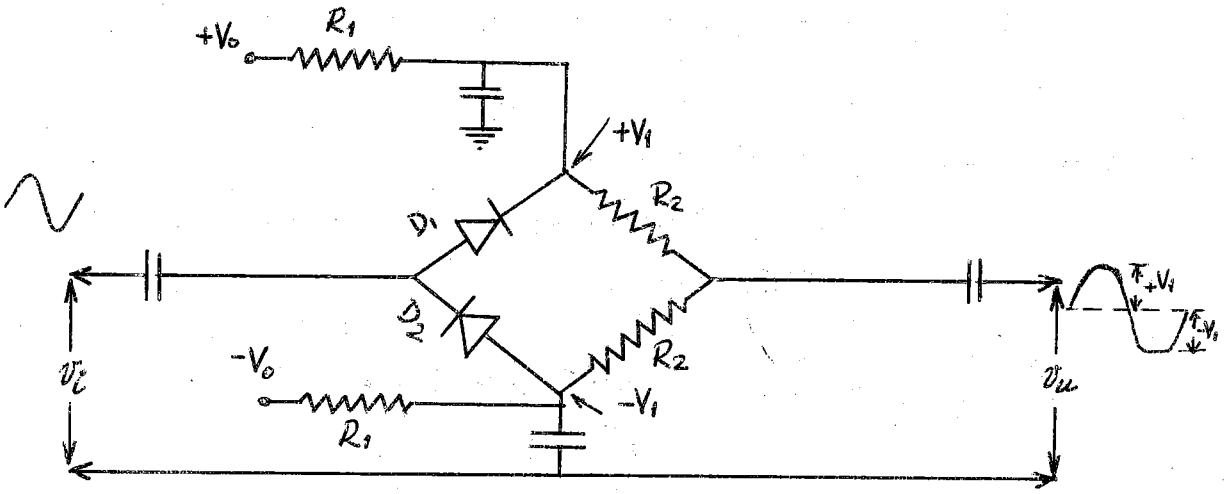


fig. 381

Nel circuito di fig. 381 normalmente i due diodi sono all'interdizione. La parte positiva di V_i viene limitata a + V_i da D_1, quella negativa a - V_1 da D_2.

3) - Circuiti per formare gli impulsi (Durata e ampiezza)

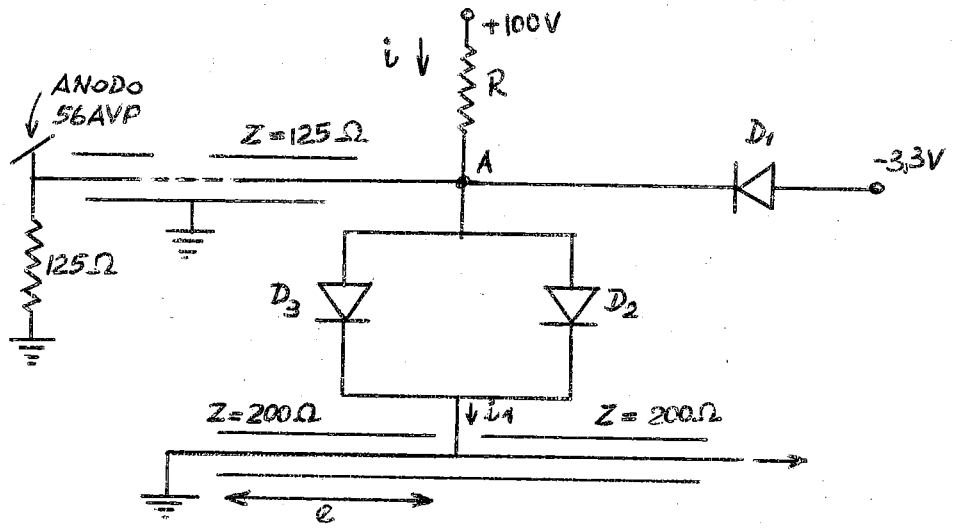


fig. 382

La fig. 382 descrive uno schema di circuito limitatore in ampiezza e formatore in tempo per impulsi provenienti da un fotomoltiplicatore 56AVP. In condizioni statiche

$$i_i \simeq 30 \text{ ma}$$

$$V_A \simeq +0,6 \text{ volt}$$

$$i \simeq 34 \text{ ma}$$

$$R = 2920 \text{ ohm} = 2,7K + 220 \text{ ohm}$$

In fig. 383 e' il circuito equivalente per le variazioni di corrente: il cavo con cui si conduce l'impulso vede praticamente una impedenza Z = 125 ohm tra il punto A e la massa fin tanto che i diodi conducono.

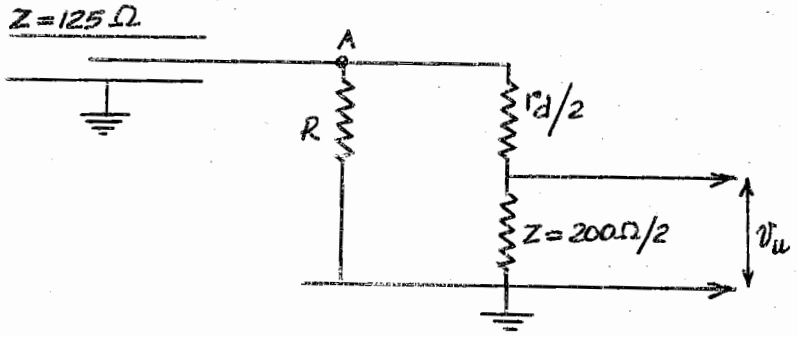


fig. 383

Essendo $R \gg 125$ ohm l'intero segnale di corrente che giunge in A si riversa in D_2 e D_3. La durata del segnale dipende dalla lunghezza l del cavo con Z = 200 ohm che ha un estremo in corto circuito. Per es. se l = 2 m la durata T e'

$$T \simeq 15 \text{ ns}$$

L'ampiezza massima dell'impulso ottenibile in uscita si ha quando un impulso di - 30 mA sposta alla'interdizione i diodi:

$$V_{umax} \simeq -3 \text{ volt}$$

Il diodo D_1 limita la tensione inversa applicata a D_2 e D_3 al valore

$$V_- \simeq -3,5 \text{ volt}$$

In fig. 384 e' illustrato un altro schema per formare gli impulsi:

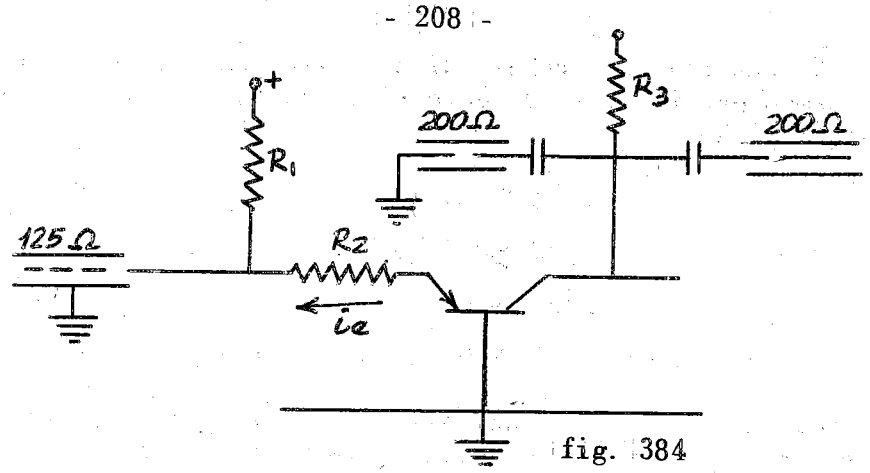


fig. 384

I segnali negativi portano all'interdizione il transistor. Se

(226) $$R_3 \gg 200 \text{ ohm}$$

allora il cavo sul collettore permette di formare in tempo il segnale giunto sull'emettitore. L'ampiezza massima del segnale di uscita si ottiene portando il transistor all'interdizione

$$V_{umax} \simeq i_e \times 100 \text{ volt}$$

Per esempio se $i_e = 15$ mA

$$V_{umax} \simeq 1{,}5 \text{ volt}$$

Nello schema di fig. 384 il transistor non deve lavorare in zona di saturazione, altrimenti per piccoli segnali l'impedenza sul collettore e' molto piccola e non vale la (226).

4) - Circuiti per mescolare gli impulsi

Il piu' semplice circuito mescolatore e' rappresentato in fig. 385 da una stella di resistenze. Indicando con Z l'impedenza caratteristica del cavo la resistenza R va scelta in modo che ciascun cavo risulti adattato. Nel caso di fig. 385

$$R + \frac{R + Z}{3} = Z$$

e da questa:

$$R = Z/2$$

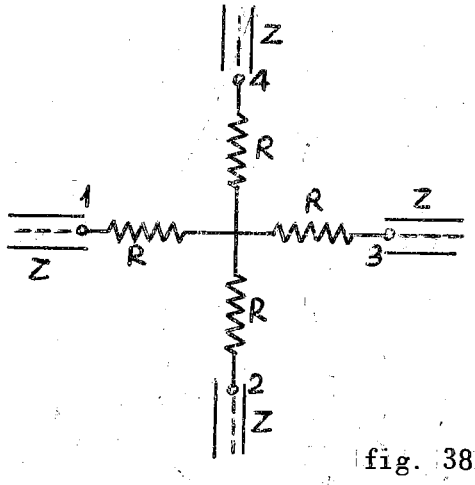


fig. 385

Indicando con e_1, e_2, e_3 gli impulsi di ingresso e prelevando da e_4 il segnale e_4 di uscita si ottiene

$$e_4 = \frac{1}{3}(e_1 + e_2 + e_3) \tag{227}$$

Alla (227) si giunge considerando il circuito di fig. 386 ove si e' indicato successivamente il valore della tensione nei punti 1, 0, 4.

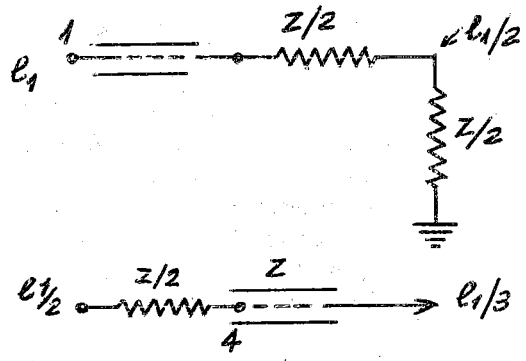


fig. 386

Il processo di mescolamento e' additivo da cui la (227).. Il circuito mescolatore descritto attenua i singoli segnali. Si puo' realizzare come in fig. 387 un circuito mescolatore che non attenua. E'naturalmente necessario adoperare elementi non passivi. Il segnale di uscita con opportuna scelta dei parametri e'

$$e_u = \frac{200}{125}(e_1 + e_2 + e_3)$$

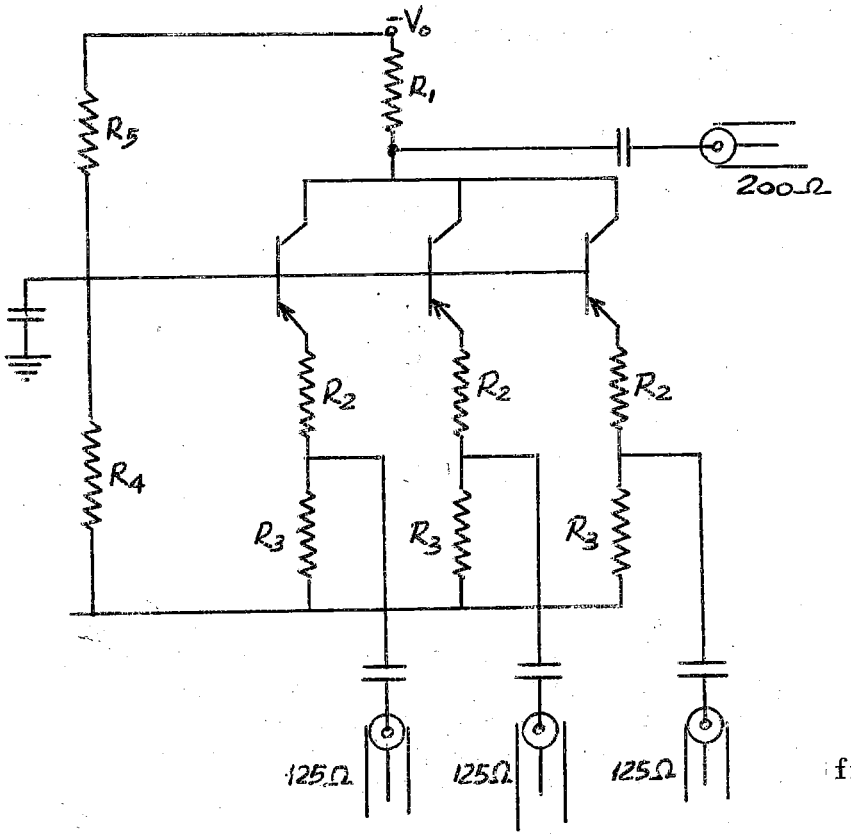


fig. 387

5) - Circuiti di coincidenza

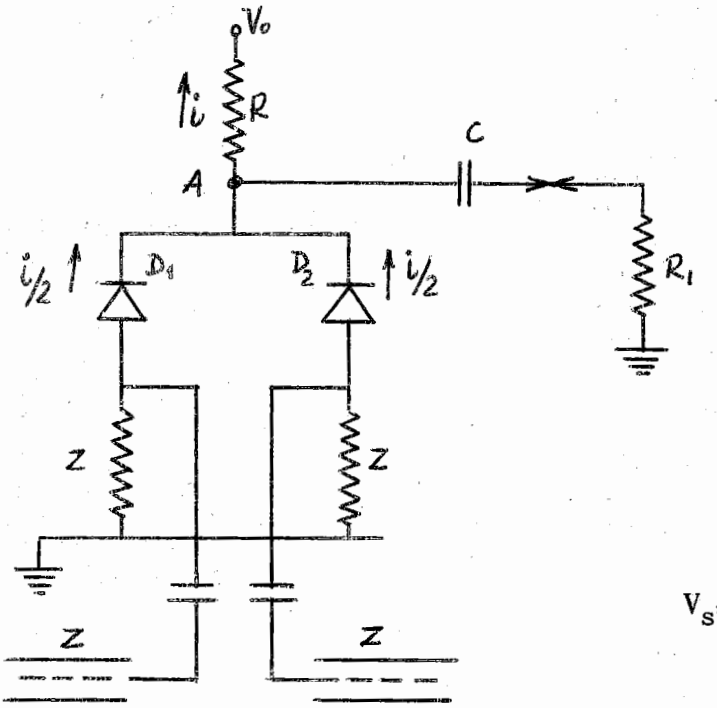


fig. 388

In fig. 388 e' lo schema di un circuito di coincidenza realizzato con diodi. I cavi di impedenza caratteristica Z sono chiusi sulle resistenza di valore Z e quindi adattati. Per portare all'interdizione uno dei diodi e' necessario un impulso di corrente i/2 di segno opposto a quella che il diodo sta attualmente conducendo. Il segnale V_s di risposta nel punto A quando uno solo dei diodi D_1 venga interdetto e':

$$V_s = i/2 \quad R//R_1// \ (r_d + Z/2)$$

ove r_d e' la resistenza diretta del diodo D_2, R_1 la impedenza su cui e' chiuso il circuito di uscita della coincidenza.

Se entrambi i diodi D_1 e D_2 vengono portati all'interdizione da segnali contemporanei il segnale di coincidenza doppia V_d e':

(228) $$V_d = iR//R_1$$

Perche' in uscita si prelevi effettivamente il segnale (228) e' necessario che entrambi i segnali di ingresso abbiano ampiezza

$$V > V_d$$

Il rapporto η tra l'impulso V_d e V_s e':

$$\eta = \frac{V_d}{V_s} = 2 \ \left(1 + \frac{R//R_1}{r_d + Z/2}\right) .$$

Tempo risolutivo della coincidenza viene definito l'intervallo di tempo entro cui possono giungere i due segnali perche' vengano considerati contemporanei. Se per esempio i segnali di ingresso al circuito di fig. 388 provengono dal circuito formatore e limitatore di fig. 382 ed e' τ la durata dei segnali in ingresso, il tempo risolutivo del circuito e'

(229) $$\tau_R = 2\tau$$

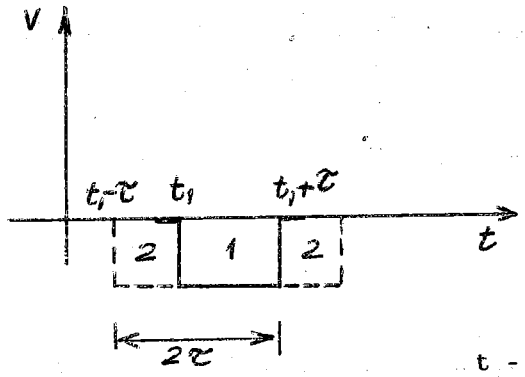


fig. 389

La (229) e' illustrata in fig. 389. Indicando con t_1 l'istante di arrivo del segnale 1, il segnale 2 viene segnalato contemporaneo ad esso se giunge ad un istante t compreso nell'intervallo di tempo.

$$t-\tau < t < t+\tau$$

Un altro schema di circuito di coincidenza che impiega transistor e' in fig. 390: se giunge un impulso ad uno solo dei due ingressi viene interdetto un solo transistor, ad esempio T_1. L'impulso di tensione V_s che si ottiene nel punto A e' allora:

(230) $$V_s = \frac{i_1 + i_2}{2} \; R_1 // r_d // Z_u$$

ove r_d e' come al solito la resistenza diretta del diodo. Con buona approssimazione si puo' scrivere la (230):

(231) $$V_s \simeq \frac{i_1 + i_2}{2} \; r_d$$

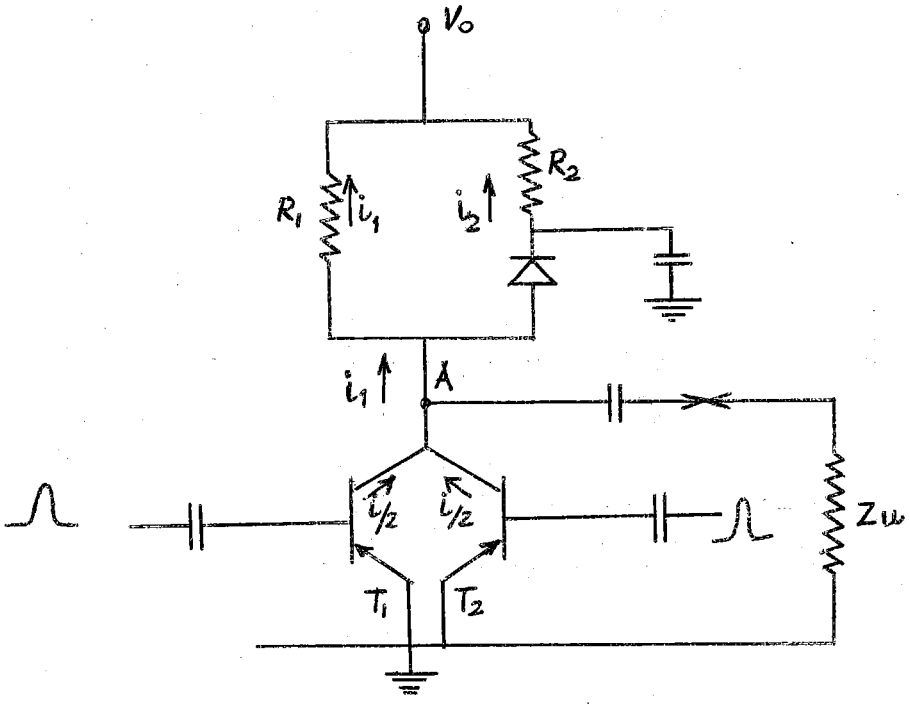


fig. 390

La (231) e' pero' valida sotto la condizione che il diodo non venga portato all'interdizione dall'impulso di corrente i/2. Vale a dire deve essere:

$$\frac{i_1 + i_2}{2} < i_2$$

dalla quale

(232) $$i_1 < i_2$$

La condizione espressa nella (232) assicura la possibilita' di funzionamento del circuito di fig. 390.

Nel caso i due impulsi agli ingressi coincidano entro il tempo risolutivo del circuito il segnale in A e':

$$V_d \cong i_1 R_1/Z_u$$

Infatti l'impulso i_2 viene speso per annullare la corrente nel diodo e condurlo all'interdizione.
Il rapporto tra V_d e V_s:

$$\eta = \frac{2\, i_1}{i_1 + i_2} \quad \frac{R_1//Z_u}{r_d} ,$$

Una realizzazione pratica del circuito descritto e' in fig. 391

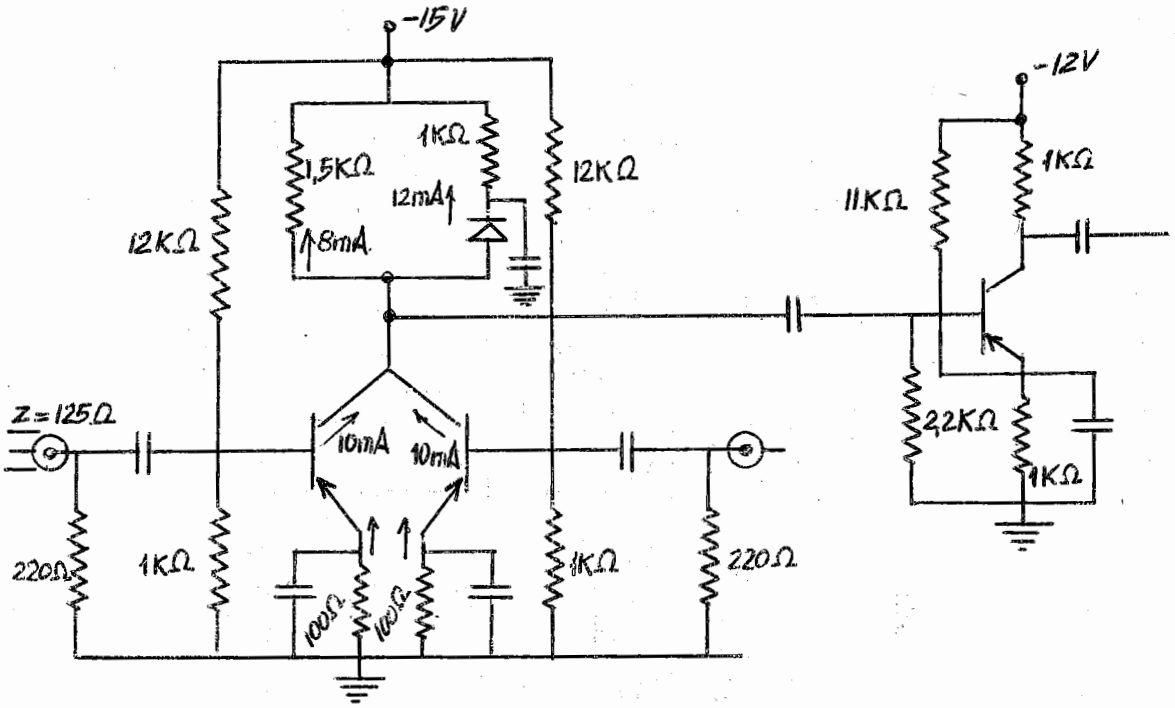


fig. 391

6) - Circuiti di Gate

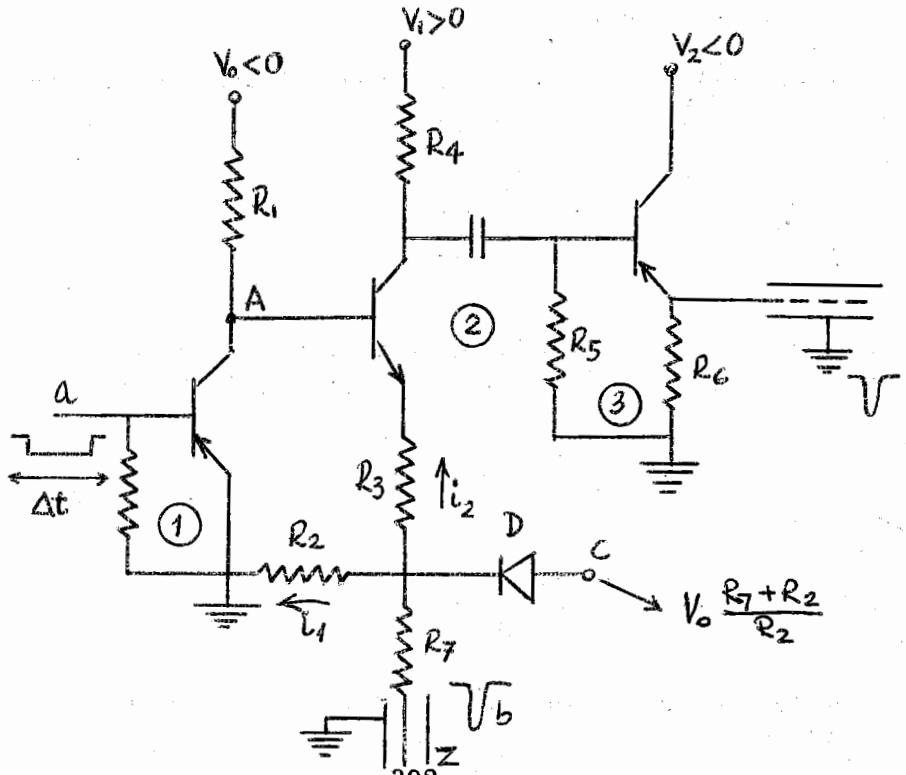


fig. 392

Il circuito di fig. 392 svolge la seguente funzione: se l'impulso b giunge all'ingresso del transistor ② entro l'intervallo di tempo Δt per cui l'impulso a e' all'ingresso del transistor ① , allora in uscita si ha un impulso come b. Se b giunge all'ingresso di ② ad un istante non contenuto nell'intervallo Δt il segnale di uscita e' nullo.

In condizioni normali, assenza di a, i transistori ① , ② , ③ , sono interdetti.

Il transistor ② ha una polarizzazione inversa di base

$$V_A = V_o < 0$$

Indicando con V_i l'ampiezza dell'impulso di ingresso, il valore massimo V_{imax} consentito e'

(233)
$$V_{imax} \cong V_o \frac{R_7 + R_2}{R_2}$$

Se il segnale b supera il valore (233) il transistor ② conduce e si ha un segnale in uscita anche in assenza di a. Il diodo D puo' essere disposto per limitare l'ampiezza dei segnali di ingresso, polarizzando l'estremo C ad una tensione continua $\simeq V_{imax}$.

Se il segnale b giunge in un istante t:

$$0 < t < \Delta t$$

allora la tensione nel punto A e':

$$V_A \simeq 0$$

perche' l'impulso a conduce ① in zona di saturazione. Indicando ora con V_{C2} il segnale sul collettore di ② in risposta a V_i:

$$V_{C2} \simeq \frac{V_i}{Z} \quad \frac{R_4}{1 + \frac{R_3 + r_e}{R_2}}$$

ove r_e e' la resistenza diretta della giunzione base emettitore di ② . Se si impone di conservare l'ampiezza del segnale in ingresso deve essere:

$$V_{C2} = V_i$$

Segue allora

(234) $$R_4 \simeq Z \left(1 + \frac{R_3 + r_e}{R_2}\right)$$

Il transistor ③ , emitter follower, permette di non perdere in ampiezza del segnale uscendo su bassa impedenza

Esempio:

$V_o = -2$ volt
$R_7 = 100$ ohm
$R_2 = 22$ ohm
$R_3 = 100$ ohm
$r_e = 20$ ohm

} $Z = 125$ ohm (il cavo e' adattato praticamente sia quando ② e' spento che quando conduce).

Segue allora:

$V_{imax} \simeq 12$ Volt

e da (234)

$R_4 \cong 875$ ohm ⇒ 1Kohm
$R_1 = 470$ ohm
$R_5 = 4{,}7$ Kohm
$R_6 = 1{,}5$ Kohm
$V_1 = +15$ Volt
$V_2 = -15$ Volt

7) - Circuiti per allungare gli impulsi

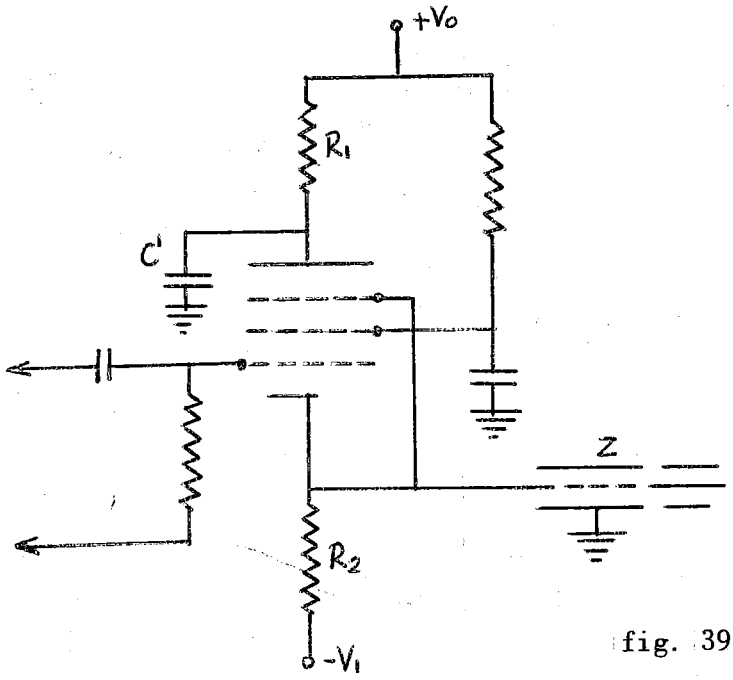


fig. 393

Nel circuito di fig. 393 il cavo collegato al catodo e' molto lungo ed aperto all'altra estremita'. Se

$$R_2 \gg Z$$

allora l'impedenza che il cavo vede nel punto A e':

$$Z_K = \frac{1}{g_m}$$

Scegliendo un pentodo con

$$\frac{1}{g_m} \simeq Z$$

il cavo risulta adattato. In queste condizioni indicando e_g l'ampiezza del segnale in ingresso e':

$$e_K = \frac{1}{2}\, e_g$$

ove e_K e' il segnale sul catodo. L'amplificazione massima del segnale (e_p segnale di placca)

$$A = \frac{e_p}{e_g} \simeq \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1}{Z}$$

Sia T il ritardo totale del cavo (tempo che il segnale impiega a percorrerlo nei due versi) e soddisfi alla:

(235) $$\Delta t \ll T \ll R_1 C'$$

ove Δt e' la durata dell'impulso d'ingresso. In queste condizioni la risposta e_p in funzione di e_g ed e_K e' rappresentata in fig. 394. Nell'impotesi (235) il segnale e_p segue la legge temporale:

$$e_p \simeq \frac{1}{2} \frac{R_1}{Z} e_g \frac{\Delta t}{R_1 C'}$$

e volendo ad esempio conservare l'ampiezza:

$$C' = \frac{\Delta t}{2Z} .$$

Allora deve essere

$$R_1 \gg 2Z \frac{\Delta t}{T}$$

Se: T = 50 ns, Z = 125 ohm,
t = 10 ns

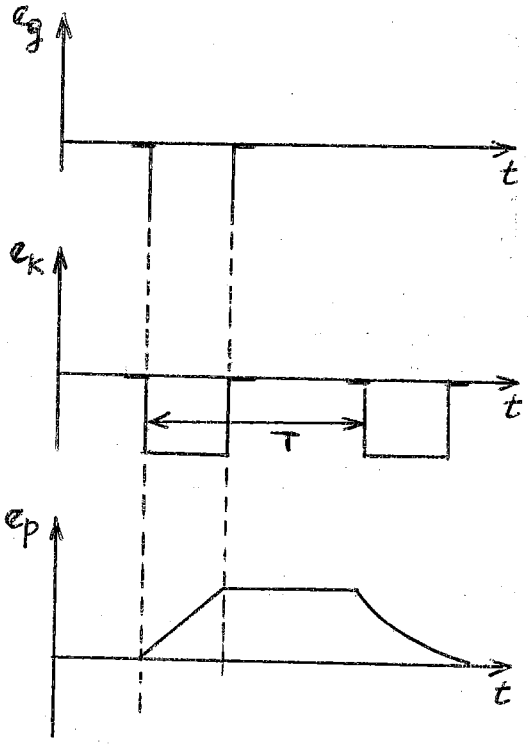


fig. 394

segue

$C' = 40$ pF

$R_1 \gg 1250$ ohm $\Rightarrow R_1 = 12$ Kohm

$R_2 = 1$ Kohm

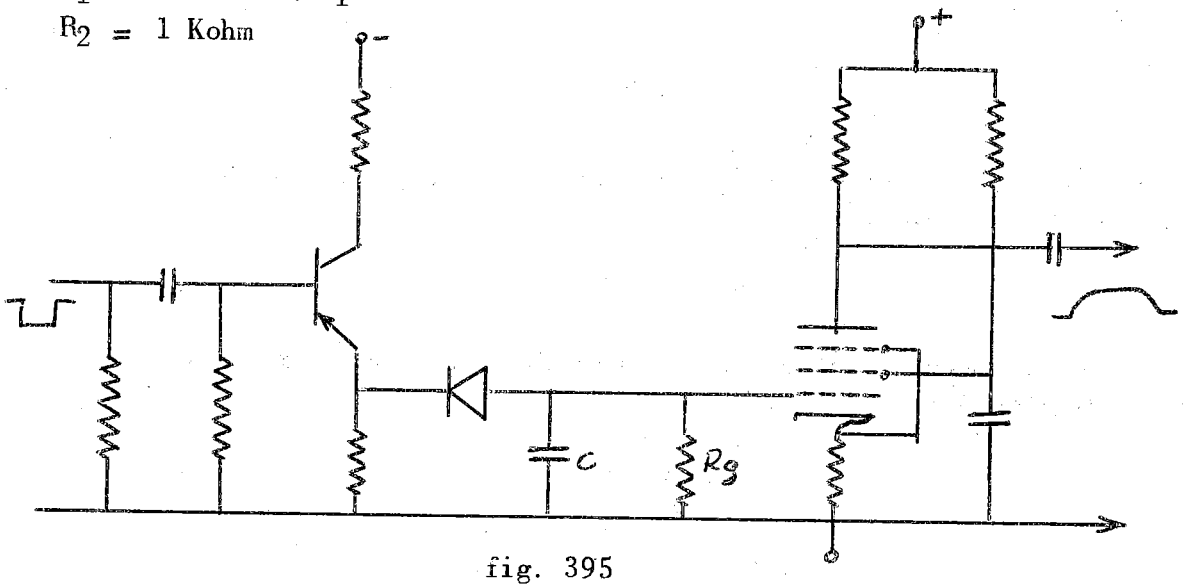


fig. 395

In fig. 395 e' un altro circuito che permette di ottenere impulsi molto lunghi nel tempo. Il condensatore C una volta carico "vede" la resistenza inversa del diodo o la resistenza di griglia R_g del pentodo che puo' essere scelta di valore elevato (per es. 1 ÷ 2 Mohm). Poiche' la valvola assorbe una corrente del tutto trascurabile in griglia la costante di tempo per la scarica di C e' definita da:

$$\tau \cong C\, R_g // r_i$$

ove r_i e' la resistenza inversa del diodo.

LEZIONE XXI

1) - Diodi a tunnel

Il diodo a tunnel (v. il simbolo in fig. 396) e' un diodo semiconduttore, che, polarizzato nella regione diretta, presenta una curva caratteristica (v. fig. 397) $i = f(v)$ la cui pendenza $1/r_d = di/dv$ ha valore negativo in una regione limitata:

(236) $$v_p < v < v_v$$

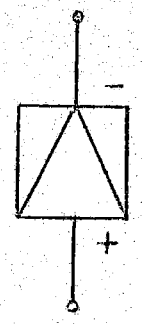


fig. 396

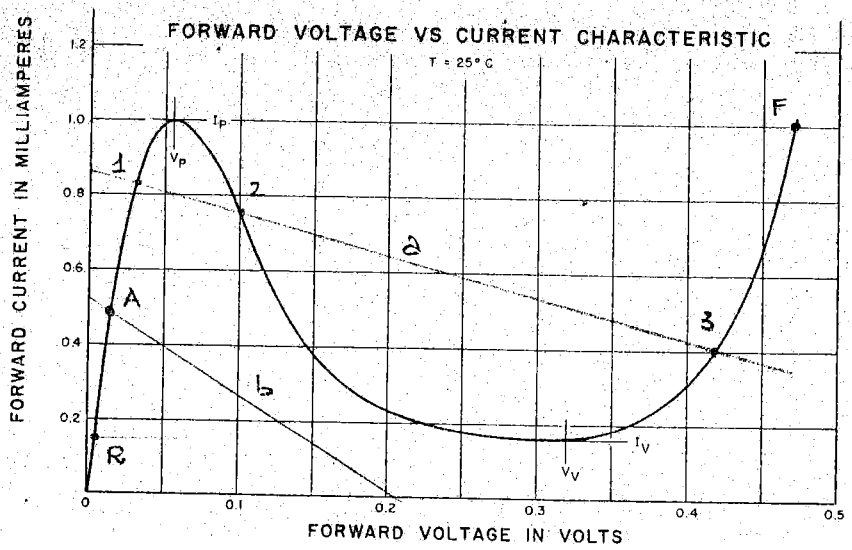


fig. 397

r_d e' la resistenza diretta del diodo; nella regione definita dalla (236) r_d e' negativa. I circuiti a resistenza negativa si prestano per realizzare oscillatori ed amplificatori. Basta osservare che la potenza dissipata in un elemento a resistenza negativa $R < 0$ attraversato da una corrente i vale:

(237) $$P = Ri^2 < 0$$

e la (237) indica che viene prodotta potenza.

La particolare curva caratteristica del diodo a tunnel ne rende interessante ed utile l'applicazione nel campo dell'elettronica dei circuiti a scatto. Le grandezze che ne definiscono le proprieta' utili per questo fine sono (v. anche la fig. 397):

I_p corrente di picco
I_v corrente di valle
V_p tensione di picco
V_F tensione di scatto
C capacita' anodo catodo

Il tempo di scatto di un diodo a tunnel (si veda in seguito) la cui corrente venga portata al valore I_p si puo' approssimativamente porre:

$$t_s \simeq C \frac{V_F - V_p}{I_p - I_v}$$

e con riferimento a fig. 397 (diodo a tunnel 1N3560, $C \simeq 9$ pF):

(238) $$t_s \simeq 4.5 \text{ ns}$$

2) - Punto di lavoro del diodo a tunnel

Le operazioni che il diodo a tunnel puo' svolgere dipendono da come viene realizzato il punto di lavoro, meglio: dalla posizione nel piano i, v della retta di carico rispetto alla curva caratteristica.

In fig. 397 la retta di carico b definisce il punto di lavoro A. La curva $i = f(v)$ rappresenta una funzione i il cui valore $i_A \simeq 0.5$ mA si puo' ottenere con tre valori diversi di v. E' allora necessario, per stabilire proprio in A il punto di lavoro, che si definisca univocamente la tensione v_A.

Le equazioni che si possono scrivere per lo schema di fig. 398 (e si tenga presente anche la fig. 398), che realizza il punto i_A, v_A sono:

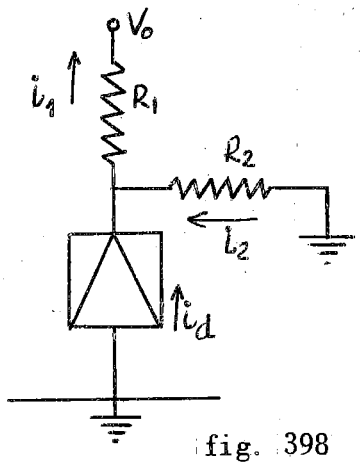


fig. 398

$$R_1/R_2 = (V_0/0.2) - 1$$
$$i_d + i_2 = i_1$$
$$i_d = 5 \times 10^{-4} \text{ A}$$
$$R_2 i_2 = r_d i_d$$
$$R_1 i_1 = v_O - r_d i_d$$
$$r_d = 25 \text{ ohm}$$

Scegliendo $v_O = -4$ volt e risolvendo il sistema:

$R_2 \simeq 390$ ohm
$R_1 \simeq 7500$ ohm $\Rightarrow$ 6.8 K + 680 ohm
$i_2 \simeq 3.2 \times 10^{-5}$ A = 0.032 mA
$i_1 \simeq 0.532$ mA

In fig. 399 e' il circuito di alimentazione equivalente a quello di fig. 398 visto come un generatore di tensione.

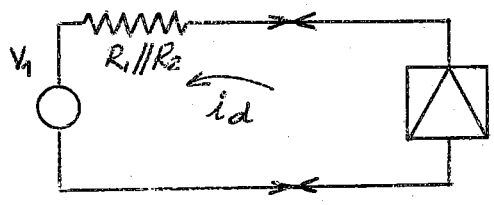


fig. 399

$$V_1 = \frac{V_o R_2}{R_1 + R_2}$$

con in serie la resistenza

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Lo stato cosi' realizzato e' stabile nel tempo. Un segnale di corrente i_d sposta il punto di lavoro da i_A ad $I = i_A + i_d$.

Le variazione della d.d.p. anodo catodo sono del tutto trascurabili sino a che $I < I_p$. Quando la corrente totale I che attraversa il diodo a tunnel raggiunge il valore I_p il punto di lavoro dinamico si trasferisce in F (vedi fig. 397 ed in un tempo, che e' il t_s dato da (238), la d.d.p. catodo anodo subisce una brusca variazione:

$$v = v_F - v_p$$

Terminata la variazione della corrente il punto di lavoro torna in A. L'operazione descritta e' quella di un circuito monostabile.

La retta di carico a interseca la curva caratteristica nei tre punti 1, 2, 3. Il punto 1 ed il punto 3, situati nelle zone di caratteristica a resistenza positiva, rappresentano due stati possibili per il diodo tunnel. Infatti si pensi il diodo inizialmente nello stato 1. Una variazione positiva della corrente tale che

$$I \geq I_p$$

porta il punto di lavoro dinamico sull'altro tratto di caratteristica con il corrispondente salto della d.d.p. anodo catodo. Terminata la variazione della corrente il punto di lavoro si porta in 3 ed e' caratterizzato praticamente dalla stessa corrente, ma da una diversa d.d.p. anodo catodo. Se ora si applica una variazione di corrente tale che

(239) $$I \leq I_v$$

si ha una transizione opposta alla precedente ed il punto di lavoro al termine del segnale esterno si riporta in 1. L'operazione descritta e' quella svolta da un circuito bistabile.

Anche il punto 2 e' caratterizzato dalla stessa corrente che 1 o 3. Ma ammesso che il diodo si porti inizialmente a lavorare in 2 una variazione della corrente tale da soddisfare la (239) conduce alla fine il punto di lavoro in 1. E' da 1 si e' gia' visto che si salta a 3 senza passare per 2.

3) - Circuiti discriminatori di ampiezza

In fig. 400 e' lo schema del discriminatore di ampiezza. Poiche' in condizioni statiche la corrente condotta dal diodo e' nulla il suo punto di lavoro e' universalmente determinato:

$$i = 0$$

$$v = 0$$

Indicando con v_s la tensione di soglia

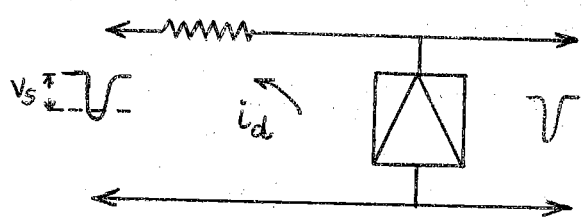


fig. 400

$$v_s = RI_p + v_p$$

ove I_p e v_p sono corrente e tensione di picco.

4) - Circuiti mescolatori

Stabilendo il punto di lavoro statico ad una corrente i_d di poco inferiore alla corrente di picco I_p il circuito di fig. 401 e' in grado di fornire in uscita un impulso quando ci sia un segnale almeno ad uno degli ingressi.

Avendo stabilito il punto di lavoro con $i_d \sim I_p$ si e' resa praticamente nulla la soglia di discriminazione.

Qualora si vogliano mescolare impulsi di ampiezza non inferiore ad un certo valore v_0 basta stabilire opportunamente il punto di lavoro e la scelta di R.

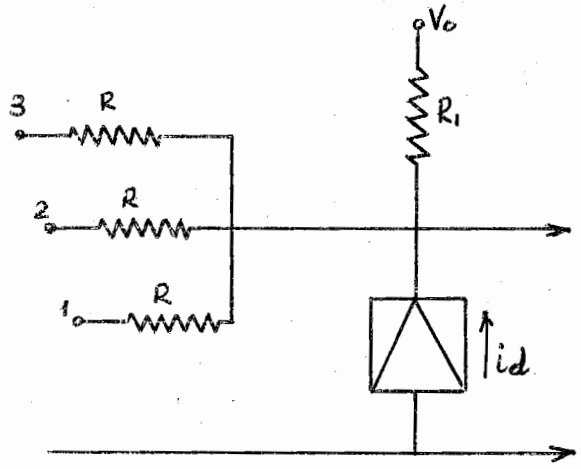


fig. 401

5) - Circuiti di coincidenza

Ammesso di comandare gli ingressi 1 e 2 con impulsi sempre della stessa ampiezza (per es. limitati e formati in precedenza) il circuito di fig. 402 e' un circuito di coincidenza doppia se:

$$\begin{cases} v_1 < v_s \\ v_2 < v_s \\ v_1 + v_2 > v_s \end{cases} \tag{240}$$

ove

$$v_s = RI_p + v_p \tag{241}$$

e' la tensione di soglia per la discriminazione in ampiezza e v_1 e v_2 i segnali all'ingresso 1 ed all'ingresso 2.

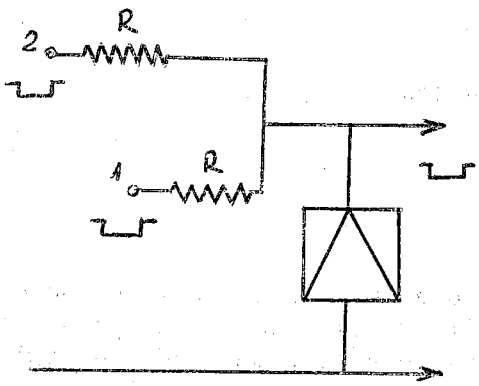


fig. 402

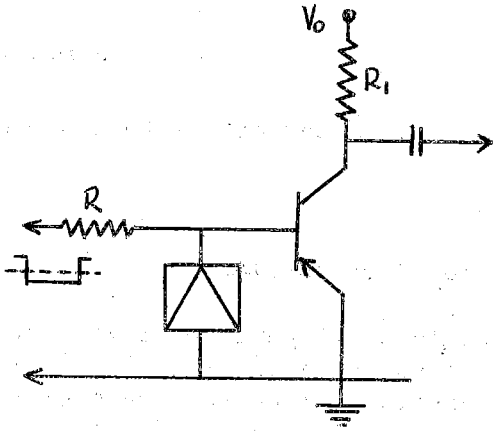


fig. 403

Sotto le condizioni stabilite da (240) e (241) ad un segnale ad un solo ingresso corrisponde in uscita un segnale di ampiezza trascurabile, mentre la presenza contemporanea di entrambi gli impulsi d'ingresso provoca la transizione del diodo tunnel.

Si noti che normalmente il segnale di scatto del diodo a tunnel viene amplificato comandando con esso la d.d.p. base emettitore di un transistor apportunamente polarizzato. Per es. il circuito discriminatore di fig. 400 puo' essere realizzato secondo lo schema di fig. 403.

6) - Univibratori

Si pensi di aver stabilito il punto di lavoro statico come illustrato in fig. 404. La corrente condotta dal diodo tunnel ha un valore molto prossimo a quello della corrente di picco

$$i_d = I_o \lessapprox I_p$$

Indicando con i l'ampiezza del segnale di corrente in ingresso quando

$$i + I_o \geq I_p$$

si ha la transizione del diodo tunnel che si porta a lavorare nel punto F e successivamente in G al termine del segnale di comando (v. fig. 405).

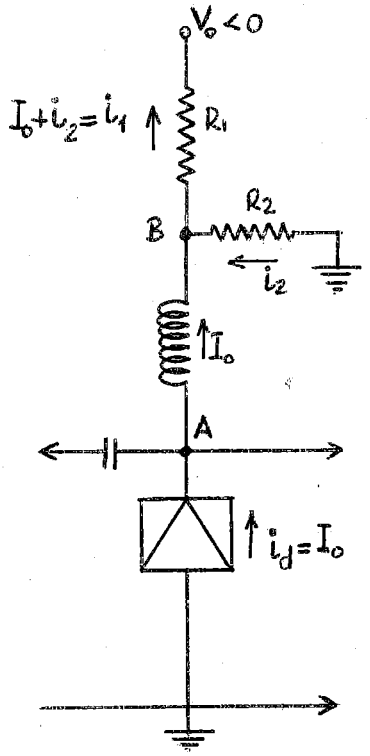


fig. 404

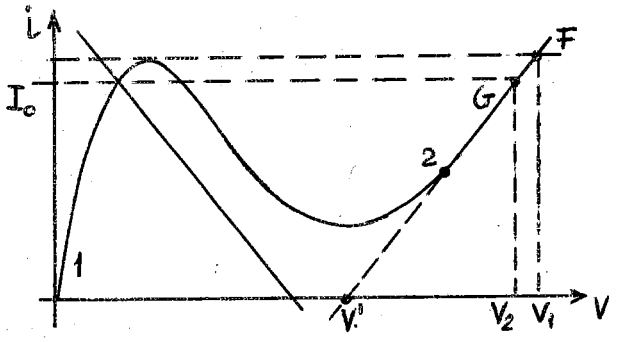


fig. 405

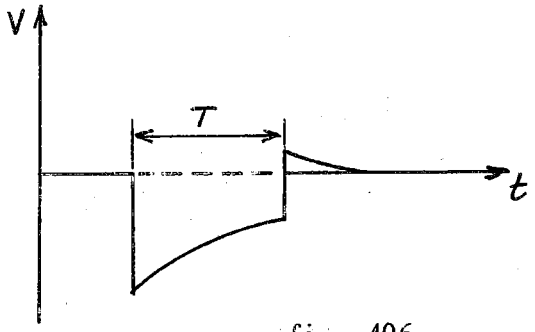


fig. 406

L'ampiezza del segnale di tensione in A e':

(242) $$v_A = v_2 \sim v_1$$

mentre nell'ipotesi sia

$$\Delta t \ll L/R_1//R_2$$

la corrente del diodo tunnel resta praticamente costante, perche' e' la stessa corrente che attraversa L ed essa non segue le variazioni della d.d.p. agli estremi di L. Quindi in un tempo che e' dell'ordine del tempo di commutazione t_s del diodo tunnel la tensione nel punto A ha subito la variazione (242) mentre nel punto B e' rimasta immutata.

Seguendo lo schema di fig. 404 si puo' ora rappresentare il circuito nella fase transitoria secondo lo schema di fig. 407: la legge temporale per la corrente i e' allora

(243) $$i(+) = \left(I_o + \frac{V^1}{r_d + R^1}\right) e^{-\frac{r_d + R^1}{L} t} - \frac{V^1}{r_d + R^1}$$

ove si e' fatta l'ipotesi semplificatrice che la resistenza di rette r_d del diodo sia costante lungo il tratto di curca caratteristica 2 (v. fig. 495). Quando

(244) $$i = i_v$$

si ha un salto brusco della tensione ed il punto di lavoro si porta sul trat

to 1 della curva caratteristica. Con legge dello stesso tipo di (243) il punto di lavoro torna infine nelle condizioni iniziali. La durata T del segnale si ricava dalla (243) imponendo la (244):

(245) $$T = \tau \ln \frac{I_o + I'}{i_v + I'}$$

ove (x)

$$I' = \frac{V'}{r_d + R'} \qquad \tau = \frac{L}{r_d + R'}$$

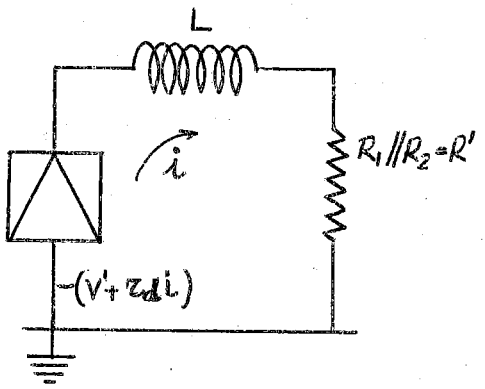


fig. 407

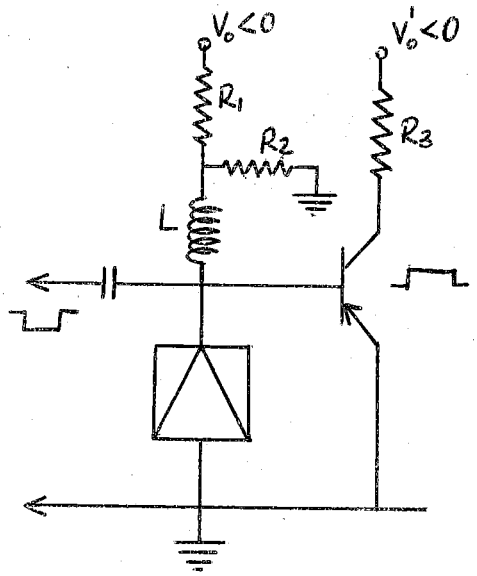


fig. 408

Per ottenere un segnale rettangolare in uscita e di ampiezza opportuna lo schema di fig. 404 viene completato come in fig. 408.

7) - Multivibratori stabili

In condizioni statiche il circuito "ponte" di fig. 409 e' equilibrato. infatti

(246) $$v_A = v_B$$

essendo i punti A e B collegati dall'induttanza L. Si faccia riferimento a fig. 397

(x) - La curva caratteristica del diodo tunnel non soddisfa nel tratto 2 le condizioni di linearita' poste se non nel tratto superiore. La formula (245) da un valore di T inferiore a quello che si puo' misurare perche' τ non e' costante ma cresce col diminuire della corrente.

ed alla retta di carico indicata con a. Le due condizioni stabili sono indicate con i numeri 1 e 3. Si vuole dimostrare con i calcoli che seguono che il circuito di fig. 409 funziona come multivibratore bistabile ed i due stati sono:

$$(247) \qquad \begin{cases} D_1 \equiv 1 \ ; & D_1 \equiv 3 \\ D_2 \equiv 3 \ ; & D_2 \equiv 1 \end{cases}$$

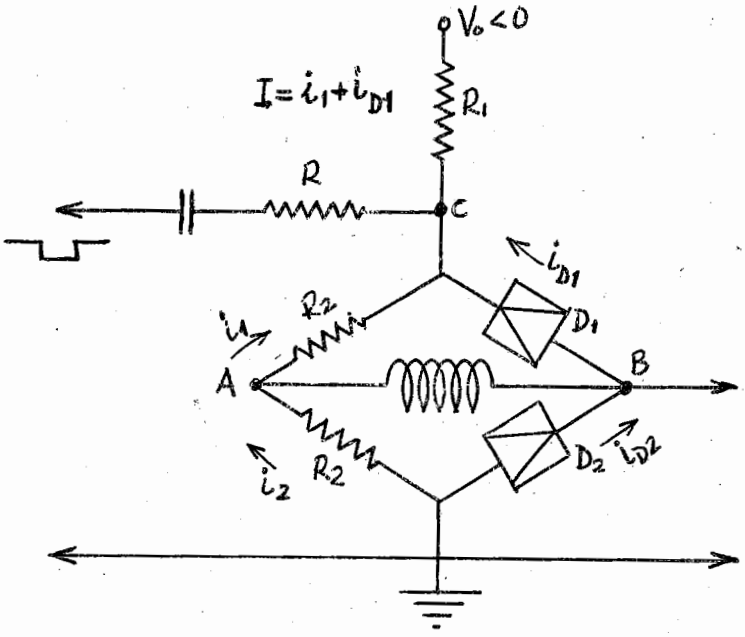


fig. 409

Si vedra' che realizzate le condizioni (247) le altre due possibili

$$D_1 \equiv 1 \ ; \qquad D_1 \equiv 3$$

$$D_2 \equiv 1 \ ; \qquad D_2 \equiv 3$$

sono vietate e si ha transizione dall'una all'altra delle (247).

Con le notazioni di fig. 409 e da fig. 397 si pensi di realizzare lo stato $D_1 \equiv 1$, $D_2 \equiv 3$. Allora:

$$i_{D2} \cong 0.4 \text{ mA} \qquad i_{D1} \cong 0.82 \text{ mA}$$

$$v_{D2} \cong 0.42 \text{ volt} \qquad v_{D1} \cong 0.03 \text{ volt}$$

ed essendo in condizioni statiche valida la (246)

$$R_2 i_2 = 0.42 \text{ volt} \ ; \qquad R_2 i_1 = 0.03 \text{ volt} \ ;$$

$$i_2 = i_1 + (i_{D1} - i_{D2}) = i_1 + 0.42 \text{ mA} \ .$$

Segue allora

$$i_1 \simeq 3.23 \times 10^{-2} \text{ mA}$$

$$R_2 \cong 930 \text{ ohm}$$

$$i_2 = 0.452 \text{ mA}$$

Data la simmetria del disegno e' di conseguenza possibile anche l'altro stato $D_1 \equiv 3$, $D_2 \equiv 1$.
Scegliendo per v_0 il valore

$$v_0 = -3 \text{ volt}$$

ed essendo I la corrente totale condotta da R_1:

$$I \cong 0.852 \text{ mA}$$

v_c la tensione cui porta il punto C

$$v_c \cong 0.45 \text{ volt}$$

segue

$$R_1 \cong 3 \text{ Kohm}$$

Si verifica facilmente che non sono realizzabili gli altri due stati possibili.

Se lo stato attuale del circuito e' $D_1 \equiv 1$, $D_2 \equiv 3$ un segnale negativo v di tensione all'ingresso si traduce in un segnale di corrente:

(248) $$i \simeq v/(R + R')$$

ove R' e' la resistenza serie dei due diodi. Il punto B e' disaccoppiato dal punto A perche' la corrente attraverso induttanza non segue la legge dello impulso (248). Se

$$i + i_{D1} = I_p$$

si ha la transizione del diodo D_1 e nel punto B compare un segnale positivo che costringe alla transizione inversa il diodo D_2, che si porta a lavorare sul primo tratto ascendente della curva caratteristica. Con legge esponenziale regolata praticamente dalla costante di tempo

(249) $$\tau \simeq \frac{2L}{R_2}$$

il sistema torna in condizioni di equilibrio e lo stato e' ora $D_1 \equiv 3$, $D_2 \equiv 1$.

Un successivo impulso negativo provochera' la transizione di D_2 e quella inversa di D_1 e si ristabilira' lo stato da cui si era iniziata l'analisi.

Si osservi che durante queste transizioni solo in B la tensione varia sensibilmente. Il punto A raggiunge B con la costante di tempo (249), mentre nel punto C la tensione subisce variazioni trascurabili. Infatti duran-

te la transizione la corrente che attraversa R_1 e quella che attraversa il ramo R_2 - R_2 rimane praticamente costante e quindi la tensione in C non puo' variare. Le variazioni in B sono invece possibili perche' il diodo tunnel puo' lavorare a due diverse d.d.p. tra anodo e catodo pur essendo attraversato dalla stessa corrente. Insomma e' sempre utile ricordare che le transizioni in tensione del diodo a tunnel possono essere accompagnate da variazioni trascurabili della corrente che l'attraversa, come nel caso esaminato (vedi fig. 397, retta a).
Scegliendo

$$R = 470 \text{ ohm}$$

sono sufficienti impulsi di ampiezze

$$v \simeq 0.2 \text{ volt}$$

per provocare lo scatto, e fissando

$$L = 10 \mu H$$

segue

$$\tau \simeq 2 \times 10^{-8} \text{ sec}$$

vale a dire il circuito puo' lavorare a frequenze dell'ordine di

$$\nu \simeq 3 \times 10^{7} \text{ imp/sec.}$$