

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-61/52 (1961)

A. Odian: CORSO DI ELETTRONICA.

Espresso dalle Dispense settembre 1961.

COMITATO NAZIONALE PER L'ENERGIA NUCLEARE
Laboratori Nazionali di Frascati

Allen C. ODIAN Ph. D.

C O R S O D I E L E T T R O N I C A

Lezioni raccolte da:
ROBERTO VISENTIN

A CURA DEL SERVIZIO DOCUMENTAZIONE
dei Laboratori Nazionali di Frascati del CNEN
Settembre 1961

I n d i c e
=====

LEZIONE I	
Resistenza - Capacità - Induttanza - Generatori ideali di corrente di tensione - Acceno 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	21
LEZIONE IV	
Valvole - Emissione termoionica - Il diodo	31
LEZIONE V	
Triodi - Cathode follower - Proprietà degli amplificatori	37
LEZIONE VI	
Risposta ai tempi brevi - Effetto Miller - Influenza di una capacità sul catodo - Schema di progetto	50
LEZIONE VII	
Circuito invertitore - Amplificatore parafase - Amplificatore differenziale - Circuiti per allungare gli impulsi - Amplificatori con reazione negativa - Anodo follower	60
LEZIONE VIII	
Progetto di un amplificatore a due stadi	72
LEZIONE IX	
Circuiti di clipping	81
LEZIONE X	
Il tetrodo - Il pentodo - Tubi a fascio - Tubi a catodo freddo - Tyratrons - Ignitrons - Diodi a gas - Proprietà dei pentodi	93
LEZIONE XI	
Progetto di un amplificatore - Gruppo amplificatore	100

LEZIONE XII

Multivibratori stabili - Univibratori 110

LEZIONE XIII

Multivibratore astabile - Formatori di impulsi -
Circuito integratore Miller - Circuito Miller sweep -
Miller sweeps con comando sul soppressore -
Phantastron 119

LEZIONE XIV

I trasformatori - Calcolo dell'induttanza di una
bobina - Blocking oscillator 128

LEZIONE XV

I semiconduttori - Il transistor a giunzione -
Caratteristiche dei transistor 134

LEZIONE XVI

Circuiti equivalenti - Circuito con base a massa -
Circuito con emettitore a massa - Circuito
con collettore a massa 143

LEZIONE XVII

Circuito equivalente dei transistor per alte frequenze -
Dipendenza di α dalla frequenza - La
capacità di diffusione 161

LEZIONE XVIII

Polarizzazione della base - Calcolo di R_{o2} -
Tempo di salita 167

LEZIONE XIX

Circuiti con transistor - Amplificatore con reazione -
Circuiti mescolatori - Circuiti di coincidenza -
Circuiti di gate - Univibratori - Circuiti formatori di impulsi -
Transistor in avvalanche 178

LEZIONE XX

Diodi tunnel 184

LEZIONE XXI

Scintillatori - Fotomoltiplicatori - Tempo di transito -
Rumore di fondo - Vari tipi di fotomoltiplicatori -
Calcolo di un partitore per fotomoltiplicatori 188

LEZIONE I

1) - Resistenza



$$E = IR$$

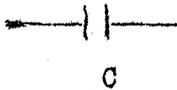
E volt
I ampère
R ohm

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

Si possono considerare due specie di resistenze:

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

2) - Capacità



$$Q = CE$$

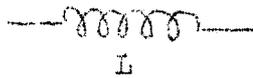
Q coulomb
C farad

Le capacità adoperate hanno valori compresi tra 10^{-12} e 10^{-4} F. Un farad è una grande capacità. La maggior parte delle capacità sono circa $1 \mu\text{F}$; le capacità parassite dell'ordine del $\mu\mu\text{F}$.

Specie di condensatori:

- a) Piccoli condensatori in mica.-
Hanno valori attendibili e sono buoni per le alte frequenze.
- b) Condensatori in ceramica.-
Hanno capacità spesso errata del 100% rispetto al valore vero; dipendono dalla temperatura. Sono usati solo allora che il valore di C non interessa.
- c) Grandi condensatori fatti di carta.-
Non molto buoni, non buoni per alte frequenze.
- d) Condensatori ad olio.-
Buoni per alte tensioni, ma non per alte frequenze (induttanza interna).
- e) Condensatori elettrolitici.-
Hanno grande capacità; presentano una grande resistenza di dispersione.
- f) Condensatori di precisione al polistirolo.-

3) - Induttanza



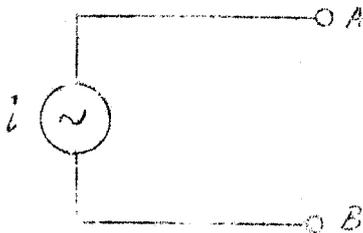
$$E = L \frac{dI}{dt}$$

L henry

Il campo dei valori è compreso tra 10^{-7} e 10^{-1} h. I valori più 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

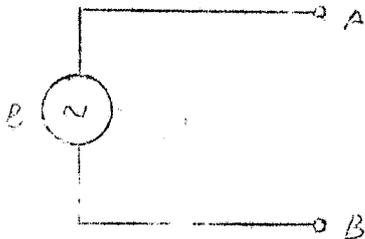
a) Generatore di corrente.-



Il generatore ideale di corrente eroga una corrente costante "i", indipendente dalla tensione ai capi di un qualsiasi elemento connesso ai terminali A o B.

Un generatore ideale di corrente si comporta come un circuito con resistenza interna infinita.

b) Generatore di tensione.-



Un generatore ideale di tensione mantiene una tensione costante "e" ai terminali A, B indipendente dalla corrente erogata a tal fine. Il valore di "e" non dipende dagli elementi connessi 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. 1 l'impulso di un generatore di tensione. Guardando la curva si vede che la tensione E cresce dall'istante 0 a t_0 per poi decrescere negli istanti successivi a t_0 . E è quindi una grandezza che dipende dal tempo.

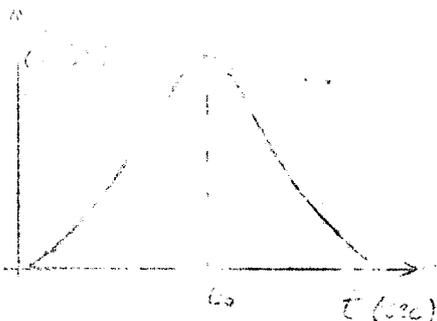


Fig. 1

Precisamente: ad ogni valore della variabile t corrisponde un valore della tensione E.

Ogni volta che una grandezza come corrente o tensione "dipende" dal tempo si dirà che è una funzione

del tempo. Nel caso delle tensioni si scriverà $V(t)$, 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 dirà: data una funzione $f(t)$ del tempo si vorrà quindi di fare riferimento ad una grandezza variabile nel tempo (che può ben essere una tensione oppure una corrente).

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

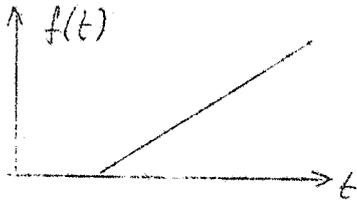


Fig.2

Funzione linearmente crescente

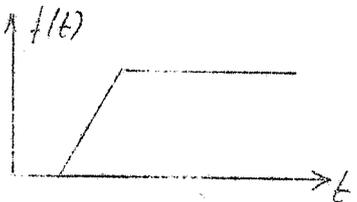


Fig.3

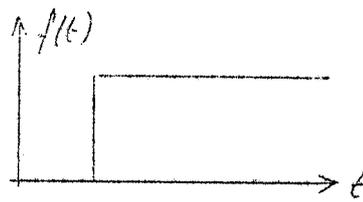


Fig.4

Funzione gradino

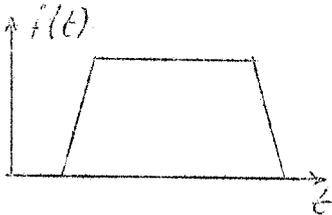


Fig.5

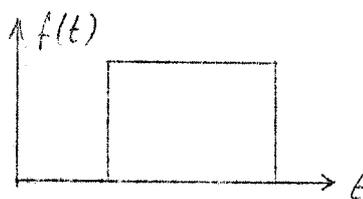


Fig.6

Impulso rettangolare

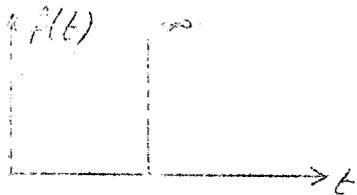


Fig.7

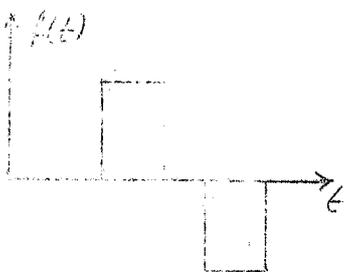
Funzione δ 

Fig.8

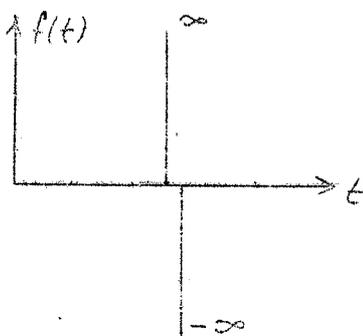


Fig.9

La funzione f (fig.7) si può pensare ottenuta dalla funzione di fig.6 ove la base del rettangolo venga resa infinitamente piccola, l'altezza infinitamente grande ma l'area resti costante.

Analogha spiegazione ha la funzione doppietto di fig.9, quando la si confronti con quella di fig.8.

5) - Acceno al concetto di derivata ed integrale

a) Derivata.-

Si consideri una funzione della variabile t (t indica generalmente il tempo); sarà indicata con $f(t)$ e potrebbe rappresentare, come si vedrà in seguito, una tensione, una corrente, ecc.

Sia ad esempio quello di fig.1 il grafico di $f(t)$.

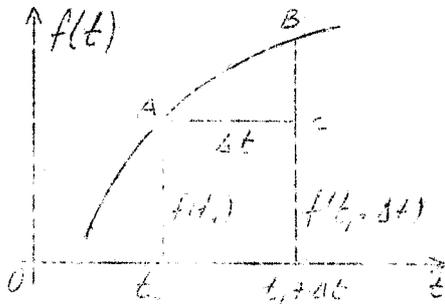


Fig. 10

Si considerino due istanti t_1 e $t_1 + \Delta t$ (fig.10); ad essi la $f(t)$ acquisterà i valori $f(t_1)$ ed $f(t_1 + \Delta t)$. L'incremento Δf subito dalla funzione sarà

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

(in fig.10 è il segmento BC).

Questa variazione è assai poco rappresentativa se non la si riferisce all'intervallo di tempo Δt nel quale è avvenuta. Per fare ciò si introduce il rapporto $\Delta f / \Delta t$, che è una misura della rapidità con la quale è 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 (fig.11) $\Delta f / \Delta t$ non dipende nè da t_1 nè da Δt ed è costante. Basta riferirsi a fig.2 e considerare che i triangoli ABE ed ACD sono simili; ne segue

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

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

ove K è una costante direttamente legata all'angolo α (fig.11).

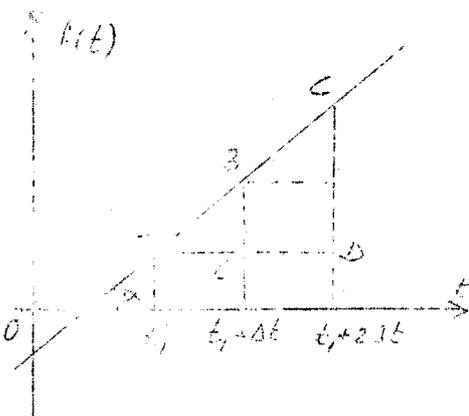


Fig. 11

$K = \operatorname{tg} \alpha$. Nel caso di una funzione lineare la rapidità con la quale $f(t)$ varia relativamente al tempo è costante ed è direttamente fissata dall'angolo α cioè dalla "pendenza" della retta.

Tornando alla generica $f(t)$ si pensi Δt sufficientemente piccolo che il punto B (vedi fig. 12) sia molto vicino ad A. Allora l'arco di curva AB si può ben confondere con un segmento e la secante AB con la tangente in A alla curva.

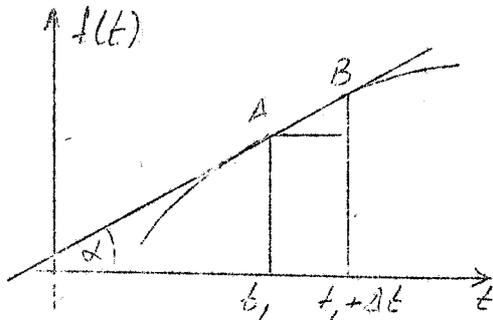


Fig. 12

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 dallo 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 è chiaro che la derivata della funzione misura la rapidità di variazione della $f(t)$ ad un dato istante. Il simbolo df/dt è 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 prossimità di un dato valore di t , mentre il secondo, si può dire, vuole riferirsi solo ad un comportamento medio nell'intervallo Δt .

Si noti che la derivata di una $f(t)$ non lineare è in generale ancora una funzione di t , perchè la pendenza di una curva cambia da punto a punto (ad es. fig. 10 e 12).

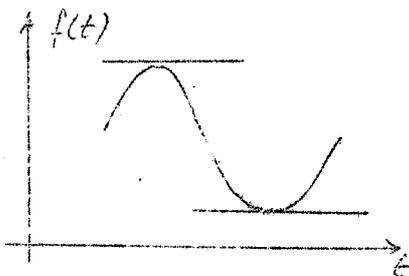


Fig. 13

In un punto (fig. 13) di massimo o di minimo di una $f(t)$ la $df/dt = 0$. Infatti la tangente alla curva in entrambi i casi è una retta parallela all'asse delle t e su di essa il $\Delta f/\Delta t = 0$, perchè su una parallela all'asse della t è 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 $F(t)$ è definita dalla equazione

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

La ricerca dell'integrale indefinito di una funzione è il problema inverso di quello concernente la ricerca della derivata. Infatti è 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.-

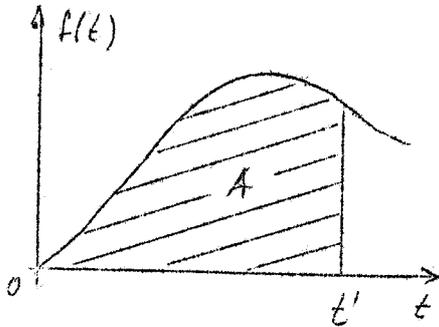


Fig. 14

Sia $f(t)$ una funzione di t il cui grafico è rappresentato in fig. 14. Sia t' un istante fissato. L'integrale definito tra 0 e t' della funzione $f(t)$, indicato da

$$\int_0^{t'} f(t) dt$$

è un numero il cui valore è la misura dell'area tratteggiata in fig. 14. Se A è il valore dell'area si scriverà:

$$\int_0^{t'} f(t) dt = A$$

Esempi di derivata ed integrale indefinito

- a) Si prenda la funzione di fig. 15 (funzione lineare); in fig. 16 è rappresentata la derivata df/dt .

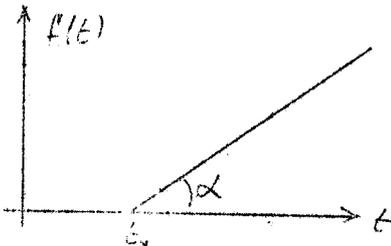


Fig. 15

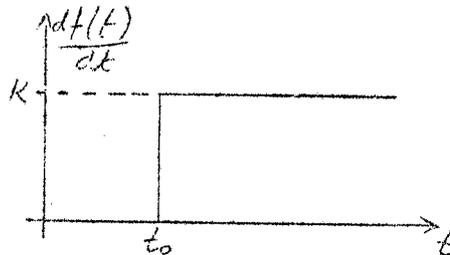


Fig. 16

Basta ricordare la definizione e si comprende subito che da 0 a t_0 la pendenza di $f(t)$ è zero. All'istante t_0 essa diviene costante ed uguale a $K = \operatorname{tg} \alpha$.

Si consideri ora la funzione di fig. 16. Il suo integrale indefinito

$$\int \frac{df(t)}{dt} dt \quad \text{è la funzione } f(t) \text{ di fig. 15.}$$

Invece la funzione di fig. 15 ha "pendenza" nulla sino all'istante t_0 e poi una pendenza costante dopo t_0 e pari a K .

- b) $f(t)$ sia la funzione di figura 17. La sua derivata è rappresentata in fig. 18.

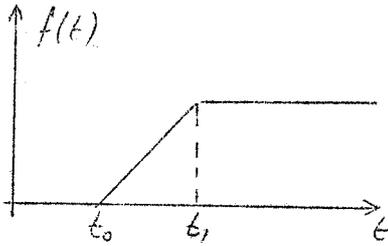


Fig. 17

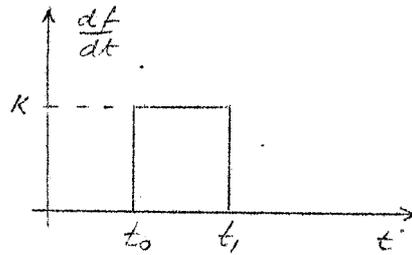


Fig. 18

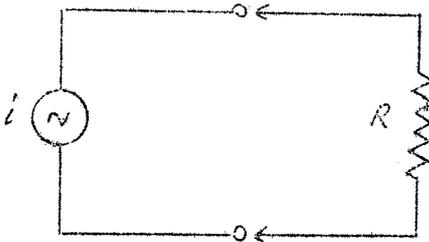
Basta eseguire considerazioni analoghe alle precedenti. Partendo dalla funzione di fig. 18 si vede subito che il suo integrale è la funzione di fig. 17.

6) - Risposta degli elementi R, C, L

a) Resistenza.-

Se le funzioni di fig. 2, 3... 9 rappresentano correnti i la d.d.p. ai capi di R sarà data da

$$E = RI$$



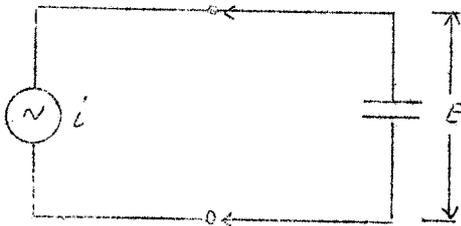
La risposta in tensione è quindi identica al comando in corrente; infatti si moltiplica I per una costante R . Viceversa un comando in tensione della forma di fig. 2, 3... 9 si tradurrà in una risposta in corrente della stessa forma.

b) Capacità.-

La relazione che si deve tenere presente è

$$Q = CE$$

Quindi comandando con una corrente i un condensatore la risposta in tensione E sarà legata alla carica Q che si accumula nel condensatore. Infatti:



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

e quindi

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

c) Induttanza.-

La relazione tra corrente e tensione è:

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

Le risposte in corrente e tensione a comandi rispettivamente in tensione e corrente si ottengono subito. Le figure da 27 a 34 ove si scambiano E ed i forniscono le risposte in tensione di una induttanza a vari impulsi di corrente.

Lo stesso scambio tra E ed i nelle figure da 19 a 26 permette di ottenere le risposte in corrente di una induttanza a vari impulsi di tensione. In questo ultimo caso infatti

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

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

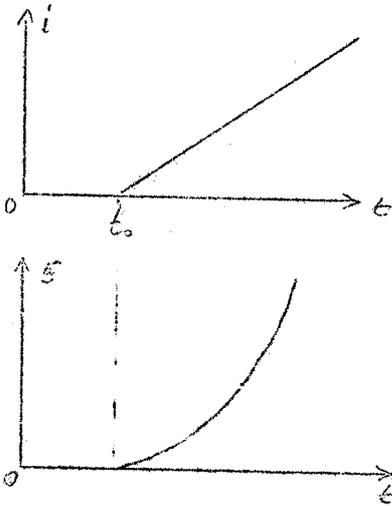


Fig. 19

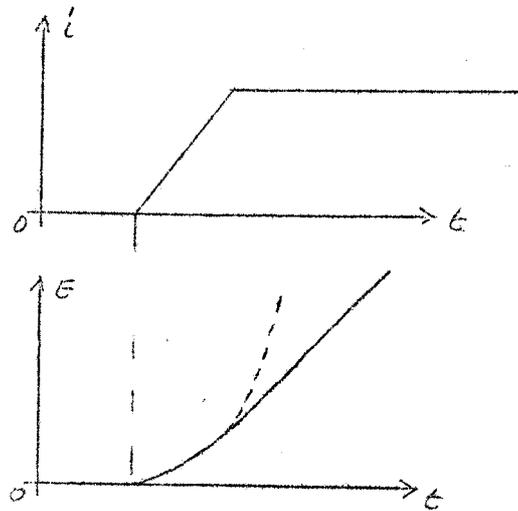


Fig. 20

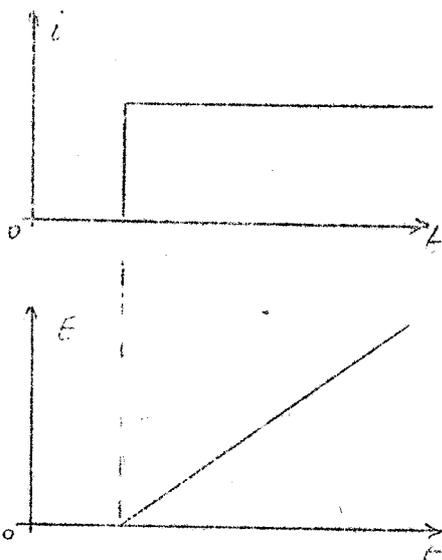


Fig. 21

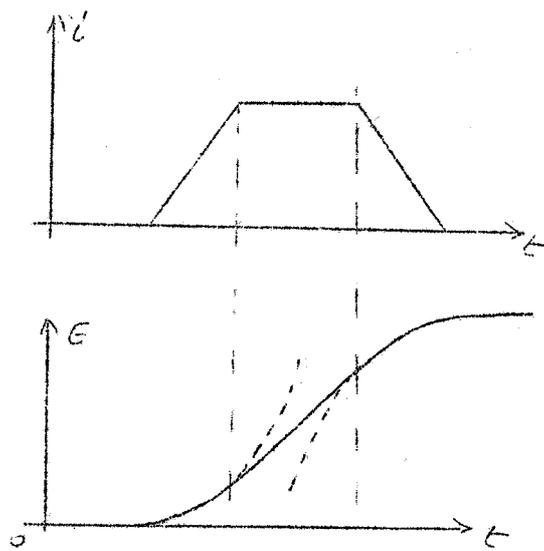


Fig. 22

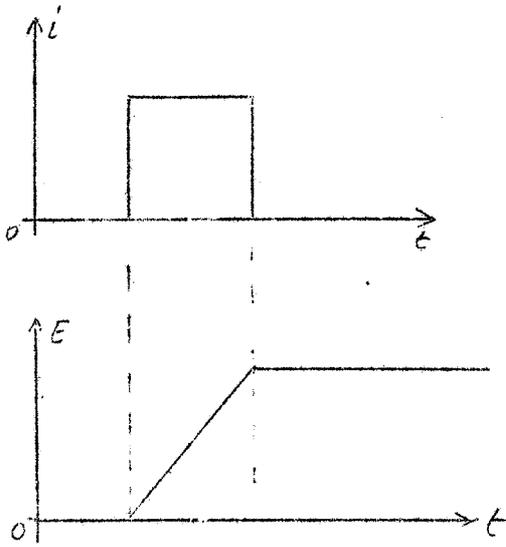


Fig. 23

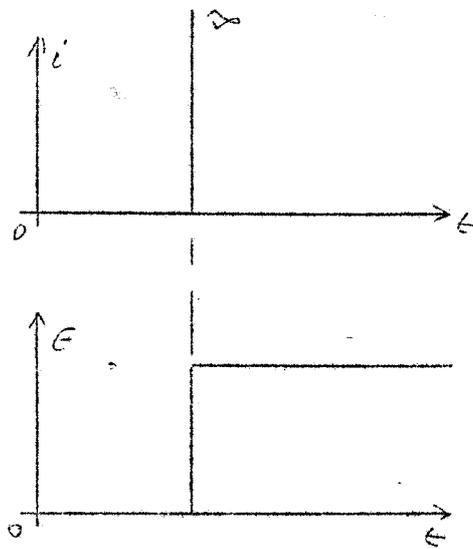


Fig. 24

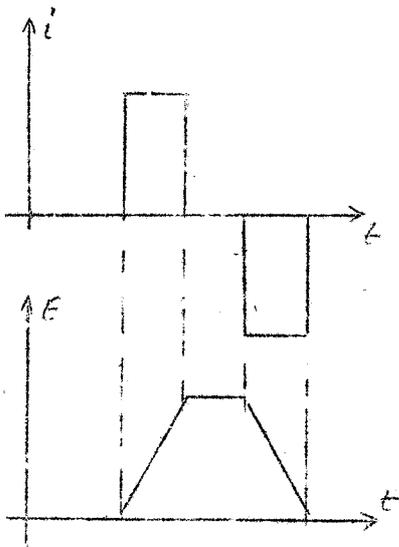


Fig. 25

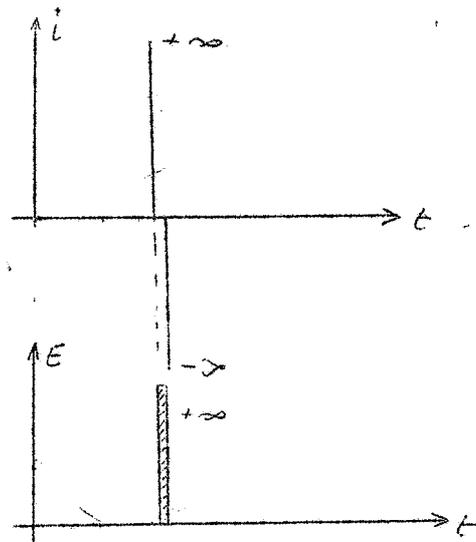
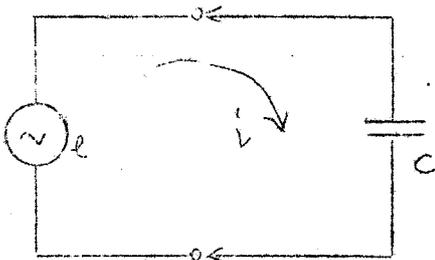


Fig. 26

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



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

e quindi

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

Si riportano qui di seguito le risposte in corrente:

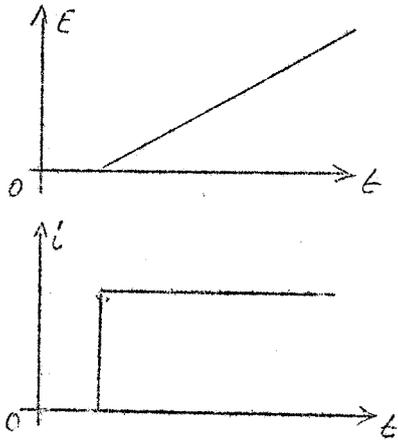


Fig. 27

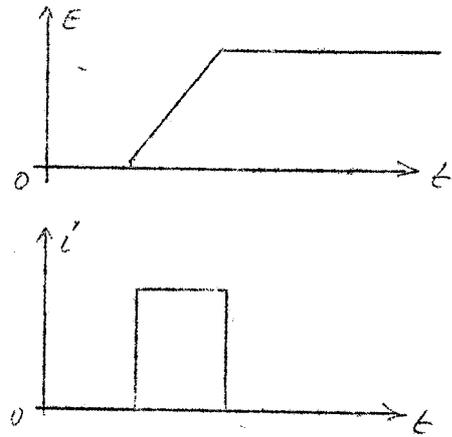


Fig. 28

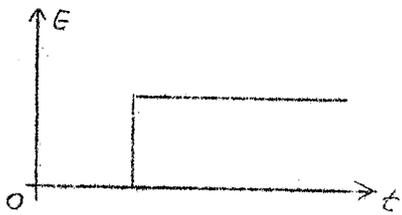


Fig. 29

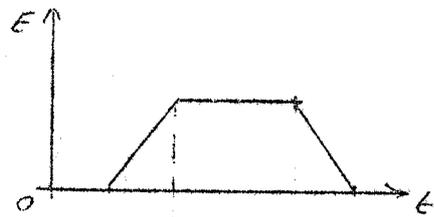


Fig. 30

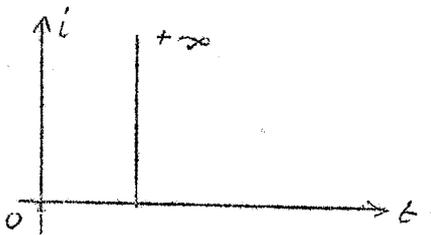


Fig. 31

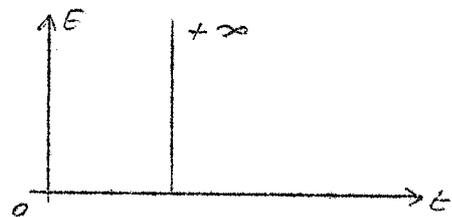
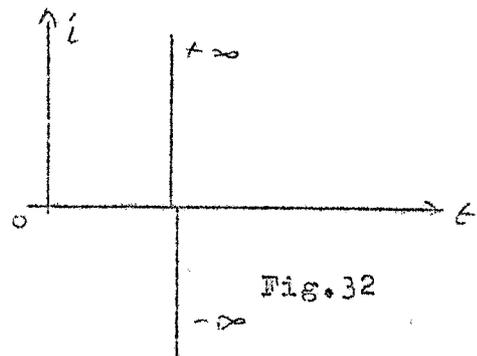
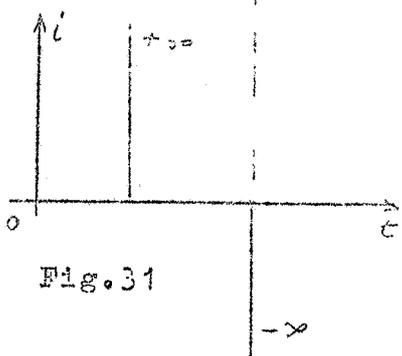


Fig. 32



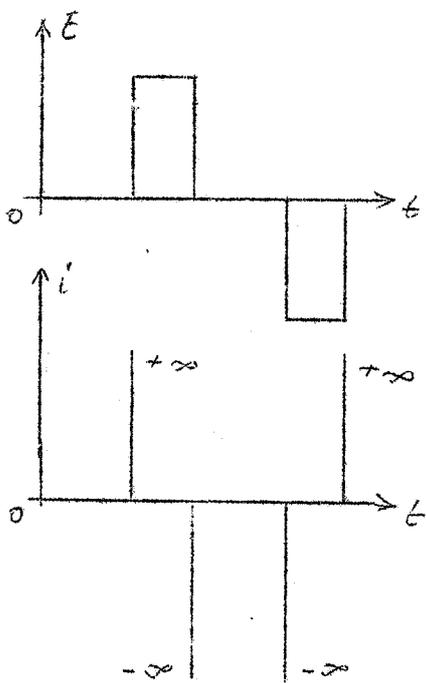


Fig. 33

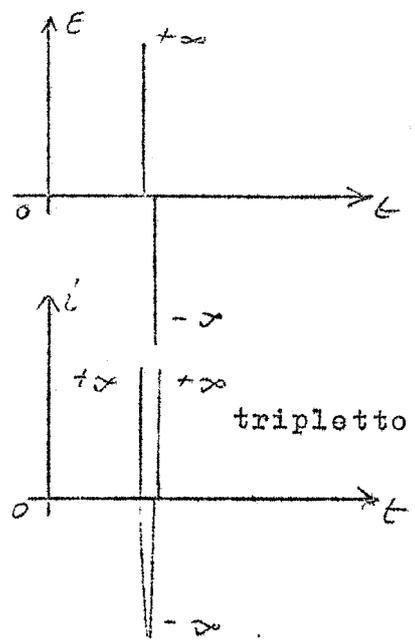


Fig. 34

LEZIONE II

1) - I circuiti RC

In fig. 2 è rappresentata la risposta del circuito RC (fig. 1) ad un impulso di tensione.

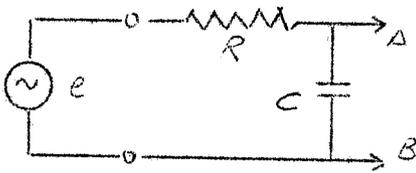
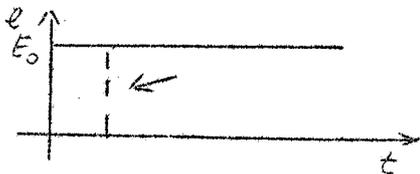


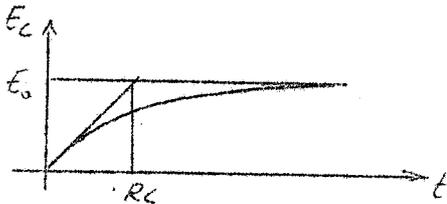
Fig.1

E_c indica la d.d.p. tra A e B. Al tempo $t = 0$ $E_c = 0$ perchè non c'è carica nel condensatore. Al tempo $t = \infty$ $E_c = E_0$ ed è nulla la corrente nel circuito. E_c dipende dal tempo secondo la legge:

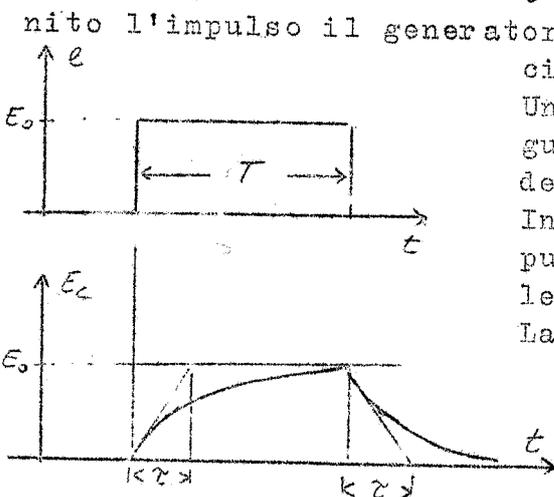
$$E_c = E_0 (1 - e^{-t/RC}) \quad (1)$$



La tangente alla $E_c(t)$ nel punto $t = 0$ interseca la $E_c = E_0$ dopo un tempo $\tau = RC$. Al tempo 3τ la $E_c \sim 0,95 E_0$.



In fig. 3 è 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 è un corto circuito.



Un condensatore posto come in figura 1 provoca quindi un aumento del tempo di salita.

In fig. 4 è 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 è:

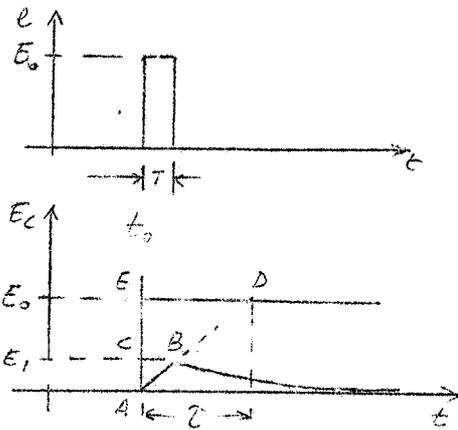
$$E_c = \frac{E_0}{RC} t \quad (2)$$

Fig.2

Questa è l'equazione della tangente in t_0 alla $E_c(t)$.

Dalla similitudine dei triangolo ABC ed ABD segue subito che l'ampiezza max E_1 della risposta è legata ad E_0 da:

$$\frac{E_1}{T} = \frac{E_0}{\tau}$$



La risposta ad un impulso ancora di durata $T \ll RC$ ma ampiezza $2E_0$ è:

$$E_C = \frac{2E_0}{RC} t \quad (3)$$

il max della risposta è in questo caso $E_2 = 2E_0 / T$, cioè $E_2 = 2E_0$. Tenendo conto di (2) e (3) si vede che l'ampiezza massima della

risposta è la stessa se l'impulso di comando ha durata T ad altezza E_0 oppure durata $T/2$ ad altezza $2E_0$.

Il circuito il cui comportamento sia quello ora descritto dicesi circuito integratore. Quindi l'RC di fig.1, è un circuito integratore per impulsi di durata $T \ll RC$.

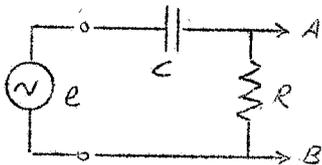


Fig.4

L'andamento della tensione ai capi di R si può studiare nello schema di fig. 4. La risposta E_R ad un gradino di tensione è in figura 5.

$$E_R = E_0 e^{-t/RC} \quad (4)$$

Per intervalli di tempo brevi rispetto ad RC il condensatore si comporta come un corto

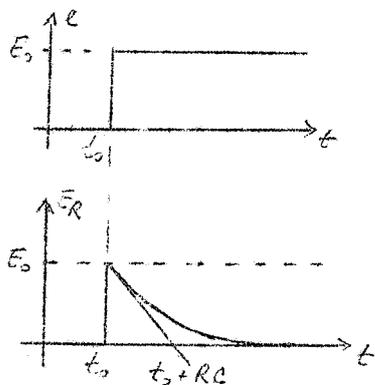


Fig.5

circuito ed ai capi di R compare tutta la tensione E_0 . Man mano che C va caricandosi la corrente nel circuito diminuisce e così la tensione ai capi di R.

Se l'impulso di comando ha durata $T \gg RC$ la risposta è in fig. 6. Le due aree devono sempre essere uguali nel caso di un impulso che parte dal valore zero per la tensione e torna a zero (x).

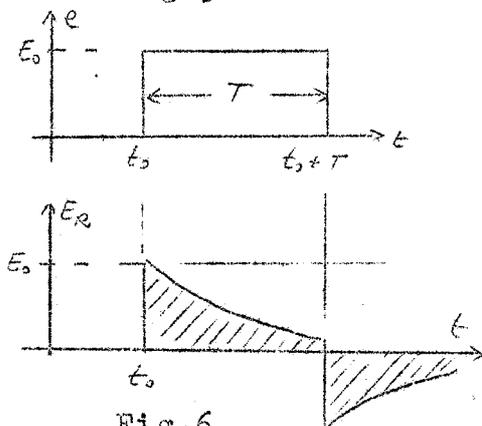


Fig.6

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 $E_R = iR$, ove i è la corrente istantanea che circola nel circuito, segue subito che è:

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

$$\left| \int_{t_0}^{t_0+T} E_R dt \right| = \left| \int_{t_0+T}^{+\infty} E_R dt \right| \quad (5)$$

Il circuito di fig. 4 si comporta come circuito derivatore o defferenziatore per tutti gli impulsi di durata $T \gg RC$.

La condizione è che all'istante t_0 E_R sia 0, (vedi fig. 7). L'impulso di risposta approssima la derivata del rettangolo.

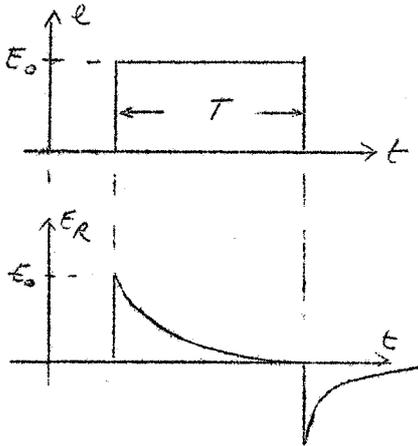


Fig. 7

In fig. 8 è 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 fig. 4. La risposta è in fig. 9. 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 rimarrà di ampiezza costante non appena si raggiunga la condizione di eguaglianza tra le due aree indicate con S ed I in fig. 9.

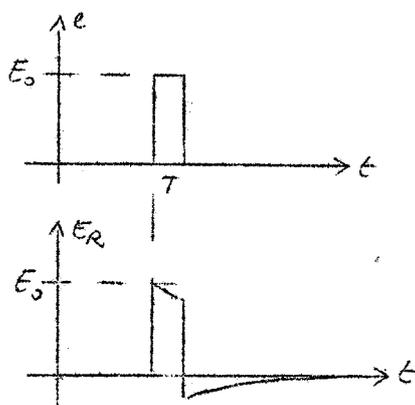


Fig. 8

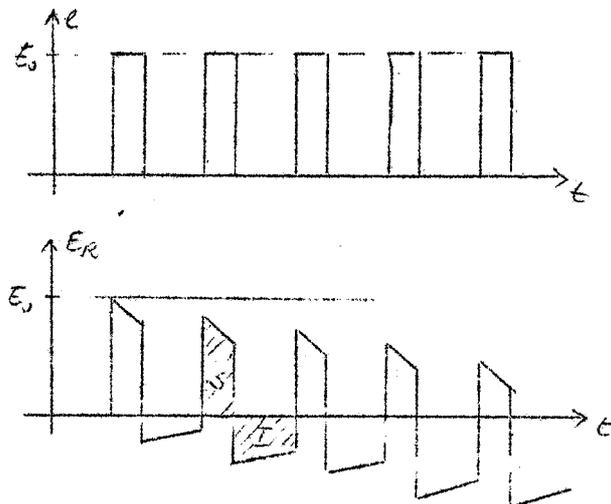


Fig. 9

2) - Uso dei circuiti integratori e defferenziatori.

Si abbia l'impulso di fig. 10. Si desidera trasformarlo in quello della fig. 11.

Si invii l'impulso E_1 in un circuito integratore (fig. 12). Se $0,01 \mu\text{sec} \ll R_1 C_1 \ll 100 \mu\text{s}$ l'impulso E_1 si presenta all'entrata del circuito come un gradino, e la risposta E_2 avrà valore massimo uguale al valore massimo di

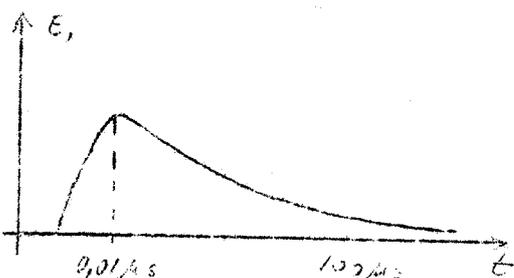


Fig. 10

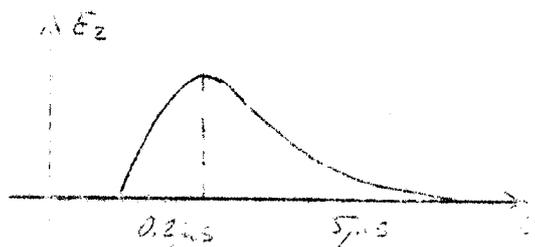


Fig. 11

E_1 . Ricordando che il 95% del max di E_2 si ha dopo un tempo $3R_1C_1$, dall'applicazione di E_1 si scriverà:

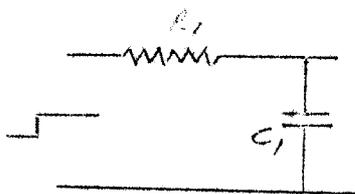


Fig. 12

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

L'uscita del circuito integratore si invii all'entrata del circuito di fig. 13 con

$$R_2C_2 = 5 \cdot 10^{-6} \quad (7)$$



L'effetto combinato dei due circuiti è riprodotto in fig. 14.

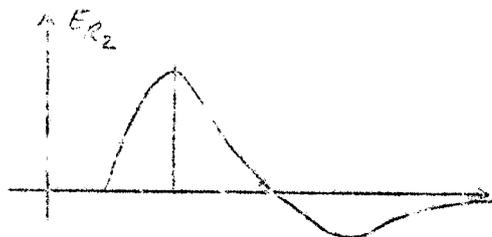
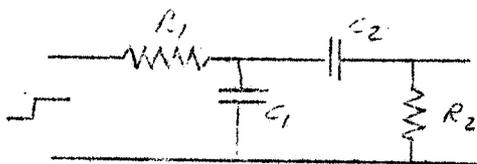


Fig. 13

Si hanno le due equazioni (6) e (7) e 4 variabili. Nel caso il generatore di tensione sia ideale il problema è risolto da una qualsiasi coppia R_1C_1 che soddisfi la (6) e R_2C_2 che soddisfi la (7).

Se il generatore non è ideale (come sempre accade) si terrà conto della sua resistenza, interna prendendo lo schema di fig. 14.

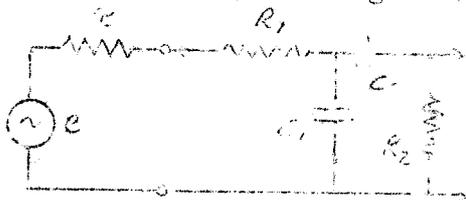


Fig. 14

L'equazione (6) va sostituita da

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

ove r però è noto.

L'ampiezza dell'impulso di uscita ΔER_2 dipende dalla scelta di R_2 .

Invece il massimo di E_{R2} è legato ad E_0 (massimo dell'impulso di comando) dalle relazioni:

$$E_{R2} = \frac{E_0}{\tau + R_1 + R_2} \cdot R_2 \quad (8)$$

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

3) - Circuiti RL

Le risposte sono simili a quelle degli RC.

L'integratore è in fig. 15 il derivatore in fig. 16.

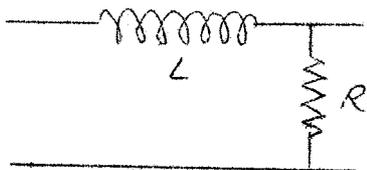


Fig.15

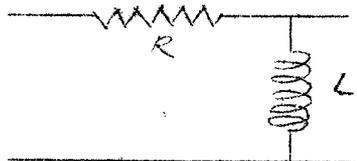


Fig.16

L per tempi brevi è una impedenza infinita per tempi lunghi un corto circuito.

La costante di tempo $\tau = L/R$.

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

4) - Circuiti LC

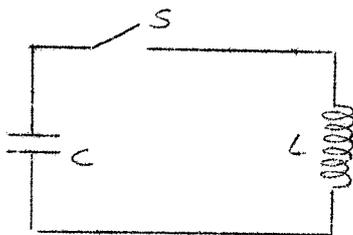


Fig.17

Se C è carico (fig. 17) e si chiude l'interruttore S avviene la scarica attraverso L. Ad ogni istante $E_C = Q/C$, $E_L = -L di/dt$. Inoltre verrà la:

$$E_C = E_L \text{ cioè } Q/C = -L di/dt \text{ ovvero}$$

$$1/c \int idt = -L di/dt$$

Risolvendo quest'equazione si ricavano le proprietà del circuito di fig. 17. La corrente i e la tensione E oscillano con una frequenza $\nu = 1/2\pi \sqrt{LC}$; le leggi sono rappresentate in fig. 18. 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)

(x) - Non si tiene conto del verso.

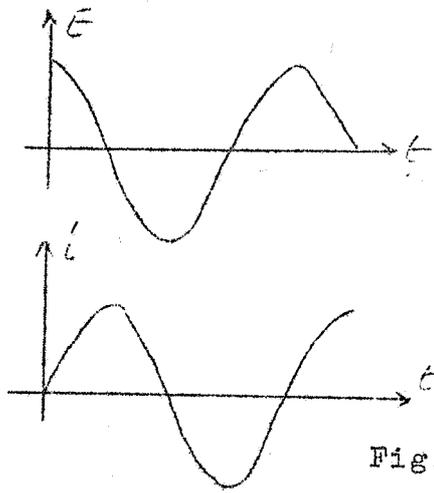


Fig.17

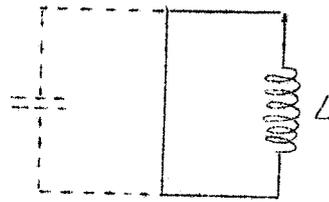


Fig.18

Si pensi di cortocircuitare la C quando si è completamente scaricate. Allora $E = 0$ ed i ha un massimo. La corrente continuerà a circolare per un tempo infinito nel circuito di fig. 18.

Naturalmente quest'ultima affermazione sarebbe ^{del tutto} valida se L non presentasse una resistenza interna come in realtà presenta. Allora la corrente i circolerà nel circuito ma andrà smorzandosi fino a diventare nulla.

5) - Circuiti L, R, C.

Si aggiunga una resistenza R al circuito di fig. 17 si otterrà quello di fig. 20. La impedenza presentata dal *circuito* è funzione della frequenza della tensione di eccitazione e . Parametri caratteristici sono:

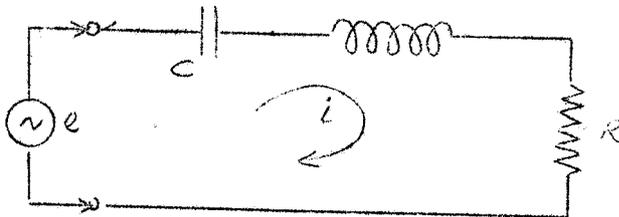


Fig.19

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

pulsazione di risonanza

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

impedenza caratteristica.

La risposta del circuito di fig. 20 dipende proprio dalla relazione tra R e Z_0 . Si pensi, come prima, il condensatore carico e si chiuda l'interruttore S (fig. 21):

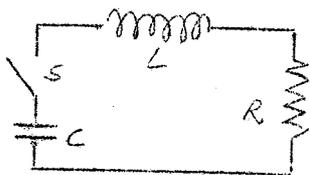


Fig.20

1°) $R < 2 Z_0$ la risposta consta di oscillazioni smorzate della corrente che attraversa il circuito. Lo stesso avverrà per la tensione ai capi dei vari ele-

menti. Naturalmente corrente e tensione saranno in fase solo ai capi di R. Indicando con E la tensione ai capi di

un elemento

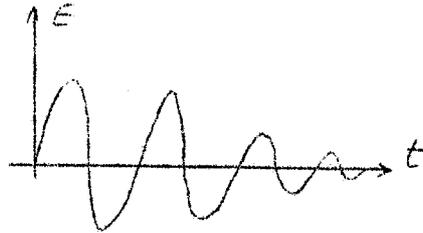


Fig. 21

2°) $R = 2 Z_0$.

La risposta presenta una sola oscillazione e poi tende a zero senza più oscillare

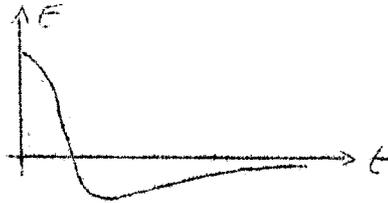


Fig. 22

3°) $R > 2 Z_0$, la risposta tende a zero senza mai oscillare

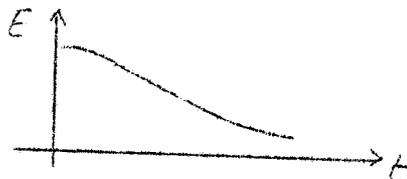


Fig. 23

6) - Linee di ritardo

In fig. 24 è rappresentata una linea di ritardo a costanti concentrate. Se il generatore invia un impulso la linea si comporta per tempi 'breve' come una impedenza infinita. Ogni circuito LC si carica per poi scaricarsi

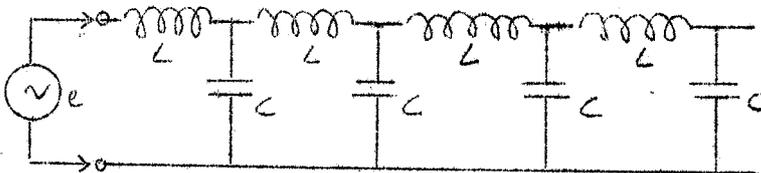


Fig. 24

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. 24 è un filtro 'passa basso'.

Caratteristiche

Ritardo totale $T = n \sqrt{LC}$ se n è il numero di sezioni LC.
 Frequenza di taglio $\nu_c = 1/2\pi \sqrt{LC}$ (frequenza massima che può passare).

Tempo di salita $\tau_B = 1,1 n^{1/3} \sqrt{LC}$
 Impedenza caratteristica $Z = \sqrt{LC}$

La catena di fig.24 'si comporta' come una resistenza $Z = \sqrt{LC}$. Il generatore 'vode' quindi una resistenza Z , quando i suoi capi vengono collegati alla linea. La linea descritta viene spesso adoperata per tagliare le alte frequenze.

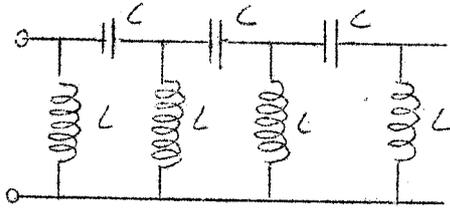


Fig.25

In fig.25 è 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.25 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.25, mentre sono i soli a passare attraverso la linea di fig.24.

7) - Cavi coassiali come linee di ritardo

In fig.26 è rappresentato un tipo di cavo. Tra la

guaina metallica

spirale

spirale e la guaina metallica normalmente vi è un dielettrico.

La spirale costituisce l'induttanza. La capacità è quella tra il filo centrale e la guaina metallica. Si parla sempre di

Fig.26

induttanza , capacità
metro , metro

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 è quindi dell'ordine del μs .

tempo di salita $\tau \sim 1 \mu s$

- b) impedenza caratteristica $Z = 900 \Omega$
 ritardo per metro $T \sim 0,13 \mu s$
 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.27).

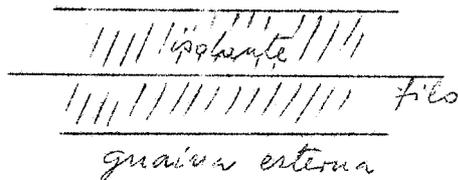


Fig.27

Un segnale elettromagnetico che si propaghi attraverso un mezzo di data costante dielettrica verrà trasmesso con la velocità della luce in quel mezzo. Il reciproco di questa velocità si dice "ritardo per metro". Se tra il filo e la guaina esistesse il vuoto la velocità di propagazione sarebbe $c = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$ ed il

ritardo per metro

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

$$= 3.33 \text{ ns/m}$$

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

Se L e C sono induttanza e capacità per metro si può 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 è $Z = \sqrt{L/C}$ 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 capacità per metro.

Si noti che Z non è la resistenza per metro del cavo ma una caratteristica del particolare tipo di cavo.

I cavi di piccolo diametro hanno una Z bassa perchè presentano una grande C .

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

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

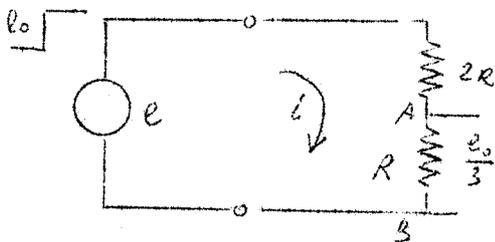
LEZIONE III1) - Comportamento delle linee di ritardo

Fig. 1

Se tra A e B al posto di R si pone un cavo infinitamente lungo (cioè che introduce un ritardo infinito) la cui impedenza caratteristica sia $Z = R$ la tensione tra A e B sarà ancora $e_0/3$.

Un cavo per tempi brevi, rispetto al ritardo totale ad esso associato, si comporta come se fosse una resistenza $R = Z$.

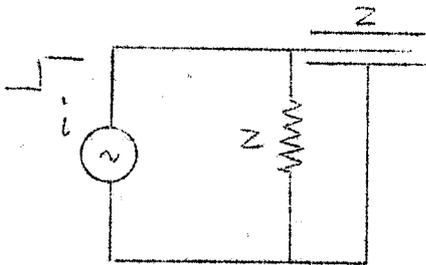


Fig. 2

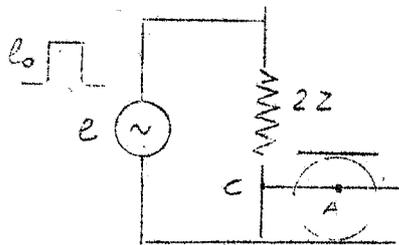


Fig. 3

La tensione all'entrata del cavo (sempre di lunghezza infinita) in fig. 2 è

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

In un cavo abbastanza lungo (per es. ritardo totale $1 \mu s$) invii un impulso di durata $\Delta t \ll 1 \mu s$ per es. $\Delta t = 10$ (fig. 3). La risposta in A^(x) dipende dalla resistenza R_T a cui viene "terminato" il cavo all'altra sua estremità.

(x) Il punto A viene scelto col seguente criterio:

il tempo che impiega un segnale per andare da C ad A è 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 del cavo da quelli delle ulteriori riflessioni che questi subiscono quando tornati in C non trovano il cavo adattato.

a) $R_T = \infty$ cavo aperto.-

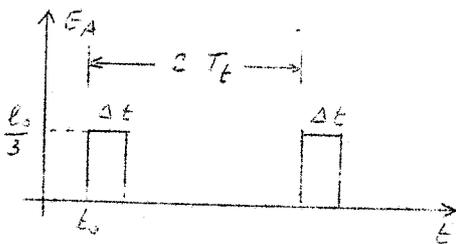


Fig. 4

In fig. 4 è 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 è la durata dell'impulso)

Al tempo $t = t_0$ viene applicato l'impulso. Questo si propaga fino alla fine del cavo, si riflette mantenendo il proprio segno.

Il tempo $2T_t$ è 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.-

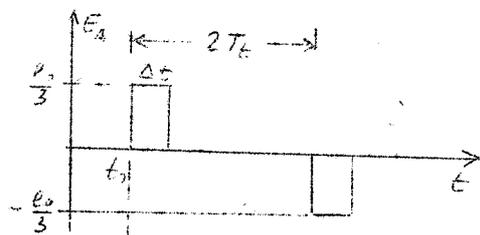


Fig. 5

L'impulso giunto alla fine del cavo si riflette cambiando polarità (fig. 5) (x)

c) $R_T = Z$.-

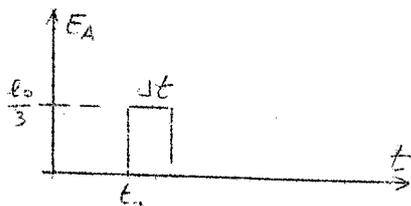


Fig. 6

L'impulso giunto alla fine del cavo non si riflette. Sia all'entrata che all'uscita del cavo si misura $e_0/3$.

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 estremità, come se fosse infinito e quindi l'impulso continua a correre in avanti senza mai riflettersi.

Infine se il cavo è chiuso su una resistenza $R_T \neq Z$ si avrà:

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

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

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

$$\rho = \frac{R_T - Z}{R_T + Z}$$

(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.-

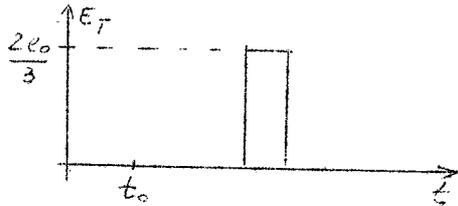


Fig.7

E_T sia la tensione (fig.7). Infatti come l'impulso arriva si sovrappone ad esso un impulso uguale. La tensione totale sarà quindi $2e_0/3$ (x).

b) $R_T = 0$

$E_T = 0$ evidentemente.

c) $R_T = Z$

$E_T = e_0/3$ 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 (fig.8 e 9)

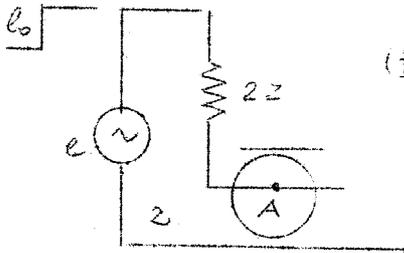


Fig.8

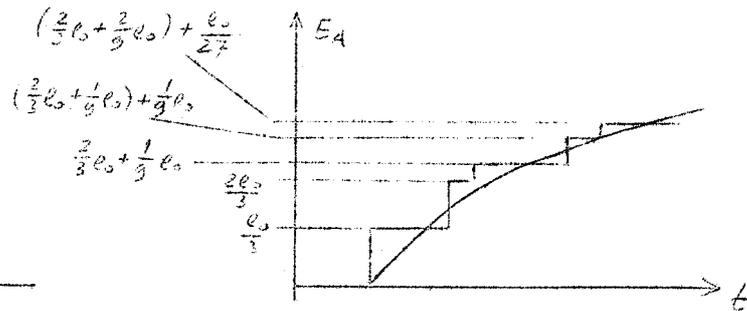
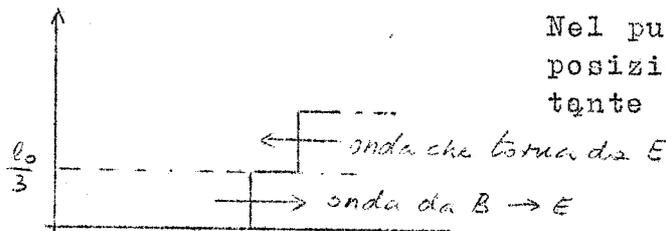


Fig.9

(x)

Per visualizzare questa situazione si pensi di scegliere un punto B a distanza dall'estremità 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 è come nella figura.



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

Inizialmente $E_A = e_0/3$. L'impulso si riflette, all'estremità del cavo, dello stesso segno e torna in A. Qui si somma ad $e_0/3$ e quindi $E_A = 2e_0/3$.

Il generatore si può pensare come un corto circuito e quindi l'impulso $e_0/3$ che ritorna trova la linea terminata con $2Z$. Si rifletterà dello stesso segno e con ampiezza data da:

$$\frac{2Z - Z}{2Z + Z} \frac{e_0}{3} = \frac{e_0}{9}$$

Quindi una nuova onda di ampiezza $e_0/9$ parte, arriva alla fine della linea, si riflette dello stesso segno ed E_A diventa

$$\left(\frac{2}{3} e_0 + \frac{1}{9} e_0\right) + \frac{1}{9} e_0 .$$

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

$$\frac{2Z - Z}{2Z + Z} \frac{e_0}{9} = \frac{e_0}{27} \quad \text{riparte. E così via.}$$

La tensione in A va salendo a gradini e tende al valore limite e_0 che raggiungerebbe dopo infinita di queste oscillazioni. La risposta è del tutto simile a quella di un circuito RC.

b) $R_T = 0$

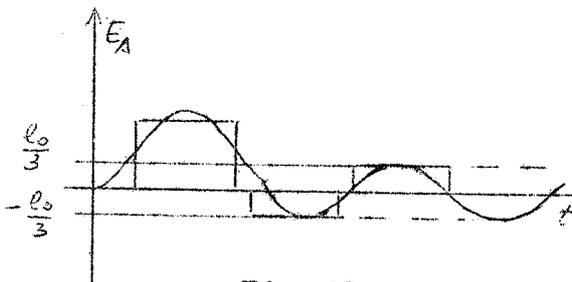


Fig. 10

Inizialmente $E_A = e_0/3$. L'impulso si riflette alla fine del cavo cambiando segno. e nel punto A $E_A = 0$. Ma l'impulso $-e_0/3$ vede il cavo terminato all'entrata con $2Z$ e si riflette dello stesso segno ed ampiezza

$$-\frac{e_0}{3} \frac{1}{3} = -\frac{e_0}{9}$$

L'andamento di E_A è in fig. 10.

c) $R_T = Z$

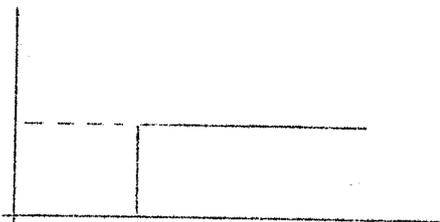


Fig. 11

E_A rimane uguale a $e_0/3$ (fig. 11).

Un caso particolarmente interessante è quello di fig.12.

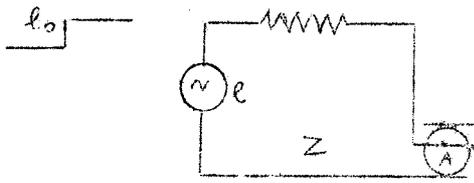


Fig.12

Sempre per un impulso lungo si avrà: per tempi brevi $E_A = e_0/2$. L'impulso giunto alla fine della linea si riflette dello stesso segno ed $E_A = e_0$.

a) $R_T = \infty$

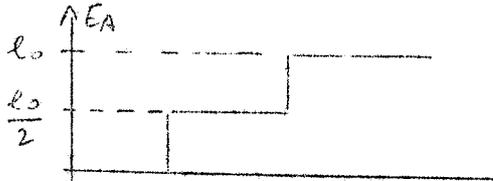


Fig.13

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

b) $R_T = 0$

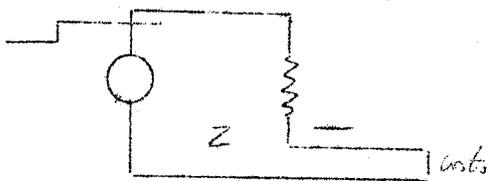
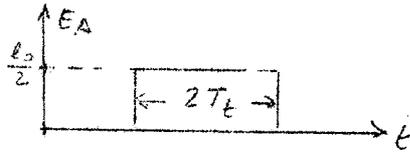


Fig.14

L'impulso si riflette di segno opposto, se il comando era un gradino, nel punto A viene trasformato in un rettangolo (fig.14)^(x).



c) $R_T = Z$

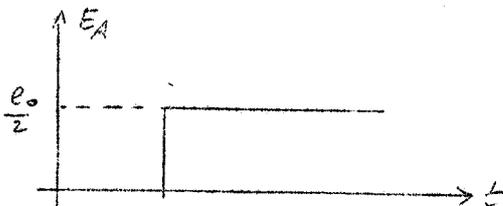


Fig.15

E_A è rappresentata in fig.15

Si consideri fig.16. Se $R_T = \infty$ E_A ha l'andamento di fig.17.

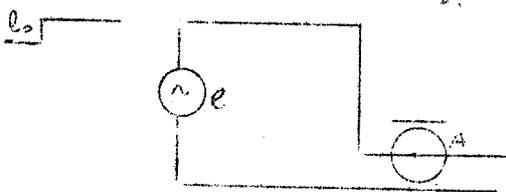


Fig.16

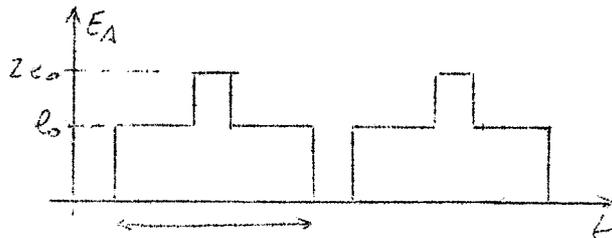
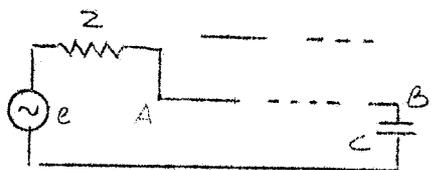


Fig.17

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

Per tempi brevi $E_A = e_0$: l'impulsò, 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 è 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.17.

La linea, il cui ritardo totale è T , sia chiusa su un condensatore C (fig.18).



L'impulso di comando abbia durata Δt tale che

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

$Z = \text{imp. caratt. della linea}$

Fig.18

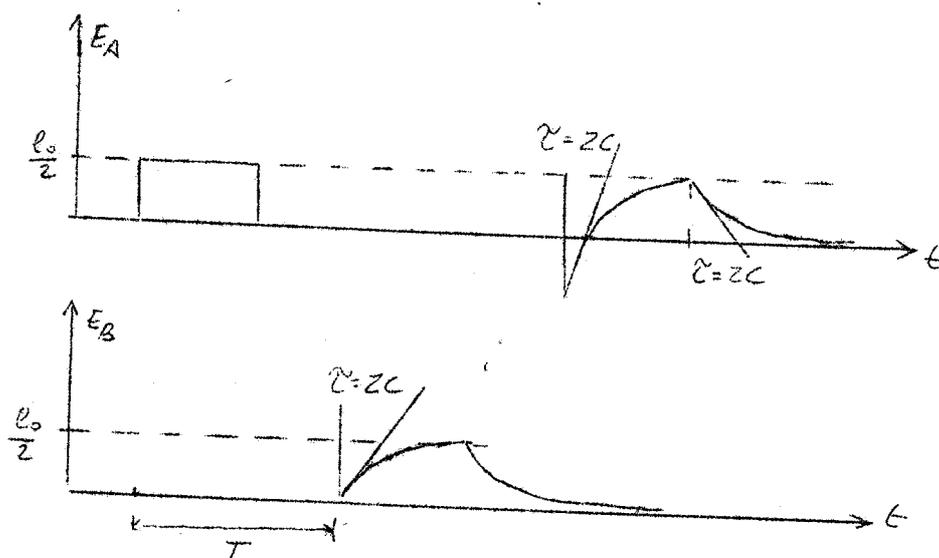


Fig.19

Le risposte E_A , E_B sono in fig.19.

Ai tempi brevi C si comporta come un corto circuito. Ai tempi lunghi C è una impedenza infinita.

Si interpreta allora la risposta E_A ; e ricordando che

$$ZC \ll \Delta t$$

si vede subito la risposta E_B

Nel caso sia $\Delta t \gg T$

E_A, E_B sono in fig. 20:

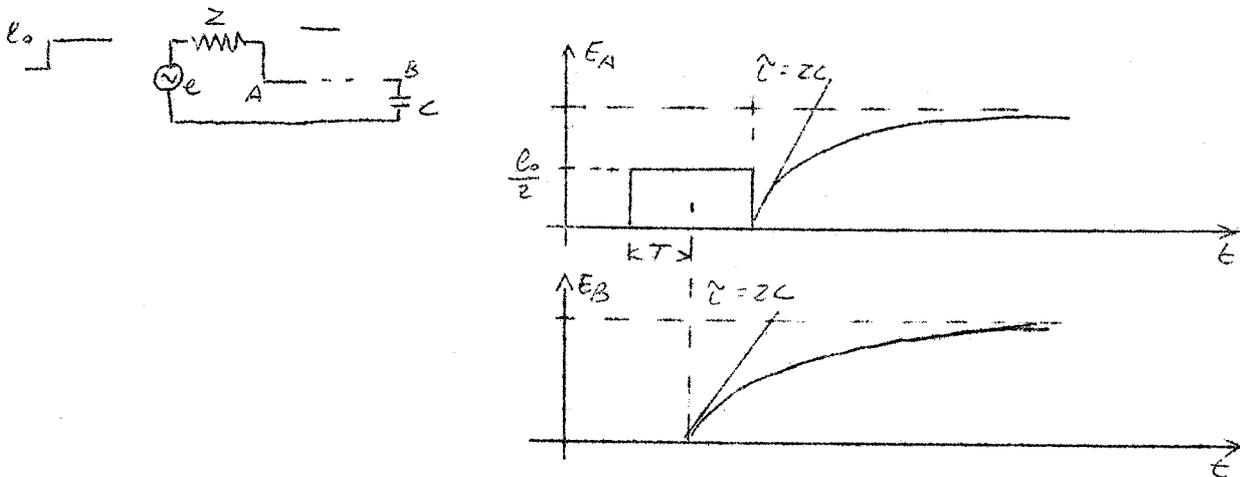


Fig. 20

Si ricordi sempre che la linea chiusa ad un suo estremo sulla impedenza Z presenta all'altro estremo la stessa impedenza Z . Il condensatore posto in B si carica seguendo la classica legge esponenziale dei circuiti RC integratori. Se la linea viene chiusa su una induttanza L si hanno le risposte in fig. 21 e in fig. 22.

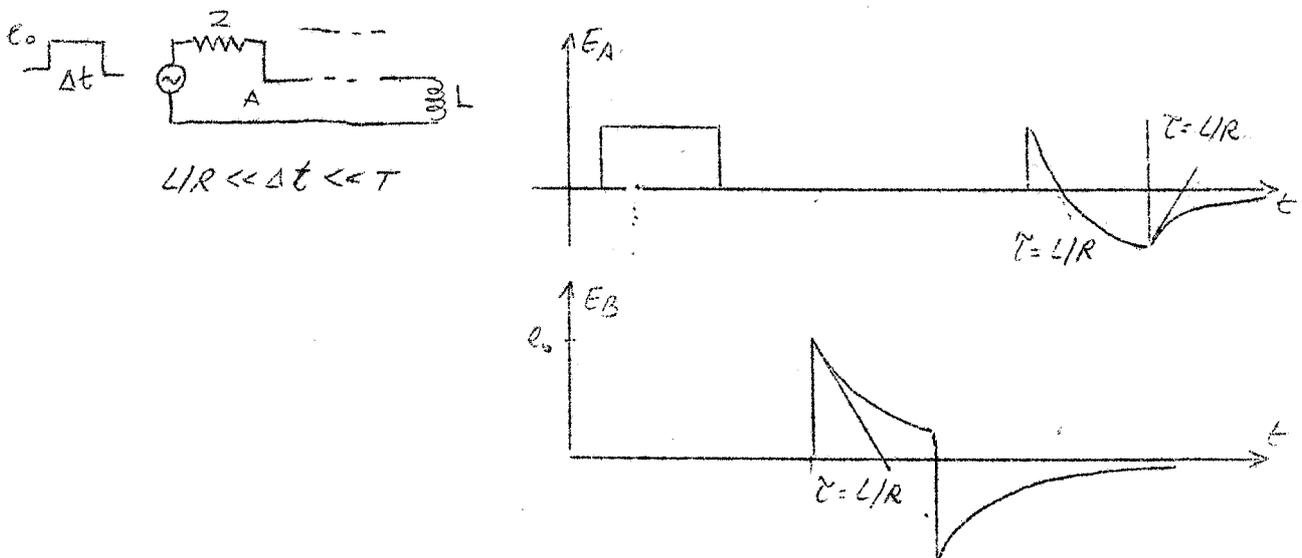


Fig. 21

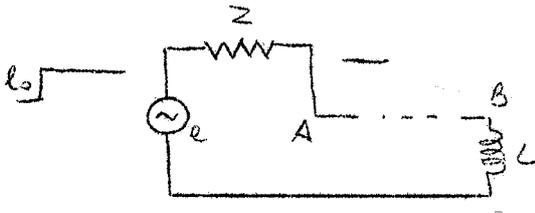
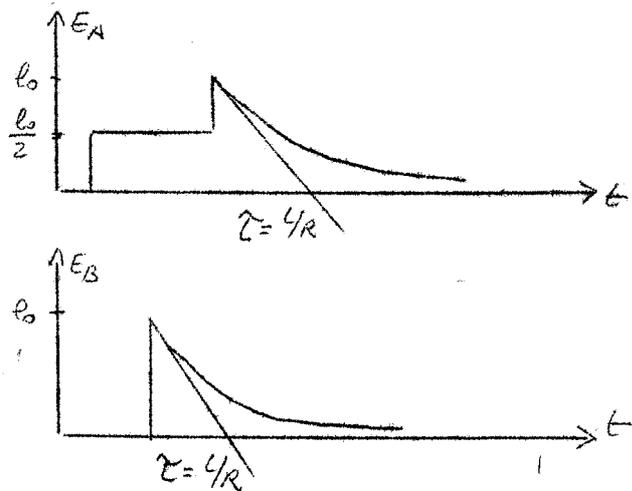


Fig.22



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.23

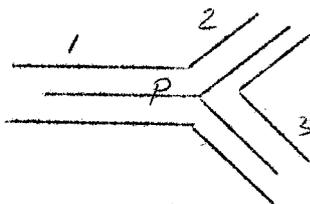


Fig.23

Se i cavi 1, 2, 3 hanno tutti la stessa impedenza caratteristica Z ed i cavi 2 e 3 sono terminati su questa, nel punto P l'impedenza sarà $Z/2$.

Il cavo 1 non è quindi terminato e in esso si verificheranno riflessioni notevolmente dannose nell'elettronica veloce.

Vi sono due modi per ottenere la divisione dell'impulso senza introdurre riflessioni (figg.24 e 25).

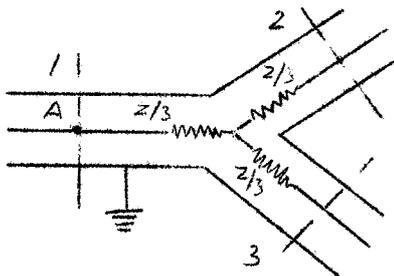


Fig.24
Connessione Y

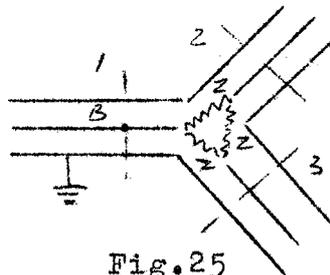
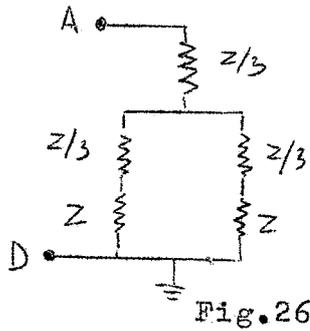


Fig.25
Connessione Δ

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

a) Connessione Y.-

L'impedenza vista dal punto A (fig.24) si calcola subito dal circuito equivalente (fig.26).

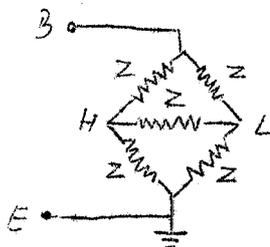


$$R_{AD} = \frac{z}{3} + \frac{(\frac{z}{3} + z)(\frac{z}{3} + z)}{\frac{z}{3} + z + \frac{z}{3} + z} = \frac{z}{3} + \frac{\frac{16}{9} z^2}{\frac{8}{3} z} = \frac{z}{3} + \frac{2}{3} z = z$$

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

b) Connessione Δ .-

L'impedenza vista da B (fig.25) si ricava dal circuito equivalente di fig.27.



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

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

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

Fig.27

Quindi anche nel caso della connessione a Δ il cavo 1 come pure 2 e 3 (vedi la simmetria in fig. 28) è terminato.

La connessione a Δ o a Y possono per esempio servire anche per sommare due impulsi provenienti da due cavi diversi inviandoli in un terzo cavo.

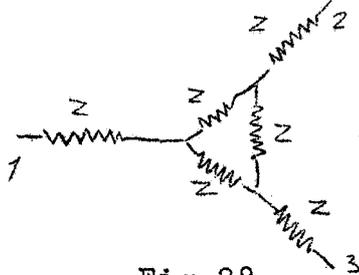


Fig.28

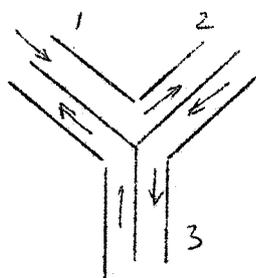


Fig.29

L'impulso che viene da 1 si divide metà va nel cavo 2 metà nel cavo 3. Così per l'impulso da 2 (fig.29). L'impulso in 3 è quindi proporzionale alla somma di 1 e 2 e precisamente la metà.-

Si consideri ora lo schema di amplificatore in fig. 30

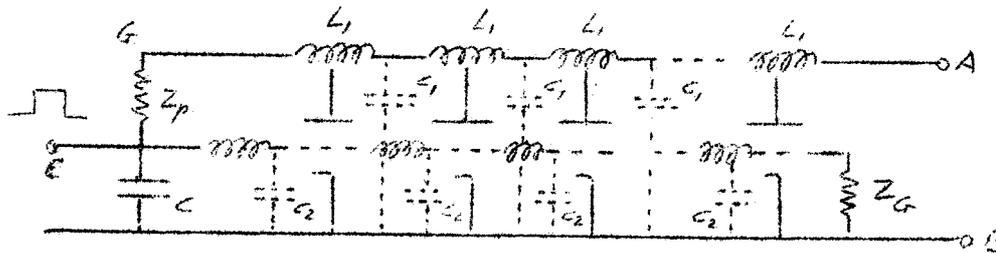


FIG. 30

si è realizzato un 'amplificatore distribuito'. La 'linea' di placca e quella di griglia sono costruite in modo che

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad \text{ove } C_1 \text{ e } C_2 \text{ sono le capacità par-}$$

rassito di placca e di griglia.

La linea di griglia è adattata sulla sua impedenza caratteristica Z_G .

Un segnale impiega un tempo $\tau = \sqrt{L_2 C_2}$ per andare dalla griglia di una valvola a quella della valvola seguente. Lo stesso ritardo $\tau = \sqrt{L_1 C_1}$ 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 + 3 ns.

LEZIONE IV1) - 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 densità di corrente $J = I/A$ dipende dalla temperatura assoluta T secondo la legge:

$$J = A_0 T^2 e^{-b_0/T} \quad (\text{legge di Richardson Fermi})$$

ove A_0 è una costante per ciascun metallo e

$$b_0 = 11.600 E_w \quad (^\circ K)$$

E_w dipende dalla natura del metallo ed è 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.

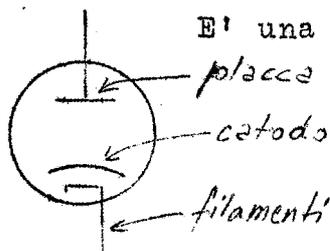
I metalli con cui si usa costruire i catodi delle valvole termoioniche sono:

	E_w (eV)	A_0	T
Tungsteno	4,52	60×10^4	2600 + 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 è 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

È una ampolla di vetro in cui è fatto il vuoto. Contiene due elettrodi: la placca ed il catodo.

Schematizzando il diodo con due pareti piano affacciate a distanza "d", si può studiare l'andamento del potenziale $E(x)$, nei punti tra catodo

do 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.1.

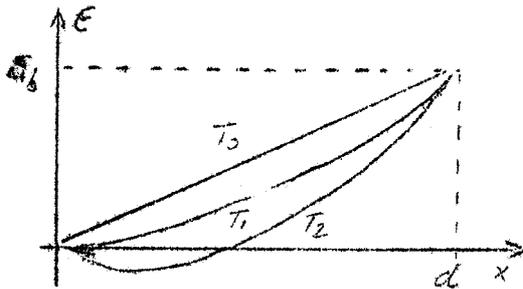


Fig.1

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

$$E = E(x)$$

è una retta.

È il classico andamento del potenziale tra le armature di un condensatore piano. Tra esse infatti il campo elettrico ha valore costante.

$$E(x_0) = \int_0^{x_0} K dx = K x_0$$

(Si ricordi che il campo elettrico

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

e quindi $E(x)$ è l'integrale del campo elettrico).

Resta così dimostrato che $E(x)$ è una retta nel caso non vi sia termoemissione.

Nel caso della termoemissione (temp. T_1 e T_2 - fig.1) 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.1) dell'esistenza di un catodo virtuale nel punto in cui la curva $E(x)$ riattraversa l'asse delle x. È come se il catodo si fosse portato in quel punto.

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

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

Nel grafico di fig.3 viene visualizzata la legge di cui sopra:

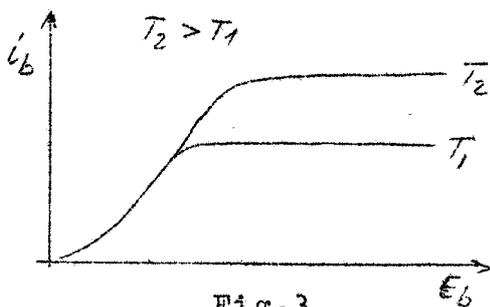


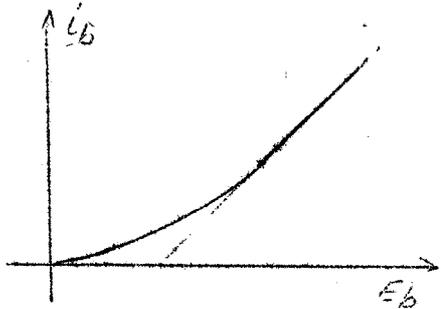
Fig.3

i_b è 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 è tale che tutti gli elettroni emessi dal catodo vengono collezionati nella placca, la corrente i_b non può 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.

Proprietà dei diodi



Per un diodo si può definire una resistenza r data da:

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

Osservando la caratteristica

$$i_b = f(E_b)$$

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

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

Uso dei diodi come rettificatori

Una tensione alternata può essere resa pulsante mediante l'impiego dei diodi. Ricordando che il diodo presenta una resistenza r il circuito di fig.4 è un partitore resistivo del tipo

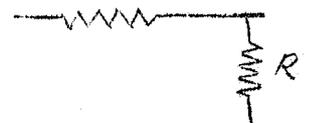
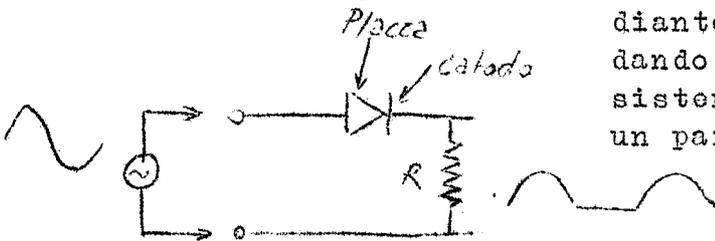


Fig.4

In fig.4 è mostrato 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 elevatissima (praticamente ∞) al passaggio della corrente.

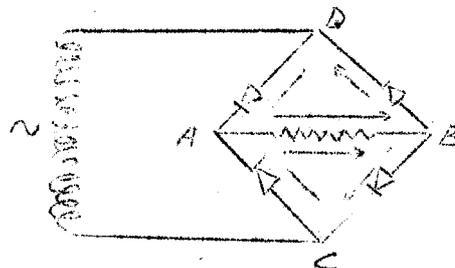
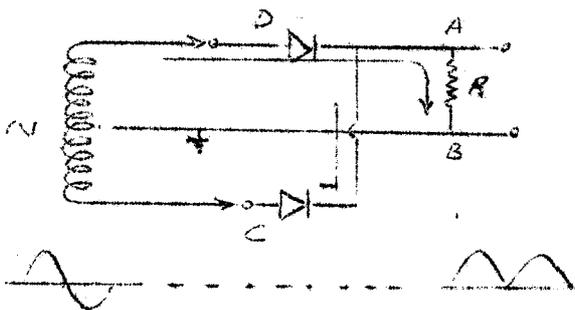


Fig. 5

In fig.5 sono mostrati due circuiti mediante i quali si ottiene tra i punti A e B una tensione pulsante di periodo metà di quello dell'onda di entrata. Le frecce indicano il verso della corrente quando la tensione nei punti C o D è positiva.

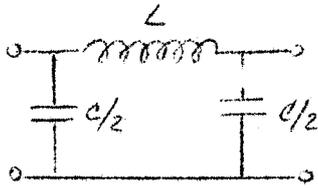


Fig.6

La corrente pulsante può essere resa praticamente continua con l'impiego di filtri "passa basso" a lunghissima costante di tempo. Lo schema di un tale filtro è dato in fig.6.

L'azione combinata della induttanza L e della capacità 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 è:

$$Z(\omega) = \sqrt{L/C} \frac{1}{\sqrt{1 - 1/4(\omega/\omega_s)^2}}$$

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

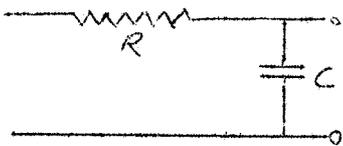


Fig.7

Si può ancora considerare come filtro "passa basso" il circuito di fig.7; C è invero un cortocircuito per le a.f.

Si pensi allo schema di fig.8.

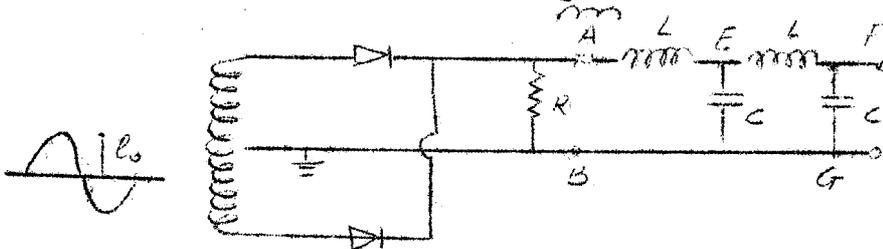


Fig .8

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 più in grado di condurre. La tensione F si mantiene allora costante nel tempo perchè nessuna carica fluisce più 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_0 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 è relativamente bassa ~ 100 mA. I diodi veloci vengono adoperati per impulsi brevi.

6 H 6 non ha subito modifiche sin dal 1946, ha una capacità di placca di $3,5 \mu\mu\text{F}$, e non è consigliabile il suo uso

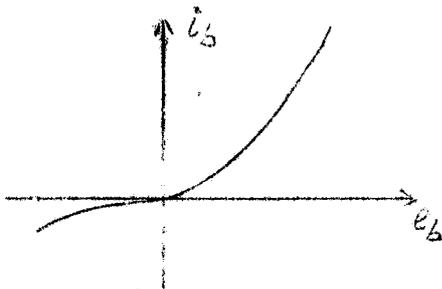
6 AL 6 è un doppio diodo. Capacità $\sim 2,5 \mu\mu\text{F}$

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

Diodi a cristallo

Presentano una resistenza "diretta" molto bassa. Questo si traduce in una pendenza elevata della caratteristica

$$i_b = f(e_b)^{(x)}$$



Applicando una d.d.p. in senso inverso, il diodo viene attraversato da una debole corrente (corrente inversa); questo in conseguenza della altissima resistenza inversa. Quindi il diodo a cristallo soddisfa alla condizione di essere uno strumento che permette il passaggio della corrente solo in un verso.

La debole corrente inversa si trasforma in una corrente molto intensa (corrente di breakdown) non appena la d.d.p. inversa raggiunga un opportuno valore (ad es. 7 volt per il diodo 653C4). A questo punto la corrente inversa diviene praticamente indipendente dalla d.d.p. applicata.

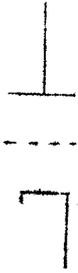
I diodi a cristallo sono molto usati per la lunga durata che essi presentano rispetto ai diodi a vuoto. La capacità e sem-

(x) La pendenza viene definita come $di_b/de_b = 1/r_p$

pre dell'ordine di $1 + 2 \mu\mu\text{F}$.

Tipi di diodi sono:

7 A	tensione inversa - 5 volt
IN 34	
IN 56 A	
IN 67	
S 555 C _T	tempo di recupero 6 ns
S 570 C _T	tempo di recupero 2 ns
Q 6/100	tempo di recupero 1 ns

LEZIONE V1) - Triodi

Un nuovo elettrodo, la griglia controllo, posto vicino al catodo si aggiunge ai due già noti placca e catodo. Una piccola variazione della tensione di griglia ha effetti sulla carica spaziale molto più 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 è a tale scopo sempre opposto a quello di ΔE_c .

Si definisce coefficiente di amplificazione statica μ la grandezza data dalla formula (1):

$$\left(\frac{\Delta E_b}{\Delta E_c} \right)_{I_b = \text{cost}} = -\mu \quad (1)$$

La relazione tra E_b , E_c ed I_b è del tipo:

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

Si ottengono le caratteristiche di placca o 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 .

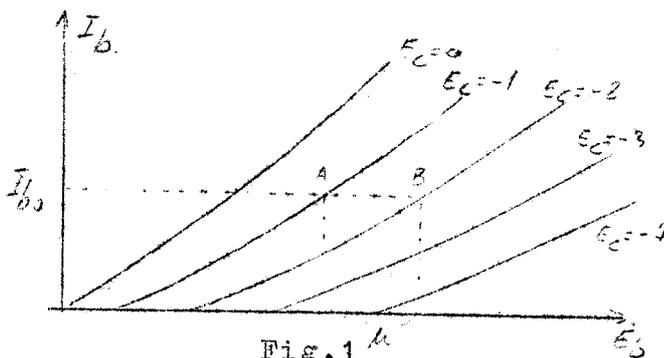


Fig. 1

Caratteristiche di placca

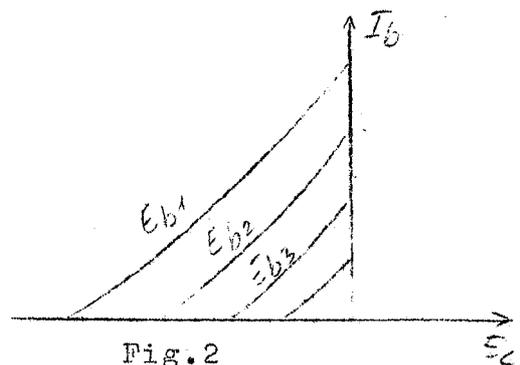


Fig. 2

Caratteristiche mutue

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

$$\Delta I_b = \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_c} \right)_{E_b = \text{cost}} \Delta E_c + \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_b} \right)_{E_c = \text{cost}} \Delta E_b \quad (3)$$

indicando con 'lettere minuscole' le variazioni la (3) diviene:

$$i_b = g_m e_c + \frac{1}{r_p} e_b \quad (4)^{(x)}$$

ove

$$g_m = \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_c} \right)_{E_b} \quad \text{transconduttanza si misura in}$$

mA/volt o in μmho ad esempio una valvola può avere

$$g_m = 10 \text{ mA/volt} \quad \text{ovvero} \quad g_m = 10^4 \mu\text{mho}$$

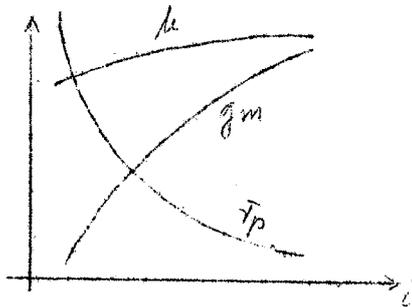
$$\frac{1}{r_p} = \left(\frac{\partial I_b}{\partial E_b} \right)_{E_c} \quad \text{resistenza interna della placca}$$

misura la pendenza delle curve di
fig.1

Nel tratto lineare si può considerare praticamente costante.

Dalla (4) se $i_b = 0$ e dalla (1)

$$\frac{e_b}{e_c} = - g_m r_p = - \mu \quad \text{quindi}$$

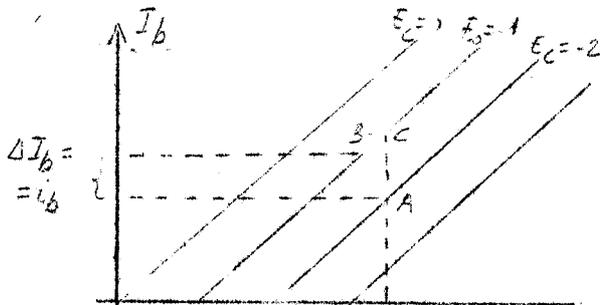


$$\mu = g_m r_p \quad (5)$$

μ , g_m , r_p in realtà 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

(x) Alla (4) si può giungere pensando le caratteristiche come rette ed interpretando la variazione di corrente i_b come somma delle variazioni



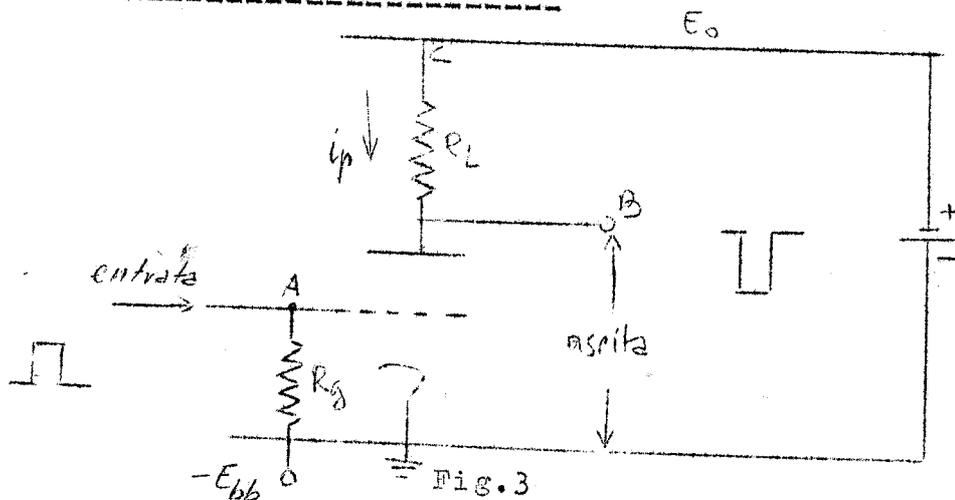
$$\frac{\Delta I_b}{\Delta E_c} E_b = \text{cost} \quad \Delta E_c = g_m e_c \quad (\text{tratto AC})$$

$$\frac{\Delta I_b}{\Delta E_b} E_c = \text{cost} \quad \Delta E_b = \frac{1}{r_p} e_p \quad (\text{tratto CB})$$

cioè ancora

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

Il triodo come amplificatore



La tensione $-E_{bb}$ fissa la polarizzazione della griglia E_0 è la tensione di alimentazione. Varranno le equazioni:

$$i_p = g_m e_c + \frac{1}{r_p} e_p \quad (4)$$

$$-R_L i_p = e_p \quad (6)$$

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

La (6) ^{si} giustifica subito ricordando che le variazioni della tensione di placca e_p sono sempre di segno opposto a quello delle variazioni della tensione di griglia e_c , o che le variazioni di corrente i_p hanno lo stesso segno di e_c .

Da (4) e (6) e tenendo conto di (5)

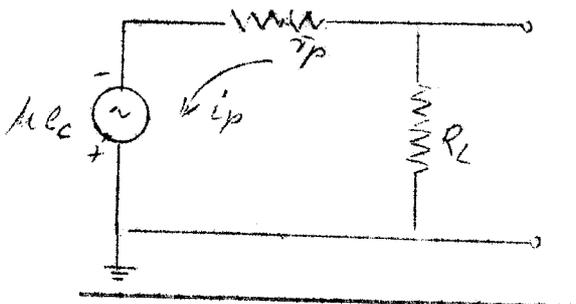
$$i_p (r_p + R_L) = \mu e_c \quad (7)$$

Dalla (7) si ricava subito il circuito equivalente dell'amplificatore di fig. 3 (x).

La valvola si comporta come un generatore di tensione μe_c con in serie le resistenze r_p e R_L .

L'uscita e_p è:

$$e_p = -\frac{\mu R_L}{r_p + R_L} e_c \quad (8)$$



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

e l'amplificazione:

$$A = \left| \frac{e_p}{e_c} \right| = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L} \quad (9)$$

se $R_L \gg r_p$ $A \sim \mu$.

μ è quindi la massima amplificazione ottenibile con l'amplificatore di fig.3.

La (8) si può mettere in altra forma:

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

posto $\frac{1}{R_c} = \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_L}$

segue $e_p = - \epsilon_m e_c R_c$

La risposta si può dunque calcolare anche dal circuito equivalente di fig.5

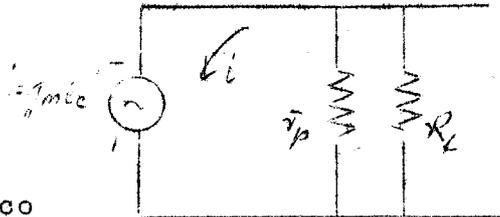
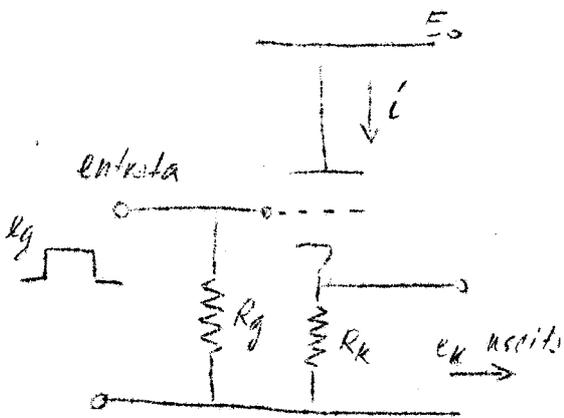


Fig.5

2) Cathode follower



Sia e_g l'ampiezza del segnale di entrata ed e_k quella del segnale di uscita;

Valgono le equazioni:

$$i = \epsilon_m e_c + \frac{1}{r_p} e_p \quad (4)$$

$$e_p = - i R_k \quad (10) \text{ (x)}$$

$$e_c = e_g - e_k = e_g - i R_k \quad (11) \text{ (x)}$$

Dalle (4) e (10) $i_p (r_p + R_k) = \mu e_c$ si ricava il circuito equivalente, che è identico al precedente con la sostituzione di R_L con R_k (o).

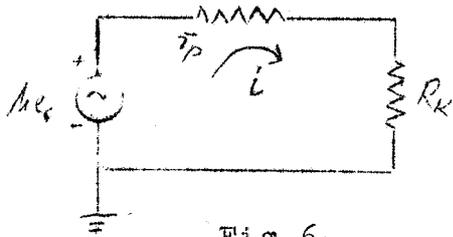


Fig.6

È da notare però che $e_k = i R_k$ ha lo stesso segno di e_g . Inoltre il generatore di tensione del circuito equivalente di fig.6 è μe_c ove e_c è la effettiva d.d.p. tra griglia e catodo. Il valore di e_k in fun-

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

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

zione di e_g si ottiene subito da (4), (10), (11):

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

e quindi

$$e_k = \frac{\mu R_k}{r_p + (\mu + 1) R_k} e_g \quad (12)$$

L'amplificazione:

$$A = \frac{e_k}{e_g} = \frac{\mu R_k}{r_p + (\mu + 1) R_k} \quad (13)$$

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

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

La (12) si può mettere in altra forma:

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

ed ancora

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

ed il circuito equivalente è:

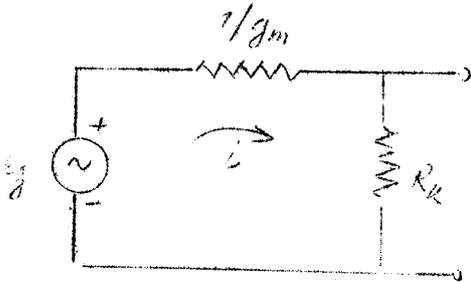


Fig. 7

il cathode follower si comporta come un generatore di tensione e_g (segnale di entrata) con impedenza interna pari a $1/g_m$.

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

Il cathode follower può essere quindi impiegato per trasformare una sorgente a grande impedenza di uscita in una a bassa impedenza come nello schema di fig. 8. Il valore di R_1 non ha più interesse anche se è molto elevato. La griglia volante della valvola presenta una impedenza di entrata praticamente infinita ($100 + 1000$ Mohm).

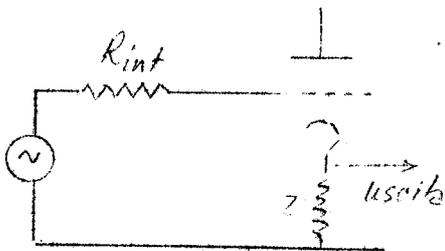


Fig. 8

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

All'uscita l'impedenza può avere ad esempio un valore tra 100 + 200 ohm.

Si può con il c.f. adattare all'entrata un cavo ad esempio di 125 ohm^(x), allora $1/g_m = 125 \text{ ohm}$

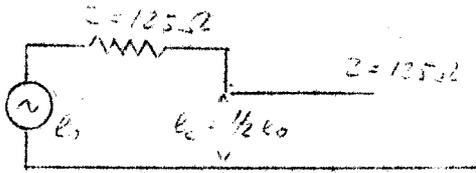


Fig.9

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

In tal modo si realizza il dispositivo di fig. 9.

3) - Proprietà degli amplificatori

Due tra le principali proprietà auspicabili in un amplificatore sono:

- a) la linearità;
- b) la stabilità della amplificazione.

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

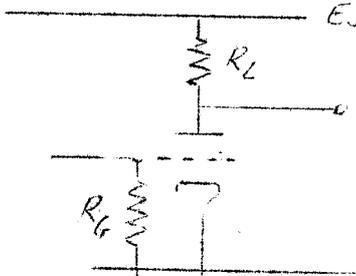


Fig.10

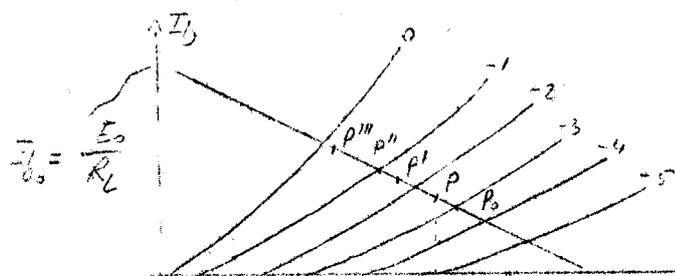


Fig.11

Si consideri l'amplificatore di fig.10: il punto di lavoro statico indicato con P_0 in fig. 11, si ottiene dall'intersezione con la caratteristica $E_c = -3$ della retta di carico^(o).

$$E_p = E_0 - I_b R_L \quad (13)$$

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_0 . 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 più proporzionali alle variazioni della tensione di griglia e_c . Il segnale di placca è $e_p = -i_b R_L$ e quindi segue la non linearità. Quindi l'amplificatore è lineare solo per impulsi e_c piccoli.

Nei circuiti con reazioni si realizza sempre questa condizione, anche se gli impulsi di comando sono elevati. Naturalmente si

(x) L'impedenza di uscita del c.f. è $1/g_m$ in parallelo ad R_k (vedi fig.7)

(o) In (13) è scritto che la tensione di placca E_p verso il catodo (massa in fig.10) è uguale a quella di alimentazione E_0 diminuita della caduta di tensione su R_L .

perde in amplificazione, ma si guadagna in linearità ed in stabilità dell'amplificazione.

Si pensi per il momento ancora all'amplificatore di fig. 10; l'amplificazione A è data da:

$$A = \frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_L}{z_p}} \quad (9) \quad \text{e} \quad R_L \ll r_p \quad (x)$$

$$A \sim g_m R_L \quad (14)$$

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. 12.

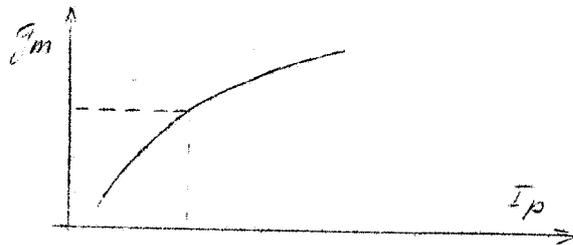


Fig. 12

Se si 'costringe' la valvola a condurre sempre la stessa corrente si può 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. 13. La valvola conduce corrente in modo che il catodo si porti 2 o 3 Volt

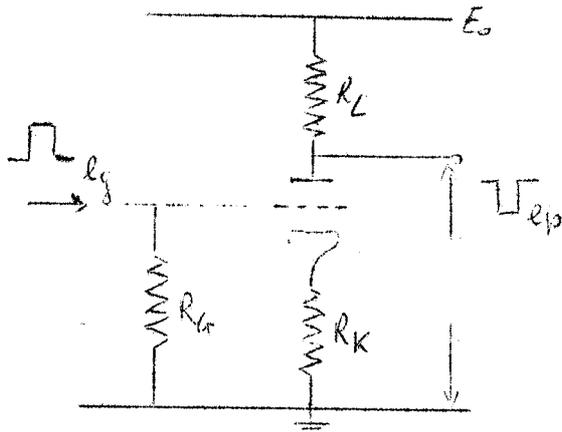


Fig. 13

al di sopra del potenziale della griglia, che è a massa (xx). Si ammette per esempio, che la E_0 di alimentazione aumenti portandosi ad $E_0 + \Delta E_0$. La valvola tende a condurre una corrente più intensa. In tal modo il catodo diviene più positivo rispetto alla griglia, ovvero la griglia diviene più negativa rispetto al catodo e tende a diminuire la corrente che la valvola conduce.

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

(xx) - Questo viene fatto 'spontaneamente' dalla valvola.

Ecco come la reazione sul catodo della valvola di figura 13 agisce, al fine di mantenere costante I_p .

Con riferimento al circuito di fig. 13 valgono le equazioni:

$$i_p = g_m o_c + \frac{1}{r_p} \quad (4)$$

$$o_p = -i_p (R_K + R_L) \quad (15)$$

$$o_c = o_g - o_K - i_p R_K \quad (16)$$

da (4) e (15) segue:

$$i_p = \frac{\mu o_c}{r_p + R_K + R_L} \quad (17)$$

ed il circuito equivalenti di fig. 14:

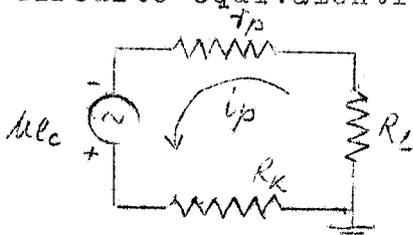


FIG. 14

Da (17) e (16) segue poi:

$$i_p = \frac{\mu o_g}{r_p + R_L + (\mu+1)R_K} \quad (18) \quad \text{da cui anche}$$

il circuito di fig. 15:

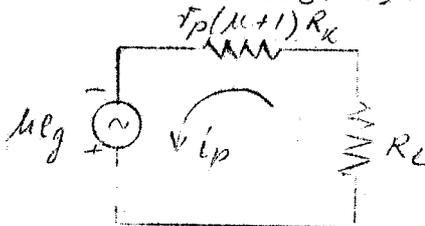


FIG. 15

$$o_p = -i_p R_L = - \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (\mu+1)R_K} o_g \quad (19) \quad \text{ed infine}$$

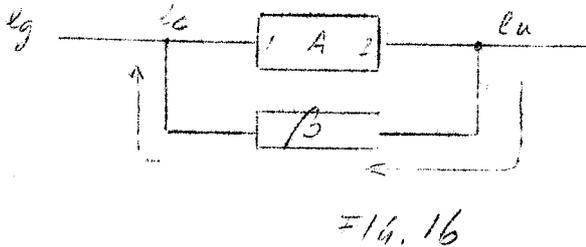
e l'amplificazione:

$$A = \left| \frac{o_p}{o_g} \right| = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (\mu+1)R_K} \quad (20)$$

Come si vede la reazione 'dovuta' ad R_K provoca una diminuzione dell'amplificazione rispetto a quella dell'amplificatore senza reazione. Basta tornare alla (16) ed osservare che il segnale effettivo che la valvola amplifica è o_c e non o_g . E' in questo senso che l'amplificatore con reazione rea-

lizza la maggiore linearità a scapito della amplificazione.

Lo schema logico nel quale far rientrare i circuiti a reazione è illustrato in fig. 16:



un dispositivo che amplifica A volte il segnale e_c ; un dispositivo che 'riporta' all'entrata una frazione β del segnale e_u . β è il fattore di reazione, cioè 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:

$$e_u = A e_c \quad (21)$$

$$e_c = e_g + \beta e_u \quad (22)$$

da (21) e (22)

$$e_c = \frac{e_g}{1 - \beta A} \quad (23) \text{ e tenendo conto di (21)}$$

$$e_u = \frac{A}{1 - \beta A} e_g \quad (24).$$

La (23) contiene quanto già detto a proposito della aumentata linearità dell'amplificatore con reazione rispetto a quello senza.

In (24) si legge che l'amplificazione è ora:

$$A_r = \left| \frac{e_u}{e_g} \right| = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (25)$$

Da 25 segue poi:

$$\frac{dA_r}{A_r} = \frac{1}{1 - \beta A} \frac{dA}{A} \quad (26)$$

La (26) stabilisce il miglioramento della stabilità dell'amplificazione.

Nella (25) è concretizzata la diminuzione di amplificazione a spese della quale si ottiene la maggiore linearità e stabilità dell'amplificatore.

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

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

Varranno i seguenti esempi a chiarire il concetto:
a) reazione negativa di tensione.

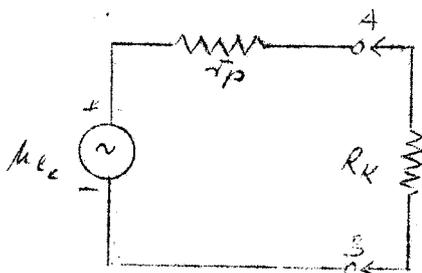


FIG. 17

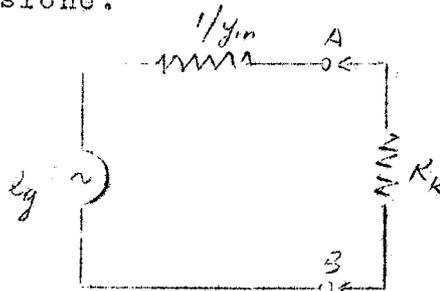


FIG. 18

In fig. 17 e 18 si riconoscono i circuiti equivalenti del cathode follower. Con esso si realizza un esempio di reazione negativa di tensione.

Si guardi al circuito di fig. 17 e si pensi allo schema di fig. 16, in cui sia eliminata la reazione.

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

$$e_u = A e_c - i Z_u = \mu e_c - \frac{\mu e_c}{r_p + R_k} r_p = \frac{\mu R_k}{r_p + R_k} e_c \quad (27)$$

In (27) con Z_u si vuole indicare la impedenza di uscita del circuito, vale a dire da impedenza vista tra A e B cortocircuitando il generatore. Nel caso di fig. 17 $Z_u = r_p$. È anche evidente che il segnale visto ai capi di R_k cioè e_u dipende dalle 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. 18 è 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 è il segnale che si invia nell'amplificatore.

Dall'esame del circuito di fig. 18 risulta che l'amplificazione è:

$$A_r = 1 \quad (28)$$

mentre:

$$e'_u = A_r e_g - i' Z_u^{(r)} = e_g - \frac{e_g}{\frac{1}{g_m} + R_k} \cdot \frac{1}{g_m} = e_g \frac{g_m R_k}{1 + g_m R_k} \quad (29)$$

$Z_u^{(r)}$ è 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 $\beta = -1$.
E quindi

$$A_{\gamma} = \frac{A}{1 + A} = \frac{\mu}{1 + \mu} \quad \text{dato che } \mu \gg 1$$

Ma si nota inoltre che

$$Z_u(\gamma) = \frac{Z_u}{1 + \beta A} \quad (30) \quad \text{infatti}$$

$$Z_u(\gamma) = \frac{\tilde{r}_p}{1 + \mu} \sim \frac{\tilde{r}_p}{\mu} = 1/g_m \quad \text{sempre perchè } \mu \gg 1.$$

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.

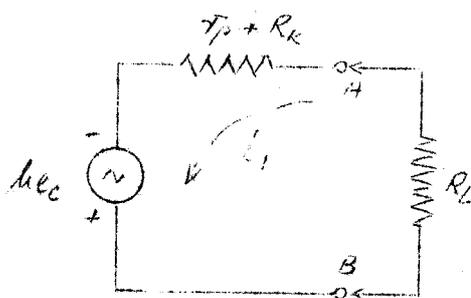


Fig. 19

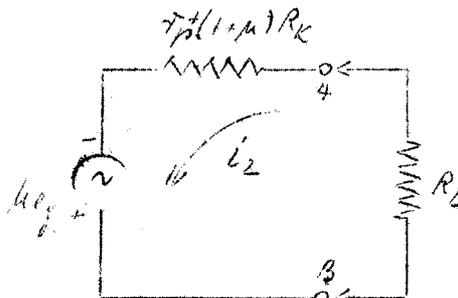


Fig. 20

In fig. 19 + 20 son i circuiti equivalenti dell'amplificatore di fig. 13.

L'introduzione di R_K sul catodo realizza la reazione negativa di corrente.

Con riferimento alla fig. 19:

$$e_{AB} = e_u = A e_c - i_1 Z_u = \mu e_c - \frac{\mu e_c}{\tilde{r}_p + R_L + R_K} (\tilde{r}_p + R_K) \quad (31)$$

In (31) 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. 20:

- (x) - La grandezza che si è indicata con A o con A_{γ} nel presente paragrafo rientra nella definizione di amplificazione ($A = e_u/e_c$) nel caso ideale $Z_u=0$. A , A_{γ} vogliono essere grandezze indipendenti che parametri quali lo Z_u , o il carico Z_K .

$$e_{AB} = e_u = A_r e_g - i_2 Z_u^{(\gamma)} = \mu e_g - \frac{\mu e_g}{r_p + R_L + (1 + \mu) R_K} [r_p + (1 + \mu) R_K] \quad (32)$$

Nella (32) si vede il comportamento dell'amplificatore con reazione. Il segnale di uscita AB è dato da quello di entrata e_g amplificato ancora $A = \mu$ volte diminuito della caduta di tensione attraverso la impedenza $Z_u^{(\gamma)}$ (x).

Per confrontare le risposte dei due circuiti terminali AB si pensi per un momento $e_g = e_c^{(xx)}$.

I circuiti di fig. 19 + 20 differiscono allora solo per la impedenza di uscita; nel caso di fig. 20 $Z_u^{(\gamma)} > Z_u$ cioè $r_p + R_K(1 + \mu) > r_p + R_K$ e l'effetto della reazione si traduce direttamente in una diminuzione del segnale di corrente che attraversa il circuito (x°). In questo senso va in

(x) - Anche qui si tenga naturalmente conto che nella (31), come pure nella successiva (32), si vogliono mettere in evidenza gli effetti 'separati' sul segnale di tensione (amplificato $A = \mu$ volte) e della impedenza Z_u .

(xx) - Sarà bene tenere presente che il circuito di fig. 19 è, si può 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 può pensare, al fine di un confronto, $e_g = e_c$.

In realtà poi i due circuiti sono la stessa cosa quando si tenga conto che $e_g = e_c + e_K$.

Questa stessa osservazione si può ripetere per l'esempio precedente dei circuiti di fig. 17 e 18.

Si potrebbe ad esempio osservare che nel caso del c.f. l'amplificazione $A \approx 1$ solo se $R_K \gg 1/g_m$. Mentre nell'esempio trattato A è sempre 1.

Ma basta ricordare che la grandezza definita come A non è in quell'esempio il rapporto $e_{AB}/e_c = e_u/e_c$ per rendersi conto che il risultato ottenuto è giusto.

(x°) - Se si ripetono le stesse osservazioni per i circuiti di fig. 17 e 18 si conclude che l'effetto della reazione è stato anche di modificare A e di qui il nome di reazione di tensione.

teso che il circuito di fig. 13 è un esempio di reazione negativa di corrente, quando si considerino i terminali A e B tra placca e massa. Naturalmente se si fa riferimento alla amplificazione $A = e_{AB}/e$ come rapporto tra il segnale prelevato all'uscita e_{AB} e quello inviato all'entrata 'e' si scopre subito come A venga diminuita nel caso di fig. 20 rispetto a quello di fig. 19, proprio per effetto del minor segnale in corrente che attraversa R_L a parità di entrata 'e'.

Anzi quando venga assunta per il circuito di fig. 19

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

A_r dalla diretta applicazione della (25).

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

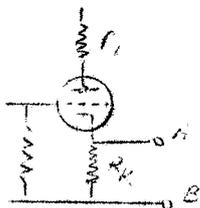
Invero:

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

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

formula ben nota o ricavata già per altre vie.

(x) - Se i terminali AB fossero tra catodo e massa allora



si avrebbe di nuovo l'esempio di reazione di tensione già visto col catodo follower.

(o) - Questa è l'amplificazione che si misura.

LEZIONE VI

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

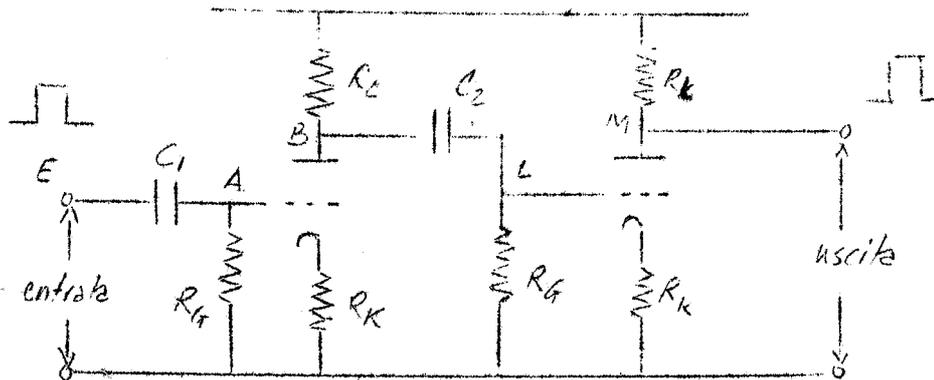


FIG. 1

In fig. 1 è 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 è 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 è collegata.

Se all'entrata si invia un impulso di durata $\Delta t \sim \sim R_g C_1 = R_g C_2$ (ad esempio) le risposte nei vari punti sono nelle fig. 2, 3, 4, 5:

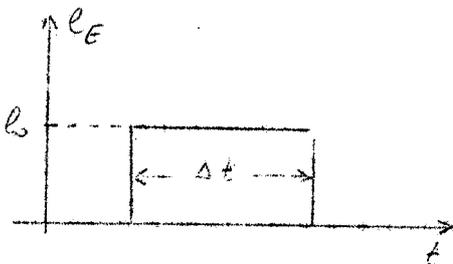


FIG. 2

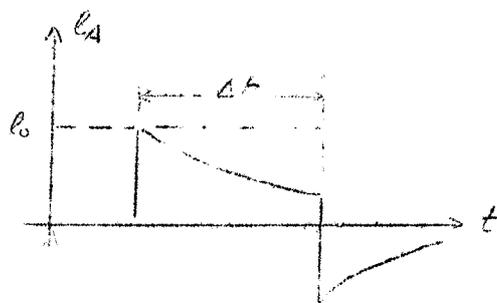


FIG. 3

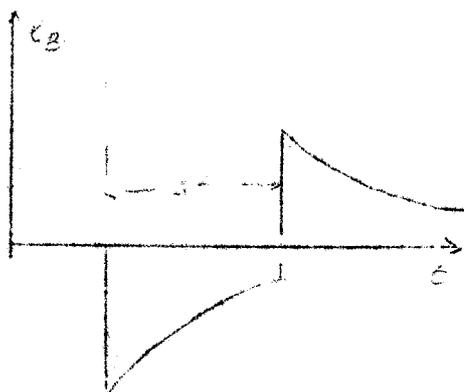


FIG. 4

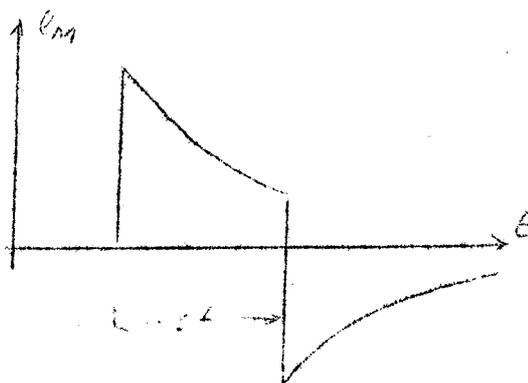


FIG. 5

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

A tale scopo può essere reso più grande C , oppure R_G o tutte e due insieme. E' bene mantenere $C \leq 1 \mu F$. Invero le grandi capacità si realizzano con condensatore elettrolitici, che presentano una induttanza interna o quindi un comportamento non buono alla a.f.; in fig. 6 è lo schema equivalente

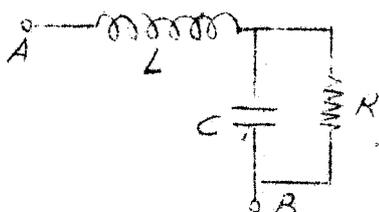


FIG. 6

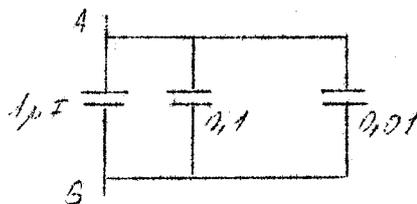


FIG. 7

te di uno di questi condensatori. L è l'induttanza R la resistenza di dispersione.

a) - E' buona regola quando s'usano grandi capacità seguire il suggerimento di fig. 7: il condensatore da $1 \mu F$ è ad esempio elettrolitico. I condensatori da $0,1$ e $0,01 \mu F$ sono invece in ceramica ed applicati tra i punti A o B (fig. 6 e 7). 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 $R_G > 1 M$. Invero anche se la griglia della valvola è negativa (rispetto al catodo) esiste sempre una corrente di griglia di circa $0,1 \mu A$. Se il valore di R è molto elevato la tensione di griglia varia. Poichè 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 più 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 può eliminare C_1 , realizzando l'accoppiamento in continua delle due valvole (fig. 8).

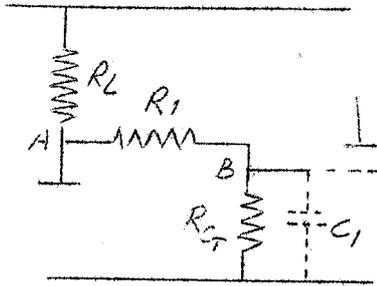


FIG. 8

La tensione nel punto B è determinata dal partitore $R_1 + R_G$. La costante di tempo $R_1 C_1$ (x) può influire, come si vedrà, sul tempo di salita dell'impulso. Per eliminare questo inconveniente conviene rendere piccola la costante $\tau_1 = R_1 C_1$ scegliendo un valore piccolo per R_1 . Il punto B si

porterà praticamente alla tensione del punto A. Si vede subito la necessità di più alimentatori qualora il circuito sia costituito da una catena di più elementi collegati come descritto. (°)

Risposta ai tempi brevi

C_2 è la capacità di entrata del circuito seguente, aumentata della capacità delle connessioni. C_1 è la capacità

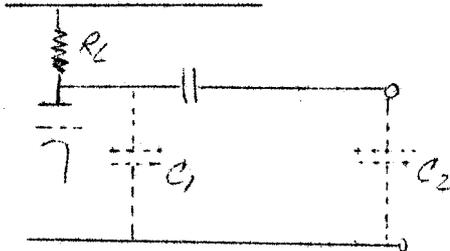


FIG. 9

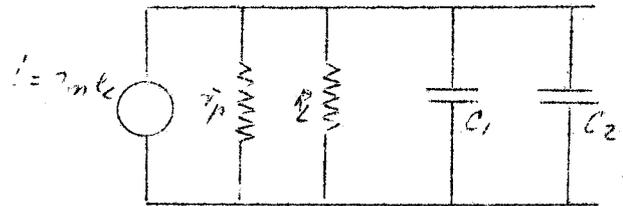
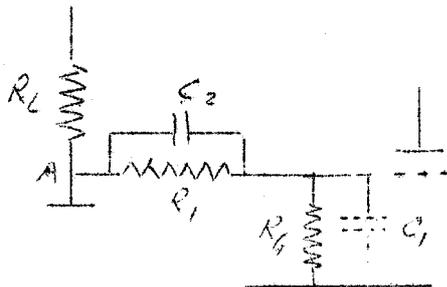


FIG. 10

complessiva verso massa che l'amplificatore presenta ai tempi brevi (si veda in seguito l'effetto Miller). Il circuito equivalente per tempi brevi è mostrato in fig. 10: se $R_L \ll r_p$ allora $R_L // r_p \sim R_L$.

- (x) - C_1 rappresenta la somma della capacità di entrata dello stadio successivo e quella delle connessioni.
 (°) - Un altro metodo è quello di mettere un condensatore C_2 tra A e B in modo tale che $R_1 C_2 = R_G C_1$.
 Si realizza così un 'partitore compensato'.



ed il circuito di fig. 11 sostituisco quello di fig. 10. Lo effetto di questo circuito

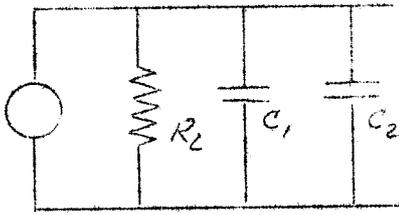


Fig. 11

è di allungare il tempo di salita dell'impulso. Poichè C_1 e C_2 sono caratteristiche del circuito (tal volta $C_1 + C_2 = 20\text{pF}$) si può rendere R_L più piccola. Naturalmente così facendo si perde in amplificazione.

Si pensi al seguente esempio:

si desidera una grande amplificazione e quindi si pone ad esempio $R_L = 100\text{ K}\Omega$. Supponendo $C = C_1 + C_2 = 20\text{pF}$ segue una costante del circuito

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

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

In tal situazione è puramente illusorio credere di amplificare, ad esempio, un impulso di 20 ns ponendo la $R_L = 100\text{ K}\Omega$

La risposta che si avrebbe è illustrata in fig. 12: il

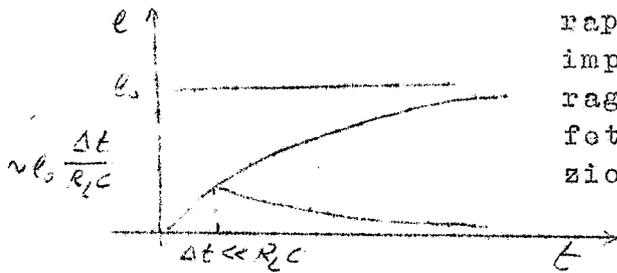


FIG. 12

rapporto tra l'ampiezza e_0 che lo impulso, se lungo rispetto ad $R_L C$ raggiungerebbe e l'ampiezza che effettivamente raggiunge nelle condizioni poste è dato da

$$S \approx \frac{\Delta t}{R_L C}$$

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

Effetto Miller.

In fig. 13 sono disegnate le capacità 'viste' all'entrata di un amplificatore:

- C_{pK} capacità placca catodo
- C_{gp} capacità griglia placca
- C_{gK} capacità griglia catodo

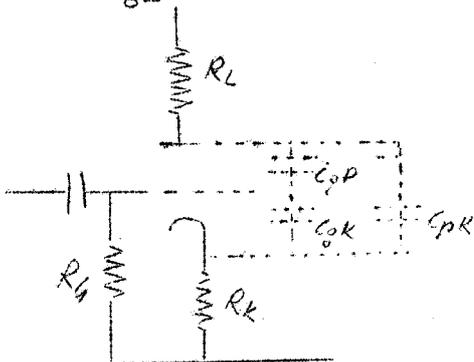


FIG. 13

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 è negativa) e sul catodo un segnale $e_K = A_K e_g$ (A_K è l'amplificazione sul catodo $A_K > 0$). Se il segnale è abbastanza lungo tutti i condensatori si caricano e la carica totale è $q = q_1 + q_2$ ove:

$$q_1 = C_{gp} (1 - A_p) e_g \quad (1-A_p) e_g \text{ è la variazione di d.d.p. tra griglia e placca}$$

$$q_2 = C_{gk} (1 - A_k) e_g \quad (1-A_k) e_g \text{ la corrispondente variazione tra griglia e catodo}$$

La capacità 'vista' all'entrata è quindi:

$$\frac{q}{e_g} = C_e = C_{gp}(1-A_p) + C_{gk}(1-A_k) \quad (1)$$

Nella (1) si legge che la capacità C_{gp} aumenta di un fattore $(1-A_p)$ (si ricordi che $A_p < 0$), mentre C_{gk} diminuisce del fattore $(1-A_k)$ ($A_k > 0$).

Quindi la capacità d'entrata di un triodo è molto più grande di quella effettivamente calcolata staticamente. Questo è l'effetto Miller.

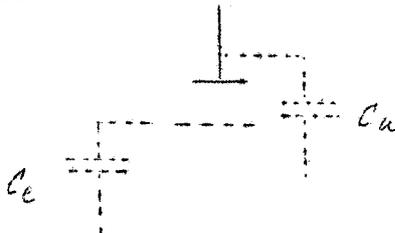
Naturalmente questo effetto si traduce in un aumento del tempo di salita dell'impulso.

In conseguenza dell'effetto Miller il triodo è 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 capacità di entrata e di uscita



ad esempio la 6 AK5 ha $g_m = 4000 \mu\text{mho}$
E180F ha $g_m = 12000 \mu\text{mho}$

Influenza di una capacità sul catodo

Spesso per evitare l'uso di più alimentatori si suole autopolarizzare la valvola ponendo una resistenza sul catodo e la griglia a massa. In tal modo però si riduce l'amplificazione a causa della reazione così introdotta. Per eliminare gli effetti della reazione ai fini di ottenere una

maggiore amplificazione si mette una capacità C_K tra catodo e massa e, come si suole dire, si 'blocca il catodo a massa'. Naturalmente il catodo viene 'bloccato a massa' per l'impulso.

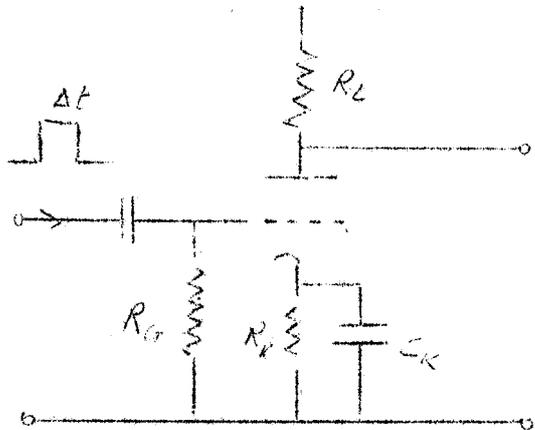


FIG. 14

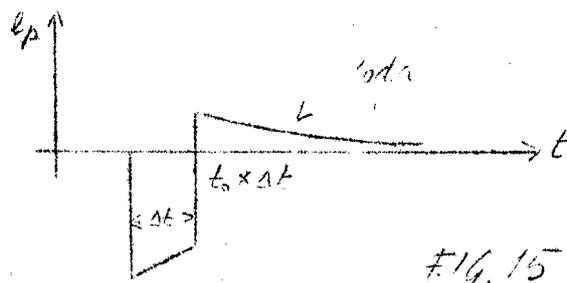


FIG. 15

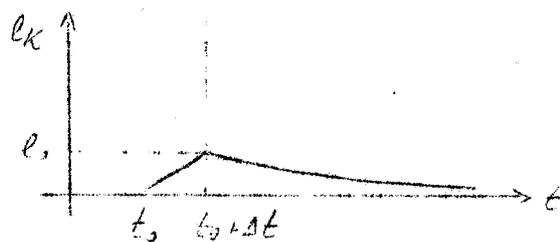


FIG. 16

Le risposte sul catodo e sulla placca all'impulso di entrata sono in fig. 15 * 16: durante l'impulso il condensatore C_K si carica sino alla tensione e_0 legata alla corrente i che è fluita nel circuito ed al tempo Δt della relazione

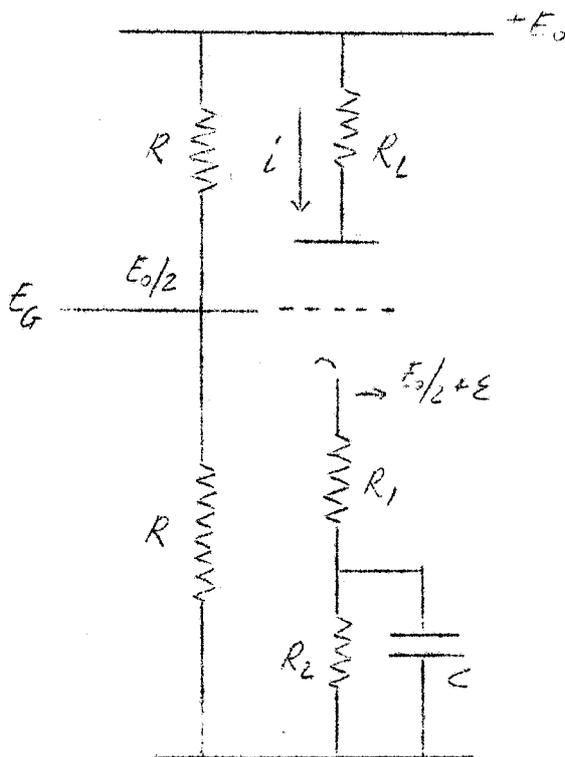
$$e_0 = \frac{Q}{C_K} = \frac{1}{C_K} i \Delta t$$

All'istante $t_0 + \Delta t$ termina l'impulso di comando ed il condensatore inizia la scarica con la legge tracciata in fig. 16.

Tutto avviene quindi come se in griglia all'istante $t_0 + t$ entrasse un segnale identico solo di segno opposto. E quindi in placca lo si vedrà amplificato sotto forma di una coda positiva. Quanto più grande è C_K tanto più piccola è l'ampiezza massima della coda, ma tanto più lunga la sua durata.

Schema di progetto

Si è stabilito di polarizzare la griglia a $+E_0/2$ (fig. 17). Allora il partitore costituito dalle 2 resistenze uguali ad



R realizza $E_G = E_0/2$. Si vuole che in condizioni statiche la valvola tiri una corrente 'i'. Basta ricordare che una resistenza nel catodo permette di autopolarizzare le valvole, portando a una tensione $E_0/2 + \varepsilon$ con $\varepsilon = 2 + 3$ volt. Quindi

$$(R_1 + R_2)i = E_0/2 + \varepsilon$$

e poichè R_1 è fissato per ottenere una certa reazione ($R_1 100 + 200 \Omega$) si ricava subito

$$R_2 = \frac{E_0/2 + \varepsilon}{i} - R_1 \approx \frac{E_0/2 + \varepsilon}{i}$$

se $\frac{E_0/2 + \varepsilon}{i} \gg R_1$.

Il condensatore C serve a bloccare durante l'impulso la resistenza R_2 per far sì che la reazione sia dovuta solo ad R_1 .

Come si vede non si è fatto uso delle caratteristiche. Sarà bene osservare comunque che questi vanno sempre consultate al fine di non stabilire valori di i che portino fuori della curva di massima dissipazione.

La potenza dissipata da una valvola è data da $P = iV_{pK}$ ove i è la corrente V_{pK} la d.d.p. tra placca e catodo.

FIG. 17

Un metodo per diminuire il tempo di salita

Se si ricorda lo schema di fig. 10 e quanto detto a proposito dell'effetto Miller si riconosce subito che un modo per migliorare il tempo di salita dell'impulso è rendere R_L piccola. In tale modo però la valvola conduce una corrente 'i' molto intensa e può uscire fuori della zona di massima dissipazione.

Si può ovviare all'inconveniente in due modi:

- si sceglie un alimentatore a tensione più bassa o la valvola tirerà certo una corrente più piccola.
- 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. 18:

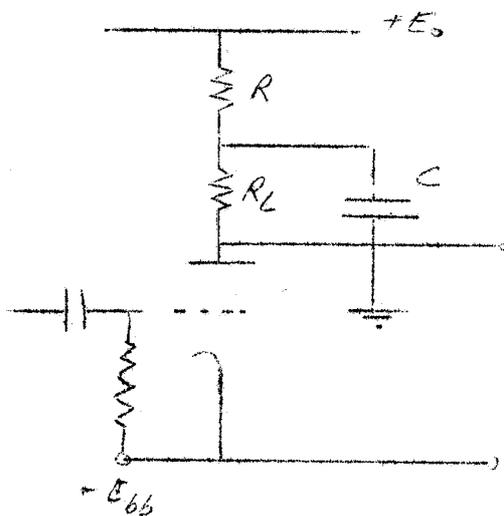


FIG. 18

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

Si può dire che durante l'impulso C funge da serbatoio di carica e riversa nelle valvole la corrente necessaria. In pratica si fa RC $(100 + 1000) \Delta t$ ove Δt è la durata dell'impulso:

Un altro metodo per migliorare il tempo di salita consiste nel porre una induttanza L in serie ad R_L (vedi fig. 19). Lo schema equivalente pensando l'amplificatore come un generatore di corrente è in fig. 20.

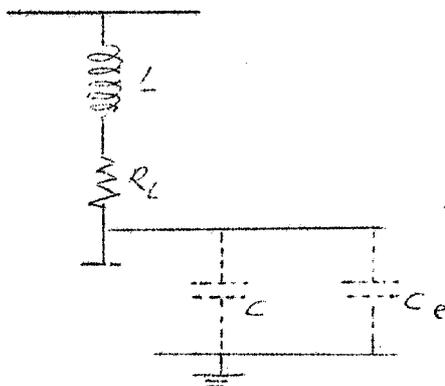


FIG. 19

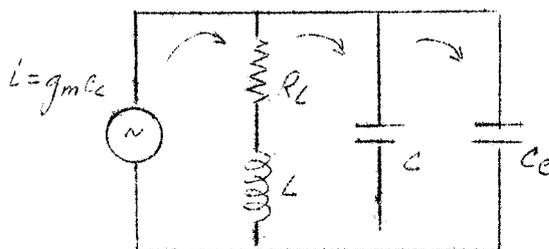


FIG. 20

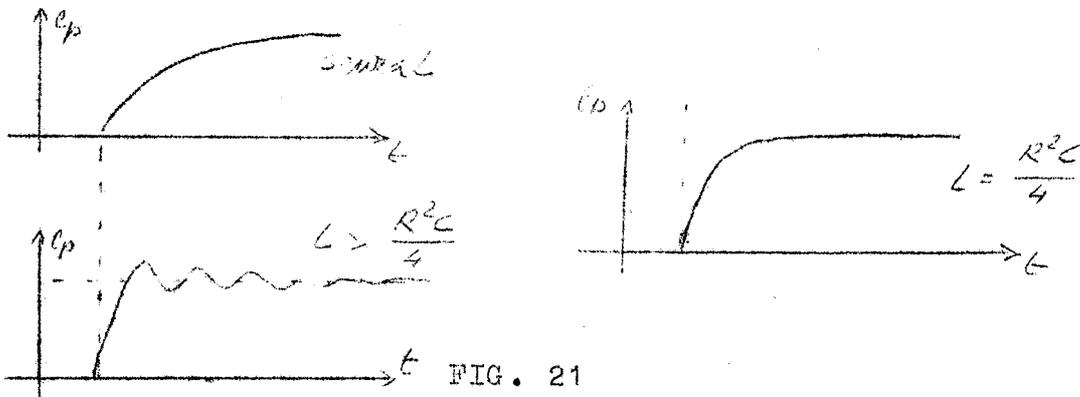
C e C_e sono rispettivamente le capacità di uscita dell'ampli

ficatore e l'eventuale capacità d'entrata del circuito seguen-
to.

Ai tempi brevi L è una impedenza infinita ed allora il condensatore $C + C_0$ si carica con tutta la corrente i . Si realizza così un tempo di salita più breve.

Si osservi che il circuito equivalente di fig. 18 è un LRC e che la risposta che esso fornisce può essere oscillante se non si scelgono opportunamente i parametri. L'unico parametro fissato dal circuito è $C + C_0 = C'$. Basterà scegliere $R = 2 \sqrt{L/C}$ ovvero $L = R^2 C / 4$ per ottenere una risposta senza oscillazioni (vedi fig. 19).

Con questo si riesce a migliorare il tempo di salita sino al 30%.



La risposta alle basse frequenze.

Questo problema è già 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. 22 con un impulso molto lungo, ad esempio a 0,05 sec; il circuito

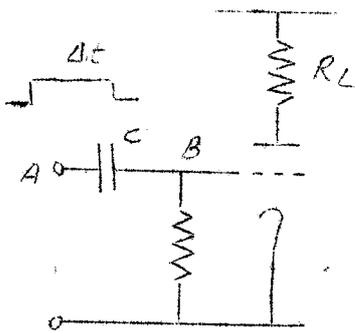


FIG. 22

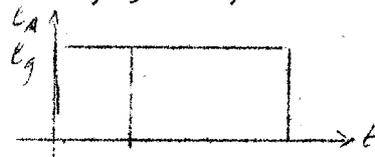


FIG. 23

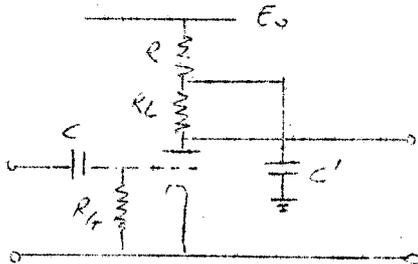
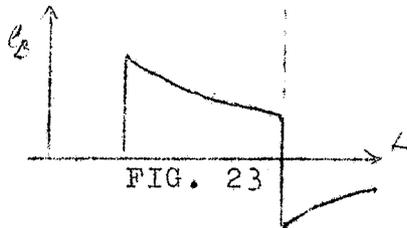


FIG. 25

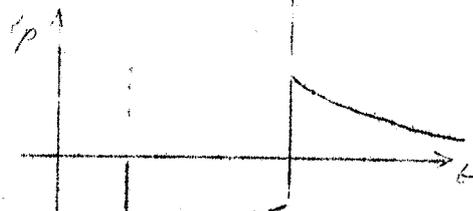


FIG. 24

di entrata abbia per esempio $C = 10^5$ pF $R_G = 0,5$ M Ω quindi $\tau = 5 \cdot 10^5 \cdot 10^{-7} = 5 \cdot 10^{-2}$ sec = 0,02 sec cioè: $\tau \sim \Delta t$.

Il circuito di entrata differenzia il segnale e_g come mostrato in fig. 23 o la risposta e_p è in fig. 24.

Per ovviare a questo inconveniente si adotta l'accorgimento di fig. 25.

La condizione è $RC' = R_G C$. In tal modo la resistenza di placca, che per i tempi brevi è R_L , per la continua è $R_L + R$. L'amplificazione aumenta nel tempo perchè 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. 26:

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

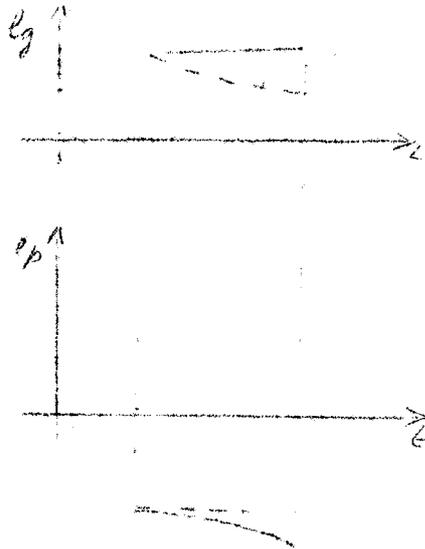


FIG. 26

Con il dispositivo di fig. 27 si elimina questo inconveniente purchè sia $R // R_1 + R_2 \gg C$ o $\tau \gg T$ ove T è il periodo delle oscillazioni:

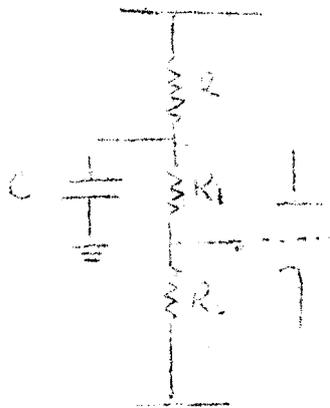


FIG. 27

a) Lo stesso dispositivo di fig. 25 può servire ad eliminare le oscillazioni della tensione E_0 che possono essere provocate dal fatto che l'amplificatore tira molta corrente ad ogni impulso. Se la costante di tempo $\tau = R // (R_L + R_p) C'$ è molto più 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. 17. Se E_0 'batta' i segnali entrano nella griglia o vengono amplificati.

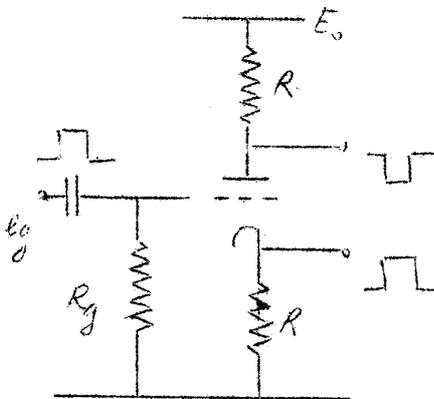
LEZIONE VII1) - Circuito invertitore

Fig. 1

Con riferimento a fig. 1 valgono le solite equazioni:

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

$$e_c = e_g - e_k = e_g - iR \quad (2)$$

$$e_p = -i 2R \quad (x) \quad (3)$$

Da (1) e (3) segue:

$$i(r_p + 2R) = \mu e_c \quad (4)$$

e quindi il circuito equivalente di fig. 2, che è lo stesso sia dal punto di vista del catodo che della placca.

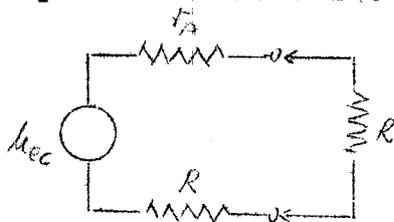


Fig. 2

Differiscono solo per la polarità del generatore equivalente.

Da (4) tenendo conto di (2)

$$i [2r_p + (\mu + 2)R] = \mu e_g \quad (5)$$

e di conseguenza il circuito di fig. 3 ancora valido da entrambi i punti di vista e con la sola differenza sulla polarità.

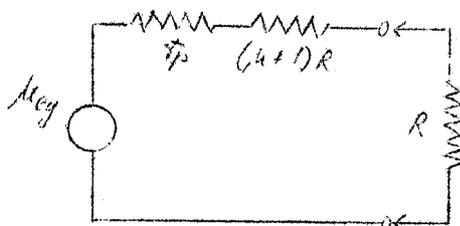


Fig. 3

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

$$e_{up} = -\frac{\mu R}{r_p + (\mu + 2)R} e_g \quad (6)$$

$$e_{uk} = \frac{\mu R}{r_p + (\mu + 2)R} e_g \quad (7)$$

L'amplificazione $A = A_p = A_k$ è:

$$A = \frac{\mu R}{r_p + (\mu + 2)R} = \frac{1}{(1/g_m R) + 1} \quad (8)$$

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

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

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

$$A \sim 1 \quad (9)$$

Circuiti di questo tipo sono però poco lineari.

2) - Amplificatore parafase

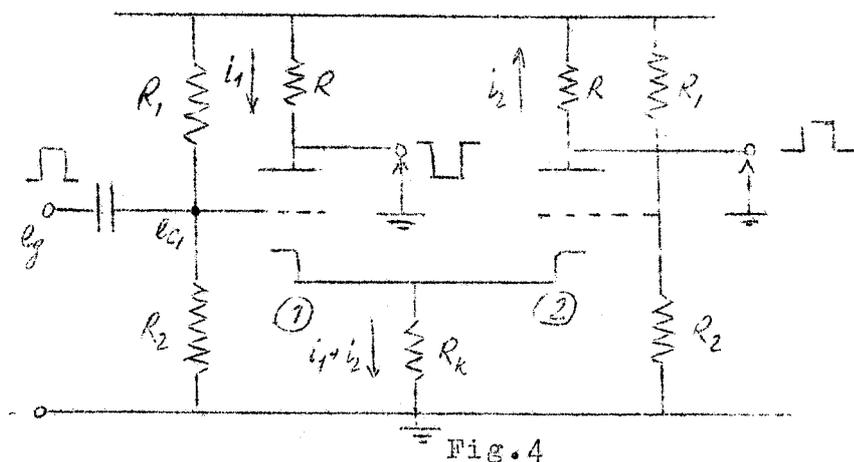


Fig.4

Con riferimento a fig.4 e con ovvio significato dei simboli:

$$i_1 = g_m e_{c1} + \frac{1}{r_p} e_{p1} \quad (10)$$

$$i_2 = g_m e_{c2} + \frac{1}{r_p} e_{p2} \quad (11)$$

$$e_{p1} = - R i_1 - R_k (i_1 + i_2) \quad (12)$$

$$e_{p2} = - R i_2 - R_k (i_1 + i_2) \quad (13)$$

$$e_{c1} = e_g - e_k = e_g - (i_1 + i_2) R_k \quad (14)$$

$$e_{c2} = - R_k (i_1 + i_2) \quad (15)$$

Da (10) (11) (12) e (13) segue:

$$\begin{cases} i_1 \{ r_p + R + R_k \} + i_2 R_k = \mu e_{c1} \\ i_1 R_k + i_2 \{ r_p + R + R_k \} = \mu e_{c2} \end{cases} \quad (16)$$

ed il circuito equivalente di cui lo (16) sono equazioni è in fig.5.

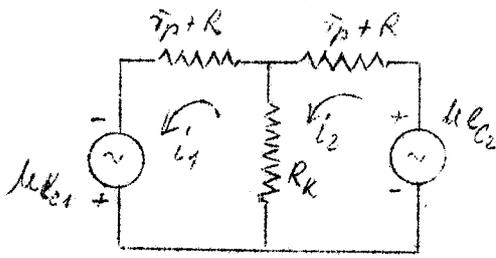


Fig. 5

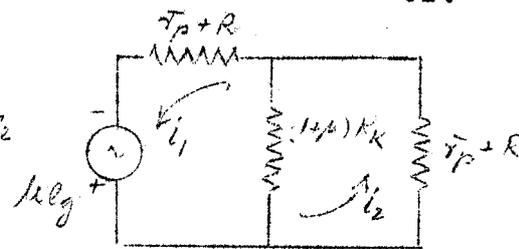


Fig. 6

Tenendo conto ora di (14) (15) e (16) :

$$\begin{cases} i_1 \{ r_p + R + (\mu+1)R_k \} + i_2 (\mu+1)R_k = \mu e_g \\ i_1 (\mu+1)R_k + i_2 \{ r_p + R + (\mu+1)R_k \} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

ed il circuito equivalente è in fig. 6.

Risolvendo il sistema (17) si ricava

$$i_1 = \frac{\mu e_g}{r_p + R} \frac{r_p + R + (1+\mu)R_k}{r_p + R + 2(1+\mu)R_k} \quad (18)$$

$$i_2 = - \frac{\mu e_g}{r_p + R} \frac{(1+\mu)R_k}{r_p + R + 2(1+\mu)R_k} \quad (19)$$

Da (18) e (19) si vede che i_1 ed i_2 hanno verso opposto come indicato nelle figure 5 e 6.

Ricordando che:

$$e_{up1} = - R i_1 \quad e_{up2} = - R i_2 \quad \text{segue subito:}$$

$$e_{up1} = - e_g \frac{\mu R}{r_p + R} \frac{r_p + R + (1+\mu)R_k}{r_p + R + 2(1+\mu)R_k} \quad (20)$$

$$e_{up2} = e_g \frac{\mu R}{r_p + R} \frac{(1+\mu)R_k}{r_p + R + 2(1+\mu)R_k} \quad (21)$$

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

$$e_{up1} = - \frac{e_g}{2} \frac{\mu R}{r_p + R} \quad (22)$$

$$e_{up2} = \frac{e_g}{2} \frac{\mu R}{r_p + R} \quad (23)$$

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

L'amplificazione è nelle ipotesi poste

$$A = \frac{1}{2} \frac{\mu R}{r_p + R} \quad (24)$$

3) - Amplificatore differenziale

Lo stesso amplificatore può essere usato adoperando en trambe le entrate e provando il segnale di uscita tra le due placche. Come viene qui di seguito mostrato tale segnale è proporzionale alla differenza dei segnali d'entrata.

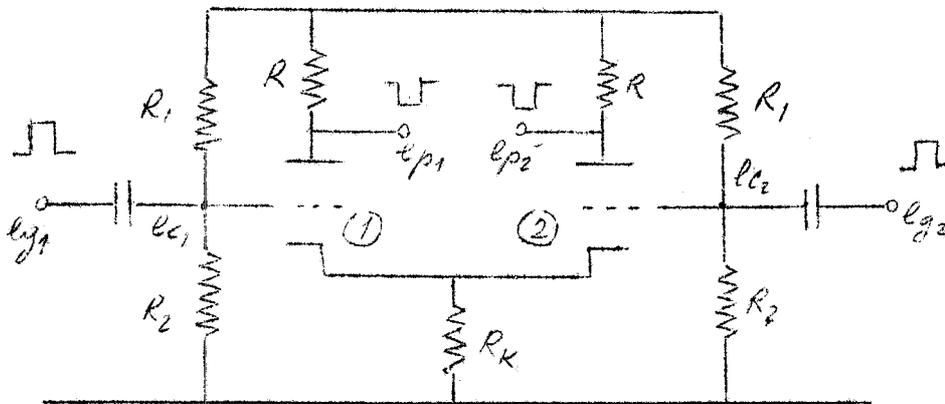


FIG. 7

con riferimento a fig. 7

$$i_1 = g_m e_{c1} + \frac{1}{r_p} e_{p1} \quad (25)$$

$$i_2 = g_m e_{c2} + \frac{1}{r_p} e_{p2} \quad (26)$$

$$e_{p1} = -R i_1 - R_K (i_1 + i_2) \quad (27)$$

$$e_{p2} = -R i_2 - R_K (i_1 + i_2) \quad (28)$$

$$e_{c1} = e_{g1} - e_K = e_{g1} - R_K (i_1 + i_2) \quad (29)$$

$$e_{c2} = e_{g2} - e_K = e_{g2} - R_K (i_1 + i_2) \quad (30)$$

Da (25), (26), (27) e (28) segue:

$$\begin{cases} i_1 \{ r_p + R + R_K \} + R_K i_2 = \mu e_{c1} \\ i_1 R_K + \{ r_p + R + R_K \} i_2 = \mu e_{c2} \end{cases} \quad (31)$$

le equazioni (31) rappresentano il circuito equivalente di fig. 8 (x):

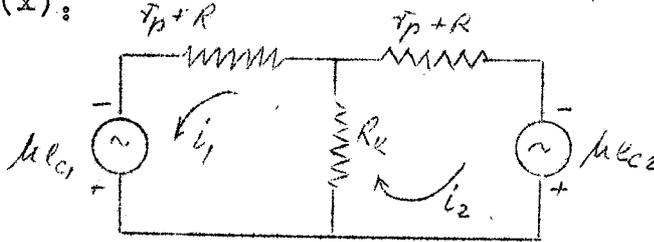


FIG. 8

Da (31), (29) e (30) si ha poi:

$$\begin{cases} i_1 \{ r_p + R + (1+\mu) R_K \} + (1 + \mu) R_K i_2 = \mu e_{g1} \\ i_1 (1 + \mu) R_K + \{ r_p + R + (1+\mu) R_K \} i_2 = \mu e_{g2} \end{cases} \quad (32)$$

e di qui segue il circuito equivalente di fig. 9.

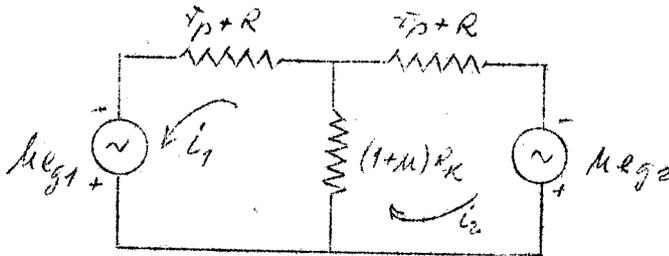


FIG. 9

Risolvendo il sistema (32) si ricava:

$$i_1 = \mu \frac{\{ (r_p + R) e_{g1} - (1+\mu) R_K (e_{g2} - e_{g1}) \}}{(r_p + R) \{ r_p + R + 2 (1 + \mu) R_K \}} \quad (33)$$

$$i_2 = \mu \frac{\{ (r_p + R) e_{g2} - (1+\mu) R_K (e_{g1} - e_{g2}) \}}{(r_p + R) \{ r_p + R + 2 (1 + \mu) R_K \}} \quad (34)$$

Ricordando che

$$e_{up1} = - R i_1$$

$$e_{up2} = - R i_2 \quad \text{si ottiene}$$

$$e_{up1} = - \mu R \frac{\{ (r_p + R) e_{g1} - (1+\mu) R_K (e_{g2} - e_{g1}) \}}{(r_p + R) \{ r_p + R + 2 (1 + \mu) R_K \}} \quad (35)$$

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

$$e_{up2} = - \mu R \frac{\{ (r_p+R) e_{g2} - (1+\mu)R_K(e_{g1} - e_{g2}) \}}{(r_p+R) \{ r_p+R+2(1+\mu) R_K \}} \quad (36)$$

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

$$e_{up1} - e_{up2} = - \frac{\mu R}{r_p+R} (e_{g1} - e_{g2}) \quad (37)$$

La (37) mostra chiaramente che prendendo l'uscita differenziale $e_{p1} - e_{p2}$ si ottiene un impulso proporzionale alla differenza dei segnali di entrata cioè $(e_{g1} - e_{g2})$.

Il fattore di proporzionalità è l'amplificazione differenziale $A = \mu R / (r_p + R)$ a meno del segno.

Un circuito che fornisce un impulso di uscita proporzionale al quadrato dell'impulso di entrata è mostrato in fig. 10:

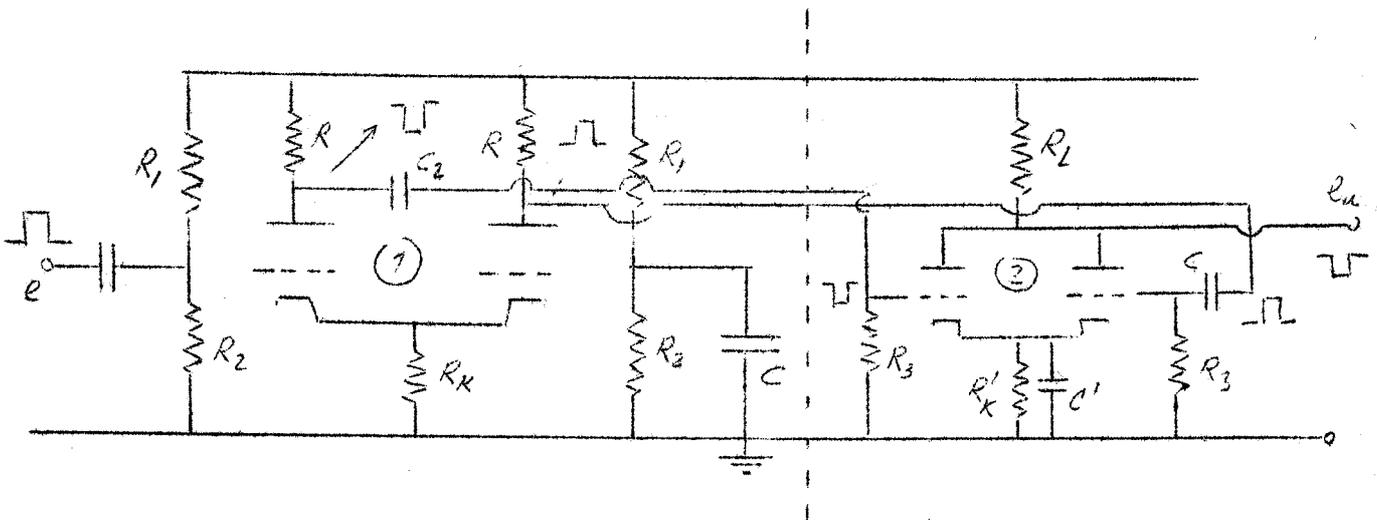


FIG. 10

Il circuito è costituito di due stadi.

- 1) E' un circuito parafase
- 2) E' un amplificatore la cui uscita è proporzionale alla somma algebrica dei segnali di entrata.

Come si è 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, perchè le due entrate sono uguali e di polarità opposta. Ma in realtà gli amplificatori non sono mai perfettamente lineari.

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

$$i = a_1 e_g + a_2 e_g^2 + a_3 e_g^3 + \dots \quad (38)$$

ove con e_g si è indicata un generico segnale di entrata. La corrente che fluisce nel circuito di fig. 8 per effetto dei due segnali e' e $-e'$ provenienti dall'amplificatore parafase è la somma algebrica delle correnti dovute a ciascuno dei due segnali cioè:

$$i = i_1 + i_2 \quad \text{ove} \quad (39)$$

$$i_1 = a_1 e_g' + a_2 e_g'^2 + a_3 e_g'^3 + a_4 e_g'^4 + \dots$$

$$i_2 = -a_1 e_g' + a_2 e_g'^2 - a_3 e_g'^3 + a_4 e_g'^4 + \dots \quad (40)$$

$$i = 2 \left[a_2 e_g'^2 + a_4 e_g'^4 + \dots \right] \quad (41)$$

Come si vede dalla (41) 'i' non è nulla e poichè $a_4 \ll a_2$ si può scrivere:

$$i = 2a_2 e_g'^2 \quad (42)$$

In tal modo il segnale di uscita è:

$$e_u = -R_L i = -2a_2 R_L e_g'^2 \quad (43)$$

La (43) mostra che e_u è effettivamente proporzionale al quadrato di e_g .

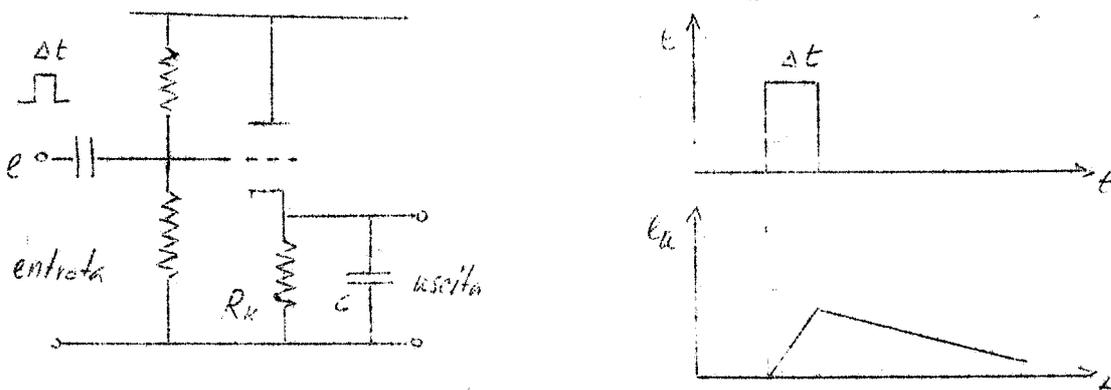
Se si ricorda che e_g è l'uscita dell'amplificatore parafase ed è legata all'impulso di entrata 'e' dalla (22) o dalla (23) si riconosce che e_u è proporzionale al quadrato di "e".

Normalmente è necessario amplificare e_u . Infatti il fattore a_2 che compare nella (43) è 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 c.f. è mostrato in fig. 11



Il condensatore C posto sul catodo è tale che $R_K C \gg \Delta t$, ove Δt è la durata dell'impulso di comando.

Il circuito funziona per impulsi positivi. In figura 12 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 è praticamente spenta. In questa condizione C non 'vede' più 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 .

Si realizza così l'allungamento dell'impulso.

Talvolta la resistenza di uscita del c.f., cioè $1/g_m$, è ancora troppo grande e limita la corrente con la quale si carica C .

Un circuito che realizza un generatore con impedenza di uscita ancora più piccola è quello di fig. 14 detto anche circuito a Totem.

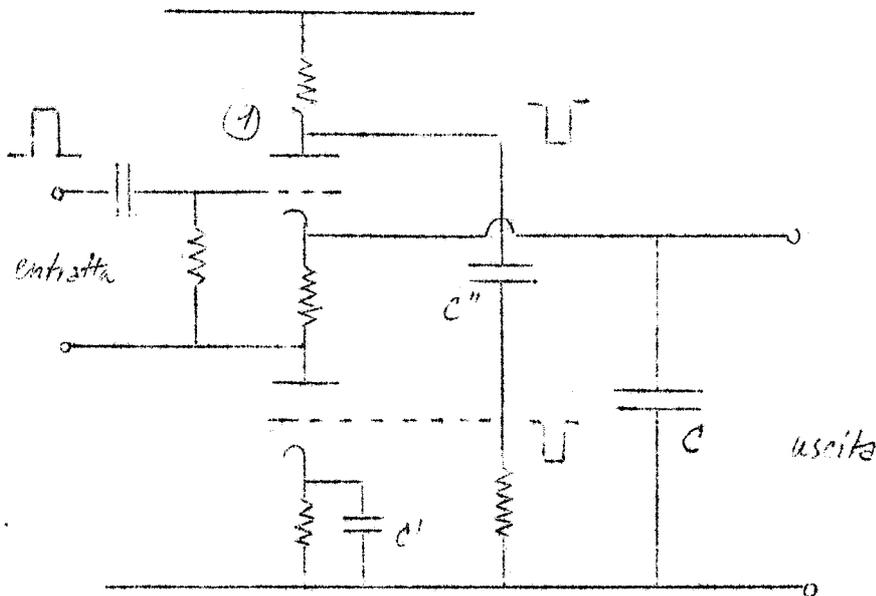


FIG. 14

(x) - Il circuito equivalente è quello di fig. 13 e se

$R_K \gg 1/g_m$ il condensatore si carica attraverso la resistenza $1/g_m \sim 100 \Omega$.

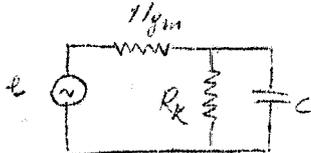


Fig. 13

(o) - L'impedenza di uscita del c.f. è $1/g_m$ quando la valvola tira corrente.

Si pensi per un attimo al circuito già trattato con il c.f. Ivi la corrente di carica del condensatore è $i = \Delta I$. 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 sarà $I + \Delta I$.

Questo avviene nel circuito a totem 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 Ω .

Per far sì che C si scarichi con una costante di tempo molto lunga si usa adoperare un diodo come in fig. 15. La resistenza inversa di un diodo a cristallo è sempre di

$1 + 2 \text{ M}\Omega$.

Se l'impulso che si vuole allungare è già lungo ($\Delta t > 10 \mu s$) allora è opportuno impiegare un diodo a vuoto (x), con il che si ottiene una resistenza inversa $> 1000 \text{ M}\Omega$ ed il condensatore praticamente rimane carico sempre.

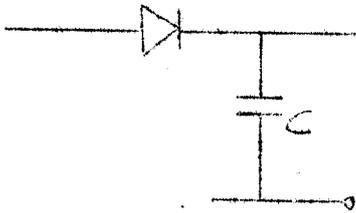


FIG. 15

5) - Amplificatori con reazione negativa.

Il circuito di fig. 14 è molto usato per amplificare impulsi con tempo di salita sino a 100 ns. Presenta una eccezionale stabilità.

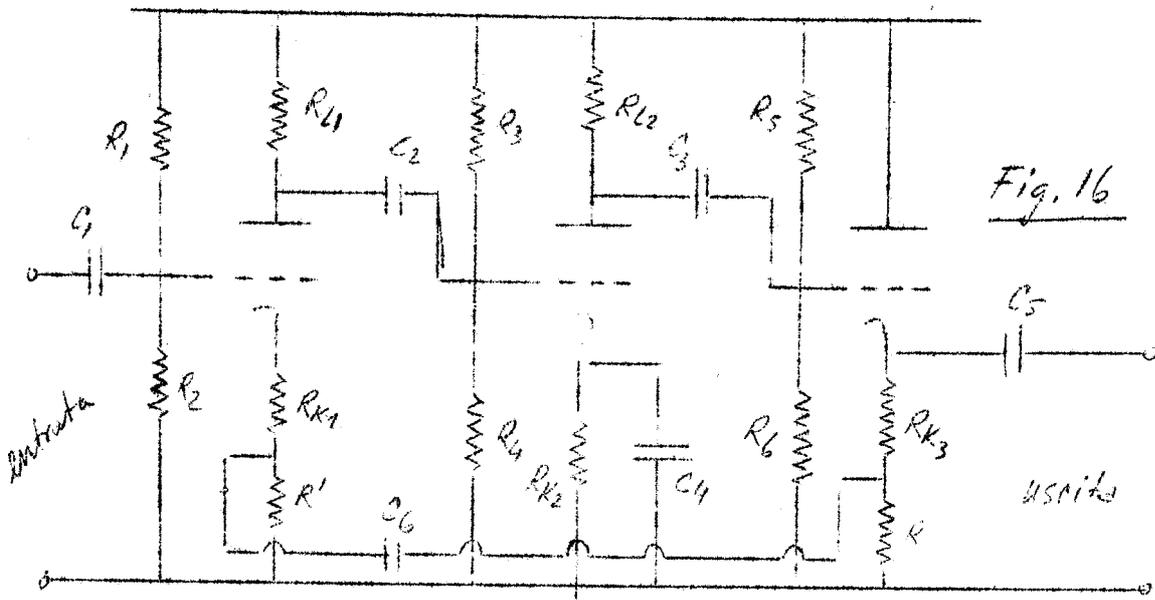


Fig. 16

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

Come si vede in fig. 16 consta di due amplificatori in cascata seguiti da un cathode follower.

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

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

$$A_r \approx -1/\beta \quad (44) \quad \text{poichè } A \gg 1.$$

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

$$A_r = 100.$$

Ricordando la fig. 14 si calcola β .
Il segnale di uscita

$$e_u = i (R_{K3} + RR'/R+R') \quad (45)$$

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

$$e_u = i (R_{K3} + R') \quad (46)$$

e la frazione di segnale riportata in entrata

$$e' = i R'$$

$$|\beta| = \frac{e'}{e_u} = \frac{R'}{R_{K3} + R'} \quad (47)$$

Si è indicato il modulo di β perchè 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} è abbastanza piccola e serve a creare un pò 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 vorrebbe sollecitata da impulsi troppo elevati.

Si può giustificare con un ragionamento la (44). Si pen

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

si ad un impulso di entrata di + 1 volt. Se la prima valvola amplifica 10 e la seconda 100 sul c.f. 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 è andata su di 1 volt, il catodo è salito di 10 volt, l'impulso complessivo in griglia è negativo e l'uscita dovrebbe essere negativa. Questo è assurdo. Il catodo della prima valvola può al massimo salire di 1 volt. In tal modo la prima valvola amplifica pochissimo ed è la seconda che praticamente fornisce tutta l'amplificazione.

6) - Anode follower

È il circuito di fig. 17 e serve ad invertire la polarità dell'impulso d'entrata

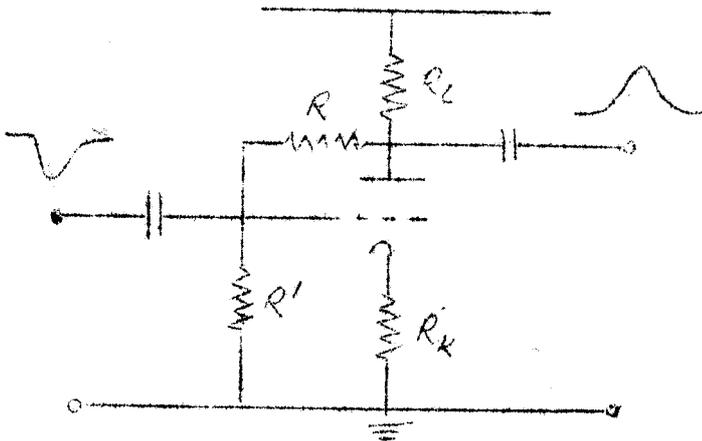


FIG. 17

Valgono le equazioni:

$$i_p = g_m e_c + \frac{1}{r_p} e_p \quad (48)$$

$$e_p = -i_p \left[R_k + \frac{R_L (R + R')}{R_L + (R + R')} \right] \quad (49)$$

$$e_c = e_g - i_p \frac{R_L (R + R')}{R_L + (R + R')} \cdot \frac{R'}{R + R'} = e_g - i_p \left\{ R_k + \frac{R_L R'}{R_L + (R + R')} \right\} \quad (50)$$

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

Tenendo conto di queste si ricava:

$$i_p = \left\{ r_p + R_L + R_K + \mu R_K + \mu \frac{R_L R'}{R_L + (R + R')} \right\} = \mu e_g \quad (51)$$

e quindi

$$e_u = - \frac{\mu e_g R_L}{Z_p + (\mu + 1) R_K + \left\{ \frac{R_L R'}{R_L + (R + R')} + 1 \right\} \mu} \quad (52)$$

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

L'amplificazione A viene dunque

$$A = \left| \frac{e_u}{e_g} \right| = \frac{\mu R_L}{r_p + \mu \left[R_K + \frac{R_L R'}{R_L + (R + R')} \right]} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_L} + \frac{R_K}{R_L} + \frac{R'}{R + R'}} \quad (53)$$

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

$$A \cong \frac{1}{\frac{R'}{R + R'}} \quad (54)$$

Se $R' \gg R$ $A \sim 1$ (55).

Ad osemplio se $R = R'$ $A = 2$ ecc.

Il circuito di fig. 15 è lento più del.c.f. e poco usato.

(x) - Si ricordi che anche qui si fa uso dell'ipotesi

$$R + R' \gg R_L$$

LEZIONE VIII1) - Progetto di un amplificatore a due stadi.

Problema:

progettare un amplificatore lineare per impulsi positivi da 0 a 1 volt contempo di salita $\tau = 200$ ns e amplificazione $A = 36$.

Si supponga la durata Δt 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 è μ).

Una valvola che soddisfa a questa condizione è ad esempio il doppio triodo 12AT7.

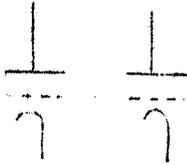


Fig. 1

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 somitriodo

$C_{gp} = 1,5$ pF	$\mu = 60$
$C_{gk} = 2,2$ pF	$r_p = 10 + 15$ K Ω
$C_{pk} = 0,5$ pF	$g_m = 5000$ μ mho.
$C_{fk} = 2,4$ pF	$1/g_m = 200$ Ω
$V_{pkmax} = 300$ Volt	
$V_{gkmax} = - 50$ volt	$P_p = 2,5$ watt ^(°)
$V_{fkmax} = \pm 90$ volt(x)	

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

(x) P_p è la massima dissipazione di placca.

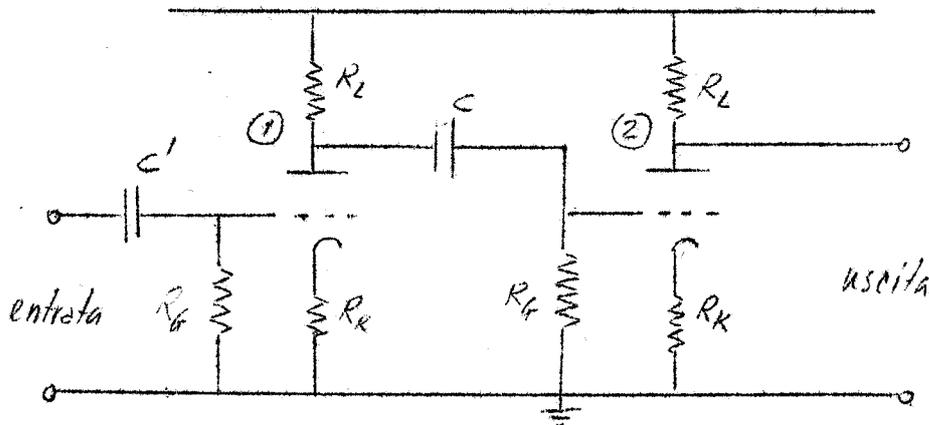


FIG. 2

Si assume per ora lo schema di fig. 2.

a) Calcolo di R_L .

Il valore di R_L è direttamente legato a quello del tempo di salita. Supponendo di poter trascurare le costanti di tempo dell'entrata e dell'uscita rispetto al costante di tempo introdotte dal circuito di accoppiamento^(x) il tempo si può porre

$$\tilde{\tau} = 3 R_L C_1 \quad (1)$$

Nella (1) C_1 rappresenta la capacità totale per tempi brevi. Si noti ancora che nella (1) andrebbe posto il parallelo di R_L ed $r_p R_L / r_p$. In pratica si pone R_L : il risultato che così si ottiene non può essere che migliore.

Il valore di R_L che si determina dalla (1) è R_{Lmax} , compatibilmente col valore di $\tilde{\tau}$ o C_1 . Con questo valore di R_L la amplificazione risulterà > 6 . Per portarla a 6 si introdurrà allora un pò di reazione negativa, concretizzata in fig. 2 nelle resistenze R_K .

Nella (1) è noto solo $\tilde{\tau} = 200$ ns. Per determinare R_L sarà necessario prima calcolare C_1 :

b) Calcolo di C_1 .

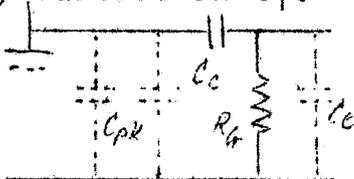


Fig. 3

Come da fig. 3 si vede che

$$C_1 = C_{pK} + C_c \quad (2)$$

o tenendo conto dell'effetto Miller

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

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

$$C_1 = C_{pk} + C_{gk}(1-A_k) + C_{gp}(1-A_p) + C_c \quad (3)$$

ove C_c è la capacità presentata dalle connessioni.

Ricordando che $A_p = -6$ e sostituendo i valori numerici in (3)

$$C_1 = 0,5 + 2,2(1-A_k) + 1,5 \times 7 + C_c \quad (4)$$

Se si pone $A_k \sim 1/2$ si compie errore trascurabile (si vede in seguito) mentre per C_c si può assumere il valore $C_c = 5 \text{ pF}$. Segue da (4)

$$C_1 = 17 \text{ pF} \quad (5)$$

e da (1) e (5) con $\tau = 200 \text{ ns}$

$$R_L = 4 \times 10^3 \text{ Ohm} \quad (6)$$

Tra le resistenze che più approssimano il valore di 4×10^3 c'è quella da 3,9 Kohm. Si assuma allora $R_L = 3,9 \text{ Kohm}$.

c) Calcolo di R_k .

L'amplificazione di uno stadio è data da:

$$A' = \frac{\mu R_L}{r_p + R_L + (1 + \mu) R_k} \quad (7)$$

esprimendo le resistenze in Kohm e ricordando che $A' = 6$ segue da (7)

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

$$R_k \approx 330 \text{ ohm} \quad (8)$$

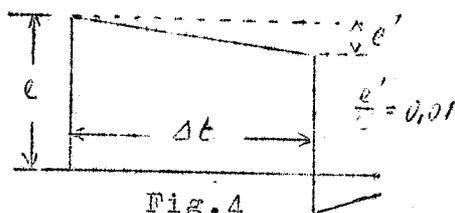
ove si è assunto per r_p il valore $r_p = 15 \text{ Kohm}$

d) Si è detto che non conviene fare R_G troppo grande. Si assumo

$$R_G = 100 \text{ Kohm} \quad (9)$$

e) Calcolo di C .

Sia il circuito $R_G C$ che il circuito di accoppiamento $R_G C$ (fig.2) 'derivano' il segnale. Il calcolo che qui segue si riferisce al solo circuito di accoppiamento.



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).

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

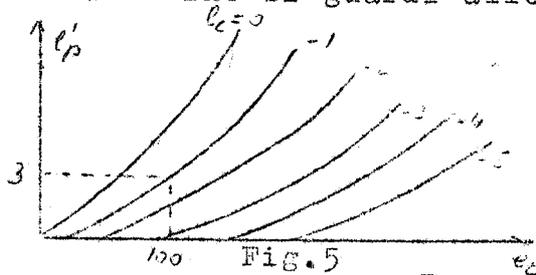
Allora $R_G C = 100 \Delta t$ ove Δt è la durata dell'impulso (fig.4).
Ricordando che $\Delta t = 160 \mu s = 10^{-4}$ sec

$$C = 0,1 \mu F \quad (10)$$

L'amplificatore così costituito funziona in pratica solo per impulsi tra 0 e 0,1 volt. Infatti se si fa riferimento a fig.2 si scorge che nella valvola (2) 'entra' un segnale di -6 volt quando nelle (1) entra 1 volt. Questo segnale spegne la valvola 0, se anche non fa questo, la porta a lavorazione non lineare.

Si presenta quindi il problema di polarizzare opportunamente le valvole (2).

A tale fine si guardi alle caratteristiche (fig.5).



Primo stadio:

La griglia della valvola è sempre negativa di 1 o 2 volt rispetto al catodo. Nel caso in esame $1/g_m = 200$ $R_k = 330 \Omega$ e la risposta e_k ad un segnale di e_g in griglia è

$$e_k = e_g \frac{R_k}{(1/g_m) + R_k} = e_g \frac{330}{530} \sim 0,6 e_g \quad (11)^{(x)}$$

Se in condizioni statiche la griglia è a -1 volt, durante un impulso di +1 volt la griglia passa a -0,4 volt. In condizioni normali si 'vuole' la griglia a -1 volt. Con rif a fig.5 si vede che il catodo deve 'stare' a +1 volt e quindi la corrente che attraversa la valvola:

$$i = 1/330 \sim 3 \text{ mA} \quad (12)$$

La tensione in placca (vedi fig.5) deve essere allora 100 volt. E' bene a questo punto controllare la dissipazione:

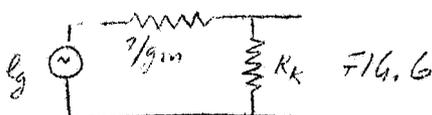
$$W = 100 \times 3 \times 10^{-3} = 0,3 \text{ watt} < 2,5 \text{ watt}$$

Una corrente di 3 mA attraverso una resistenza $R_L = 4 \text{ Kohm}$ provoca una caduta di tensione

$$V = 4 \times 3 = 12 \text{ volt} \quad (13)$$

(x) La risposta e_k ad un segnale e_g è: $e_k = \frac{\mu e_g R_k}{r_p + R_L + (1 + \mu) R_k}$ che nell'ipotesi $R_L/r_p \ll 1$ si può

scrivere: $e_k = \frac{\mu e_g R_k}{1 + \mu R_k} = \frac{g_m e_g R_k}{1 + g_m R_k} = \frac{e_g}{(1/g_m) + R_k} R_k$ di qui il circui



to equivalente (fig.6) o di conseguenza la (11).

Si supponga l'alimentazione a 300 volt (fig.7) e si vede subito che la tensione in placca non è 100, bensì 288 volt. Per portare $e_p = 100$ volt si adotta l'accorgimento di fig.8/

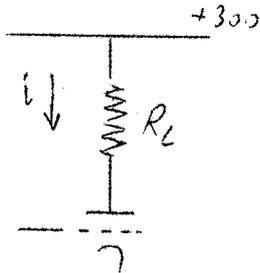


Fig.7

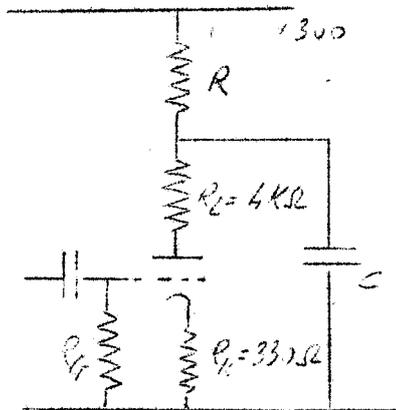


Fig.8

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

$$R = \frac{300 - 112}{3 \times 10^{-3}} = \frac{188}{3} 10^3 \quad 68 \text{ Kohm} \quad (14)$$

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 è $e_g = +1$ volt sulla placca $e_p = -6$ volt quindi $\Delta V_B = 0,06$ volt.

Il valore di ΔV_B si calcola da:

$$\Delta V_B = \frac{\Delta i \Delta t}{C} \quad (15)$$

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

Guardando sulle caratteristiche in corrispondenza a $e_c = -0,4$ (si ricordi il ragionamento fatto precedentemente) la variazione e_p rispetto al valore statico è

$$i_p = \Delta i = 2 \times 10^{-3} \text{ A} = 2 \text{ mA} \quad (16)$$

e da (15) tenendo conto che $t = 200 \mu\text{s}$ e $V_B = 0,06$ volt segue:

$$C \cong 3,3 \times 10^{-6} \text{ F} = 3,3 \mu\text{F} \quad (17)$$

È questo il valore minimo di C per ottenere il valore di V_B . Esistono condensatori con capacità $C = 4 \mu\text{F}$. In parallelo ad essi si metteranno anche i condensatori ceramici come già spiegato.

Secondo stadio:

In condizioni statiche la valvola deve condurre molta corrente. Invero se essa conduce 10 mA la tensione statica di placca è circa 260 volt. Spegnendo la valvola si ottiene un impulso di 40 volt. Come si vede la condizione supposta è appena sufficiente a dare la richiesta uscita di 36 volt per

l'entrata di 1 volt.

Comunque è sempre da scartare la situazione precedente perchè nella zona di caratteristiche in cui si spegne la valvola è assai poco lineare.

E' quindi opportuno ottenere i 36 volt di 'uscita' senza che la valvola si spenga con i -6 volt di 'entrata'. A tal fine se si fa condurre alla valvola una corrente statica di 15 mA la caduta di tensione su R_L è circa 60 volt, ed il segnale di 36 Volt di ottiene senza che la valvola esca dalla zona lineare.

A questo punto è bene stabilire subito la tensione di placca compatibile con la massima dissipazione della valvola. Per una corrente $i = 15$ mA

$$W = 2,5 = 15 \cdot e_p \cdot 10^{-3} \quad (18)$$

$$e_p = \frac{2,5}{15} \cdot 10^3 \sim 165 \text{ Volt} \quad (19)$$

Dalle caratteristiche (fig. 9) risulta una tensione $e_p = 150$ V per la corrente $i = 15$ mA, quando $e_c = 0$. Il valore di e_p

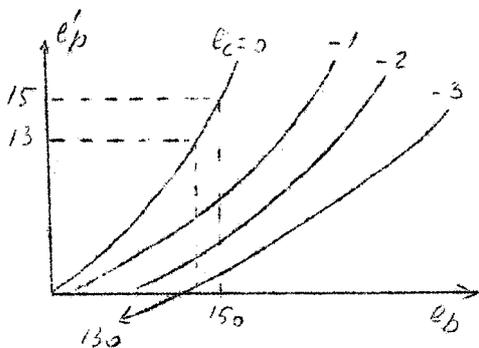


FIG. 9

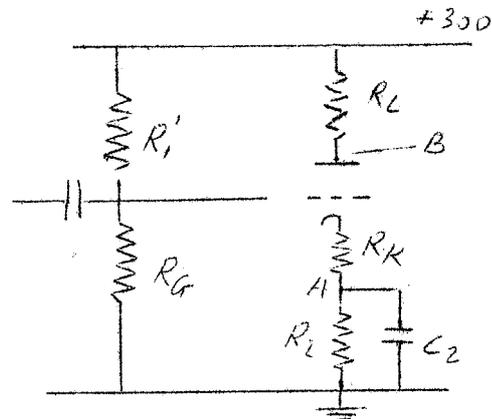


FIG. 10

ora ottenuto è appena inferiore al valore limite di fig.9. Basta un impulso in placca superiore a $0,1 \cdot 150$ per portare la valvola a lavorare fuori della zona di massima dissipazione.

A questo punto si presentano due soluzioni:

- si cambia valvola scegliendone una con caratteristiche più adatte alla situazione in esame.
- si rinuncia in parte alla linearità facendo condurre meno corrente alla valvola.

Per continuare nell'esempio, comunque istruttivo per i metodi indicati, si seguirà il criterio b.

Una corrente $i = 13$ mA fornisce $e_p \sim 130$ volt quando $e_c = 0$ (fig. 9). Lo schema di fig. 2 va modificato come in fig. 10 per quanto riguarda il II stadio:

La tensione E_B sarà:

$$E_B = 300 - 13 \times 4 = 248 \text{ volt} \quad (20)$$

poichè $e_b = V_{PK} = 130$ volt il catodo deve portarsi ad una tensione V_K tale che

$$248 - V_K = 130 \quad (21)$$

e quindi

$$V_K = 108 \text{ volt} \quad (22)$$

La resistenza R_2 va calcolata in modo che:

$$(330 + R_2) 13 \times 10^{-3} = 108 \quad (23)$$

e segue

$$R_2 \cong 8 \text{ K}\Omega \quad (24)$$

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

S'è visto che nelle condizioni di fig. 8 il catodo segue per circa il 60% il segnale sulla griglia.

Nelle attuali il massimo segnale in griglia è $e_g = -6$ volt da cui $|e_c| \sim 3,5$ volt e quindi

$$\Delta V_A = 0,035 \quad (25)$$

Il valore di C_2 segue dalla

$$\frac{\Delta i}{C_2} \Delta t = \Delta V_A \quad (26)$$

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

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

$$\text{Da (26)} \quad C_2 \cong 32 \mu\text{F} \quad (27)$$

Come al solito si metteranno ad esso in parallelo due condensatori da $1 \mu\text{F}$ in carta e $0,1 \mu\text{F}$ in ceramica. In tal modo c'è un condensatore per tutti i tempi (lungi, intermedi, brevi).

La resistenza R_1 andrà scelta in modo che la tensione statica di griglia sia ~ 108 Volt.

R_g si pone per es. $100 \text{ K}\Omega$.

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

$$V_{fk} = \pm 90 \text{ volt} \quad (28)$$

- a) nella prima valvola il catodo è a + 1 volt
 b) nella seconda valvola il catodo è a + 108 volt.

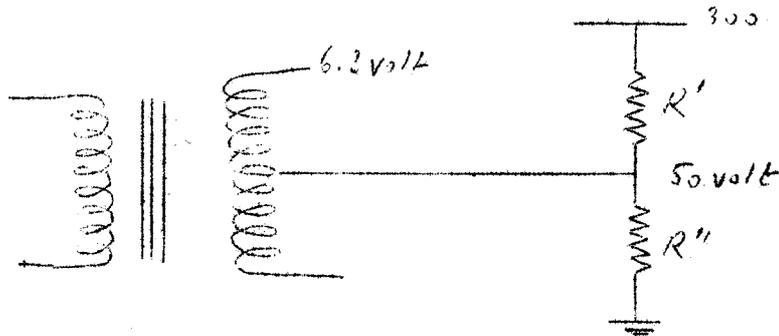


FIG. 11

In fig. 11 è realizzato il dispositivo che permette di mantenere i filamenti a circa 50 volt rispetto al catodo e sotto il valore limite (28). Nel secondario del trasformatore che alimenta i filamenti c'è sempre il terzo filo come in fig. 11.

L'amplificatore così realizzato non è 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.

Per trovare il punto di lavoro statico di un amplificatore con resistenza su placca e catodo si può seguire lo schema seguente:

l'equazione della retta di carico è

$$e_b = e_o - i(R_L + R_K) \quad (29)$$

vale anche l'altra equazione

$$e_c = E_g - iR_K \quad (30)$$

ove E_g è la polarizzazione di griglia verso massa.

Fissati i parametri R_L , R_K , e_0 , E_g la valvola si porterà in un punto di lavoro caratterizzato dalla corrente i . I valori di e_p ed $e_c^{(x)}$ sono quindi ricavabili da (29) e (30) nota che sia i .

Sulle caratteristiche di fig. 12 si può tracciare la retta (30) calcolando i per due valori noti di e_c ad esempio $e_c = -1$ e $e_c = -3$. Il punto P di intersezione delle due rette (30) e (29) stabilisce il punto di lavoro della valvola. Invero solo in P la corrente ha lo stesso valore per ambedue le equazioni.

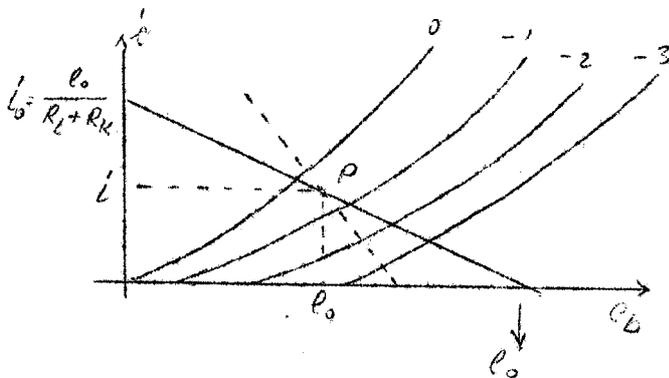


FIG. 12

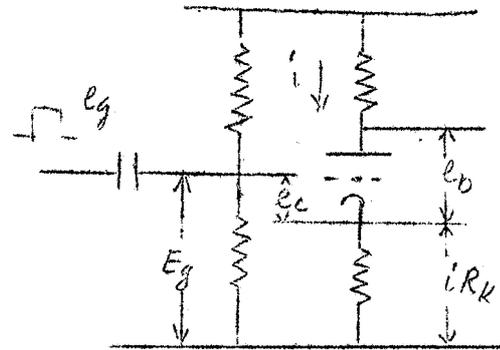


FIG. 13

Un impulso sposta per la sua durata il punto di lavoro da P in un altro punto P'. Questo si troverà cercando l'intersezione tra la (29) e la retta:

$$e_c = E_g + e_g - i R_K \quad (31)$$

ove e_g è l'ampiezza dell'impulso.

Le equazioni (29) (30) (31) si riferiscono ad uno schema tipo come in fig. 13.

(x) - Sia e_p che e_c sono i potenziali di placca e griglia rispetto al catodo.

LEZIONE IXCircuiti di Clipping

Si abbia un impulso come in fig. 1. Si voglia eliminare la coda negativa. A tale scopo si usa il circuito di fig. 2 o quello di fig. 3.



FIG. 1

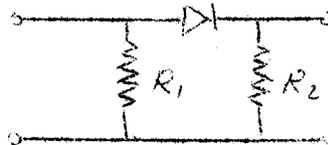


FIG. 2

La risposta sarà del tipo rappresentato in figura 4:

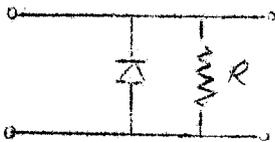


FIG. 3



FIG. 4

Una parte anche se piccola della coda negativa 'passa' perchè la resistenza inversa del diodo è grande ma non ∞ .

Si osservi inoltre lo schema di fig. 5. r indica la resistenza interna del generatore. Il circuito di clip per gli impulsi che passano si comporta come un partitore resistivo di cui fa parte r . Solo se $R \gg r$. L'ampiezza dell'impulso non viene praticamente diminuita.

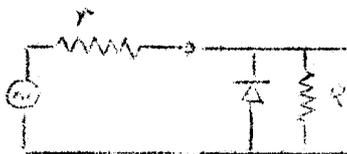


FIG. 5

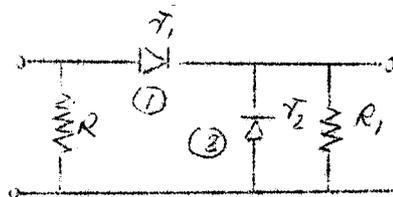


FIG. 6

Meglio di tutti è la combinazione data in figura 6: r_1 ed r_2 indicano le resistenze 'dirette' dei diodi. Per gli impulsi che passano il circuito è un partitore resistivo.

Se $R_1 \gg r_1$ passa praticamente il 99% dell'impulso d'entrata positivo, mentre in uguale percentuale viene attenuata la coda negativa dato che la resistenza inversa del diodo 1 è molto maggiore di r_2 .

E' comunque da notare che se l'impulso inviato nel circuito di fig. 3 proviene da un cavo con, ad esempio, $z = 200$ la parte che passa uscirà fortemente attenuata dato che la resistenza diretta del diodo e z sono dello stesso ordine di grandezza.

E' in questo caso nettamente preferibile la combinazione 'serie-parallelo' rappresentata in fig. 7.

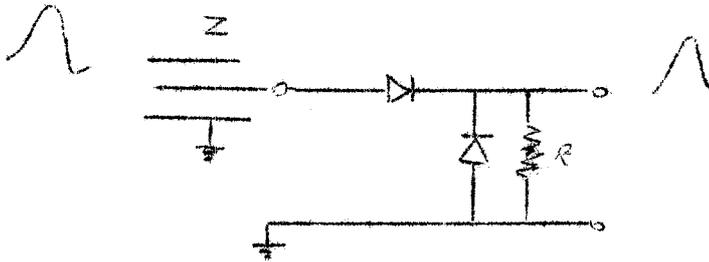


FIG. 7

Si consideri l'impulso di fig. 8. Talvolta è necessario far passare dell'impulso la parte superiore ad una tensione v_0 (fig. 9), oppure quella inferiore allo stesso limite.

I circuiti che servono a realizzare la prima condizione sono i circuiti di 'clip', la seconda condizione si realizza con i circuiti 'limitatori'.

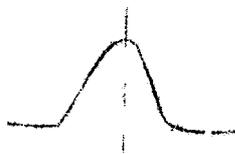


FIG. 8

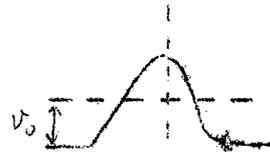


FIG. 9

a) Circuiti di clip.

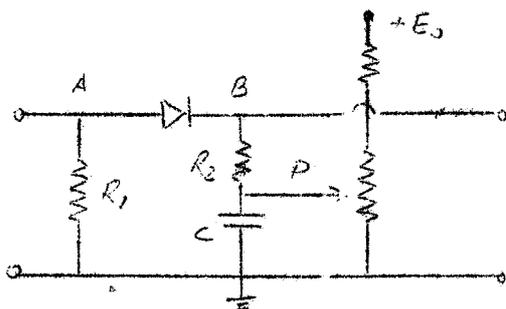


FIG. 10

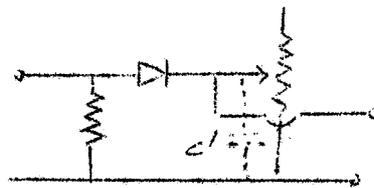


FIG. 11

Se con E_B si indica la polarizzazione data al punto B per mezzo del potenziometro P (fig. 10), con e_A ed e_B i segnali d'entrata ed uscita verrà tra questi la:

$$e_B = K (e_A - E_B) \quad (1)$$

Il fattore K tiene conto del fatto che il segnale viene un pò attenuato dato che la resistenza diretta del diodo non è nulla^(x). La capacità C permette di eludere l'effetto della capacità C' verso massa che il potenziometro sempre presenta. In assenza di C^(o) il circuito di fig. 10 si trasforma in quello di fig. 11. Specie per impulsi brevi si perderebbe in ampiezza; questi dovrebbero infatti passare per un circuito integratore.

E' bene notare che E_B deve sempre essere inferiore alla tensione inversa del diodo per cui si abbia breakdown. e_A normalmente è zero.

Si supponga ora che i segnali che entrano provengano da un cavo con $z = 200 \Omega$ ed in uscita vengano inviati in un cavo della stessa z (fig. 12).

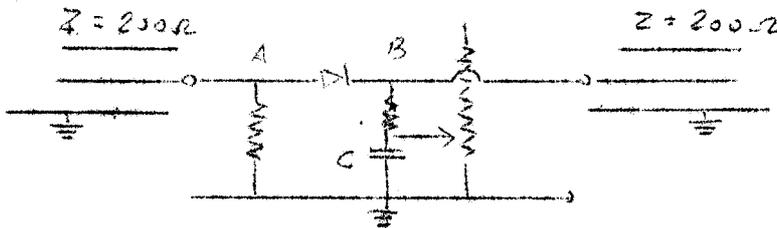


FIG. 12

Quando il diodo conduce nel punto A si vede praticamente l'impedenza z del cavo di uscita e quindi il cavo di entrata è 'terminato'. Ma quando gli impulsi sono d'ampiezza inferiore ad E_B il cavo di entrata vede in A una impedenza $\neq z$ e si generano delle riflessioni.

Per ovviare a questo inconveniente si adopera un cathode follower come in fig. 13: evidentemente il cavo è sempre 'terminato'.

(x) - quindi $K < 1$

(o) - ed anche di R_2 .

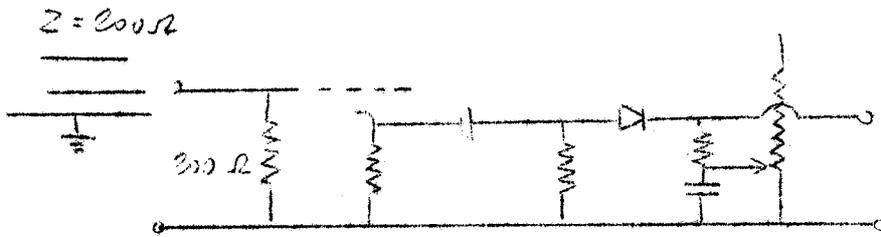


FIG. 13

Si può verificare che l'impulso in A (fig. 12) provenga da un amplificatore distribuito. Poichè la linea di placca dell'amplificatore è 'adattata' all'altro estremo, le eventuali riflessioni ivi giunte da A si spegneranno.

b) Circuiti limitatori.

Normalmente il circuito di fig. 14 conduce una corrente i . La tensione nel punto B è

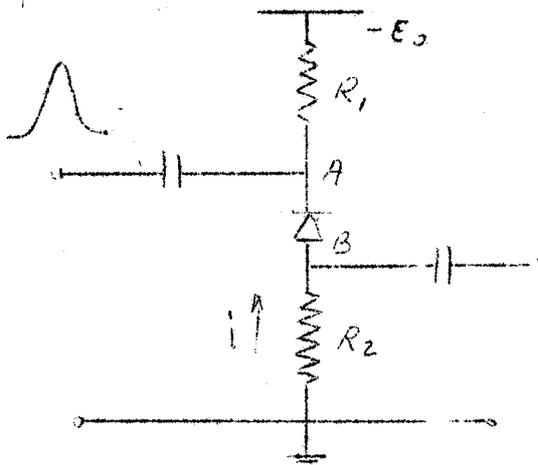


FIG. 14

$$E_B = -iR_2 < 0 \quad (2)$$

e nel punto A è:

$$E_A = -E_0 + iR_1 < 0 \quad (3)$$

Naturalmente $E_A > E_B$.

Un impulso positivo e_A di valore

$$e_A > E_A \quad (4)$$

spegne il diodo (la tensione nel punto B non può superare il valore 0).

Nel punto B si ha un impulso di tensione il cui valore massimo è:

$$e_{Bmax} = iR_2 > 0 \quad (5)$$

E' questo il circuito 'serie'.

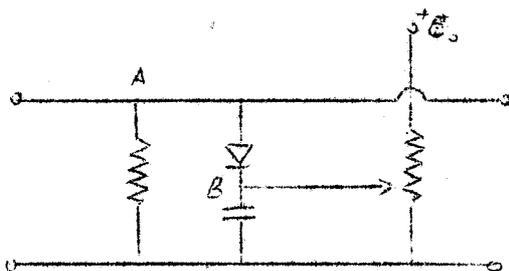


FIG. 15

Un circuito simile è la disposizione 'parallelo' di fig. 15. Se il segnale di entrata proviene da un cavo l'uscita è come in fig. 16.

La tensione nel punto B è

$$E_B > 0.$$

I segnali $e_A < E_B$ passano la

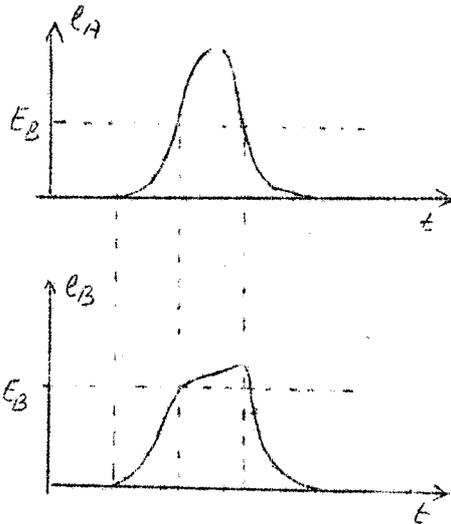


FIG. 16

Per questa ragione è preferibile la disposizione 'serie'.

Un circuito per trasformare l'impulso di fig. 17 in quello di fig. 18 o rappresentato in fig. 19.

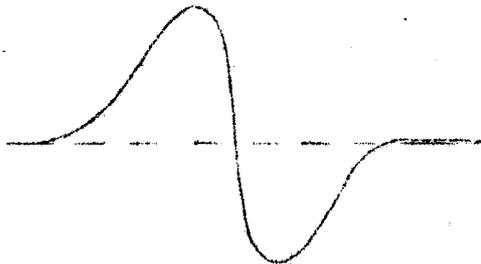


FIG. 17

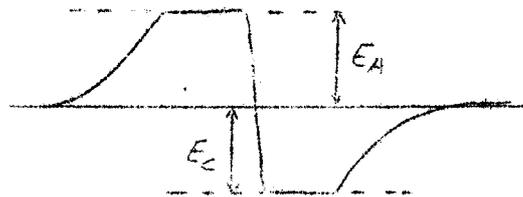


FIG. 18

Normalmente i due diodi non conducono perchè:

$$E_A > E_B > E_C$$

Se in entrata arriva un impulso e_A come in fig. 17 esso passa sino a che la tensione in B non diventi $E_B = E_A$. Allora il diodo (1) cortocircuita attraverso C_1 il resto dell'impulso sino a che E_B non torna $< E_A$. Quando $E_B < E_C$ il diodo (2) cortocircuita attraverso C_2 l'impulso sino a che la tensione E_B non torni $> E_C$.

Si può ottenere la limitazione di impulsi sfruttando la corrente di griglia di una valvola come in fig. 20.

Quando la griglia diviene positiva rispetto al catodo comincia a condurre corrente. Allora il punto A praticamente non si muove perchè tutto il segnale superiore ad $|E_{cc}|$ cade attraverso R.

In questo modo il circuito di griglia funziona da limitatore.

parte di essi e' $e'_A > E_B$ non passa.

In realtà essendo la resistenza diretta del diodo non nulla, in uscita si vede anche parte del segnale che non si desidererebbe. Invero l'impedenza del cavo e la resistenza del diodo costituiscono insieme un partitore.

Spesso la z del cavo o la resistenza 'diretta' del diodo sono confrontabili per cui in uscita una frazione sensibile del segnale non valuta.

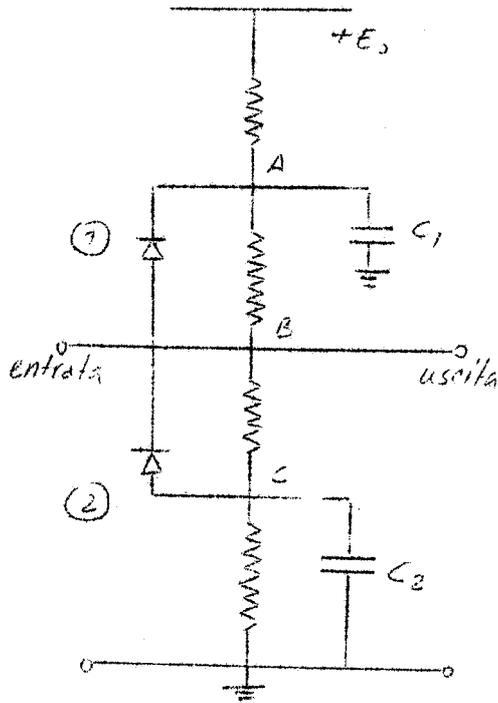


FIG. 19

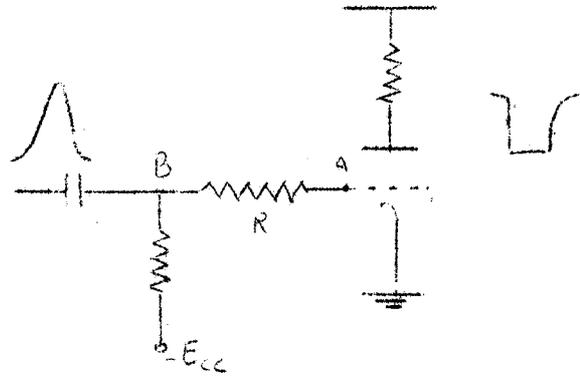


FIG. 20

$R >$ della resistenza 'diretta' del diodo costituito da catodo e griglia.

Limitatori si possono ottenere adoperando i pentodi. Ad esempio si voglia limitare l'impulso proveniente da un cavo con impedenza Z . Il circuito di fig. 21 serve allo scopo:

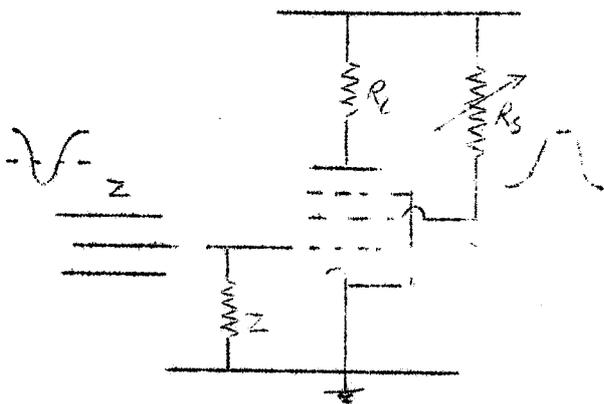


FIG. 21

l'impulso negativo spegne il pentodo quando sia inferiore ad un certo valore. La limitazione è direttamente dipendente dalla corrente 'i' che il pentodo conduce normalmente. La resistenza variabile R_2 serve appunto a regolare tale corrente.

Si può desiderare di ottenere impulsi limitati e di durata assegnata. Si realizzano col circuito di figura 22.

P è un pentodo. Un segnale che porti alla interruzione la valvola si ha in placca un impulso di corrente uguale alla corrente che in condizioni statiche attraversa la valvola. Il segnale di tensione è:

$$e_p = (R_L // Z // Z) i \sim Z/2 i \quad (6)$$

La 'durata' dell'impulso e_p è fissata dalla lunghezza del

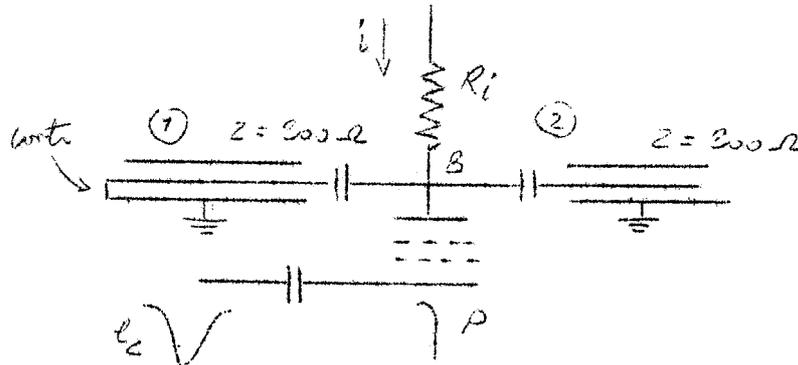
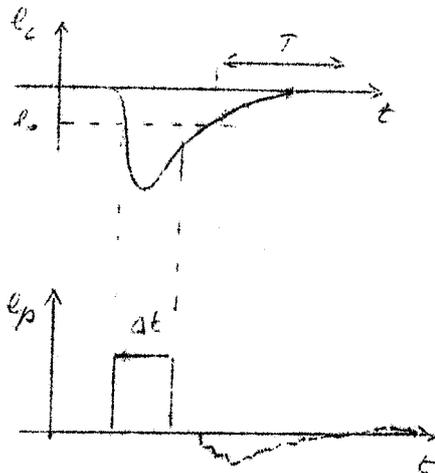


FIG. 22

cavo 1 (x). L'impulso e_p si propaga lungo il cavo (1) si riflette di segno opposto ed in B trova il cavo adattato sulla Z del cavo (2). In fig. 24 è la forma dell'impulso di entrata (notare la lunga coda di discosa) e di e_p .



Δt è la durata di e_p . In corrispondenza della coda di e_c in placca si avrebbe un impulso amplificato e della stessa forma. Tenendo conto delle riflessioni nel cavo (1) si spiega la forma della coda di e_p . Si noti che si è supposta la durata T della coda di e_c

$$T \gg \Delta t$$

FIG. 23

(x) - L'impulso di entrata ha una durata maggiore dell'impulso di uscita.

Un altro circuito limitatore e formatore è in fig. 24:

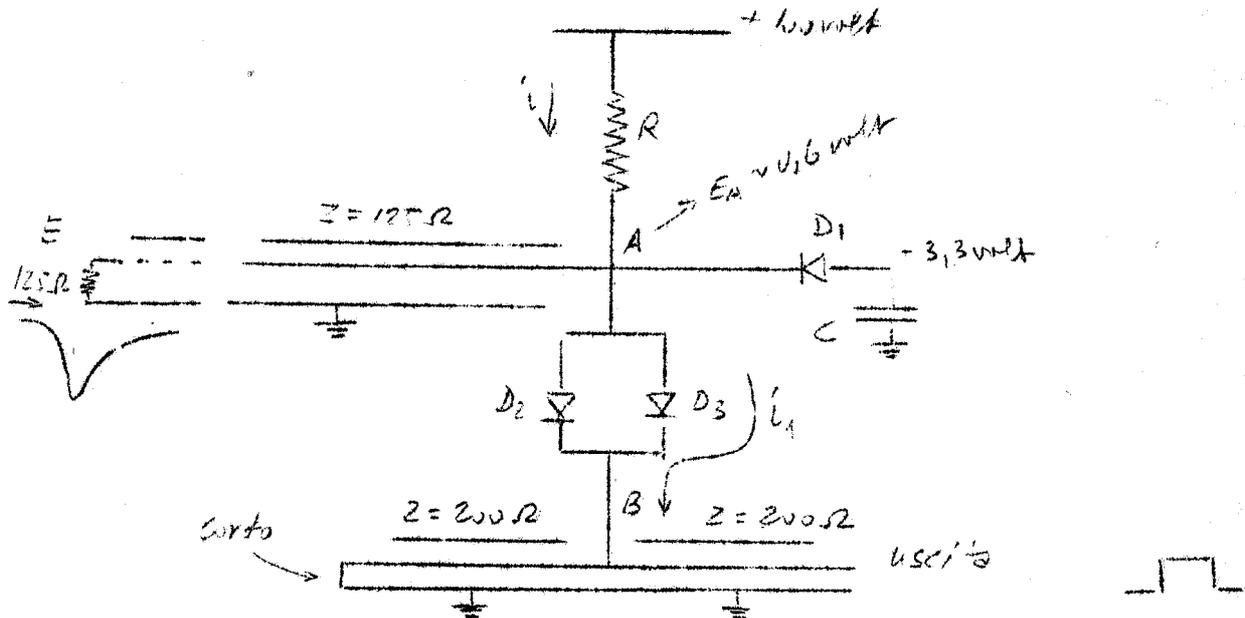


FIG. 24

In condizioni statiche $E_A = 0,6$ volt, $i_1 = 30$ mA od $i = 3 \cdot 10^{-2} + 0,6/125 = 3 \cdot 10^{-2} + 4 \cdot 10^{-3} = 34$ mA. La resistenza di 125Ω posta in E è ad esempio la resistenza posta tra anodo e massa in un fotomoltiplicatore. L'impulso di entrata è quindi quello di un fotomoltiplicatore. L'impulso che proviene da E trova il cavo adattato in A come in fig. 25:

$$Z_A \sim (100 + r/2) \Omega \text{ ove}$$

r è la resistenza diretta dei diodi $r \sim 50 \Omega$.

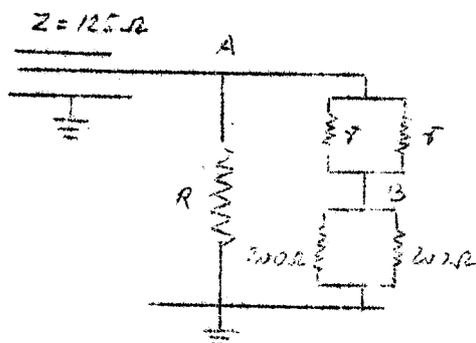


FIG. 25

Il circuito di fig. 26 è quello per l'impulso ed il punto B è quindi ai fini dell'impulso a $+ 3$ volt, mentre in A

$$E_A = 0,6 + 3 = 3,6 \text{ Volt}$$

I diodi si spengono ed un impulso di tensione $e_A \leq -3,6$ Volt

$$e_u = -100 \times 3 \times 10^{-2} = -3 \text{ volt}$$

si ottiene nel punto B (fig. 24).

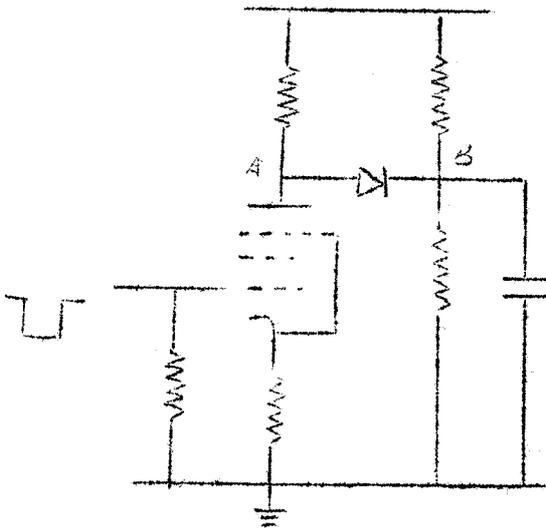
Si ricordi che in B i due cavi da 200Ω sono in parallelo. La

durata dell'impulso viene stabilita dalla lunghezza del cavo (1).

Il diodo D_1 viene adoperato per evitare che un impulso troppo grande negativo provochi la scarica inversa nei diodi D_2 e D_3 .

Quando $e_A < -3,3$ volt infatti il diodo D_1 cortocircuita a massa, attraverso C, l'impulso.

Plate catching



Normalmente nel circuito di fig. 26 $E_A < E_B$.

Comunque il dispositivo che im-
piega il diodo ed il condensa-
tore serve a limitare le varia-
zioni di tensione in placca. In
vero come il segnale di placca
supera l'ampiezza E_B il diodo
diviene un cortocircuito.

FIG. 26

DC restorer.

Si pensi ad un treno di impulsi che passa attra-
verso un circuito derivatore fig. 27.

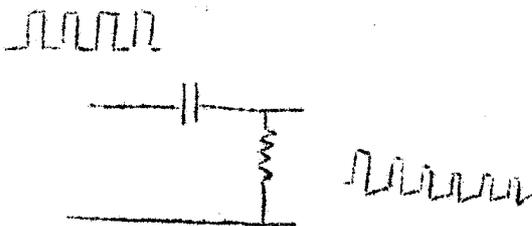


FIG. 27.

l'effetto di derivazione (fig. 28).

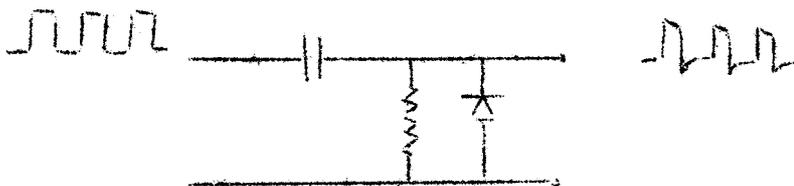


FIG. 28

è evidente l'effetto del diodo.

Circuiti per allungare gli impulsi.

Spesso è necessario allungare ed integrare gli impulsi d'uscita di un fotomoltiplicatore. Questi vanno poi inviati, ad esempio, ad un circuito multicanale che ne analizza l'ampiezza. È necessario però che gli impulsi che entrano nel multicanale abbiano almeno 100 ns di durata. Se poi si riesce a renderli 'lunghi' $2 + 3 \mu s$ è tanto di guadagnato.

Un circuito che serve allo scopo è in fig. 29.

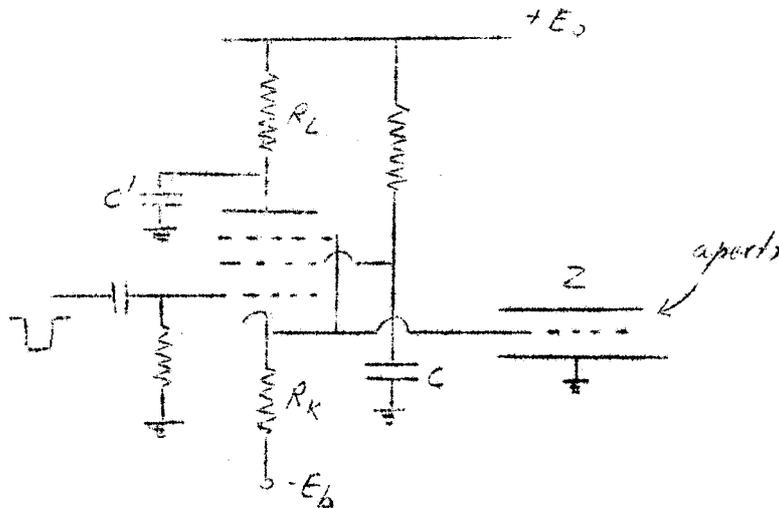


FIG. 29

Il cavo collegato al catodo è molto lungo ed 'aperto' all'altra estremità.

Si suppone:

$$R_K \gg Z \quad (7)$$

L'impedenza vista dal catodo è allora:

$$Z_Y = 1/S_m \quad (8)$$

o se

$$1/g_m = Z \quad (9)$$

Il cavo risulta 'adattato' in entrata.

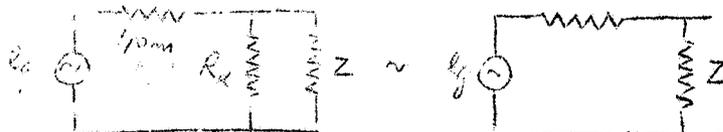
Da (7) (8) e (9) risulta che

$$\omega_K = 1/2 \omega_g \quad (10)$$

e quindi

$$\omega_c = \omega_g \omega_K = 1/2 \omega_g \quad (11)(x)$$

(x) Si ricordi che il circuito di catodo è in questo caso:



La (11) può essere letta dicendo che l'amplificazione A è ridotta a metà rispetto al valore che ha in assenza di R_K . Poiché A in assenza di reazione vale

$$A = g_m R_L \quad (12)$$

nel caso in esame sarà

$$A' = \frac{1}{2} g_m R_L \quad (13) \text{ (x)}$$

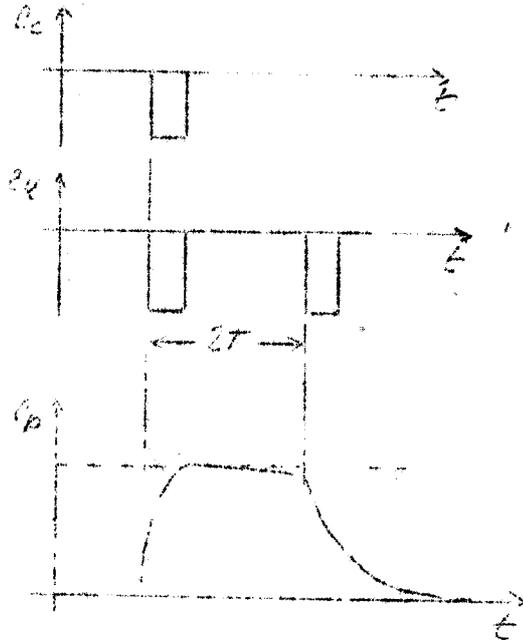
Normalmente R_L è molto grande (ma $R_L < r_p$!) per ottenere una grande amplificazione C' è invece piccolo.

Il cavo posto sul catodo ha un ritardo totale T che soddisfa alla relazione

$$\Delta t \ll T \ll R_L C' \quad (14)$$

ove Δt è la durata dell'impulso di entrata.

La risposta e_p in funzione di e_c ed e_K è in figura 30.



Impulsi di entrata di 10 ns si possono rendere lunghi 50 ns e più.

FIG. 30

Anche il circuito di fig. 31 è un allungatore di impulsi: r è la resistenza diretta del catodo. La costante di tempo $(r + 1/g_m)C$ deve essere tale che:

$$(r + 1/g_m) C < \Delta t$$

(x) - Si potrebbe anche dire che l'amplificazione è ancora $A = g_m R_L$ ma l'impulso che 'entra' è $1/2 e_g$.

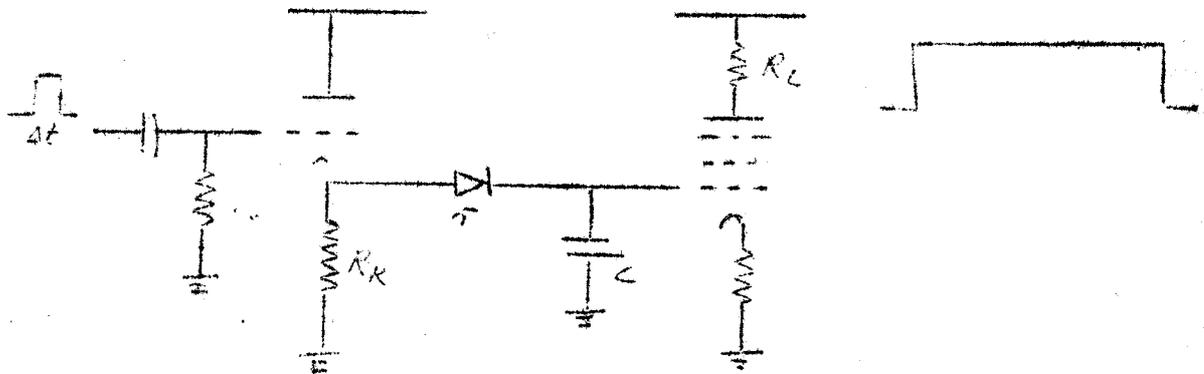


FIG. 31

ove Δt è la durata dell'impulso positivo. Allora C si carica durante l'impulso e finito questo rimane carico in quanto da una parte 'vede' l'impedenza d'entrata del pentodo che è grandissima, dall'altra la resistenza inversa del diodo. In tal modo il pentodo viene comandato da un impulso lunghissimo o risponde con un impulso amplificato, disegno opposto ed ugualmente lungo.

LEZIONE X

1) - Il tetrodo

Nel tetrodo una seconda griglia, chiamata la griglia schermo, è 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 è 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:

- la corrente di placca è relativamente indipendente dalla tensione di placca;
- la capacità C_{gp} viene resa circa 1000 volte più 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 figura 1.

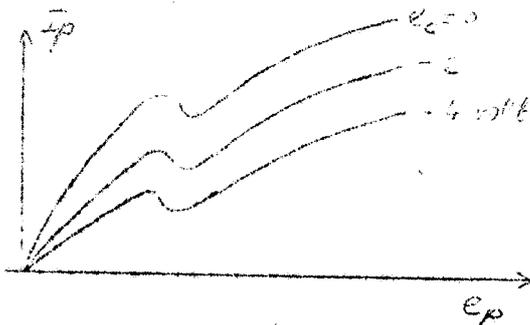


Fig. 1

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 è più bassa che quella di griglia schermo. Questo è dovuto agli elettroni secondari emessi dalla placca che vengono collezionati dalle g.s.

L'effetto risultante è un abbassamento della corrente di placca. Questa zona delle caratteristiche è anche chiamata la regione di 'resistenza negativa' poichè

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

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

(x) la funzione in quella zona è decrescente.

Il simbolo del tetrodo è dato in fig. 2.



Fig. 2

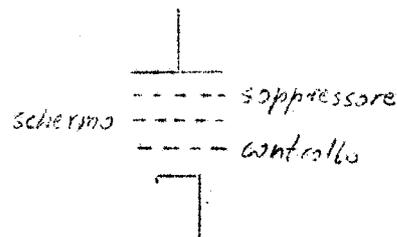


Fig. 3

2) - Il pentodo

In un pentodo (fig.3) è aggiunta una terza griglia il 'soppressore', posta molto vicino alla placca. Normalmente il soppressore è 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 però della zona di resistenza negativa. Inoltre la capacità C_{gp} è resa ancora più piccola.

La resistenza di placca r_p è elevatissima, il fattore di amplificazione è > 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 o la griglia controllo.

Normalmente la griglia è 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 è detto un pentodo a μ variabile o 'remote cutoff pentode', mentre quello a spaziatura uniforme è una 'sharp cutoff'.

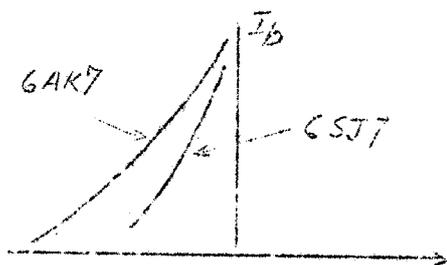


Fig. 4

Graficamente si concretizza la differenza tra i due tipi facendo riferimento alle caratteristiche mutue (fig.4).

La 6 AK 7 appartiene al primo tipo 'remote cutoff'. Si noti che g_m è la pendenza delle curve di fig. 4

invero

$$g_m = \frac{dI_b}{de_c} \quad (2)$$

Da figura 4 si vede inoltre che g_m varia con I_p nelle valvole del primo tipo, mentre è praticamente costante in quelle del secondo (sharp cutoff) come è per la 6 SJ 7 in cui la $I_p=f(e_c)$ è praticamente rettilinea.

Questo si ripercuote nelle caratteristiche di placca. Nei pentodi tipo 6 AK 7 l'escursione di griglia è larga ma c'è poca linearità, in quelli di tipo 6 SJ 7 l'escursione di griglia è piccola ma c'è maggiore linearità.

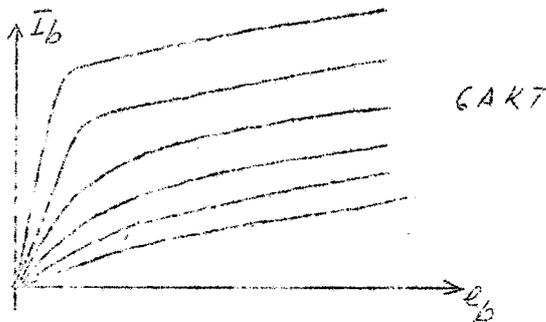


Fig. 5

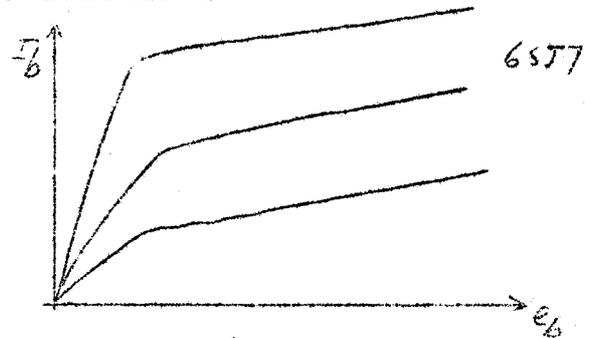


Fig. 6

Si osservino le figure 5 e 6 e si ricordi che la linearità si traduce nella costante spaziatura tra le caratteristiche di placca.

3) - 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 può condurre e controllare correnti intense; di qui la proprietà 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 più 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 è la 6 V 6.

4) - 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. 7; in fig. 8 è 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 mantenuta dagli ioni ed e_p rimane praticamente costante.

Per questo i tubi a gas sono degli ottimi regolatori di

ensione. Ad esempio uno di tali tubi può variare I_b da 5 a 40 mA con soli 2 volt di variazione per e_p .

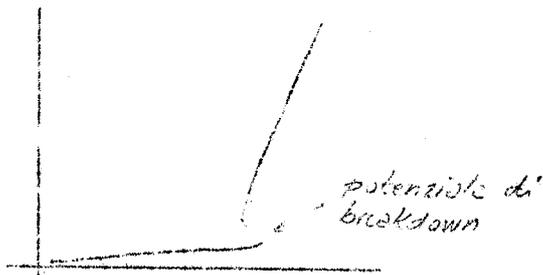


Fig. 7

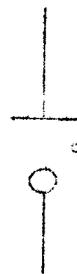


Fig. 8

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.

5) - Tyratrons

Un tyratron è un triodo a gas costruito in modo che la griglia schermi quasi completamente il catodo dalla placca. Fino a che la griglia è abbastanza positiva non c'è alcuna scarica. Una volta la scarica sia iniziata la griglia non esercita più alcun controllo, e la scarica termina solo allora che il potenziale di placca sia divenuto opportunamente basso. Per questo il tyratron è praticamente un interruttore.



Fig. 9

È piuttosto lento dato il suo funzionamento che è basato sulla ionizzazione di un gas.

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

Il gas è normalmente Hg, H₂, Xe, Ar.

Il simbolo è in Fig. 9.

6) - Ignitrons

L'ignitron è 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.

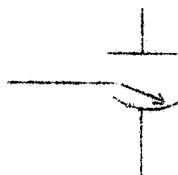


Fig. 10

Il simbolo è in Fig. 10.

1) - Diode 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 può condurre elevate correnti.

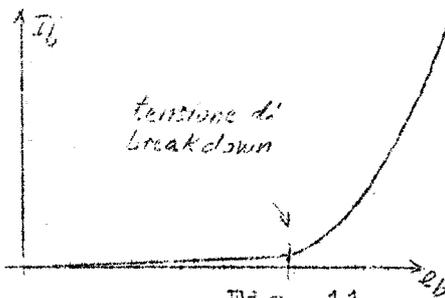


Fig. 11

Sono usati come rettificatori. Le caratteristiche di placca sono in fig. 11.

3) - Proprietà dei pentodi

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

$$\left(\frac{dI_b}{de_b} \right)_{e_b=0} \quad (3)$$

sia molto maggiore nei pentodi che nei triodi (fig. 12 e 13).

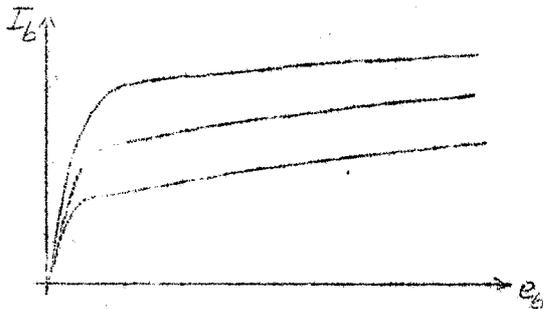


Fig. 12

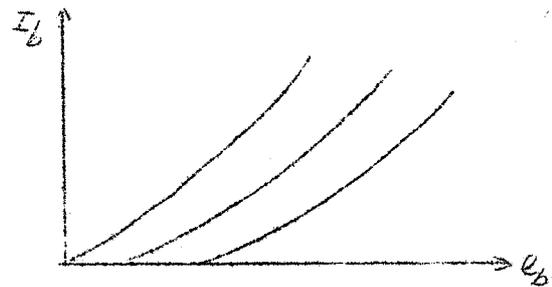


Fig. 13

Cioè a piccoli valori della tensione di placca gli elettroni vengono accelerati dalla griglia schermo (normalmente posta a un potenziale fisso - fig. 14) e la pendenza è quindi molto

più acuta che nel caso del triodo ove tale griglia non esiste.

Sempre dall'esame della fig. 12 si può dedurre che nella zona delle caratteristiche ove $I_b = f(e_b)$ è praticamente parallela all'asse della e_b si ha:

$$\frac{1}{r_p} = \frac{dI_b}{de_b} \approx 0 \quad (4)$$

e cioè $r_p \approx \infty$. La corrente di placca, fissa restando la tensione di griglia, non dipende praticamente da e_b . In quella zona di caratteristiche il pentodo si comporta quindi come il 'generatore di corrente' di fig. 15.

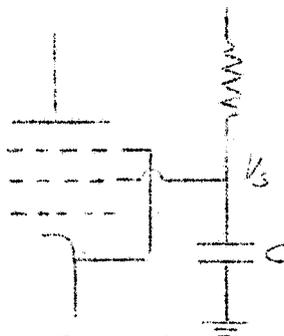


Fig. 14

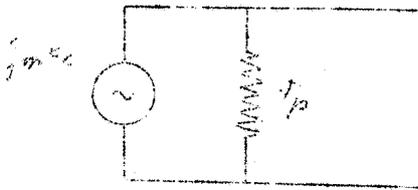


Fig. 15

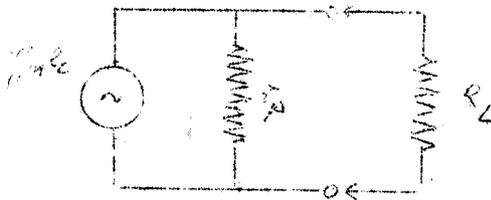


Fig. 17

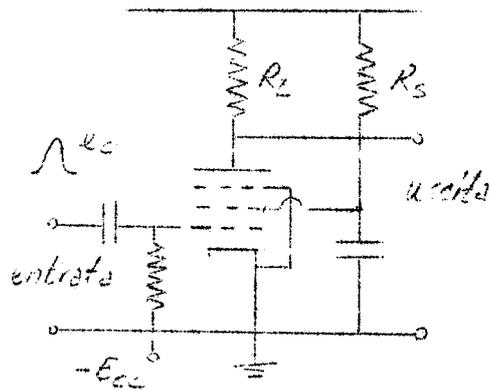


Fig. 16

Quando si pensi al pentodo come amplificatore (fig.16): il circuito equivalente da cui calcolare l'amplificazione è quello di fig. 15 ove R_L venga posta in parallelo ad r_p (fig.17). Da fig. 17 segue facilmente che

$$A = \left| \frac{e_u}{e_c} \right| = g_m \frac{R_L r_p}{R_L + r_p} \quad (5)$$

e tenendo conto di (4) che si traduce anche in $r_p \gg R_L$ segue:

$$A \approx g_m R_L \quad (6)$$

Per calcolare l'amplificazione del pentodo con reazione sul catodo come in fig. 18 si può seguire lo schema di ragionamento seguente:

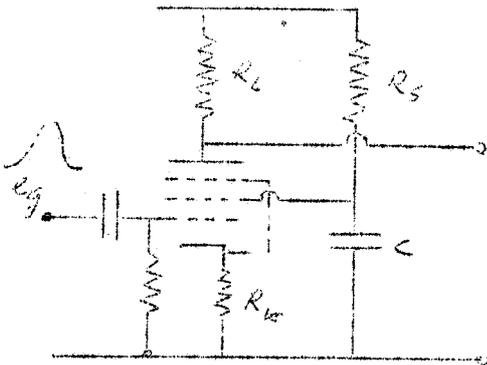


Fig. 18

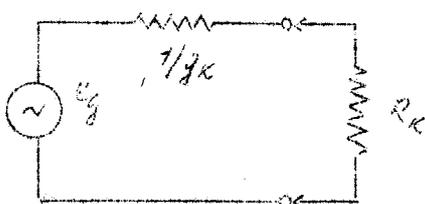


Fig. 19

Il circuito di catodo può essere come al solito schematizzato come in fig. 19.

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

Si deve notare infatti che mentre il segnale di placca dipende solo dalla i_p , il segnale sul catodo è 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

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

Normalmente la griglia schermo viene bloccata ad un potenziale fisso tramite il dispositivo di fig.15 o 18 ecc. ove C è una grande capacità (alcuni μF) ed allora

$$i_g \sim 0 \quad e \quad e_c \sim e_m$$

Comunque dal circuito di fig. 19 si ricava

$$o_k = o_g \frac{R_k}{g_k + R_k} = o_g \frac{g_k R_k}{1 + g_k R_k} \sim o_g \frac{g_m R_k}{1 + g_m R_k} \quad (7)$$

e di conseguenza

$$o_c = o_g - o_k = \frac{o_g}{1 + g_m R_k} \quad (8)$$

Il segnale effettivamente amplificato dal pentodo è la o_c data dalla (3).

Quindi riprendendo in considerazione il circuito di placca l'amplificazione viene data da (fig. 20)

$$o_u \sim g_m e_c R_L = - g_m R_L \frac{o_g}{1 + g_m R_k} \quad (9)$$

e quindi

$$A = \left| \frac{e_u}{e_g} \right| = \frac{g_m R_k}{1 + g_m R_k} \sim \frac{R_L}{R_k} \quad (10)$$

poichè

$$g_m R_k \gg 1 \quad (x)$$

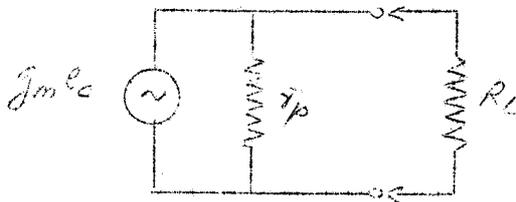


Fig. 20

(x) Si ricordi che nei pentodi g_m è molto elevata.

LEZIONE XI1) Progetto di un amplificatore

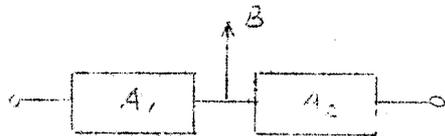
- a) Tempo di salita $\tau_s < 50$ ns
- b) Amplificazione $A = 10$
- c) Linearità per impulsi di ampiezza tra -1 e $+1$ volt
- d) Segnali di uscita sempre positivi.

Lo schema del gruppo amplificatore vuole essere quello costituito di due valvole amplificatrici più un cathode follower.

Il segnale di uscita è 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'amplificatore è quindi in fig. 1.



A_1 è il dispositivo che in B fornisce un segnale positivo, qualunque sia il segno del segnale di entrata.

A_2 è il gruppo amplificatore.

Fig.1

Gruppo A_1

Scorrendo l'Handbook si possono catalogare le seguenti valvole

- a) 2 C 51 doppio triodo
- b) 12 AT 7 ' '
- c) ECC 81 ' '
- d) 6 CB 4 triodo semplice

La scelta cade sulla valvola 6 CB 4 perchè a parità di g_m presenta delle capacità più piccolo.

Valvola 6 CB 4

$$C_{gp} = 1,6 \text{ pF} \qquad C_{pk} = 0,26 \text{ pF}$$

$$C_{gk} = 2,6 \text{ pF} \qquad g_m = 10000 \text{ } \mu\text{mho}$$

In fig. 2 è la valvola invertitrice. L'impedenza Z dipende dalla impedenza caratteristica del cavo con il quale si pensa di inviare gli impulsi. Come è evidente la valvola deve funzionare solo per impulsi negativi e quindi in condizioni statiche deve condurre una opportuna corrente I.

Per stabilire I si osservi che ad un impulso di -1 V la valvola risponde con un segnale in corrente

$$\Delta i \approx 2 \text{ mA} \qquad (1)$$

Guardando le caratteristiche si pensa di stabilire per I il valore.

$$I = 10 \text{ mA} \quad (2)$$

La massima dissipazione di placca è

$$W = 2,5 \text{ watt} \quad (3)$$

Da (2) segue che la valvola può sopportare al massimo (in condizioni statiche):

$$V_{pk} = \frac{W}{I} = 250 \text{ volt} \quad (4)$$

Naturalmente si farà

$$V_{pk} < 250 \text{ volt} \quad (5)$$

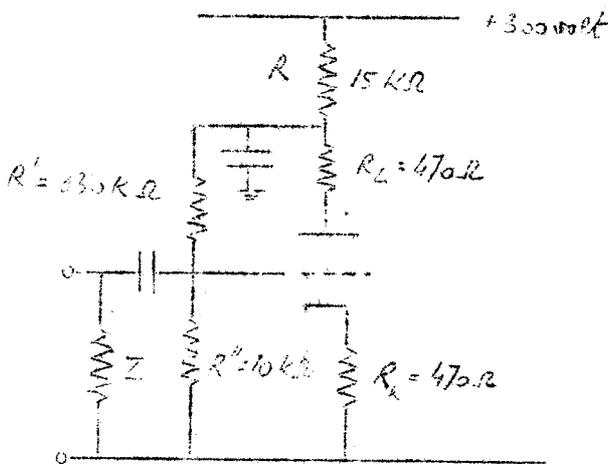


Fig. 2

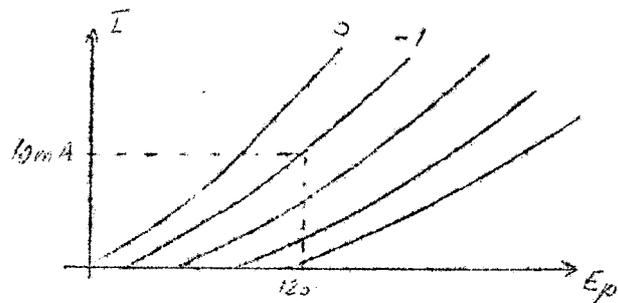


Fig. 3

Guardando alle caratteristiche e pensando di stabilire la griglia ad una tensione rispetto al catodo

$$E_g = -1 \text{ volt} \quad (6)$$

segue sulla placca

$$E_p \sim 120 \text{ volt} \quad (\text{fig. 3}) \quad (7)$$

Per soddisfare la (6) tenendo presente che il catodo è a

$$E_k = 4,7 \text{ volt} \quad (8)$$

si dovrà polarizzare la griglia alla tensione

$$E_g = +3,7 \text{ volt} \quad (9)$$

A tale scopo vale ad esempio il partitore R' R'' di fig. 2/

Il valore di $R_L = R_k$ dipende naturalmente dal tempo di salita che si vuole attribuire all'impulso.

Imponendo che l'invertitrice introduca un tempo di salita

$$\tau_s' < 10 \text{ ns} \quad (10)$$

si ricava il valore di R_L dalla

$$3 R_L C < 10 \text{ ns} \quad (11)$$

ove

$$C = C_u + C_o + C_{\text{conn}}$$

e

C_u - capacità di uscita dell'invertitore
 C_o - capacità di entrata dell'amplificatore
 C_{conn} - capacità delle connessioni, zoccoli ecc.

$$C_u = 0,25 \text{ pF}$$

$$C_o = 2 \text{ pF} \quad (\text{l'amplificatore è reazionato e quindi presenta una capacità di entrata molto piccola})$$

$$C_{\text{conn}} \approx 5 \text{ pF}$$

quindi

$$C \approx 7,25 \text{ pF} \quad (12)$$

segue

$$R_L < \frac{10^{-8}}{3 \times 7,25 \times 10^{-12}} \approx 500 \text{ ohm} \quad (13)$$

Il valore di $R_L = 470 \text{ ohm}$ soddisfa alla (13).

Completivamente lo schema di entrata è in fig. 4.

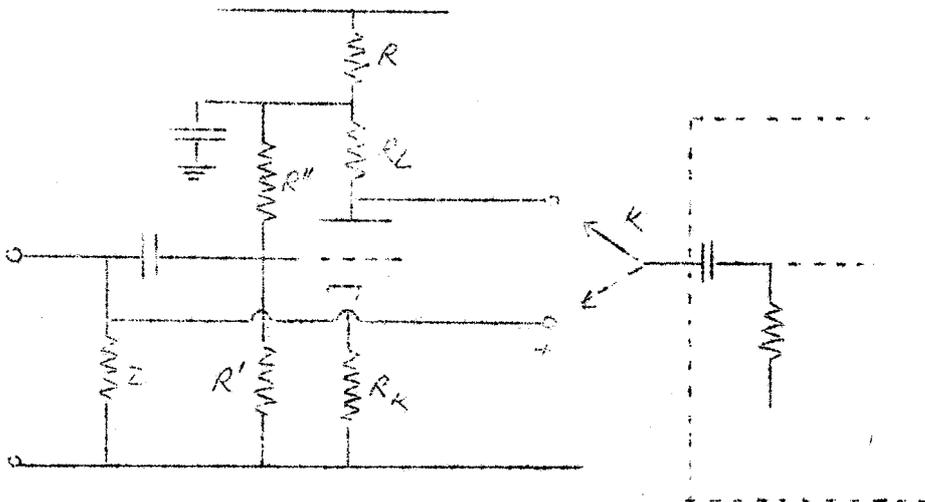


Fig. 4

K è un commutatore la cui posizione va decisa a seconda che il segnale di entrata sia positivo o negativo. A tale scopo è bene non usare un normale interruttore a due vie perchè presenta una eccessiva capacità. Si può per esempio scegliere un interruttore a più posizioni, sfruttandone evidentemente due sole; la capacità che questo presenta è di gran lunga inferiore.

2) Gruppo amplificatore

Vengono adoperati due pentodi come amplificatori ed un triodo per il cathode follower.

Era i pentodi: 6 AH 6

6 AK 5

E 180 F

E 180 F ha il migliore valore per F (figura di merito).

Il triodo è ancora la 6 CB 4 già adoperata.

Schema

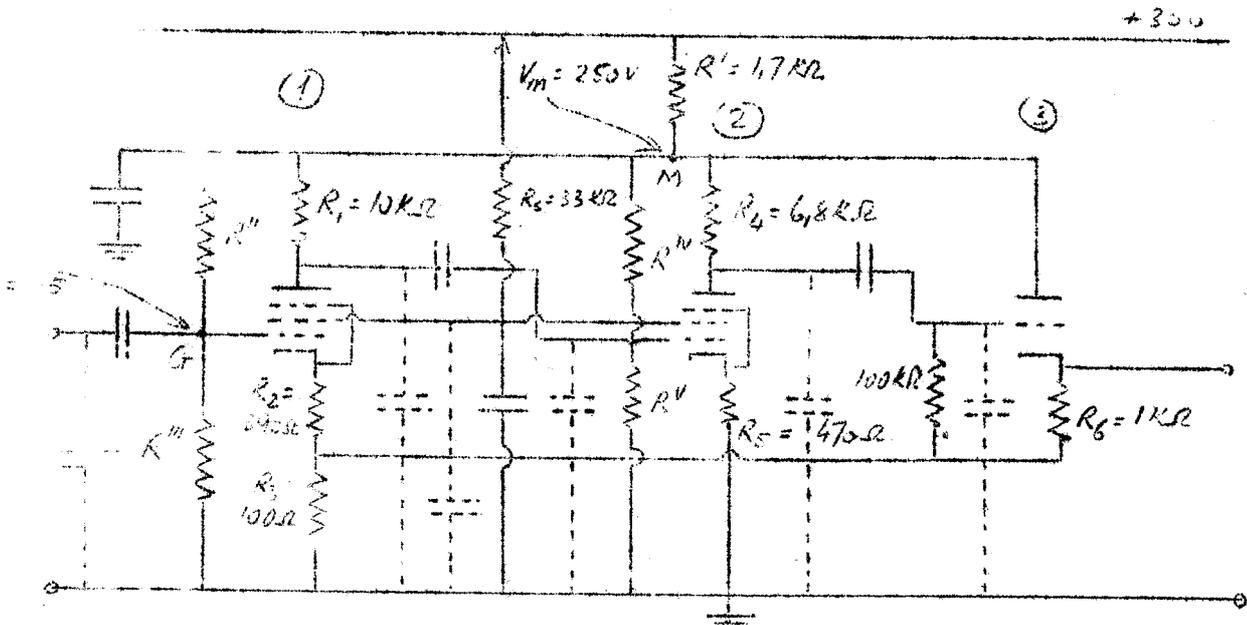


Fig. 5

Dal circuito di R_6 ed R_3 segue:

$$|\beta| = \frac{10^2}{10^3 + 10^2} \approx \frac{1}{10} \quad (14)$$

o purchè $|\beta A| \gg 1$

$$A_T = \frac{1}{|\beta|} = 10 \quad (15)$$

Il pentodo E 180 F ha le seguenti caratteristiche:

$$g_m = 16.500$$

$$C_{gk} = 11,1 \text{ pF} \quad \text{capacità statica di entrata}$$

$$C_{gI} = 0,03 \text{ pF}$$

L'amplificazione del pentodo (1) senza tener conto del

la reazione è approssimativamente:

$$A_1 \sim \frac{R_1}{R_2 + R_3} = \frac{10^4}{5 \times 10^2} = 20 \quad (16)$$

Il tempo di salita τ_{12} dovuto all'accoppiamento tra le valvole 1 e 2 dipende da R_1 , C_u , C_o ove C_u e C_o sono le capacità di uscita del pentodo (1) e di entrata del pentodo (2).

Ricordando che $C_u = C_{ps} + C_{pk} + C_{pm}$ (capacità placca schermo, catodo, massa)

$$C_u \sim 3 \text{ pF} \quad (17)$$

Il valore di C_o sarà invece $\ll C_{pk}$.

Invero dal punto di vista del catodo il pentodo 2 presenta una impedenza di uscita

$$Z_{uk} = \frac{1}{g_m} \sim 60 \text{ ohm} \quad (18)$$

ed il circuito equivalente per calcolare A_k è in fig. 6.

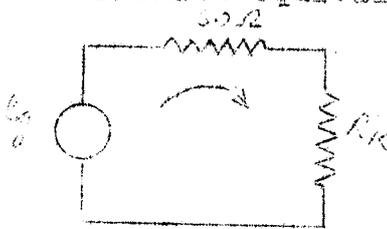


Fig. 6

$$A_k = \frac{R_k}{60 + R_k} \quad (19)$$

Dalla (19) segue che $A_k \sim 1$ se $R_k \gg 60 \text{ ohm}$.

Con $R_k = 470 \text{ ohm}$ si ha:

$$A_k = \frac{470}{530} = 0,88 \quad (20)$$

e quindi:

$$C_o = C_{pk}(1 - A_k) = 11,1 (1 - 0,88) \sim 1,5 \text{ pF} \quad (21)$$

Il tempo di salita τ_{12} è allora, tenendo conto della capacità delle connessioni ($C_{conn} \sim 5 \text{ pF}$)

$$\begin{aligned} \tau_{12} &= 3 R_1 (C_u + C_o + C_{conn}) = 3 \times 10^4 \times 9,5 \times 10^{-12} = \\ &= 285 \text{ ns} \end{aligned} \quad (22)$$

Nella valvola (2) si è preso $R_G = 6,8 \text{ Kohm}$ per fare in modo che in condizioni statiche tiri più corrente che la (1).

Invero la (1) funziona per segnali positivi, la (2) per segnali negativi.

Il tempo di salita τ_{24} introdotto dall'accoppiamento tra le valvole (2) e (3) dipende da R_G , C_u^1 , C_o^1 ove con C_u^1 e C_o^1 si indicano le capacità di uscita della valvola (2) e di entrata della (3).

C_u^1 si può assumere come prima

$$C_u^1 \sim 3 \text{ pF} \quad (23)$$

Per C_o^1 si può eseguire il calcolo in un caso pessimistico: si assume per A_k^1 il valore $A_k^1 = 1/2$ come seguirebbe se in uscita fosse un cavo da 100 ohm, ricordando che per la 6 CB 4 ; $1/g_m = 100$ ohm. Allora

$$C_o^1 = C_{gk}^1 (1 - A_k^1) = 2,6 \times \frac{1}{2} = 1,3 \text{ pF} \quad (24)$$

Prendendo i soliti 5 pF per le connessioni

$$\begin{aligned} \tau_{24} &= 3 R_4 (C_u^1 + C_o^1 + C_{\text{conn}}) = 3 \times 6,8 \times 10^3 \times 8,3 \times 10^{-12} \\ &\approx 170 \text{ ns} \end{aligned} \quad (25)$$

L'amplificazione A_2 della seconda valvola si computa come per la (1):

$$A_2 \approx \frac{6,8}{4,7} \times 10 = 14,5 \quad (26)$$

Si tratta ora di stabilire le polarizzazioni delle griglie delle varie valvole.

Valvola (3):

L'oscursione in corrente della valvola dipende fortemente dall'impedenza del carico posto in uscita.

Il segnale di entrata è 10 volt e l'uscita è 10 volt a patto che $A_k = 1$.

Se l'impedenza Z del carico è $Z = \infty$ allora $A_k \sim 1$, $e_u = 10$ volt.

Ma se $Z = 200$ ohm la valvola dà in uscita un segnale che è $2/3$ dell'entrata

$$e_u = \frac{2}{3} e_c \quad (27)$$

e da (27) segue che $e_u = 10$ volt se $e_c = 15$ volt.

In tal modo la griglia del c.f. 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 tracci la retta di carico per il c. f.

come in fig. 7: in corrispondenza di $E_c = -5$ si legge una corrente $i = 5$ mA.

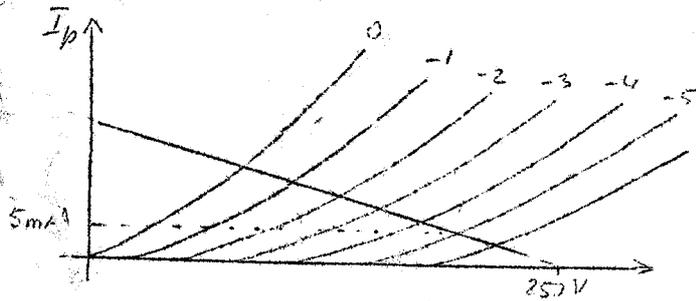


Fig. 7

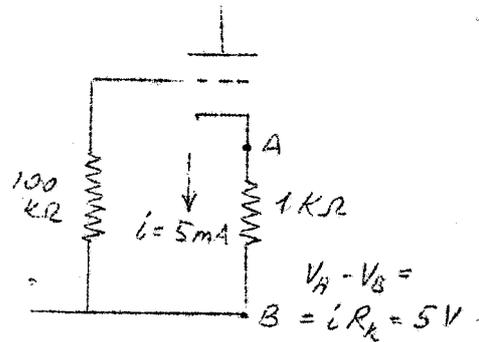


Fig. 8

Ebbene il dispositivo per polarizzare la griglia a -5 rispetto al catodo è in fig. 8.

Valvola (1) :

In fig. 9 è lo schema delle correnti per la valvola (1).

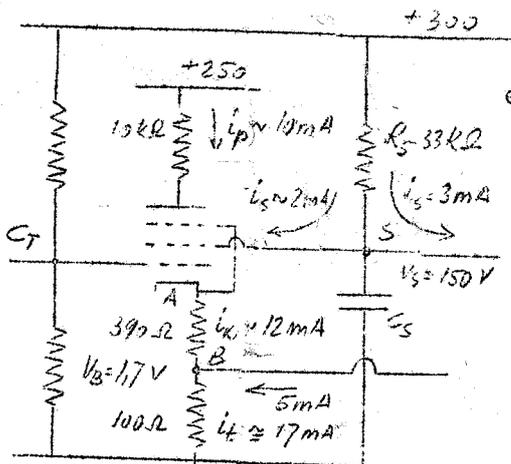


Fig. 9

$$V_B = 1,7 \text{ volt} \quad (28)$$

e quindi

$$V_A = V_B + i_k 390 = 1,7 + 1,2 \times 3,9 \approx 6,4 \text{ volt} \quad (29)$$

Dalle caratteristiche si legge

$$i_p = 10 \text{ mA} \text{ per } E_p = 150 \text{ Volt}, E_s = 150 \text{ Volt}$$

$$E_{gk} = E_c = -1,5 \text{ volt} \quad (30)$$

Con un partitore si polarizza la griglia della 1 alla tensione $E_G = +5$ V (fig. 9).

La resistenza R_s in fig. 9 permette di polarizzare con temporaneamente la griglia schermo delle valvole (1) e (2).

Per la (2) $i_s = 3$ mA come segue.

Valvola (2) :

Per $E_p = 150$ volt, $E_s = 150$, $i_p = 15$ mA, $i_s = 3$ mA.

$$E_{gk} = E_c = -1,1 \text{ volt} \quad (31)$$

Lo schema è in figura 10.

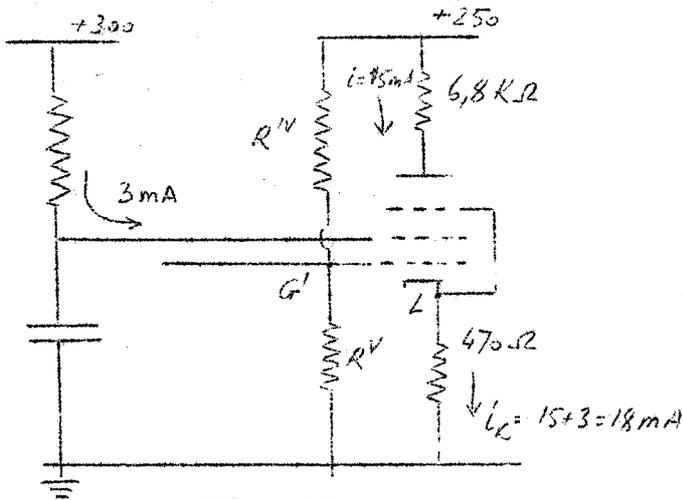


Fig. 10

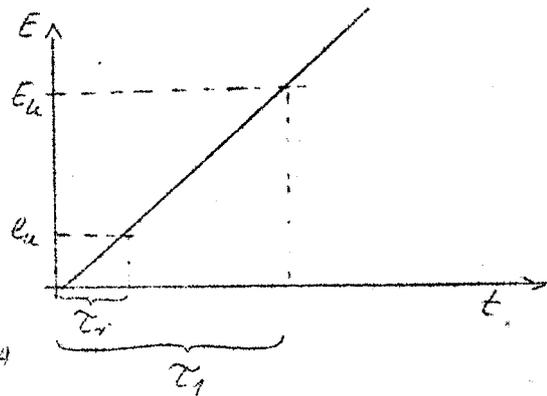


Fig. 11

Con riferimento a fig. 10

$$V_L = 470 \times i_k = 470 \times 0,018 \sim 8,5 \text{ volt} \quad (32)$$

quindi deve essere

$$V_{G'} = 8,5 - 1,1 = + 7,4 \text{ volt} \quad (33)$$

a tale scopo il partitore R^{IV} , R^V .

Resta da calcolare la resistenza R' di tipo 7 affinché

$$V_M = 250 \text{ volt} \quad (34)$$

La corrente totale che attraversa R' è

$$i = 10 + 15 + 5 = 30 \text{ mA} \quad (35)$$

e quindi

$$R' = \frac{50}{30} \sim 1,7 \text{ Kohm} \quad (36)$$

Il tempo di salita totale dell'amplificatore senza reazione è dalle (22) e (25)

$$\tau_1 = \sqrt{\tau_{12}^2 + \tau_{23}^2} = \sqrt{285^2 + 170^2} \sim 330 \text{ ns} \quad (37)$$

L'effetto della reazione nel tempo di salita è illustrato in fig. 11: E_u indica la tensione massima senza reazione, e_u quella che si raggiunge con la reazione.

Come segue da facili considerazioni in fig. 11

$$\frac{\tau_r}{\tau_1} = \frac{e_u}{E_u} = \frac{A_r}{A} \quad (38)$$

Il valore di A_r è noto dalla (15)

$$A_r = 10$$

inoltre

$$A = A_1 \times A_2 \times A_3 \quad (39)$$

ove A_1 ed A_2 sono date da (20) o (26) ed A_3 è l'amplificazione del c.f. che dipende dal carico su cui questo è chiuso. Nel caso tale carico sia $Z = 200$ ohm, allora

$$A_3 = \frac{2}{3} \cong 0,65 \quad (40)$$

segue

$$A = A_1 A_2 A_3 = 20 \times 0,65 \times 14,5 \cong 190 \quad (41)$$

e quindi il tempo di salita dell'amplificatore con reazione diviene:

$$\tau_r = \tau_c \frac{A_r}{A} = 330 \frac{10}{190} \sim 17,5 \text{ ns} \quad (42)$$

Combinando il valore (42) con il valore (11) secondo la solita legge quadratica si ottiene il tempo di salita complessiva dell'amplificatore:

$$\tau < \sqrt{10^2 + (17,5)^2} = 20 \text{ ns} \quad (43)$$

Alcune note vanno aggiunte a quanto detto:

- 1) Non si è mai fatto cenno al tipo di resistenza da impiegare. È 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 è fatto cenno precedentemente.
- 3) Nel calcolo del tempo di salita dei vari stadi si deve tener conto anche dell'effetto Miller sulla placca cioè

$$C_e = C_{gp} (1 - A_p) + C_{gk} (1 - A_k)$$

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

$$A_k = \frac{R_k}{R_k + 1/g_m}$$

Di qui l'opportunità per ottenere tempi di salita brevi di adoperare valvole con un valore elevato di g_m .

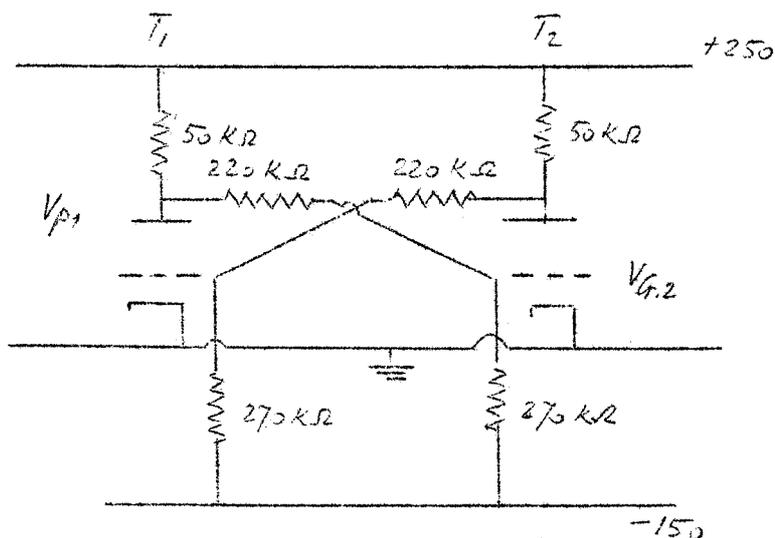
LEZIONE XII1) - Multivibratori stabili

FIG. 1

Si pensi allo schema di fig. 1. Per esempio T_2 conduca e T_1 sia spenta. Si assuma $V_{G2} \sim 0$ (1) scgue che

$$V_{P1} = 250 \cdot \frac{220}{220+50} = 204 \text{ Volt} \quad (2)$$

ed il valore di V_{P2} ?

Basta considerare le caratteristiche della valvola T_2 (una 5965) ed il punto di intersezione della retta di carico con le caratteristiche $e_c = 0$ (fig. 2): si conclude subito che

$$V_{P2} = + 33 \text{ volt} \quad (3).$$

Il valore di V_{G1} si trova subito:

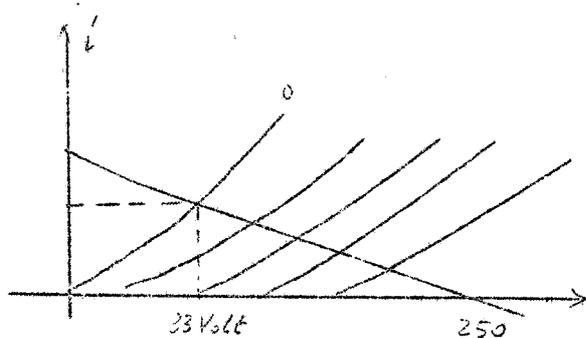


Fig. 2

$$V_{G1} = 33 - \sqrt{33 - (-150)} \sqrt{\frac{270}{270 + 250}} \sim -51,4 \text{ V} \quad (4)$$

La valvola T_1 è certamente spenta.

Si tratta di dimostrare che questo stato è stabile, vale a dire che assunto T_1 non conduca allora certamente T_2 conduce.

Si è detto $V_{G2} \sim 0$, vale a dire la griglia G_2 tira corrente.

Si assuma per un momento che la G_2 non tiri corrente e si consideri il partitore di fig. 3; in questo caso

$$V_B = + 50 \text{ Volt} \quad (5)$$

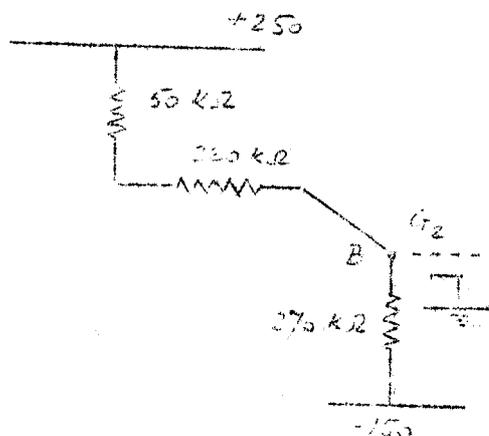


FIG. 3

Ma questo in effetto non è perché la griglia nelle condizioni della (5) tira corrente (si pensi al diodo griglia catodo la cui resistenza è $\sim 1000 \Omega$, praticamente un corto circuito rispetto ai $270 \text{ K}\Omega$) e si porta automaticamente a $V_{G2} \sim 0$. Quindi lo stato T_1 spento T_2 in conduzione è stabile. Lo è anche l'altro (T_2 spenta, T_1 in conduzione) data la simmetria completa del circuito.

Per mutare lo stato basta ci sia una ragione per cui T_1 cominci a condurre. V_{P1} diminuisce e di conseguenza V_{G2} , la valvola T_2 tende a spegnersi ed un segnale positivo entra nelle griglia di T_1 favorendone ancor più l'accensione. Il processo è a valanga ed in un intervallo di tempo Δt (tempo di transizione) viene mutato lo stato, cioè si giunge a T_2 spenta T_1 in conduzione.

Il tempo di transizione dipende dal tempo di salita (ad esempio) sull'accoppiamento $T_1 + T_2$. Quanto maggiore è il tempo di salita dell'impulso che spegne T_2 tanto maggiore è il tempo di transizione.

Circuiti come quello descritto vengono usati, per esempio, per realizzare delle scale. È evidente l'utilità di rendere piccolo il tempo di transizione.

Sempre con riferimento all'esempio di fig. 1 si pensi di eliminare la sorgente a - 150 Volt realizzando il multivibratore come in fig. 4:

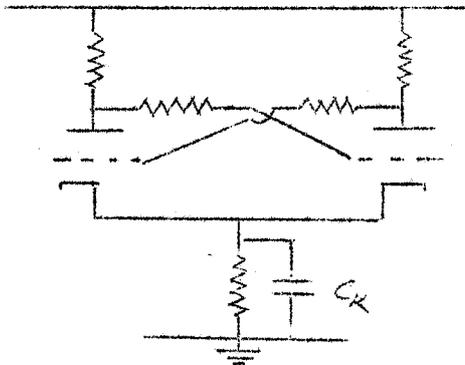


FIG. 4

il condensatore C_K serve a bloccare la 'continua' sul catodo. In tal modo un impulso che comanda T_2 (negativo) riesce effettivamente a spegnere la T_2 , cosa che non avverrebbe se il catodo potesse seguire la griglia.

Per vedere quali grandezze intervengono a determinare il tempo di transizione si guardi a fig. 5:

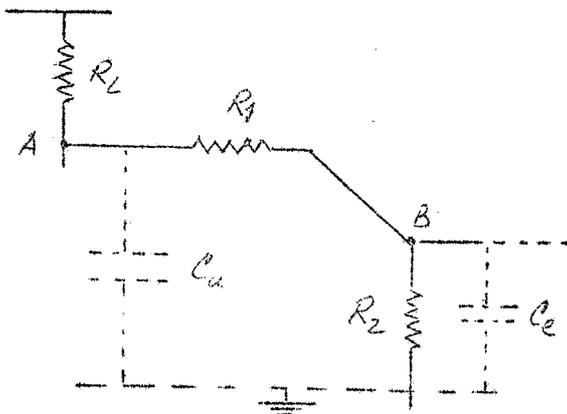


FIG. 5

la capacità $C_u = C_{pK}$ è fissa e non si può mutare. Il potenziale V_A varia velocemente nel tempo a patto che R_L sia molto piccola (si renda per esempio $R_L < 10 \text{ K}\Omega$, valore notevolmente inferiore ai $50 \text{ K}\Omega$ di fig. 1. Questo per quanto riguarda la valvola T_1 e C_u . Facendo ora riferimento alla T_2 si nota ancora come rendendo R_L più piccolo si diminuisca l'effetto Miller o di conseguenza C_o .

Naturalmente (fig. 5) è necessario porre tra A e B in parallelo ad R_1 un condensatore C in modo che

$$R_1 C = R_2 C_o \quad (6)$$

e così si ottiene un impulso squadrato anche in B ma si aumenta la capacità verso massa presente nel punto A (fig. 6).

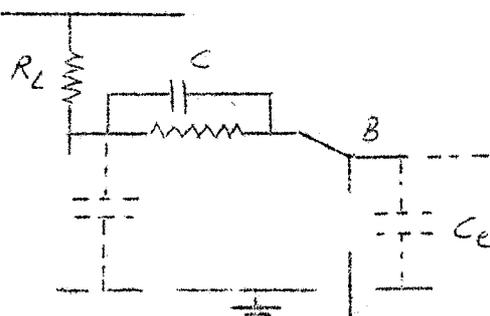


Fig. 6

Si riescono a costruire anche scale con tempo di transizione di $30 + 40$ ns; le scale che funzionano scartamento hanno un tempo dell'ordine dei 60 ns.

Ne segue che il tempo di salita degli impulsi che dalla placca di una valvola vanno alla griglia dell'altra deve essere $\tau_s < 60$ ns (7).

Lo schema precedente descritto funziona per frequenze dell'ordine di 10^6 impulsi/sec.

Per costruire una scala più veloce è necessario diminuire C_0 (fig. 5 e 6). In fig. 7 è riportato uno schema con cathode follower che realizza tale scopo:

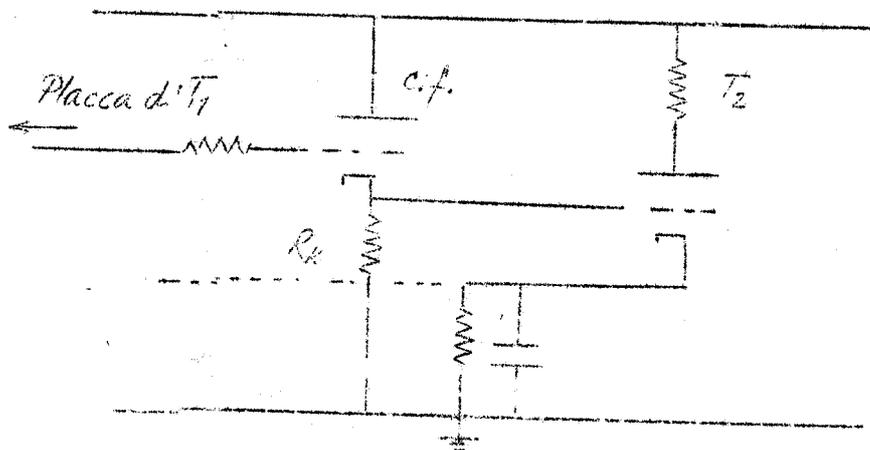


FIG. 7

La fig. 7 rappresenta metà dello schema. L'altra metà consta di un altro c.f. e della T_1 . La parte che manca è perfettamente simmetrica. Con una scala di questo tipo si arriva a frequenze di 10^7 imp/sec.

Un altro accorgimento per aumentare la velocità consiste nel non permettere a G_2 di diventare positiva. In figura 8(x) è uno schema con diodo che realizza lo scopo. Lo stesso accorgimento rende effetti migliori se applicato al

(x) - $R_1 + R_2 \gg R_k$. Il partitore $R_1 R_2$ fissa praticamente la tensione della griglia G_2 . Non appena G_2 supera la tensione in A il diodo conduce e ripristina la situazione preesistente.

circuito di fig. 7 come in fig. 9.

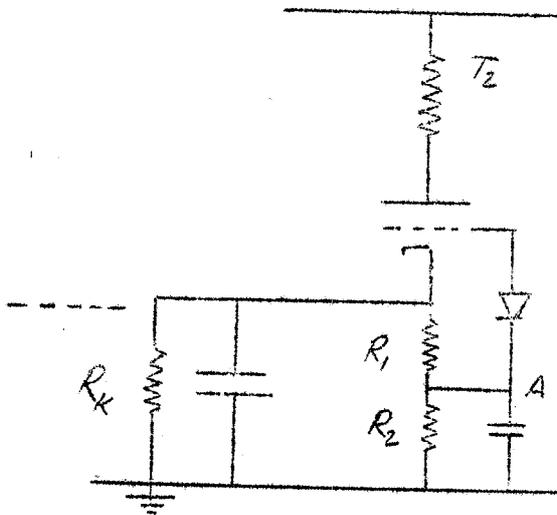


FIG. 8

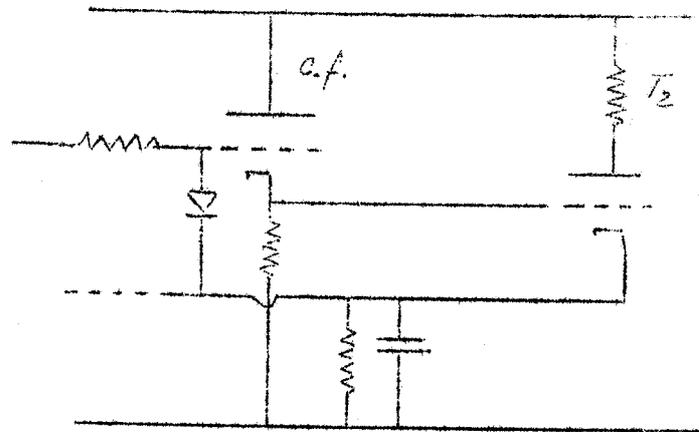


FIG. 9

Infine è sempre bene limitare il potenziale positivo della placca di T_2 per evitare che conduca quando non deve (fig. 10):

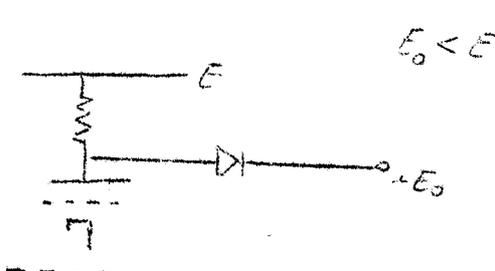


FIG. 10

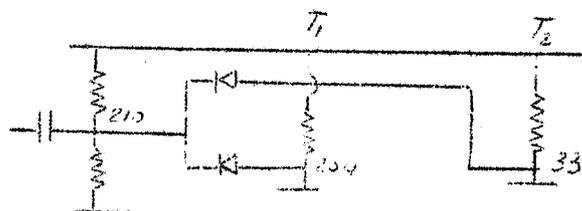


FIG. 11

Per comandare il multivibratore, cioè per farlo scattare, lo schema usuale è in fig. 11: le tensioni in fig. 11 si riferiscono a quelle dell'esempio precedentemente trattato. Come si vede nelle condizioni statiche entrambi i diodi sono in cutoff. Un impulso negativo, ad esempio di -10 Volt, non passa per il diodo A e passa per il diodo B. Un impulso di -4 volt si trova allora nella placca di T_1 e di qui inizia il processo a valanga per cui il segnale negativo arriva sulla griglia di T_2 spegne le T_2 ecc....

Il segnale di uscita preso sulla placca di T_2 ha una durata che dipende dalla frequenza dei segnali di comando.

L'ampiezza è determinata dalla differenza $250 - 33 = 217$ Volt (8) nell'esempio di fig. 11.

2) - Univibratori

In questo caso la situazione non è simmetrica perchè il sistema dopo lo scatto torna nella situazione iniziale. Uno schema è per esempio in fig. 12:

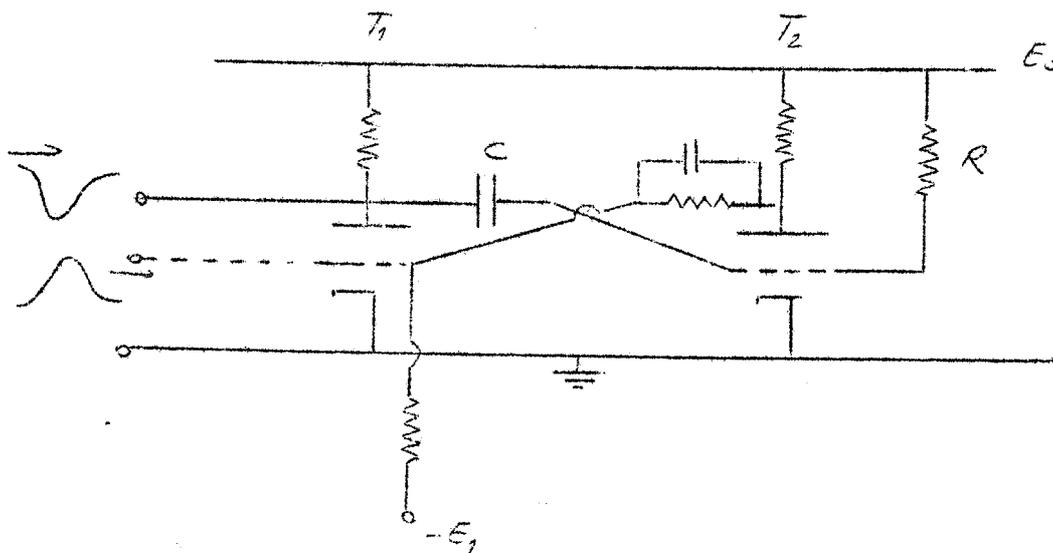


FIG. 12

Normalmente T_2 'conduce' R è una resistenza molto elevata e $V_{G2} \sim 0$. V_{P2} è 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 può inviare un impulso positivo nella griglia di T_1 o negativo in griglia a T_2 . Si osservi però che lo scatto è molto più rapido se realizzato nel secondo modo.

Infatti si guardi alle caratteristiche (fig. 13):

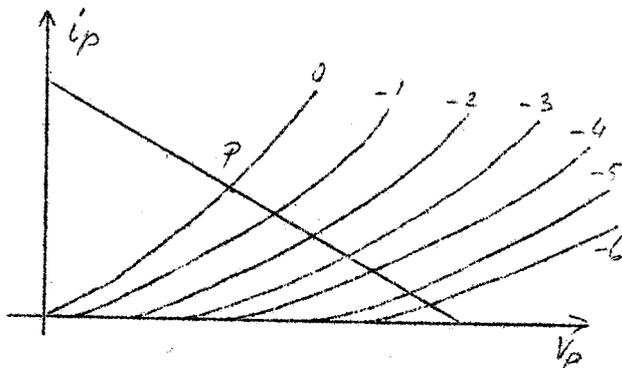


FIG. 13

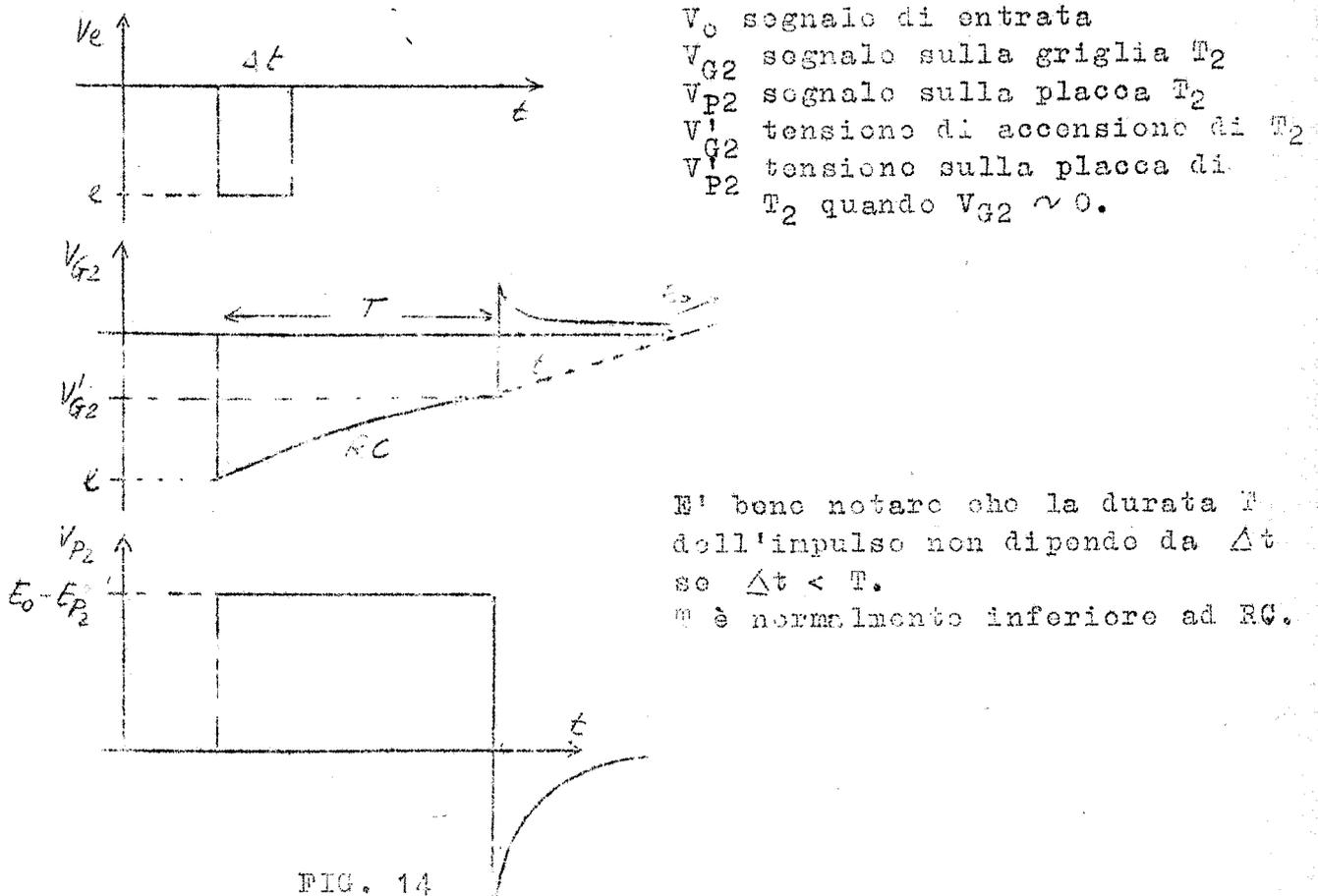
la retta di carico sia quella della valvola T_2 e P il punto di lavoro. Un segnale negativo, anche di pochi volt, sulla griglia G_2 provoca una forte variazione della corrente di placca e di conseguenza un segnale positivo elevato parte dalla placca di T_2 per accendere T_1 . Se invece si comanda con segnali positivi la griglia di T_1 , che normalmente è spenta, la variazione di corrente è di gran lunga inferiore come si veri

fica subito dalle caratteristiche.

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 o 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 è spenta T_1 conduce. Questo non è stabile perchè il circuito differenziatore RC agisce in modo che il condensatore C si porti alla tensione E_0 .

Questo non avviene perchè non appena la tensione V_{G2} V'_{G2} ove V'_{G2} è 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. 14 è dato l'andamento delle tensioni in vari punti del circuito:



Nello schema di fig. 12 si ha l'inconveniente di vedere in 'entrata' il segnale di 'uscita'. Per evitare questo si può comandare l'univibratore passando attraverso un'altra valvola come in fig. 15:

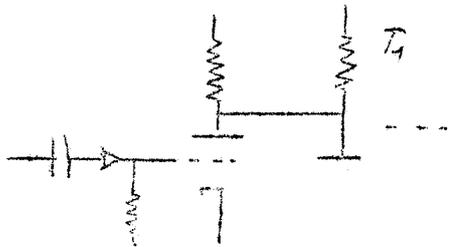


FIG. 15

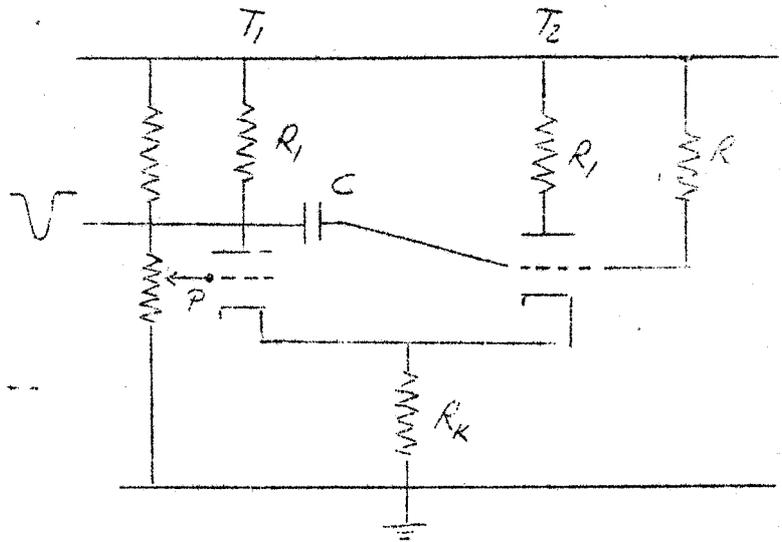


FIG. 16

Una versione dell'univibratore in cui si elimina la tensione negativa è in fig. 16.

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 è 'pronto' per scattare di nuovo) si devono scegliere piccole le resistenze R_1 e valvole con piccole capacità parassite.

Si noti che variando la posizione del potenziometro P ben si intende sempre in modo che in condizioni 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 affinché $V_{G2} = V'_{G2}$. In fig. 17 è lo schema dei segnali in punti del circuito di fig. 16:

V_{K2} e V_{K1} sono rispettivamente le tensioni cui si porta il catodo quando conduce T_2 o T_1 .

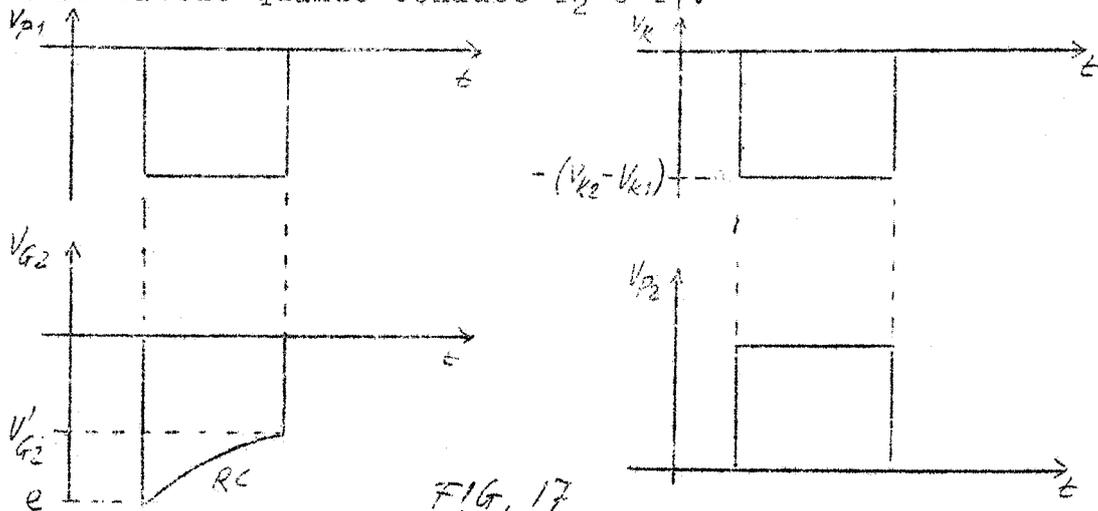


FIG. 17

L'univibratore è spesso usato per avere un impulso ritardato rispetto ad un segnale. Per ottenere ciò si differenzia l'impulso di uscita tramite un RC ottenendo un impulso come in fig. 18, si taglia la parte positiva e l'impulso negativo è l'impulso ritardato che si cercava.

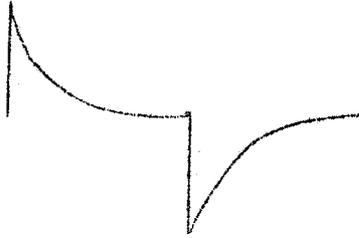


Fig. 18

LEZIONE XIII

1) - Multivibratore astabile

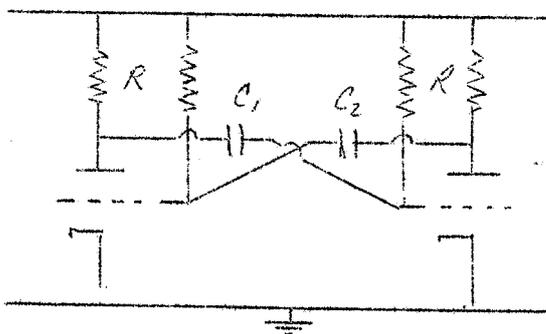


FIG. 1

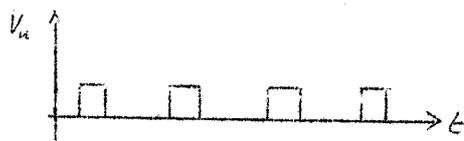
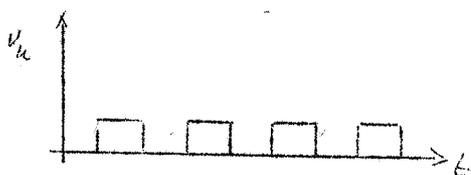


FIG. 2

È un oscillatore.

Se i due condensatori C_1 o C_2 sono uguali (fig. 1) l'intervallo di tempo per cui ciascuna valvola è spenta è uguale a quello per cui è accesa.

Se $C_1 \neq C_2$ ciò non accade. In conseguenza si possono avere treni di impulsi come in figura 2.

La frequenza è fissata dalla più lunga tra le costanti di tempo RC_1 od RC_2 .

In prima approssimazione se τ è la costante suddetta la frequenza è:

$$\nu \sim \frac{1}{\tau} \quad (1)$$

2) - Fornatori di impulsi

La legge di carica di un condensatore come in fig. 4:

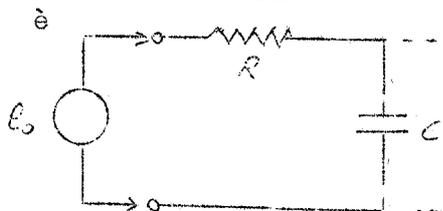


FIG. 4

$$V_C = E_0 (1 - e^{-t/\tau}) \quad \tau = RC \quad (2)$$

posto che si considerino intervalli di tempo $t \ll \tau$ (3).

Segue che limitando i valori di t a quelli che soddisfano

la (3) si possono avere impulsi come in fig. 5.

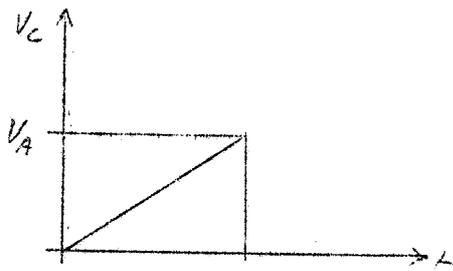


FIG. 5

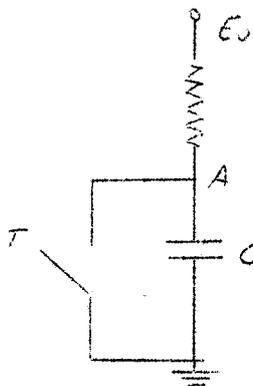


FIG. 6

A tale scopo è necessario costruire un circuito che segua lo schema logico di fig. 6: quando si raggiunge la tensione V_A (fig. 5 e 6) l'interruttore T si chiude ed il condensatore si scarica. Si ha così un impulso come in figura 5. Seguono alcuni circuiti che realizzano lo scopo.

Il tyratron V funge da interruttore (fig. 7).

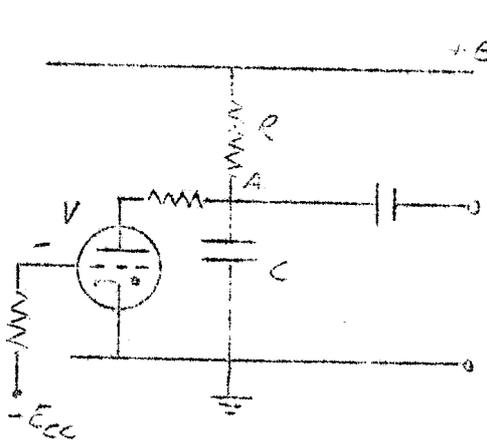


FIG. 7

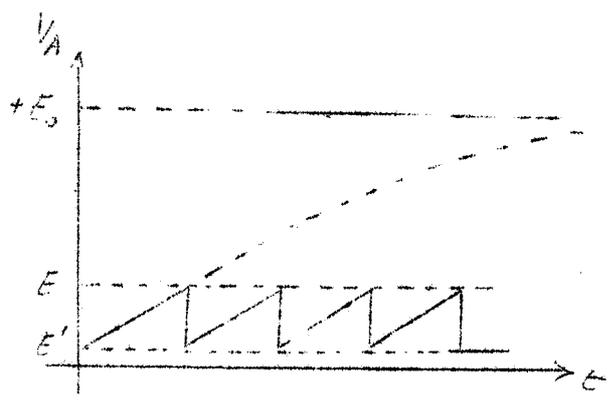


FIG. 8

Gli impulsi che si ottengono sono in fig. 8: 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 R o C .

Il partitore $R_1 R_2$ (fig. 9) stabilisce la tensione del punto A appena al di sotto della tensione di scarica

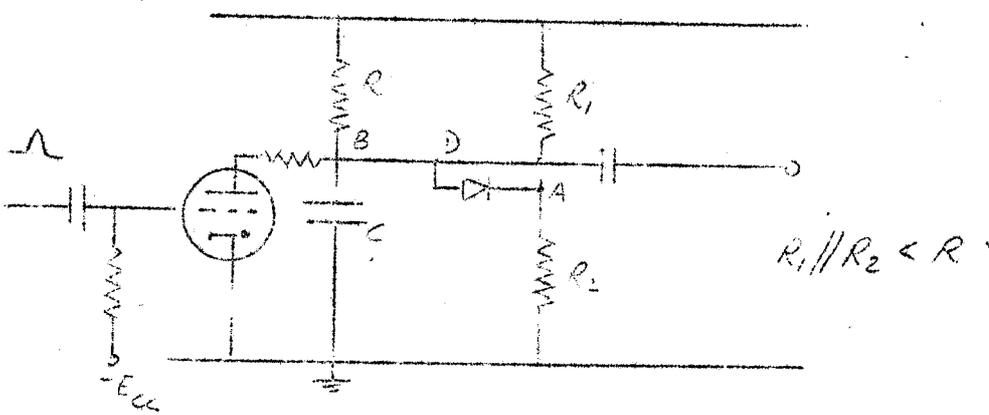


FIG. 9

del tyratron. A causa del diodo D la tensione V_B non può 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.

In tal modo si realizza la possibilità di ottenere impulsi solo se c'è il comando esterno (trigger).

Si è visto che per ottenere degli impulsi con una salita lineare è necessario prendere la carica di un circuito RC solo nella prima parte e questo è possibile se gli intervalli di tempo sono molto brevi, o, volendo impulsi più lunghi; se E_0 è molto elevata.

Un altro criterio che si può seguire è il seguente: se un generatore ideale di corrente viene applicato come in fig. 10 ad un condensatore C la risposta V_C è:

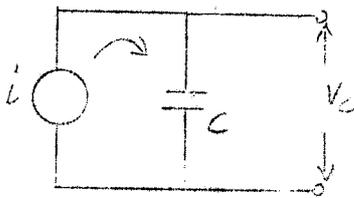


FIG. 10

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{i}{C} t \quad (4)$$

vale a dire una funzione lineare del tempo essendo $i = \text{cost}$.

Si deve cercare allora un dispositivo che permetta di caricare un condensatore a corrente costante. A tale fine il circuito 'Bootsnap' di fig. 11:

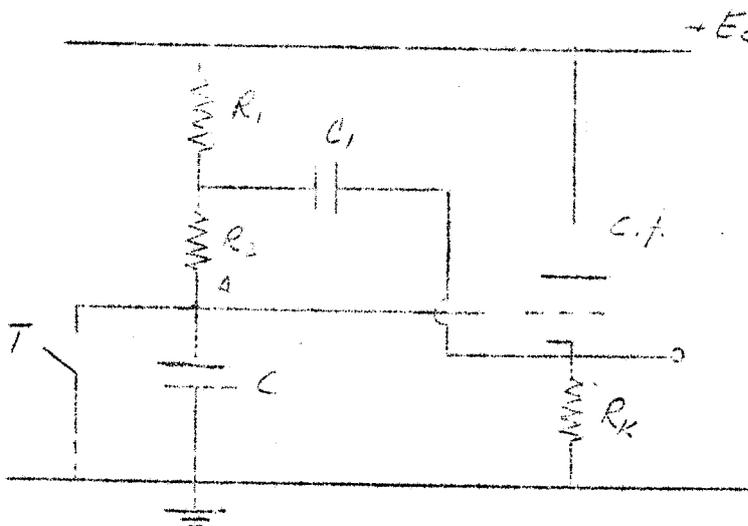


FIG. 11

Si immagini l'istante di apertura dell'interruttore T. Il condensatore C inizia la carica attraverso $R_1 + R_2$ e la corrente è $i = E_0 / (R_1 + R_2)$. Questa viene resa praticamente costante mantenendo tale la d.d.p. tra i punti A e B. Invece il segnale che parte da A viene riportato in B tramite il c.f. ed il condensatore C_1 . La costante di tempo $(R_2/R_1)C_1$ è molto grande rispetto alla durata dell'impulso al fine di avere poca differenziazione; A e B si muovono allora parallelamente.

Una versione migliore del 'bootstrap' è quella in cui un 'diodo' sostituisce la R_1 (fig.12).

In tal modo si realizza una resistenza praticamente infinita durante l'impulso, mentre è molto breve il tempo nel quale il circuito si riporta nelle condizioni iniziali, terminato che sia l'impulso.

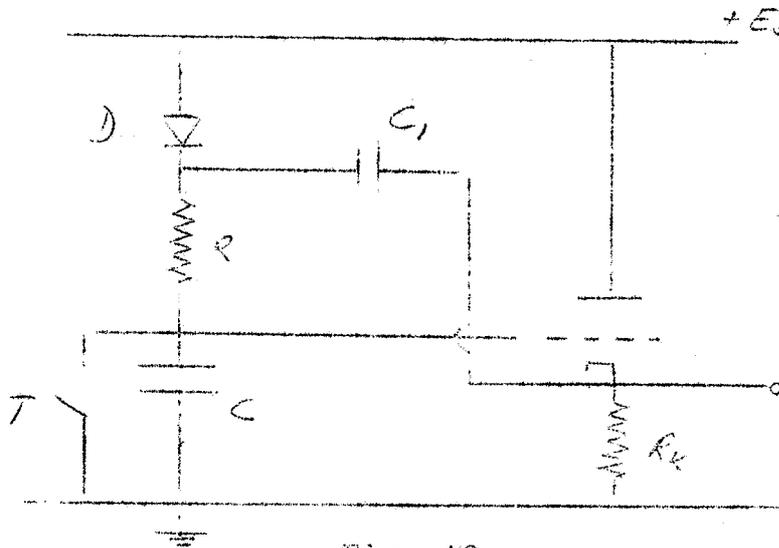


Fig. 12

3) - Circuito integratore Miller

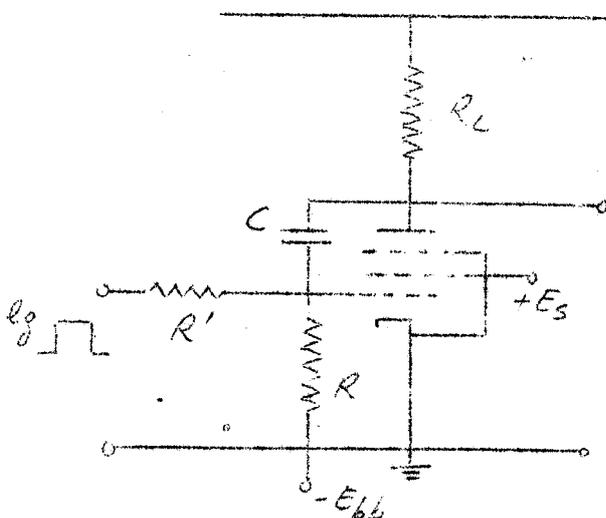


Fig. 13

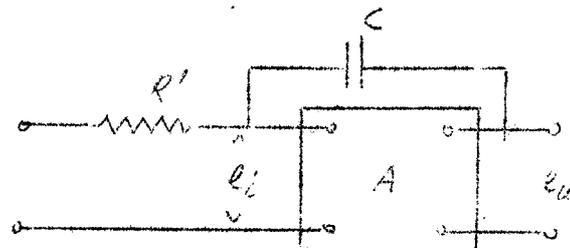


Fig. 14

Il circuito di fig. 13 fornisce in uscita un impulso proporzionale all'integrale del segnale di entrata.

In fig 14 è il circuito equivalente:

$$e_u = A e_i \quad (5)$$

Il circuito di fig. 14 può essere sostituito da quello di fig. 15: infatti la carica totale che fluisce nel condensatore C è:

$$q = C \Delta V \quad (6)$$

ove

$$\Delta V = e_i - e_u = e_i(1-A) \quad (7)$$

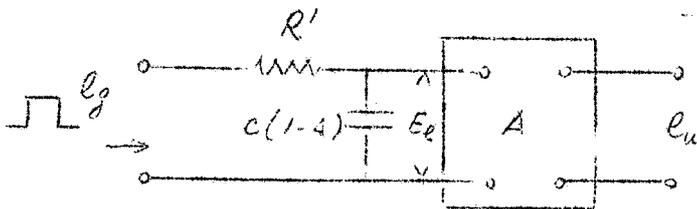


Fig. 15.

La capacità 'vista' dall'entrata è quindi

$$C_o = q/e_i = C(1-A) \quad (8)$$

Si ricordi che $A < 0$.

Se e_g è l'impulso di comando tenendo presente il circuito di fig. 15:

$$E_o = e_g(1 - e^{-t/R'C_o}) \quad (9)$$

e quindi

$$e_u = A e_g(1 - e^{-t/R'C_o}) \quad (10)$$

Nel caso del circuito di fig. 13

$$A = -g_m R_L \quad (11)$$

allora

$$e_u = -g_m R_L e_g(1 - e^{-t/R'C_o}) \quad (12)$$

È posto che $R'C_o \gg t$ ove t è la durata dell'impulso

$$e_u = -g_m R_L e_g \left(1 + \frac{t}{R'C_o}\right) \quad (13)$$

$$e_u \approx -g_m R_L e_g \frac{t}{R'C(1+g_m R_L)} \quad (14)$$

e poichè $g_m R_L \gg 1$

$$e_u \approx -\frac{e_g}{R'C} t \quad (15)$$

sempre sotto l'ipotesi $R'C_0 \gg \Delta t$ dalla (9) si ricava

$$E_o \approx \frac{e_g}{R'C(1+g_m R_L)} t \quad (16)$$

In fig. 16 è la forma degli impulsi di entrata e di uscita.

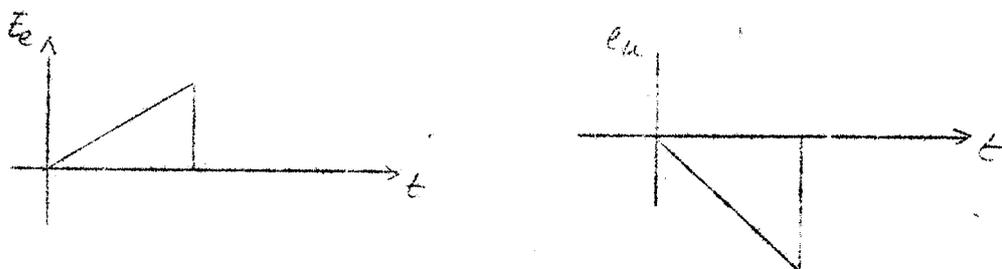


Fig. 16

Dalla (8) si scorge anche come il circuito di fig. 13 simuli una grande capacità ammesso che $|A| \gg 1$.

4) - Circuito Miller sweep

La polarizzazione negativa $-E_{cc}$ mantiene il tubo quasi spento. Non appena l'interruttore T viene aperto si formano sulla griglia e sulla placca gli impulsi di fig. 18. Essi terminano quando T si chiude.

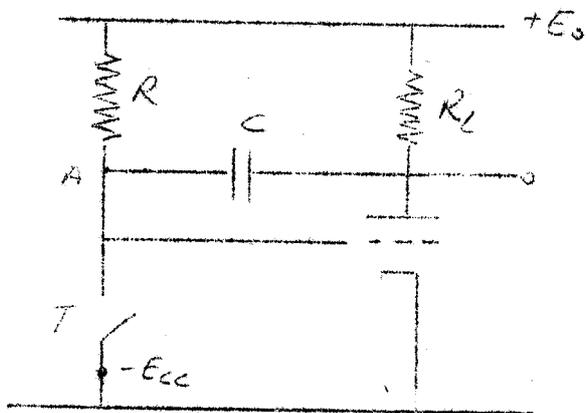


Fig. 17

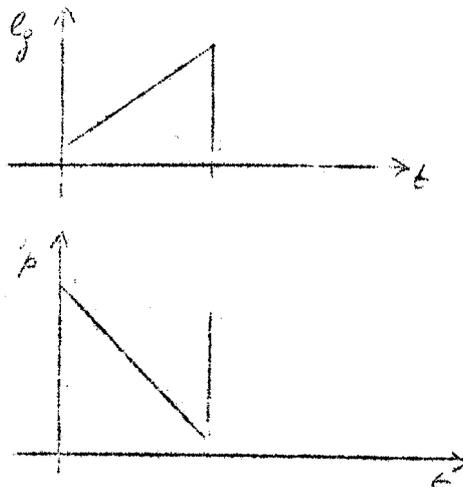


Fig. 18

La velocità dell'impulso $\left| \frac{de_p}{dt} \right| = \frac{E_0}{RC}$ volt/sec.

Il Miller sweep viene adoperato per generare forme d'onda linearmente variabili nel tempo.

5) - Miller sweep con comando sul soppressore

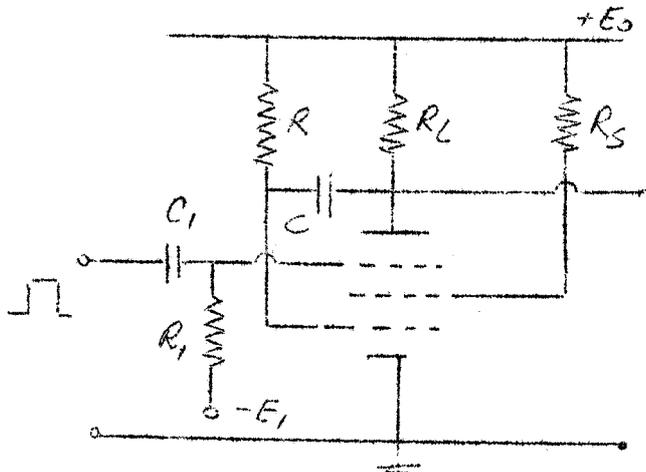


Fig. 19

In questo circuito 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 è 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 .

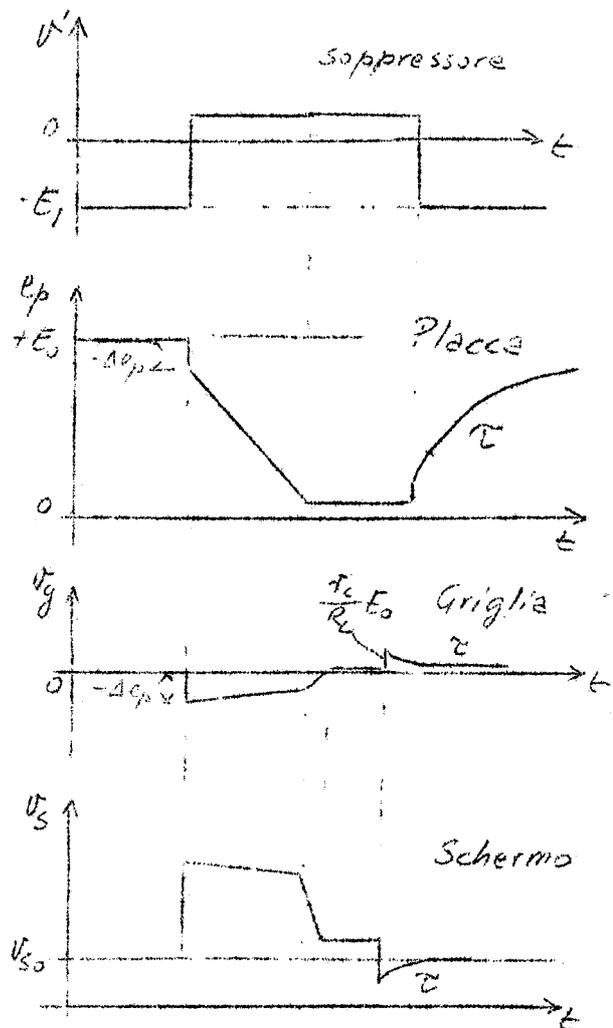


Fig. 20

In fig. 20 la forma degli impulsi sui vari elettrodi: v' è 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_p è 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_{s0} perchè parte della corrente è ancora collezionata dalla placca. Alla fine dell'impulso sul sop-

pressore la capacità C si ricarica alla tensione E_0 con la costante di tempo $\tau = (R_L + r_c)C \simeq R_L C$ ove r_c è la resistenza griglia catodo.

Se la durata dell'impulso è inferiore al tempo necessario affinché la e_p $\rightarrow 0$ 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.

6) - Phantatron

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.

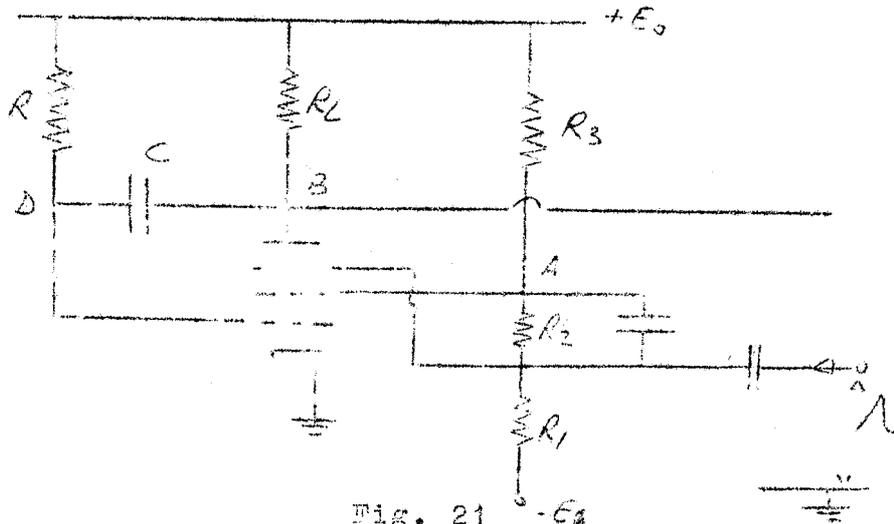


Fig. 21

Tutta la corrente passa nella griglia schermo e la tensione v_A è 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. 22 è la forma dei vari impulsi:

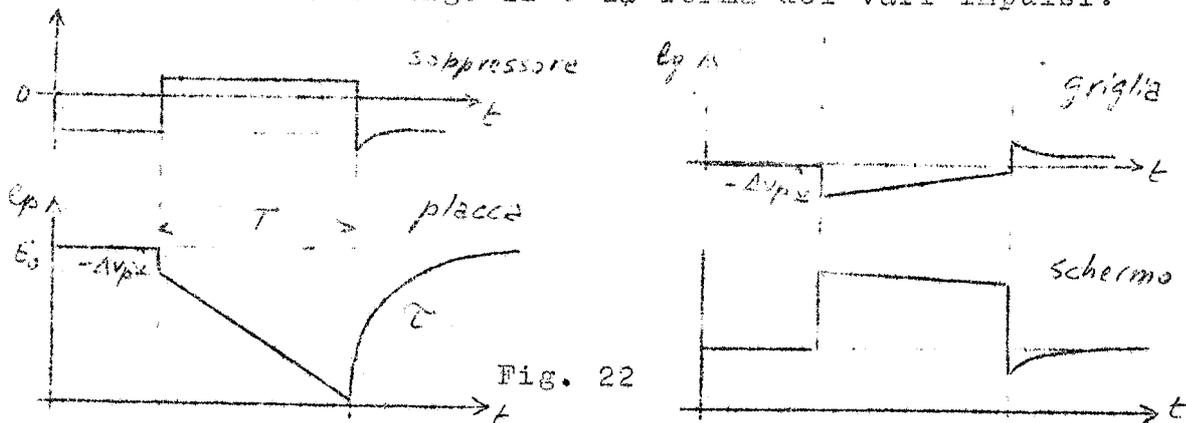


Fig. 22

Quando $e_p \approx 0$ la placca non può scendere ulteriormente ed allora il condensatore C si carica attraverso R e v_g diventa poco superiore a 0 . In conseguenza una maggiore corrente del 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 è $\tau = R_L C$.

Il phantastron può essere impiegato per ottenere degli impulsi ritardati. Se l'impulso allo schermo viene differenziato, si ottiene un impulso negativo ritardato di un tempo T (fig. 22) rispetto a quello di comando.

Si possono ottenere ritardi variabili semplicemente spostando la tensione da cui parte l'impulso lineare (in fig. 22 è E_0). A tale scopo si dispone un diodo come in fig. 23.

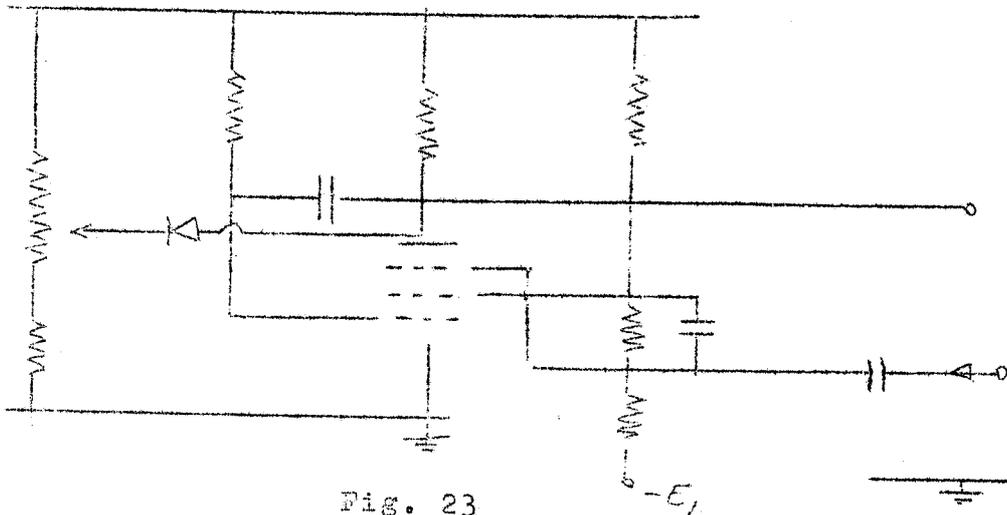


Fig. 23

LEZIONE XIV1) - I trasformatori

In questo capitolo si fa cenno ai trasformatori a tutti ben noti. Ci si può domandare perchè nei trasformatori di b.f. il primario e secondario siano avvolti attorno ad un nucleo di ferro (fig. 1).



Fig. 1

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'è l'aria, è molto bassa e poichè 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 è aperto. Rendendo L del primario elevata si realizza approssimativamente questa condizione.

Nel caso di trasformatori per alta frequenza l'impedenza del primario è ωL il cui valore è elevato perchè tale è ω ($\omega = 2\pi \nu$).

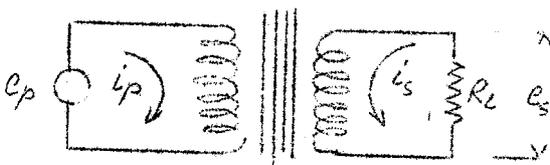


Fig. 2

Se (fig. 2) N_p ed N_s indicano il numero di spire del primario e del secondario il rapporto tra tensione di uscita e d'ingresso è:

$$\frac{e_s}{e_p} = \frac{N_s}{N_p} \quad (1)$$

Si osservi comunque che:

$$e_p i_p = e_s i_s \quad (2)$$

vale a dire non si guadagna nè si perde in energia.

Da (2) e (1) segue:

$$\frac{i_p}{i_s} = \frac{N_s}{N_p} \quad (3)$$

Con riferimento a fig. 2

$$\frac{e_s}{i_s} = R_L \quad (4)$$

mentre

$$\frac{v_p}{i_p} = Z_o = R_L \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \quad (5)$$

come segue subito da (2), (3) e (4).

Dalla (5) si legge che il trasformatore è un adattatore di impedenza; il rapporto tra l'impedenza di ingresso Z_o ed R_L è:

$$\frac{Z_o}{R_L} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \quad (6)$$

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

$$\left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 = \frac{200}{125} = 1.6 \quad (7)$$

cioè (vedi fig.3):

$$\frac{N_p}{N_s} \approx 1.27 \approx \frac{5}{4} \quad (8)$$



Fig. 3

Non ci sono più le riflessioni, si perde un pò di ampiezza. Comunque la perdita in ampiezza è inferiore a quella che si avrebbe con collegamento diretto 200 → 125 ohm. Il rapporto tra le ampiezze dell'uscita e dell'ingresso è:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{5}{4} \quad (9)$$

come segue da (1).

Si può naturalmente ottenere la stessa polarità o l'inversione di questa.

In un trasformatore ideale ponendo R_s in uscita in ingresso si vede R_p (fig. 4):



Fig. 4

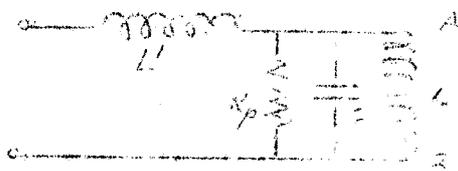


Fig. 5

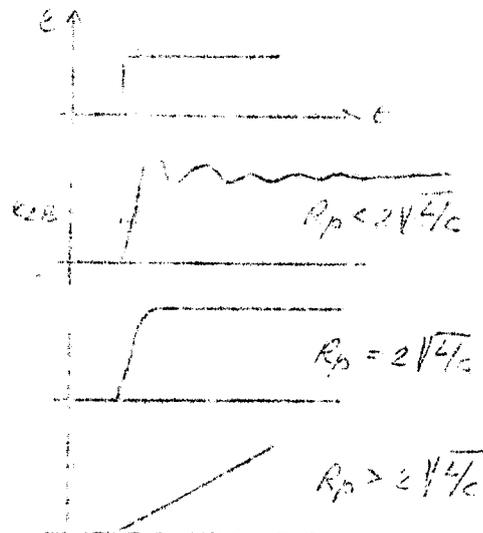


Fig. 6

Un trasformatore reale si può tradurre dal punto di vista dell'ingresso nel circuito di fig. 5.

Comandando con un impulso (fig. 6); ai tempi brevi l'uscita è 0 perchè L non fa passare l'impulso, nel caso di un buon trasformatore $L \rightarrow 0$, C un corto circuito.

La risposta è quella di un circuito oscillante (fig. 6) e dipende dal valore di R_p .

Ai tempi lunghi L diviene un corto circuito e l'impulso viene differenziato (Fig. 7).

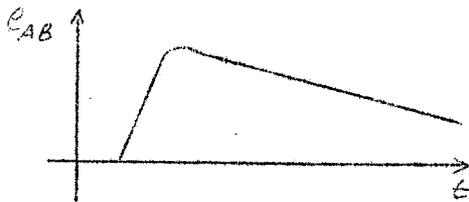


Fig. 7

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 permeabilità magnetica μ si riduce sensibilmente al crescere della frequenza.

Ad esempio per formare un adattatore di impedenza ($200 + 125 \text{ ohm}$) senza inversine di segno si forma una spirale di 5 spire; un capo si mette a massa e dalla quarta si parte per l'uscita (fig. 8):

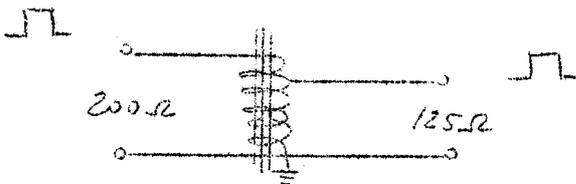


Fig. 8

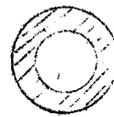


Fig. 9

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 (fig. 9), due fili ricoperti d'isolante e disposti come in fig. 10; questi vengono poi avvolti intorno al nucleo (importante è che i fili del primario e secondario siano avvolti nello stesso senso).



Fig. 10

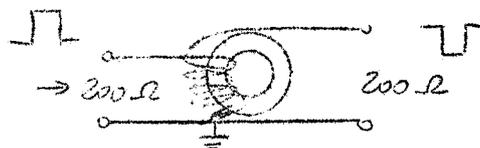
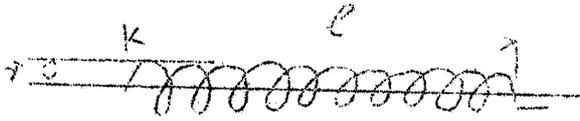


Fig. 11

2) - Calcolo dell'induttanza di una bobina

Abbiasi una bobina il cui diametro sia piccolo rispetto alla lunghezza (fig. 12).



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 è

Fig. 12

$$\phi = B \pi r^2 \quad (10)$$

ove πr^2 è la superficie di una spira. Il flusso totale concatenato con la bobina è N volte ϕ cioè

$$\phi_t = N \phi \quad (11)$$

potendosi esprimere

$$B = \mu \frac{N}{l} i \quad (12)$$

ove μ è la permeabilità magnetica del materiale posto tra le spire (aria, ferro, ecc.).

E tenendo conto di (10), (11) o (12) si ottiene:

$$\phi_t = \mu \frac{N^2 \pi r^2}{l} i = L i \quad (13)$$

L'induttanza L , che non dipende da i , è dunque

$$L = \mu \frac{\pi N^2 r^2}{l} \quad (14)$$

Questa formula è 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 viene adoperato per generare impulsi di breve durata (tra 0.05 e 0.25 μs) - fig. 13.

Il trasformatore inverte la polarità dei segnali di placca che vengono inviati in griglia.

Si ammetta C inizialmente carico in modo che la valvola sia spenta. In fig. 14 è 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 per-

chè la valvola conduce.

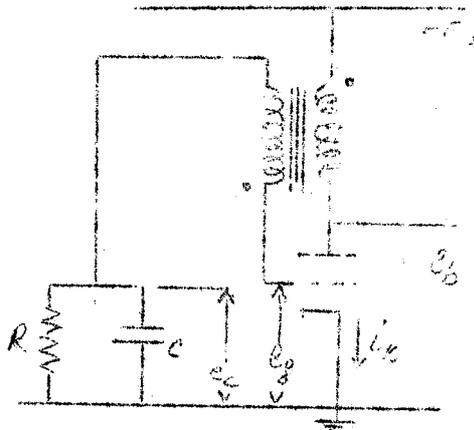


Fig. 13

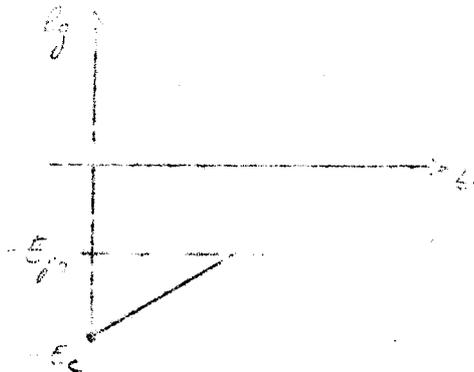


Fig. 14

La reazione positiva introdotta col trasformatore accentua la conduzione della valvola perchè 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 linearità 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.

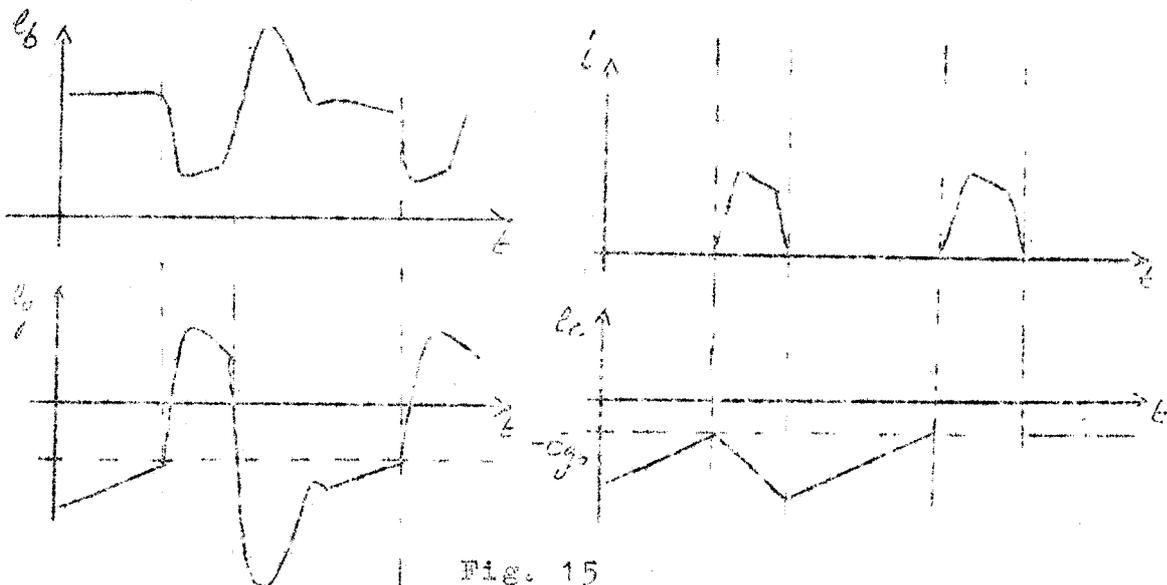


Fig. 15

In fig. 15 sono gli andamenti di tensioni o correnti. La frequenza degli impulsi dipende naturalmente da RC.

Il circuito descritto è un oscillatore. Qualora si desideri invece avere impulsi di uscita solo all'ora che il circuito venga eccitato da un segnale in ingresso.

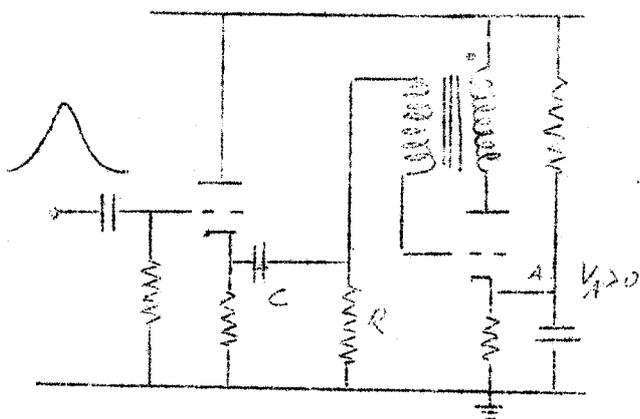


Fig. 16

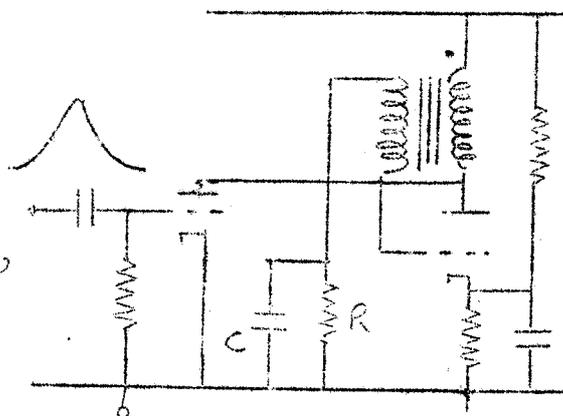


Fig. 17

Nelle figure 16 e 17 sono dati due schemi. Il circuito di fig. 17 è preferibile a quello di fig. 16 in quanto nel secondo la corrente di griglia del blocking può condurre il catodo del c.f. così negativo che la griglia tira corrente. Allora si ha un impulso all'ingresso.

Nell'altro schema: la impedenza di uscita della valvola di comando è di gran lunga superiore a quella del blocking oscillator e quindi non disturba il funzionamento di questo. Non c'è inoltre possibilità di avere, come prima, degli impulsi in ingresso dovuti a reazione.

I Partitori nel catodo negli schemi di fig. 16 e 17 permettono che effettivamente la griglia diventi positiva rispetto ad esse.

LEZIONE XV1) I semiconduttori

Ai fini di una distinzione tra le diverse sostanze basata sulla conducibilità che questo presentano si hanno:

- | | | |
|-------------------|-----------------|--|
| a) conduttori | esempio il rame | $r = 1,7 \times 10^{-6}$ ohm/cm |
| b) isolanti | | $r = 10^{15}$ ohm/cm |
| c) semiconduttori | { | silicio $r = 60$ ohm/cm $T=25^{\circ}\text{C}$ |
| | | germanio $r = 6 \times 10^4$ ohm/cm |

La resistività di questi ultimi, inverso della conducibilità, è intermedia tra quella dei metalli e degli isolanti (come la paraffina, il vetro, ecc.).

Nei conduttori quali il rame la densità di elettroni liberi nel metallo è molto elevata $\delta > 10^{20}$ elettroni/cm³. Nei semiconduttori tale densità si aggira sui $10^5 + 10^{11}$ el./cm³.

In un cristallo quale il Ge gli atomi sono disposti secondo una struttura come in fig.1:

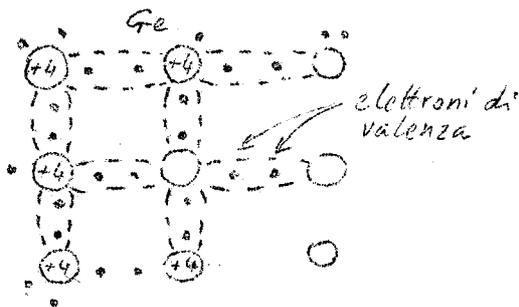


Fig.1

il legame tra i vari atomi è attuato tramite le coppie di elettroni di valenza. Questi elettroni sono molto legati al nucleo e ne risulta una bassa conducibilità dei cristalli con struttura come illustrato.

Per effetto della agitazione termica taluni legami vengono rotti e si rende disponibile un elettrone come libero portatore di elettricità.

Rimane contemporaneamente scoperta una carica positiva là dove prima era l'elettrone ed a questa viene dato il nome di 'lacuna'. Quando si crea l'esistenza di una lacuna un nuovo elettrone può lasciare un legame per andare ad occupare la lacuna, e lascia così scoperta una nuova lacuna nella posizione in cui era precedentemente. La lacuna quindi si sposta nel senso inverso a quello delle cariche negative (elettroni). Si ha trasporto di carica negativa in un verso e positiva nel verso opposto; il primo è dovuto al moto degli elettroni, il secondo a quello, seppure fittizio, delle lacune.

In un semiconduttore puro si ha uguaglianza tra elettroni liberi e lacune.

Per effetto della temperatura si creano lacune ed elettroni liberi, si hanno ricombinazioni di lacuna ed elettroni ma

in media nel tempo rimangono alcuni elettroni ed alcune lacune capaci di permettere il passaggio della corrente elettrica.

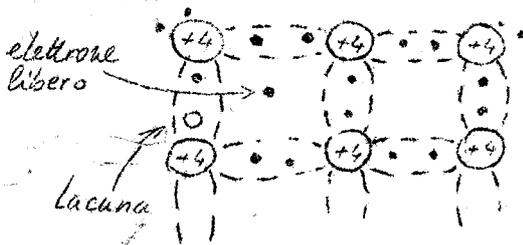


Fig.2

Gli effetti descritti dipendono dalla temperatura, come si vede, in modo sensibile.

In fig. 2 è simbolicamente presentato lo stato del reticolo ove siano un elettrone libero ed una lacuna.

Per accrescere la conducibilità di semiconduttore si usa introdurre in esso altre sostanze chiamate 'impurità'.

Per esempio se ad un cristallo di Ge si aggiunge una piccola quantità di antimonio o fosforo o arsenico si ottiene un aumento degli elettroni liberi. Le sostanze predette vanno sotto il nome di impurità del tipo 'n', perchè danno un eccesso di cariche negative.

L'effetto che si ottiene è un aumento delle cariche negative e diminuzione delle lacune, perchè il numero maggiore di elettroni liberi favorisce le ricombinazioni. Si realizza così un cristallo ove i portatori di elettricità hanno tutti uno stesso segno.

Il boro o gallio o l'indio sono impurità di tipo 'p' perchè producono un aumento di lacune.

Si immagini ora di introdurre impurità di tipo p da lati opposti in un cristallo. Si realizza allora una 'giunzione' p n come in fig. 3:

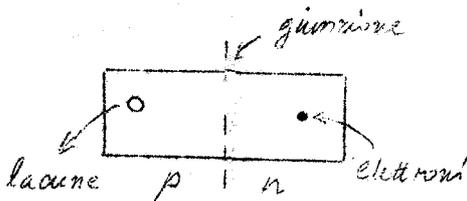


Fig.3

i portatori di carica, lacune ed elettroni 'diffonderanno' attraverso la giunzione.

Il processo porta ad uno stato di equilibrio per cui in prossimità della giunzione rimangono affacciate delle cariche positive e negative (v.fig. 4 e 5) e si forma una barriera di potenziale che impedisce ulteriore trasferimento di cariche.

riche.

Si crea una barriera di potenziale (fig. 5) che impedisce alle lacune di migrare da P verso n ed agli elettroni nel senso inverso.

Una giunzione del tipo descritto realizza un 'diodo'.

Invero si pensi allo schema di fig. 6: la batteria così applicata al cristallo tende a spostare via dalla giunzione

sia le lacune che gli elettroni.

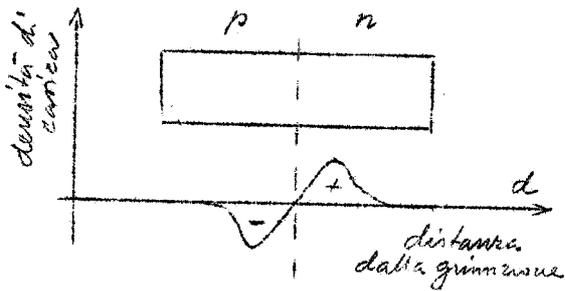


Fig. 4

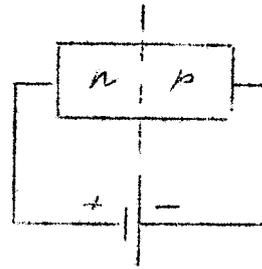


Fig. 6

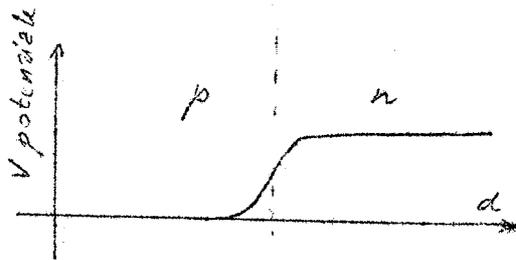


Fig. 5

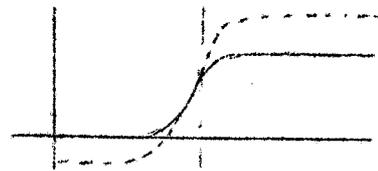


Fig. 7

La corrente è praticamente zero perchè non vi è passaggio attraverso la giunzione. Col dispositivo di fig. 7 invece si è innalzata la barriera di potenziale già esistente. Una debole corrente dovuta alle cariche che riescono ad attraversare la barriera di potenziale per effetto termico è pur sempre presente (corrente inversa del diodo). Una f.e.m. di segno opposto rispetto a quella di fig. 6 provoca una diminuzione della barriera di potenziale ed una corrente fluisce attraverso la giunzione.

L'andamento della corrente I in funzione di $'o'$ è in fig. 8:

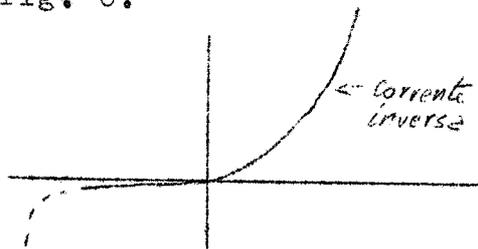


Fig. 8

← corrente di breakdown

per un valore della d.d.p. inverso, si ha una grande corrente (corrente di breakdown). La corrente I di breakdown praticamente non dipende più dal potenziale una volta sia iniziata.

La corrente inversa può essere dovuta ad una moltiplicazione a valanga per cui gli elettroni acquistano un'energia cinetica tale da strappare altri elettroni per urto.

Si può 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 più dalla tensione che resta fissata ad un valore caratteristico dei vari tipi di diodi.

2) Il transistor a giunzione

Lo si realizza praticamente affacciando due diodi uno in fronte all'altro come in fig. 9:

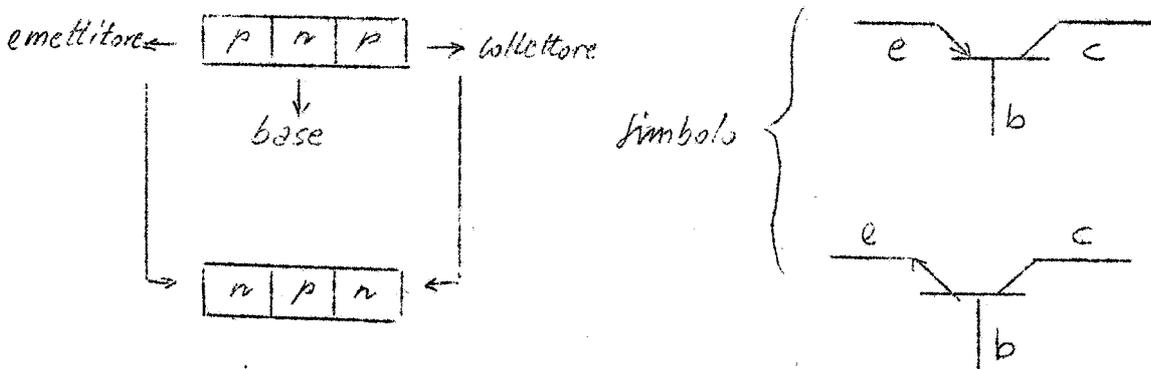


Fig. 9

Si faccia riferimento ad un p n p.

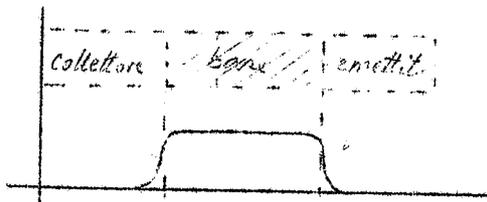


Fig. 10

L'andamento del potenziale è in fig. 10:

la giunzione collettore-base costituisce un diodo polarizzato inverso, quella emettitore base un diodo polarizzato diretto. Questo nel caso di p n p.

Si pensi al circuito di fig. 11: le due batterie (E_{eb} , E_{cb}) modificano l'andamento del potenziale come mostrato in fig. 12; 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.

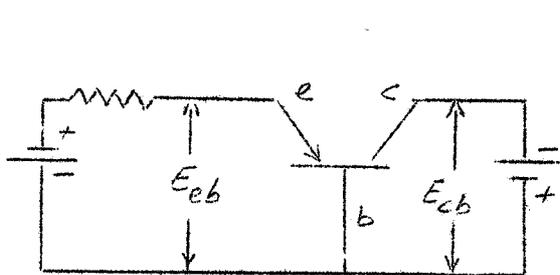


Fig. 11

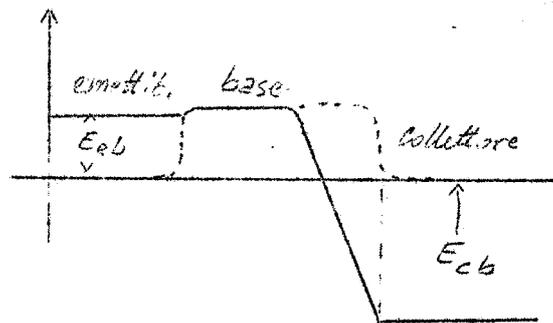


Fig. 12

3) -- Caratteristiche del transistor

Si pensi alle curve di fig. 13 ove è riportata la corrente di collettore I_c in funzione della d.p.p. tra collettore e base.

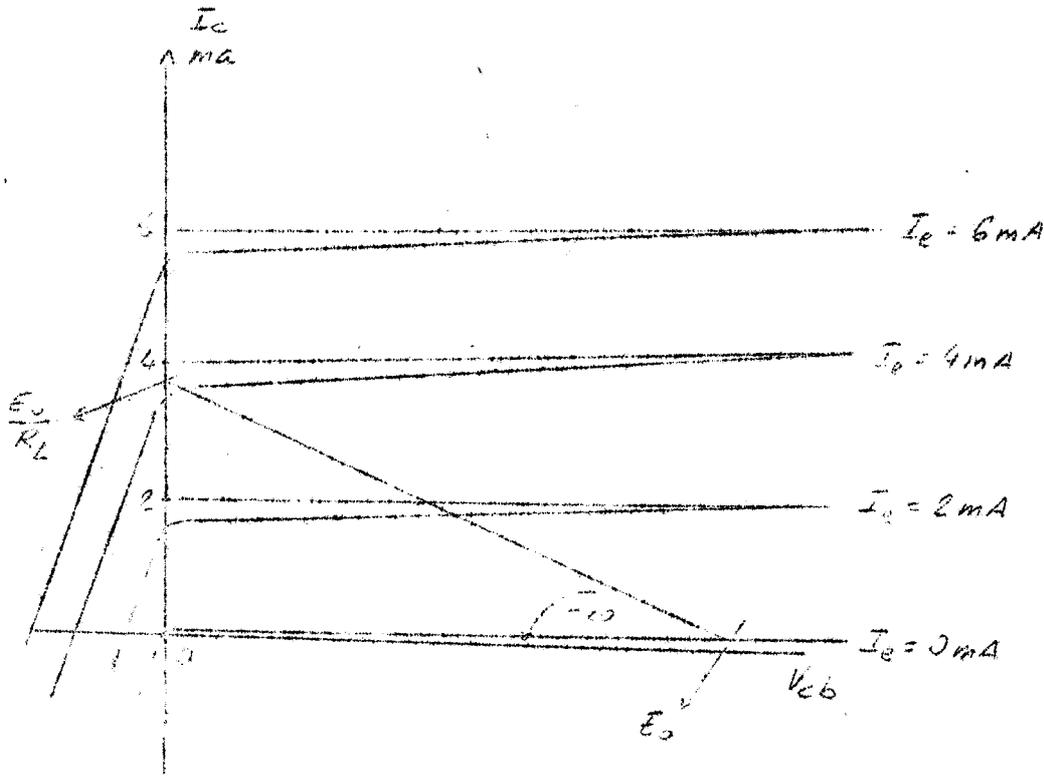


Fig. 13

dall'analisi di queste si può ricavare che la corrente di collettore I_c , per un dato valore di V_{cb} , è sempre inferiore alla corrente di emettitore I_e .

Il rapporto tra I_c ed I_e ovvero le loro variazioni ΔI_c e ΔI_e è dato da:

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \sim 0.98 \quad (1)$$

Si può inoltre definire una resistenza dinamica della giunzione collettore-base data da:

$$r_c' = \frac{1}{dI_c/dV_{cb}} \quad (2)$$

Il valore di r_c si aggira intorno a:

$$r_c \sim 2 \text{ Mohm} \quad (3)$$

È questo il valore della resistenza inversa del diodo collettore-base.

Si nota inoltre che in corrispondenza della corrente $I_e = 0$ si ha:

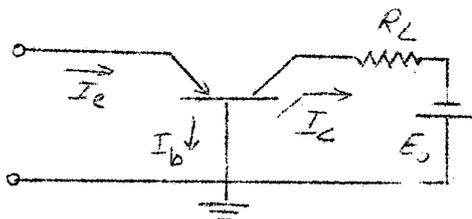
$$I_c = I_{c0} \quad (4)$$

Il valore di I_{c0} per un transistor 2N501 è $\sim 10 \mu A$, ma dipende fortemente dalla temperatura secondo una legge del tipo

$$I_{c0} = A e^{KT} \quad (5)$$

In corrispondenza dello schema di fig. 14 si può tracciare la retta di carico che fornisce:

$$I_c = f(V_{cb}) \quad (6)$$



ed ha l'equazione

$$I_c = -\frac{V_{cb}}{R_L} + \frac{E_0}{R_L} \quad (7)$$

Fig. 14

La corrente di emettitore I_{es} cui corrisponde la saturazione del transistor (entrambe le giunzioni c-b ed e-b sono 'dirette') è data da:

$$I_{es} = \frac{E_0}{\alpha R_L} \quad (8)$$

ricordando la (1).

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 (fig. 15):

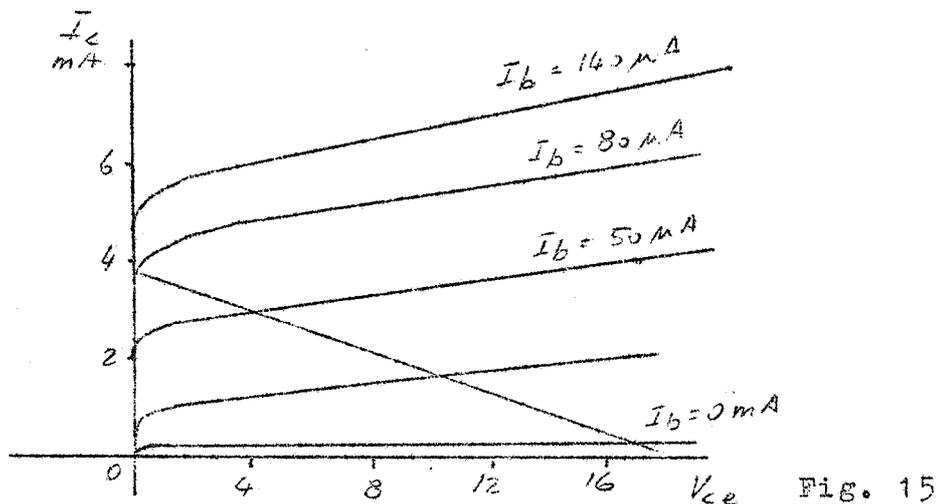


Fig. 15

Si nota subito come piccole variazioni della corrente di base possano provocare grandi variazioni di I_c . A tale fine si può ricordare che:

$$I_b = I_o - I_c \quad (9)$$

ed

$$I_c = \alpha I_o + I_{co} \quad (10)$$

eliminando I_o tra (9) e (10)

$$I_b = I_c \frac{(1 - \alpha)}{\alpha} - \frac{I_{co}}{\alpha} \quad (11)$$

e quindi

$$I_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_b + \frac{I_{co}}{1 - \alpha} \quad (12)$$

Dalla (12) si legge che $\alpha/1 - \alpha$ è il fattore per cui, in zona lineare, viene moltiplicata I_b . Poichè $\alpha \sim 1$ si vede che tal numero è molto elevato. Per un transistor 2N501 è ~ 100 . Da ora in poi si designerà

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (13)$$

è verrà 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 $I_b = 0$ (vedi fig. 16)

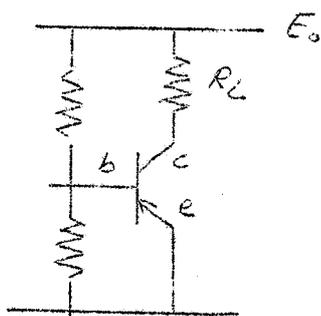


Fig. 16

$$I_c = \frac{I_{co}}{1 - \alpha} \quad (14)$$

e con $I_{co} = 10 \mu A$

$$\alpha = 0.95$$

segue

$$I_c = \frac{10^{-5}}{0.02} = 5 \cdot 10^{-4} A = 0.5 mA \quad (16)$$

valore sensibile per la corrente. Sulle caratteristiche della fig. 15 si può tracciare la retta di carico per il circuito di fig. 16: i punti estremi della retta sono $I_c = E_0/R_L$, $V_{ce} = 0$ ed $I_c = 0$, $V_{ce} = E_0$; la retta di carico ha equazione:

$$I_c = -\frac{V_{cc}}{R_L} + \frac{E_c}{R_L} \quad (17)$$

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.

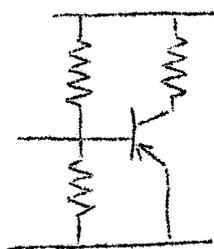


Fig.17

È importante stabilire dei criteri di stabilità e rilevare le cause di instabilità. Una, ed importante, è la dipendenza dalla temperatura di I_{co} (vedi (5)). Questo si traduce per uno schema come in fig. 17 in poca stabilità del punto di lavoro. Alle volte si può 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 è buona norma introdurre sempre un pò di reazione negativa.

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 è

$$P_c = 25\ \text{mwatt} \quad (18)$$

Quando un transistor è 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 è

$$V_{be} = 2\ \text{volt} \quad (19)$$

La reazione negativa può essere utilmente impiegata per evitare che vengono superati i limiti massimi consentiti per le tensioni e correnti.

Per esempio lo schema di fig. 18 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 più opportuno e certo più frequentemente usato è

lo schema che introduce la reazione tramite una resistenza sull'emettitore (fig.19).

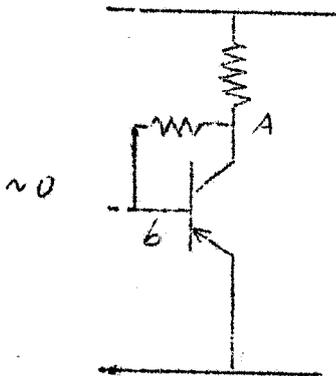


Fig. 18

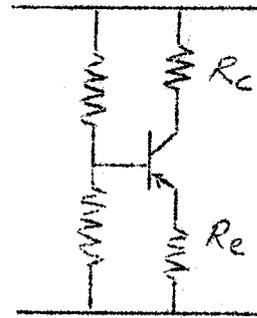


Fig. 19

Per quanto concerne l'alimentazione di un transistor è consigliabile non adoperare mai tensioni superiori a V_{comax} anche se si usano grandi resistenze di caduta sul collettore. Invero basta che in una operazione il transistor si spenga perchè la tensione V_{cc} superi il valore limite.

LEZIONE XVI

1) - Circuiti equivalenti

Il circuito equivalente di un transistor per le basse frequenze è in fig. 1:

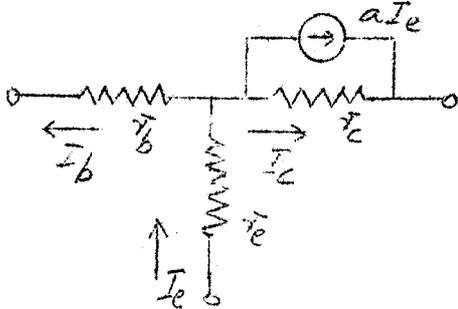


Fig. 1

r_c ed r_e 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 è molto sottile rispetto ad emettitore e collettore) e degli effetti della tensione di collettore sulla corrente di emettitore.

I valori delle tre resistenze sono:

$$r_c \sim 2 \text{ Mohm} \quad (1)$$

$$r_b \sim 1 \text{ Kohm} \quad (2)$$

$$r_e \sim 20 \text{ ohm} \quad (3)$$

$$\text{il parametro } a - \alpha = 0.98 \quad (4)$$

Le configurazioni fondamentali in cui viene impiegato un transistor sono riportate in fig. 2:

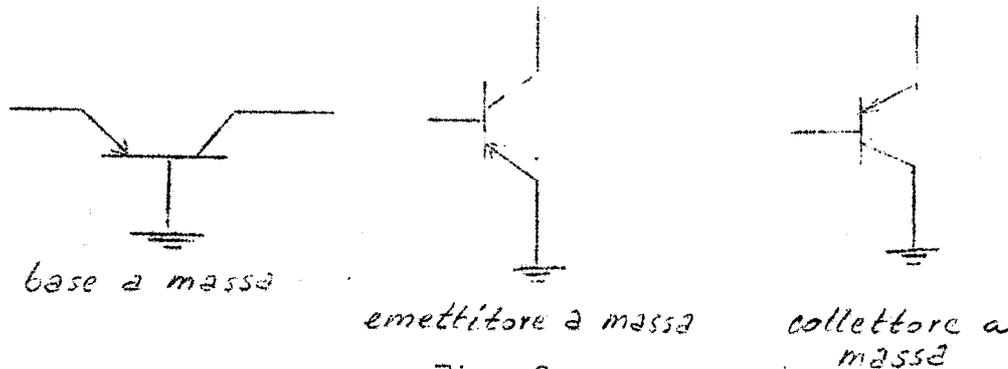


Fig. 2

Prima di trattare i singoli circuiti è 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 è equivalente ad un generatore di tensione V_0 , uguale alla tensione misurata tra A e B, ed a una resistenza R_0 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. 3 è illustrato quanto detto.

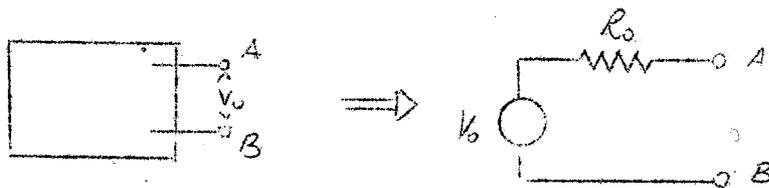


Fig. 3

Cortocircuitando A e B nel circuito passa una corrente I tale che valga:

$$V_0 = R_0 I \quad (5)$$

Da cui si vede che R_0 può 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, è logicamente molto utile come si vedrà qui di seguito.

2) - Circuito con base a massa

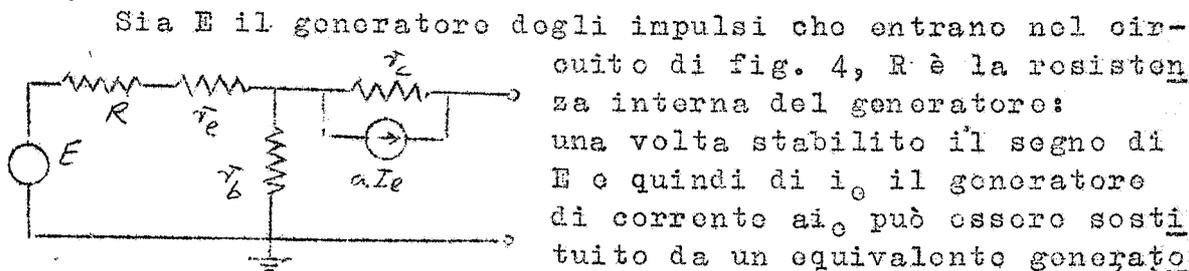


Fig. 4

Sia E il generatore degli impulsi che entrano nel circuito di fig. 4, R è la resistenza interna del generatore: una volta stabilito il segno di E e quindi di i_0 il generatore di corrente $a_i e$ può essere sostituito da un equivalente generatore di tensione come in fig. 5^(x).

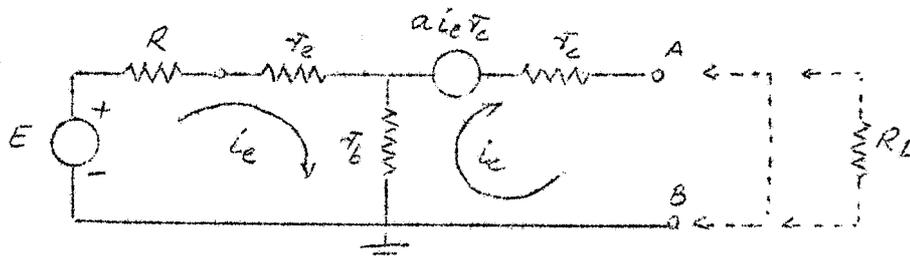


Fig. 5

(x) Il generatore di corrente (fig. A) viene sostituito dal generatore di tensione (fig. B) ad esso perfettamente equivalente.

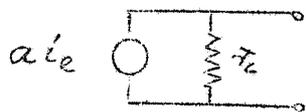


Fig. A

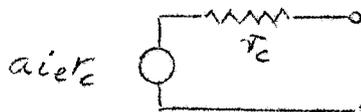


Fig. B

Assumendo d'ora in poi come positivo il verso di percorrenza antiorario delle maglie e ponendo sempre

$$i_c = i_o + i_b \quad (6)$$

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 cortocircuito:

$$E = (R + r_o + r_b) i_c - i_c r_b \quad (7)$$

$$a i_c r_o = (r_o + r_b) i_c - i_c r_b \quad (8)$$

successivamente eliminando i_c si ricava:

$$i_c \left[r_c + r_b \frac{R + r_o - a r_c}{R + r_o + r_b} \right] = E \frac{a r_c + r_b}{R + r_o + r_b} \quad (9)$$

ovvero

$$i_c \left[r_c - r_b \frac{a r_c - R - r_o}{R + r_o + r_b} \right] = E \frac{a r_c + r_b}{R + r_o + r_b} \quad (9)$$

tenendo conto di (9) e del verso di i_c il circuito di fig. 5 equivale a quello in fig. 6; ove

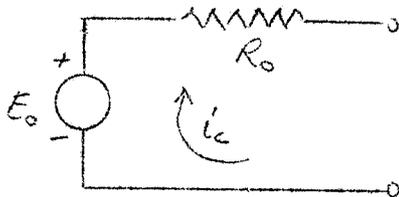


Fig. 6

$$E_o = \frac{a r_c + r_b}{R + r_o + r_b} E \quad (10)$$

$$R_o = r_c - r_b \frac{a r_c - R - r_o}{R + r_o + r_b} \quad (11)$$

La grandezza

$$\frac{E_o}{E} = A = \frac{a r_c + r_b}{R + r_o + r_b} \quad (12)$$

si interpreta come amplificazione in tensione a circuito aperto, mentre (11) è l'impedenza di uscita Z_u .

Ricordando che $r_o \gg r_b \gg r_c$ ed $a \sim 1$ (11) o (12) si semplificano come segue:

$$A \sim \frac{r_o}{R + r_b} \quad (13)$$

$$Z_u \sim \frac{r_c \quad r_b(1-a) + r_c + R}{R + r_b} \quad (14)$$

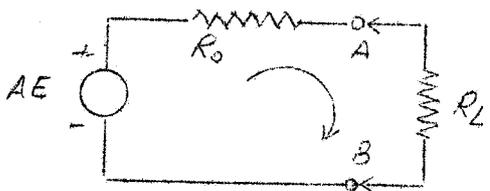
Dallo (13) e (14) si vede che A e Z_u dipendono da R . Questo avviene perchè l'impedenza di entrata del circuito di figura 5 non è ∞ .

Nel caso la si possa considerare tale rispetto ad R allora si può porre $R = 0$ e si hanno i valori:

$$A_{\max} = \frac{r_c}{r_b} \quad (15)$$

$$(Z_u)_{R=0} = r_c \left[(1-a) + \frac{r_c}{r_b} \right] \quad (16)$$

Qualora si mette un carico R_L sul collettore (vedi figure 5 o 6) l'amplificazione in tensione si calcola (fig.7):



$$A' = \frac{V_{AB}}{E} = A \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad (17)$$

Fig. 7

Si è trattato il circuito con base a massa facendo attenzione all'amplificazione in tensione.

Si può guardare anche all'amplificazione in corrente sfruttando l'equivalenza tra circuiti con generatori di tensione o di corrente già messa in evidenza:

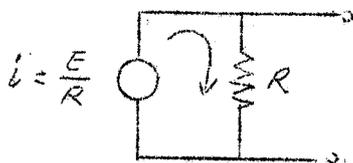


Fig. 8

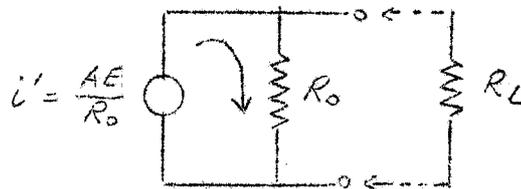


Fig. 9

Infatti il generatore di tensione E di cui alle figg. 4 e 5 si può sostituire con l'equivalente generatore di corrente (fig. 8); analogamente si può fare del circuito di fig. 6 (vedi fig. 9).

Si può ora scrivere:

$$i' = \frac{\Delta E}{R_0} = \frac{\Delta R}{R_0} \frac{E}{R} = \frac{\Delta R}{R_0} i \quad (18)$$

ed. interpretare come amplificazione in corrente la grandezza:

$$A_i = \frac{\Delta R}{R_0} \quad (19)$$

Qualora il circuito di fig. 9 venga chiuso su un carico R_L l'amplificazione in corrente è data da:

$$A'_i = \frac{A_i R_0}{R_L + R_0} \quad (20)$$

che nel caso $R_L \ll R_0$ si riduce ancora alla (19).

Se $R \rightarrow \infty$ (cioè il circuito di fig. 8 è un generatore ideale di corrente) allora

$$A_i \text{ max} = \frac{a r_c + r_b}{r_c + r_b} \sim a \quad (21)$$

$$R_0 = r_c + r_b \sim r_c \quad (22)$$

Come segue subito dalle (11) o (12) ove si pensi $R \rightarrow \infty$. Si vede quindi l'utilità 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. 5 ove si consideri inserito il carico R_L . Varranno le equazioni per le due maglie:

$$E = (R + r_c + r_b) i_o - r_b i_c \quad (23)$$

$$a i_o r_c = (r_c + R_L + r_b) i_c - r_b i_o \quad (24)$$

eliminando i_c tra la (24) e (23) si ricava per i_o l'espressione:

$$i_o = E \frac{r_c + R_L + r_b}{r_b} \frac{1}{\frac{(r_c + R_L + r_b)(R + r_c + r_b)}{r_b} - a r_c - r_b} \quad (24)$$

Nota i_e si può subito calcolare l'impedenza di entrata del circuito di fig. 5.

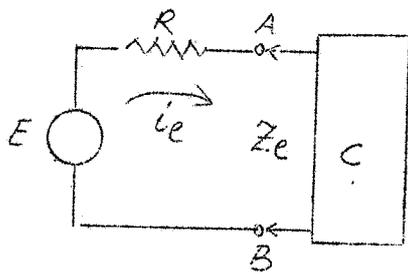


Fig. 10

Si pensi a fig. 10:

Z_e è l'impedenza d'entrata del circuito C.

Vale l'equazione:

$$E - Ri_e = Z_e i_e \quad (26)$$

e da (26) segue

$$Z_e = \frac{E}{i_e} - R \quad (27)$$

Da (27) e (25) segue

$$Z_e = r_e + r_b \frac{(1-a)r_c + R_L}{r_c + r_b + R_L} \quad (28)$$

L'impedenza di entrata viene a dipendere dal carico R_L .
Qualora

$$R_L \sim 0$$

$$Z_e = r_e + r_b(1-a) \quad (29)$$

ovvero per

$$R_L \rightarrow \infty$$

$$Z_e = r_b \quad (30)$$

sempre ricordando che $r_c \gg r_b \gg r_e$.

3) - Circuito con emettitore a massa

Sia ancora E il generatore di impulsi di entrata ed R la sua resistenza interna:

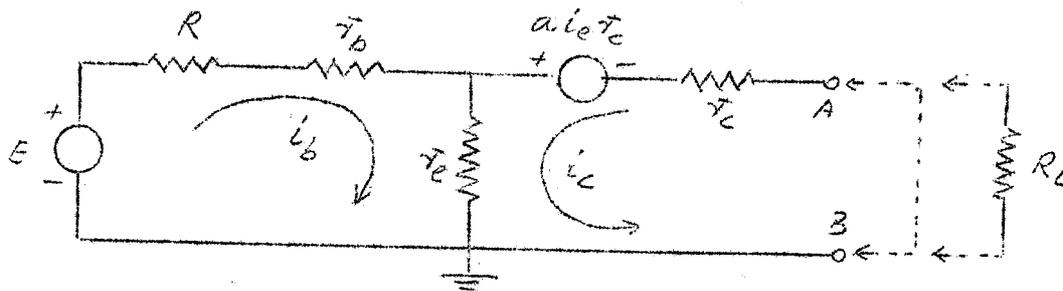


Fig. 11

A e B in cortocircuito:

$$E = (R + r_b + r_o) i_b + r_o i_o \quad (31)$$

$$a i_o r_o = (r_o + r_o) i_c + r_o i_b \quad (32)$$

$$i_o = i_c + i_b \quad (33)$$

eliminando i_b tra (31), (32), (33) si ricava per i_o :

$$i_o \left[r_o (1 - a) + r_o \frac{R + r_b + a r_o}{R + r_b + r_o} \right] =$$

$$= E \frac{a r_o - r_o}{R + r_b + r_o} \quad (34)$$

Da (34) e tenendo conto del verso di i_o si ottiene che il circuito di fig. 11 equivale a quello di fig. 12, ove

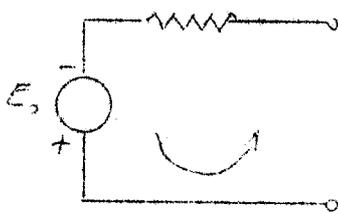


Fig. 12

$$E_o = -E \frac{a r_o - r_o}{R + r_b + r_o} \quad (35)$$

$$R_o = r_o (1 - a) + r_o \frac{R + r_b + a r_o}{R + r_b + r_o} \quad (36)$$

L'amplificazione in tensione a 'circuito aperto' è:

$$A = \frac{E_o}{E} = - \frac{a r_o - r_o}{R + r_b + r_o} \quad (37)$$

l'impedenza di uscita Z_u è data dalla (36).

Qualora R si possa considerare trascurabile ponendo $R = 0$

$$A_{\max} = - \frac{a r_o - r_o}{r_b + r_o} \sim - \frac{r_o}{r_b} \quad (38)$$

mentre

$$Z_u = r_o (1 - a) + r_o \frac{r_b + a r_o}{r_b + r_o} \sim r_o \left(1 - a + a \frac{r_o}{r_b} \right) \quad (39)$$

L'amplificazione in tensione quando un carico R_L sia posto nel collettore si calcola dal circuito di fig. 13:

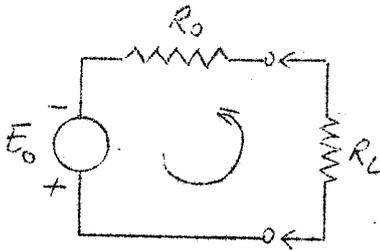


Fig. 13

$$V_u = R_L \frac{E_o}{R_L + R_o} \quad (40)$$

o quindi

$$V_u = E \frac{A R_L}{R_L + R_o} \quad (41)$$

o l'amplificazione

$$A' = \frac{V}{E} = \frac{A R_L}{R_L + R_o} \quad (42)$$

Nel caso $R \sim 0$ allora l'amplificazione diviene:

$$A'_{\max} = - \frac{r_o}{r_b} \frac{R_L}{R_L + R_o} \sim - \frac{R_L}{(1-a)r_b + ar_o} \quad (43)$$

se $R_L/r_o \sim 0$.

Il calcolo della impedenza di ingresso si esegue, facendo riferimento al circuito di fig. 11 con carico R_L , applicando la legge di ohm al circuito di fig. 14:

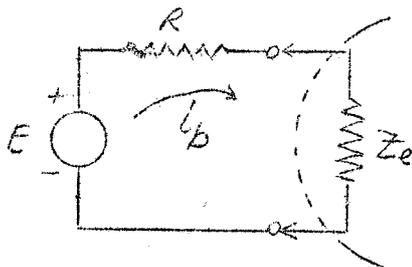


Fig. 14

l'equazione del circuito è

$$E = (Z_o + R)i_b \quad (44)$$

o quindi

$$Z_o = \frac{E}{i_b} - R \quad (45)$$

Il calcolo del rapporto E/i_b viene subito risolvendo il sistema:

$$E = (R + r_b + r_o)i_b + r_o i_o \quad (46)$$

$$a i_o r_c = (r_o + r_c + R_L)i_o + r_o i_b \quad (47)$$

$$i_o = i_b + i_c \quad (48)$$

Da (46), (47), (48) si ricava:

$$\frac{E}{i_b} = \frac{a r_c - r_o}{(1-a)r_c + r_o + R_L} r_o + (R + r_b + r_e) \quad (49)$$

o da (49) o (45)

$$Z_o = r_b + r_o \frac{r_o + R_L}{(1-a)r_c + r_o + R_L} \quad (50)$$

I valori estremi di Z_o si hanno per $R_L = 0$

$$Z_{o,0} = r_b + r_o \frac{r_o}{(1-a)r_c + r_o} \sim r_b + \frac{r_o}{1-a} \quad (51)$$

ovvero per $R_L = \infty$

$$Z_{o,\infty} = r_b + r_o \sim r_b \quad (52)$$

L'amplificazione in corrente si calcola dai circuiti equivalenti di fig. 15 e 16:

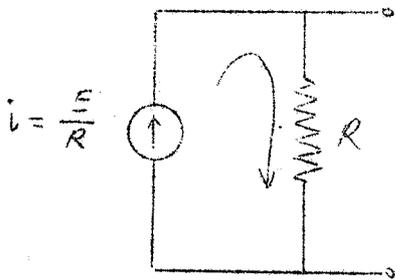


Fig. 15

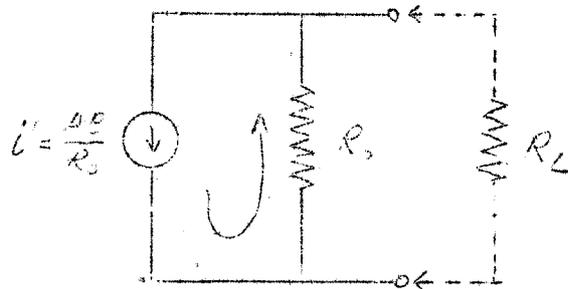


Fig. 16

si scrive

$$i' = \frac{AR}{R_o} i \quad (53)$$

da cui l'amplificazione in corrente:

$$A_i = \frac{AR}{R_o} \quad (54)$$

Se $R = \infty$ e quindi il generatore che fornisce gli impulsi di entrata si può considerare un generatore ideale di corrente (il transistor è comandato allora con un impulso di corrente):

$$Z_{u,\infty} = R_{o,\infty} = r_o(1-a) + r_e \sim r_o(1-a) \quad (55)$$

come segue dalla (36), mentre da (54)

$$\Delta_{i_{max}} = \frac{a r_c - r_o}{r_o (1-a) + r_o} \sim - \frac{a}{1-a} = -\beta \quad (56)$$

L'amplificazione quando un carico R_L sia posto sul collettore l'amplificazione in corrente si calcola dal circuito di fig. 16, ove si pensi inserito R_L :

$$\Delta'_i = \frac{\Delta_i R_o}{R_L + R_o} \quad (57)$$

che ove sia $R_L \ll R_o$ si riduce ancora alla (54).

4) - Circuito con collettore a massa

In fig. 17 è il circuito equivalente:

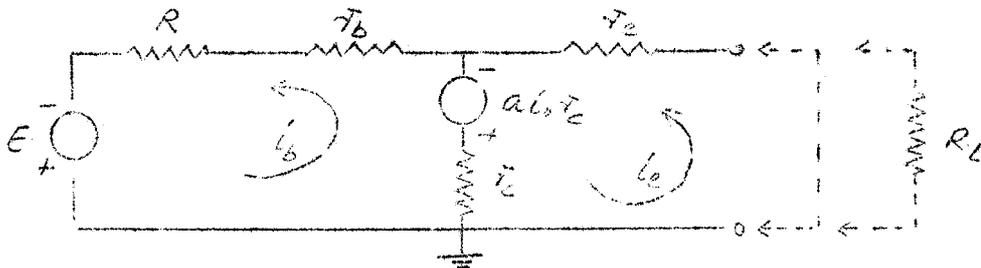


Fig. 17

Con A e B cortocircuitati le equazioni delle maglie sono:

$$E - i_o a r_c = (R + r_b + r_o) i_b - r_o i_e \quad (58)$$

$$a i_o r_c = (r_o + r_o) i_o - r_o i_b \quad (59)$$

$$i_o = i_c + i_b \quad (60)$$

si ricava:

$$i_o \left[r_o + (1-a) r_c \frac{R + r_b}{R + r_b + r_o} \right] = E \frac{r_o}{R + r_b + r_o} \quad (61)$$

Tenendo conto di (61) e del verso di i_o , il circuito di figura 17 equivale per quanto riguarda l'uscita a quello in figura 18: ove

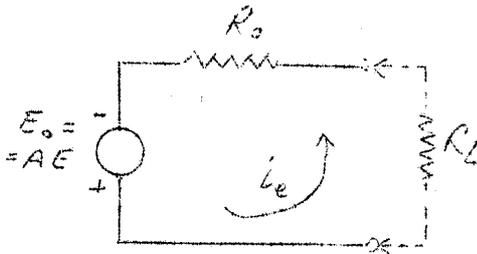


Fig. 18

$$E_0 = E \frac{r_c}{R + r_b + r_c} \quad (62)$$

$$R_0 = r_0 + (1-a)r_c \frac{R + r_b}{R + r_b + r_c} \quad (63)$$

L'amplificazione in tensione a circuito aperto è data dalla:

$$A = \frac{E_0}{E} = \frac{r_c}{R + r_b + r_c} \quad (64)$$

l'impedenza di uscita, $Z_{u,0}$, dalla (63).

Ogni volta si possa porre $R = 0$ allora

$$A = \frac{r_c}{r_b + r_c} \sim 1 \quad (65)$$

mentre

$$Z_{u,0} = r_c + (1-a) \frac{r_b r_c}{r_b + r_c} \sim r_c + (1-a)r_b \quad (66)$$

L'amplificazione in tensione quando un carico R_L sia posto sull'emettitore viene dal circuito di fig. 18 ove R_L si pensi inserito:

$$V_u = R_L \frac{AE}{Z_u + R_L} \quad (67)$$

$$A' = \frac{V_u}{E} = A \frac{R_L}{Z_u + R_L} \quad (68)$$

ed ogni volta che $Z_u \ll R_L$ l'amplificazione è ancora data dalla (64).

I circuiti equivalenti da cui calcolare l'amplificazione in corrente sono in fig. 19 e 20:

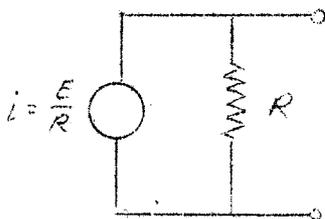


Fig. 19

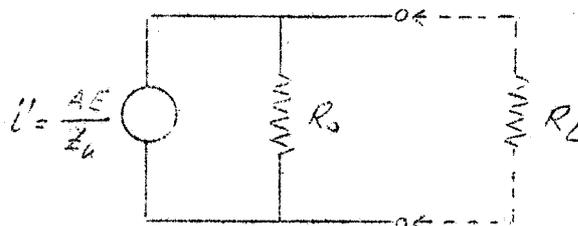


Fig. 20

Si scrive successivamente:

$$i' = \frac{\Delta E}{Z_u} = \frac{\Delta E}{R_o} \frac{R}{R} = \frac{\Delta R}{R_o} i \quad (69)$$

e l'amplificazione in corrente:

$$A_i = A \frac{R}{R_o} \quad (70)$$

Se $R = \infty$ ed il generatore di fig. 19 è un generatore ideale di corrente allora:

$$Z_{u, \infty} = R_{o, \infty} = r_o + (1-a)r_c \quad (71)$$

e da (70) e (71) ricordando l'espressione di A :

$$A_{i, \max} = \frac{r_c}{r_o + (1-a)r_c} \sim \frac{1}{1-a} \quad (72)$$

Ponendo un carico R_L nell'emettitore l'amplificazione in corrente è (fig. 20):

$$A_i' = A_i \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (73)$$

Applicando la legge di ohm al circuito di fig. 21 si calcola l'impedenza di ingresso Z_o :

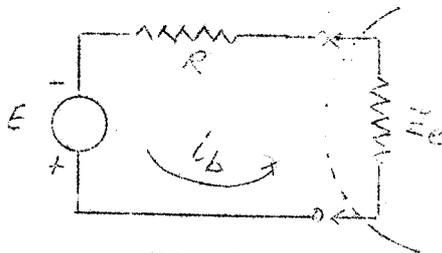


Fig. 21.

$$Z_o = \frac{E}{i_b} = R \quad (74)$$

Il rapporto E/i_b scrivendo le equazioni delle maglie del circuito di fig. 17 pensando R_L inserita:

$$E - i_o a r_c = (R + r_b + r_c) i_b - r_c i_o \quad (75)$$

$$a i_o r_c = (r_c + r_o + R_L) i_o - r_c i_b \quad (76)$$

eliminando i_o si ricava:

$$\frac{E}{i_b} = r_b + r_c \left[\frac{r_c + R_L}{(1-a)r_c + r_c + R_L} \right] + R \quad (77)$$

e da (77) o (74):

$$Z_o = r_b + r_c \frac{r_c + R_L}{(1-a)r_c + r_c + R_L} \quad (78)$$

se $R_L = 0$

$$Z_{o,0} = r_b + \frac{r_c r_c}{(1-a)r_c + r_c} \sim r_b + \frac{r_c}{1-a} \quad (79)$$

se $R_L = \infty$

$$Z_{o,\infty} = r_b + r_c \sim r_c \quad (80)$$

(80) è il massimo valore che presenta l'impedenza di ingresso dell'emitter follower. Si vede quindi come sia bene, per aumentare Z_o , porre sull'emettitore una resistenza $R_L \gg r_c$. Noto il valore di $r_c \leq 50$ ohm si vede che basta

$$R_L = 4 \div 500 \text{ ohm.}$$

In precedenza si sono calcolate formule esatte (cospicue per le loro dimensioni) e le corrispondenti formule approssimate.

Si riassumono qui di seguito le formule più 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

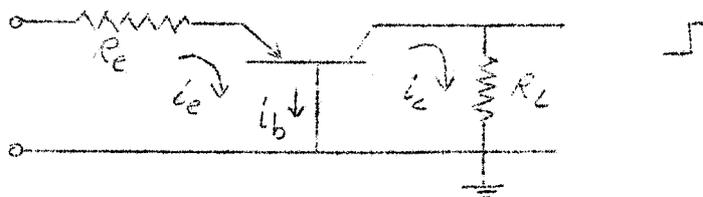


Fig. 22

Non invertire il segno.

L'amplificazione in tensione si calcola subito considerando che $i_o \sim i_c$ e quindi

$$V_u \approx V_o \frac{R_L}{R_o} \quad (81)$$

vale a dire

$$A_v \approx \frac{R_L}{R_o} \quad (82)$$

Alla (82) si può giungere anche partendo dalla (17) e facendo le opportune semplificazioni, sostituendo ad r_o il valore

$$r_o + R_o \approx R_o \quad (\text{se } R_o \gg r_o).$$

L'impedenza di uscita che ora interessa è 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. 7 segue che:

$$Z_{A,B,v} = R_L // R_o \approx R_L \quad (83)$$

poichè in generale

$$R_o \gg R_L \quad (\text{vedi la (16)}),$$

l'impedenza di ingresso Z_o è:

$$Z_o = (r_o + R_o) + r_b \frac{(1-a)r_o + R_L}{r_o + r_b + R_L} \quad (84)$$

che ove si possa trascurare R_L ed r_b rispetto ad r_o si scrive

$$Z_o \approx (r_o + R_o) + (1-a)r_b \quad (85)$$

Come segue dalla (85) la impedenza di ingresso aumenta linearmente con R_o , ed è facilmente intuibile.

L'amplificazione in corrente è:

$$A_i \approx 1 \quad (86)$$

come segue dall'osservare che $i_o \approx i_c$.

Mentre l'impedenza di uscita, quando lo schema di fig. 22 si faccia equivalente ad un generatore di corrente, si ottiene ricordando il circuito di fig. 9

$$Z_{A,B,i} = R_o // R_L \approx R_L \quad (87)$$

poichè $R_o \sim r_o \gg R_L$.

Per l'impedenza di ingresso è ovvio che valga quanto detto sopra.

Circuito con emettitore a massa

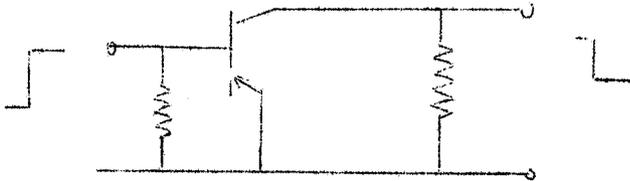


Fig. 23

Inverto il segno

L'amplificazione in tensione è:

$$A_v \sim - \frac{R_L}{(1-a)r_b + ar_o} \sim - \frac{R_L}{(1-a)r_b + r_o} \quad (88)$$

dipende sensibilmente dai parametri intrinseci del transistor.

L'impedenza di uscita tra A e B si ottiene pensando al circuito di fig. 13:

$$Z_{A,B,v} = R_o // R_L \sim R_L \quad (89)$$

poichè normalmente $R_o \gg R_L$.

L'impedenza di ingresso:

$$Z_o \cong r_b + r_o \frac{r_o + R_L}{(1-a)r_o + r_o + R_L} \quad (90)$$

che ove si trascurino r_o ed R rispetto ad r_o diviene:

$$Z_o \cong r_b + \frac{r_o}{1-a} \quad (91)$$

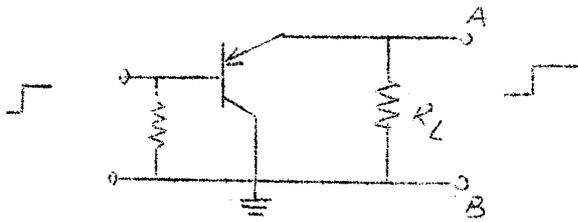
L'amplificazione in corrente come si è già discusso è:

$$A_i = -\beta = - \frac{a}{1-a} \quad (92)$$

mentre l'impedenza di uscita tra A e B

$$Z_{A,B,i} = R_o // R_L \sim R_L \quad (93)$$

ove $R_o = r_o(1-a) \gg R_L$ normalmente. Questa condizione è anche a base della validità di (92).

Circuito con collettore a massa (emitter follower)

non inverte il segno

Fig. 24

La d.d.p. tra base ed emittitore si mantiene praticamente costante^(x) e quindi segue che l'amplificazione in tensione è:

$$A_v \sim 1 \quad (94)$$

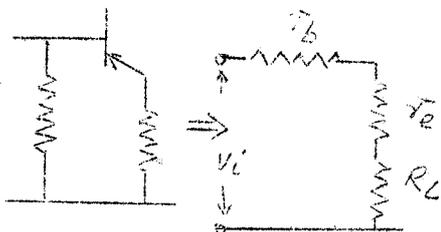
L'impedenza di uscita è praticamente indipendente da R_L ; invero da (66) e dal circuito di fig. 18 segue:

$$Z_{A,B,v} = R_o / \beta \sim R_o \quad (95)$$

pur di rendere $R_L \gg r_o + (1-a)r_b \cong 50 \text{ ohm}$.

L'impedenza di ingresso si può computare col seguente ragionamento: un impulso di tensione v_i inviato sulla base provoca un impulso di corrente i .

Si scriverà (fig. 25):



$$v_i = r_b i + \beta i (r_o + R_L) \quad (96)$$

o l'impedenza di ingresso

$$Z_o = r_b + \beta (r_o + R_L) \quad (97)$$

Fig. 25

A questa si poteva comunque giungere facilmente dalla (78); in fondo si è ripetuto in forma approssimata 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 (97).

L'amplificazione in corrente è

$$A_i = \beta \frac{R_o}{R_L + R_o} \sim \beta \quad (98)$$

(x) La d.d.p. si può computare pari a $r_b i$ ove i è la debolissima corrente di base.

come segue pensando al circuito di fig. 20 ed alla (71) ove

$$R_o = r_o + (1-a)r_c \gg R_L \quad (99)$$

generalmente.

L'impedenza di ingresso dipende da R_L ed è ancora data dalla (78) cioè:

$$Z_o = r_b + r_c \frac{-r_o + R_L}{(1-a)r_o + r_c + R_L} \quad (100)$$

e sotto la condizione (99) ancora dalla (97).

L'impedenza di uscita

$$Z_{AB} = R_o // R_L \sim R_L \quad (101)$$

Resta da calcolare il circuito con resistenza su emettitore e collettore, comandato con impulsi sulla base (figura 26).

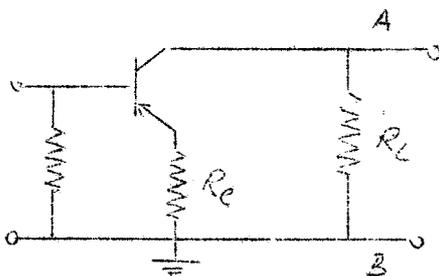


Fig.26

Il calcolo dell'amplificazione in tensione si può effettuare partendo dalla (43) ove si sostituisca a r_o la resistenza totale sull'emettitore $R'_o = r_o + R_e$:

$$A \sim - \frac{R_L}{(1-a)r_b + a(r_o + R_e)} \quad (102)$$

che si può ancora scrivere

$$A \sim - \frac{R_L}{(1-a)r_b + r_o + R_e} \quad (103)$$

Ed ogni volta $R_e \gg (1-a)r_b + r_o \sim 50 \text{ ohm}$ allora si può scrivere

$$A \sim - R_L / R_o \quad (104)$$

cui si può giungere dicendo che la corrente che attraversa il collettore è:

$$i_c \sim i_o \quad (105)$$

e poichè il segnale sull'emettitore è praticamente uguale a quello di ingresso segue la (104).

Ma queste considerazioni implicano la validità della

$$R_o \gg (1-a)r_b + r_e.$$

L'impedenza di uscita tra A e B:

$$Z_{A,B,v} \approx R_L \quad (106)$$

e l'impedenza di ingresso ancora:

$$Z_o \sim r_b + \frac{r_e + R_e}{1-a} \quad (107)^{(x)}$$

L'amplificazione in corrente è ancora

$$A_i \sim -\beta \quad (108)$$

e la impedenza di uscita è

$$Z_{A,B,i} = R_o // R_L \sim R_L \quad (109)$$

quella di ingresso la (107)

(x) La resistenza r_e varia in ragione inversa della corrente I_o .

LEZIONE XVII1) - Circuito equivalente dei transistor per alte frequenze

Nelle pagine precedenti si sono esposte formule e concetti sui transistor prendendo a modello il circuito equivalente per le b. f. Quando si voglia, però, studiare la risposta di un transistor ai transienti è necessario modificare lo schema esposto.

I vari parametri prima usati, come r_e , r_c , α ecc. non sono effettivamente delle costanti quando si consideri il loro comportamento in funzione della frequenza.

Poichè un impulso, se analizzato in termini di frequenza, si può pensare come risulta, te della sovrapposizione di infinite onde sinusoidali ciascuna con una propria frequenza (analisi di Fourier); estendendosi la banda di frequenza da 0 ad ∞ è particolarmente importante che la risposta del transistor sia buona in una banda di frequenze larghissima, perchè si adatti alle tecniche in cui vengono impiegati gli impulsi.

2) - Dipendenza di α dalla frequenza

Si può porre

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_\alpha} \quad (1)$$

La (1) è una formula approssimata la cui validità è buona per $\omega \leq \omega_\alpha$. Quando $\omega > \omega_\alpha$ l'approssimazione diminuisce notevolmente.

Come è ben noto

$$\omega = 2\pi\nu \quad (2)$$

ove ν rappresenta la 'frequenza'. In particolare

$$\omega_\alpha = 2\pi\nu_\alpha \quad (3)$$

o ν_α prende il nome di 'frequenza di taglio' e quando =

$$\alpha = 0,707 \alpha_0 \quad (4)$$

ove α_0 è il valore di α alle basse frequenze (α_0 è costante).

3) - La capacità di diffusione

Si deve ricordare che la corrente in un transistor, dovuta ad un segnale, si produce mediante una diffusione di cariche dall'emettitore alla base e da questa al collettore.

Da questo segue che la risposta avverrà dopo un certo tempo, necessario alle cariche per diffondere, e dipenderà inoltre dalla frequenza.

La dipendenza dalla frequenza si traduce nell'introdurre due capacità date approssimativamente da:

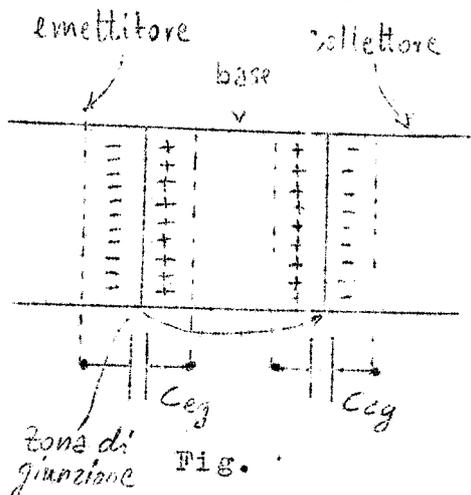
$$C_{ed} = \frac{1}{1.5 \omega \alpha r_e^*} \quad (5)$$

$$C_{cd} = \frac{1}{1.5 \omega \alpha r_c^*} \quad (6)$$

C_{ed} e C_{cd} sono le capacità di emettitore e collettore dovute alla diffusione e che vanno pensate in parallelo ad r_e ed r_c .

Da (5) e (6) si nota ancora che $C_{ed} \gg C_{cd}$ perchè $r_e \gg r_c$.

Si deve considerare che alle giunzioni base-emettitore, collettore-base esiste dell'energia elettrostatica accumulata in un spazio ristretto. Questo si può simulare introducendo delle ulteriori capacità alle due giunzioni (fig. 1).



Quanto maggiore è la d.d.p. alla giunzione tanto più questa si può considerare larga e tanto più piccola diviene la capacità corrispondente (x).

Da questo si dovrebbe dedurre che $C_{eg} \gg C_{cg}$, ricordando che la d.d.p. base-emettitore è sempre inferiore a quella collettore-base.

Tenendo conto che le dimensioni della giunzione ^{collettore base} sono molto superiori a quelle della giunzione emettitore-base si può affermare

$$C_{eg} \sim C_{cg} \quad (7)$$

Queste capacità sono dell'ordine $5 \div 25$ pf.

(x) Si può pensare che aumentando la d.d.p., e quindi la larghezza della giunzione, aumenta la distanza tra le armature del condensatore idealmente schematizzato o ne segue la diminuita capacità.

Il circuito equivalente complessivo per alte frequenze è in fig. 2:

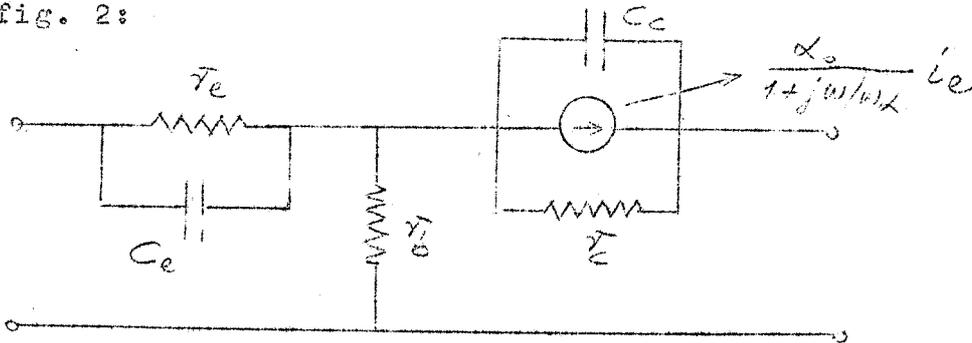


Fig. 2

La capacità $C_o \approx 1/(\omega \times r_o)$ potendosi rispetto ad essa trascurare C_{og} , mentre la $C_c \approx C_{og}$ potendosi trascurare rispetto ad essa la C_{od} .

 Come conseguenza di quanto detto sopra risulta che un impulso di corrente non avrà come risposta un impulso della stessa forma.

Precisamente:

Circuito con base a massa

La risposta ad un impulso di corrente I_1 è:

$$i = \alpha_o I_1 (1 - e^{-\omega \alpha t}) \quad I_1 (1 - e^{-\omega \alpha t}) \quad (8)$$

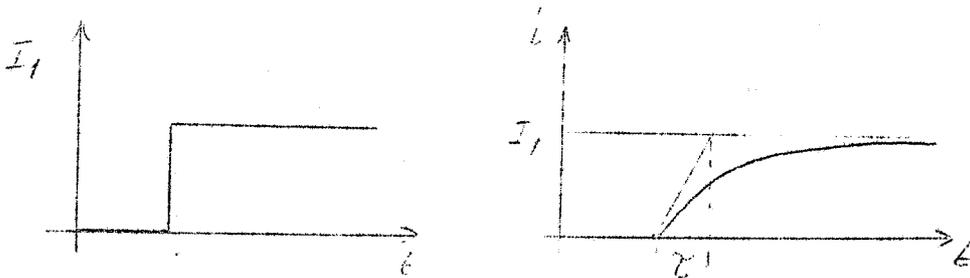


Fig. 3

La costante di tempo τ (tempo di salita $\approx 3\tau$):

$$\tau = 1/\omega \alpha \quad (9)$$

Circuito con emettitore a massa

$$i = -\frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} I_1 (1 - e^{-(1 - \alpha_o)\omega \alpha t}) = -\beta I_1 (1 - e^{-\frac{\omega \alpha}{\beta} t}) \quad (10)$$

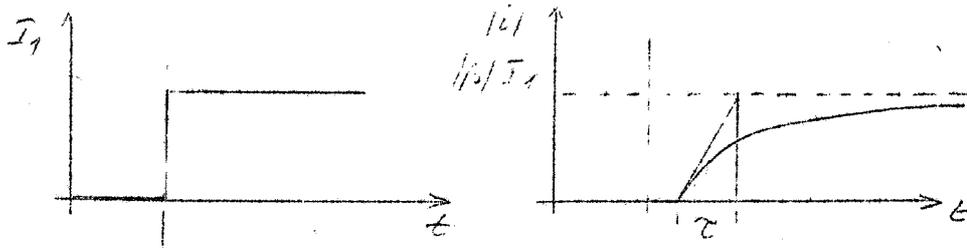


Fig. 4

La costante di tempo è

$$\tau = \frac{\beta}{\omega \alpha} \quad (11)$$

Circuito con collettore a massa

$$\begin{aligned} i &= I_1 + I_1 \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} (1 - e^{-(1 - \alpha_0)\omega t}) = \\ &= I_1 + I_1 \beta (1 - e^{-\frac{\omega \alpha}{\beta} t}) \end{aligned} \quad (12)$$

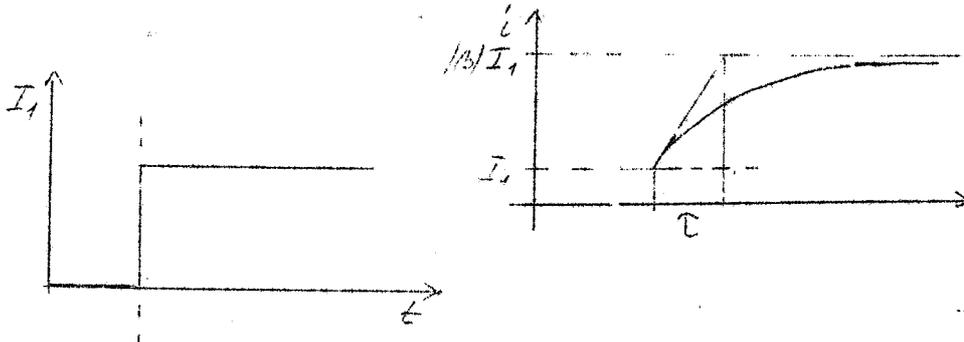


Fig. 5

La costante di tempo è ancora

$$\tau = \frac{\beta}{\omega \alpha} \quad (13)$$

ma si noti che la solita esponenziale della corrente viene preceduta da un gradino uguale a quello di ingresso, cui si sovrappone.

Le formula scritte sono tutte condizionate al fatto che qualora esista un carico sul collettore, nei casi ove lo si ammetta e sia R_L , valgono le relazioni:

$$R_L \ll r_c \quad (14)$$

ed

$$R_L C_c \ll 1/\omega \alpha \quad (15).$$

Qualora pur verificandosi la (14) non si verifichi la (15) ma la

$$R_L C_c \gg 1/\omega \quad (16)$$

allora la costante di tempo per la corrente 'i' è essenzialmente determinata da $R_L C_c$.

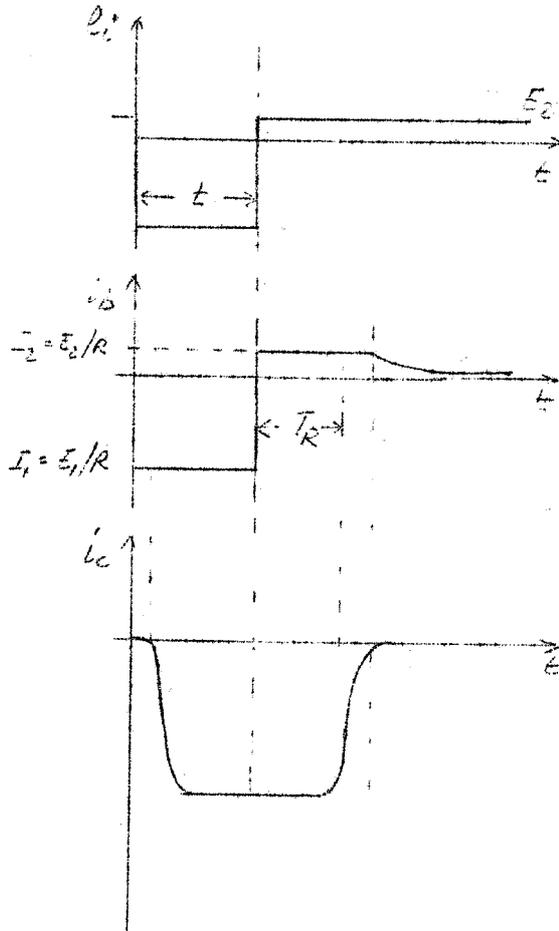


Fig. 6

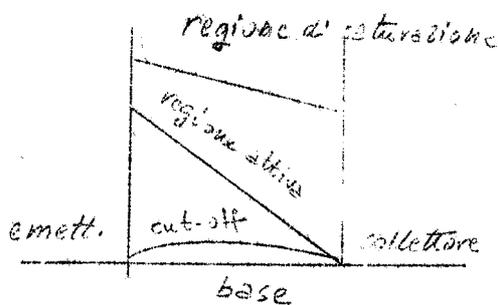


Fig. 8

In fig. 6 è rappresentata la risposta completa di un transistor (fig. 7) con emettitore a massa; l'impulso e_i è tale da portare in regione di saturazione il transistor.

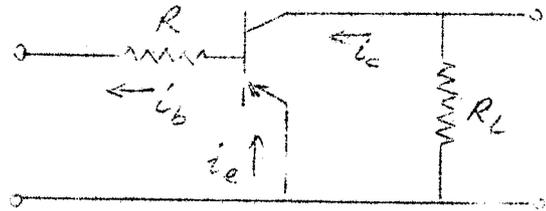


Fig. 7

Il tempo T_R è il tempo di recupero, vale a dire l'intervallo di tempo che intercorre tra la fine del segnale d'ingresso o l'istante in cui termina l'impulso di uscita.

Si può spiegare l'esistenza del tempo T_R facendo riferimento a fig. 8 ove è graficata la densità ρ dei portatori di carica in vari punti rispetto alle giunzioni: nello stato di cut-off la densità ρ è praticamente nulla in tutta la base.

Nella regione attiva, di normale condizione, la giunzione emettitore-base è polarizzata in avanti la giunzione collettore-base è in inversa. La ρ va decrescendo dalla giunzione c-b fino a ridursi a

zero nei pressi della giunzione b-c. Questo perchè la grande caduta di potenziale tra b-c (rispetto a quella tra c-b) inghiotte rapidamente le cariche diffuse nella base dall'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 è dello stesso ordine della d.d.p. e-b.

E' necessario quindi un certo tempo T_R perchè questa carica si riversi tutta nel collettore ed abbia termine l'impulso di uscita.

LEZIONE XVIII

1) -

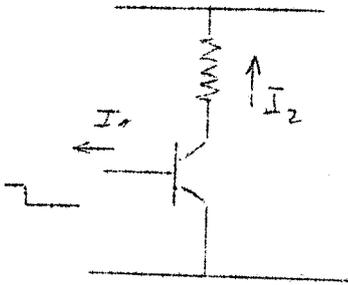


Fig. 1

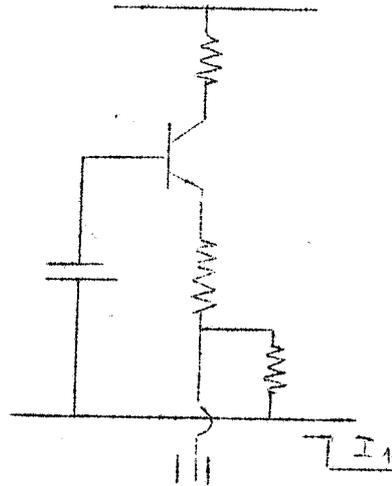


Fig. 2

Il circuito di fig. 1 comandato da un impulso di corrente I_1 ha una risposta in corrente:

$$I_2 = \beta I_1 (1 - e^{-\frac{\omega\alpha}{\beta} t}) \quad (1)$$

Si ha moltiplicazione di corrente.

La risposta in corrente del circuito di fig. 2 è:

$$I_2 = \alpha I_1 (1 - e^{-\omega\alpha t}) \quad (2)$$

Non si ha moltiplicazione di corrente.

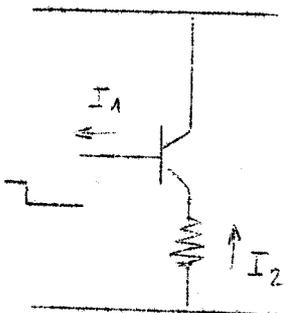


Fig. 3

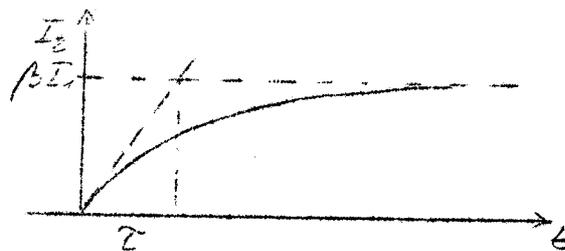


Fig. 4

La risposta, per quanto riguarda il circuito di fig. 3 è:

$$I_2 = I_1 + \beta I_1 (1 - e^{-\frac{\omega\alpha}{\beta} t}) \quad (3)$$

Si ha moltiplicazione di corrente.

Per un transistor tipo 2N501 nel caso di fig. 1 la risposta ad un gradino di corrente non è un gradino ma una funzione del tempo come in fig. 4. Il tempo di salita è dato da:

$$\tau = \beta / \omega_{\alpha} \quad (4)$$

Il valore $\sim 0.95 \beta I_1$ si raggiunge in un tempo $\Delta t = 3 \tau$,

$$\Delta t = 3 \beta / \omega_{\alpha} \quad (5)$$

Per il 2N501 $\beta \sim 100$ $\omega_{\alpha} = 2\pi \times 3.5 \times 10^9$, con questi valori

$$\Delta t = \frac{3 \times 100}{3.5 \times 6.28 \times 10^9} \approx 140 \text{ ns} \quad (6)$$

Si può porre, per i calcoli,

$$\Delta t = 150 \text{ ns} \quad (6)$$

Questo risultato vale anche per lo schema di fig. 3, vale a dire negli schemi ove si ha una moltiplicazione di corrente.

Si voglia costruire un amplificatore con $A = 40$, uscita prelevata con cavo da 200 ohm e $V_{\text{umax}} = 2$ volt.

Si prenda allo scopo un transistor 2N501; per esso, come già è noto, $\beta \sim 100$.

Si può realizzare l'amplificatore usando uno o più transistor e combinazioni degli schemi base di fig. 1, 2, 3. Il caso più semplice si ha con un solo transistor.

Si pensi allo schema di fig. 5:

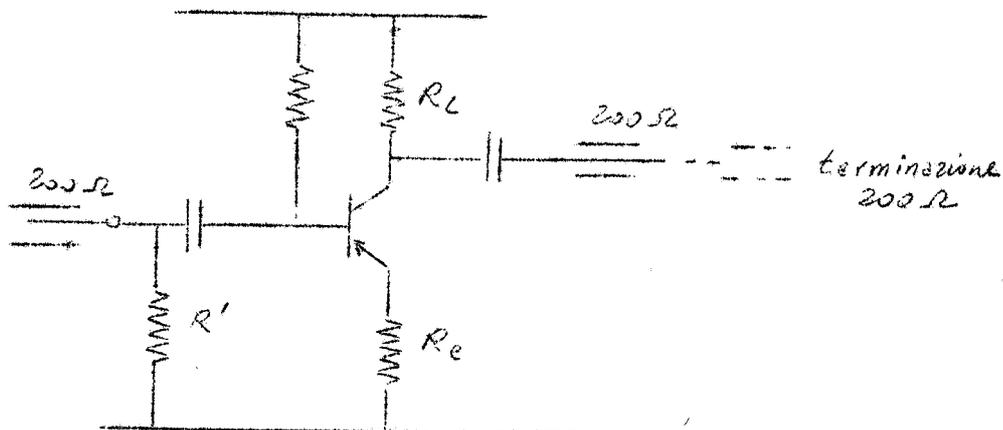


Fig. 5

Se $R_L \gg 200$ ohm allora l'impedenza sul collettore è

$$R_L // 200 \text{ ohm} \sim 200 \text{ ohm}$$

Il cavo è quindi adattato ad entrambi gli estremi.

Normalmente un transistor del tipo detto conduce, in condizioni statiche, una corrente

$$I \sim 3 \text{ mA} \quad (7)$$

Essendo la impedenza di uscita $R_L // 200 \text{ ohm} \sim 200 \text{ ohm}$ per avere un impulso $V_u = 2$ volt è necessario un impulso di corrente

$$\Delta I_c = \frac{2}{200} = 10 \text{ mA} \quad (8)$$

L'impulso di comando deve provocare una variazione della corrente di collettore da 3 a 13 mA.

La tensione tra collettore e base è sufficientemente elevata in corrispondenza ad $I_c = 3 \text{ mA}$ ($V_{cb} \sim -7$ volt).

Si osservi che un valore elevato di V_{cb} permette di avere una capacità di uscita sufficientemente piccola (fig. 6).

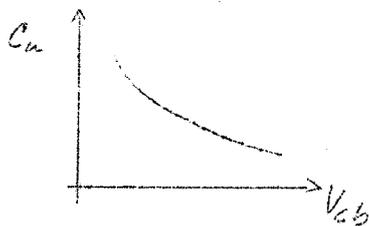


Fig. 6

Inoltre minore è la corrente statica minore è il tempo di recupero del transistor (storage time).

Si osservi ancora che β non è una costante ma ha un valore che dipende dalla corrente. Per il 2N501 β ha valore praticamente costante per $I_c \geq 3 \text{ mA}$

2) - Polarizzazione della base

Si è stabilito che il transistor conduca una corrente $I_c = 3 \text{ mA}$. Ricordando che

$$I_c \sim \beta I_b$$

si ricava subito che

$$I_b = \frac{3}{100} = 0.03 \text{ mA} \quad (9)$$

Ed il segnale in corrente che provoca $\Delta I_c = 10 \text{ mA}$ deve essere

$$\Delta I_b = \frac{10}{100} = 0.1 \text{ mA} \quad (10)$$

Il segnale di tensione in uscita è $V_u = 2$ volt, l'ampli

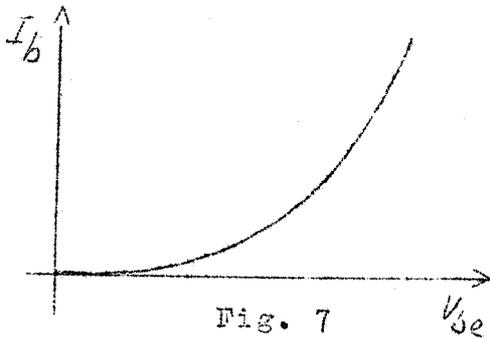
ficazione $A = 40$ e quindi il segnale di tensione in entrata:

$$V_o = \frac{2}{40} = 0.05 \text{ volt} \quad (11)$$

Da (11) e (10) si può allora dedurre l'impedenza di entrata che il circuito di fig. 5 presenta nelle condizioni di cui sopra:

$$Z_e = \frac{0.05}{0.1} = 500 \text{ ohm} \quad (12)$$

Si guardi ora alle curve $I_b = f(V_{bc})$ che forniscono corrente di base in funzione della tensione base emettitore. Sono del tipo di fig. 7.



L'impedenza di ingresso propria del transistor di cui fig. 7 è una curva caratteristica è data da:

$$R_i = 1 / \frac{dI_b}{dV_{bc}} \quad (13)$$

Per il 2N501 il valore di R_i è dell'ordine di $2 \div 300$ ohm. Sia

$$R_i = 300 \text{ ohm} \quad (14)$$

Dalla (12) segue che Z_o deve essere 500 ohm da cui una resistenza sull'emettitore per aumentare l'impedenza di ingresso (fig. 5). Poichè

$$Z_o = R_i + \beta R_o \quad (15)$$

segue da (14) e (12), ricordando $\beta = 100$

$$R_o = 2 \text{ ohm} \quad (16)$$

La resistenza R' si fa 270 ohm^(x).

Lo schema ora realizzato presenta però notevoli difetti: L'amplificazione è molto poco stabile perchè viene a dipendere direttamente da β , il cui valore è sensibile alle variazioni di temperatura ed all'ampiezza dei segnali di comando.

La reazione introdotta con i 3 ohm sull'emettitore è del tutto trascurabile. La polarizzazione di base è poco stabile^(o).

(x) $270 \text{ ohm} // 500 \text{ ohm} \sim 200 \text{ ohm}$

(o) meglio realizzarlo con un partitore verso massa.

Vale allora la pena cercare uno schema più idoneo, per esempio quello di fig. 8:

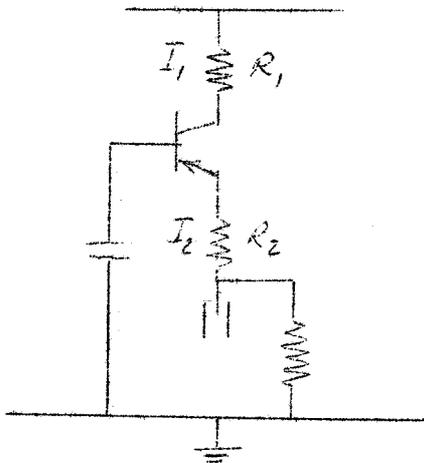


Fig. 8

In questo caso è praticamente

$$I_1 = I_2 \quad (17)$$

$$\Delta I_1 = \Delta I_2$$

o si può avere amplificazione solo se l'impedenza di entrata Z_e è inferiore all'impedenza di uscita Z_u .

Ultimo schema è quello dello 'emitter follower', ma si può subito escludere ricordando che non si ha amplificazione.

Si può allora costruire uno schema con 2 transistor combinando quelli di fig. 1, 2, 3. Talune combinazioni si escludono subito (come ad esempio due emitter follower in cascata); si pensi quindi al caso illustrato in fig. 9

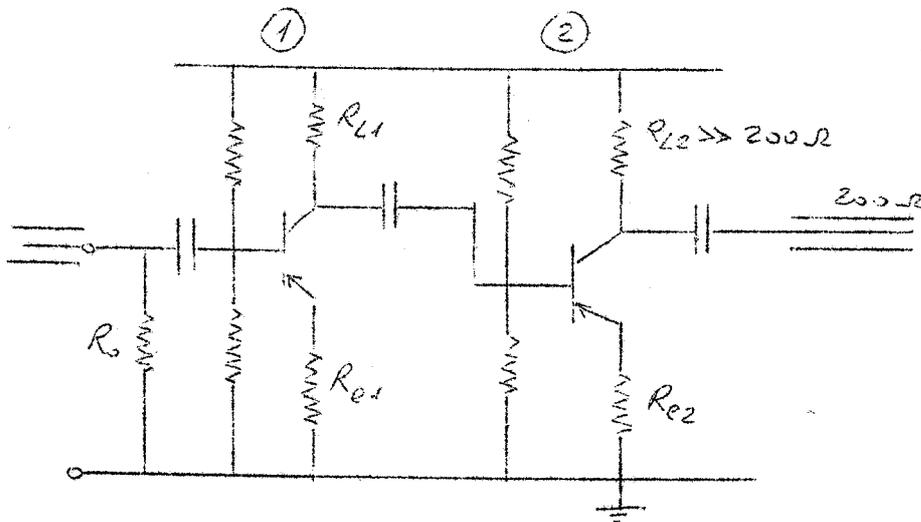


Fig. 9

Si hanno due amplificatori del tipo emettitore a massa in cascata.

Per ottenere $A = 40$ si possono fare i due stadi con amplificazione uguale

$$A_1 = A_2 \sim 6 \quad (18)$$

Il segnale che esce da ② è $V_u = 2$ volt.

L'impedenza di uscita è $Z_u = 200 \text{ ohm}$ e quindi

$$\Delta I_c = 10 \text{ mA} \quad (19)$$

Ricordando la (18) segue:

$$\Delta V_o = \frac{2}{6} \sim 0.33 \text{ volt} \quad (20)$$

per il segnale che deve entrare in (2).

3) - Calcolo di R_{e2}

Il segnale $\Delta I_c = 10 \text{ mA}$ deve essere generato da un segnale sulla base di (2)

$$\Delta I_b = 0.1 \text{ mA} \quad (21)$$

Ricordando che l'impedenza di ingresso propria del transistor (2) è $R_i \approx 300 \text{ ohm}$ si ha una caduta di tensione

$$\Delta V_{bo} = 0.03 \text{ volt} \quad (22)$$

come deriva dalla (21).

In corrispondenza ad $I_c = 10 \text{ mA}$ (si fa l'ipotesi semplificativa $\alpha \approx 1$, $i_c \approx i_o$, in effetti per il 2N501 $\alpha = 0.98 + 0.99$) la caduta di tensione sull'emettitore deve essere:

$$\Delta V_e = 0.33 - 0.03 = 0.30 \text{ volt} \quad (23)$$

Si deve quindi porre

$$R_{e2} = \frac{0.30}{10^{-2}} = 30 \text{ ohm} \quad (24)$$

La resistenza d'ingresso complessiva dello stadio (2) è ora:

$$Z_{o2} = R_i + \beta R_{e2} \approx 3500 \text{ ohm} \quad (25)$$

Il partitore che serve a polarizzare la base è costituito di resistenze tali che il loro parallelo dia una resistenza

$$R' \gg 3500 \text{ ohm} \quad (26)$$

Stadio (1)

Si osservi che il collettore del transistor (1) vede il parallelo di $R_{L1} // Z_{o2}$. Quindi se $R_{L1} < Z_{o2}$ è R_{L1} a pilotare il valore della resistenza sul collettore di (1) ma se $R_{L1} \gg 3500 \text{ ohm}$ allora $R_{L1} // Z_{o2} \approx 3500 \text{ ohm}$.

Si ricordi che a patto di rendere grandi rispetto ai parametri del transistor le resistenze sull'emettitore o sul collettore l'amplificazione è data da:

$$|A| = \frac{R_c}{R_o} \quad (27)$$

Allora si pensi ad una $R_{o1} = 120 \text{ ohm}$.

L'amplificazione $A \cong 6$ si ottiene se $R_c \sim 720 \text{ ohm}$.
 $R_c = R_{L1} // Z_{o2}$ e tenuto conto della (25) si ottiene un valore opportuno

$$R_{L1} = 1 \text{ Kohm} \quad (28)$$

ed

$$R_{L1} // Z_{o2} \sim 750 \text{ ohm} \quad (29)$$

L'impedenza di ingresso dello stadio (1) è quindi:

$$Z_{o1} = R_i + \beta \cdot 120 \cong 12 \text{ Kohm} \quad (30)$$

$$(R_i = 200 \text{ ohm})$$

Per adattare il cavo da 200 ohm si pone allora

$$R_o = 200 \text{ ohm} \quad (31)$$

4) Tempo di salita

Si calcola subito dalla relazione:

$$\tau_r = \tau \frac{A_r}{A} \quad (32)$$

ove τ_r è il tempo di salita del circuito con reazioni, τ quello del circuito senza reazioni, A_r e A le amplificazioni rispettive. Con i numeri, tenendo conto di (6);

$$\tau_r = 150 \frac{6}{100} \cong 9 \text{ ns} \quad (33)$$

Il valore di τ_r è lo stesso per entrambi gli stadi considerati da cui:

$$\tau = \sqrt{2} \tau_r \cong 13 \text{ ns} \quad (34)$$

Si deve tener conto anche della capacità verso massa dell'uscita dello stadio (1) e della capacità delle connessioni (x):

(x) della capacità di entrata non si fa conto perchè di essa si è già tenuto conto nella $\tau = 3/\omega_x$!

$$\begin{aligned}
 C_u &\approx 1.5 \text{ pf} \\
 C_{\text{conn}} &\approx 1.5 \text{ pf} \\
 C &= C_u + C_{\text{conn}} \approx 3 \text{ pf}
 \end{aligned}
 \quad (35)$$

La resistenza è $R_{L1} // Z_{o2} \sim 750 \text{ ohm}$ e quindi l'ulteriore costante di tempo:

$$R_{L1} // Z_{o2} C = RC \approx 2.2 \text{ ns} \quad (36)$$

inoltre

$$3 RC \approx 6.6 \text{ ns} \quad (37)$$

Combinando con la solita legge quadratica questo valore con i 13 ns prima ottenuti si ottiene un tempo di salita complessivo

$$\tau_t \sim 16 + 18 \text{ ns} \quad (38)$$

Con lo schema ora adottato si è:

migliorata la linearità per effetto della maggiore reazione negativa introdotta; è buona regola progettare circuiti ove si debba tener conto il meno possibile dei parametri interni dei transistor.

Un criterio per vedere se si è realizzato quanto detto consiste nel confronto di βR_o con la resistenza interna del transistor R_i . Se

$$\beta R_o \gg R_i \quad (39)$$

Allora si è nelle condizioni esposte.

Un amplificatore del tipo descritto può presentare una linearità entro il 5 + 6 %.

Un altro schema realizzabile consiste nel combinare uno stadio ad emittitore a massa con uno ad emitter follower come in fig. 10:

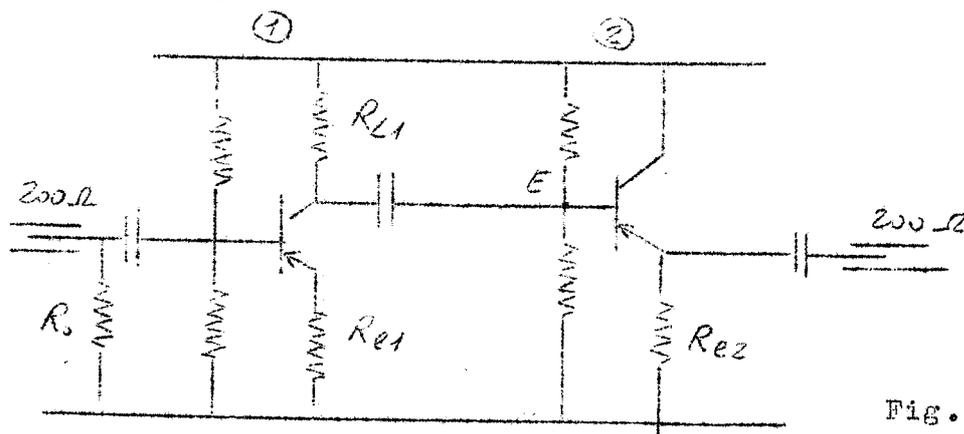


Fig. 10

Lo stadio (1) deve amplificare $A = 40$ volte perchè il (2) non introduca ulteriore amplificazione.

La resistenza R_{e2} è:

$$R_{e2} \gg 200 \text{ ohm} \quad (40)$$

L'impedenza vista nel punto E:

$$Z_{e2} \approx 200 \text{ ohm} // R_{e2} \approx \frac{200}{\beta} = 20 \text{ Kohm} \quad (41)$$

Per avere in uscita dello stadio (2) i 2 volt richiesti

$$\Delta I_o = \frac{2}{200} = 10 \text{ mA} \quad (42)$$

Solo allora che l'emitter follower tira corrente in entrata presenta l'impedenza Z_{e2} di cui alla (41).

Per realizzare $A = 40$ nello stadio (1) si può scegliere R_{L1} ed R_{c1} in modo che:

$$\frac{R_{L1} // 20000}{R_{c1}} = 40 \quad (43)$$

$$\text{Se } R_{c1} = 100 \text{ ohm} \quad (44)$$

$$R_{L1} \sim 5 \text{ Kohm} \quad (45)$$

La resistenza R_o viene ancora una volta posta

$$R_o = 200 \text{ ohm} \quad (46)$$

dato l'elevato valore di

$$Z_{c1} \sim 100 \times 100 = 10 \text{ Kohm} \quad (47)$$

e quindi il cavo di entrata 'vede' praticamente R_o .

Naturalmente i valori delle resistenze del partitore, che serve a polarizzare la base vanno scelti opportunamente elevati, in modo da non modificare i risultati ottenuti, quando si tenga conto di essi

L'amplificatore così realizzato è lineare, è stabile, ma rispetto al precedente ha un tempo di salita più lungo. Invero già il I° stadio ha un tempo di salita:

$$\tau_2 = \tau \cdot \frac{A_2}{A} \approx 150 \frac{40}{100} \approx 60 \text{ ns} \quad (48)$$

A partire del numero di transistor l'impiego dell'emitter follower è nocivo per quanto riguarda il tempo di salita.

E' comunque da osservare che se in uscita l'impedenza viene mutata da 200 a 125 ohm, per es., l'amplificazione non muta se lo stadio (2) è un emitter follower. L'impiego di quest'ultimo diviene quindi particolarmente utile quando l'impulso di uscita venga prelevato con più cavi, per esempio da 200 ohm, mossi in parallelo come in fig. 11.

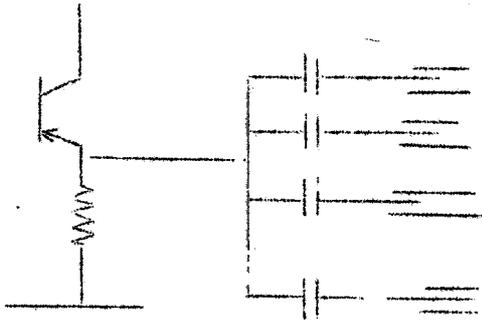


Fig. 11

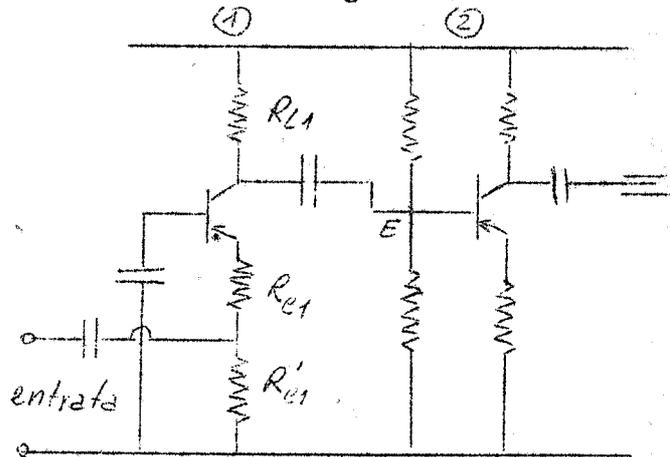


Fig. 12

Un'altro schema realizzabile, o certamente il migliore, è quello di fig. 12.

Lo stadio (1) è un amplificatore con base a massa. Il segnale di entrata viene inviato direttamente sull'emettitore del transistor (1).

La resistenza base-emettitore

$$\text{facendo } R_{ob} = 40 \text{ ohm} \quad (49)$$

$$R_{e1} = 180 \text{ ohm} \quad (50)$$

allora

$$R = R_{e1} + R'_{ob} \approx 220 \text{ ohm} \quad (51)$$

Facendo quindi

$$R'_{e1} = 1 \text{ Kohm} \quad (52)$$

allora

$$Z_{e1} = R // R_{e1} \approx 200 \text{ ohm} \quad (53)$$

ed il cavo di entrata è adattato.

Lo stadio (2) è identico a quello di fig. 9 e nel punto E si ha:

$$Z_{o2} \approx 3500 \text{ ohm} \quad (54)$$

Per avere dallo stadio ① una amplificazione A 6 tenendo conto di (53) si vede che deve essere

$$R_{L1} // 3500 \sim 1200 \text{ ohm} \quad (55)$$

La (55) è in effetti la resistenza che è sul collettore del transistor ①. Segue:

$$R_{L1} \sim 1.8 \text{ Kohn} \quad (56)$$

Il circuito ora realizzato è decisamente più veloce dei precedenti. Infatti nello stadio ① l'amplificazione non avviene attraverso una moltiplicazione di corrente (la corrente adoperata è quella dell'impulso stesso che comanda) ed il tempo di salita della risposta è il tempo intrinseco del transistor pari a

$$\tau_1 \sim 1.5 \text{ ns} \quad (57)$$

Tenendo conto delle capacità delle connessioni che introducono un'ulteriore costante di $6 + 7 \text{ ns}$ si arriva ad un tempo di salita complessivo, considerando che lo stadio ② ha un $\tau_2 \sim 9 \text{ ns}$, di

$$\tau \sim 13 \text{ ns} \quad (58)$$

LEZIONE XIXCircuiti con transistor1) - Amplificatore con reazione

L'amplificatore di fig. 1 funziona per segnali di ingresso negativi. Per questa ragione il t. ① che si accende (si suppone sempre di adoperare un pNp) deve tirare in condizioni statiche poca corrente $i \sim 3 \text{ mA}$. Il t. ② che riceve in base un segnale positivo tira normalmente 8 mA ch'è il massimo di corrente ch'esso può fornire in uscita.

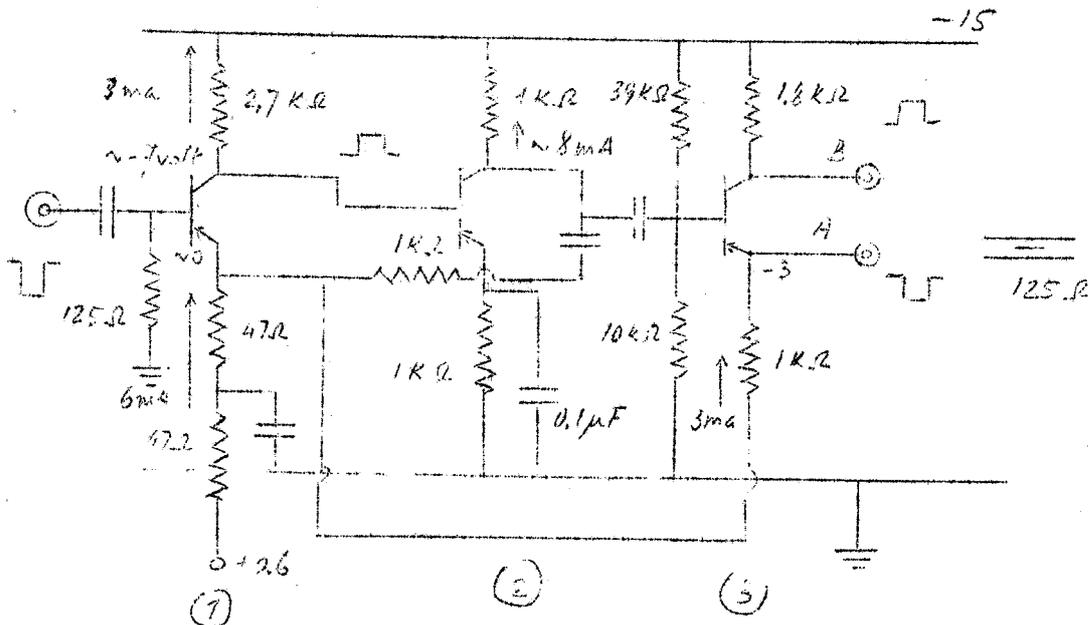


Fig. 1

Prelevando il segnale di uscita sull'emettitore di ③ con un cavo da 125 ohm , si possono ottenere impulsi di circa 5 volt computando una corrente max. di $\sim 50 \text{ mA}$.

Il fattore di reazione si può calcolare al solito modo

$$\beta = \frac{47}{1000} \sim \frac{1}{20} \quad \text{nel caso di fig. 1.}$$

Si noti che ad evitare oscillazioni del circuito si può portare il segnale di reazione, come mostrato in fig. 1, dal transistor ② a ①. In tal modo il segnale di reazione impiega un tempo più breve per tornare al primo transistor.

Si può pensare di realizzare un amplificatore adoperando un emitter-follower ed un trasformatore come in fig. 2.

Il rapporto tra il numero di spire si può fare $6 + 3$. In tal modo l'amplificazione è $A = \frac{6}{3} = 2$. L'impedenza

vista nel punto B è ~ 300 ohm (impedenza di ingresso propria di un transistor) che nel punto A equivale a

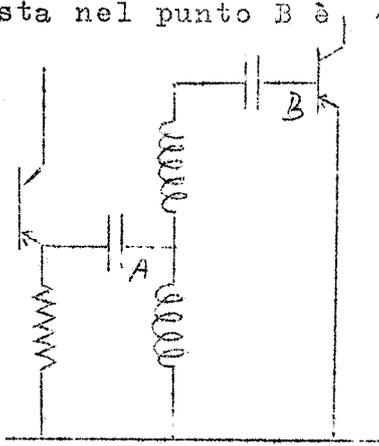


Fig. 2

$$Z_A = 300 / \left(\frac{6}{3}\right)^2 \sim 30 \text{ ohm.}$$

L'impedenza d'uscita dell'emittor normalmente è < 80 ohm cioè $40 + 50$ ohm. Un rapporto più conveniente come subito si verifica è 9:3 tra il numero di spire del secondario e del primario. Si realizza praticamente l'adattamento.

2) - Circuiti mescolatori

Talvolta si presenta la necessità di fare la somma di 3 + 4 e più impulsi. In fig. 3 è il più semplice tipo di circuito mescolatore, costituito da una stella di resistenze: le resistenze vengono calcolate in modo che in tutti i

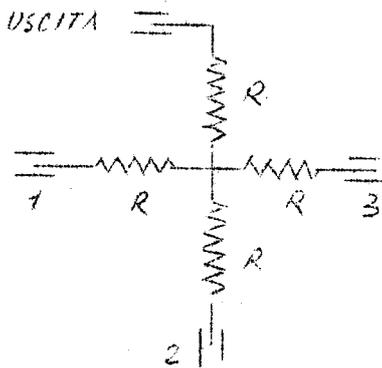


Fig. 3

punti i cavi siano adattati. Con riferimento a fig. 3 indicando E_1, E_2, E_3 gli impulsi di ingresso e quello di uscita

$$E = \frac{1}{3} (E_1 + E_2 + E_3) \quad (1)$$

Da (1) si nota che E è 'proporzionale' alla somma degli ingressi (\bar{x}), precisamente è la media aritmetica dei tre ingressi.

Questo circuito presenta il pregio di essere molto veloce.

Se si vuole ottenere un pò d'amplificazione si può realizzare un circuito con transistor come in fig. 4:

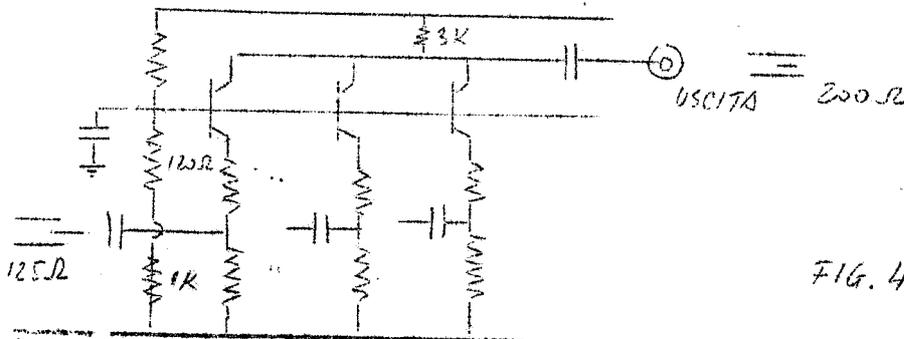
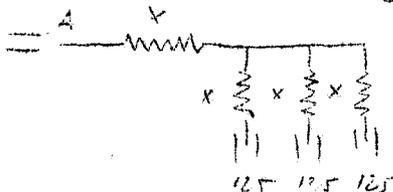


FIG. 4

(x) Il calcolo del mescolatore di fig. 3 nel caso i cavi siano da 125 ohm si esegue tenendo presente lo schema: l'impedenza nel punto A deve essere 125 ohm quindi indicando con x il valore incognito delle resistenze del mescolatore:



$$x + \frac{x+125}{3} = 125 \text{ da cui } x \sim 90 \text{ ohm}$$

lo schema consta di più transistor con base a massa e collettori a comune.
Entrando per es. a 125 ohm ed uscendo con 200 ohm si ottiene amplificazione:

$$E = \frac{200}{125} (E_1 + E_2 + E_3 + \dots) \quad (2)$$

3) - Circuiti di coincidenza

Il più semplice circuito di coincidenza adopera diodi come in fig. 5.

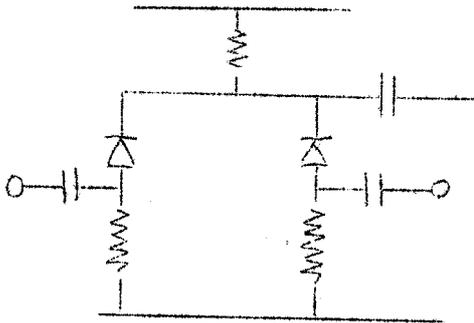


Fig. 5

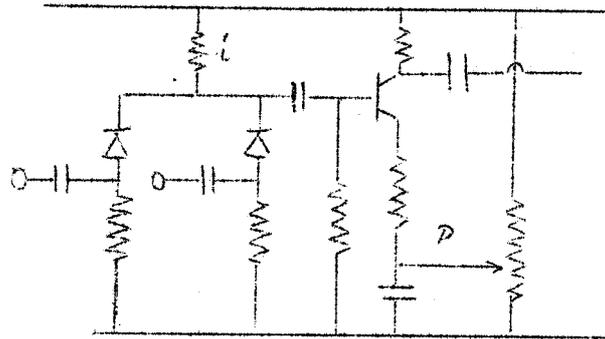


Fig. 6

Per realizzare un migliore rapporto tra doppia e singola si può realizzare il circuito di coincidenza Miller (figura 6): il potenziometro P mantiene il transistor in condizioni che non si accenda per l'impulso di singola.

Normalmente la i (fig. 6) è 4 + 5 mA. Si può anche fare a meno del potenziometro P e porre base ed emitter del transistor entrambi a massa.

4) - Circuiti di gate

Un circuito di gate è ad esempio in fig. 7:

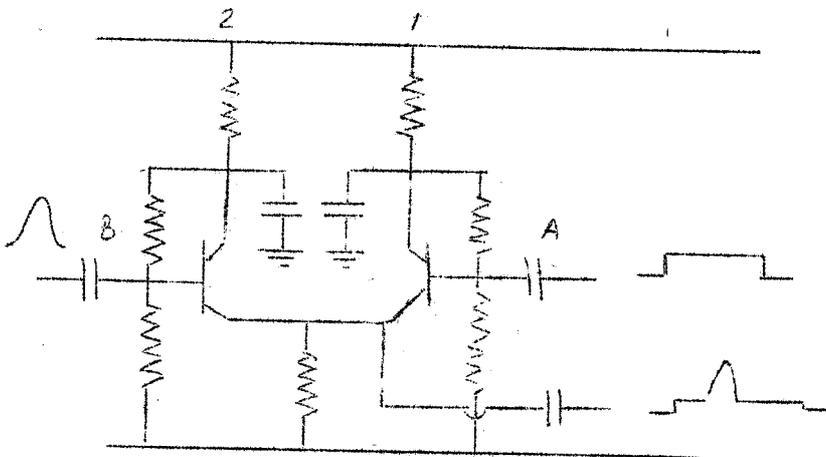


Fig. 7

i due transistor sono perfettamente simmetrici. Hanno reazioni in continua o conducono la stessa corrente. L'impulso che entra in A spegne il transistor 1 ma in uscita l'impulso

è molto piccolo perchè il transistor 2 ha la base fissata ad una certa tensione e compensa gli effetti dovuti ad 1. Quando arriva in B l'altro impulso allora 2 funziona da emitter follower ed in uscita si ottiene un impulso come in fig. 7.

Questo gate è lineare poichè il segnale di uscita è proporzionale in ampiezza a quello di ingresso. Nel progettare questo gate si ricordi che esso funziona per impulsi in B ≤ 2 volt. Invero l'impulso in A sarà $2 + 2,3$ volt al massimo per spegnere 1, ma non supera la tensione inversa base emitter. Un impulso che spegne completamente 2 avrà al massimo la stessa ampiezza che quello che spegne 1 e cioè ~ 2 volt.

Un altro schema di gate è in fig. 8:

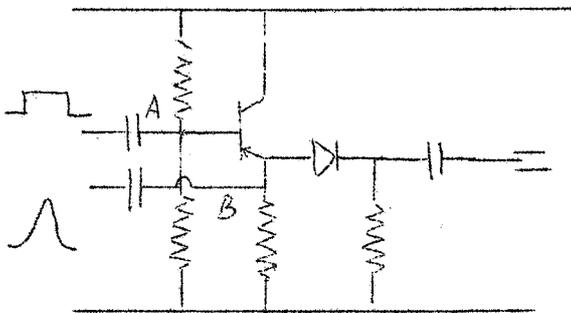


Fig. 8

L'impulso positivo in B non passa attraverso il diodo sino che il transistor conduce (naturalmente anche ora l'ampiezza degli impulsi è limitata dalla polarizzazione che viene stabilita per il diodo). Se B è preceduto da A allora il transistor è spento il diodo ha entrambi gli elettrodi a massa e l'impulso B può allora passare.

5) - Univibratori

Per la discussione si può tornare ai capitoli sulle valvole.

Resta da notare che R_e si può fare 1 Kohm realizzando lo stesso effetto che 10 Kohm sul catodo di una valvola, cioè una forte reazione.

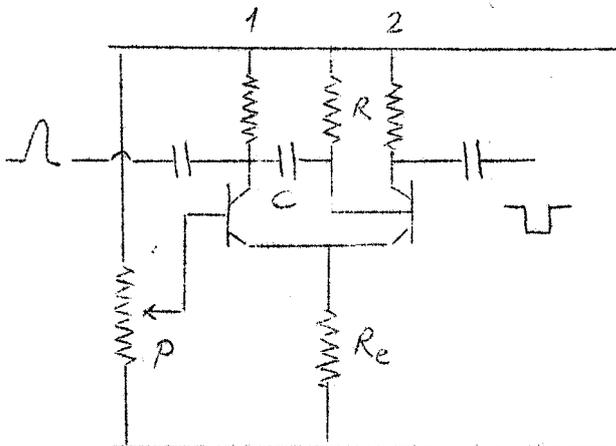


Fig. 9

Da ricordare inoltre che per realizzare univibratori a tempo breve è necessario un guadagno elevato.

Tornando a fig. 9 si noti il potenziometro P che serve a tenere normalmente spento il transistor 1. Comunque sono sempre da ricordare i limiti sulla tensione inversa di un transistor.

Con transistor 2N501 si realizzano univibratori con impulsi di $40 + 50$ ns, non inferiori a questi.

6) - Circuiti formatori di impulsi

Il cavo in corto circuito forma l'impulso di uscita fissandone la durata. Naturalmente il tempo per cui il t. rimane spento dipende dall'ampiezza e dalla durata del segnale di ingresso.

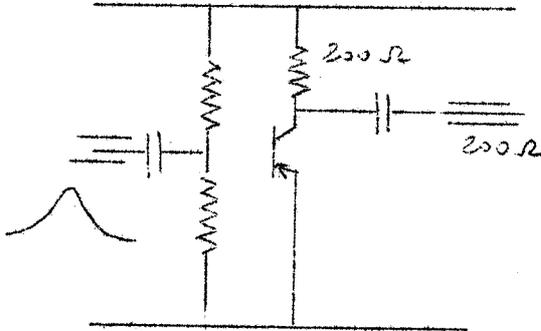


Fig. 10

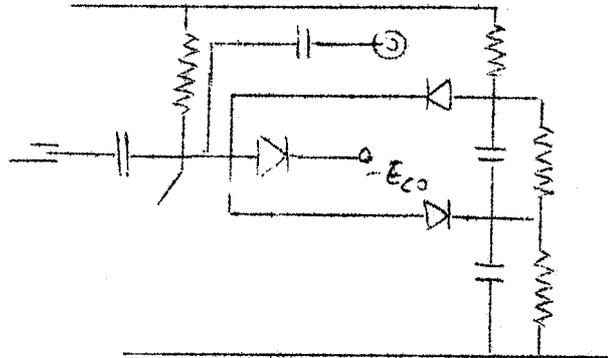


Fig. 11

L'impulso di uscita formato dal cavo sarà di durata sempre inferiore a quella del segnale d'ingresso.

Per evitare che il transistor vada in saturazione è sempre valido il solito accorgimento di un diodo nel collettore (fig. 11); gli altri due diodi limitano l'impulso sia negativo che positivo.

7) - Transistor in avalanche

Alcuni transistor veloci (ad es. 2N501, 2N769) disposti in un circuito come in fig. 12 si stabiliscono con $V_A \sim 40 \pm 50$ volt (x).

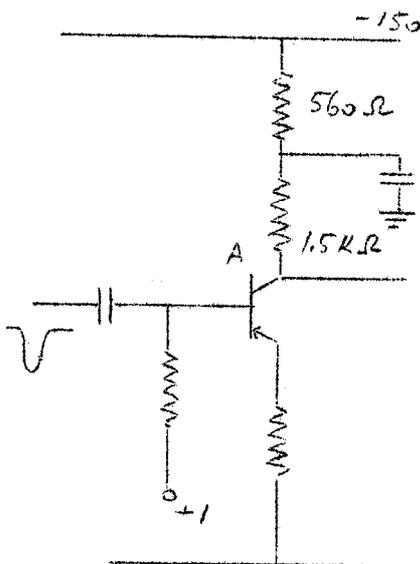


Fig. 12

Un impulso negativo di breve durata (3-4 ns) sulla base fa scattare l'avalanche ed il transistor diviene praticamente un corto circuito, per cui una intensa corrente lo attraversa e sia sull'emettitore che sul collettore si possono prelevare un impulso negativo rispettivamente positivo con tempi di salita < 1 ns.

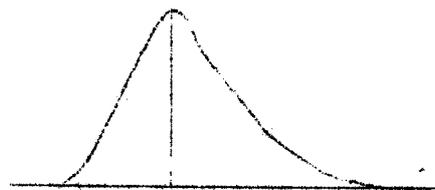
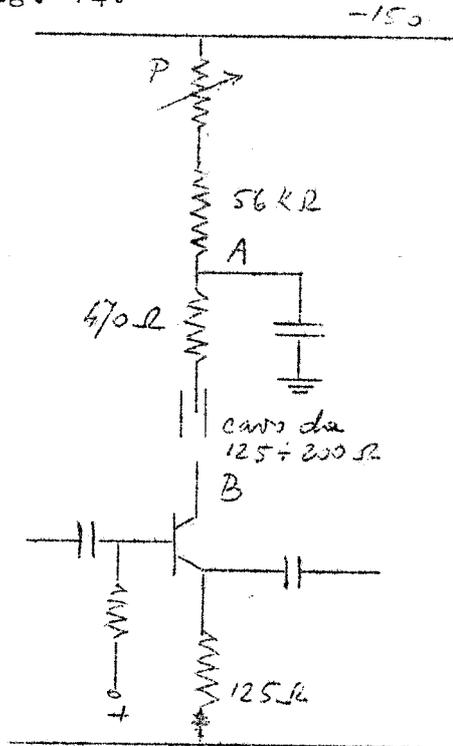


Fig. 13

(x) Questo però non accade per qualsiasi transistor. E' necessario selezionare tra molti quei transistor che hanno tale proprietà. Vengono costruiti transistor come gli A3Z23 adatti proprio per avalanche.

L'impulso sul collettore è molto elevato (40 + 50 volt). La sua forma è in fig. 13. Ad una salita rapidissima segue una discesa abbastanza lunga $\sim 200 + 300$ ns.

Un circuito più funzionale che quello di fig. 12 è in fig. 14:



il cavo serve a formare l'impulso, la cui durata è pari al tempo che un impulso impiega a percorrerlo nei due sensi.

Il potenziometro P permette di variare la tensione nel punto A ovvero B. Per un transistor avalanche tale tensione può variare tra i 40 + 60 volt (2N501), inferiori sono le tensioni di avalanche dei 2N769 e dell'ordine dei 20 + 25 volt quelle degli AS723.

Aumentando la tensione in B aumenta l'ampiezza dell'impulso e migliora il tempo di salita.

FIG. 14

LEZIONE XX1) - Diodi tunnel

Il simbolo adoperato è in fig. 1. Si supponga di porre il diodo in un circuito come in fig. 2.

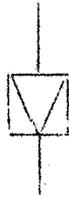


Fig. 1

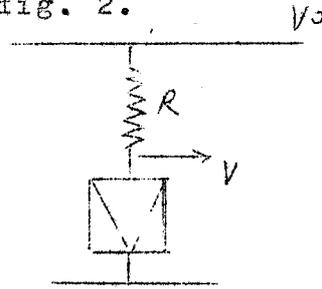


Fig. 2

Nel piano iV si può subito tracciare la retta di carico: in corrispondenza ad R e V il punto di lavoro del diodo non è univocamente definito data la particolare caratteristica $i = f(V)$ che esso presenta (fig. 3). Sono possibili tre stati caratterizzati dai punti A, B e C. Il tratto di caratteristica compreso tra V' e V'' corrisponde ad una zona a resistenza negativa

$$\frac{1}{R} = \frac{di}{dV} < 0$$

Gli stati che cadono in questa zona (ad es. B) sono instabili.

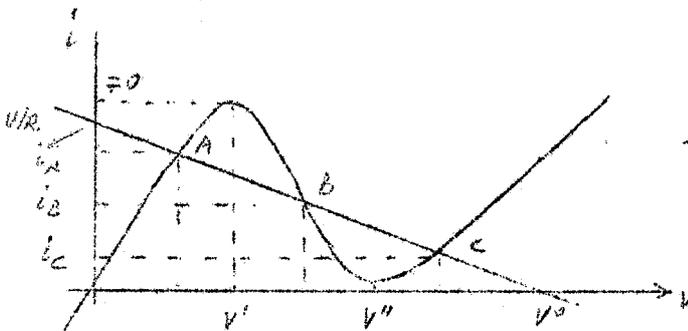


Fig. 3

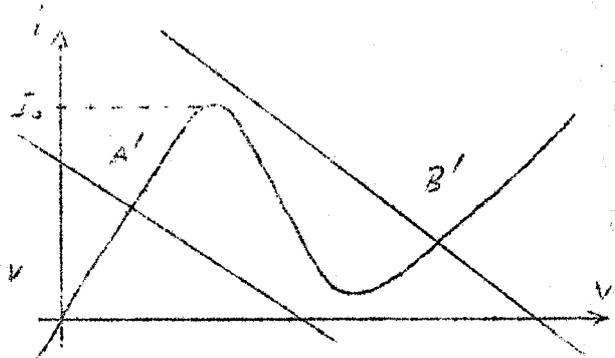


Fig. 4

Cambiando V_0 ed R si può tracciare anche un altro tipo di retta di carico (fig. 4).

Come si vede esiste una sola intersezione con la caratteristica del diodo A' o B' e ciascuna può cadere solo in una zona stabile.

Un metodo di polarizzazione come in fig. 4 rende il diodo tunnel monostabile e capace di realizzare circuiti di talo tipo.

Polarizzazioni come in fig. 3 permettono di sfruttare la natura bistabile del diodo tunnel.

Come esempio si riportano alcuni semplici circuiti:
Coincidenza.

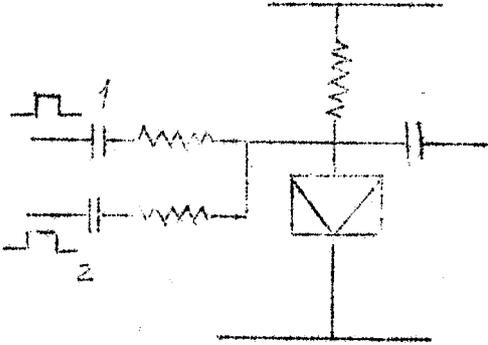


Fig. 5

Supposto di essere nelle condizioni A' di fig. 4 e che i segnali 1 o 2 singolarmente non siano in grado di portare il diodo nella zona a resistenza negativa, il dispositivo ecc. ecc. Il dispositivo della fig. 5 è un circuito di coincidenza. Ad una 'singola' corrisponde una uscita molto piccola, ad una 'doppia' un segnale relativamente più elevato. Finito il segnale il diodo si riporta automaticamente nelle condizioni iniziali.

La stessa cosa si può realizzare anche con una polarizzazione come in fig. 3: invece (fig. 6) una induttanza L

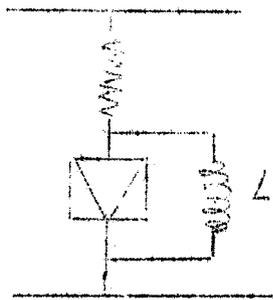


Fig. 6

posta in parallelo al diodo permette di assicurare che questo si trovi per esempio nello stato A' di fig. 4. Durante l'impulso L presenta una impedenza quasi

Circuiti di OR.

Un circuito di OR fornisce in uscita un impulso quando ad uno dei suoi ingressi ci sia almeno un segnale.

Lo stesso schema di fig. 5, nell'ipotesi i singoli segnali 1 o 2 siano capaci di condurre il diodo nella zona a resistenza negativa, può funzionare da OR.

Circuiti discriminatori.

Sono di facile realizzazione quando si pensa che solo i segnali superiori a V' (fig. 7) forniscono un segnale di uscita di sensibile ampiezza. A è la condizione stabile in cui si pensa polarizzato il diodo.

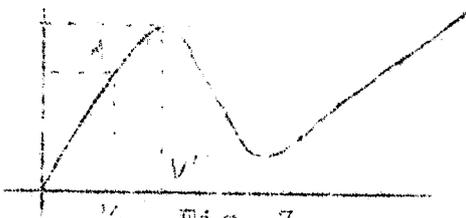


Fig. 7

Circuiti per scale di conteggio

In fig. 8 è una scala decimale. Si pensi alle caratteristiche di un diodo tunnel (fig. 9).

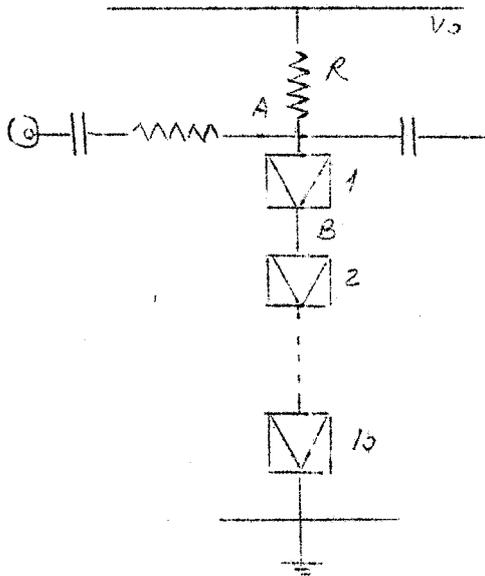


Fig. 8

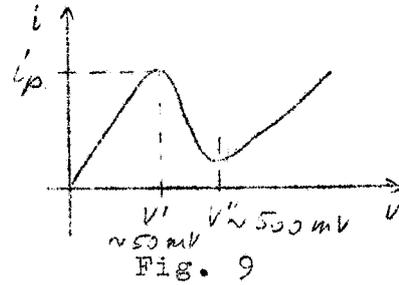


Fig. 9

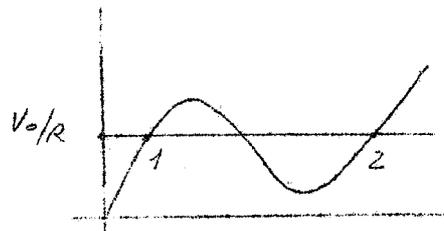


Fig. 10

Furchè $V_0/R < i_p$ si possono portare tutti i diodi in uno stato iniziale con $0 < V < V'$. Si osservi ancora che nella zona $0 < V < V'$ la resistenza R' del diodo tunnel

$$R' = \frac{1}{di/dV} \sim 10 \text{ ohm}$$

mentre per $V > V''$ la resistenza interna è

$$R'' = \frac{1}{di/dV} \sim 100 \text{ ohm.}$$

Se V_0 ed R sono molto elevati (fig. 8) pur soddisfacendo alla $V_0/R < i_p$ la retta di carico interseca, come in fig. 10, la caratteristica del primo diodo; un impulso per scattare il primo diodo dalla condizione 1 alla condizione 2 (fig. 10) senza apprezzabilmente mutare la corrente $i \sim V_0/R$ che attraversa la catena di diodi. In tal modo non si ha una sensibile variazione del potenziale nei punti B, C, e gli altri diodi non si spostano dalle condizioni in cui sono.

Un secondo impulso passa attraverso il primo diodo e provoca lo scatto del secondo. Così sino al decimo diodo. La tensione in A o seguirà degli spostamenti come in figura 11(x).

(x) La durata d'ogni gradino dipende dalla frequenza e regolarità degli eventi. Se questi sono casualmente distribuiti nel tempo è evidente che i gradini avranno durate casuali.

L'impulso nell'anodo del ultimo diodo comanda poi un circuito che ristabilisce la catena nelle condizioni iniziali.

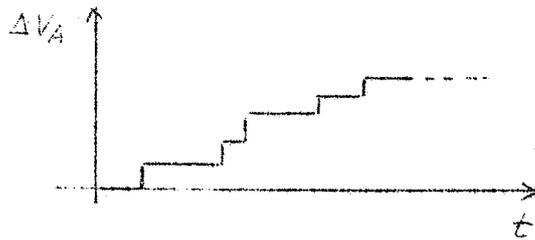
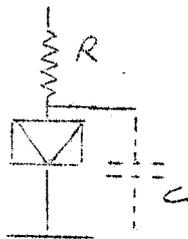


Fig. 11

Si tenga presente che il diodo tunnel presenta una capacità tra anodo e catodo che si aggira sui 25 pf. Quindi la costante di tempo che lo caratterizza la risposta è (vedi fig. 12):



$$\tau' = R // R' C$$

$$\tau'' = R // R'' C$$

a seconda che il diodo sia nella prima o seconda zona stabile.

Fig. 12

LEZIONE XXI1) - Scintillatori

Lo scintillatore è 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 o la quantità di luce emessa; quando maggiore è l'energia spesa dalle particelle nello scintillatore, tanto maggiore è la quantità di luce emessa.

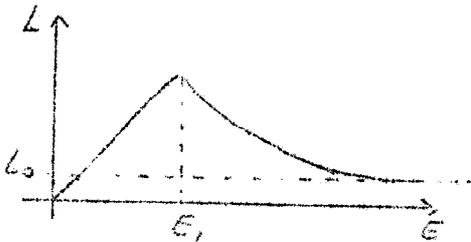


Fig. 1

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, è come in fig. 1:

la legge è lineare sino a che le particelle si fermano nello scintillatore; poi è una funzione decrescente di E .

Tende ad un valore asintotico L_0 quando le particelle sono molto veloci. Si parla in tal caso di particelle al 'minimo'. Il valore E_1 (fig. 1) corrisponde all'energia per cui una particella attraversa tutto lo spessore dello scintillatore senza uscirne.

Tutte le sostanze scintillano, però 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 sensibilità 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 è $h\nu \sim 2$ ev.

Nel caso:

- a) $f = \frac{2}{200} = 1\%$ è necessaria una perdita di energia di 200 ev per produrre un fotone. Il resto dell'energia va speso in calore.

- b) $f = \frac{2}{100} = 2\%$

$$c) \quad f = \frac{2}{40} = 5\%$$

La luce emessa non è un impulso istantaneo, ma viene emessa distribuita nel tempo secondo una legge esponenziale del tipo $e^{-t/\tau}$, ove τ è 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:

$$a) \quad \tau = 3,4 \cdot 10^{-9} \text{ sec}$$

$$b) \quad \tau = 2,7 \cdot 10^{-8} \text{ sec}$$

$$c) \quad \tau = 2,5 \cdot 10^{-7} \text{ sec}$$

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 densità della sostanza in esame. Ad esempio per:

$$\text{H}_2\text{O} \quad 1 \text{ cm corrisponde a } 1 \text{ cm} \times 1 \text{ gr}/\text{cm}^3 = 1 \text{ gr}/\text{cm}^2$$

(la densità è 1)

$$\text{NaI} \quad 1 \text{ cm} \quad ' \quad ' \quad 1 \text{ cm} \times 4 \text{ gr}/\text{cm}^3 = 4 \text{ gr}/\text{cm}^2$$

(la densità è 4)

$$\text{Pb} \quad 1 \text{ cm} \quad ' \quad ' \quad 1 \text{ cm} \times 11,34 \text{ gr}/\text{cm}^3 = 11,34 \text{ gr}/\text{cm}^2$$

(densità 11,4)

$$\text{C} \quad 1 \text{ cm} \quad ' \quad ' \quad 1 \text{ cm} \times 1,6 \text{ gr}/\text{cm}^3 = 1,6 \text{ gr}/\text{cm}^2$$

(densità 1,6)

$$\text{Fe} \quad 1 \text{ cm} \quad ' \quad ' \quad 1 \text{ cm} \times 7,86 \text{ gr}/\text{cm}^3 = 7,86 \text{ gr}/\text{cm}^2$$

(densità 7,86)

Come si vede dalla tabella lo spessore di 1 cm di sostanze diverse è misurato da numeri differenti se espresso in gr/cm^2 .

Le particelle al minimo hanno una perdita di energia di circa $2 \text{ MeV}/(\text{gr}/\text{cm}^2)$ di spessore attraversato. Allora per le varie sostanze il numero di fotoni, N, prodotti al gr/cm^2 attraversato è:

$$a) \quad N_a = \frac{2 \times 10^6}{2 \times 10^2} = 10^4 \text{ fotoni}$$

$$b) \quad N_b = \frac{2 \times 10^6}{10^2} = 2 \times 10^4$$

$$c) \quad N_c = 5 \times 10^4$$

Un altro effetto che provoca la emissione luminosa, distinto dalla scintillazione, è l'effetto Cerenkov. La luce emessa dipende dalla velocità della particella, meglio dal rapporto $\beta = v/c$ tra la sua velocità e quella della luce, o dall'indice di rifrazione 'n' della sostanza attraversata. La luce emessa è nel plexiglas di

210 fotoni/(gr/cm²) attraversati.

E' quindi di una intensità notevolmente inferiore a quella riportata sopra.

2) - Fotomoltiplicatori

In fig. 2 è lo schema di un fotomoltiplicatore. Il fotocatodo è costituito di metalli leggeri quali K, Li ecc.

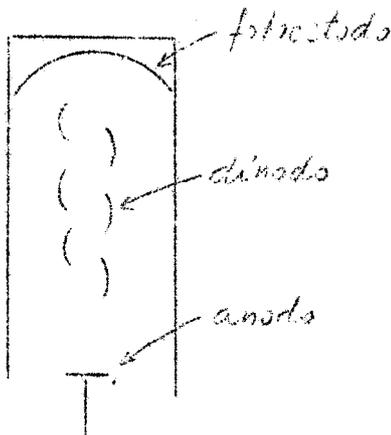


Fig. 2

Quando arriva un fotone emette degli elettroni.

Si definisce come l'efficienza del fotocatodo il rapporto, K, tra il numero di elettroni ed il numero di fotoni. Il valore oscilla tra 0.1 * 0.15. E' notevole osservare che i fotocatodi comuni sono sensibili alla luce blu o viola, ch'è appunto quella emessa dagli scintillatori di cui sopra.

I 10⁴ fotoni del caso a) provocano l'emissione di 10³ elettroni nel caso di K = 0.1. E' questo un numero troppo esiguo per dar luogo ad una corrente rive-

labile. I dinodi servono a moltiplicare il numero degli elettroni. Nello schema di fig. 2 il catodo, ad esempio, è a - 2000 volt, il primo dinodo a - 1700 e gli elettroni emessi vengono accelerati dalla d.d.p. esistente tra catodo e primo dinodo, urtano quindi contro questo.

Per ogni elettrone incidente vengono emessi in media 3 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

$$G \sim 10^5 * 10^6,$$

in quelli con 14 dinodi

$$G \sim 10^8.$$

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 T sono dell'ordine di $0.01 T$.

Come ordine di grandezza $T = 50 \pm 40$ ns.

Nel fotomoltiplicatore 56AVP $\Delta T \sim 0.2$ ns.

La forma dell'impulso è diversa a seconda del fotomoltiplicatore:

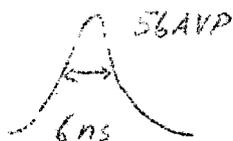


Fig. 3

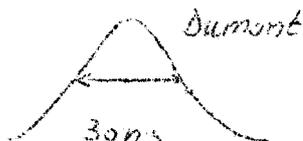


Fig. 4

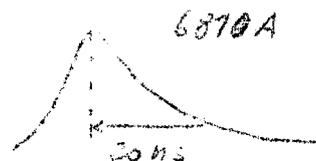


Fig. 5

Nelle figure 3, 4, 5 sono le forme degli impulsi nel caso del 56AVP, 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 è 'l'uniformità 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 quest'effetto raffreddando il fotomoltiplicatore. Si deve però usare molta cura, affinché 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

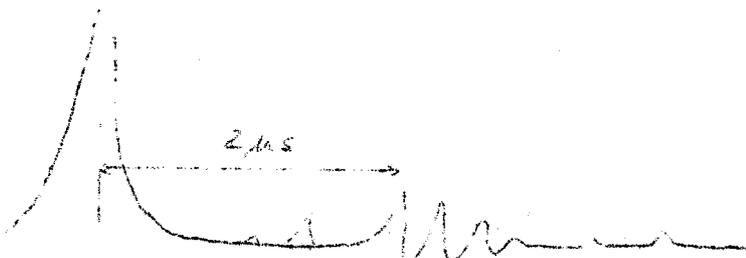


Fig. 6

mi dinodi si precipitano verso l'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 $2 \mu s$ è il tempo necessario perché si formi questo impulso secondario e sull'oscill. si vedrebbe su una scala opportuna (fig. 6): l'impulso principale è seguito dopo circa $2 \mu s$ da un treno di altri impulsi di ampiezza minore. Sono quelli dovuti alla ionizzazione (after pulses). Questo è evidentemente un difetto che si deve cercare di eliminare.

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 è piccolo e disposto come in fig. 7: ha 10 dinodi ed è molto veloce, date le piccole dimensioni. Il fotocatodo è però poco sensibile ed è necessaria molta luce per avere una buona emissione.

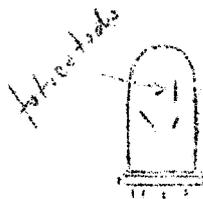


Fig. 7

5819 10 dinodi diametro fotocatodo $d = 5 \text{ cm}$

6199 $d = 3 \text{ cm}$ è veloce (permette misure di coincidenze con tempo risolutivo $< 8 \text{ ns}$).

6342 è una versione perfezionata del 5819

6810 $d = 5 \text{ cm}$

6810A 14 dinodi - è una versione perfezionata del 6810. Permette di eliminare l'uso di amplificatori dato l'alto fattore di amplificazione ottenuto con i 14 dinodi. Si è già visto il difetto dovuto alla lunga coda.

56AVP 14 dinodi - $G = 10^8 + 10^9$.
Con pochi elettroni emessi dal fotocatodo si giunge ad impulsi anche di $1/2 \text{ Amp}$.

Un contatore tipico consta di:

- a) scintillatore
- b) guida di luce
- c) fotomoltiplicatore.

Dei tre elementi a) e c) sono essenziali, b) può talvolta mancare.

La guida di luce è 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 più vantaggiosa raccolta di luce perchè 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 è la seguente:

$$l = d_m - d_f$$

ove

- l è 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 fig. 8 del tipo a) prima descritto. La quantità di luce raccolta dipende dalla geometria del sistema ecc. ecc.

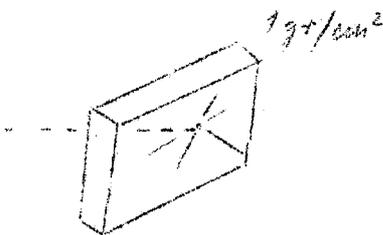


Fig. 8

Si pensi che sia $1/2$ della luce totale emessa. Allora il numero di fotoni che giungono sul fotocatodo è

$$N = \frac{10^4}{2} = 5 \cdot 10^3$$

e se l'efficienza $f = 0.1$ il numero di elettroni inizialmente prodotti è

$$N' = 500.$$

Il fotomoltiplicatore sia un 56AVP con catodo a - 2000 V, $G = 10^7$.

L'impulso di corrente è 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 è:

$$i = \frac{q}{\Delta t}$$

Il tempo Δt si prenda pari a 6 ns pensando l'impulso di uscita come in fig. 9:

la corrente è quindi

$$i = \frac{8 \times 10^{-10}}{6 \times 10^{-9}} \approx 1.3 \times 10^{-1} \text{ A} = 130 \text{ mA.}$$

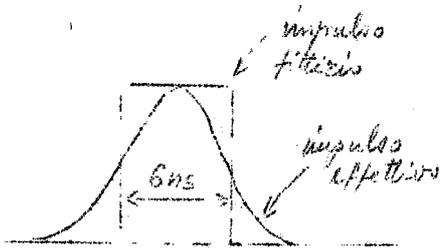


Fig. 9

Il fotomoltiplicatore è quindi un 'generatore di corrente'. L'impulso di uscita dipende dalla resistenza posta tra anodo e massa:

se $R_u = 1 \text{ ohm}$

$$e_u = 0.13 \text{ volt}$$

$R_u = 100 \text{ ohm}$

$$e_u = 13 \text{ volt.}$$

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 è in fig. 10.

Una buona regola è 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 sincrotrone fornisce fascio per una durata di 2 millisecc 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 (è una frequenza elevata), ad esempio $i_{max} = 100 \text{ mA}$ ciascuno. La durata di ogni impulso di fototubo si può assimilare a quella di un impulso squadrato di 5 ns. La corrente media è allora

$$\bar{I} = \left[(100 \cdot 5) \frac{2 \times 10^6}{200} \frac{1}{2 \times 10^6} \right] \frac{20 \times 2 \times 10^6}{10^9} = 100 \frac{1}{40} \frac{1}{25} = 0.1 \text{ mA}$$

La i del partitore si può assumere allora uguale a 10 ma. Si osservi che la corrente di 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.

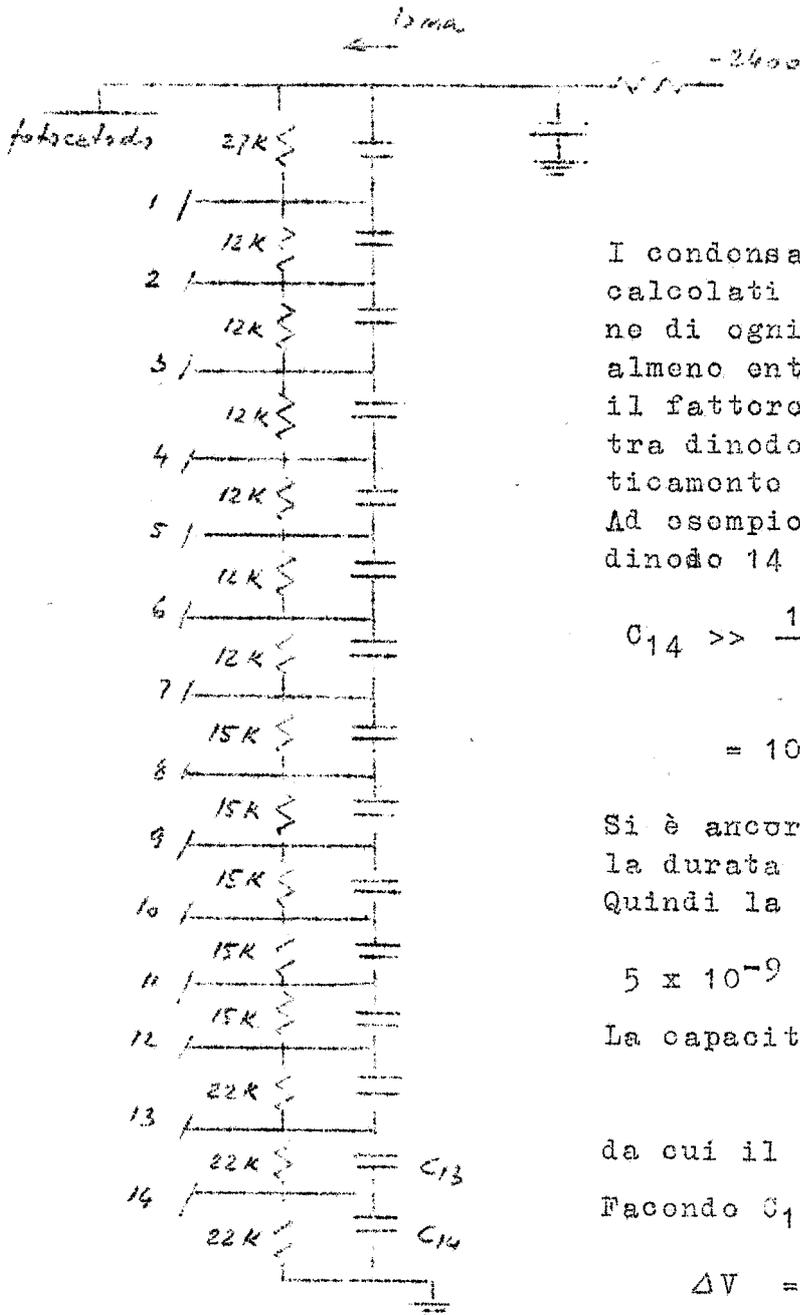


Fig. 10

fattore di moltiplicazione tra dinodo e dinodo che è $3 \cdot 3.5$, ma dipende sensibilmente dalla d.d.p. tra i dinodi. I fotomoltiplicatori 56AVP hanno un $\leq 10^8$ ed il valore medio del fattore di moltiplicazione tra dinodi è

$$n = \sqrt[14]{10^8} = \sqrt[7]{10^4} \sim 3.7$$

E' questo perciò un valore massimo.

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 (fig. 10) deve essere

$$C_{14} >> \frac{10^{-1} \times 5 \times 10^{-9}}{0.5} =$$

$$= 10^{-9} \text{ F} = 1000 \text{ pf} .$$

Si è ancora assunta pari a 5 ns. la durata dell'impulso di 100 mA. Quindi la carica totale è

$$5 \times 10^{-9} \times 10^{-1} = 5 \times 10^{-10} \text{ coulomb}$$

La capacità è definita come

$$C = Q/V$$

da cui il valore precedente.

$$\text{Facendo } C_{14} = 10^4 \text{ pf}$$

$$\Delta V = 0.05 \text{ volt}.$$

Naturalmente per gli altri dinodi la corrente è minore e Q si può calcolare tenendo conto del