

LNF - 65/37
26 Ottobre 1965

G. Renzler : RIVELATORI DI CORRENTE PER IL LINAC CON
TRASFORMATORI DI IMPULSO. -

(Nota interna: n. 293)

Nota interna: n° 293
26 Ottobre 1965

G. Renzler: RIVELATORI DI CORRENTE PER IL LINAC CON TRASFORMA
TORI DI IMPULSO.

Vengono descritti dei rivelatori magnetici costruiti nel laboratorio di ADONE per rivelare i fasci pulsati di elettroni e positroni nel LINAC.

1. RIVELATORI DEL TIPO A TRASFORMATORE DI IMPULSI.

Lo schema di principio del trasformatore di impulsi è riportato in fig. 1a). L'avvolgimento primario, normalmente costituito dal fascio, viene simulato da un filo percorso da impulsi di corrente, generati da un impulsatore chiuso sulla sua impedenza caratteristica. Il nucleo del trasformatore è costituito da un toroide di ferrite o permalloy. Ammettendo che il valore dell'accoppiamento, k , sia eguale ad 1 i circuiti equivalenti sono riportati in fig. 1b) e 1c).

Nella fig. 1 i simboli hanno i seguenti significati:

- e_g = tensione del generatore d'impulsi;
- e_2 = tensione alla resistenza di carica R del trasformatore d'impulsi;
- e_o = tensione all'uscita dell'amplificatore;
- R_g = resistenza interna del generatore d'impulsi;
- R_L = resistenza di carico = R_g ;
- L = induttanza della bobina L di N spire;
- C_s = capacità dispersa della bobina;
- i_o = corrente istantanea del fascio;
- i = corrente istantanea indotta nella bobina L ;

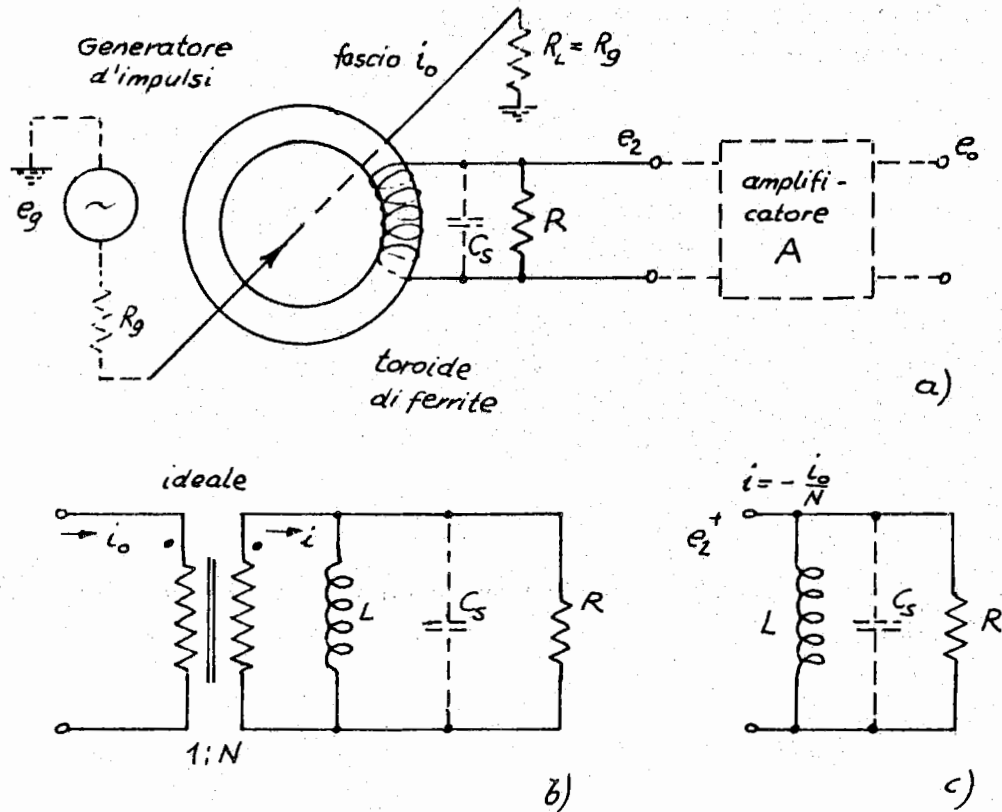


Fig. 1a) -trasformatore di impulsi

Fig. 1b) e c) - circuiti equivalenti

Si deduce dalla fig. 1c)

$$e_2 = - \frac{i_o R}{N} \frac{pL/R}{1 + pL/R + p^2L/C} = - i_o \frac{R}{N} \frac{1}{1 + \frac{1}{pL/R} + pCR} \quad (1)$$

a) - Per le frequenze basse vale $pCR \sim 0$. Quindi l'equazione (1) si semplifica in

$$\frac{e_2}{-i_o} = \frac{R}{N} \frac{pLR}{1 + pL/R} = \frac{R}{N} \frac{p\tau_L}{1 + p\tau_L} \quad (2)$$

con

$$\tau_L = L/R \quad (3)$$

Per un gradino di corrente $i_o = I_o$ (per $t \geq 0$) segue $i_o(p) = I_o/p$, che introdotto nella (2) dà

$$e_2(p) = -I_o \frac{R}{N} \frac{\tau_L}{1 + p\tau_L}$$

nel piano spettrale e

$$e_2(t) = -I_0 \frac{R}{N} e^{-\frac{t}{\tau_L}} = -I_0 \frac{R}{N} \left(1 - \frac{t}{\tau_L} + \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{\tau_L} \right)^2 \dots \right) \quad (4)$$

nel piano temporale.

In prima approssimazione un impulso di corrente di durata T mostra un "sag"

$$S = \frac{T}{\tau_L} = \frac{R}{L} T \quad (5)$$

b) - Per le frequenze alte vale $1/pL/R \sim 0$. L'equazione (1) si semplifica in

$$e_2 = -i_0 \frac{R}{N} \frac{1}{1+pC_S R} = i_0 \frac{R}{N} \frac{1}{1+p\tau_B} \quad (6)$$

con

$$\tau_B = RC_S \quad (7)$$

Per un impulso di corrente $i_0 = I_0$ nel piano temporale si ottiene

$$e_2(t) = -I_0 \frac{R}{N} (1 - e^{-t/\tau_B}) \quad (8)$$

Il tempo di salita della risposta è quindi

$$\sigma = 2,2 \tau_B \quad (9)$$

In fig. 2 è rappresentata la risposta ad un impulso squadrato di durata T ed in fig. 2b) l'equazione (1) (risposta in frequenza).

Per una buona risposta (alta fedeltà) è necessario che la banda sia la più larga possibile e cioè che siano τ_L grande (piccolo sag.: eq. (5)) e τ_B piccolo (tempo di salita breve: eq. (9)).

Per rendere grande τ_L si potrebbe:

- a) aumentare l'induttanza L , che cresce col quadrato del numero delle spire N , ma il segnale d'uscita e_2 diminuisce corrispondentemente in maniera lineare (eq. (1)).
- b) diminuire R , il che fa però diminuire linearmente e_2 .

Per mantenere fisso il rapporto L/R si può aumentare quadraticamente R quando si aumenta il numero di spire N . Allora e_2 aumenta linearmente con N . Un aumento di N porta però ad un aumento della capacità C_S , che compromette una buona risposta alle alte frequenze (eq. 7). Bisogna però tener presente che le cause del tempo di salita non sono dovute solo alla capacità della bobina, ma anche, e se R è piccolo addirittura in maggior parte,

4.

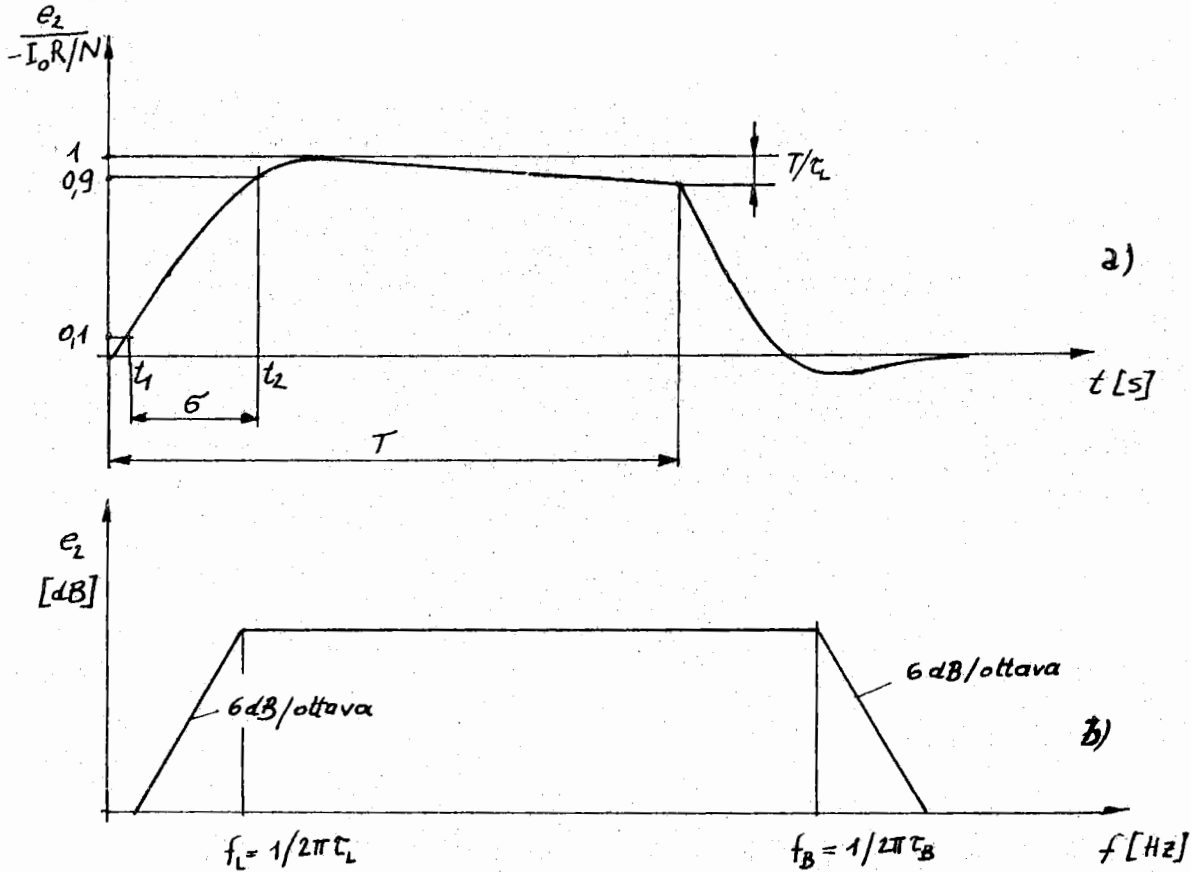


Fig. 2a) - risposta ad un impulso squadrato di durata T
 Fig. 2b) - risposta in frequenza (eq. (1)).

alla limitata rapidità di risposta della ferrite stessa. Si può pensare la ferrite ideale ed attribuire il tempo di salita ad una capacità dispersa equivalente. Questa capacità dispersa equivalente avrà il valore, misurando il tempo di salita (dalle eq. (7) e (9)).

$$C_{s. eq} = \frac{\tau_B}{R} = \frac{\sigma}{2,2 R} \quad (10)$$

Data quindi l'impossibilità di migliorare indipendentemente il sag e il tempo di salita si è costretti a scegliere un compromesso. Per gli impulsi del LI-NAC, con una durata fra 0,1 μ s e 3 μ s, un buon compromesso si è trovato con i valori di R = 10 Ohm e N = 20 spire.

La sensibilità è dunque

$$e_2/I_0 = R/N = 10/20 = 0,5 \text{ Volt/Ampere}$$

che si mantiene lineare fino ad una corrente di 200 mA.

Sono state fatte prove su tre diversi tipi di toroidi con le seguenti di mensioni riportate in tabella I. I simboli sono quelli di fig. 3

TABELLA I

Dimensioni dei toroidi.

toroide	D. (mm)	d (mm)	h' (mm)	S (mm ²)	l _m (mm)
Permalloy: Standard Toroidal 12C, 0,002 inch Ditta: Oskar Roje	158	114	26	700	430
Ferrite: Fermalite 2002 Ditta: Telegraphiques et Telephoniques 89, Paris	178	148	25	375	510
Ferrite: Fermalite 2003 Ditta: Telegraphiques et Telephoniques 89, Paris	186	153	25	413	535

TABELLA II

Misure sui toroidi

tipo di toroide	valori misurati		valori calcolati per R = 10 Phm e valori tabella I			
	sag S (T = 3μs)	σ	$\tau_L = T/S$	$L = \tau_L R$	$\mu_1 = \frac{L \ell_m}{\mu_0 S N^2}$	$C_s = \frac{\sigma}{2,2 R}$
Permalloy	6%	30 ns	$5 \cdot 10^{-5}$	0,5 mH	610	1,5 nF
Ferrite 2002	2,5%	10 ns	$1,2 \cdot 10^{-4}$	1,2 mH	3250	450 pF
Ferrite 2003	2,2%	10 ns	$1,4 \cdot 10^{-4}$	1,4 mH	3500	450 pF

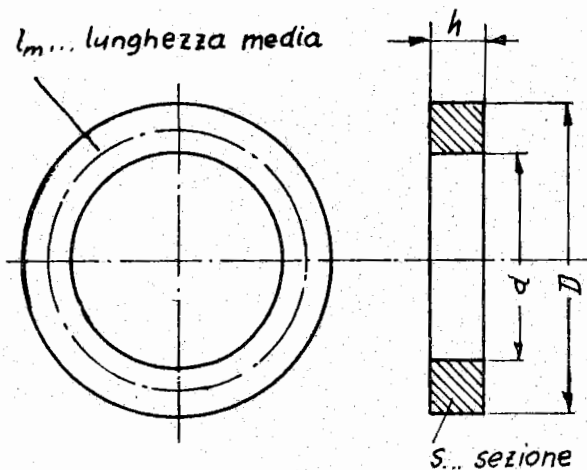


Fig. 3 - Toroide

I risultati delle misure sono raccolti in tabella II. Per un impulso di durata $T = 3 \mu\text{s}$ (temperatura ambiente $25^\circ - 30^\circ\text{C}$) veniva misurato il sag S e con l'equazione (5) calcolato τ_L . Dalla eq. (3) si ricava l'induttanza L e quindi dalla geometria del toroide μ_r (dall'eq. $L = \mu_0 \mu_r SN^2/l_m$). L'eq. (10) dà la capacità dispersa equivalente $C_{s \text{ eq}}$. Il contributo della capacità dispersa è trascurabile rispetto a quella ricavata attraverso il tempo di salita (che include il ritardo dovuto alla ferrite). In base alle misure si è scelta la ferrite Fermalite 2003 oppure 2002. Per aumentare la sensi-

bilità dell'apparecchio lo si può connettere ad un amplificatore a larga banda. La fig. 4 mostra un impulso amplificato con un amplificatore costruito nei Laboratori (LEA 2, amplificazione massima 70 dB, tempo di salita 70 ns). La sensibilità raggiunta dal complesso è di 200 V/A (con amplificazione 60 dB) con un tempo di salita di 60 ns, ed un sag di 3%. Il rumore di fondo (di laboratorio) riportato all'ingresso era di ca. 70 μV .

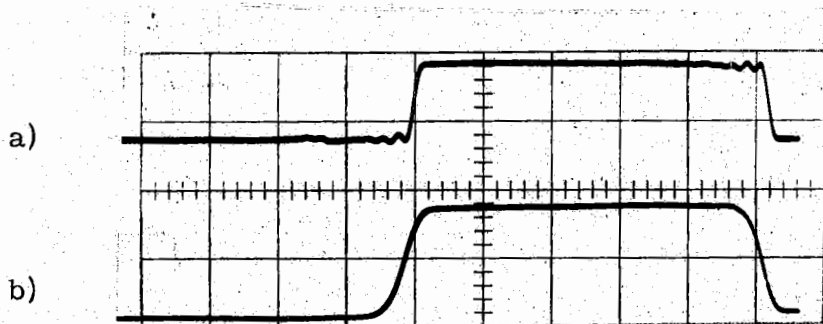


Fig. 4 - Oscillogramma: a) impulso d'ingresso
5 mA/cm
b) impulso d'uscita
2V/cm (A = 60 dB)
tempi 0,2 $\mu\text{s}/\text{cm}$

La permeabilità μ_r calcolata per i due tipi di ferriti corrisponde bene ai valori indicati nelle curve di fig. 5 dove è riportato μ_r rispetto alla temperatura. Si noti il basso punto di CURIE (ca. 180°C).

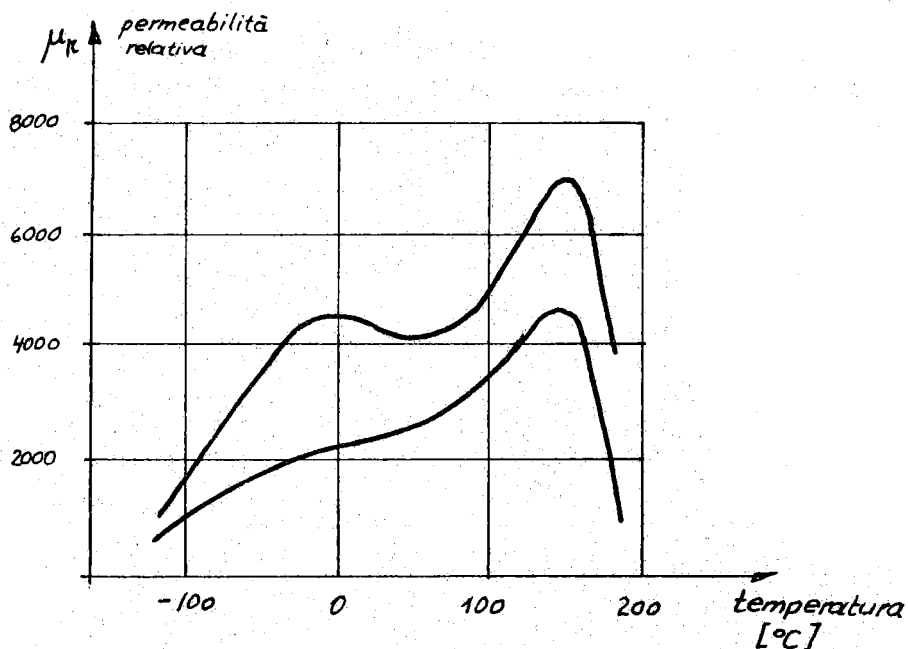


Fig. 5 - Andamento della permeabilità con la temperatura (riportato da Bergere e. a. in Nuclear Instr. and Meth. 15, 337).

2. RIVELATORI MAGNETICI A REAZIONE.

Questo tipo di rivelatore permette di realizzare una risposta ad un impulso con sag assai piccoli e tempo di salita breve.

Per i rivelatori con trasformatori ad impulsi si è visto che per migliorare la risposta, cioè piccolo sag (τ_1 grande) e tempo di salita breve (τ_B piccolo) (eq. 3 e 7), la resistenza di carico della bobina del nucleo si deve diminuire. Ciò può essere ottenuto connettendo la bobina all'ingresso di un amplificatore fortemente controreazionato. Il circuito è rappresentato in fig. 6.

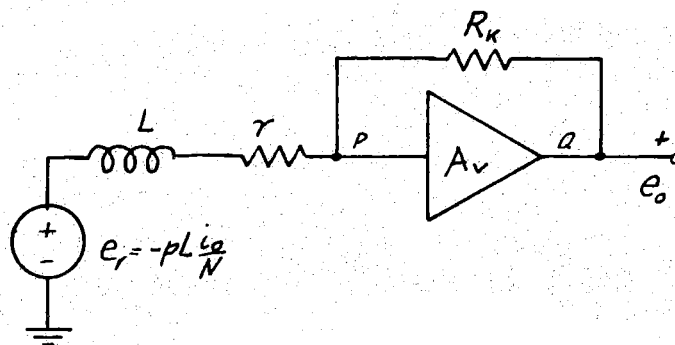


Fig. 6 - Rivelatore con amplificatore controreazionato - integratore.

L_r = induttanza della bobina con N_r -spire; r = resistenza della bobina; R_k = resistenza di feedback.

L'amplificatore insieme con la bobina L_r è nient'altro che un amplificatore operativo con P punto virtuale. In questo punto l'impedenza (verso l'amplificatore) è $R_k/A_v + 1 \approx R_k/A_v$. Nel punto P vale l'equazione di corrente

$$\frac{e_r - e_p}{r + pL} + \frac{e_o - e_p}{R_k} = 0$$

e con

$$-\frac{e_o}{e_p} = A_v \quad e \quad e_r = -pL \frac{i_o}{N}$$

si ottiene

$$\frac{e_o}{i_o} = \frac{R_k}{N} \frac{p \frac{L}{R_k/A_v + r}}{1 + p \frac{L}{R_k/A_v + r}} = \frac{R_k}{N} \frac{p \tau'_L}{1 + p \tau'_L} \quad (11)$$

con

$$\tau'_L = \frac{L}{R_k/A_v + r} \quad (12)$$

Si vede dalla (12) che anche con $A_v \rightarrow \infty$, $\tau'_L \geq L_r/r$.

La resistenza r , che limita la diminuzione del sag, si riesce a tra sformare a destra del punto virtuale P di fig. 6. Nello schema di fig. 7 è indicato il circuito. Qui la corrente di reazione viene riportata all'ingresso con un altro avvolgimento L_r . Fra la bobina d'ingresso L_i , il fascio e la bobina di reazione esiste soltanto un accoppiamento magnetico.

Il flusso ϕ_o prodotto dal fascio (equivalente alla corrente i_o) produce nella bobina L_i di N_i spire una tensione e_i ai capi di R_i . Questa tensione viene amplificata A volte e poi amplificata in corrente nel cathode follower fornendo una corrente di reazione i_r , che nella bobina L_r di N_r spire, pro voca un flusso ϕ_r opposto al flusso ϕ_o . Resta solo un flusso residuo ϕ_i cor rispondente ad una corrente residua i .

Se l'amplificazione è molto grande $i_r N_r$ è uguale alla corrente del fascio i_o . Dunque la tensione ai capi di R_k riproduce fedelmente l'andamento della corrente i_o , e quindi il fascio pulsato. Un cathode follower d'uscita adatta l'impedenza al cavo d'uscita che porta il segnale ad un oscillografo o si mile.

Si vuole trovare la relazione fra la tensione e_R ed i_o . Un primo svi luppo semplice e più intuitivo trascura i ritardi dovuti alla limitata rapidità delle ferrite le capacità disperse della bobina e dell'amplificatore che dan no un ritardo per le alte frequenze. Un secondo sviluppo prende anche in con siderazione le capacità disperse ed il ritardo della ferrite e mostrerà che il sistema di fig. 7 è equivalente al circuito di fig. 5 con $r = 0$; dunque un inte gratore.

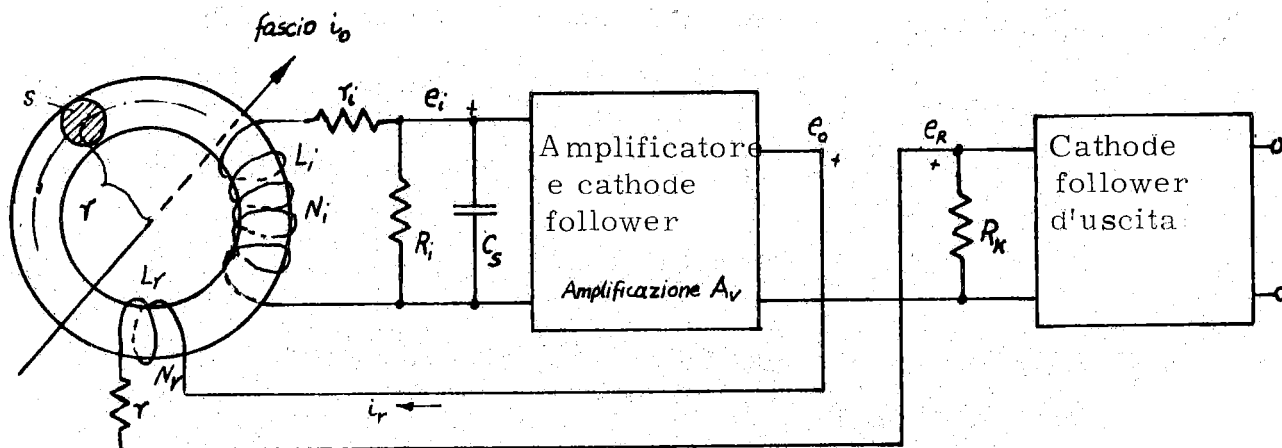


Fig. 7 - Rivelatore a reazione.

s = sezione del toroide; r = diametro medio del toroide; L_i e N_i = induttanza e numero di spire della bobina d'ingresso; L_r e N_r = induttanza e numero di spire della bobina di reazione; i_0 = corrente del fascio; i_r = corrente di reazione; i = corrente residua attraverso la finestra del toroide; R_k = resistenza di carico (= di reazione); R_i = resistenza d'ingresso dell'amplificatore; r = resistenza della bobina L_r ; r_i = resistenza della bobina L_i ; e_i = tensione all'ingresso dell'amplificatore; e_o = tensione all'uscita dell'amplificatore; e_R = tensione sulla resistenza di reazione R_k ; C_s = capacità dispersa equivalente;

2.1. Sviluppo semplificato, trascurando C_s .

Il flusso residuo ϕ_i attraverso una sezione del toroide è dato dalla differenza dei due flussi ϕ_o e ϕ_r . Quindi

$$\phi_i = \phi_o - \phi_r$$

I flussi magnetici sono proporzionali alla corrente istantanea dai quali vengono prodotti, quindi la corrente residua

$$i = i_o - N_r i_r \quad (13)$$

L'induzione nel toroide è

$$B = \mu_r \mu_o H$$

$$H = i/2\pi r$$

B... induzione (Vs/m²)

μ_o ... $12,56 \times 10^{-6}$ Vs/Am permeabilità iniziale

μ_r ... permeabilità relativa

H... campo magnetico (A/m)

10.

La tensione d'ingresso e_i , indotta nella bobina di N_i spire è dunque

$$e_i = N_i \frac{d\phi_i}{dt} = N_i S \frac{dB}{dt} = \frac{1}{2\pi r} \mu_0 \mu_r N_i S \frac{di}{dt} \quad (\text{Volt}) \quad (14)$$

Inoltre vale come si verifica facilmente dalla fig. 7, se la tensione ai capi della bobina L_r è piccola

$$e_R \approx e_o = i_r R_k = e_i A_v \quad (15)$$

con A_v l'amplificazione dall'ingresso fino al catode-follower d'uscita.

Combinando le eq. (13), 14 e 15) si ottiene

$$A_v e_i = \frac{A_v \mu_0 \mu_r S N_i}{2\pi r} \frac{d(i_o - N_r i_r)}{dt} = i_r R_k$$

che scriviamo nella forma

$$\frac{di_r}{dt} + \frac{1}{\frac{A_v \mu_0 \mu_r S N_i N_r}{2\pi r R_k}} i_r = \frac{1}{N_r} \frac{di_o}{dt} \quad (16)$$

Ponendo

$$\tau = \frac{A_v \mu_0 \mu_r S N_r N_i}{2\pi r R_k} \quad (17)$$

La (14) diventa

$$\frac{di_r}{dt} + \frac{1}{\tau} i_r = \frac{1}{N_r} \frac{di_o}{dt} \quad (18)$$

Questa equazione differenziale ha la soluzione generale

$$i_r(t) = \left[i_r(0) + \frac{1}{N_r} I_o \right] e^{-t/\tau}$$

se si eccita con un gradino di corrente I_o . Ciò equivale a

$$e_u(t) = i_r(t) R_k = \left[e_r(0) + \frac{R_k}{N_r} I_o \right] e^{-t/\tau}$$

La condizione iniziale è $i_o(t=0) = 0$ e quindi $i_r(t=0) = 0$ e

$$e_u(t) = \frac{I_o R_k}{N_r} e^{-t/\tau} \approx \frac{I_o}{N_r} R_k (1 - t/\tau). \quad (19)$$

Il sag per un impulso di durata T è

$$S\% = 100 T/\tau = 100 T 2\pi f \quad \text{dove} \quad f = 1/2\pi\tau$$

Si noti che questa volta nell'espressione per la costante di tempo (eq. (17)) non risultano le resistenze della bobina, perchè $r \ll R_k$ e $r_i \ll R_i$. La costante di tempo τ è proporzionale all'amplificazione e quindi può essere resa molto grande.

2.3. Sviluppo dell'equazione per la tensione d'uscita non trascurando C_{seq}

Il circuito di fig. 7 fino al cathode follower di uscita può essere ridisegnato come in fig. 8a). La resistenza R_k è posta dall'altra parte dell'avvolgimento L_r , con ciò non cambiando naturalmente il circuito.

Il trasformatore fra i terminali A, B, M può essere rappresentato come in fig. 8b) e le sue equazioni sono:

$$\left. \begin{aligned} e_A + e_r &= pL_r i_r + pMi \\ e_B + e_i &= pM i_r + pL_i i \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

oppure

$$\left. \begin{aligned} e_A + e_r &= pL_r(1 - K^2)i_r + k \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} (e_B + e_i) \\ i &= -k \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} i_r + \frac{1}{pL_i} (e_B + e_i) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

con $k = \frac{M}{\sqrt{L_i L_r}}$ costante di accoppiamento

M mutua induttanza fra L_i e L_r .

Le equazioni (21) permettono d'indicare il circuito equivalente del trasformatore come in fig. 8c), che a sua volta si può portare a quello di fig. 8d) trasformando l'induttanza L_i e il generatore e_i dalla parte destra a quella sinistra, cioè

$$\left. \begin{aligned} L'_i &= \left(k \sqrt{\frac{L_r}{L_i}}\right)^2 L_i = k^2 L_r & r'_i &= k^2 \frac{L_r}{L_i} r_i \\ e'_i &= k \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} e_i & C'_s &= C_s \frac{1}{k^2} \frac{L_i}{L_r} \\ & & R'_i &= k^2 \frac{L_r}{L_i} R_i \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Vale l'equazione (13): $i = i_o - N_r i_r$
e siccome $i_r = A_i i$ (con A_i amplificazione in corrente)

$$i_r = \frac{i_o}{N_r} \frac{1}{1 + 1/A_i N_r}$$

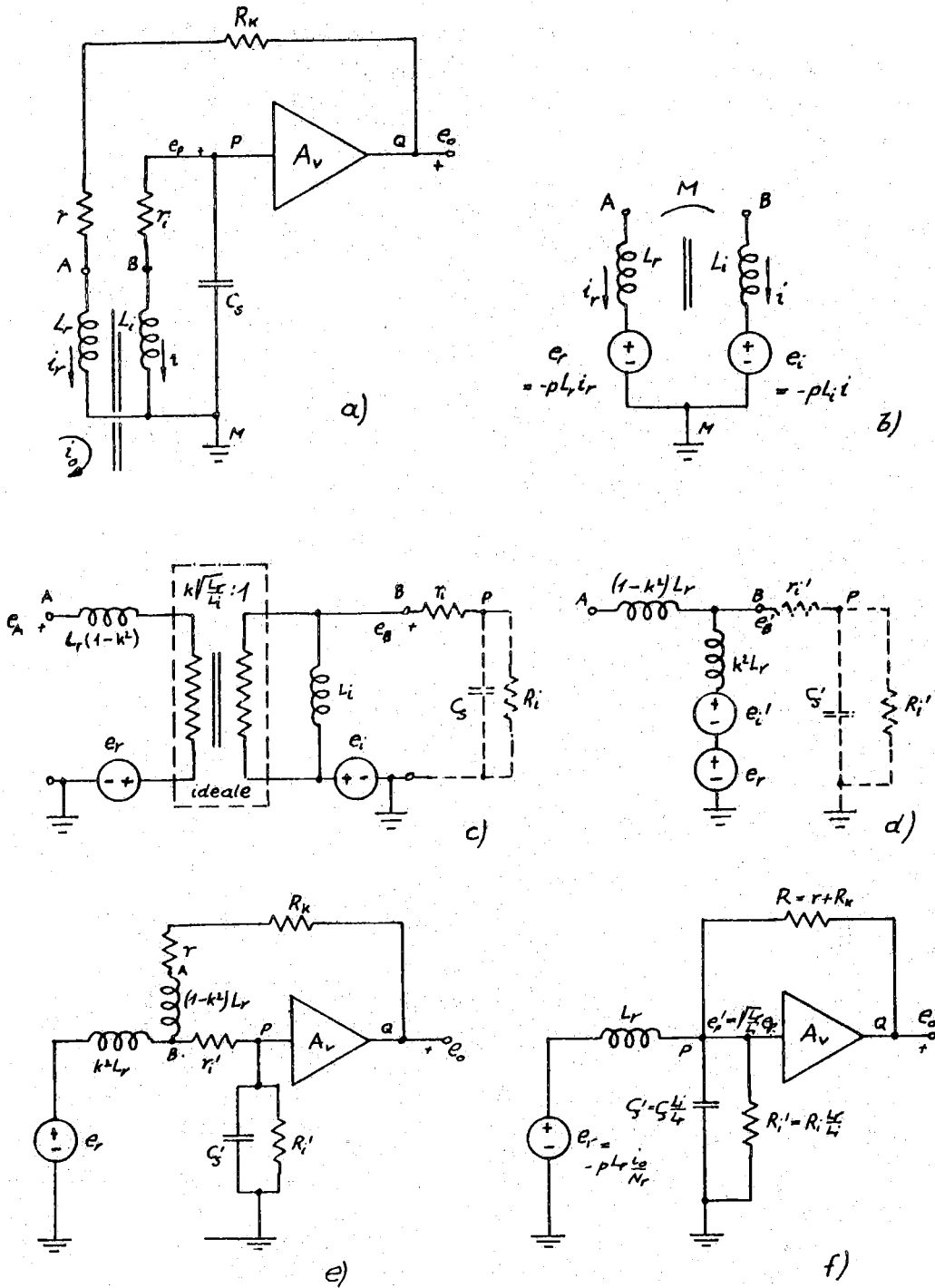


Fig. 8 - Rivelatore reazonato

- a) circuito fig. 7 ridisegnato
- b) il trasformatore di 7a)
- c) circuito equivalente di fig. 7b)
- d) circuito equivalente di fig. 7c)
- e) circuito equivalente di fig. 7a)
- f) circuito equivalente di fig. 7a) con $k = 1, r'_i \ll R_i$

Con $A_i N_r \gg 1$ la corrente di reazione è

$$i_r = i_o / N_r \quad (23)$$

Cioè la corrente del fascio è compensata dalla corrente di reazione.

Siccome $i_r \gg i$ anche $e_r \gg e_i > e_i'$ (per $L_r < L_i$), dunque e_i' è trascurabile rispetto a e_r .

In fig. 8e) è disegnato il circuito equivalente del rivelatore a reazione, che si semplifica ponendo $k=1$. La resistenza r_i della bobina L_i risulta trasformata a destra del punto virtuale B e può quindi essere trascurata ($r_i \ll R_i$, $1/\omega C'_{seq}$). Con queste assunzioni segue il circuito di fig. 8f).

Nel nodo P di fig. 8f) vale l'equazione

$$\frac{e_r - \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} e_p}{p L_r} + \frac{e_o - \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} e_p}{R} - (0 - \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} e_p) \left(p \frac{L_i}{L_r} C_s + \frac{1}{R_i} \frac{L_i}{L_r} \right) = 0$$

Siccome l'amplificazione in tensione è definita $A_v = -e_o/e_p$ (v. fig. 8a) l'equazione del nodo si può scrivere

$$e_o \left\{ \frac{1}{A_v p \sqrt{L_i L_r}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{A_v R} \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} + \frac{1}{A_v} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}} \left(p C_s + \frac{1}{R_i} \right) \right\} = - \frac{e_r}{p L_r}$$

Scrivendo per $e_r = -p L_r i_o / N_r$ si può esprimere il rapporto fra tensione di uscita e_o e corrente di fascio i_o

$$\begin{aligned} \frac{e_o}{i_o} &= \frac{R}{N_r} \frac{p \frac{A_v \sqrt{L_r L_i}}{R}}{p^2 L_i C_s + p \left(\frac{A_v \sqrt{L_i L_r}}{R} + \frac{L_r}{R} + \frac{L_i}{R} \right) + 1} \\ &= \frac{R}{N_r} \frac{1}{\frac{1}{p \frac{A_v \sqrt{L_r L_i}}{R}} + p \frac{R C_s}{A} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}} + 1 + \frac{1}{A_v} \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} + \frac{R}{R_i A_v} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}}} \end{aligned}$$

Per $A_v \gg 1$ e $L_i > L_r$ vale

$$\frac{1}{A_v} \sqrt{\frac{L_r}{L_i}} \ll 1 \quad \frac{R}{R_i A_v} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}} \ll 1$$

e l'equazione si semplifica in

$$\frac{e_o}{i_o} = \frac{R}{N_r} \frac{1}{\frac{1}{p \frac{A \sqrt{L_i L_r}}{R}} + p \frac{RC_s}{A_v} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}} + 1} \quad (24)$$

a) Per le basse frequenze vale

$$\frac{e_o}{i_o} = \frac{R}{N_r} \frac{p \frac{A_v \sqrt{L_i L_r}}{R}}{1 + p \frac{A_v \sqrt{L_i L_r}}{R}} = \frac{R}{N_r} \frac{p \tau_L}{1 + p \tau_L} \quad (25)$$

con

$$\tau_L = A_v \frac{\sqrt{L_i L_r}}{R} = \frac{A_v}{R} \frac{N_i N_r \mu \mu_o S}{2 \pi r} \quad (26)$$

Per un impulso di corrente di durata T si ricava dall'eq. (25) un sag S

$$S^{\%} = 100 T / \tau_L \quad (27)$$

La costante di tempo τ_L corrisponde a quella trovata in (17).

b) Per le frequenze intermedie vale

$$\frac{e_o}{i_o} = \frac{R}{N_r} \quad (28)$$

c) Per le frequenze alte vale

$$\frac{e_o}{i_o} = \frac{R}{N_r} \frac{1}{1 + p \frac{RC_s}{A_v} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}}} = \frac{R}{N_r} \frac{1}{1 + p \tau_B} \quad (29)$$

con

$$\tau_B = \frac{RC_s}{A_v} \sqrt{\frac{L_i}{L_r}} = \frac{RC_s}{A_v} \frac{N_i}{N_r} \quad (30)$$

Il tempo di salita σ è dunque

$$\sigma = 2,2 \tau_B \quad (31)$$

La risposta ad un impulso di corrente è quella di fig. 2a). Un confronto delle eq. (26) e (30) con quelle di eq. (3) e (7) mostra che τ_L è diventato più

grande e τ_B più piccolo (presupposto $A_V/R > 1$), cioè un allargamento della banda, come rappresentato in fig. 2b).

2.3. Realizzazione dell'amplificatore.

2.3.1. Note sull'amplificatore.

Tutti i circuiti sono realizzati a valvole per essere più resistenti alla radiazione, dato che dovranno trovarsi in prossimità del fascio.

Dalle eq. (26) e (30) si nota che la larghezza di banda aumenta se la amplificazione è grande sia per le alte che le basse frequenze. Per le alte frequenze basta un'amplificazione modesta, per arrivare alla larghezza di banda desiderata. Un amplificatore con grande amplificazione nella banda delle basse frequenze e modesta amplificazione fino alle alte frequenze può essere realizzato con due amplificatori collegati come in fig. 9a), dove

A_L = amplificazione alle basse frequenze

A_B = amplificazione alle alte frequenze

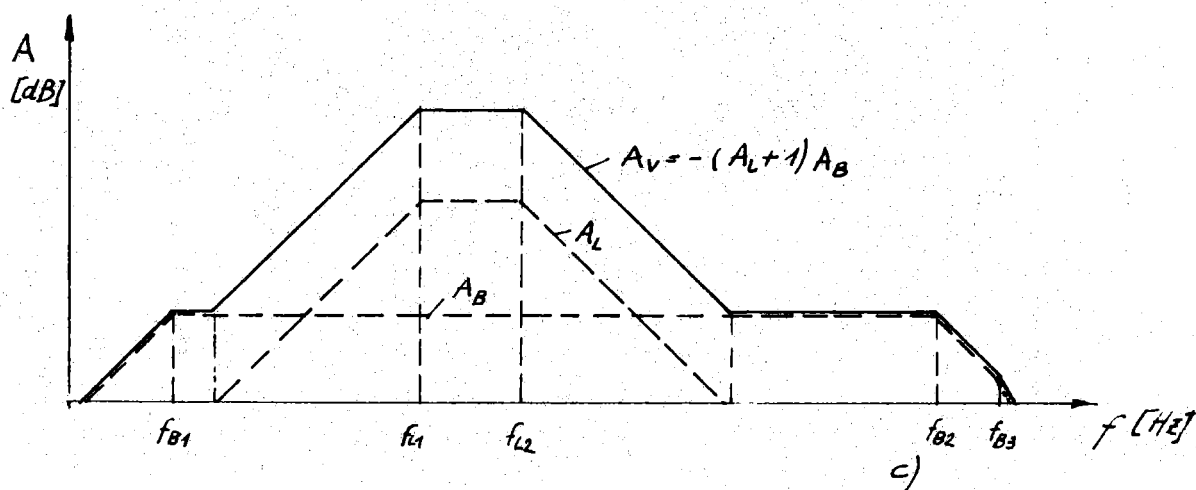
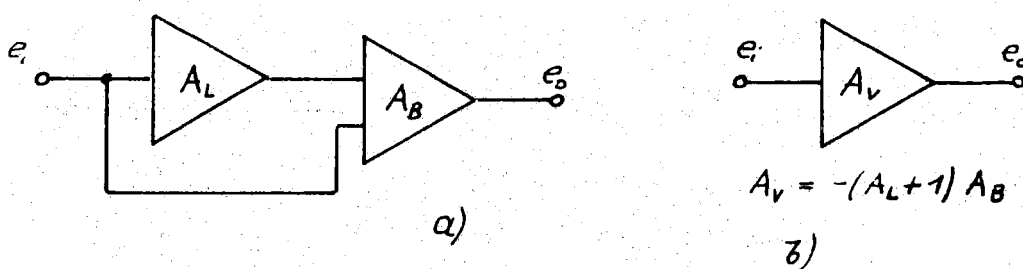


Fig. 9a) - amplificatore in cascata

b) - amplificatore equivalente di 9a)

c) - andamento dell'amplificazione rispetto alla frequenza.

L'amplificatore per le basse frequenze è di banda stretta, quello delle alte frequenze ha larghissima banda e ha un ingresso differenziale. Come facilmente si può dimostrare questi due amplificatori equivalgono all'amplificatore di fig. 9b) con l'amplificazione totale

$$A_V = - (A_L + 1) A_B \quad (32)$$

L'amplificatore A_L potrebbe essere un'amplificatore in continua stabilizzato a chopper. Ma siccome gli impulsi più lunghi che devono essere rivelati sono di solo ca $3 \mu s$ basta che l'amplificatore A_L sia accoppiato con RC e che, alla frequenza $f_L = 1/2 \pi \tau_L$ abbia una amplificazione sufficiente a soddisfare l'eq. (26) ($A_V = R \tau_L / \sqrt{L_r L_i}$, dove τ_L è data dall'eq. (27), $\tau_L = 100T/S^{\%}$), fissato il massimo sag accettabile. In questo modo i disturbi a frequenza minore vengono assai ridotti (specialmente la rete di 50 Hz) e lo schermaggio del toroide risulta facilitato. Nella fig. 9c) sono indicate alcune frequenze di taglio e cioè:

f_{L1} e f_{L2} sono le frequenze di taglio dell'amplificatore A_L

f_{B1} , f_{B2} e f_{B3} sono le frequenze di taglio dell'amplificatore A_B .

Le frequenze di taglio o le rispettive costanti di tempo sono controllate dai gruppi RC indicati in fig. 10, ed essi sono:

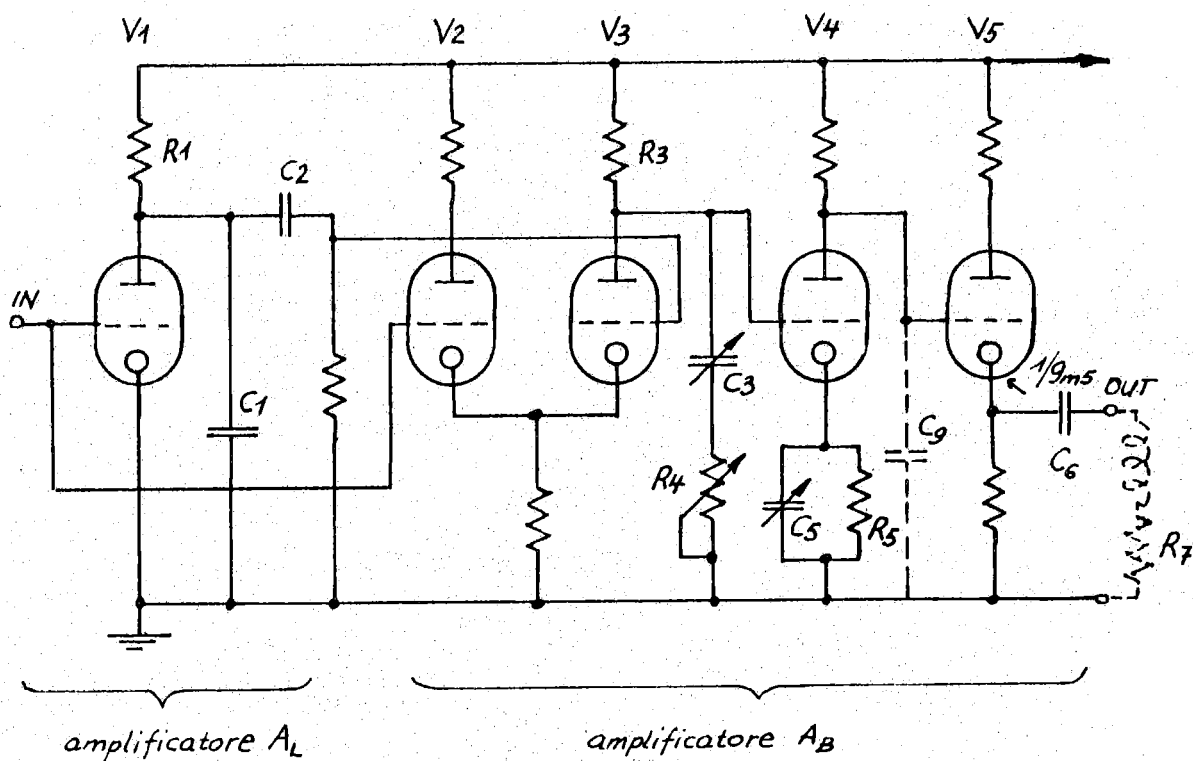


Fig. 10 - Schema di principio dell'amplificatore con i gruppi RC che determinano le frequenze di taglio.

$$\begin{aligned}
 \tau_{L1} &= (R_1 + R_2) C_2, \\
 \tau_{L2} &\cong R_1 C_1 \\
 \tau_{B1} &\cong (R_7 + 1/g_{m5}) C_6 \\
 \tau_{B2} &\cong (R_3 + R_4) C_3 = R_3 C_3 \\
 \tau_{B3} &\text{ uguale ad un RC, determinabile solo da misure} \\
 &\text{ (qualche capacit  dispersa non compensata con una} \\
 &\text{ resistenza)}.
 \end{aligned}
 \tag{33}$$

La capacit  C_5 compensa la diminuzione di banda causata dalla capacit  dispersa C_g . La migliore compensazione   data, quando $C_5 R_5 = C_g R_6$.

2.3.2. Controllo della stabilit .

Per evitare che l'integratore oscilli   necessario che il fattore di reazione (loop gain) βA_v abbia una rotazione di fase di meno di 180° per tutti i valori $|\beta A| \geq 1$.

Questo   assicurato quando la curva di amplificazione non cala con la frequenza pi  rapidamente di ~ 10 dB/ottava. Il circuito di reazione pu  essere rappresentato con in fig. 11a) e la sua risposta in frequenza come in fig. 11b).

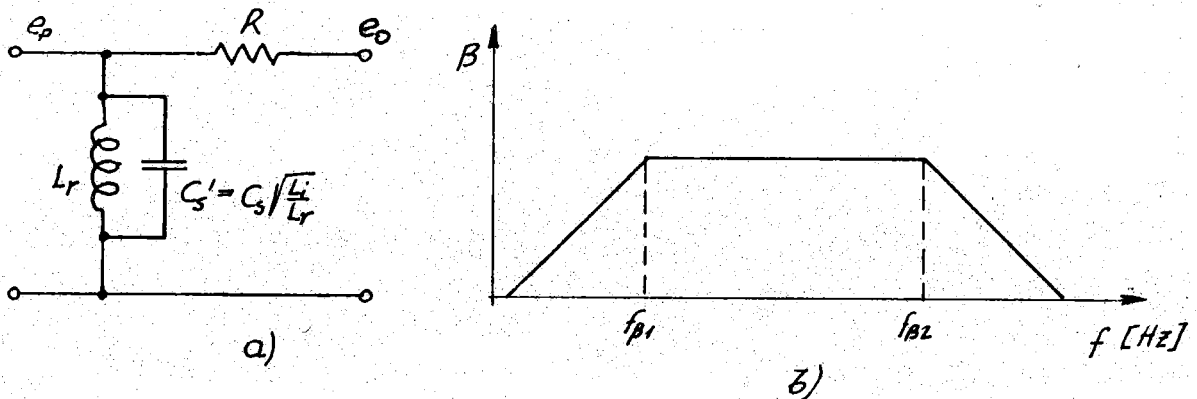


Fig. 11a) - circuito di reazione

b) - risposta del circuito di reazione

Il rapporto fra tensione al punto P (ingresso dell'amplificatore) e punto Q (uscita dell'amplificatore)  :

$$\begin{aligned}
 \beta &= \frac{e_p}{e_o} = \frac{pL}{R + pL + p^2 LC'_s R} = \frac{1}{\frac{1}{pL/R} + 1 + pC'_s R} \\
 &= \frac{1}{p \tau_{\beta 1} + 1 + p \tau_{\beta 2}}
 \end{aligned}
 \tag{34}$$

con

$$\left. \begin{aligned} \tau_{\beta 1} &= L_r/R \\ \tau_{\beta 2} &= C'_s R = C_s \frac{N_i}{N_r} R \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

2.4. Calcoli e diagrammi.

In appendice si trova uno schema a blocchi LEA 10, che mostra le connessioni dell'amplificatore rivelatore, disegnato in LEA 9, con i comandi ed il toroide. Per il toroide si sceglie la ferrite Fermalite 2002 o 2003. L'avvolgimento d'ingresso ha $N_i = 20$ spire e con un $\mu_r \simeq 3500$ l'induttanza è di $L_i \simeq 1,4$ mH. L'avvolgimento di reazione ha $N_r = 4$ spire e una induttanza $L_r = 50$ μ H. La capacità dispersa equivalente della bobina è di 450 pF. Le equazioni (35) e (33) danno con i valori:

$$\begin{aligned} R &= 200 \text{ Ohm}, & R_1 &= 220 \text{ kOhm}, & R_2 &= 470 \text{ kOhm}, \\ R_3 &= 560 \text{ Ohm}, & R_3 &= 2,5 \text{ kOhm}, & R_7 &= 200 \text{ Ohm}, \\ C_1 &= 500 \text{ pF}, & C_2 &= 100 \text{ pF}, & C_3 &= 120 \text{ pF}, & C_6 &= 8 \text{ } \mu\text{F}. \end{aligned}$$

i risultati:

$$\begin{aligned} f_{\beta 1} &\simeq 6,4 \times 10^5 \text{ Hz} & f_{B1} &\simeq 27 \text{ kHz} \\ f_{\beta 2} &\simeq 2 \times 10^6 \text{ Hz} & f_{B2} &\simeq 2,4 \text{ MHz} \\ f_{L1} &\simeq 2,3 \text{ kHz} & f_{B3} &\simeq 5 \text{ MHz (valutato in base a} \\ f_{L2} &\simeq 1,45 \text{ kHz} & & \text{misure)} \end{aligned}$$

Nel diagramma fig 12 sono riportati ampiezza e fase, rispetto alla frequenza, dell'amplificatore a loop aperto. Nel diagramma fig. 13 è rappresentata la funzione di trasferimento del circuito di reazione ed infine nel diagramma fig. 14 il fattore di reazione βA che permette di valutare gli angoli di sicurezza (phase margin) che sono all'incirca 20° per le alte frequenze e all'incirca 60° per le basse frequenze. Questi dati corrispondono bene alle misure.

La larghezza di banda dell'amplificatore per le alte frequenze è limitata dal prodotto guadagno-larghezza di banda della valvola D3a usata. Gli sfasamenti di queste valvole sono controllati dal gruppo $C_3 R_3$ (v. fig. 10).

Dall'eq. (26) si calcola la costante di tempo per tempi lunghi per $R = 200$ Ohm, $A_v \sim 60 \text{ dB} \hat{=} 1000$.

Dall'eq (27) risulta un sag

$$S\% = 100 T / \tau_L = 0,23\%$$

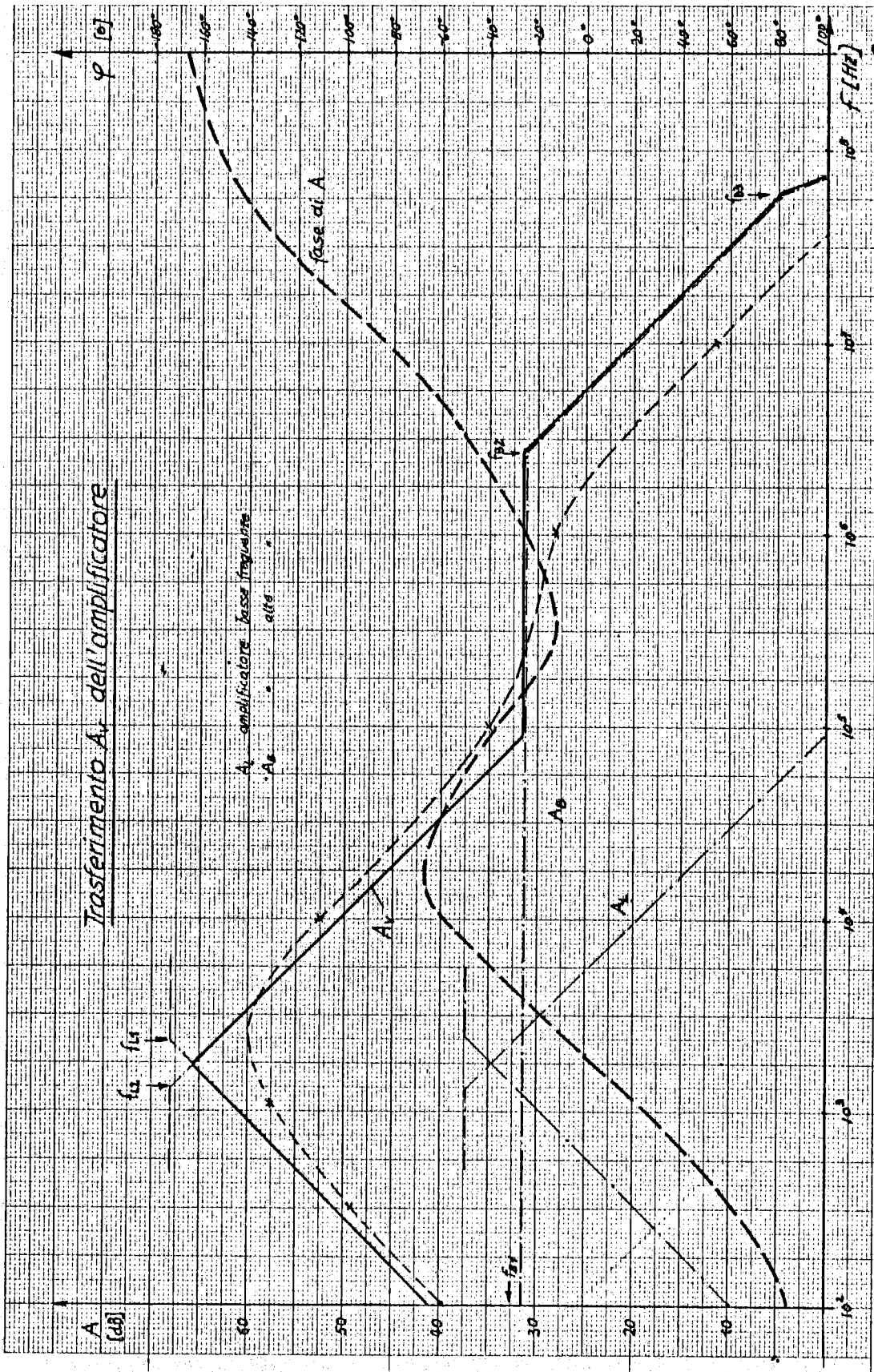


Fig. 12

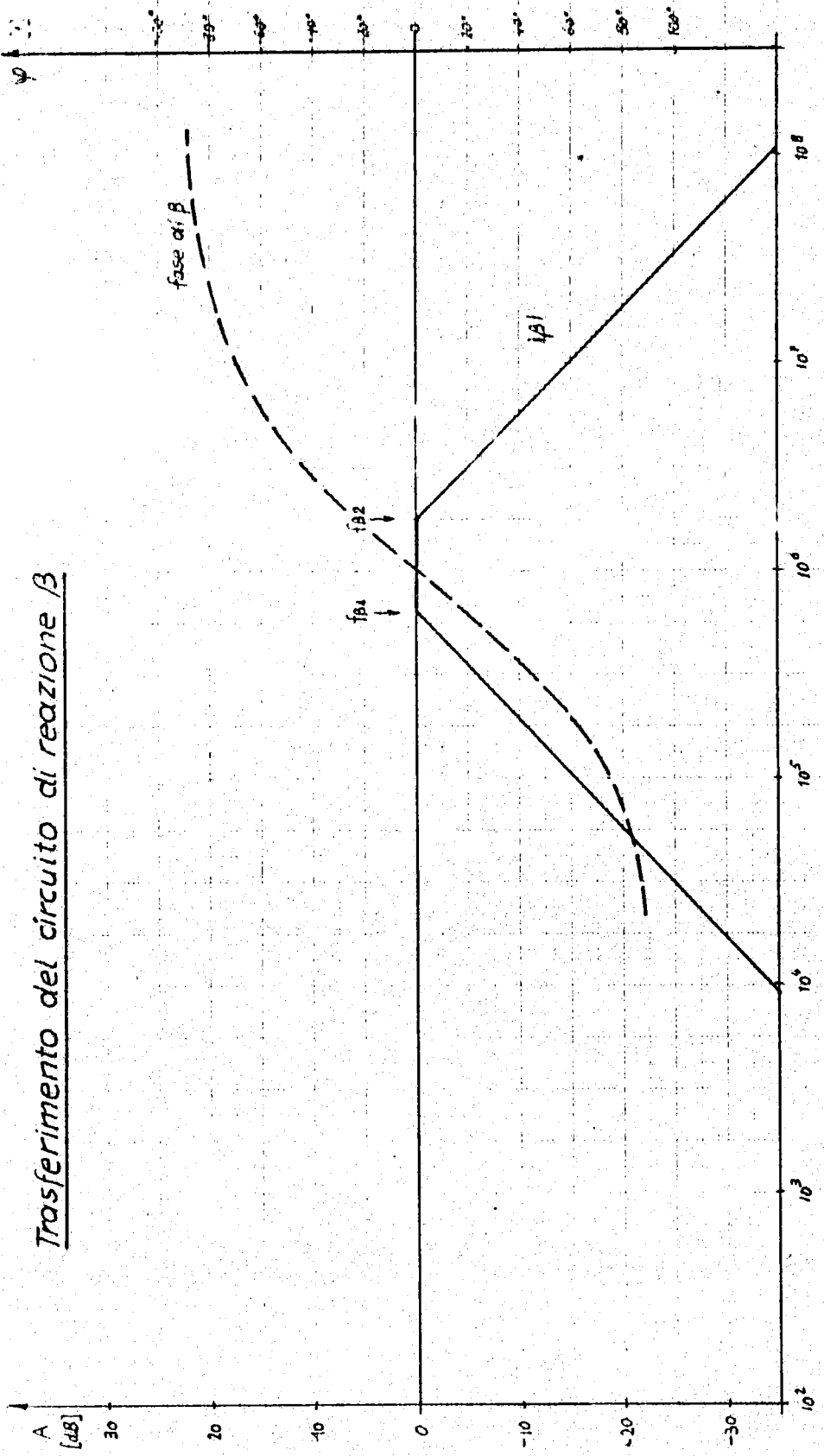


Fig. 13

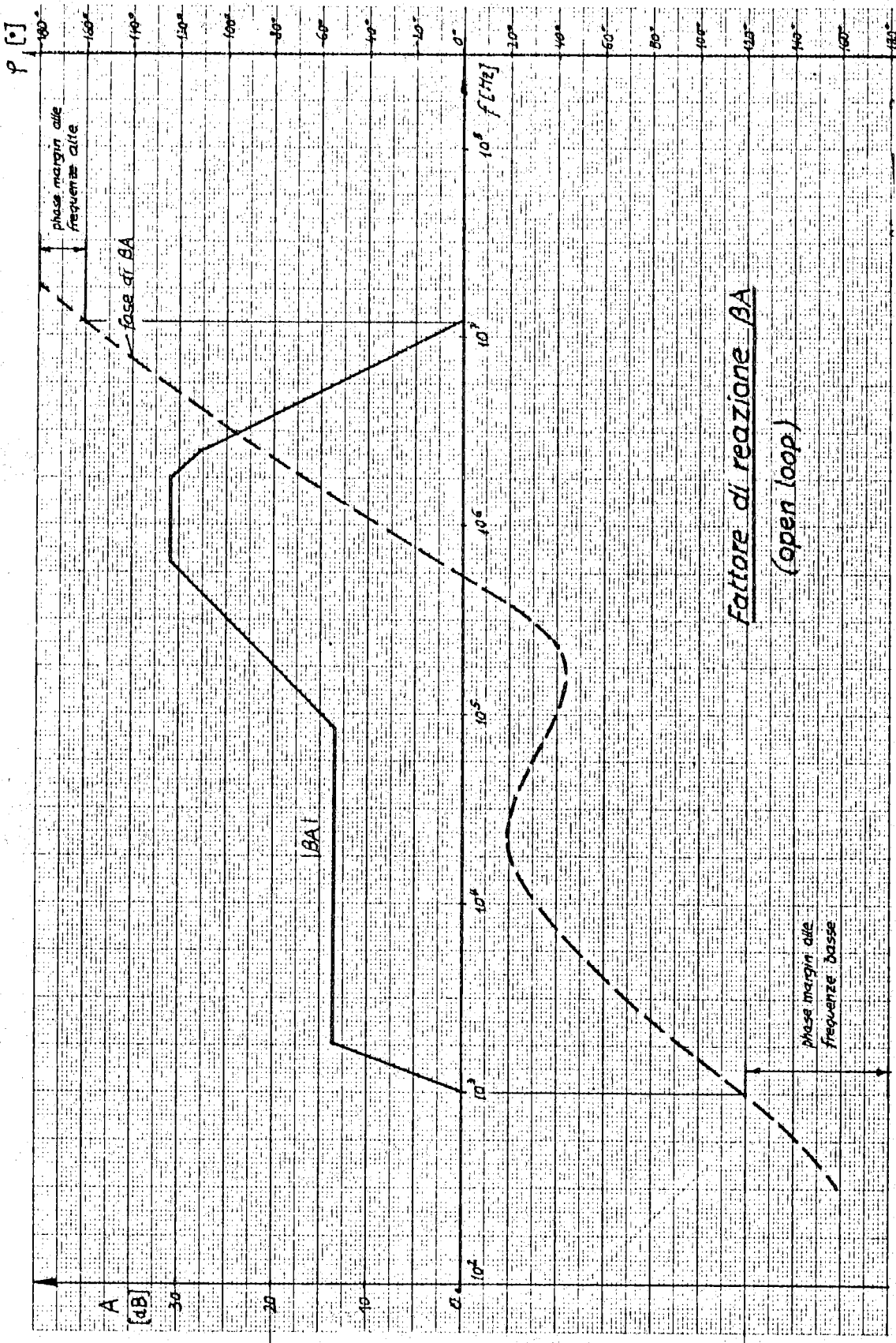


Fig. 14

Il calcolo del tempo di salita è solamente una grossolana valutazione, perchè per calcolarlo si dovrebbe conoscere l'amplificazione A_V da mettere nell'eq. (30). Se si mette $A_V \sim 20$ (diagramma fig 2), $C_S = 450$ pF, risulta:

$$\tau_B = \frac{RC}{A_V} \frac{N_i}{N_r} = 22,5 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

$$\sigma = 2,2 \quad \tau_B = 50 \text{ nsec}$$

La sensibilità è data dall'eq (28)

$$\frac{e_o}{i_o} = \frac{R}{N_r} = \frac{200}{4} = 50 \text{ Volt/Ampere}$$

Come si nota dallo schema a blocchi di LEA 10 il segnale attraverso la resistenza R può essere amplificato $A_1 = -0,8$ volte oppure $A_2 = -8$ volte incluso il carico di 50 Ohm (adattamento al cavo). L'amplificatore rapido finale consiste di uno stadio amplificatore con compensamento sul catodo e un doppio cathode follower (tipo WHITE) per impulsi positivi.

La capacità in parallelo alla resistenza R serve ad evitare ringing all'inizio ed alla fine dell'impulso.

Per l'amplificatore finale la sensibilità si aumenta dunque a

$$e_o/i_o = 40 \text{ V/A} \quad \text{con} \quad A_{f1} = -0,8$$

$$e_o/i_o = 400 \text{ V/A} \quad \text{con} \quad A_{f2} = -8$$

Per la taratura ci si serve di una spira aggiunta alimentata da un Multivibratore monostabile che attraverso un cathode follower fornisce un impulso squadrato di $3 \mu\text{s}$ e 10 mA su 50 OHm. L'univibratore è comandato da un impulso di almeno 1 Volt.

2.5. Risultati.

Il sag misurato per impulsi di durata $T = 3 \mu\text{s}$ è all'incirca 0,3% e il tempo di salita 50 nsec, quello di discesa 55 nsec. Gli oscillogrammi di figura 15 + 19 mostrano l'impulso d'ingresso e la sua risposta.

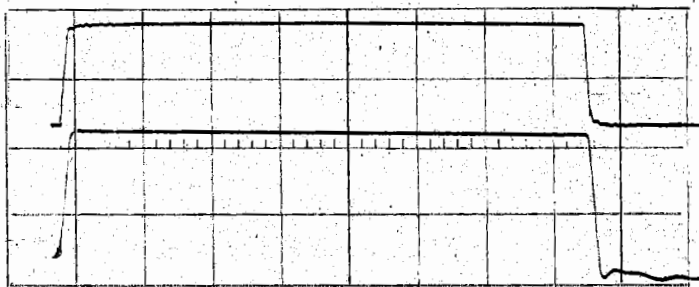


Fig. 15 -

verticale:

sopra ingresso

0,5 V/cm = 7 mA/cm

sotto uscita

2 V/cm

orizzontale: 0,5 $\mu\text{s/cm}$

sensibilità 400 V/A

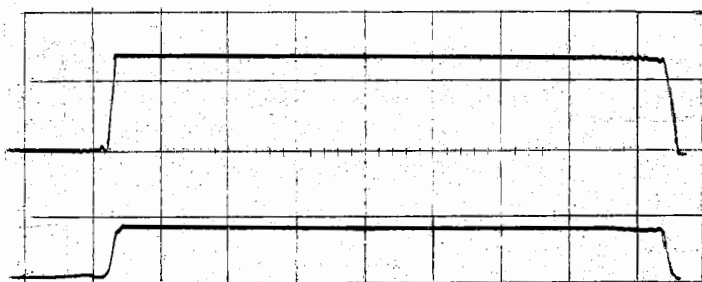


Fig. 16 -

verticale:

sopra ingresso

 $0,5 \text{ V/cm} = 10 \text{ mA/cm}$

sotto uscita

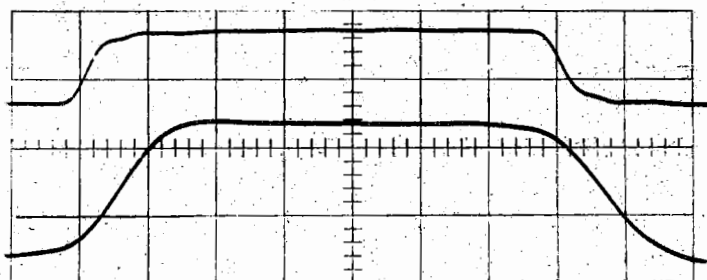
 $0,5 \text{ V/cm}$ orizzontale: $0,5 \mu\text{s/cm}$ sensibilità 40 V/A 

Fig. 17 -

verticale:

sopra ingresso

 $0,5 \text{ V/cm} = 10 \text{ mA/cm}$

sotto uscita

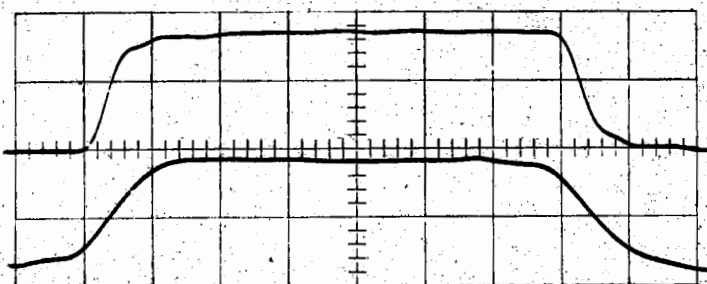
 2 V/cm orizzontale: 40 ns/cm sensibilità 400 V/A 

Fig. 18 -

verticale:

sopra ingresso

 $0,5 \text{ V/cm} = 10 \text{ mA/cm}$

sotto uscita

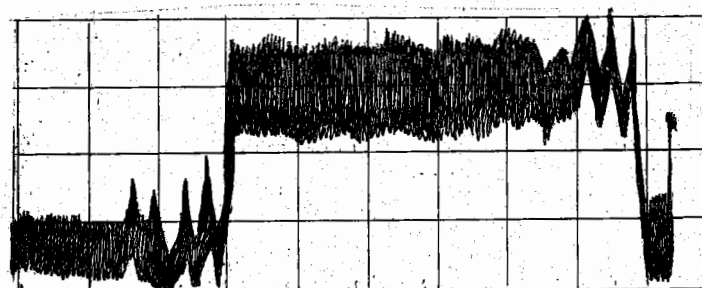
 $0,5 \text{ V/cm}$ orizzontale: 40 ns/cm sensibilità: 40 V/A 

Fig. 19 -

verticale: 5 mV/cm orizzontale $0,5 \mu\text{s/cm}$

La fig. 19 mostra il minimo impulso che si può ancora rivelare e dà una indicazione del rumore di fondo.

L'impulso che simulava il fascio era di $\sim 40 \mu\text{A}$. Il rumore riportato all'ingresso è $\sim 5 \mu\text{A}$.

L'ultimo oscillogramma è stato fatto inserendo davanti all'oscillografo un filtro arresta banda, quello di fig. 20a) che ha la risposta indicata in figura 17b). Quando tale filtro è inserito il sag aumenta a 6% per un impulso di 3 μ s. In questo modo si riesce ad eliminare completamente i disturbi alle basse frequenze, specialmente quella della rete.

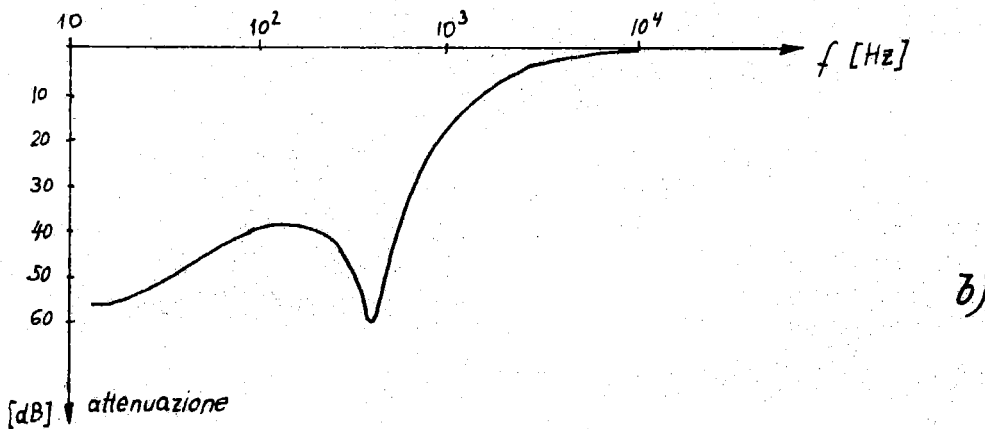
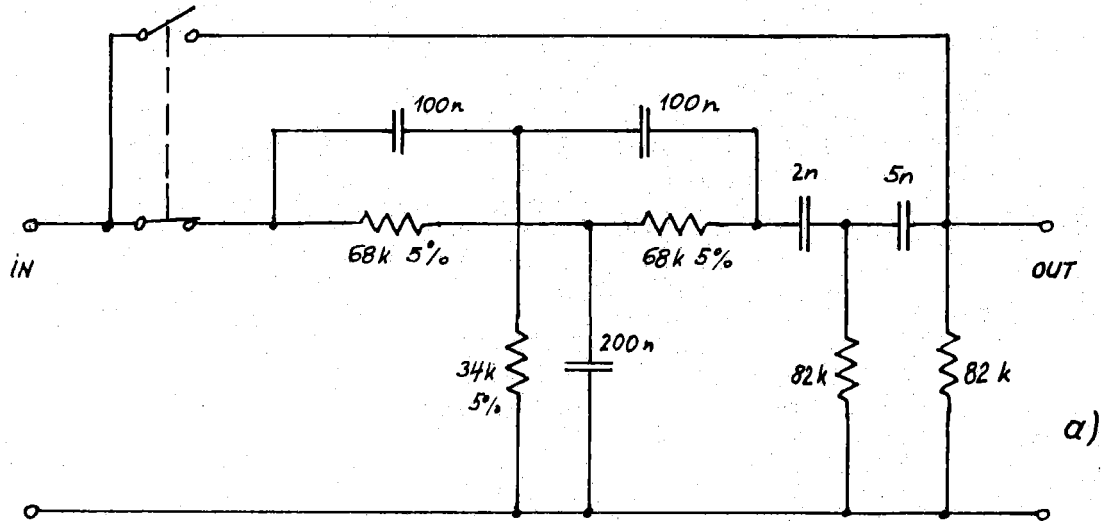


Fig. 20a) - filtro arresta banda
b) - Risposta del filtro

REFERENCES.

- (1) - Ryuji Yamada, Japan Appl. Phys. 1, 92 (1962).
- (2) - Bergere et al., Nuclear Instr. and Meth. 15, 327 (1962).