

LNF - 66/28
24 Maggio 1966

D. Fabiani e M. Puglisi: COMPENSAZIONE DEGLI EFFETTI
DEL DISACCORDO NELLE CAVITA' RISONANTI DELLE MAC
CHINE ACCELERATRICI. -

(Nota interna : n. 322)

LNF-66/28

Nota Interna: n. 322
24 Maggio 1966

D. Fabiani e M. Puglisi: COMPENSAZIONE DEGLI EFFETTI DEL DI-
SACCORDO NELLE CAVITA' RISONANTI DELLE MACCHINE ACCELE-
RATRICI.

Il metodo normalmente usato per cedere l'energia alle particelle cir-
colanti nelle macchine orbitali, fatta eccezione per il betatrone, è quella
di disporre lungo l'orbita delle particelle una o più cavità risonanti che,
eccitate in modo opportuno da un impianto a radio frequenza, sono in grado
di imprimere alle particelle stesse il voluto campo acceleratore.

La massima energia $\Delta \mathcal{E}$ che una particella di carica q può acquistare
traversando una volta una zona (gap) acceleratrice di lunghezza " l ", è data da:

$$(1) \quad \Delta \mathcal{E} = K q l E$$

dove K è un opportuno fattore che tiene conto delle disuniformità del cam-
po nella gap, mentre E è il massimo valore del modulo del campo elettri-
co sviluppato dal risuonatore⁽¹⁾.

Nelle macchine acceleratrici orbitali il valore di $\Delta \mathcal{E}$ può essere mol-
to grande mentre, sia per ragioni inerenti al dimensionamento del risuona-
tore, sia per rendere piccoli gli effetti del tempo di transito, il valore di
" l " viene sempre mantenuto molto piccolo rispetto alla lunghezza d'onda del
campo a radio frequenza.

L'uso di valori di " l " assai piccoli e valori $\Delta \mathcal{E}$ assai grandi può richie-
dere valori molto alti del campo acceleratore ponendo notevoli problemi per

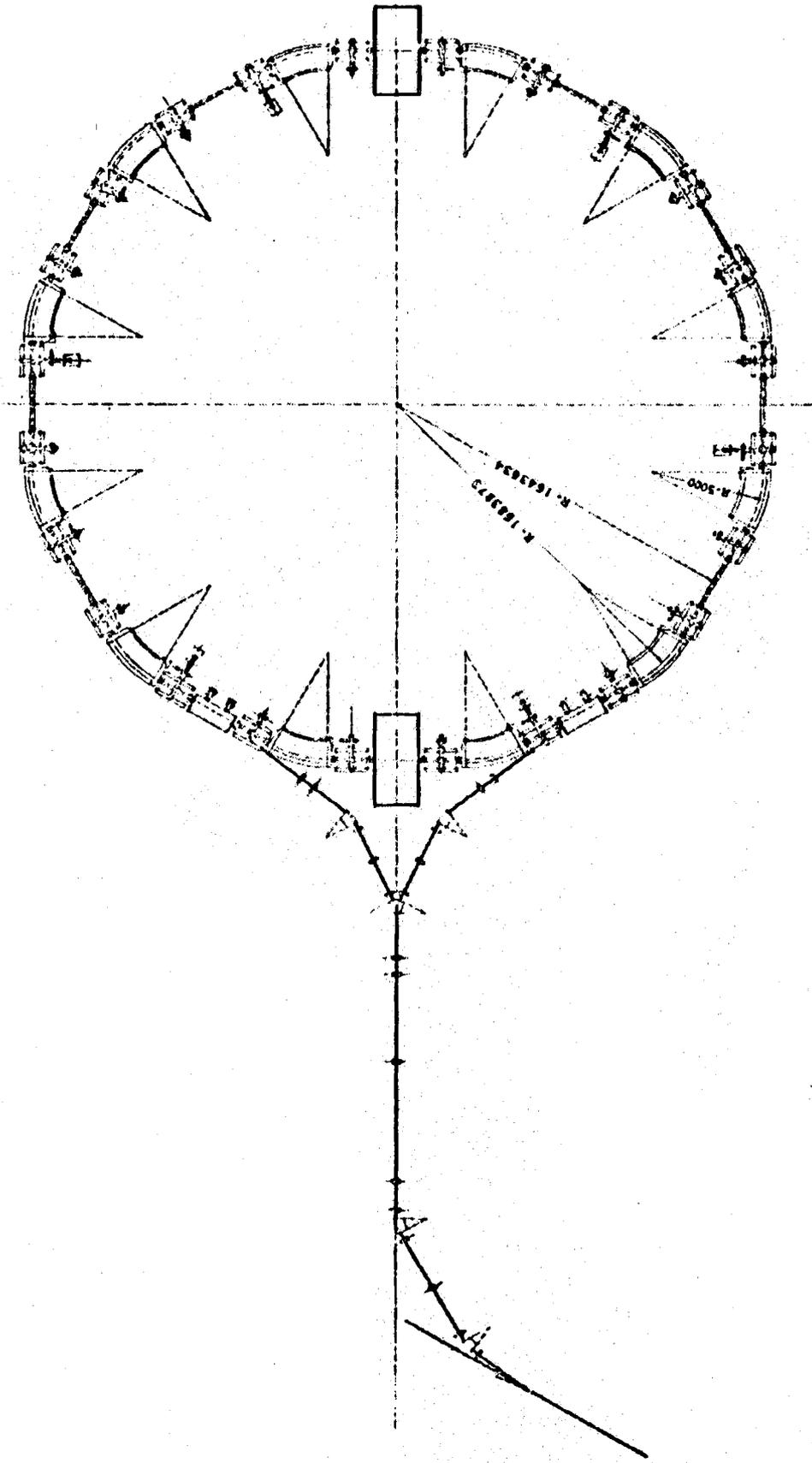


FIG. 1 - Pianta schematica dell'anello di accumulazione "Adone"

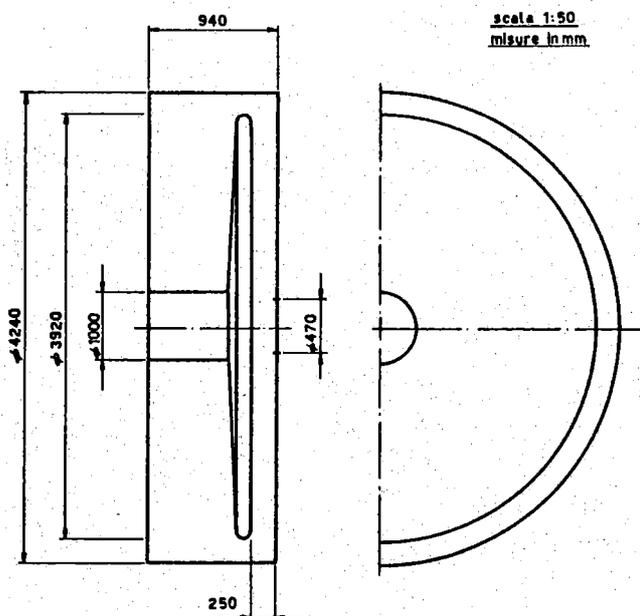
la realizzazione tecnica del risuonatore.

Tuttavia, ponendo lungo l'orbita delle particelle più risuonatori, si può ripartire opportunamente il valore di $\Delta \varepsilon$ tra questi in modo da richiedere a ciascun risuonatore prestazioni tecnicamente realizzabili.

Il moltiplicare il numero dei risuonatori porta con se il problema della loro sincronizzazione in fase.

La difficoltà ora presentata, comune a tutte le macchine acceleratrici ove sia impiegata più di una cavità risonante, diventa particolarmente grave nel caso degli anelli di accumulazione^(*), dove l'esatta locazione del punto di incrocio dei fasci circolanti dipende strettamente dalla fase dei campi sviluppati nelle varie gap acceleratrici.

La pianta schematica dell'anello di accumulazione per elettroni e positroni "ADONE"⁽²⁾, che è in fase di ultimazione presso i Laboratori Nazionali di Frascati, è data in fig. 1.



In fig. 2 sono indicate le dimensioni geometriche di uno dei quattro risuonatori destinati a mantenere in orbita le particelle.

Nei paragrafi successivi esamineremo le difficoltà connesse con l'esigenza di mantenere costante sia l'ampiezza che la fase del campo elettrico di ciascun risuonatore ed indicheremo quella che ci sembra una semplice soluzione del problema.

FIG. 2 - Dimensioni geometriche di uno dei risuonatori di "Adone".

2) - IMPOSTAZIONE DEL PROBLEMA -

Come precedentemente accennato diventano ancora più stringenti le già strette tolleranze sulla costanza dell'ampiezza e della fase relativa al campo elettrico di ciascuna gap acceleratrice, quando si vogliano precisi e fissi punti di incrocio per i fasci circolanti.

(*) - (Gli anelli di accumulazione sono macchine a campo magnetico costante entro le quali vengono iniettati e quindi mantenuti in orbita per periodi di tempo dell'ordine di grandezza della decina di ore, due intensi fasci di particelle uguali o di uguale massa ma di carica opposta, per osservare le reazioni che si producono nelle zone ove i fasci, aventi velocità opposte, possono collidere).

E' noto che, ad una variazione della frequenza di accordo di un risuona tore (alimentato a frequenza fissa), è associata una variazione in ampiezza e fase della tensione fornita dal risuonatore stesso.

Molte sono le ragioni per le quali le cavità risonanti possono andare fuori accordo durante il funzionamento, e precisamente:

- 1°) Le variazioni di carico dovute alla presenza e alle fluttuazioni del fascio di particelle accelerate.
- 2°) Le variazioni delle dimensioni geometriche del risuonatore dovute a cambiamenti di temperatura ed a vibrazioni meccaniche.

Da quanto detto risulta quindi evidente che non basta pilotare le "n" cavità (4 nel caso di Adone) con segnali di fase opportuna prelevati da un unico generatore, ma occorre compensare automaticamente, in qualche maniera, gli effetti dovuti alle cause sopra esposte.

Una misura del grado di criticità richiesto per l'accordo di risuonatori ideali (e cioè dotati di rigidità meccanica infinita) è data approssimativamente dalla misura del fattore di merito del risuonatore stesso. (Nelle grandi macchine acceleratrici si adoperano risuonatori con fattori di merito comunemente compresi tra 5000 e 10.000).

Il fatto che i risuonatori non possano essere infinitamente rigidi complica notevolmente il problema e la criticità di accordo per un risuonatore reale aumenta all'aumentare della deformabilità della struttura.

Le perturbazioni dell'accordo possono essere lente o veloci.

Le deformazioni geometriche dovute a variazioni della temperatura sono sempre molto lente (da qualche secondo a qualche ora) e quindi possono essere compensate mediante opportuni servomeccanismi che, modificando la posizione di elementi metallici posti entro il risuonatore, permettono di mantenere continuamente l'accordo.

Il problema principale è quindi quello di compensare le perturbazioni geometriche dovute a vibrazioni meccaniche e le variazioni di accordo dovute a modifiche di carico introdotte dal fascio di particelle accelerate.

Infatti, per queste perturbazioni veloci non è possibile adottare soluzioni basate sull'uso di servomeccanismi.

La soluzione concettualmente più semplice è basata sull'impiego di materiali a permeabilità elettrica o magnetica variabile, come condensatori al titanato di bario o ferriti; questa soluzione però è sempre ingombrante e costosa a causa dell'elevato valore delle correnti reattive che devono essere controllate per compensare gli effetti dovuti ai disaccordi; inoltre le notevoli perdite degli elementi compensanti, rendono necessaria l'istallazione di impianti più potenti.

Un'altra soluzione che però ha gli stessi inconvenienti sarebbe quella di caricare il risuonatore con un tubo di reattanza che, opportunamente pilotato, potrebbe compensare le predette cause di disaccordo.

Il fatto che nelle macchine acceleratrici e specialmente in quelle di grande potenza sia sempre previsto un margine di almeno un fattore due sulla potenza che l'amplificatore finale può erogare^(x), ci ha fatto sorgere la idea di cercare se non fosse possibile impiegare l'eccesso di potenza degli amplificatori terminali allo scopo di compensare gli effetti delle variazioni rapide di accordo.

In effetti, disponendo di un fattore due sulla potenza attiva che l'amplificatore terminale può erogare in condizioni di normale funzionamento, è possibile compensare variazioni di accordo che, in assenza di reazione negativa, sarebbero capaci di introdurre uno sfasamento di $\pm 45^\circ$ sulla tensione di uscita, senza che questo fatto si ripercuota sensibilmente sulla tensione del risuonatore.

3) - ANALISI DEL FUNZIONAMENTO DEL GRUPPO AMPLIFICATORE TERMINALE-CAVITA'.

Indicheremo con ν_{or} e con Q_o rispettivamente il valore della frequenza di risonanza e del fattore di merito del risuonatore caratteristico del modo di eccitazione considerato⁽⁻⁾ e sia ν_o il valore della frequenza del campo che eccita il risuonatore stesso.

In tutto l'intervallo di frequenza $\Delta\nu$ definito dalla relazione (2)

$$(2) \quad \Delta\nu = \pm \frac{\nu_{or}}{Q_o} \approx \frac{\nu_o}{Q_o}$$

Il comportamento del risuonatore può essere schematizzato, con notevole approssimazione,⁽³⁾ con il comportamento di un circuito oscillante a costanti concentrate.

Tra le due schematizzazioni equivalenti (circuito risonante con perdite in serie od in parallelo) ci è sembrato più conveniente ricorrere a quella con circuito risonante con perdite in parallelo, dato che il carico preponde

-
- (x) - Questo per tener conto di condizioni di funzionamento transitorie che possono richiedere notevoli picchi di potenza agli impianti di radiofrequenza. L'esempio più comune di questa situazione è quella della andata fuori servizio di un risuonatore; in questa condizione tutta la macchina può seguitare a funzionare solo eccitando a tensione più alta i risuonatori restanti.
- (-) - La frequenza del campo con il quale il risuonatore viene eccitato non corrisponde, come vedremo, alla frequenza di risonanza propria del risuonatore eccitato nello stesso modo. La differenza tra ν_o e ν_{or} è dovuta alla presenza del sistema di accoppiamento con l'amplificatore terminale. La differenza tra queste due frequenze è però sempre piccolissima. In particolare, ai fini della valutazione del fattore di merito, ν_o e ν_{or} possono essere considerate coincidenti.

rante dei risuonatori impiegati nelle grandi macchine acceleratrici è dovuto proprio alla cessione di energia al fascio circolante nella macchina e non alle perdite proprie del risuonatore.

In fig. 3 è riportato lo schema equivalente adottato, con le suddette ipotesi e semplificazioni per il gruppo "amplificatore terminale-cavità".

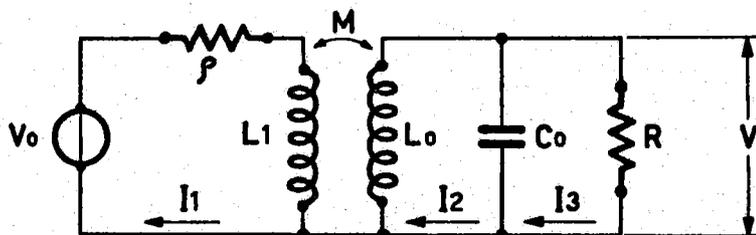


FIG. 3 - Schema equivalente del gruppo amplificatore terminale-cavità.

Con V_0 e ρ sono state indicate rispettivamente la f.e.m. e l'impedenza di uscita del generatore (amplificatore terminale).

Con L_1 viene indicata l'induttanza che serve ad accoppiare, tramite la mutua induzione M , l'amplificatore terminale alla cavità risonante schematizzata con il circuito parallelo individuato dai parametri L_0 ; C_0 ; R .

La resistenza R tiene conto del carico reale dovuto al fascio circolante nella macchina e delle perdite proprie del risuonatore.

Nel seguito schematizzeremo le variazioni nella frequenza di accordo del risuonatore con variazioni della sola capacità C_0 , cosa che, mentre nulla toglie alla generalità dei risultati, semplifica la trattazione matematica e risulta assai aderente all'andamento reale dei fenomeni.

Scrivendo le equazioni di equilibrio del sistema in regime sinusoidale, si trova la matrice caratteristica:

$$\Delta = \frac{1}{j\omega_0 C_0} \begin{vmatrix} \rho + j\omega_0 L_1 & -j\omega_0 M & 0 \\ \omega_0^2 M C_0 & 1 - \omega_0^2 L_0 C_0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 + j\omega_0 R C_0 \end{vmatrix}$$

Prima di tutto occorre calcolare quali devono essere i valori da assegnare ai parametri L_1 ed M affinché l'amplificatore possa "lavorare" su di un carico puramente resistivo, noti che siano i valori di V_0 ; C_0 ; L_0 ed R .

Indichiamo con $\rho + R_{eq}$ la resistenza totale che il generatore deve "vedere" quando il risuonatore è in condizioni di funzionamento regolare. R_{eq} è allora il valore del carico resistivo che il circuito di accoppiamento fa

comparire ai capi del generatore e che va ovviamente scelto in modo da ottimizzare le prestazioni del tubo amplificatore.

Imponendo quindi la condizione:

$$I_1 = \frac{V_0}{\rho + R_{eq}}$$

si ottengono le due condizioni:

$$(3) \quad \begin{cases} L_1 = \frac{R_{eq}}{R} \left[L_0 - C_0 R^2 (1 - \omega_0^2 L_0 C_0) \right] \\ M^2 = \frac{R_{eq}}{R} \left[L_0^2 + \left(\frac{R}{\omega_0} \right)^2 (1 - \omega_0^2 L_0 C_0)^2 \right] \end{cases}$$

Se queste condizioni sono verificate, allora la tensione che si sviluppa tra le armature del condensatore vale:

$$(4) \quad \begin{cases} V = V_0 \frac{\sqrt{R R_{eq}}}{\rho + R_{eq}} e^{j\varphi} \\ \text{Tg } \varphi = \frac{R (1 - \omega_0^2 L_0 C_0)}{\omega_0 L} \end{cases}$$

A noi interessa conoscere come varia in modulo ed argomento la tensione V quando il valore della capacità del risuonatore passa dal valore C_0 al valore $C_0 + C$ dove con ΔC si è indicata l'entità della perturbazione.

Ricavando il valore di V nel caso più generale si trova:

$$(5) \quad \begin{cases} V = V_0 \frac{-\omega_0 M R}{\omega_0^2 (C_0 + \Delta C) R (L_1 L_0 - M^2) - \omega_0 (L_0 \rho + L_1 R) + j \{ R \rho [1 - \omega_0^2 L_0 (C_0 + \Delta C)] - \omega_0^2 (L_1 L_0 - M^2) \}} e^{j\varphi} \\ \text{Tg } \varphi = \frac{R \rho [1 - \omega_0^2 L_0 (C_0 + \Delta C)] - \omega_0^2 (L_1 L_0 - M^2)}{\omega_0 (L_0 \rho + L_1 R) - \omega_0^2 (C_0 + \Delta C) R (L_1 L_0 - M^2)} \end{cases}$$

Occorre adesso ricordare che nelle relazioni (5) i valori di L_1 ; L_0 ; M ; ed ω_0 vanno riguardati come delle costanti e che in particolare, i valori di L_1 e di M risultano definiti dalle relazioni (3).

Eseguendo le varie sostituzioni si trova che nel caso più generale le (5) possono essere riscritte come segue:

$$(6) \quad \left\{ \begin{array}{l} v = V_0 \sqrt{\frac{1 + \operatorname{Tg}^2 \psi}{\left[1 + \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \rho} \omega_0 R C_0 \frac{\Delta C}{C_0} \operatorname{Tg} \psi\right]^2 + \left[2 \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \rho} \operatorname{Tg} \psi - \frac{\rho}{R_{eq} + \rho} \omega_0 R C_0 \frac{\Delta C}{C_0}\right]^2}} e^{j\psi} \\ \operatorname{Tg} \psi = \frac{\operatorname{Tg} \psi - \frac{\rho}{R_{eq} + \rho} \omega_0 R C_0 \frac{\Delta C}{C_0}}{1 + \frac{\rho}{R_{eq} + \rho} \frac{R_{eq}}{\rho} \omega_0 R C_0 \frac{\Delta C}{C_0} \operatorname{Tg} \psi} \end{array} \right.$$

La condizione di adattamento perfetto si ha quando L_1 ed M sono calcolate in modo che per $\Delta C = 0$ si abbia $R_{eq} = \rho$.

Imponendo le condizioni di adattamento perfetto (che si verificano solo quando $\Delta C = 0$) le (6) si riducono alle (7) e si ha:

$$(7) \quad \left\{ \begin{array}{l} v = \frac{V_0}{2} \sqrt{\frac{R}{\rho}} \cos \xi e^{j(\psi - \xi)} \\ \operatorname{Tg} \xi = \frac{\omega_0 R C_0 \cdot \Delta C}{2 C_0} \end{array} \right.$$

Dalle equazioni (7) ricaviamo le seguenti conclusioni:

1°) La tensione fornita dal generatore ha una fase definita dalla differenza dei due angoli ψ e ξ .

L'angolo ψ dipende solo dalle condizioni scelte per il funzionamento del risonatore imperturbato e va quindi considerato come una costante, una volta definiti i parametri del circuito; viceversa l'angolo ξ che dipende sia dal valore del disaccordo percentuale, sia dal fattore di merito del risonatore (trascurando la differenza tra ω_0 ed ω_{0r} è lecito porre $Q_0 = \omega_0 R C_0$), può variare solo al variare di ΔC e si annulla per $\Delta C = 0$.

2°) L'ampiezza della tensione fornita dal risonatore coincide a meno di una costante di moltiplicazione, con il coseno dell'angolo ξ .

4) - IL CIRCUITO DI CORREZIONE.

La semplicissima relazione che collega tra di loro fase ed ampiezza della tensione fornita dal risonatore suggerisce come debba essere calcolata la rete elettrica che, inserita in una opportuna maglia di reazione

comprendente il gruppo amplificatore-cavità, operi la correzione voluta.

Consideriamo lo schema a blocchi in fig. 4.

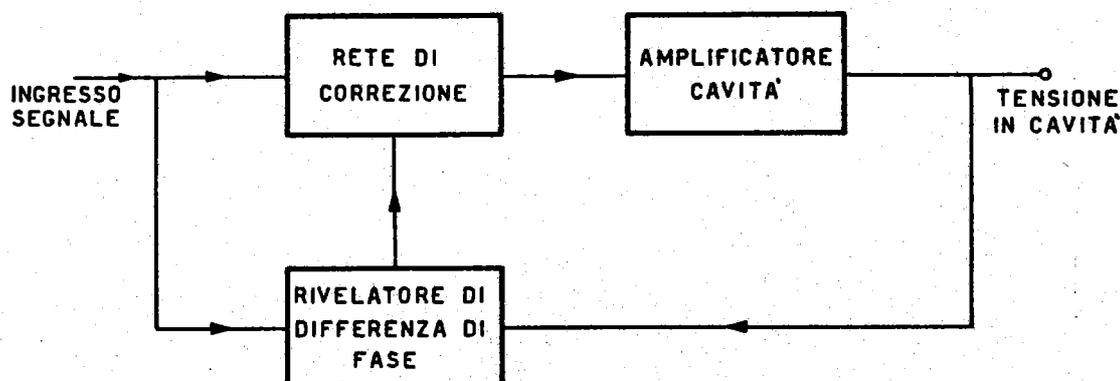


FIG. 4 - Schema a blocchi dell'impianto completo.

Il segnale a radiofrequenza, destinato a pilotare l'amplificatore connesso alla cavità, entra nella rete di correzione e quindi opportunamente variato in ampiezza e fase comanda l'amplificatore terminale.

Un rivelatore di fase legge la differenza tra la fase del segnale di ingresso e la fase della tensione sviluppata dal risonatore e produce una tensione proporzionale a questa differenza.

Questa tensione, e cioè il segnale errore, regola l'ampiezza e la fase della tensione uscente dalla rete di correzione.

Poichè la tensione fornita dal risonatore varia come $e^{-j\xi} \cos \xi$ occorre e basta, per ottenere la compensazione voluta, che il segnale uscente dalla rete di compensazione vari come $e^{j\varphi} / \cos \varphi$ dove l'angolo φ deve risultare proporzionale alla differenza di fase tra la tensione "segnale di ingresso" e la tensione fornita dal risonatore.

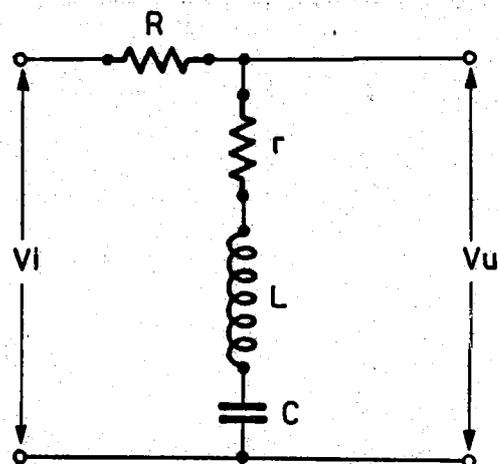


FIG. 5 - Rete di correzione.

e ponendo:

In fig. 5 è disegnata una semplicissima rete capace di approssimare in maniera soddisfacente la funzione di trasferimento voluta.

La funzione di trasferimento per la rete indicata è:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{(1 - \omega^2 LC) + j\omega r C}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega(R+r)C}$$

Moltiplicando numeratore e denominatore per lo stesso fattore

$$-j \frac{1}{\omega r C} \cdot \frac{r}{r+R}$$

$$\operatorname{Tg} \beta = \frac{1 - \omega^2 LC}{\omega r C}$$

$$\operatorname{Tg} \alpha = \frac{r}{r+R} \operatorname{Tg} \beta$$

si ottiene:

$$(8) \quad \frac{v_u}{v_i} = \frac{r}{r+R} \cdot \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} e^{j(\alpha-\beta)}$$

Risulta quindi che la funzione di trasferimento della rete data approssimerà tanto più esattamente la funzione voluta quanto più piccolo sarà il valore dell'angolo α rispetto al valore dell'angolo β .

Vedremo nel seguito come questa situazione possa essere realizzata in pratica scegliendo per il rapporto R/r un valore sufficientemente grande.

Affinchè la rete di correzione possa funzionare nel modo voluto occorre poter comandare il valore dell'angolo β mediante il segnale proveniente dal rivelatore di fase.

Ciò può essere ottenuto molto semplicemente, sostituendo il condensatore C con un varattore di opportune caratteristiche che viene comandato dalla tensione prodotta dal rivelatore di fase.

Per valutare l'effetto di correzione dovuto al circuito proposto, supponiamo di poter trascurare il valore dell'angolo α rispetto al valore dell'angolo β .

(Come abbiamo detto un opportuno dimensionamento del circuito permette di approssimare quanto si vuole questa condizione).

Conseguentemente prendiamo in esame lo schema a blocchi disegnato in fig. 6.

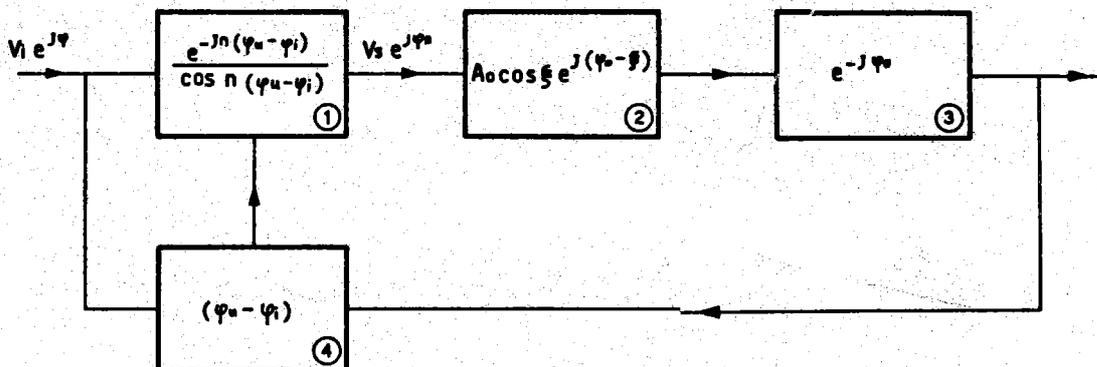


FIG. 6 - Schema del meccanismo di funzionamento dell'impianto.

Il blocco 1 contiene la rete di correzione ed "n" indica il valore dell'amplificazione angolare. Il blocco 2 contiene il gruppo amplificatore terminale-cavità.

A_0 indica il valore dell'amplificazione di tensione che si ottiene dal circuito imperturbato, mentre l'angolo ξ già definito tiene conto proprio delle perturbazioni introdotte nel risuonatore. Il blocco 3 contiene un elemento di linea che introduce uno sfasamento di $360^\circ - \varphi_0$ per compensare la rotazione di fase (fissa) introdotta dall'accoppiamento tra l'amplificatore terminale e cavità. Il blocco 4 contiene il rivelatore di fase.

Indichiamo ora con $V_s e^{j\varphi_s}$ la tensione all'ingresso dell'amplificatore.

Tenendo conto della forma delle funzioni di trasferimento dell'elemento di linea di ritardo e del gruppo amplificatore terminale-cavità si ottiene:

$$V_u e^{j\varphi_u} = V_s e^{j\varphi_s} A_0 \cos \xi e^{-j\xi}$$

d'altro canto la tensione in uscita dalla rete di correzione vale:

$$V_s e^{j\varphi_s} = V_i e^{j\varphi_i} \frac{e^{-jn(\varphi_u - \varphi_i)}}{\cos n(\varphi_u - \varphi_i)}$$

combinando le due relazioni si trova:

$$V_u e^{j\varphi_u} = V_i A_0 \frac{\cos \xi}{\cos n(\varphi_i - \varphi_u)} e^{j[(n+1)\varphi_i - n\varphi_u - \xi]}$$

Risolvendo:

$$(9) \quad \begin{cases} \varphi_u = \varphi_i - \frac{\xi}{n-1} \\ V_u = V_i A_0 \frac{\cos \xi}{\cos \frac{n}{n+1} \xi} \end{cases}$$

Si constata quindi come adottando una opportuna amplificazione angolare si possa rendere piccolo quanto si vuole lo scarto del modulo e dell'argomento della tensione uscente dai valori voluti.

5) - RISULTATI SPERIMENTALI -

A conclusione di quanto detto nei precedenti paragrafi riportiamo qui di seguito i dettagli del prototipo dell'impianto di controllo costruito per

gli impianti a radio frequenza di Adone.

La descrizione completa dell'impianto a radio frequenza verrà riportata in un altro articolo.

In questa sede è sufficiente ricordare che tale impianto è costituito da quattro cavità acceleratrici alimentate ognuna da una catena di amplificazione; queste sono a loro volta pilotate con fase opportuna da un unico oscillatore.

Lo schema a blocchi dell'impianto che alimenta una cavità è riportato in fig. 7, mentre le sue caratteristiche principali sono indicate nella seguente tabella.

- Tensione di ingresso: $V_{eff} 1,2$ (imp. ingr. 60 ohm)
- Tensione di uscita: $V_{eff} 200$ (imp. usc. 60 ohm)
- Frequenza centrale di lavoro 8,57 MHz.
- Banda passante 800 KHz.
- Tempo di salita della catena amplificatrice 3 μs . (esclusi l'amplificatore finale e la cavità)
- Tempo di salita del gruppo amplificatore finale cavità 0,24 ms.

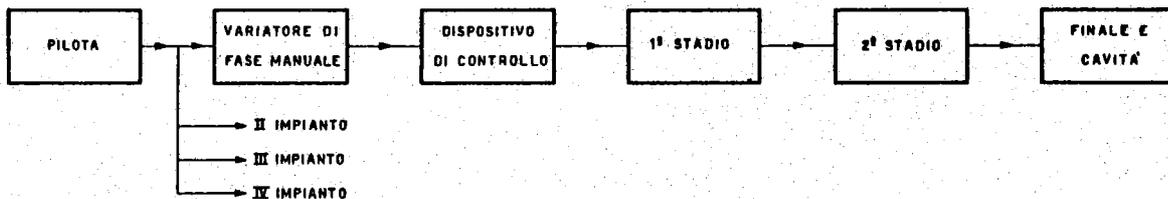


FIG. 7 - Schema a blocchi dell'impianto a radio frequenza di "Adone"

Lo schema a blocchi del dispositivo di controllo, inserito in ciascuna catena amplificatrice, è riportato in fig. 8: l'oscillatore pilota che fornisce una tensione a radio frequenza di circa $1,2 V_{eff}$ ed alimenta il variatore di fase manuale, che a sua volta eccita attraverso uno stadio amplificatore-separatore gli oscillatori sincronizzati che forniscono la tensione "riferimento", di ampiezza costante, al discriminatore di fase.

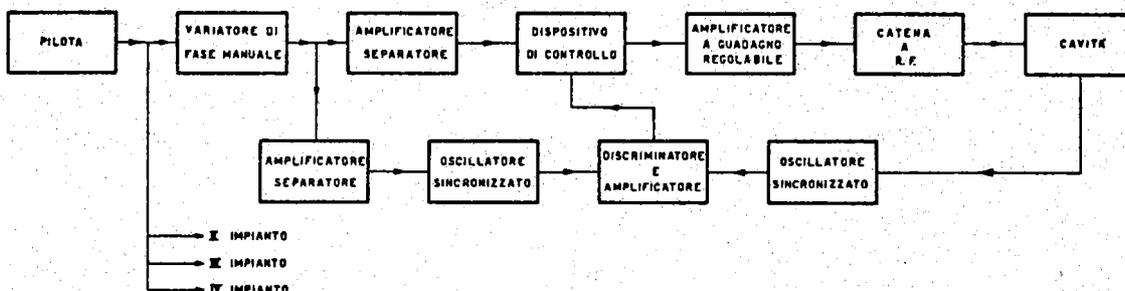


FIG. 8 - Schema dettagliato del dispositivo di controllo inserito nell'impianto a radio frequenza.

La tensione "da controllare", viene prelevata dalla cavità per mezzo di una spira ed inviata quindi ad un terzo oscillatore sincronizzato la cui uscita (sempre a tensione costante) fornisce l'altro segnale al discriminatore di fase.

La tensione di uscita del discriminatore di fase, opportunamente amplificata, fornisce la polarizzazione variabile al varattore che controlla, come già visto, l'ampiezza e la fase della tensione proveniente dall'oscillatore pilota.

La tensione a radio frequenza uscente dal dispositivo di controllo viene inviata ad un amplificatore a radio frequenza, il cui guadagno può essere manualmente regolato, e quindi da questo alla catena amplificatrice.

Gli schemi elettrici del dispositivo di controllo realizzato sono riportati nelle fig. 9 e 10.

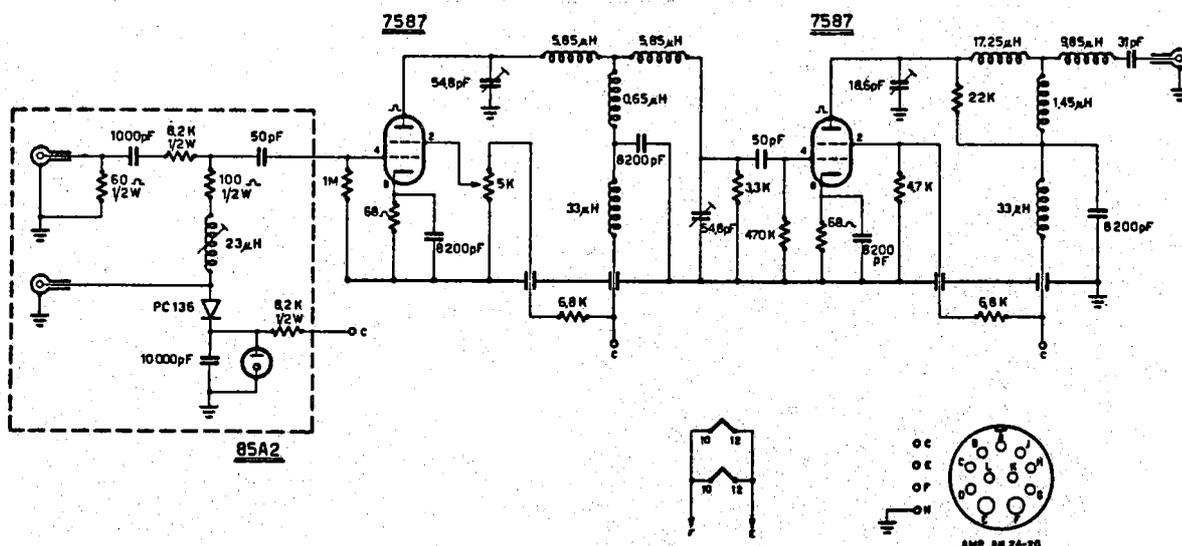


FIG. 10 - Schema elettrico dell'amplificatore a radio frequenza controllato in ampiezza e fase.

Nelle figg. 11 e 12 sono riportati i risultati delle misure di ampiezza e di fase della tensione a radio frequenza in uscita al dispositivo di controllo in funzione rispettivamente della fase e della tensione di polarizzazione del varattore.

Le fotografie 14, 15, 16 danno i risultati delle misure effettuate sulla apparecchiatura di controllo, simulando il disaccordo della cavità con una linea di ritardo; lo schema a blocchi del dispositivo di misura è riportato in fig. 13.

Nelle fig. 17, 18, 19, sono riportati i risultati delle misure fatte inserendo il dispositivo di controllo nella catena di amplificazione a radio frequenza e regolando tutto l'impianto in modo da ottenere tracce sovrapposte quando la cavità risulta perfettamente accordata.

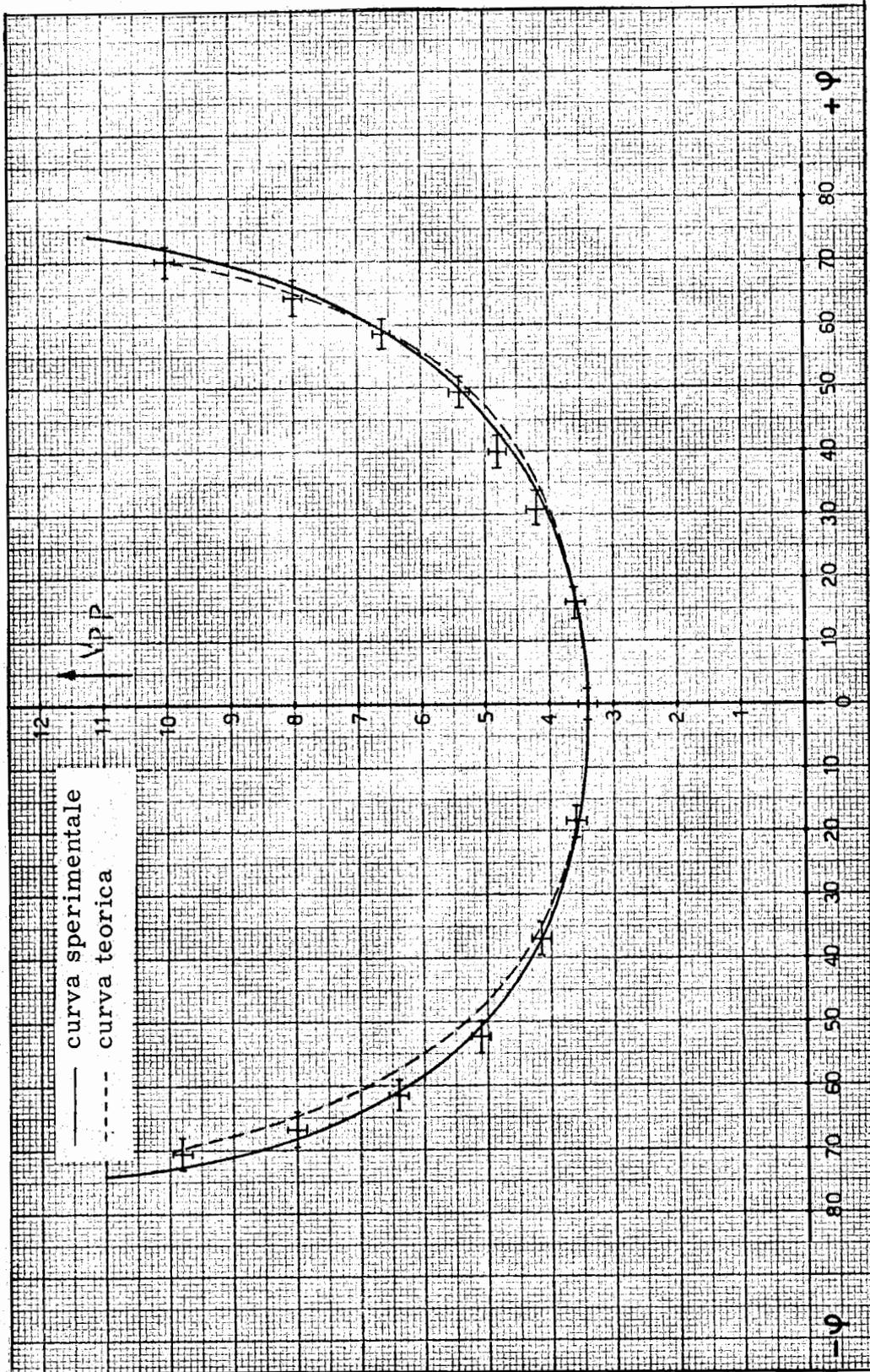


FIG. 11 - Ampiezza della tensione a radio frequenza uscente dalla rete di correzione in funzione della differenza tra le fasi dei segnali di ingresso e di uscita.

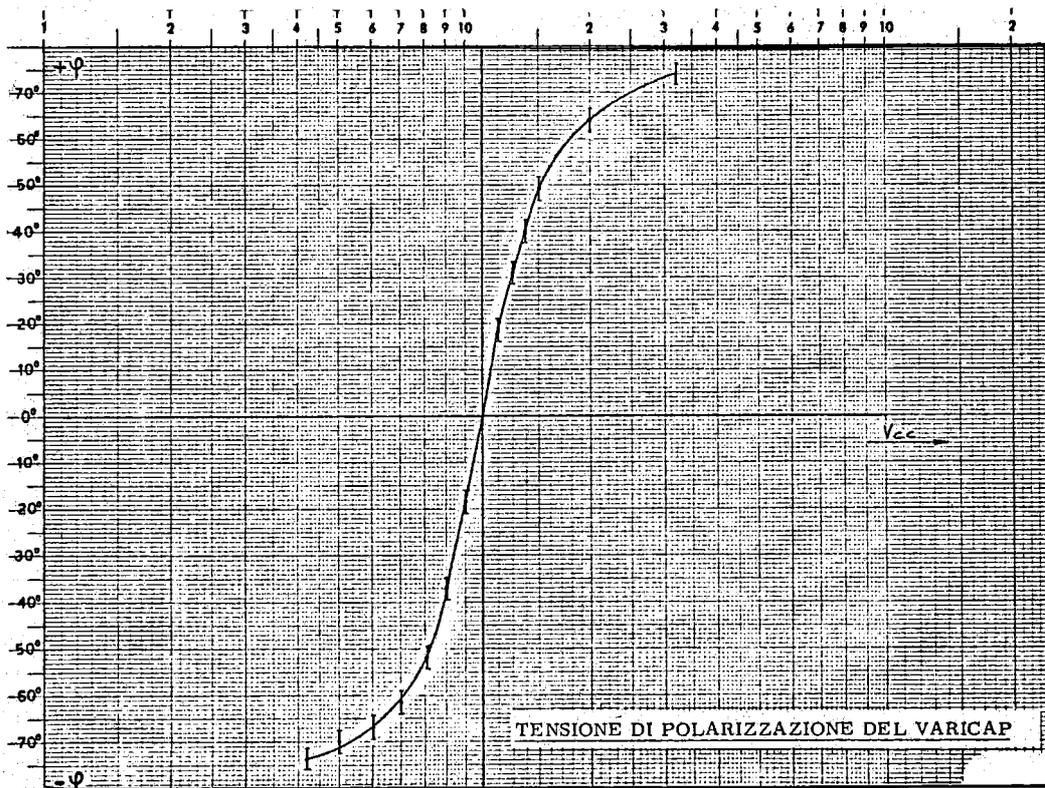


FIG. 12 - Fase della tensione a radio frequenza uscente dalla rete di correzione in funzione della tensione di polarizzazione.

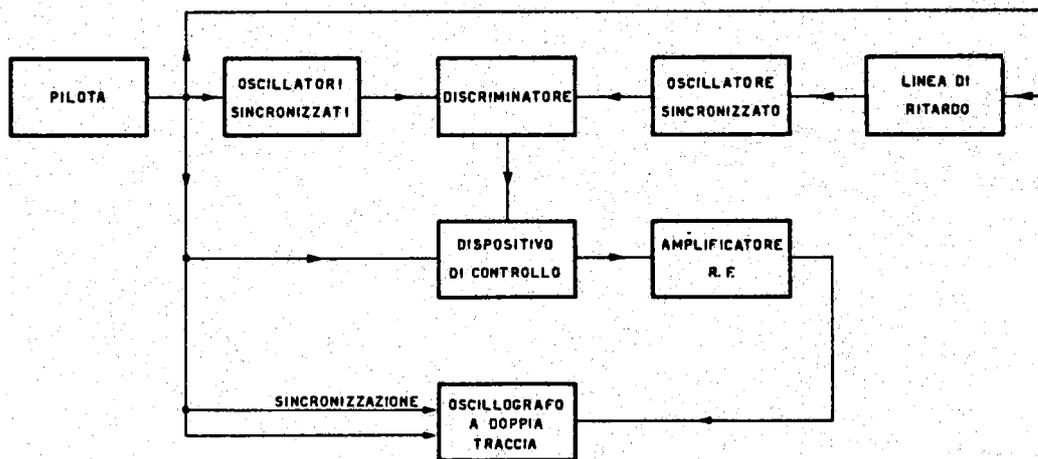


FIG. 13 - Schema a blocchi della disposizione sperimentale per il collaudo del circuito di correzione.

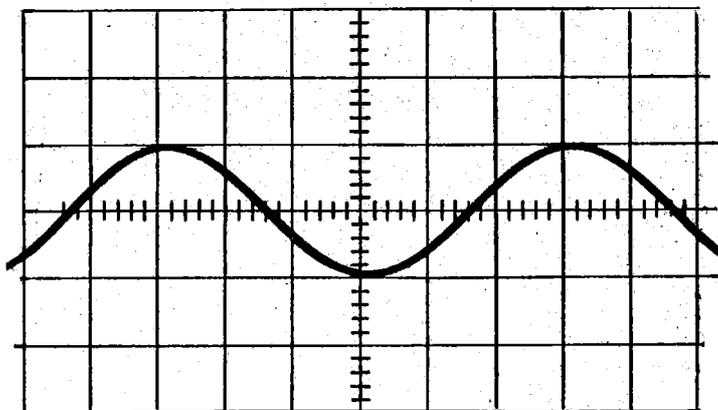


FIG. 14 - Presentazione oscillografica dei segnali di ingresso e di uscita nel dispositivo di misura di fig. 13, quando i due segnali sono uguali in ampiezza e fase. ($t = 20 \text{ ns./cm.}$).

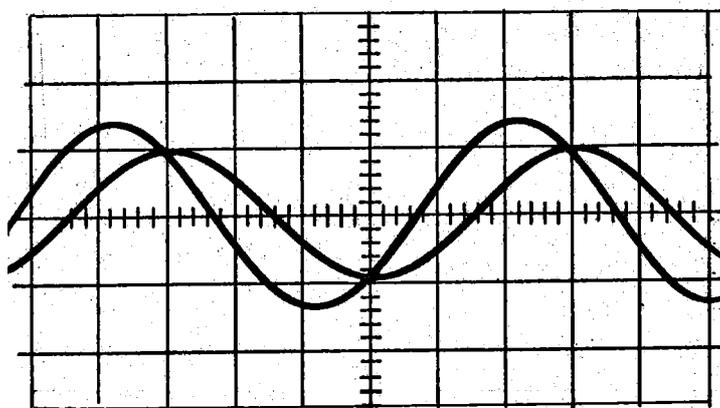


FIG. 15 - Disposizione sperimentale come in fig. 14, però il segnale in uscita dal dispositivo di controllo è (artificialmente) anticipato, rispetto al segnale proveniente dal pilota, di $49^\circ \pm 6^\circ$. Il rapporto tra le ampiezze dei due segnali è di 0,68 cui corrispondono (seguendo la legge cosinusoidale) circa 47° , in buon accordo cioè con la misura. ($t = 20 \text{ ns./cm.}$).

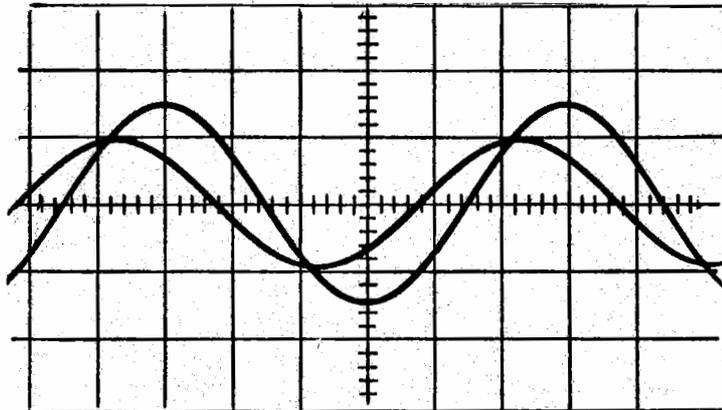
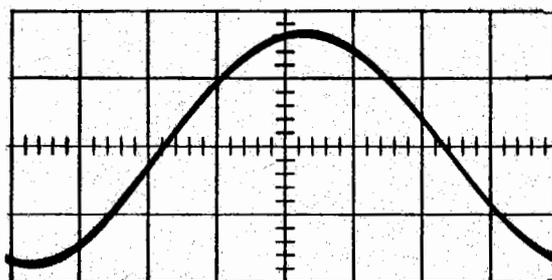
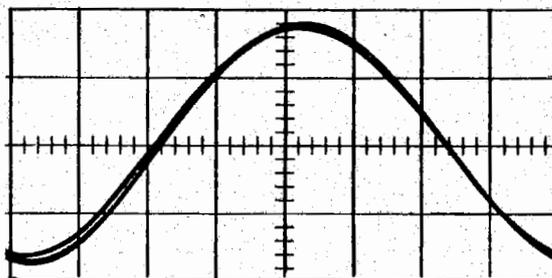


FIG. 16 - Disposizione sperimentale come in fig. 14, il segnale in uscita dal dispositivo di controllo è però (artificialmente) ritardato, rispetto al segnale proveniente, dal pilota di $47^{\circ} \pm 6^{\circ}$. Il rapporto tra le ampiezze dei segnali è 0,64 anche questo in buon accordo con la previsione teorica. ($t = 20 \text{ ns./cm.}$).

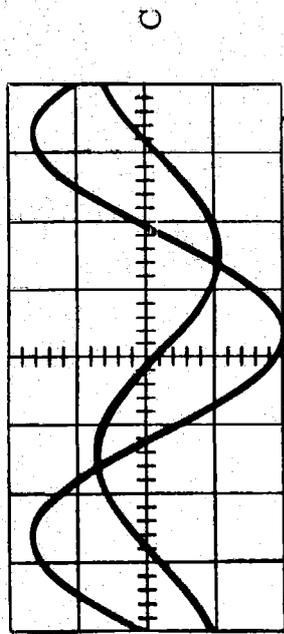


A

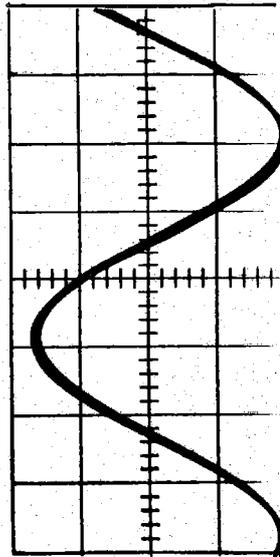


B

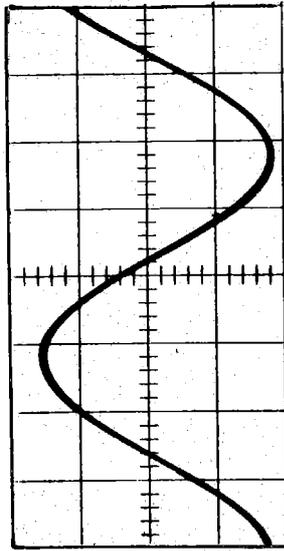
FIG. 17 - A) Cavità risonante quasi in accordo
Dispositivo di controllo inserito
B) Stesse condizioni di A
Dispositivo di controllo NON inserito



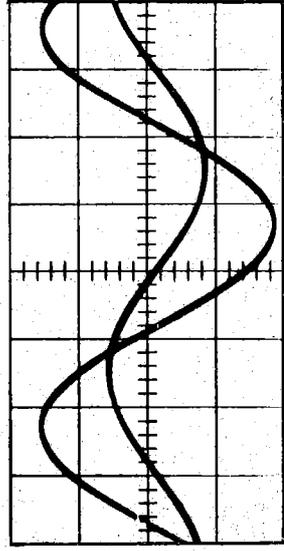
C



D



E



F

FIG. 18 - C) Cavità risonante fuori accordo
 Dispositivo di controllo inserito
 D) Stesse condizioni di C. Lo sfasamento tra il segnale dal pilota e il segnale dalla cavità è di $71^{\circ} + 6^{\circ}$.
 Dispositivo di controllo NON inserito.

FIG. 19 - E) Cavità risonante fuori accordo
 Dispositivo di controllo inserito
 F) Stesse condizioni di E. Lo sfasamento tra il segnale dal pilota e il segnale dalla cavità è di $53^{\circ} + 6^{\circ}$.
 Dispositivo di controllo NON inserito.

Bisogna tener presente, che l'errore assegnato alla misura di fase è dovuto alla larghezza di traccia della foto. (Nelle foto 17, 18, 19, riportate nelle pagine precedenti, si nota che le variazioni di ampiezza del segnale di uscita non seguono esattamente la legge $V = V_{\text{rif}}/\cos \varphi$. Questo è dovuto al fatto che la catena amplificatrice che è stato possibile adoperare per queste prove non può seguire le notevoli variazioni di ampiezza che il sistema di controllo impone.)

CONCLUSIONI:

Tra i tanti sistemi di controllo che sono stati proposti, quello qui descritto, e che non ci risulta essere stato impiegato prima d'ora negli impianti a radio frequenza delle macchine acceleratrici, ci è sembrato il migliore, in quanto, con una sola maglia di reazione, permette di compensare in maniera potenzialmente completa gli effetti di un disaccordo sulla ampiezza e sulla fase della tensione di uscita.

Un tale sistema, basato solo su misure di fase, non interviene per variazioni di tensione che derivino da cause esterne al disaccordo e consente quindi la regolazione della tensione propria dei risuonatori senza dover intervenire sul sistema di controllo.

RINGRAZIAMENTI -

Gli autori desiderano ringraziare vivamente il prof. Emilio Gatti per le molte costruttive discussioni sull'argomento.

Ringraziamo ancora il P.I. G. Giordano per la realizzazione del prototipo del dispositivo e per la lunga serie di misure eseguite su questo.

BIBLIOGRAFIA -

- (1) - G. M. Branck, Electron beam coupling in interaction gaps of cylindrical symmetry, IRE Trans. on Electron Devices 8, 193 (1961).
- (2) - F. Amman, et al., Gli anelli di accumulazione per elettroni e positroni ad alta energia in progetto presso i Laboratori Nazionali di Frascati, Ric. Sc. 32/I, 197 (1962);
- F. Amman, et al., Adone: un anello di accumulazione per elettroni e positroni, Notiziario CNEN 10, 16 (1964).
- (3) - C.G. Montgomery, R.H. Dicke and E.M. Purcell, Principles of microwave circuits (McGraw Hill Book Co. Inc., New York 1948).