

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-61/51 (29. 9. 61)

A. Massarotti, M. Puglisi: STUDIO DI UN DISCRIMINATORE DI FASE.

Nota Interna: n° 94
29 Settembre 1961

A. Massarotti e M. Puglisi: STUDIO DI UN DISCRIMINATORE DI FASE.

E' noto che la frequenza propria di una cavità risonante v'è soggetta a variazioni dovute principalmente a variazioni delle sue dimensioni meccaniche. Queste variazioni possono essere dovute a vari fattori, tra i quali è generalmente dominante quello dovuto a variazioni termiche di ogni origine. V'è da sè che il problema è particolarmente grave per le cavità nelle quali devono essere dissipate grandi potenze che per di più possono non essere costanti nel tempo.

Generalmente un risonatore a cavità viene eccitato mediante opportuni amplificatori; poichè una piccola variazione della frequenza di risonanza della cavità si ripercuote (nonlinearmente) sulla fase della tensione misurabile tra due punti qualsiasi della cavità, rispetto alla fase della tensione di pilotaggio, ne segue che un discriminatore di fase di opportune caratteristiche può essere l'unico rivelatore adatto a 'sentire' le eventuali variazioni della frequenza propria di un risonatore.

Particolarmente utile, per la banda passante estremamente larga che si riesce a realizzare si è dimostrato un cir

cuito il cui schema equivalente è riportato in fig. 1.

In questo schema i generatori sono generatori ideali di tensione alternata sinusoidale, i condensatori C_1 e C_2 sono scelti in modo che la loro impedenza si trascurabile entro il campo di frequenza considerato e $R_1 = R_2$. Notiamo che col simbolo V indichiamo il modulo del vettore tensione.

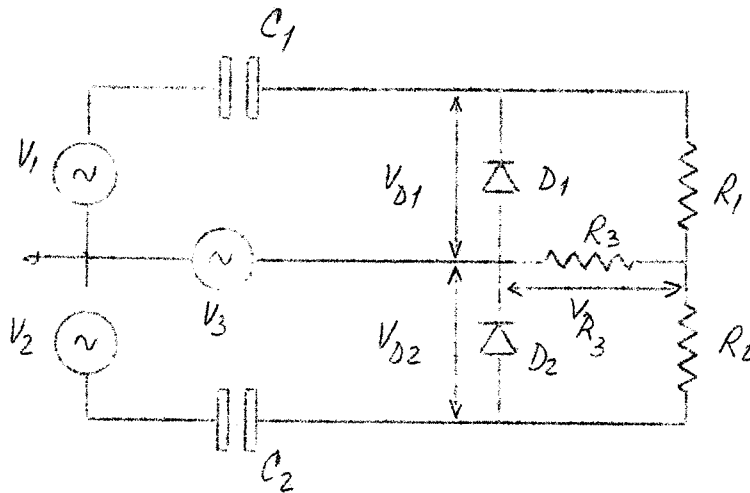


FIG. 1

Se supponiamo come è schematizzato in fig. 2 $V_1 = V_2$ (in contro fase) e V_3 sfasata di 90° rispetto alle precedenti, è $V_{D1} = V_{D2}$ e pertanto $V_{R3} = 0$, in quanto, supponendo i diodi ideali $V_{R3} = V_{D1} - V_{D2}$

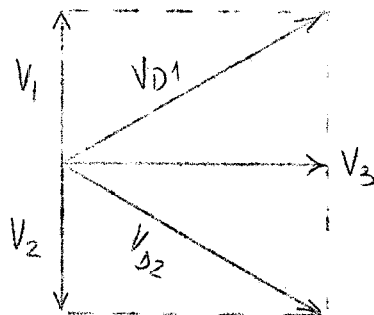


FIG. 2

Supponiamo ora che V_3 sia sfasata di un angolo φ ri-

spetto a V_1 come schematizzato in fig. 3,

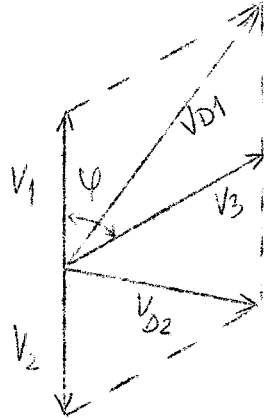


FIG. 3

E' allora $V_{D1} - V_{D2} = V_{R3} \neq 0$.

Sempre nell'ipotesi che $V_1 = V_2 = V$ supponendo inoltre $V_3/V = K = \text{costante}$. per $K > 0$:

$$(V_{D1} - V_{D2}) = V \cdot \sqrt{2(1+K^2 - \sqrt{(1+K^2)^2 - 4K^2 \cos^2 \varphi})}$$

per $0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$

$$(V_{D1} - V_{D2}) = -V \sqrt{2(1+K^2 - \sqrt{(1+K^2)^2 - 4K^2 \cos^2 \varphi})}$$

per $\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \pi$

Si vede subito che $V_{D1} - V_{D2}$ dipende linearmente da V e pertanto la caratteristica non lineare di raddrizzamento dei diodi è l'unica causa di errore.

In fig. 4 sono riportate le curve $\frac{V_{D1} - V_{D2}}{V}$ in funzione di φ per vari K .

Da questo diagramma si vede che, per $K = 1$, $\frac{V_{D1} - V_{D2}}{V}$ varia in maniera praticamente lineare in funzione di φ .

Sono stati realizzati due discriminatori di fase: uno usando un doppio diodo a vuoto, (fig. 5), l'altro, due diodi a stato solido (fig. 6).

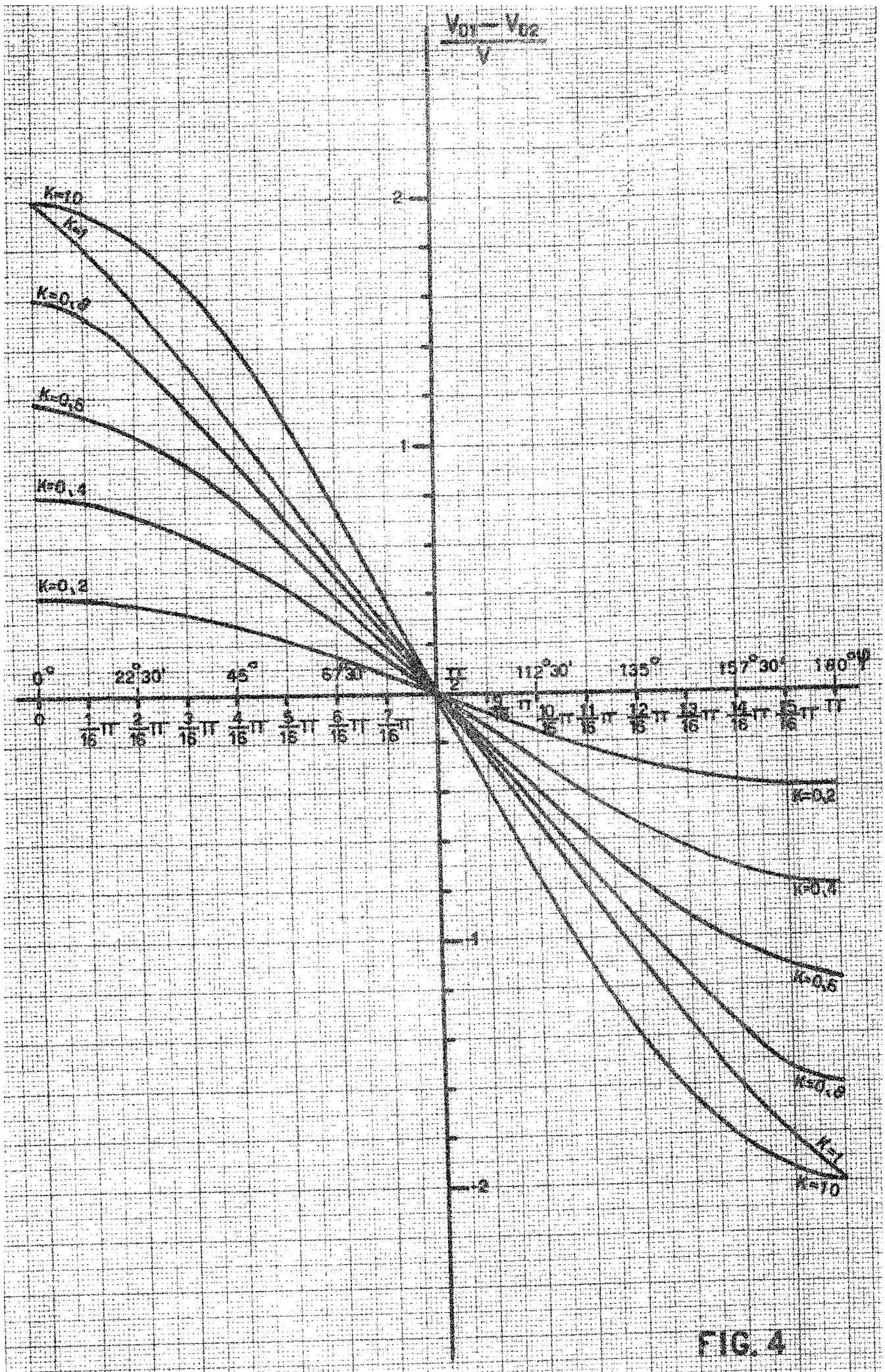


FIG. 4

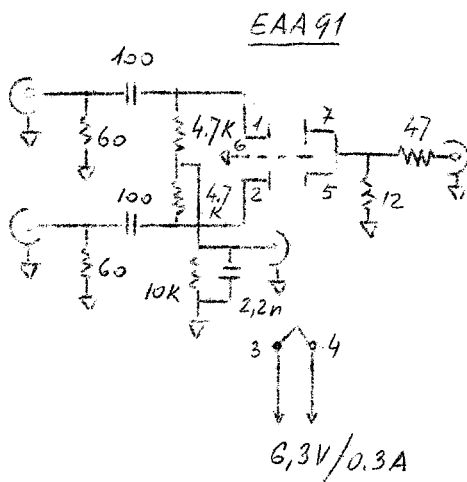


FIG. 5

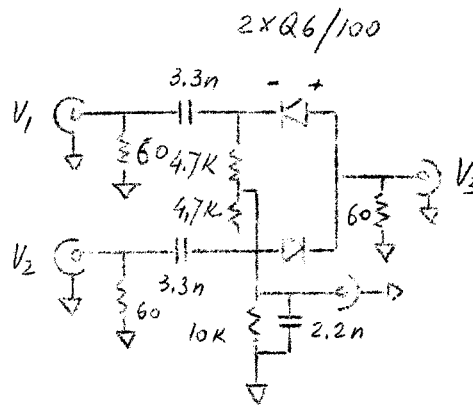


FIG. 6

Per entrambi l'inversione di fase è ottenuta direttamente in cavità sfruttando una doppia spira con ritorno al centro. Il segnale è portato al discriminatore mediante due cavi di lunghezza elettrica uguale chiusi sulla loro impedenza caratteristica all'ingresso del discriminatore. Il segnale di riferimento, prelevato da un punto qualunque della catena di amplificazione che alimenta la cavità è portato all'ingresso del discriminatore con un cavo di lunghezza elettrica tale che la tensione di riferimento sia sfasata di 90° rispetto alle tensioni provenienti dalla cavità quando questa ultima è in accordo. Manifestamente, con questo arrangemento, i discriminatori sono in grado di funzionare accoppiati a cavità risonanti di frequenza diversa con la sola condizione di mettere a punto tensioni di ingresso e cavi di riferimento.

Questi circuiti possono essere usati sia come strumenti di misura sia come indicatori di zero e di disaccordo. L'uso che principalmente a noi interessa è il secondo. Per questo è necessario e sufficiente che $KV > 1$, in quanto la correzione deve iniziare per una variazione $\Delta\psi \approx \pm 10^\circ$ intorno

no a $\pi/2$, zona in cui per $1 \leq K \leq 10$ si ha una incertezza di $\sim 2^\circ$ per $\frac{V_{D1} - V_{D2}}{V} \simeq 0,25$ (fig. 4). Ciò significa che una volta fissata la tensione di riferimento l'uscita si mantiene circa costante. Difatti se per esigenze di modulazione d'ampiezza della tensione in cavità questa aumenta anche d'un fattore dieci rispetto al suo valore minimo si arriva a $K=1$.

Il segnale così ottenuto comanda un servomeccanismo che effettua la correzione della frequenza propria della cavità e che viene disinserito quando lo strumento da nuovamente l'indicazione di zero. Naturalmente per evitare oscillazioni del sistema l'intervento del servomeccanismo deve essere più rapido della variazione di accordo da correggere e analogamente la risposta dell'indicatore di zero deve essere più rapida della correzione. Per usare i discriminatori come strumenti di misura è necessario farli precedere da alcuni stadi limitatori per fare in modo che le tensioni di ingresso siano costanti ed eguali a quelle per cui è stata effettuata la taratura.

La differenza essenziale tra il circuito di fig. 5 e quello di fig. 6 è dovuta al fatto che, mentre il primo è meno sensibile, cioè richiede tensioni a RF d'ingresso maggiori del secondo, quest'ultimo risente invece di eventuali variazioni della temperatura ambiente perchè variano le efficienze di raddrizzamento dei semiconduttori. Una particolare cura poi, dev'essere usata nell'adattamento degli ingressi, per evitare riflessioni nei cavi, cosa questa che può falsare notevolmente le misure in assenza di stadi limitatori di ingresso. Le misure sono state effettuate usando il dispositivo di fig. 7, variando la lunghezza del cavo di riferimento.

I punti sperimentali ottenuti dal circuito di fig. 4 sono riportati in fig. 8, in a) e b) per $K = 1$ a $K = 0,5$ alla frequenza di 103 MHz in c) e d) alla frequenza di 9,6 MHz;

i punti segnati con tratto continuo rappresentano gli effet-

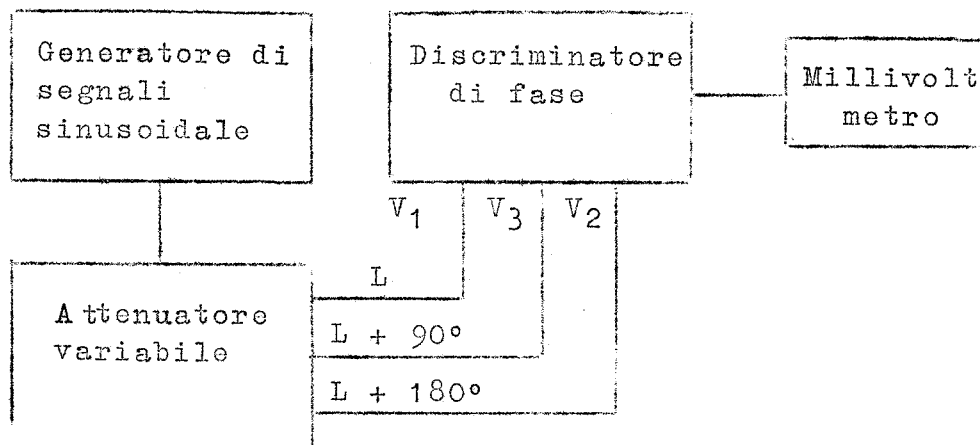
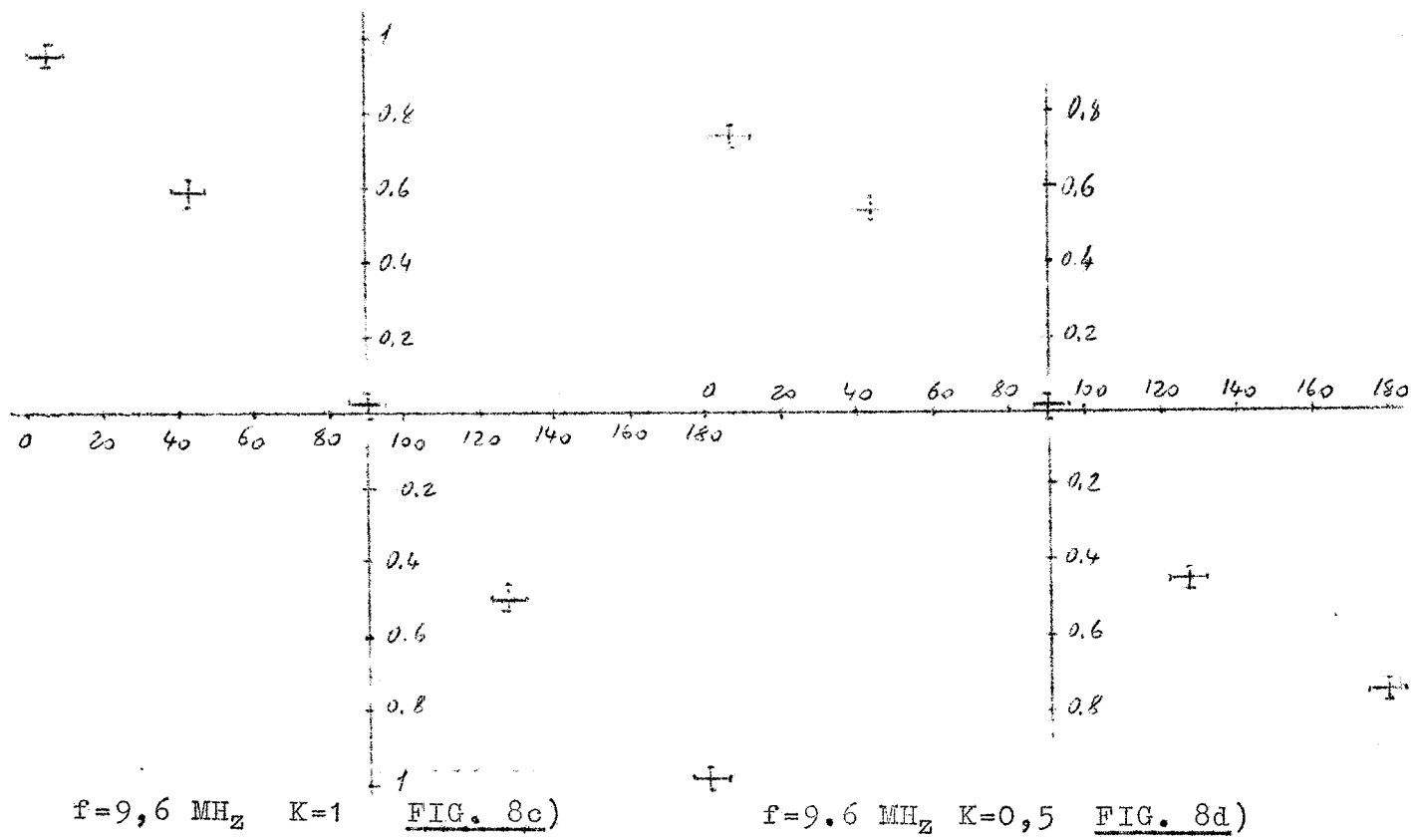
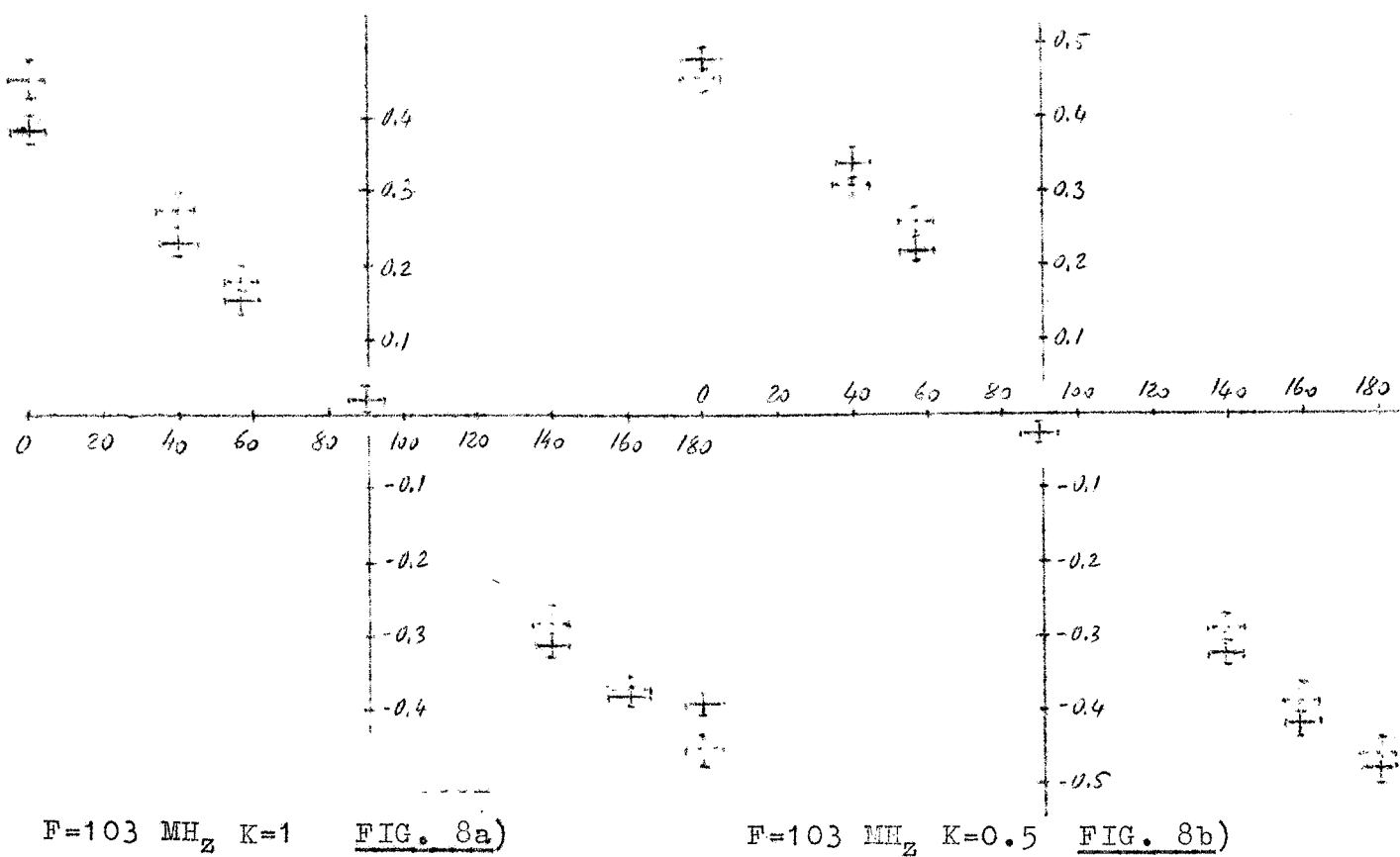
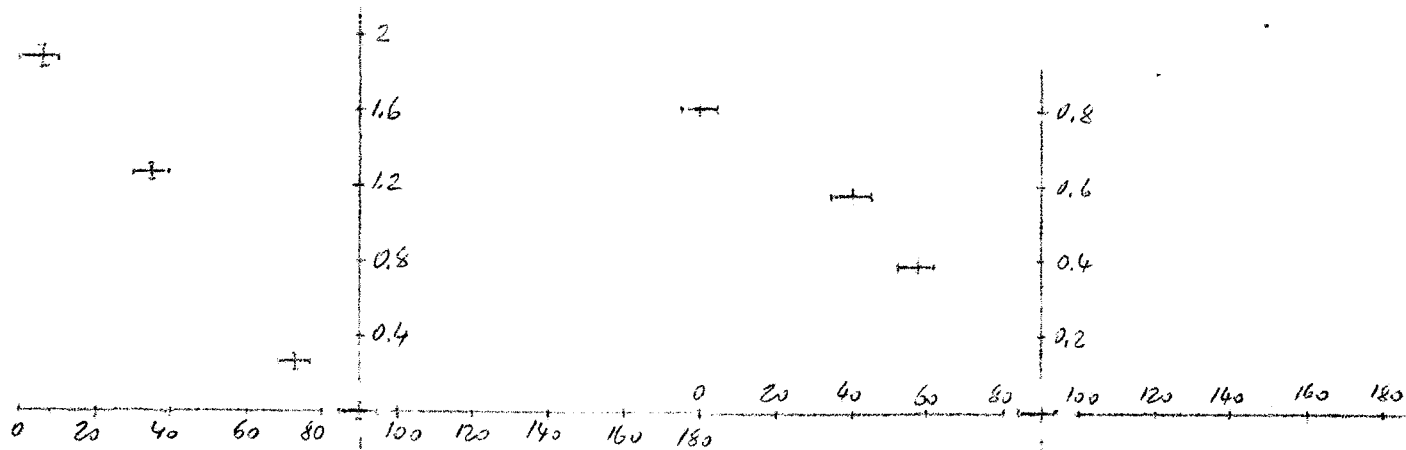


FIG. 7

tivi valori misurati, mentre invece i punti tratteggiati sono i valori corretti per le variazioni di tensione. Vogliamo notare che queste correzioni sono necessarie solo ad alta frequenza e per il solo circuito di fig. 5. In fig. 9 a), b), c) e d), sono riportati i punti sperimentali ottenuti col circuito di fig. 6 alle stesse frequenze e con gli stessi K dei precedenti. Infine nella fig. 10 e 11 sono riportati rispettivamente i punti di fig. 8 e fig. 9 normalizzati rispetto a V e le relative curve teoriche ottenute dalla 3 e dalla 4. Per inciso vogliamo osservare che un potere risolutivo di 10° elettrici a 100 MHz corrisponde a un potere risolutivo di $0,28 \text{ nsec}$.

Dall'esame di quanto precede risulta che i circuiti investigati sono di pratico e sicuro funzionamento applicati a tutti gli impianti con circuiti a costanti distribuite che richiedano un controllo preciso della frequenza d'accordo propria con il vantaggio che lo stesso discriminatore può essere applicato senza modifiche a circuiti funzionanti a frequenze molto diverse.



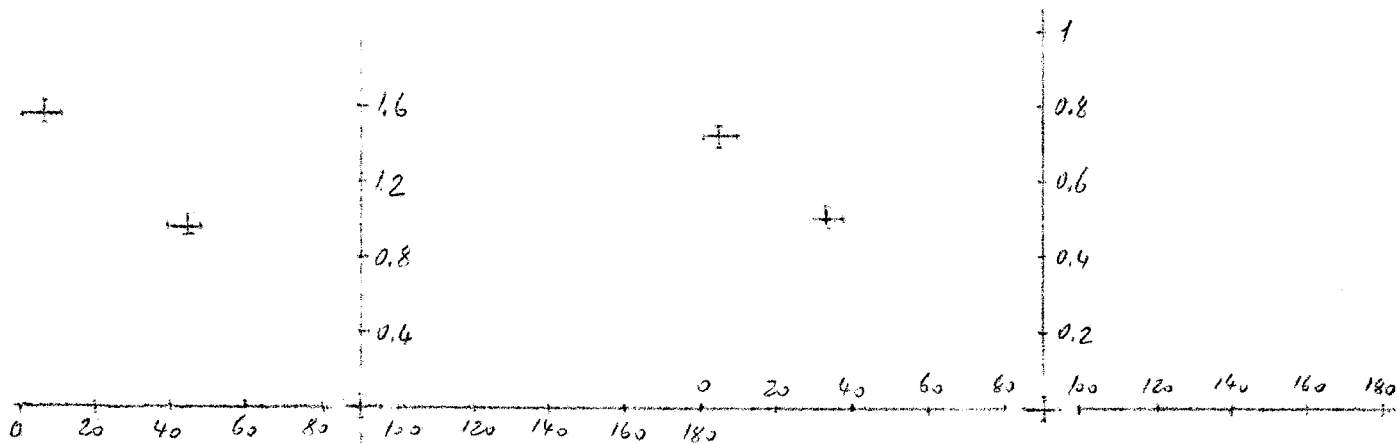


f=103 MHz K=1

FIG. 9a)

f=103 MHz K=0,5

FIG. 9b)



f=9.6 MHz K=1

FIG. 9c)

f=9.6 MHz K=0.5

FIG. 9d)

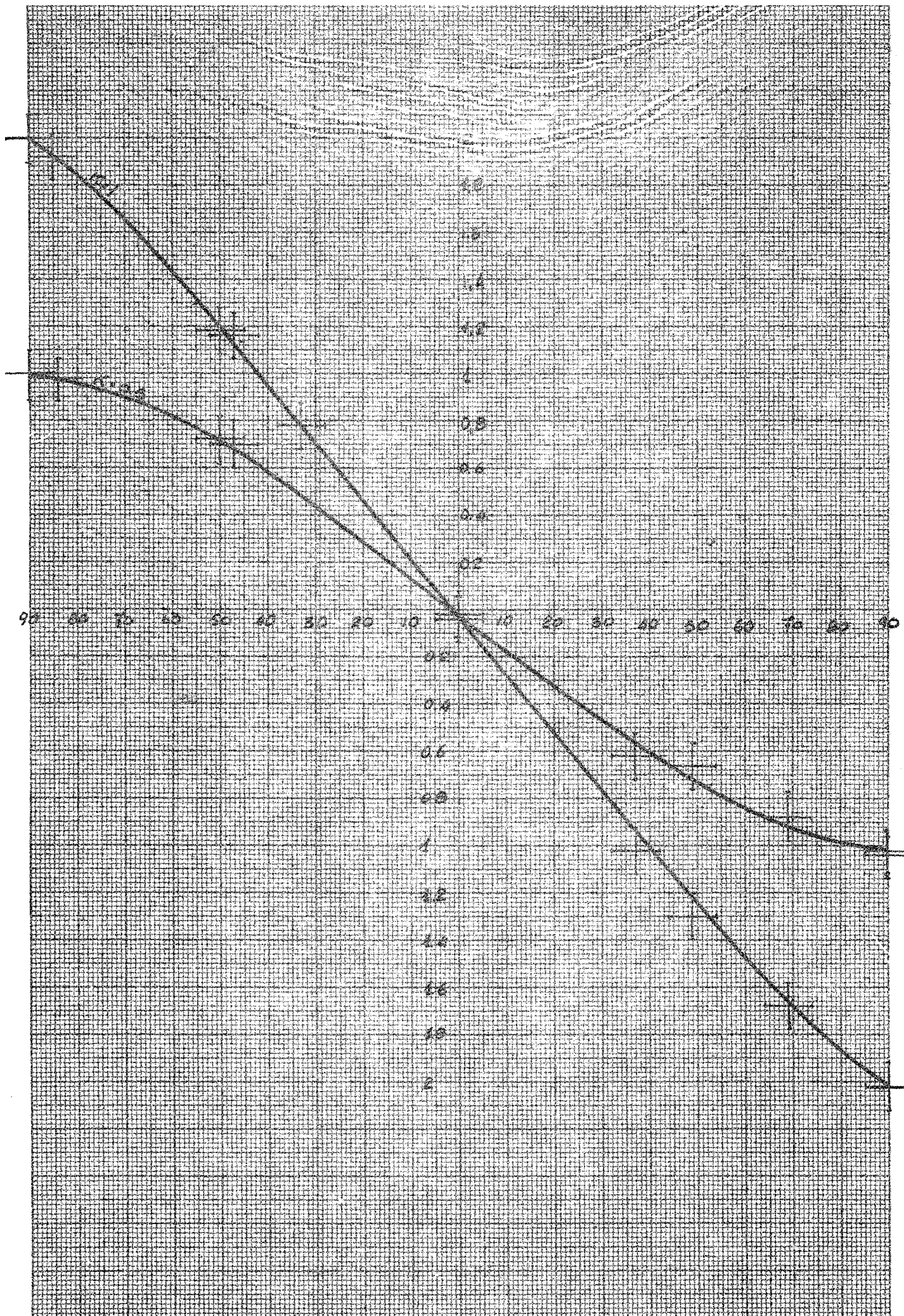


fig 10

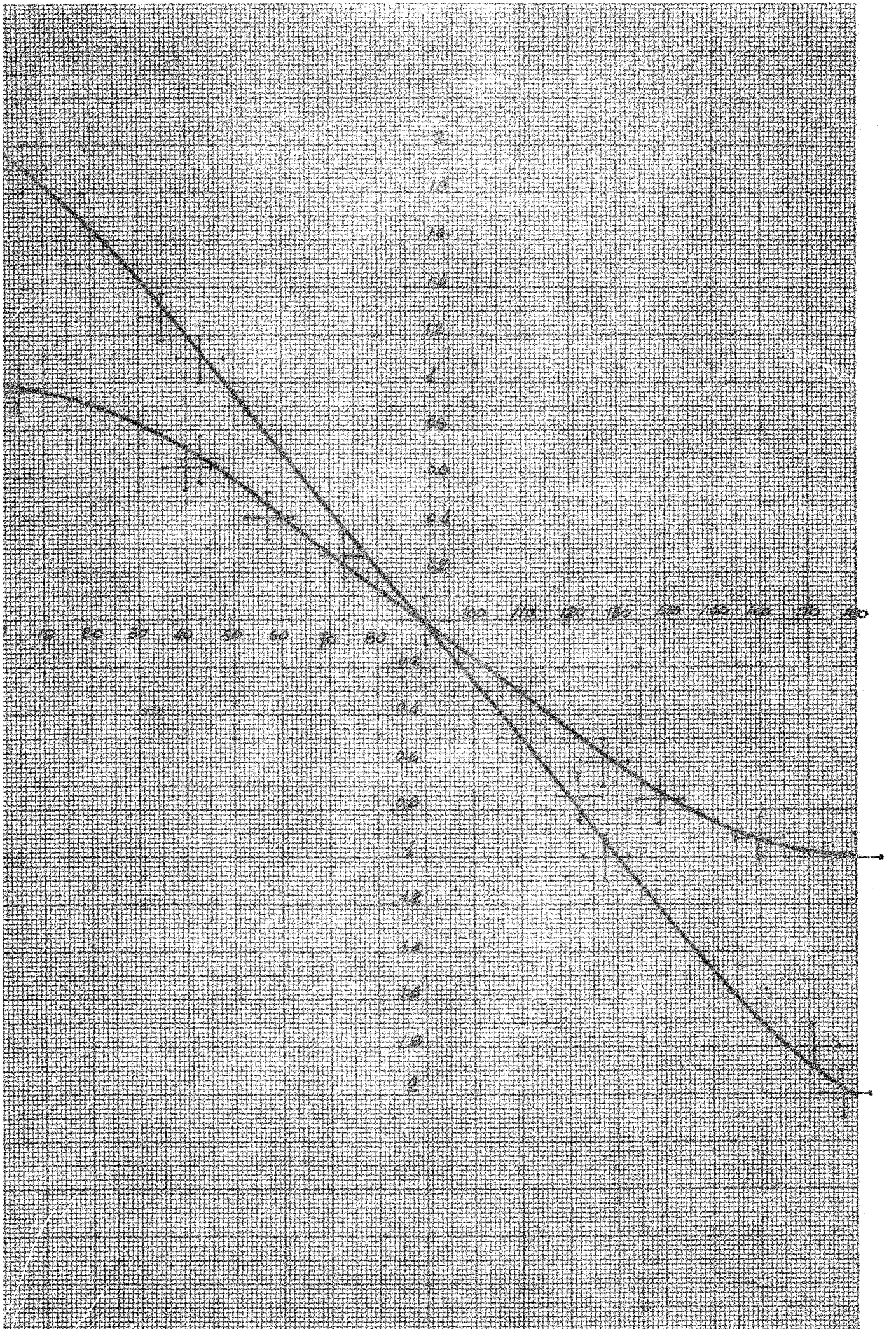


Fig. 11

Bibliografia.

L.B. Arguimbau - Vacuum tube circuits - J. Wiley - New York - 1957

C.E. Jibbs and G.C. Johnstone - Frequency Modulation Engineering - Chapman and Hall - London 1956.

J.G. Truxal - Control System Synthesis - McGraw Hill - New York - 1955

S. Seely - Electron-tube Circuits; McGraw Hill - New York 1950.