

È evidente come, per ogni elemento di volume  $dV$  del campo, sia:

$$\frac{d\Phi_H}{dV} = 0,$$

dove  $d\Phi_H$  è il flusso infinitesimo del vettore  $\mathbf{H}$  uscente dall'elemento  $dV$ , purché questo non contenga poli. Sarà allora:

$$\operatorname{div} \mathbf{H} = 0.$$

Nel sistema Giorgi l'unità di misura del campo magnetico è l'*amperspira per metro* [Asp/m], avente per multiplo lo [Asp/cm]. L'oersted equivale a circa 79,6 Asp/m.

A volte, il campo magnetico viene anche definito come *caduta specifica di potenziale magnetico*. Per quanto riguarda il campo magnetico creato da una corrente elettrica,  $v$ , le voci BIOT-SAVART, LEGGE DI — e LAPLACE, LEGGI ELEMENTARI DI —. Si osservi che un c.m. può anche essere dovuto a una corrente di convezione.

Si noti che la nozione relativa al vettore  $\mathbf{H}$  e al suo flusso  $\Phi_H$ , ha importanza pratica piuttosto modesta in quanto la tecnica considera, generalmente, solo fenomeni magnetici in seno alla materia. Per questo motivo, riveste particolare importanza il concetto di (*vettore*) *induzione magnetica*  $\mathbf{B}$ , che può essere definito come vedremo ora. Annullando con un qualsiasi artificio la superficie di un circuito immerso in un campo magnetico, un galvanometro balistico inserito nel circuito, indica un impulso di tensione, di valore:

$$[7] \quad \phi = n \int e dt,$$

dove  $n$  è il numero delle spire che compongono il circuito. Dalla [7] si ha, dividendo ambo i membri per  $n$ :

$$[8] \quad \frac{\phi}{n} = \int e dt = \Phi_B.$$

La relazione ora scritta, definisce il *flusso magnetico*  $\Phi_B$ . Se  $S$  è la superficie definita dal contorno del circuito considerato, è possibile definire un vettore  $\mathbf{B}$ , per cui si abbia:

$$[9] \quad \Phi_B = \iint_S \mathbf{B} \times \mathbf{n} dS,$$

essendo  $\mathbf{n}$  il versore normale alla  $S$ . Il vettore induzione magnetica  $\mathbf{B}$  si chiama pure, non molto propriamente, *spostamento magnetico* o, anche, *densità di flusso magnetico*. Il flusso magnetico, che tanto frequentemente ricorre nella tecnica, è il flusso definito dalla relazione [8], che ci permette la definizione postuma del vettore  $\mathbf{B}$ , mediante la [9]. Si consideri ora un volume unitario di materiale magnetico e si determini un aumento  $\Delta \mathbf{B}$  della sua induzione magnetica, con un artificio qualsiasi, che causi la spesa di un lavoro  $\Delta W$  (lavoro di magnetizzazione). Il vettore

$\mathbf{H}$  di cui alle relazioni [1] e [2], può venire definito per via differente e forse più appropriata, come terza specie di grandezza, dopo  $\Phi_B$  e dopo  $\mathbf{B}$ , mediante la relazione:

$$[10] \quad \mathbf{H} \times \Delta \mathbf{B} = \Delta W,$$

relazione che, analizzata dimensionalmente, ci permette di scrivere (essendo le dimensioni del secondo membro, quelle di un'energia per unità di volume):

$$[11] \quad [H B] = [L^{-1} M T^{-2}].$$

Si consideri ora una linea  $l$ , immersa nel campo del vettore  $\mathbf{H}$ . La specie di grandezza:

$$[12] \quad M = \int_A^B \mathbf{H} \times d\mathbf{l},$$

si chiama *forza magnetomotrice* (f.m.m.). A questo punto, abbiamo definito quattro specie di grandezze fondamentali,  $\Phi_B$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{H}$  e  $M$ , cui competono le dimensioni fisiche seguenti (convenzione Giorgi):

$$[13] \quad \begin{aligned} [\Phi_B] &= [T V], \\ [B] &= [L^{-2} T V], \\ [H] &= [L^{-1} I], \\ [M] &= [I]. \end{aligned}$$

È evidente la differente natura fisica (non omogeneità) di  $B$  e  $H$ , non ammessa da convenzioni sorpassate, cui molti Studiosi rimangono ancora fedeli, pur senza errare, purché si mantengano coerenti con la convenzione seguita.

Il rapporto  $\Lambda = \Phi_B/M$  esprime la *permeanza* di un determinato corpo magnetico, analogamente (e non dualmente, come talvolta erroneamente si dice) al rapporto elettrico fra intensità di corrente e tensione, che esprime la conduttanza. L'inverso della permeanza è la *riluttanza*, come la resistenza è l'inverso della conduttanza. Passando alla corrispondente specie di grandezza specifica, si definisce la *permeabilità assoluta* del mezzo:

$$[14] \quad \mu = \frac{B}{H},$$

così come si definisce, nel caso elettrico, la resistività. Le dimensioni fisiche della permeanza, che si identifica con l'induttanza, sono ovviamente coincidenti con quelle di questa specie di grandezza, mentre, per la  $\mu$ , si ha:

$$[15] \quad [\mu] = \frac{[L^{-2} T V]}{[L^{-1} I]} = [L^{-1} T V I^{-1}].$$

La permeabilità (o *induttività*) assoluta, come l'espressione stessa dice, esprime quantitativamente l'attitudine del mezzo a immagazzinare energia magnetica.

Considerando ora le coppie di relazioni [5]

TABELLA IV. - ALCUNI DATI METROLOGICI RELATIVI AL CAMPO MAGNETICO.

Specie di grandezza	Dimensioni fisiche (convvenz. Giorgi)	Simboli	Unità		Rapporti fra le unità		
			(C.G.S.) <sub>em</sub>	Giorgi	u.e.m./u.e.s.	u.e.s./u. Giorgi	u.e.m./u. Giorgi
Flusso magnetico . . . . .	[ <i>T V</i> ]	$\Phi_B$	maxwell [Mx]	weber . . . . . [Wb]	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$c \cdot 10^{-6}$	$10^{-8}$
Polo magnetico . . . . .	[ <i>T V</i> ]	<i>p</i>	$4 \pi$ maxwell	id.	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$4 \pi c \cdot 10^{-6}$	$4 \pi \cdot 10^{-8}$
Induzione magnetica . . . . .	[ <i>L^{-2} T V</i> ]	<i>B</i>	gauss [Gs]	weber per metro q. . [Wb/m <sup>2</sup> ]	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$c \cdot 10^{-2}$	$10^{-4}$
Intensità di magnetizzazione . . . . .	[ <i>L^{-2} T V</i> ]	<i>J</i>	—	id.	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$4 \pi c \cdot 10^{-2}$	$4 \pi \cdot 10^{-1}$
Forza magn. di campo . . . . .	[ <i>L^{-1} I</i> ]	<i>H</i>	oersted [Oe]	amperspira per metro [Asp/m]	$c \cdot 10^2$	$c^{-1} \cdot 10/4 \pi$	$10^3/4 \pi$
Forza magnetomotrice e potenz. magnetico . . . . .	[ <i>I</i> ]	<i>M</i>	gilbert [Gb]	amperspira . . . . . [Asp]	$c \cdot 10^2$	$c^{-1} \cdot 10^{-1}/4 \pi$	$10/4 \pi$
Permeanza o indutt. . . . .	[ <i>T I^{-1} V</i> ]	$\Lambda; L$	$4 \pi$ centimetro	henry per spira q. [H/sp <sup>2</sup> ]	$c^2 \cdot 10^{-4}$	$4 \pi c^2 \cdot 10^{-8}$	$4 \pi \cdot 10^{-9}$
Riluttanza . . . . .	[ <i>T^{-1} I V^{-1}</i> ]	$\Xi$	( $4 \pi$ centimetro) <sup>-1</sup>	spira q. per henry . [sp <sup>2</sup> /H]	$c \cdot 10^4$	$c^{-2} \cdot 10^5/4 \pi$	$10^9/4 \pi$
Permeab. o induttività . . . . .	[ <i>L^{-1} T I^{-1} V</i> ]	$\mu$	numero puro	henry per metro . . . [H/m]	$c^{-2} \cdot 10^{-4}$	$4 \pi c^2 \cdot 10^{-3}$	$4 \pi \cdot 10^{-7}$
Riluttività . . . . .	[ <i>L T^{-1} I V^{-1}</i> ]	$\zeta$	numero puro	metro per henry . . . [m/H]	$c^2 \cdot 10^4$	$c^{-2} \cdot 10^3/4 \pi$	$10^7/4 \pi$
Corrente magnetica . . . . .	[ <i>V</i> ]	<i>z</i>	maxwell per secondo [Mx/sec]	weber per secondo . [Wb/sec]	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$c \cdot 10^{-6}$	$10^{-8}$
Momento magnetico . . . . .	[ <i>L T V</i> ]	—	non denominata	weber metro . . . . . [Wb·m]	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$4 \pi c \cdot 10^{-8}$	$4 \pi \cdot 10^{-10}$
Polarizzazione . . . . .	[ <i>L^{-2} T V</i> ]	—	non denominata	weber per metro q. . [Wb/m <sup>2</sup> ]	$c^{-1} \cdot 10^{-2}$	$4 \pi c \cdot 10^{-2}$	$4 \pi \cdot 10^{-4}$
Coeff. di Coulomb magnetostatico . . . . .	[ <i>L T^{-1} I V^{-1}</i> ]	<i>k</i>	non denominata	$4 \pi$ metro per henry. [4 $\pi$ m/H]	$c^2 \cdot 10^4$	$c^{-2} \cdot 10^3$	$10^7$
Suscettività magnetica di volume . . . . .	[ <i>L^{-1} T I^{-1} V</i> ]	<i>z</i>	non denominata	henry per metro . . . [H/m]	$c^{-2} \cdot 10^{-4}$	$(4 \pi c)^3 \cdot 10^{-3}$	$(4 \pi)^2 \cdot 10^{-7}$

Nota. — Si fa riferimento al valore di *c* espresso in [m/sec].

e [6], alla luce della [14], è evidente che, sostituendo al flusso del vettore  $\mathbf{H}$  che non ricorre in pratica, il flusso del vettore  $\mathbf{B}$ , si ha:

$$[16] \quad \Phi_B = \sum_1^n \phi_i$$

e

$$[17] \quad \Phi_B = \frac{I}{2} \sum_1^n \phi_i.$$

Le relazioni [16] e [17] esprimono il teorema di Gauss sotto il suo aspetto più moderno. È importante notare che, essendo l'intensità del campo magnetico determinata da un polo  $\phi$  alla distanza  $r$  dallo stesso, definita, in base alla legge elettrostatica di Coulomb, da:

$$H = \frac{\phi}{4 \pi \mu r^2},$$

per l'induzione magnetica, in base alla [14], si avrà:

$$[18] \quad B = \mu H = \frac{\phi}{4 \pi r^2}.$$

La relazione [18], indicando con  $S$  la superficie espressa dal denominatore del secondo membro, ci dà:

$$[19] \quad \frac{\phi}{4 \pi r^2} = \frac{\phi}{S} = \sigma,$$

relazione che esprime il valore della *densità superficiale*  $\sigma$  di polo magnetico. Ricordando ora che il prodotto  $\phi l$  esprime il modulo del vettore *momento magnetico*, si definisce il modulo dell'intensità di magnetizzazione  $\mathbf{J}$ , come il rapporto fra detto momento e il volume  $V$ , ossia:

$$[20] \quad J = \frac{\phi l}{V} = \frac{\phi}{S} = \sigma = B.$$

La relazione [20] è particolarmente importante, in quanto pone in evidenza come nel sistema Giorgi, le specie di grandezze  $B$ ,  $\sigma$  e  $J$  siano qualitativamente e quantitativamente coincidenti. Nella TABELLA IV sono riportati i dati metrologici fondamentali, relativi al campo magnetico, e riteniamo che la sua consultazione possa essere utile al Lettore per il giusto inquadramento e il completamento di quanto abbiamo detto relativamente al campo magnetico e agli argomenti che, con questo, hanno attinenza diretta. Per quanto concerne il valore della velocità  $c$  delle onde elettromagnetiche, si tenga presente che, si fa generalmente riferimento al valore seguente (Rosa e Dorsey, nuova determinazione):

$$[21] \quad c = (2,997\,92 \pm 4) \cdot 10^8. \quad [\text{m/sec}]$$

Il valore dalla [21] è stato determinato per via elettrica, mentre il valore adottato dal

Bureau of Standards Nord-americano nel 1947, è

$$[22] \quad (c = 2,997\,73 \pm 10) \cdot 10^8. \quad [\text{m/sec}]$$

**C. MAGNETICO ROTANTE.** È dovuto a Galileo Ferraris e per questo viene anche chiamato *campo Ferraris*. Consideriamo la fig. 1. Fra  $A$  e  $A'$  sia applicata una tensione alternata di frequenza  $f$ , fra  $B$  e  $B'$  sia applicata una

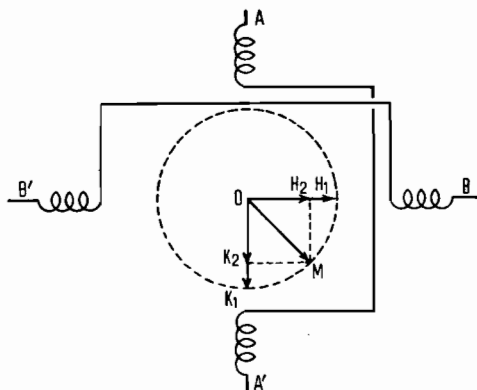


Fig. 1 - Diagramma rappresentativo di principio del c. m. rotante Ferraris.

seconda tensione alternata pure di frequenza  $f$  e di eguale valore, ma sfasata di  $90^\circ$  rispetto alla precedente. Il diagramma rappresentativo delle ampiezze delle correnti che scorrono nei due avvolgimenti al variare del tempo è visibile in fig. 2. Con  $a$  abbiamo indicato il diagramma della corrente che scorre nell'avvolgimento  $A A'$ , e con  $b$  quello della corrente che scorre nell'avvolgimento  $B B'$ .

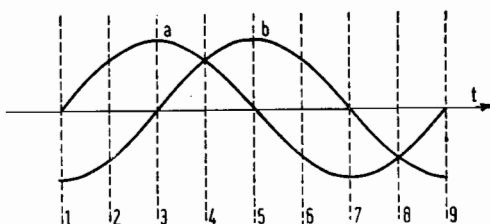


Fig. 2 - Diagramma rappresentativo di due correnti di uguale ampiezza e di uguale frequenza ma in quadratura di fase.

Il periodo in figura è stato suddiviso in parti che abbiamo numerato dall'1 al 9. Consideriamo l'istante 1. La corrente che scorre nell'avvolgimento  $A A'$  è nulla, mentre è massima quella che scorre nell'avvolgimento  $B B'$ . Nel punto  $O$  (fig. 1) agirà un campo magnetico, il cui vettore rappresentativo sarà il vettore indicato in figura col segmento  $OH_1$ . All'istante 2, la corrente che scorre nell'avvolgimento  $B B'$  è in fase decrescente, mentre la corrente che scorre nell'avvolgimento  $A A'$

è in aumento. Sul punto  $O$  agiranno ora due campi magnetici i cui vettori rappresentativi saranno i vettori  $OH_2$  e  $OK_2$ . La risultante è il vettore  $OM$ . All'istante 3 la corrente che scorre nell'avvolgimento  $BB'$  è nulla, mentre è massima la corrente che scorre nell'avvolgimento  $AA'$ . Il campo agente su  $O$  sarà quindi solamente quello dovuto alla corrente che scorre in  $AA'$  e sarà rappresentabile mediante il vettore  $OK_1$  e così di seguito. Sul punto  $O$  agisce quindi un campo magnetico rotante analogo a quello che si otterrebbe facendo ruotare simmetricamente rispetto al punto  $O$ , un magnete. Se un corpo di materiale ferromagnetico viene posto al centro degli avvolgimenti, in modo che questo sia libero di ruotare attorno al centro  $O$ , verrà trascinato dal campo rotante e posto in rotazione. Anche una massa metallica non magnetica (rame, alluminio, ecc.) posta al centro degli avvolgimenti, sarà posta in rotazione dal campo, perchè si formeranno in essa delle correnti indotte di Foucault che causeranno la rotazione agendo elettrodinamicamente con le correnti nei due avvolgimenti  $AA'$  e  $BB'$ . In pratica, in luogo di due correnti sfasate di  $90^\circ$ , si ricorre per lo più a una terna trifase di tre correnti sfasate di  $120^\circ$ . Per notizie più diffuse sull'argomento, rimandiamo ai trattati di elettrotecnica. Il c.m. rotante è largamente sfruttato nella costruzione di motori elettrici, la cui semplicità e sicurezza di funzionamento deriva particolarmente dalla mancanza di collegamento elettrico fra il rotore e lo statore, con conseguente eliminazione del collettore e delle spazzole. || **C. MAGNETICO TERRESTRE** : v. MAGNETISMO TERRESTRE. || **C. MAXWELLIANO**. È la componente del campo elettrico generato da un dipolo elettromagnetico, per effetto della variazione di corrente in esso. La denominazione di *campo maxwelliano* è stata introdotta da Hertz; v. DIPOLO ELETTROMAGNETICO.

**C. MEDIO APPARENTE**. Si consideri un circuito magnetico lungo  $l$ , comprendente un traferro  $\Delta l$ . Siano  $B_f$  e  $B_t$  i valori della induzione magnetica nel ferro e nel traferro, rispettivamente. Il valore:

$$B_0 = \frac{B_f(l - \Delta l) + B_t \Delta l}{l},$$

si chiama *campo medio apparente* o, meglio, *induzione magnetica apparente*.

**C. NEWTONIANO**. È la componente del campo elettrico generato da un dipolo elettromagnetico, per effetto delle cariche esistenti sul dipolo. La denominazione di *campo newtoniano* è stata introdotta da Hertz. || **C. POTENZIALE** [fisica matematica]: v. CAMPO VETTORIALE. || **C. ROTAZIONALE** [fisica matematica]. È un campo vettoriale caratterizzato da rotazio-

nale nonnullo ossia, un campo che non ammette potenziale monodromo; v. CAMPO VETTORIALE. || **C. SCALARE** [fisica matematica]. Data una regione dello spazio si dice che in essa ha sede un *campo scalare*, quando per ogni punto di essa è definibile un numero  $n$ , esprimente il valore in quel punto di una data specie di grandezza scalare. È, ad esempio, un campo scalare, il campo dovuto alla temperatura. In un ambiente esiste un campo scalare di temperatura, in quanto, per ogni punto dell'ambiente, è definibile il valore della temperatura, grandezza evidentemente scalare. || **C. SOLENOIDALE** [fisica matematica]. Così chiamasi un campo vettoriale quando il flusso del vettore che lo rappresenta, attraverso una qualsiasi superficie chiusa in esso interamente contenuta, è nullo. Tale campo ammette un potenziale monodromo ed è quindi lamellare. La denominazione «solenoidale», deriva dal greco ( $\sigma\omega\lambda\eta\nu$  = tubo) e significa che in tale campo sono definibili tubi di flusso. || **C. STAZIONARIO**. Sinonimo di CAMPO COSTANTE. || **C. UNIFORME** [fisica matematica]. Un campo scalare o vettoriale, dicesi *uniforme*, quando la grandezza scalare o vettoriale che lo definisce è uguale, in un determinato istante, in ciascun punto del campo stesso. Si ricorda che la denominazione di *campo costante* (o *stazionario*) si riferisce invece al tempo. Infatti un campo uniforme è invariabile nello spazio, ma può essere variabile nel tempo, mentre un campo costante o stazionario è invariabile nel tempo, ma può essere variabile nello spazio.

**C. VETTORIALE**. Chiamasi *campo vettoriale* una porzione dello spazio, eventualmente infinita, in ciascun punto della quale sia definibile in modulo, direzione e verso, un vettore **A** (di qualsiasi natura). Esempi di campi vettoriali sono: il campo gravitazionale terrestre; il campo elettrico, in cui il vettore rappresentativo è detto forza elettrica di campo e solitamente è indicato con il simbolo **E**; il campo magnetico, il cui vettore rappresentativo è detto forza magnetica di campo e solitamente è indicato con il simbolo **H**.

Nel caso più generale, il vettore **A** è *funzione dello spazio e del tempo*, nel senso che, nella regione in cui è definibile, il vettore **A** varia da punto a punto e da istante a istante ovvero, ciò che è lo stesso, nel senso che per ogni punto  $P$  della regione suddetta e per ogni istante  $t$  è possibile individuare la grandezza vettoriale **A** in funzione delle coordinate  $x, y, z$ , del punto  $P$ , rispetto a una terna di assi cartesiani di riferimento, oltre che in funzione del tempo  $t$ . Per ogni punto del campo e per ogni istante, è quindi definibile la grandezza vettoriale **A** ( $x, y, z, t$ ). Quando il vettore **A** è costante rispetto al tempo, vale

a dire quando in un punto qualsiasi dello spazio il vettore  $\mathbf{A}$  non varia col tempo (pur essendo eventualmente diverso, in modulo, direzione e senso, da un punto all'altro dello spazio) si dice che il campo vettoriale è *stazionario* (meglio che *costante*). Quando, infine, il vettore  $\mathbf{A}$  è identico in tutti i punti dello spazio, cioè quando non dipende dalle coordinate del punto  $P$  generico, il campo del vettore  $\mathbf{A}$  è *uniforme*.

Aggiungiamo ancora che, nel caso in cui il vettore  $\mathbf{A}$  rappresenti una forza (gravitazionale, elettrica, magnetica, ecc.), il campo del vettore  $\mathbf{A}$  si definisce *campo di forza*.

Se in un punto del campo viene posta una massa  $m$  (materiale, se il campo è gravitazionale, oppure una carica elettrica libera o un polo magnetico libero, se il campo è, rispettivamente, o elettrico o magnetico), su di essa agisce una forza:

$$[\mathbf{r}] \quad \mathbf{F} = m \mathbf{A},$$

dove  $\mathbf{A}$  è il vettore rappresentativo del campo in quel punto. La relazione  $[\mathbf{r}]$  è rigorosa nel caso di un campo di forza dovuto a masse materiali. Nel caso di campi elettrici o magnetici, a causa dei fenomeni di induzione, si manifestano effetti perturbatori, per cui è indispensabile considerare una massa infinitesima; la  $[\mathbf{r}]$  diviene allora:

$$d\mathbf{F} = \mathbf{A} dm.$$

L'intensità del campo è quindi data dalla forza:

$$\mathbf{A} = \frac{d\mathbf{F}}{dm}.$$

che agisce sulla massa unitaria (positiva); i vettori  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{F}$  hanno evidentemente eguale direzione. Il loro senso sarà concorde o discorde, dipendentemente dall'essere la massa  $dm$  positiva o negativa. In un campo vettoriale, si possono immaginare tracciate infinite linee tali che, la tangente a esse in ogni loro punto  $P$ , abbia la stessa direzione del vettore  $\mathbf{A}$  del campo. Tali linee sono dette *linee di*

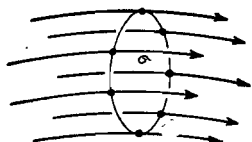


FIG. 1 - Tubo di flusso.

*flusso del vettore A*. Per le linee di flusso, si stabilisce un senso convenzionale, coincidente col senso del vettore  $\mathbf{A}$ . Chiamasi *tubo di flusso* o *tubo di forza*, una superficie tubolare definita dall'insieme di linee di flusso che passano per i punti di una linea chiusa  $s$ , limitante una superficie  $\sigma$  contenuta nel campo. La superficie tubolare sarà logicamente continua, in quanto per ogni punto della linea chiusa  $s$  si può sempre immaginare una linea di forza per esso passante (fig. 1). Altro concetto fondamentale nello studio dei

campi vettoriali è il *flusso*  $\Phi_A$ , o semplicemente  $\Phi$  (1), del vettore rappresentativo del campo  $\mathbf{A}$ , attraverso una superficie. Sia  $d\sigma$  un elemento della superficie  $\sigma$  considerata e  $\mathbf{n}$  un versore normale all'elemento stesso, formando un angolo  $\alpha$  con  $\mathbf{A}$ . Attraverso l'elemento di superficie  $d\sigma$ , il flusso del vettore  $\mathbf{A}$  è:

$$[2] \quad d\Phi = \mathbf{A} \times \mathbf{n} d\sigma = A \cos \alpha d\sigma.$$

Il flusso attraverso la  $\sigma$  vale allora evidentemente:

$$\Phi = \iint_{\sigma} \mathbf{A} \times \mathbf{n} d\sigma = \iint_{\sigma} A \cos \alpha d\sigma.$$

Se il vettore è sempre normale alla superficie in ogni punto di questa, il prodotto scalare si riduce al prodotto algebrico. Si consideri ora nel campo una superficie chiusa  $\sigma'$  divisa in due parti  $\sigma'_1$  e  $\sigma'_2$  dal diaframma  $\Sigma$ . Il flusso attraverso questa superficie, varrà:

$$\Phi\sigma' = \Phi\sigma'_1 + \Phi\Sigma + \Phi\sigma'_2 - \Phi\Sigma = \Phi\sigma'_1 + \Phi\sigma'_2$$

dove  $\Phi\sigma'_1$ ,  $\Phi\sigma'_2$  e  $\Phi\Sigma$  sono i flussi attraverso le superfici aperte  $\sigma'_1$ ,  $\sigma'_2$  e  $\Sigma$ . Se in luogo di un solo diaframma, si ha una serie di diaframmi:  $\Sigma_1, \Sigma_2, \dots, \Sigma_n$ , possiamo scrivere:

$$\Phi\sigma' = \Phi\sigma'_1 + \Phi\sigma'_2 + \dots + \Phi\sigma'_n.$$

Per un numero infinito di diaframmi, il flusso totale si ottiene integrando.

Se per unità di misura della superficie si assume il  $[m^2]$ , la grandezza rappresentata dal flusso sarà da misurarsi in  $[a] \cdot [m^2]$ , essendo  $[a]$  l'unità di misura assunta per  $\mathbf{A}$ . E, viceversa, data l'unità  $[\varphi]$  del flusso, il modulo del vettore  $\mathbf{A}$  sarà da misurarsi in  $[\varphi] / [m^2]$ , per cui tale modulo sarà in effetti da considerarsi come una densità superficiale di flusso.

Considerando un elemento infinitesimo di volume  $dV$  nel campo, la grandezza scalare:

$$[3] \quad \text{div } \mathbf{A} = \frac{d\Phi}{dV},$$

chiamasi *divergenza del vettore A*, e in sostanza esprime il flusso uscente dall'unità di volume. Dalla [3] si ottiene:

$$\text{div } \mathbf{A} dV = d\Phi,$$

relazione che per la [2] diverrà:

$$\text{div } \mathbf{A} dV = \mathbf{A} \times \mathbf{n} d\sigma.$$

Integrando otterremo:

$$[4] \quad \iiint_V \text{div } \mathbf{A} dV = \iint_{\sigma} \mathbf{A} \times \mathbf{n} d\sigma,$$

relazione particolarmente importante, in quanto ci consente di passare da un integrale

(1) Le buone regole vorrebbero riservare il simbolo  $\Phi$  per indicare il flusso magnetico. Quando non esista possibilità di equivoco tale simbolo può essere impiegato per indicare il flusso di qualsiasi vettore.

di superficie a un integrale di volume e viceversa. La [4] esprime l'importante *teorema della divergenza* o di Gauss o di Green. Siano ora  $A_x$ ,  $A_y$  e  $A_z$  le tre componenti di  $\mathbf{A}$  lungo i tre assi  $x$ ,  $y$  e  $z$  e siano  $dx$ ,  $dy$  e  $dz$  i lati dell'elemento di volume: la divergenza del vettore  $\mathbf{A}$ , espressa analiticamente, sarà:

$$[5] \quad \operatorname{div} \mathbf{A} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z}.$$

Quando un campo è caratterizzato dall'essere nullo il flusso attraverso una superficie chiusa qualunque, completamente immersa in esso, sarà pure nulla la divergenza del campo in qualsiasi punto, e il campo verrà chiamato *solenoidale*. In un campo solenoidale, il flusso attraverso qualsiasi sezione di un tubo di flusso sarà evidentemente costante. Inoltre, il flusso attraverso una qualsiasi superficie aperta, dipende esclusivamente dal con-

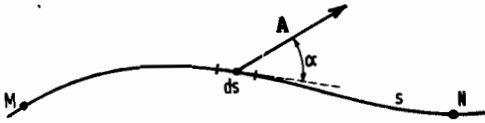


FIG. 2 - Definizione di integrale di un vettore  $\mathbf{A}$  lungo una linea  $s$ .

torno di questa. Si consideri ora in un campo vettoriale una linea generica  $s$ . Per ogni punto di essa si avrà un vettore rappresentativo del campo in quel punto. Sia  $ds$  (v. fig. 2) un elemento di linea. La grandezza:

$$\int_M^N \mathbf{A} \times ds = \int_M^N A \cos \alpha ds,$$

chiamasi *integrale del vettore  $\mathbf{A}$  lungo la linea  $s$* , calcolato nell'intervallo  $MN$ . Se la  $s$  è chiusa, allora l'espressione:

$$C = \int_{(s)} \mathbf{A} \times ds = \int_{(s)} A \cos \alpha ds,$$

si chiamerà *circuitazione del vettore  $\mathbf{A}$  lungo la  $s$* .

Analogamente a quanto si è visto per il flusso, se per unità di misura delle lunghezze si assume il [m], la grandezza rappresentata dalla circuitazione sarà da misurarsi in [a] · [m] essendo [a] l'unità di misura assunta per  $\mathbf{A}$ . E, viceversa, data l'unità [c] della circuitazione, il modulo del vettore  $\mathbf{A}$  sarà da misurarsi in [c] / [m].

Sia  $\mathbf{B}$  un vettore, il cui flusso attraverso una superficie  $\sigma$ , sia dato dalla circuitazione del vettore  $\mathbf{A}$  lungo il contorno  $s$  di detta superficie. Avremo:

$$[6] \quad \iint_{(\sigma)} \mathbf{B} \times \mathbf{n} d\sigma = \int_{(s)} \mathbf{A} \times ds.$$

Il vettore  $\mathbf{B}$  chiamasi *rotazionale di  $\mathbf{A}$*  e indicasi con:

$$\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}.$$

La [6] diviene allora:

$$\iint_{(\sigma)} (\operatorname{rot} \mathbf{A}) \times \mathbf{n} d\sigma = \int_{(s)} \mathbf{A} \times ds.$$

Questa relazione, la quale consente di passare da un integrale di superficie a un integrale di linea e viceversa, rappresenta il *teorema del rotazionale* o di Stokes. Il rotazionale chiamasi anche *rotazione*, *rotore*, *vorticale* e, nei testi inglesi e francesi, *curl*, in quelli tedeschi *Quirl*. Si considerino ora in un campo vettoriale due punti  $P_1$  e  $P_2$ , congiunti da una linea qualsiasi  $l$ . Si ponga in uno di essi una massa unitaria positiva, ad esempio in  $P_1$ , e si supponga che il campo non venga perturbato dalla presenza della massa citata. Si immagini ora di portare questa lungo la linea che congiunge i due punti  $P_1$  a  $P_2$ . Eseguiremo evidentemente un lavoro, il quale verrà espresso dalla forza per lo spostamento, ossia:

$$L = \int_1 \mathbf{A} \times dl,$$

$$[7] \quad L = \int (A_x dx + A_y dy + A_z dz).$$

Questo lavoro può essere indipendente dal cammino percorso, in modo che il suo valore rimanga invariato qualunque sia la traiettoria seguita. In tale caso l'espressione, che nella [7] compare fra parentesi, sarà un differenziale esatto, il che equivale a scrivere:

$$[8] \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} = 0 \\ \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} = 0 \\ \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} = 0. \end{array} \right.$$

È evidente che un campo, per il quale valgono le [8], sarà caratterizzato da circuitazione nulla del vettore che lo rappresenta, lungo una qualsiasi linea chiusa in esso contenuta. Il lavoro  $L$  sarà così funzione dei punti  $P_1$  e  $P_2$ , ossia potremo scrivere:

$$[9] \quad L = U_{P_2} - U_{P_1},$$

essendo  $U_{P_1}$  e  $U_{P_2}$  due funzioni del punto, chiamate *potenziali*, rispettivamente in  $P_1$  e in  $P_2$  (v. POTENZIALE). La differenza espressa dalla [9], chiamasi *differenza di potenziale* (d.d.p.) fra i due punti considerati. Un campo del tipo descritto, ossia un campo che ammette la funzione potenziale, caratterizzato quindi da circuitazione nulla, chiamasi *campo conservativo*. È evidente come in un campo conservativo sia pure nullo il rotazionale, per cui il campo conservativo può anche de-

finirsi come campo a rotazionale nullo. Si osservi che un campo conservativo può essere solenoidale o no. Sarà solenoidale nel caso più generale, per cui avremo:

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = 0.$$

Non sarà invece solenoidale quando l'elemento  $dV$  considerato contenga masse della medesima natura di quelle cui è dovuto il campo. In tale caso il flusso, attraverso la superficie chiusa che delimita  $dV$ , non sarà più nullo e dovremo scrivere:

$$\operatorname{div} \mathbf{A} \neq 0.$$

In un campo che ammette potenziale, una superficie luogo dei punti caratterizzati dal medesimo potenziale, chiamasi *superficie di livello* o *equipotenziale*. Poichè l'insieme delle superfici equipotenziali suddivide il campo in tante « lamine » immaginarie, un campo del genere, chiamasi anche *campo lamellare*. Essendo nulla la d.d.p. fra due punti, quando questi si trovano sulla medesima superficie di livello e poichè il lavoro è nullo quando è nulla la componente della forza lungo la congiungente i due punti, le superfici di livello saranno sempre costantemente ortogonali alle linee di flusso del campo. La d.d.p. fra due punti sarà quindi data dalla d.d.p. fra le due superfici equipotenziali da essi definite. Dalla relazione [8] si ha:

$$A_s s = U_{P_2} - U_{P_1},$$

dove  $A_s$  è la componente del campo lungo la  $s$  congiungente  $P_1$  con  $P_2$ . Ponendo:

$$U_{P_1} - U_{P_2} = \Delta U,$$

otterremo:

$$A_s = - \frac{\Delta U}{s},$$

e, passando agli infinitesimi:

$$A_s = - \frac{dU}{ds},$$

ossia, la componente del campo lungo una direzione  $s$ , viene espressa dal gradiente del potenziale lungo tale direzione. Considerando le tre componenti di  $A$ , avremo:

$$[10] \quad \begin{cases} A_x = - \frac{\partial U}{\partial x} \\ A_y = - \frac{\partial U}{\partial y} \\ A_z = - \frac{\partial U}{\partial z} \end{cases}$$

Come ben si vede, in un campo lamellare la componente del potenziale ci permette di conoscere il modulo del vettore e, viceversa, la

componente di questo ci permette di determinare il potenziale. In base alle [10], la [5] diverrà:

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = - \left( \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} \right).$$

Ponendo come si suole in analisi:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = \Delta_2 U,$$

avremo:

$$[11] \quad \operatorname{div} \mathbf{A} = - \Delta_2 U.$$

Si ha pure  $\mathbf{A} = - \operatorname{grad} U$ , per cui il vettore  $\mathbf{A}$  si dice *gradiente* dello scalare (potenziale)  $U$ , quando si verificano le [10].

Nel caso particolare del campo elettrico  $\mathbf{E}$ , che qui richiamiamo per dare un esempio, si ha per il teorema di Gauss (razionalizzato):

$$[12] \quad \Psi_E = \frac{1}{\epsilon} q,$$

relazione che ci esprime il flusso attraverso una superficie chiusa, contenente la carica elettrica  $q$ , essendo  $\epsilon$  la costante dielettrica assoluta. Ma è:

$$[13] \quad \operatorname{div} \mathbf{E} = \frac{d\Psi_E}{dV}.$$

Ricordando la densità cubica di carica:

$$\rho = \frac{dq}{dV},$$

avremo:

$$q = \iiint_V \rho dV,$$

per cui la [11] diverrà:

$$\Psi_E = \frac{1}{\epsilon} \iiint_V \rho dV,$$

da cui:

$$d\Psi_E = \frac{1}{\epsilon} \rho dV.$$

Dalla [13] avremo allora:

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = \frac{1}{\epsilon} \rho;$$

per la [11] otterremo così:

$$\Delta_2 U = - \frac{1}{\epsilon} \rho.$$

È questa la notissima *formula di Poisson*, nella nuova metrologia. Nel caso particolare in cui la carica  $q$  alla quale è dovuto il campo, sia esterna all'elemento di volume  $dV$ , sarà:

$$\Delta_2 U = 0.$$

È questa l'importante *formula di Laplace*. Quando in un campo la circuitazione del vet-

tore che lo rappresenta non è nulla, non nullo sarà pure il rotazionale. Il campo sarà allora un *campo circuitale*. Le componenti  $B_x$ ,  $B_y$  e  $B_z$  del rotazionale, possono determinarsi come segue: si consideri (v. fig. 3) una terna di assi cartesiani ortogonali  $x$ ,  $y$ ,  $z$  e nel piano  $y$ ,  $z$  si consideri il rettangolo  $P_1 P_2 P_3 P_4$ , con

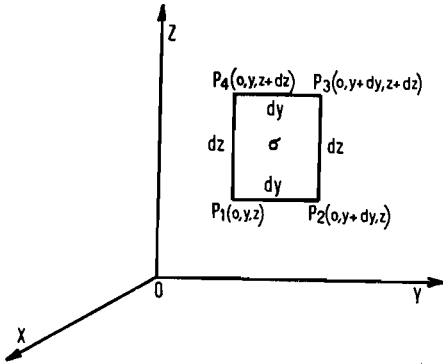


FIG. 3 - Determinazione delle componenti del rotazionale.

i lati a due a due paralleli agli assi  $y$  e  $z$ . Siano  $A_y$  ed  $A_z$  le componenti del campo lungo questi due assi. La circuitazione del vettore  $\mathbf{A}$  lungo il contorno del rettangolo, vale:

$$C = A_y dy + \left( A_z + \frac{\partial A_z}{\partial y} dy \right) dz - A_z dz - \left( A_y + \frac{\partial A_y}{\partial z} dz \right) dy,$$

ossia:

$$[14] \quad C = \left( \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) dy dz.$$

Considerando un vettore  $\mathbf{B}_x$  normale al rettangolo considerato e di modulo:

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z},$$

esso è evidentemente un vettore il cui flusso attraverso la  $\sigma$  sarà dato dalla [14] e, precisamente, dalla circuitazione del vettore campo lungo il contorno che la delimita. Passando dal nostro caso semplificato al caso più generale, avremo che le componenti del vettore:

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A},$$

saranno:

$$[14] \quad \begin{cases} B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \\ B_y = \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \\ B_z = \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{cases}$$

Ricordiamo la rappresentazione simbolica del rotazionale, mediante il determinante:

$$[16] \quad \text{rot } \mathbf{A} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix},$$

notazione che costituisce una regola mnemonica assai comoda. Considerando la [8], si ha un motivo di più per affermare che il rotazionale di un campo conservativo è nullo. Si osservi che il campo del rotazionale è un campo solenoidale. Ciò si può subito dimostrare, sostituendo nella relazione:

$$[17] \quad \text{div } \mathbf{B} = \frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z},$$

i valori dati dalle [15]. I tubi di flusso del rotazionale, si chiamano *tubi vorticosi*. Un campo per il quale, sia pure in una piccolissima regione di esso, sia non nulla la circuitazione, ossia, sia non nullo il rotazionale, chiamasi *campo circuitale*. In un campo circuitale, nelle regioni in cui la citata condizione è verificata, il lavoro delle forze del campo fra due punti, non è più indipendente dal cammino percorso per cui, dati due punti, se si vuole estendere il concetto di potenziale, potremo definire una d.d.p., la quale varierà al variare della linea che li congiunge. Ci troveremo quindi in presenza di un *potenziale polidromo* anziché *monodromo*, come nel caso del campo conservativo. Dipendentemente dal loro aspetto, i campi vettoriali assumono denominazioni diverse. Ricordiamo, i *campi centrali* o *sferici* dovuti a masse concentrate in un punto e i *campi cilindrici* dovuti a un insieme di cariche, disposte lungo una retta che costituisce l'asse del campo.

**GRIGLIA DI** — È il quarto elettrodo del tetrotrodo a griglia di campo; v. TETRODO, b).

**CANALE.** Chiamasi *canale* di una gamma di frequenze, l'intervallo entro cui trova posto un sistema complesso di oscillazioni, dovuto alla sovrapposizione di più oscillazioni semplici, caratterizzata ciascuna da una frequenza ben definita. Supponiamo, ad esempio, che un sistema di oscillazioni acustiche, sia composto di oscillazioni semplici, le cui frequenze siano comprese fra 1000 e 10.000 Hz. Si dirà che quel sistema di oscillazioni occupa un canale di 9000 Hz. Nel campo delle radiofrequenze, è noto come un'onda modulata sia composta, oltre che dalla frequenza fondamentale dell'onda portante, dalle bande laterali di modulazione. Si comprende quindi come l'emissione di un radiotrasmettitore



modulato occupi un certo canale di frequenza, che la recente conferenza di Atlantic City ha limitato per le onde medie e nella zona europea, a 9 kHz. Purtroppo, per la continua richiesta di nuovi canali, dovuta al rapido aumento del numero di radiotrasmittitori in funzione, è stato necessario ravvicinare i canali quanto più possibile, in modo da rendere massimo il numero degli stessi contenuti nelle gamme di frequenza disponibili, tenendo conto che, un eccessivo avvicinamento dei canali porta a mutue interferenze, già sensibili allo stato attuale, quando la distanza e la potenza di due trasmettitori funzionanti su canali contigui, siano tali da non consentire la netta prevalenza di uno sull'altro. Infatti, malgrado sia di 9 kHz l'ampiezza di un canale, non esistendo trasmettitori che limitino intenzionalmente a 4.500 Hz la massima frequenza del segnale modulante, il trasmettitore più vicino o più potente, arreca sempre disturbo ai trasmettitori meno potenti o più lontani, funzionanti su canali contigui; v. anche LARGHEZZA DEL CANALE DI TRASMISSIONE. || **AMPLIFICATORE A DOPPIO:** v. AMPLIFICATORE A DOPPIO CANALE. || **C. DI REGISTRAZIONE.** Denominazione talvolta impiegata per indicare il solco di registrazione di un disco fonografico.

**CANALIZZAZIONE PER CAVI:** v. CUNICOLO.

**CANCELLAZIONE, AMPLIFICATORE DI** — [*trasmissione delle immagini*]: v. ESTINZIONE, AMPLIFICATORE DI —.

**CANDELA.** Supporto cilindrico di materiale refrattario, dotato per lo più di un solco a spirale, per l'avvolgimento di filo da resistenza. Il filo viene fissato agli estremi mediante due *collarini*. Si ricorre pure a collarini per realizzare prese intermedie. Resistenze avvolte di tale tipo si chiamano talvolta *resistenze a candela*. || [*fisica*]: v. FOTOMETRIA.

**CANEVASITE** [*chimica ind.*]. Materiale isolante composto di tessuto in lino o cotone, impregnato con vernici sintetiche.

**CANNA ELETTRONICA.** Sinonimo di CANNONE ELETTRONICO; v. questa voce.

**CANNOCCHIALE, ANTENNA A** —. Antenna costituita da elementi rientranti, per lo più cilindrici. Vi sono antenne a cannocchiale che vengono chiuse per diminuire, per ragioni di ingombro, la lunghezza meccanica in condizioni di riposo, come vi sono antenne a cannocchiale, la cui lunghezza variabile viene sfruttata dal punto di vista elettrico, per modificarne le caratteristiche.

**CANNONE ELETTRONICO.** Con questa denominazione suole indicarsi il catodo di un tubo a raggi catodici e gli accessori che unitamente a questo elettrodo determinano l'emissione e, in parte, anche la concentrazione del pennello elettronico. Sia nei riguardi del tubo di Braun (cinescopio) sia dell'iconoscopia (e di molti altri tubi da ripresa televisiva), può parlarsi di *cannone elettronico*.

**CANVAS** [*chimica ind.*]. Materiale isolante in lastre e tubi, costituito da tessuto (cotone, lino) impregnato mediante resine sintetiche.

**CAOUTCHOUS** [*chimica*]: v. CAUCCIU'.

**CAPACIMETRO.** Strumento destinato a misure di capacità; v. CAPACITÀ, MISURA DELLA —.

**CAPACITA'**. a) *GENERALITÀ.* Consideriamo un qualsiasi conduttore isolato. Si dia a esso una carica elettrica  $q$ . Questo assumerà, rispetto al suolo, considerato a potenziale zero, un potenziale  $V$ . Se la carica viene aumentata in modo che il suo valore diventi  $nq$  il potenziale diverrà  $nV$ . Esiste quindi un rapporto costante fra la carica e il potenziale per cui si ha:

$$[I] \quad C = \frac{q}{V}.$$

La costante  $C$  chiamasi *capacità* del conduttore in questione e dipende dalle dimensioni geometriche di questo e dalla sua forma. Ricordiamo le dimensioni della capacità nei vari sistemi. Nei sistemi elettrostatici si ha:

$$[C]_{es} = \frac{\left[ L^{\frac{3}{2}} M^{\frac{1}{2}} T^{-1} \epsilon^{\frac{1}{2}} \right]}{\left[ L^{\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} T^{-1} \epsilon^{-\frac{1}{2}} \right]} = [L \epsilon].$$

Gli Autori che accettano la convenzione sulle dimensioni nulle della  $\epsilon$  scrivono, invece:

$$[C]_{es} = [L].$$

In tal caso la capacità è evidentemente omotimensionale con una lunghezza. Nel sistema (C.G.S.)<sub>es</sub>, l'unità di misura della capacità è appunto il *centimetro (di capacità)*, che può considerarsi l'unica unità (C.G.S.)<sub>es</sub> impiegata in pratica. La capacità di 1 cm è quella posseduta da un condensatore che assume il potenziale di 1 unità (C.G.S.)<sub>es</sub>, quando venga a esso somministrata una carica unitaria (C.G.S.)<sub>es</sub>. Nei sistemi elettromagnetici si ha:

$$[C]_{em} = \frac{\left[ L^{\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} \mu^{-\frac{1}{2}} \right]}{\left[ L^{\frac{3}{2}} M^{\frac{1}{2}} T^{-2} \mu^{\frac{1}{2}} \right]} = [L^{-1} T^2 \mu^{-1}].$$

L'unità (C.G.S.)<sub>em</sub> si definisce analogamente alla unità (C.G.S.)<sub>es</sub>. Nel sistema Giorgi (definitivo), si ha, invece:

$$[C]_G = \frac{[TI]}{[V]} = [TIV^{-1}].$$

In questo sistema, essendo il volt l'unità di potenziale e il coulomb l'unità di carica, si definisce l'unità di capacità, cui si dà il nome di *farad* [F], come quella posseduta da un conduttore nel quale la carica di un coulomb dia luogo al potenziale di un volt. Questa unità era già stata introdotta nel sistema pratico col nome di *faraday*, divenuto poi *farad* per comodità. Dato il valore troppo elevato del [F], si impiegano i sottomultipli *microfarad* [ $\mu$ F], *millimicrofarad* [ $m\mu$ F] e *micromicrofarad* [ $\mu\mu$ F]. Il primo è uguale a  $10^6$  F, il secondo a  $10^9$  F e chiamasi anche *nanofarad* [nF], il terzo uguale a  $10^{12}$  F e chiamasi anche *picofarad* [pF]. Interessante è la determinazione della capacità di un conduttore sferico nel sistema (C.G.S.)<sub>es</sub>. Sia  $r$  il raggio di tale conduttore. Somministrando a esso una carica  $q$ , sia  $V$  il potenziale assunto. Al centro del conduttore e in ogni punto, appunto perchè si tratta di un conduttore, avremo [ $v$ . POTENZIALE, b)]:

$$V = \frac{q}{r}.$$

Sostituendo nella [1] si ha:

$$C = r.$$

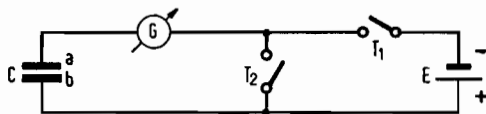
Ossia, nei sistemi elettrostatici, la capacità di una sfera è espressa dalla lunghezza del raggio. Nel sistema (C.G.S.)<sub>es</sub> sarà quindi unitaria la capacità di un conduttore sferico di 1 cm di raggio. Si tenga presente che è:

$$1 \text{ cm} = 1,11 \text{ pF},$$

$$1 \text{ pF} = 0,9 \text{ cm}.$$

b) *CONDENSAZIONE ELETTRICA*. Consideriamo ora un conduttore  $M$  isolato e carico con carica  $q'$  e potenziale  $V'$ . Avviciniamo a esso un altro conduttore  $N$ . Osserveremo che per la presenza di  $N$ , la carica è rimasta costante, mentre il potenziale  $V'$  è sceso a  $V''$ . Dalla formula [1] discende subito che la capacità di  $M$  è sensibilmente aumentata a causa dell'avvicinamento di  $N$ . Se portiamo ora il potenziale di  $M$  dal valore  $V''$  al valore primitivo  $V'$ , si avrà in corrispondenza una carica  $q''$ , sensibilmente superiore alla  $q'$ . Il fenomeno chiamasi *condensazione elettrica* e trova una importantissima applicazione nei *condensatori*, che vengono impiegati in radiotecnica per vari e importanti usi. Un semplice tipo di condensatore è rappresentato da due piastre metalliche chiamate *armature*, separate da un'isolante qualsiasi chiamato *dielettrico*,

che può essere anche l'aria. Immaginiamo di avere un condensatore  $C$ , inserito nel circuito di figura. Se abbassiamo il tasto  $T_1$ , alle armature  $a$  e  $b$  si troverà applicata una differenza di potenziale, dovuta alla presenza della batteria  $E$ , e si osserverà subito il passaggio di una debole corrente, posta in evidenza dal galvanometro  $G$ , corrente che però



Circuito per la carica e la scarica di un condensatore.

cesserà ben presto, indicandoci l'avvenuta carica di  $C$ . Se a questo punto abbassiamo il tasto  $T_2$ , il galvanometro  $G$  segnerà il passaggio di una corrente uguale (a meno di una percentuale di perdita) e contraria alla precedente, la quale ci dirà che il condensatore restituisce quasi integralmente, l'energia elettrica assorbita nella carica. La capacità di un condensatore dipende dalla distanza che separa le due armature e dalla superficie di queste, inoltre dipende anche dalla natura del dielettrico interposto. Esiste quindi, per ogni tipo di dielettrico, una costante  $\epsilon_r$  detta *costante dielettrica relativa*, espressa dalla relazione:

$$[2] \quad \epsilon_r = \frac{C_{\epsilon_r}}{C_v},$$

dove  $C_{\epsilon_r}$  è la capacità di un condensatore avente il dielettrico formato dalla sostanza che ha  $\epsilon_r$  per costante dielettrica relativa, e  $C_v$  è la capacità di un condensatore identico al primo, ma avente l'aria, o, più precisamente il vuoto, come dielettrico. Con la BOTTIGLIA DI LEYDA SMONTABILE si è dimostrato sperimentalmente che i fenomeni elettrici che avvengono nei condensatori, dipendono in gran parte dal dielettrico interposto fra le armature. Infatti, togliendo con le dovute precauzioni il dielettrico alla sopraccitata bottiglia previamente caricata, mettendo in corto circuito le armature e rimettendo poi il dielettrico al suo posto, si ottiene, cortocircuitando di nuovo, una scintilla nutrita. Fra le varie ipotesi formulate su questi fenomeni, prendiamo in considerazione quella che ora si può considerare universalmente accettata. Per caricare un condensatore, noi applichiamo alle sue armature una d.d.p.; una delle armature risulterà positiva e l'altra negativa. Nell'interno del dielettrico avverrà allora il seguente fenomeno. Gli elettroni in esso contenuti, essendo cariche negative, verranno attirati dall'armatura positiva e affioreranno alla superficie del dielettrico, caricandola negativamente. Di conseguenza, avremo sulla

superficie opposta una rarefazione di elettroni con conseguente carica positiva di essa. Allorchè, mediante un corto circuito, scarichiamo il condensatore, gli elettroni ritorneranno al posto che prima occupavano, restituendo quasi integralmente l'energia spesa per il loro spostamento. Un condensatore perfetto dovrebbe, all'atto della scarica, scaricarsi completamente e restituire tutta l'energia immagazzinata. In pratica, invece, a causa delle imperfezioni del dielettrico e delle perdite dovute a cause varie, ciò non avviene mai. Infatti, oltre a non aversi all'atto della scarica, la restituzione integrale dell'energia spesa, cortocircuitando di nuovo, dopo un certo tempo, un condensatore previamente scaricato, si ottiene una nuova scarica e, a volte, varie scariche successive. Tale fenomeno chiamasi fenomeno delle *scariche successive* o *sussequenti*. Nello studio dei condensatori è indispensabile introdurre il concetto di *rigidità elettrostatica* o *dielettrica*. Caricando un condensatore si applica alle sue armature una d.d.p. Questa d.d.p. non può passare un certo limite, oltre il quale avviene una scarica fra le armature con conseguente perforazione del dielettrico, rendendo così inservibile il condensatore, se il dielettrico non è fluido. Chiamasi *rigidità elettrostatica* o *dielettrica* di un dato dielettrico l'attitudine di questo a sopportare campi elettrici di una certa intensità, senza perforarsi. La d.d.p. minima indispensabile per causare la perforazione di un determinato dielettrico, in corrispondenza di un dato spessore dello stesso, chiamasi *limite della rigidità elettrostatica*, e si misura in *volt per metro* [V/m]. In pratica, però, si usa il multiplo [kV/cm] ( $\cdot 10$ ). Si osservi che, nel linguaggio corrente e anche sui testi, non si parla di « limite della rigidità elettrostatica », come la correttezza richiederebbe, ma semplicemente di « rigidità elettrostatica », assegnando carattere quantitativo a una espressione puramente qualitativa.

c) **RAGGRUPPAMENTO DI CONDENSATORI.** I condensatori possono raggrupparsi in serie o in parallelo o a raggruppamento misto. La capacità complessiva di più condensatori in serie è data dall'inverso della somma degli inversi delle singole capacità, ossia:

$$[3] \quad C = \frac{I}{\frac{I}{C_1} + \frac{I}{C_2} + \dots + \frac{I}{C_n}}$$

Nel caso di due soli condensatori si ha:

$$[4] \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Ne segue immediatamente che la capacità totale è sempre minore della più piccola delle

due o più capacità disposte in serie, e che la tensione parziale massima è sempre quella ai capi della più piccola delle due o più capacità disposte in serie. Su questo principio sono realizzati i *partitori di tensione capacitivi*.

La capacità risultante da più condensatori collegati in parallelo è data dalla somma delle singole capacità:

$$[5] \quad C = C_1 + C_2 + \dots + C_n$$

Se i condensatori da disporre in serie o in parallelo sono elettrolitici è necessario tener conto della polarità e riunire alternativamente un positivo con un negativo nella disposizione in serie e tutti i positivi da un lato e i negativi dall'altro, nella disposizione in parallelo.

Per quanto concerne la reattanza complessiva  $X$  di un sistema di  $n$  condensatori in serie, questa sarà data da:

$$[6] \quad X = X_1 + X_2 + \dots + X_n,$$

essendo  $X_1, X_2, \dots, X_n$  le reattanze componenti mentre, se i condensatori saranno in parallelo, avremo:

$$[7] \quad X = \frac{I}{\frac{I}{X_1} + \frac{I}{X_2} + \dots + \frac{I}{X_n}}$$

Considerando, invece, la suscettanza complessiva  $B$  e le suscettanze componenti  $B_1, B_2, \dots, B_n$ , nel caso della connessione in serie e in parallelo, accanto alle relazioni [6] e [7], avremo pure:

$$[6'] \quad B = \frac{I}{\frac{I}{B_1} + \frac{I}{B_2} + \dots + \frac{I}{B_n}}$$

e

$$[7'] \quad B = B_1 + B_2 + \dots + B_n$$

Per quanto riguarda il raggruppamento misto, il sistema verrà suddiviso in elementi raggruppati in serie e in elementi raggruppati in parallelo. Il calcolo delle caratteristiche, si farà in base a detta suddivisione.

**C. ACUSTICA** [*acustica*]. In un sistema elettrico, si definisce la capacità elettrica di un corpo, come il rapporto fra la carica somministrata a questo corpo e il potenziale da questo assunto a carica avvenuta. In un sistema meccanico, analogamente si definisce una *capacità meccanica* (*cedevolezza*) come il rapporto fra lo spostamento che ha avuto luogo per la sua deformazione, e la forza elastica che questo esercita. Un sistema acustico è

un particolare sistema meccanico, nel quale il *condensatore acustico* è rappresentato da una massa fluida, ad esempio aria. In questo caso è definibile una *capacità acustica* come il rapporto fra la variazione di volume del fluido (volume di spostamento) e la variazione di pressione, che si riduce al valore finale della pressione, considerando zero il valore della pressione ambiente. L'unità di misura della *capacità acustica* nel sistema Giorgi, è il *metro elevato alla quinta potenza per newton* [ $m^5/N$ ], mentre, nel sistema C.G.S. è il *centimetro elevato alla quinta potenza per dina* [ $cm^5/dina$ ].

Le dimensioni fisiche della capacità acustica (che alcuni Autori chiamano anche *capacitanza* in contrapposizione alla inerzia acustica, chiamata pure *inertanza*), si ottengono facilmente effettuando il rapporto fra le dimensioni della lunghezza alla quinta potenza e le dimensioni della forza meccanica. Si ha allora:

$$\frac{[L^5]}{[LMT^{-2}]} = [L^4 M^{-1} T^2]$$

**C. APPARENTE:** v. CONDENSATORE, b), 2).

**C. DI INGRESSO DI UN TUBO TERMOELETTRONICO.** Si definisce *capacità d'ingresso* del tubo la quantità  $C_i$ , definita dalla relazione:

$$C_i = C_{ga} (1 + A \cos \alpha) + C_{gk},$$

dove  $C_{ga}$  indica la capacità interelettrodica griglia-anodo e  $C_{gk}$  la capacità griglia-catodo del tubo. Questa capacità, ai capi del circuito di ingresso è dannosa, perchè costituisce un carico reattivo ai capi del generatore di griglia, quando il tubo è destinato a funzionare quale amplificatore in classe A. Qualora fosse ivi presente un circuito oscillatorio, essa ne varierebbe la frequenza di risonanza. La capacità d'ingresso  $C_i$  dipende unicamente dalla amplificazione  $A$  e dalla natura del carico (angolo  $\alpha$ ). Può variare da un minimo di  $C_{ga} + C_{gk}$  a un massimo teorico di  $C_{ga} (1 + \mu) + C_{gk}$ ; v. anche CAPACITÀ INTERELETTRODICHE DI UN TUBO TERMOELETTRONICO.

**C. DI UN ACCUMULATORE:** v. ACCUMULATORE, CAPACITÀ DI UN —.

**C. DINAMICA DI UN'ANTENNA.** Chiamasi così il rapporto:

$$C_d = \frac{Q}{V_{\max}};$$

$Q$  è la carica elettrica totale nell'istante in cui il potenziale massimo è  $V_{\max}$ . È evidente

che questo « massimo » si riferisce allo spazio e non al tempo; v. ANTENNA, b), 1).

**C. DISTRIBUITA DI UN RESISTORE.** I resistori di alto valore, avvolti a elica su cilindri isolanti, presentano delle capacità distribuite che fanno diminuire la impedenza effettiva del resistore generando una reattanza capacitiva tra i terminali dello stesso. Tali effetti, che presentano particolare gravità quando è in gioco RF e che possono essere attenuati mediante opportuni artifici costruttivi, sono causati da tre tipi di capacità (secondo uno studio di Klemt): capacità spaziali, capacità in parallelo e capacità trasversali tra spira e spira. || **C. DISTRIBUITA DI UNA BOBINA:** v. PERDITE IN UNA BOBINA.

**C. EFFICACE.** Chiamasi *capacità efficace di un'antenna* il rapporto:

$$C_e = 2 \frac{W_{es}}{V_{\max}^2},$$

fra il doppio dell'energia elettrostatica immagazzinata  $W_{es}$  e il quadrato del potenziale massimo  $V_{\max}$ ; v. ANTENNA, b), 1), relazione [II].

**C. ELETTROSTATICA:** v. CAPACITÀ.

**C. EQUIVALENTE.** Chiamasi *capacità equivalente di un'antenna*, il rapporto fra il quadrato della capacità dinamica e la capacità efficace di quell'antenna:

$$C_{eq} = \frac{C_d^2}{C_e}.$$

L'induttanza efficace  $L_e$  e la capacità equivalente  $C_{eq}$  di un aereo sono legate fra di loro alla risonanza della relazione:

$$2 \pi f \sqrt{L_e C_{eq}} = 1,$$

come in un circuito oscillatorio a costanti concentrate  $L$  e  $C$ , si ha alla risonanza:

$$2 \pi f \sqrt{LC} = 1;$$

v. ANTENNA, b), 1), relazione [I5].

**C. FISSA.** Denominazione non molto appropriata, impiegata talvolta per indicare un condensatore fisso. || **C. IN PARALLELO:** v. CAPACITÀ, c). || **C. IN SERIE:** v. CAPACITÀ, c). || **C. INDUTTIVA.** Denominazione non molto appropriata, impiegata talvolta per indicare un condensatore avvolto induttivamente; v. CONDENSATORE, b), 2).

**C. INTERELETTRODICHE DI UN TUBO TERMOELETTRONICO.** Chiamansi *capacità interelettrodiche* di un tubo termoelettronico, le capacità elettrostatiche esistenti fra i vari elettrodi di questo.

a) *GENERALITÀ.* Si consideri il caso semplice del triodo. Sia  $C_{ag}$  la capacità esistente fra l'anodo e la griglia (v. fig. 1),  $C_{gk}$  la capacità fra la griglia e il catodo e  $C_{ak}$  quella fra anodo e catodo.

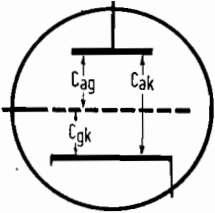


FIG. 1 - Capacità interelettrodiche di un tubo termoelettronico.

Le capacità interelettrodiche consentono di determinare in modo originale il coefficiente di amplificazione. Si applichi fra la griglia e il catodo del triodo una differenza di potenziale  $V_g$ , tale che la griglia sia positiva e il catodo negativo. Dalla nota relazione che definisce la capacità in funzione della carica e del potenziale, avremo che la carica  $q_g$  della griglia sarà:

$$q_g = C_{gk} V_g.$$

La carica del catodo sarà, naturalmente, uguale e contraria e varrà:

$$-q_k = C_{gk} V_g.$$

Applichiamo ora una nuova d.d.p.  $V_a$  fra anodo e catodo, in modo che l'anodo risulti positivo. La carica del catodo verrà così a essere, in definitiva:

$$-q_k = C_{gk} V_g + C_{ak} V_a.$$

Sia  $E$  l'intensità del campo elettrico immediatamente vicino al catodo. Essendo essa proporzionale alla carica, avremo:

$$E = -K q_k = K (C_{gk} V_g + C_{ak} V_a),$$

da cui:

$$\frac{E}{K} = C_{gk} V_g + C_{ak} V_a.$$

Si accenda ora il filamento, in modo che scorra la corrente anodica  $I_a$ , proporzionale al campo elettrico, di valore:

$$I_a = K' E.$$

Si aumenti di  $\Delta V_a$  la tensione anodica e si diminuisca di  $\Delta V_g$  la tensione di griglia, in modo che  $E$ , e quindi  $I_a$ , rimangano costanti. Avremo:

$$\frac{E}{K} = C_{gk} (V_g - \Delta V_g) + C_{ak} (V_a + \Delta V_a).$$

Essendo il primo membro costante, avremo evidentemente:

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{C_{gk}}{C_{ak}},$$

ossia (*v.* COEFFICIENTE DI AMPLIFICAZIONE):

$$\mu = \frac{C_{gk}}{C_{ak}}.$$

Si osservi che, quando in uno stadio siano presenti nel circuito di griglia e nel circuito anodico due circuiti oscillatori accordati sulla medesima frequenza, il tubo può entrare in oscillazione, anche se i due circuiti non sono accoppiati, in quanto l'accoppiamento ha luogo attraverso le capacità interelettrodiche del tubo. Questo accoppiamento interelettrodico viene a volte sfruttato in certi generatori di onde persistenti, ad esempio l'Armstrong. Deve invece essere combattuto negli stadi amplificatori per evitare che questi entrino in autooscillazione; *v.* a proposito le voci NEUTRALIZZAZIONE e NEUTRODINA.

b) *MISURA DI CAPACITÀ INTERELETTRODICHE.* La misura delle capacità interelettrodiche si effettua per mezzo di uno speciale ponte appositamente costruito e seguendo un particolare procedimento, che garantisce la massima precisione. La fig. 2 rappresenta il circuito del ponte in questione, che prende il nome di *ponte di Campbell-Colpitts*. Le grandezze in gioco sono le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  e le capacità  $C_1, C_2, C_3$ ; inoltre si hanno

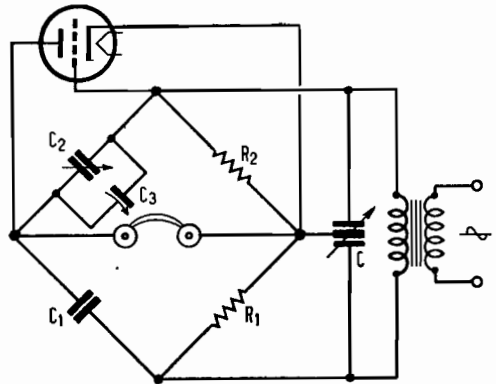
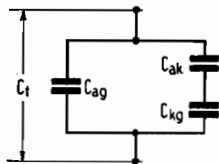


FIG. 2 - Circuito a ponte di Campbell-Colpitts per misurare le capacità interelettrodiche di un tubo.

le capacità interelettrodiche  $C_{ag}, C_{gk}, C_{ak}$  ossia le capacità di anodo-griglia, griglia-catodo e anodo-catodo. Per mezzo del verniero  $C_3$  si equilibra il ponte, con il tubo disinnestato, mentre il condensatore  $C_2$  è chiuso (massima capacità). Il condensatore differenziale  $C$ , viene impiegato per compensare le capacità parassite presentate dai resistori  $R_1$  e  $R_2$ . Inserito il tubo, si ottiene il silenzio nella cuffia mediante variazione di  $C$  e  $C_2$ . La variazione di capacità di  $C_2$  letta su apposita scala, in funzione dei gradi di cui

la manopola ha ruotato, dà la capacità  $C_{ag}$ . Invertendo anodo e catodo, si ha invece  $C_{gk}$ . Lasciando il catodo non collegato, si avrà la

FIG. 3 - Circuito equivalente alla combinazione delle diverse capacità interelettriche, nell'impiego del ponte Campbell-Colpitts.



capacità  $C_t$ , rappresentata dal circuito equivalente di fig. 3. Sarà quindi:

$$C_t = C_{ag} + \frac{C_{ak} \cdot C_{gk}}{C_{ak} + C_{gk}}$$

Da questa relazione, previa determinazione di  $C_{ag}$  e di  $C_{gk}$ , si può determinare  $C_{ak}$ .

Il ponte di Campbell-Colpitts deve essere costruito con la massima cura e seguendo opportuni accorgimenti, in modo da minimizzare le capacità parassite. È bene che la cuffia sia accoppiata mediante un traslatore con il nucleo a massa, assieme al nucleo del

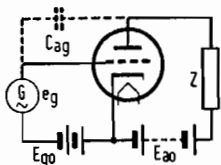


FIG. 4 - Circuito di impiego di un triodo con rappresentazione della capacità interelettrica anodo-griglia.

trasformatore di alimentazione e al rotore del condensatore differenziale C.

c) **IMPEDENZA DI INGRESSO DI UNO STADIO IN RELAZIONE ALLE CAPACITÀ INTERELETTRODICHE DEL TUBO CHE DI QUESTO FA PARTE.** Si consideri il circuito schematizzato in fig. 4, relativo all'impiego di un triodo. Sia applicata alla griglia la tensione oscillante:

$$e_g = E_g \text{ sen } \omega t.$$

Se la capacità  $C_{ag}$  non esistesse, nel caso in cui la  $Z$  fosse una resistenza pura (come quando essa è costituita, per esempio, da un circuito oscillatorio accordato sulla pulsazione  $\omega$ ), lo sfasamento fra la  $e_g$  e la  $i_a$  (valore istantaneo della componente variabile della corrente anodica) sarebbe di  $180^\circ$  esatti. In presenza della  $C_{ag}$ , determina un angolo di sfasamento diverso da  $180^\circ$ , come ora vedremo.

A chi obiettasse che sono pure da tenere in considerazione le capacità  $C_{gk}$  e  $C_{ak}$ , facciamo osservare che queste possono ritenersi conglobate nel carico di griglia e nel carico anodico, rispettivamente. Introducendo il calcolo simbolico, sia  $I_g$  la corrente nella capacità  $C_{ag}$ , diretta dalla griglia all'anodo,  $I_a$  la corrente nel tubo e  $I'_a$  la corrente nel carico

anodico. Per il primo principio di Kirchhoff avremo:

$$[1] \quad I'_a = I_a - I_g.$$

In base alla equazione di Vallauri, indicando con  $E_a$  e con  $E_g$  la tensione alternata anodica e la tensione di griglia, avremo:

$$[2] \quad \rho I_a = E_a + \mu E_g,$$

essendo  $\rho$  la resistenza differenziale interna del tubo. Ma è:

$$[3] \quad E_a = -Z I'_a,$$

per cui la [2], tenendo conto pure della [1], diventerà:

$$[4] \quad \rho I_a = -Z (I_a - I_g) + \mu E_g.$$

Inoltre, la tensione  $E_{ag}$  fra griglia e anodo, sarà:

$$E_{ag} = E_g + E_a,$$

da cui:

$$E_g = \frac{I_g}{j \omega C_{ag}} - Z I'_a,$$

$$[5] \quad E_g = \frac{I_g}{j \omega C_{ag}} - Z (I_a - I_g).$$

Dalle relazioni [4] e [5], si ottiene:

$$\begin{cases} Z (I_a - I_g) = \mu E_g - \rho I_a \\ Z (I_a - I_g) = \frac{I_g}{j \omega C_{ag}} - E_g, \end{cases}$$

da cui:

$$\begin{cases} I_a = \frac{\mu E_g + Z I_g}{\rho + Z} \\ I_a = \frac{\frac{I_g}{j \omega C_{ag}} - E_g + Z I_g}{Z}; \end{cases}$$

$$\frac{\mu E_g + Z I_g}{\rho + Z} = \frac{\frac{I_g}{j \omega C_{ag}} - E_g + Z I_g}{Z},$$

$$E_g (\mu Z + \rho + Z) = I_g \left( \frac{\rho}{j \omega C_{ag}} + \rho Z + \frac{Z}{j \omega C_{ag}} \right),$$

$$\frac{E_g}{I_g} = \frac{1}{j \omega C_{ag}} \frac{\rho + \rho Z j \omega C_{ag} + Z}{\rho + Z (\mu + 1)},$$

[6]

$$Z_e = \frac{E_g}{I_g} = \frac{1}{j \omega C_{ag}} \frac{1}{1 + \frac{\mu Z}{\rho + Z}} + \frac{1}{\frac{1}{Z} + \frac{\mu + 1}{\rho}}$$

Dato che il secondo termine del secondo membro è trascurabile di fronte al primo, la [6] potrà venire scritta semplicemente:

$$[7] \quad Z_e = \frac{E_g}{I_g} = \frac{1}{j \omega C_{ag}} \frac{1}{1 + \frac{\mu Z}{\rho + Z}},$$

da cui:

$$[8] \quad \mathbf{I}_g = j \omega C_{ag} \left( \mathbf{E}_g + \mathbf{E}_g \frac{\mu \mathbf{Z}}{\rho + \mathbf{Z}} \right).$$

Ora, essendo:

$$\mathbf{I}_a = \frac{\mu \mathbf{E}_g}{\rho + \mathbf{Z}} \approx \mathbf{I}'_a,$$

la [8] diventerà:

$$\mathbf{I}_g = j \omega C_{ag} (\mathbf{E}_g + \mathbf{I}'_a \mathbf{Z})$$

che, per la [3], ci permetterà di scrivere:

$$[9] \quad \mathbf{I}_g = j \omega C_{ag} (\mathbf{E}_g - \mathbf{E}_a).$$

La [9] è la legge di Ohm scritta per un circuito capacitivo sede di una corrente di intensità  $\mathbf{I}_g$ , determinata da una f.e.m.  $\mathbf{E}_g - \mathbf{E}_a$  e, in base a essa, potranno venire tracciati i diagrammi vettoriali di fig. 5, dove il caso a) si riferisce all'essere il carico puramente

ohmico (ciò che si ha pure se è verificata la condizione di risonanza), il caso b), al carico capacitivo (frequenza in gioco maggiore della frequenza di risonanza) e il caso c), al carico induttivo (frequenza in gioco minore della frequenza di risonanza).

È evidente che, nel primo caso, essendo la  $\mathbf{I}_g$  in quadratura con la  $\mathbf{E}_g$ , la potenza in gioco nel circuito di griglia sarà reattiva, mentre sarà attiva ma di opposti

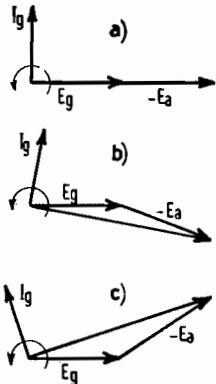


FIG. 5 - Diagrammi vettoriali relativi al circuito schematizzato in fig. 4.

segni, negli altri due casi.

Ora, se la  $\mathbf{Z}$  è capacitiva, la componente reale dell'impedenza di ingresso  $\mathbf{Z}_e$  sarà positiva e sarà necessario spendere, per il pilotaggio del tubo, potenza attiva, mentre, se la  $\mathbf{Z}$  è induttiva, la componente reale della impedenza di ingresso sarà negativa, per cui il circuito anodico cederà energia al circuito di griglia.

**C. MAGNETICA.** Sinonimo di PERMEANZA; *v.* questa voce. || **C. MASSIMA.** Chiamasi *capacità massima* di un condensatore variabile o di un compensatore, il massimo valore che la capacità di questo può raggiungere. || **C. MECCANICA:** *v.* CEDEVOLEZZA. || **C. MINIMA.** Chiamasi *capacità minima* di un condensatore variabile o di un compensatore, il valore minimo che la capacità di questo può assumere.

Nel caso del condensatore variabile la capacità minima chiamasi anche *capacità residua*. || **C. MUTUA:** *v.* COEFFICIENTI DI CAPACITÀ. || **C. PARASSITE.** Chiamansi *capacità parassite* le capacità la cui presenza è dannosa al buon funzionamento del complesso in cui tali capacità hanno sede. È inutile affermare che, essendo queste capacità dannose, la loro presenza non è voluta e dipende dalla vicinanza dei vari componenti che formano un'apparecchiatura o un qualsiasi sistema generico. Esse sono misurabili anche fra i componenti e i sostegni, telai o supporti vari. Ma non solo fra elementi ed elementi possono sorgere capacità parassite, ma anche fra parte e parte di un medesimo elemento. Le capacità parassite sono particolarmente dannose quando siano in gioco frequenze molto elevate. In tale caso, tutti gli accorgimenti costruttivi atti a diminuirle, devono essere posti in opera. Componenti che possono influenzarsi a vicenda debbono essere il più possibile distanziati. Questo distanziamento deve però essere compatibile con la lunghezza dei collegamenti, poichè essendo questa eccessiva si viene a perdere l'utile ottenuto con il distanziamento. Infatti, le capacità parassite più frequenti sono quelle presentate fra collegamento e collegamento e fra collegamenti e intelaiatura. Dal Colombo, Manuale dell'Ingegnere, riportiamo l'ordine di grandezza di alcune capacità parassite: resistori e fili fino a circa 5 cm di lunghezza:  $2 \div 3$  pF; fili di circa 10 cm che attraversino uno chassis o siano disposti vicino ad esso:  $8 \div 10$  pF; condensatori fissi in involucro metallico, isolati dallo chassis mediante uno spessore di  $3 \div 4$  mm di materiale dielettrico (bachelite e simili): 15 pF; condensatorini fissi con involucro di materiale dielettrico:  $5 \div 7$  pF; zoccoli per tubi termionici:  $1 \div 2$  pF. Per la capacità parassita di una bobina, *v.* PERDITE IN UNA BOBINA. || **C. PARZIALI.** Dato un condensatore fisso o variabile multiplo (a più sezioni), chiamasi *capacità parziale* di una sezione, la capacità di quella sezione. La somma delle varie capacità parziali dà la *capacità totale* del condensatore multiplo. || **C. PROPRIA:** *v.* COEFFICIENTE DI CAPACITÀ. || **C. PROPRIA O DISTRIBUITA DI UNA BOBINA:** *v.* PERDITE IN UNA BOBINA. || **C. RESIDUA DI UN CONDENSATORE VARIABILE:** *v.* CAPACITÀ MINIMA. || **C. SPECIFICA.** Sinonimo di *costante dielettrica assoluta*; *v.* COSTANTE DIELETTICA, a) e b). || **C. SPECIFICA DI UN ACCUMULATORE [elettrochimica]:** *v.* ACCUMULATORE, CAPACITÀ SPECIFICA DI UN —. || **C. SPECIFICA INDUTTIVA.** Denominazione raramente impiegata per indicare la *costante dielettrica assoluta*; *v.* COSTANTE DIELETTICA, a) e b).

**C. STATICA DI UN'ANTENNA.** Dando a un'antenna una carica elettrica  $q$ , il suo potenziale,

rispetto al suolo, diviene  $V$ ; chiamasi *capacità statica* dell'aereo il rapporto:

$$C_s = \frac{q}{V}$$

che, come si vede, rappresenta la relazione classica che definisce la capacità elettrostatica di un conduttore qualsiasi. La misura della capacità statica si effettua come la misura di un qualsiasi condensatore. In questo caso le due armature sono rappresentate una dall'aereo e dalla sua linea di alimentazione o di discesa e la seconda dal suolo.

**C. TERMINALE:** v. ANTENNA, b), 1). || **C. TOTALE.** Dato un condensatore fisso o variabile a sezioni multiple (blocco di condensatori), chiamasi *capacità totale* la somma delle singole capacità parziali relative a ogni singola sezione. Nel caso del blocco di condensatori variabili, ci si riferisce naturalmente alla capacità massima. || **C. VARIABILE.** È la capacità di un condensatore regolabile (variabile o compensatore), in quanto il suo valore può essere variato a piacere entro due limiti ben determinati; v. CONDENSATORE, c).

**C., MISURA DELLA** — La capacità di condensatori può essere misurata mediante misuratori a c.a. sia a RF sia ad AF e, nel primo caso, impiegando sia onde persistenti sia onde smorzate. Le misure ad AF vengono effettuate mediante speciali ponti, derivati dal ponte di Wheatstone. Ricordiamo fra questi il *ponte di Sauty* per AF. Il suo circuito è rappresentato schematicamente in fig. 1 e consiste nel classico quadrilatero elettrico, due lati del quale sono formati dai due resistori di impedenze  $Z_1$  e  $Z_2$  mentre gli altri due sono formati dalle due impedenze  $Z_3$  e  $Z_4$  dei due condensatori  $C$  e  $C_x$ . Il condensatore  $C$  è variabile e porta una scala graduata, il

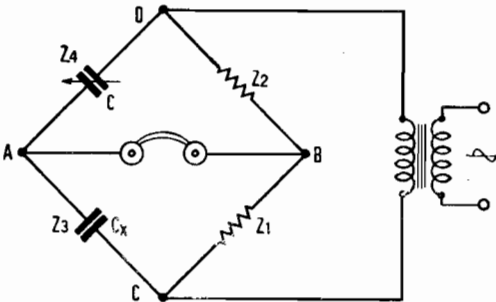


Fig. 1 - Ponte di Sauty.

condensatore  $C_x$  è il condensatore incognito di cui si vuole conoscere la capacità. Ai due vertici opposti  $A$  e  $B$  del quadrilatero, è inserita una cuffia telefonica, agli altri due  $C$  e  $D$  è applicata una differenza di potenziale

alternata o pulsante a frequenza acustica, che può essere fornita dalla rete di distribuzione dell'illuminazione, oppure da una corrente continua, convertita mediante un vibratore, o, infine, per mezzo di un oscillografo a valvola. La condizione di equilibrio è evidentemente definita dalla relazione:

$$[1] \quad \frac{Z_3}{Z_1} = \frac{Z_4}{Z_2},$$

la quale si verifica ogni volta che, manovrando il condensatore variabile  $C$ , si estingua il suono nella cuffia. Poiché i resistori di impedenza  $Z_1$  e  $Z_2$  sono avvolti non induttivamente, si può porre:

$$Z_1 = R_1, \quad Z_2 = R_2,$$

dove  $R_1$  ed  $R_2$  sono le resistenze ohmiche dei medesimi; inoltre è:

$$Z_3 = -\frac{I}{\omega C_x}, \quad Z_4 = -\frac{I}{\omega C},$$

per cui la [1] diverrà:

$$-\frac{I}{\omega C_x} \frac{I}{R_1} = -\frac{I}{\omega C} \cdot \frac{I}{R_2},$$

ossia:  $C_x R_1 = C R_2,$

$$C_x = C \frac{R_2}{R_1}.$$

$R_1$ ,  $R_2$  e  $C$  sono note per cui la  $C_x$  viene subito determinata. I valori di  $C$  sono direttamente riportati sulla scala graduata del condensatore o ricavabili da apposita tabella. Poiché, per effetto delle perdite nei condensatori e del differente valore del fattore di potenza di questi, non si può ottenere il silenzio assoluto nella cuffia, manovrando  $C$ , il ponte sarà in equilibrio quando l'intensità del suono nella cuffia sarà minima. Per consentire un vasto campo di misure, si ricorre a una serie di condensatori  $C$  sostituibili, in corrispondenza di ognuno dei quali il ponte di Sauty copre un certo intervallo di capacità (v. anche FLEMING, PONTE DI — DYKE). Sempre nel campo delle misure ad AF, vi è pure il *metodo assoluto del commutatore rotante*. La figura 2 dà chiaramente l'idea di tale metodo. Sia, in primo tempo, l'interruttore  $K_1$  chiuso e gli interruttori  $K_2$  e  $K_3$  aperti. Quando ruota il tamburo  $T$ , suddiviso in settori collegati alternativamente con spazzole alla batteria  $B$  e al galvanometro  $G$ , il quale possiede una certa inerzia, il condensatore  $C$  viene a essere soggetto a una successione di cariche e scariche. Per un basso numero di giri della ruota, l'indice del galvanometro oscilla; aumentando gradatamente il numero di giri di  $T$ , si giungerà a una velocità, per cui le oscillazioni dell'indice cesseranno, essendo la



inerzia dello strumento troppo elevata in confronto alla frequenza in gioco e il galvanometro devierà, come se fosse attraversato da una corrente costante  $I$ . Tale corrente sarà direttamente proporzionale alla tensione  $V$ , alla capacità  $C_x$  e al numero  $n$  delle cariche e scariche del condensatore in un secondo, che ben si deduce essendo nota la velocità di rotazione del motore, e il numero delle suddivisioni del tamburo  $T$ . Vale, infatti, la relazione:

$$[2] \quad I = n C_x V.$$

Per conoscere ora il valore di  $I$ , in funzione della deviazione dell'indice, si apre l'interruttore  $K_1$  e si chiudono gli interruttori  $K_2$  e  $K_3$ . I potenziometri  $R_1$  ed  $R_2$  vanno regolati fino a ottenere la medesima deviazione dell'indice.

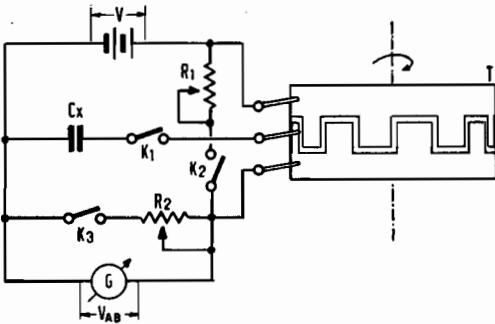


Fig. 2 - Circuito del misuratore di capacità, secondo il metodo del commutatore rotante.

Ed essendo  $R_g$  la resistenza interna del galvanometro, avremo:

$$I = \frac{V_{AB}}{R_g},$$

ma è:

$$V_{AB} = I_1 \frac{R_2 R_g}{R_2 + R_g},$$

essendo:

$$I_1 = \frac{V}{R_1 + \frac{R_2 R_g}{R_2 + R_g}}.$$

Sostituendo, otterremo:

$$V_{AB} = \frac{V R_2 R_g}{R_1 (R_2 + R_g) + R_2 R_g},$$

da cui:

$$[3] \quad I = \frac{V R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_g + R_2 R_g}.$$

Eguagliando i secondi membri della [2] e della [3] si ha la relazione finale:

$$C_x = \frac{R_2}{n (R_1 R_2 + R_1 R_g + R_2 R_g)},$$

essendo  $C_x$  in farad e  $R$  sempre in ohm. Molte volte la  $R_g$  è trascurabile e non vale la pena tenerne conto.

Le misure a RF possono pure venire effettuate mediante l'ausilio di ponti a RF, il cui principio, in linea di massima, è identico a quello dei ponti impiegati con AF, presentando però in più un certo numero di organi ausiliari, atti a determinare in qualsiasi condizione un perfetto equilibrio e una completa eliminazione degli inconvenienti, cui la RF dà origine. Inoltre è indispensabile una completa schermatura estesa a ogni singolo componente del complesso. L'alimentazione viene effettuata mediante un generatore a valvola, e un buon voltmetro elettronico viene impiegato per il controllo dell'equilibrio in diagonale. Sempre con onde persistenti, la misura della capacità può essere effettuata col metodo dell'ondametro. Mediante un buon ondometro si misura la lunghezza d'onda di un circuito oscillatorio formato da una bobina di induttanza  $L$  e da un condensatore di capacità  $C$ , entrambe grandezze di valore noto. Tale lunghezza d'onda sia  $\lambda_1$ . Si sostituisca ora alla  $C$ , la  $C_x$  incognita. Mediante l'ondametro si avrà la nuova lunghezza d'onda  $\lambda_2$ . Avremo le due relazioni:

$$\lambda_1 = 1885 \sqrt{LC}, \quad \lambda_2 = 1885 \sqrt{LC_x},$$

da cui:

$$\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right)^2 = \frac{C}{C_x}, \quad C_x = C \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2.$$

La capacità incognita  $C_x$  è così determinata in [ $\mu F$ ], essendo  $\lambda$  in [m] e  $L$  in [ $\mu H$ ]. È anche usato il metodo dell'induttanza tarata. Data un'induttanza di valore noto  $L$ , si forma un circuito oscillatorio per mezzo di questa e della capacità incognita  $C_x$ . Facendo entrare in risonanza questo circuito oscillatorio, mediante un generatore di onde persistenti, dalla relazione:

$$\lambda = 1885 \sqrt{LC_x},$$

avremo:

$$\left(\frac{\lambda}{1885}\right)^2 = \frac{C_x}{L}.$$

La  $C_x$  è in [ $\mu F$ ] se  $\lambda$  è in metri e  $L$  in [ $\mu H$ ]. Seguendo invece la disposizione della figura 3, la capacità può venir misurata col metodo

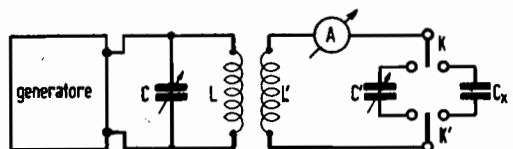


Fig. 3 - Disposizione dei vari componenti, per la misura della capacità col metodo di confronto (o di sostituzione).

del confronto o di sostituzione.  $C$  ed  $L$  formano un circuito oscillatorio nel quale un apposito generatore mantiene le oscillazioni. I commutatori  $K$  e  $K'$  si trovano spostati in modo che la capacità incognita  $C_x$  si trovi in parallelo all'induttanza  $L'$ , accoppiata induttivamente alla  $L$ . Si varia allora  $C$ , in modo che lo strumento termico  $A$ , indichi la risonanza. Si portino ora i commutatori  $K$  e  $K'$  sulla posizione di inclusione di  $C'$  al posto di  $C_x$ . Variando  $C'$  si avrà per una determinata posizione del suo rotore, una posizione di risonanza. In tali condizioni, la capacità di  $C'$ , letta sulla scala graduata, o meglio dedotta da opportuna tabella, darà il valore di  $C_x$ , in quanto è a questo uguale. Se  $C_x$  è molto maggiore di  $C'$ , si ricorre al metodo della capacità in serie (v. fig. 4). Alla risonanza con l'interruttore  $K$  aperto, vale la relazione:

$$\lambda = 1885 \sqrt{L' \frac{C_x C'_1}{C_x + C'_1}}$$

dove  $C'_1$  è il particolare valore della capacità di  $C'$ . Si chiuda ora  $K$ ,  $C'$  deve essere variato fino a stabilire di nuovo la risonanza e, in corrispondenza di questa, la sua capacità sia  $C'_2$ . Avremo allora:

$$\lambda = 1885 \sqrt{L' C'_2}$$

$C'_1$  e  $C'_2$  sono note perchè lette direttamente sulla scala di  $C'$  o ricavate da apposito diagramma di taratura. Si può quindi scrivere:

$$C'_2 = \frac{C_x C'_1}{C_x + C'_1}$$

ossia:

$$C_x = \frac{C'_1 C'_2}{C'_1 - C'_2}$$

Quando invece la  $C_x$  è molto maggiore della  $C'$ , è necessario ricorrere al metodo della capacità in parallelo che, come il precedente, è derivato dal metodo del confronto o di sostituzione. Lo schema cui si ricorre è quello della fig. 5. Si stabilisce flà risonanza con gli interruttori  $K$  e  $K'$  chiusi. Avremo:

$$\lambda = 1885 \sqrt{L (C'_1 + C_x)}$$

dove  $C'_1$  è la capacità assunta dal condensatore  $C'$  in corrispondenza di tale  $\lambda$ . Si aprano

poi  $K$  e  $K'$ . Si cerchi di nuovo la risonanza, in corrispondenza della quale si ha:

$$\lambda = 1885 \sqrt{L C'_2}$$

Sarà quindi in definitiva:

$$C'_2 = C'_1 + C_x$$

ossia:

$$C_x = C'_2 - C'_1$$

Ripetiamo che essendo  $L$  in [ $\mu H$ ],  $\lambda$  in [ $m$ ],  $C$  sarà in [ $\mu F$ ]. I tre metodi ora descritti pos-

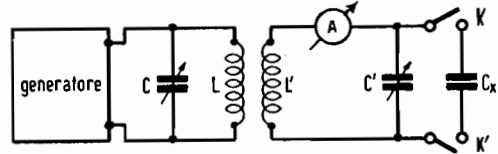


FIG. 5 - Disposizione dei vari componenti, per la misura della capacità secondo il metodo della capacità in parallelo.

sono effettuarsi anche con onde smorzate. In tale caso, in luogo del generatore, si porrà un rocchetto, come è visibile in fig. 6. Procedimenti particolari devono seguirsi nella misura della capacità di condensatori elettrolitici. La corrente alternata non può venire impiegata da sola, essendo questi condensatori polarizzati, ma è indispensabile sovrapporre a essa una componente continua destinata a impedire l'inversione del senso della corrente nel condensatore. Generalmente si opera con una frequenza dell'ordine massimo del centinaio di [ $Hz$ ]. Per quanto riguarda la misura delle capacità interelettrodiche di un tubo termoelettronico, rimandiamo alla voce corrispondente. La capacità statica di un aereo può misurarsi con un qualsiasi

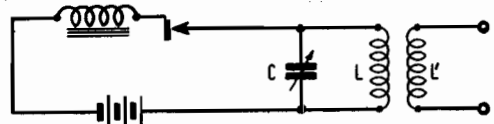


FIG. 6 - Disposizione per effettuare misure di capacità seguendo i principi di cui alle figg. 3, 4 e 5, utilizzando oscillazioni smorzate anzichè oscillazioni persistenti.

metodo dei precedenti esposti, considerando di operare con un condensatore di cui l'aereo costituisca un'armatura e il suolo l'altra armatura. Per misure correnti di laboratorio, non richiedenti eccessiva precisione si usano *capacimetri* analoghi agli ohmmetri per la misura delle resistenze. Mediante uno strumento per corrente alternata si misura la c.a. che attraversa il condensatore, la quale sarà in funzione della reattanza di questo e la reattanza, a sua volta, della capacità. General-

mente, la scala dello strumento è già tarata in unità di capacità.

**C., MISURA DELLE — INTERELETTRODICHE:** v. CAPACITÀ INTERELETTRODICHE DI UN TUBO TERMOELETTRONICO, b). || **NEUTRALIZZAZIONE DELLA — INTERELETTRODICA:** v. le voci NEUTRALIZZAZIONE e NEUTRODINA.

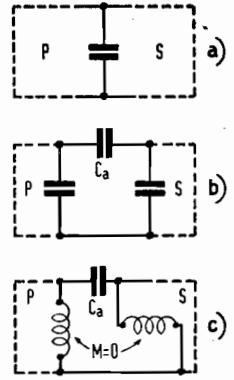
**CAPACITANZA.** Sinonimo di *reattanza capacitiva* o *reattanza faradica*; v. REATTANZA ELETTRICA, a), 2). L'uso di questa voce non è tuttavia ben definito, molto più che il termine anglosassone «capacitance», viene utilizzato con lo stesso significato di capacità = capacità.

**CAPACITIVA, REATTANZA** — : v. REATTANZA ELETTRICA, a), 2).

**CAPACITIVITÀ.** Sinonimo di *costante dielettrica assoluta*; v. COSTANTE DIELETTRICA, a) e b).

**CAPACITIVO, ACCOPIAMENTO** —. L'accoppiamento fra due circuiti elettrici dicesi *capacitivo*, quando l'energia da trasferire al secondario viene prelevata alle armature di un condensatore inserito nel circuito primario (*accoppiamento capacitivo diretto*) o quando

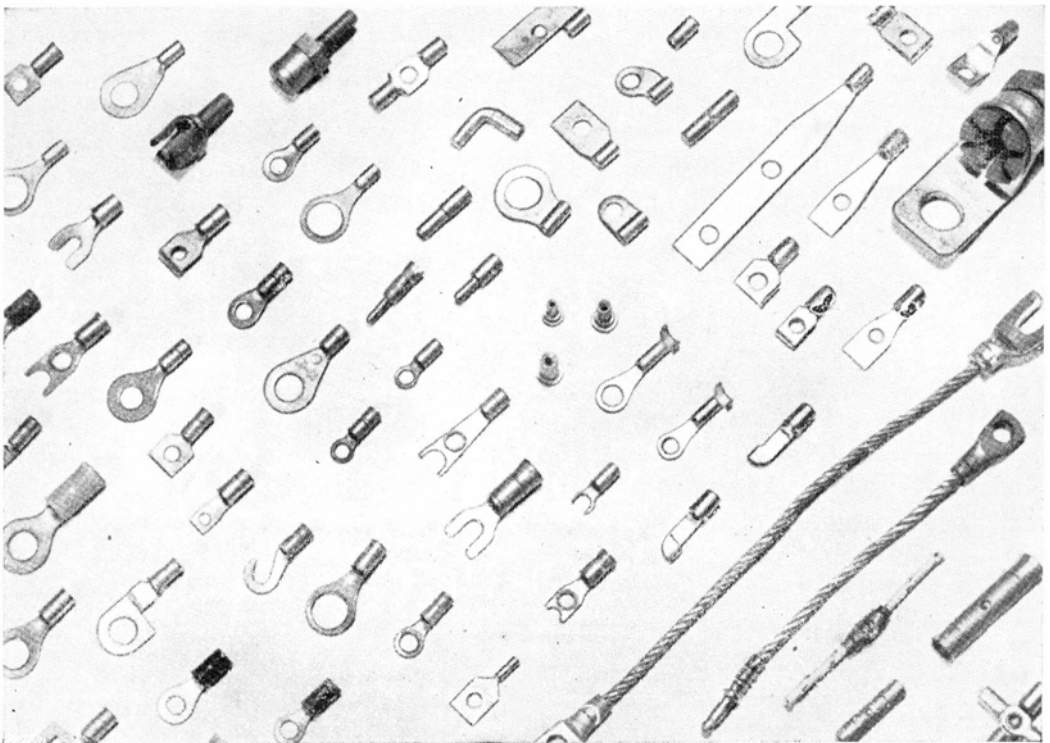
questa energia comunque prelevata, attraverso nel suo trasferimento dal circuito primario al circuito secondario, un condensatore all'uopo disposto, al quale viene dato il nome di *condensatore di accoppiamento*. La figura rappresenta in a) due circuiti accoppiati capacitivamente, mediante accoppiamento diretto, in b) e c) pure due circuiti ad accoppiamento capacitivo, questa volta, però indiretto.  $C_a$  è il condensatore di accoppiamento; v. CIRCUITI ACCOPIATI, d).



Accoppiamenti capacitivi: a) diretto; b) e c) indiretto.

**CAPOCORDA** : v. CAPOFILO.

**CAPOFILO.** Chiamasi *capofilo* una piastrina metallica opportunamente sagomata, per costituire il terminale di un conduttore, facilmente adattabile a qualsiasi tipo di serrafilo o a bulloncini con dado. Si hanno vari



Vari tipi di capifilo.

tipi di capifilo, ai quali si dà talvolta anche il nome di *capicorda* (sing. *capocorda*) e, precisamente, ad anello chiuso o aperto o a forcina, secondo le necessità. Da un lato portano un foro dove il conduttore va saldato, oppure un manicotto dove il conduttore viene introdotto, saldato e mantenuto saldamente, schiacciando con le pinze il manicotto. A volte questo manicotto è circondato da una ghiera isolante e il conduttore viene fissato per mezzo di una vite a pressione. I capifilo vengono generalmente costruiti in rame od ottone, poscia stagnati o nichelati. La figura rappresenta vari tipi di capifilo, chiamati talvolta anche *pagliette*.

Un procedimento razionale, per la protezione, l'isolamento e la legatura dei terminali di fili, cavi, ecc. è il *procedimento Hellermann*; esso si basa sull'impiego di uno speciale tipo di pinza, che consente di applicare al terminale, uno speciale manicotto di gomma, ciò che consente di dare al conduttore, laddove è adattato un capofilo, una particolare robustezza, unita a garanzie di isolamento e di estetica. I manicotti Hellermann sono talvolta contrassegnati con lettere, onde consentire la distinzione fra i vari terminali.

**CAPPELOTTO.** Nome generico della « presa » esterna per lo più alla sommità del bulbo di taluni tipi di tubi elettronici, facente generalmente capo alla griglia o all'anodo. Nei tubi riceventi di tipo americano, il cappello fa generalmente capo alla griglia e così pure nei moderni tubi europei, mentre i primi di questi, portavano in testa sempre la presa dell'anodo. Nei tubi trasmettenti di una certa potenza e nei raddrizzatori, per ragioni di isolamento, il cappello fa sempre capo all'anodo. Talvolta si hanno due cappellotti uno facente capo all'anodo, l'altro a una griglia (*tubo a corna*).

**CAPSULA.** || **C. DI CARICO EQUIVALENTE.** Quando in un impianto elettroacustico centralizzato, si desidera escludere un altoparlante senza però eliminare il carico a questo dovuto, per evitare squilibri, si impiega una *capsula di carico equivalente*, la quale consiste in un piccolo avvolgimento di filo, dotato di una certa resistenza e avvolto su un piccolo nucleo di ferro. Il valore delle impedenze di carico equivalente può oscillare secondo il valore del carico da equilibrare, da una decina a qualche centinaio di ohm. || **C. DI ESPLOSIONE** Effettuata la vuotatura di un tubo elettronico, per eliminare completamente i residui di gas che ancora possono rimanere nel bulbo, si fa esplodere nell'interno del tubo, mediante riscaldamento, una piccola quantità di magnesio che evapora facilmente e viene

a depositarsi sulle pareti dell'ampolla, trasformata in polvere finissima, che assorbe le molecole residue, generando vuoto spinto. Il magnesio viene posto all'atto di fabbricazione del tubo su di un dischetto metallico e viene trattenuto su di questo per mezzo di una reticella. L'insieme di questo dischetto, del magnesio e della reticella, prende il nome di *capsula di esplosione* o *pastiglia esplosiva*. Spesse volte al magnesio vengono mescolati altri metalli facilmente volatilizzabili, come l'alluminio, il bario, il cerio, ecc. La sostanza attiva della capsula di esplosione chiamasi, con termine inglese, *getter*. || **C. MICROFONICA.** Chiamasi correntemente *capsula microfonica* l'unità di un microfono, priva del suo involucro esterno, che può essere sistemata su di un supporto qualsiasi o dentro un adatto involucro, opportunamente predisposto, secondo le necessità dell'uso. Le capsule microfoniche sono generalmente del tipo a polvere di carbone (a variazione di resistenza) e sono largamente impiegate in telefonia e in piccoli impianti trasmettenti.

**CAPTAZIONE DELLE ONDE HERTZIANE.** a) **AEREO APERTO (ANTENNA).** Consideriamo, nello spazio, (fig. 1) una porzione *AB* di conduttore elettrico filiforme, immersa in un campo elettromagnetico e a distanza tale

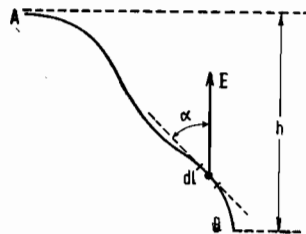


FIG. 1 - Studio della captazione di energia elettromagnetica da parte di un conduttore filiforme.

dal radiotrasmettitore per cui, per ogni suo punto, il vettore campo elettrico **E** possa considerarsi uguale in modulo, direzione e fase. Sia *dl* un elemento infinitesimo di tale porzione di conduttore. La d.d.p. *dV* indotta in esso per effetto del campo, è evidentemente:

$$[1] \quad dV = E dl \cos \alpha.$$

Integrando da *A* a *B*, si ha il potenziale *V*, indotto dal campo in tutto il tratto *AB* di conduttore:

$$V = E \int_A^B \cos \alpha dl;$$

ma è:

$$\int_A^B \cos \alpha dl = h,$$

da cui:

$$[2] \quad V = h E.$$

È però da osservare che su un aereo, sul quale si abbia formazione di onde stazionarie, la tensione non si distribuisce uniformemente, ma secondo un diagramma sinusoidale. La  $V$  avrà quindi un valore diverso da quello dato dalla [2], e varrà infatti:

$$[3] \quad V = h_e E,$$

dove  $h_e$  è l'altezza efficace, da taluni Autori chiamata anche *altezza equivalente*. La potenza captata dall'elemento  $d l$ , ossia la potenza sottratta allo spazio da tale elemento, essendo  $I$  la corrente che in questo si forma, per effetto della  $d V$ , sarà:

$$d P = I d V = I E \cos \alpha d l.$$

Integrando si ha:

$$P = E \int_A^B I \cos \alpha d l.$$

Se la  $I$  è distribuita uniformemente sul conduttore, avremo:

$$P = h E I$$

ossia, come del resto è evidente:

$$P = I V,$$

dove  $V$  è la grandezza data dalla relazione [2]. Ma questo caso si verifica solo raramente e, quando ci si trova, come di solito avviene, in presenza di onde stazionarie, la  $I$  deve essere sostituita dal valore  $I_m$ , ossia dalla corrente media. Il valore della  $I_m$  deve essere definito in funzione della corrente efficace  $I_e$ , la quale non è che la corrente misurata in un punto facilmente accessibile, fissato convenzionalmente, per esempio la base dell'antenna. La  $I_m$  è legata alla  $I_e$  dalla relazione:

$$I_m = k I_e.$$

La costante  $k$  viene facilmente determinata, conoscendo il diagramma di distribuzione della corrente sull'aereo, e considerando il punto in cui la  $I_e$  è stata convenzionalmente misurata. Malgrado le antenne riceventi si uniformino ai tipi classici di antenna solo in

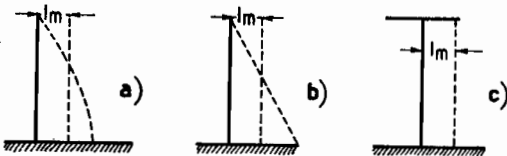


FIG. 2 - Diagrammi di distribuzione della corrente su aerei di differente altezza elettrica.

casi rari, faremo ora riferimento, a scopo esemplificativo, a schemi di antenne usate in trasmissione. Consideriamo, ad esempio, i tre casi rappresentati in fig. 2; in a) è un aereo

in quarto d'onda, la cui altezza geometrica coincide con l'altezza elettrica. Essendo:

$$I_m = \frac{2}{\pi} I_e = \frac{2}{\pi} I_{\max},$$

si ha facilmente:

$$k = \frac{2}{\pi}.$$

In b) è un aereo caricato con una induttanza alla base di valore tale da rendere lineare il diagramma di distribuzione della corrente. In questo caso si ha:

$$I_m = \frac{1}{2} I_{\max}, \quad k = \frac{1}{2}.$$

In c), invece, la considerevole capacità terminale, rende praticamente uniforme la distribuzione della corrente, per cui è  $k = 1$  (in realtà si può assumere  $k = 0,8 \div 0,9$ ). Avremo quindi in definitiva:

$$[4] \quad P = I_m V = h I_m E,$$

$$[5] \quad P = k h I_{\max} E.$$

La costante  $k$  chiamasi *fattore di forma* dell'aereo. Si ha, quindi, che l'altezza equivalente è data dal prodotto dell'altezza geometrica per il fattore di forma, ossia:

$$h_e = k h,$$

per cui la [5] diverrà:

$$[6] \quad P = h_e I_{\max} E.$$

La relazione ora scritta, in base alla [3], diviene:

$$P = I_{\max} V = I_e V.$$

Essendo  $E$  la caduta specifica di potenziale elettrico, espressa, ad esempio, in  $[\mu V/m]$  e  $h$  l'altezza geometrica in  $[m]$ , il prodotto  $h_e E$  sarà espresso in  $[\mu V]$ . Si può infine affermare che la potenza  $P$  sarà in  $[\mu W]$  essendo  $I_e$  ed  $E$  rispettivamente in  $[\mu A]$  e in  $[\mu V]$ . Poiché, indicando con  $R$  la resistenza complessiva dell'aereo, si ha:

$$I_e = \frac{h_e E}{R},$$

dalla [6] avremo:

$$[7] \quad P = \frac{h_e^2 E^2}{R}.$$

Ma  $R$  è data da:

$$R = R_r + R_p + R_c,$$

essendo  $R_r$  la resistenza di irradiazione,  $R_p$  la resistenza di perdita e  $R_c$  la resistenza del carico; la [7] diverrà così:

$$P = \frac{h_e^2 E^2}{R_r + R_p + R_c}.$$

La massima energia captata si ha per  $R_p$  praticamente nulla e per:

$$R_r = R_c$$

(v. ADATTAMENTO DEL CARICO). Sarà allora:

$$P = \frac{h_e^2 E^2}{2 R_r}$$

Tenendo conto che la metà di questa energia viene reirradiata, andando a modificare la distribuzione del campo nelle vicinanze dell'antenna, avremo in definitiva che la potenza utile sarà:

$$P_u = \frac{h_e^2 E^2}{4 R_r^2}$$

Nella nostra esposizione, abbiamo considerato nulla la reattanza, essendo questa condizione necessaria, perchè la potenza captata sia massima. In queste condizioni, il rendimento dell'antenna ricevente è del 50%. Data un'antenna semplice e di alto rendimento (reattanza nulla,  $R_p = 0$ ;  $R_r = R_c$ ), la cui altezza sia al massimo  $\lambda/2$ , la potenza utile di ricezione, tende a essere indipendente da  $h$ , essendo la f.e.m. captata, proporzionale a questo parametro, mentre la  $R_r$  è proporzionale a  $h^2$ . Inoltre, detta potenza decresce con la frequenza  $f$ , non dipendendo da  $f$  la f.e.m. indotta, mentre  $R_r$  è proporzionale a  $f^2$ . Si tenga pure presente che, allungando un'antenna ricevente,  $R_i$  cresce più rapidamente della  $R_p$ . Di conseguenza, quando il conduttore impiegato per un aereo ricevente è caratterizzato da perdite non trascurabili, conviene allungarlo, tenendo tuttavia presente, che l'allungamento oltre il valore  $\lambda/2$ , determina l'acquisizione di proprietà direttive, che possono, come non possono, essere favorevoli alla ricezione.

b) *AEREO CHIUSO (TELAIO)*. Abbiamo visto al paragrafo precedente, come l'aereo aperto capti energia, sfruttando la componente forza elettrica di campo  $\mathbf{E}$ , del c.e.m. L'aereo chiuso, invece, ne sfrutta la componente forza magnetica di campo  $\mathbf{H}$ . Analizziamo due casi differenti.

1) *Telaio caratterizzato da dimensioni geometriche trascurabili, nei confronti della lunghezza d'onda  $\lambda$  del segnale captato*. Se la superficie di telaio, costituito da  $n$  spire, è  $A$ , per la legge di Neumann, si può scrivere:

$$[8] \quad v = - \frac{d \Phi_B}{d t} = - n A \mu_0 \frac{d H}{d t} \cos \alpha,$$

essendo  $\mu_0$  la permeabilità magnetica del vuoto (e praticamente anche dell'aria) e  $\alpha$  l'angolo formato dal piano del telaio (verti-

cale), con la direzione di propagazione del segnale. Essendo:

$$H = H_{\max} \cos \omega t,$$

dove  $\omega$  è la pulsazione che caratterizza il segnale captato, si ha:

$$[9] \quad v = n A \mu_0 \cos \alpha \omega H_{\max} \sin \omega t.$$

Ma è:

$$\omega = 2 \pi \frac{c}{\lambda},$$

essendo  $c$  la velocità di propagazione del segnale e  $\lambda$  la lunghezza d'onda.

Inoltre è:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}},$$

dove  $\epsilon_0$  è la costante dielettrica assoluta del vuoto, e anche:

$$c \mu_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \rho_0 = 377, \quad [\Omega]$$

relazione questa che esprime l'impedenza caratteristica del vuoto. Se ora si introduce l'altezza efficace del telaio:

$$h_t = \frac{2 \pi n A}{\lambda},$$

la [9] acquista la forma:

$$[10] \quad v = 377 h_t \cos \alpha H_{\max} \sin \omega t,$$

da cui, facendo riferimento ai valori efficaci:

$$[11] \quad V = 377 h_t H \cos \alpha, \quad [V]$$

relazione in cui  $h_t$  è in [m] e  $H$  in [A/m]. Analizzando la [11], è chiaro come la  $V$  sia massima per  $\alpha = 0$ , ossia, quando la direzione del piano del telaio coincide con la direzione di propagazione del segnale. Per  $\alpha = 90^\circ$ , ossia, con il telaio ortogonale al raggio di propagazione, la ricezione è minima (teoricamente nulla). Il telaio costituisce quindi un sistema di ricezione unidirezionale a doppio senso (e non bidirezionale, come impropriamente si suole dire), per cui esso è caratterizzato da diagramma di ricezione a « 8 », ciò che è giustificato da evidenti ragioni di simmetria.

2) *Telaio caratterizzato da dimensioni geometriche non trascurabili, nei confronti della lun-*

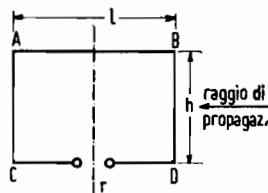


FIG. 3 - Telaio ricevente.

ghezza d'onda  $\lambda$  del segnale captato. Si consideri, per semplicità  $n = 1$  e facendo riferimento alla fig. 3, si immagini di usare, per la ricezione, un aereo aperto alto  $h$  e di direzione  $r$ . Detto aereo, per la [10] (che vale naturalmente anche per un aereo aperto, purchè si sostituisca l'altezza effettiva all'altezza efficace), fornisce la tensione istantanea di ricezione:

$$v = 377 h H_{\max} \sin \omega t.$$

Indicando con  $l$  la larghezza del telaio, le tensioni istantanee captate dai lati  $AC$  e  $BD$  saranno, rispettivamente:

$$v_{AC} = 377 h H_{\max} \sin \left( \omega t - 2 \pi \frac{l \cos \alpha}{2 \lambda} \right)$$

e

$$v_{BD} = 377 h H_{\max} \sin \left( \omega t + 2 \pi \frac{l \cos \alpha}{2 \lambda} \right).$$

La f.e.m. risultante (essendo nullo l'apporto complessivo dei due lati  $AB$  e  $CD$ ), è:

$$[12] \quad v = 754 h H_{\max} \cos \frac{\pi l \cos \alpha}{\lambda} \sin \omega t.$$

È evidente che si ricade nel caso precedentemente considerato, quando è:

$$l \ll \lambda.$$

3) *Coefficiente di efficacia di un aereo a telaio e osservazioni.* Se un telaio è caratterizzato dalla resistenza  $R$  e dalla induttanza  $L$ , è necessaria una capacità  $C$  per ottenere la risonanza, in corrispondenza della pulsazione  $\omega$ . Se  $V$  è l'ampiezza della f.e.m. indotta, nel caso della risonanza, la tensione ai terminali del condensatore  $C$  (in parallelo sull'uscita del telaio), vale:

$$V_c = \frac{V}{\omega C R} = \frac{V}{R} \omega L,$$

da cui, per la [11] assegnando ad  $h_t$  il suo valore e introducendo la velocità  $c$ :

$$V_c = 377 \frac{\omega^2 L n A}{c R} H \cos \alpha \quad [V],$$

essendo  $L$  in [H],  $A$  in [m<sup>2</sup>],  $c$  in [m/s:c],  $R$  in [ $\Omega$ ] e  $H$  in [A/m]. Il fattore:

$$k_a = \frac{L n A}{R},$$

si chiama *coefficiente di efficacia*.

Dalle relazioni ottenute, è evidente come l'aver introdotto il fattore altezza efficace, consente di riguardare l'aereo chiuso come un qualsiasi aereo aperto. Si osservi anche che il noto legame fra i valori di  $H$  e di  $E$ , consente di ottenere le espressioni relative

alla f.e.m. fornita da un telaio, partendo dalla forza elettrica di campo, così come, nel caso dell'aereo aperto, si può partire dalla forza magnetica di campo.

**CARATTERISTICA:**  $v$ . le voci derivate da CURVA e CURVA CARATTERISTICA. || **RIVELAZIONE PER --- ANODICA O DI PLACCA:**  $v$ . RIVELAZIONE, b), 3). || **RIVELAZIONE PER --- DI GRIGLIA:**  $v$ . RIVELAZIONE, b), 3).

**CARBONE DI STORTA** [chimica industriale]. Nella distillazione del carbone fossile, minuscole particelle di carbone vengono trasportate dalle sostanze volatili e depositate nella parte superiore della storta, formando, dopo un certo tempo, una massa grigionerastra, assai compatta, dall'aspetto quasi metallico. È questo il così detto *carbone di storta*, impiegato per la fabbricazione di elettrodi per alcuni tipi di pile, per lampade ad arco, spazzole per macchine elettriche, nella costruzione di forni elettrici, ecc. Il carbone di storta è caratterizzato da una resistenza specifica di  $50 \div 100 \mu\Omega\text{m}$ , mentre il lavoro di estrazione è di  $4,1 V_e$ .

**CARBONIZZAZIONE.** || **C. DEI CATODI.** La superficie attiva dei catodi di tungsteno toriato, viene spesso *carbonizzata*, convertendo il tungsteno che appare in superficie, determinando il formarsi di uno strato di carbonato di tungsteno ( $W_2C$ ). Di conseguenza, si ha una diminuzione della evaporazione del torio e una riduzione della disgregazione della superficie attiva, da parte dell'eventuale bombardamento dovuto a ioni positivi. || **C. DEI PALI:**  $v$ . PALI.

**CARBORUNDUM** [chimica industriale]. Composto artificiale di carbonio e silicio. Si produce industrialmente in forni elettrici a resistenza, cuocendo per oltre 30 ore coke e sabbia silicea, a una temperatura che si aggira sui 2000° centigradi. È assai duro e raggiunge quasi il 10° posto nella scala di Mohs. È di colore nero-grigio. Viene impiegato in radiotecnica per costruire resistori e come rivelatore. La fig. 1 rappresenta la caratteristica di rivelazione del carborundum. Come si vede chiaramente da tale diagramma, per poter far lavorare il rivelatore nel tratto rettilineo della sua caratteristica e ottenere, quindi, non solo rendimento migliore, ma anche fedeltà, è indispensabile ricorrere a una tensione costante di polarizzazione, che

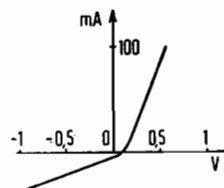


FIG. 1 - Caratteristica di rivelazione del carborundum.

può essere fornita da una piletta a secco. Il carborundum funziona da rivelatore in contatto con acciaio. Il contatto carborundum-acciaio deve essere ottimo e ben pressato. In fig. 2, è rappresentato il circuito di un radioricevi-

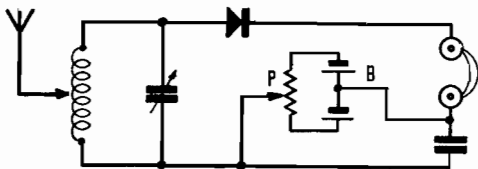


Fig. 2 - Circuito di un radioricevitore a carborundum.

tore con rivelatore a carborundum. La batteria B fornisce la tensione di polarizzazione, il cui valore e la cui giusta polarità vengono regolati per mezzo del potenziometro P. Il carborundum presenta la resistenza specifica di cui alla TABELLA V.

TABELLA V. — VALORI DELLA RESISTIVITÀ DEL CARBORUNDUM PER DIFFERENTI TEMPERATURE.

a 25 °C .....	107 Ωcm
a 1.000 °C .....	4 Ωcm
a 1.500 °C .....	1,6 Ωcm

**CARCASSA** [elettrotecnica]. Nome generico che viene dato alla massa metallica formante il nucleo di una macchina elettrica, quando questa è priva dei suoi avvolgimenti.

**CARDIOIDE.** Consideriamo due diagrammi polari rappresentanti nel piano le caratteristiche direttive di due sistemi, uno irradiante o captante energia egualmente in tutte le direzioni e secondo tutti i sensi e l'altro irradiante o captante energia solamente in una

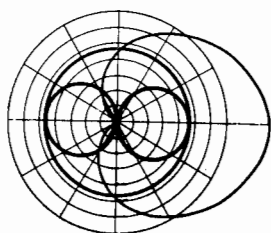


Diagramma a cardioide, derivato da due diagrammi, uno omnidirezionale e omniverso e, l'altro, unidirezionale a due sensi.

direzione ben definita e indifferentemente nei due sensi. Il primo diagramma sarà evidentemente una circonferenza (v. figura), il secondo avrà la forma di otto. Supponiamo inoltre, che il secondo diagramma abbia i due valori massimi uguali al valore che il primo diagramma assume in ogni direzione

e sovrapponiamo i due diagrammi. Si ammetta ora che gli effetti dei due sistemi siano tali da sommarsi in un senso e da sottrarsi nell'altro senso. Il diagramma risultante dai due sarà quello rappresentato in figura che, data la sua forma somigliante a quella del cuore, prende il nome di *cardioide* o di *diagramma cardiolare*.

**CAREY-FOSTER, PONTE DI** — È destinato alla misura delle perdite nei condensatori; v. PERDITE IN UN CONDENSATORE, b).

**CARICA. || C. APPARENTE:** v. CARICA ELETTRICA. || **C. DELL'ELETTRONE** [fisica]. La carica elettrica dell'elettrone venne determinata con opportune considerazioni, in base alla legge di Faraday in un primo tempo e, in seguito da Millikan mediante un originale metodo detto della *goccia equilibrata*. Il valore più attendibile è:

$$\begin{aligned} &(4,8025 \pm 10) \cdot 10^{-10} \text{ unità (C.G.S.)}_{es}, \\ &(1,60203 \pm 34) \cdot 10^{-20} \text{ unità (C.G.S.)}_{em}, \\ &(1,60203 \pm 34) \cdot 10^{-19} \text{ unità Giorgi [C]}. \end{aligned}$$

**C. DI UN ACCUMULATORE** [elettrochimica]: v. ACCUMULATORE || **C. DI UN CONDENSATORE:** v. CONDENSATORE, CARICA e SCARICA DI UN —.

**C. ELETTRICA.** Si dice che un corpo possiede una *carica elettrica* quando esso è elettrizzato (v. ELETRIZZAZIONE), e tale carica è positiva o negativa, dipendentemente dall'essere concorde alla carica del vetro strofinato o a questa opposta. Il valore della carica elettrica, cui si dà anche il nome di *quantità di elettricità*, viene misurato in *unità di carica elettrica*. Nel sistema (C.G.S.)<sub>es</sub> tale unità è stata stabilita partendo dalla legge di Coulomb e ponendo convenzionalmente nel vuoto (e praticamente anche nell'aria) il valore della costante dielettrica assoluta uguale a uno. Sarà così unitaria quella carica che, posta alla distanza di 1 cm da una carica identica in valore e segno, la respinga con la forza di una dina. Le dimensioni sono state desunte seguendo la via medesima, per cui, indicando la carica con *q* verremo ad avere per questa le dimensioni:

$$[q]_{es} = \left[ L^{\frac{3}{2}} M^{\frac{1}{2}} T^{-1} \epsilon^{\frac{1}{2}} \right].$$

Come è noto, in base ai fenomeni elettromagnetici, è possibile esprimere le grandezze elettriche anche nei sistemi elettromagnetici. Nel sistema (C.G.S.)<sub>em</sub> definiamo così l'*unità assoluta elettromagnetica di carica elettrica*. Sempre nel medesimo sistema le dimensioni della carica elettrica sono:

$$[q]_{em} = \left[ L^{\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} \mu^{\frac{1}{2}} \right].$$



Il rapporto fra l'unità elettromagnetica e l'unità elettrostatica è, come è noto,  $c$ , ossia la velocità della luce in [cm/sec]. L'unità pratica di carica elettrica è il *coulomb* [C] uguale a un decimo dell'unità (C.G.S.)<sub>em</sub>. Il coulomb, come unità di carica, è stato confermato pure nel sistema Giorgi; *v.* a proposito, anche la voce COULOMB. Secondo Giorgi, le dimensioni della carica elettrica sono:

$$[q]_G = [T I].$$

L'elettrofisica moderna distingue ulteriormente e dice che un corpo possiede una *carica elettrica «vera»*  $\pm q$  se la divergenza totale del vettore induzione elettrica  $\mathbf{D}$  è uguale a  $\pm q$ . Ossia, in valore e segno:

$$[I] \quad \Psi_D = q. \quad [C]$$

Dunque le sorgenti del vettore  $\mathbf{D}$  sono sede di cariche elettriche «vere», la cui densità di volume è misurata punto per punto da:

$$[2] \quad \text{div } \mathbf{D} = \rho. \quad [C/m^3]$$

La [1] è l'espressione del noto teorema di Gauss che nella nuova metrologia diventa la definizione delle cariche elettriche «vere».

Come si vede, quantità di elettrizzazione (che si identifica come la «sorgente» del flusso) e quantità di elettricità sono due grandezze omogenee, ma mentre la prima si arresta accumulandosi sui conduttori, la seconda, invece, fluisce nei circuiti chiusi sotto forma di corrente elettrica nei conduttori e di corrente di spostamento nei dielettrici.

Se si escludono fenomeni di elettrizzazione (vera) derivanti dallo strofinio, nei dielettrici non possono esservi cariche elettriche «vere»; in ogni punto è:

$$\text{div } \mathbf{D} = 0.$$

Ma in tali corpi è possibile distinguere un ente fisico ossia una quantità di elettrizzazione o *carica elettrica «libera»* o «*apparente»* o «*di polarizzazione»* se consideriamo il vettore  $\mathbf{E}$  in luogo di  $\mathbf{D}$ . Precisamente possiamo dire che in un certo volume esiste la carica elettrica «libera»  $\pm q_E$  se la divergenza totale del vettore  $\mathbf{E}$  è uguale a  $\pm q_E$ . Ossia, in valore e segno:

$$[3] \quad \Psi_E = q_E. \quad [Vm]$$

Dunque le sorgenti del vettore  $\mathbf{E}$  sono sede di cariche elettriche «libere», dette anche *poli elettrici «liberi»*, la cui densità di volume è data da:

$$[4] \quad \text{div } \mathbf{E} = \rho_E. \quad [V/m^2]$$

La [3] è l'espressione del teorema di Gauss che qui diventa la definizione delle cariche elettriche «libere».

In generale le cariche di polarizzazione, di cui si può provare l'esistenza, che si manife-

stano nei dielettrici sotto l'azione di una forza elettrica di campo, scompaiono al cessare della causa.

In particolari condizioni si è notata una permanenza di tali cariche, cioè la esistenza di punti di divergenza del vettore  $\mathbf{E}$  anche dopo l'annullamento del campo esterno. È questo il fenomeno dell'ELETTRETE.

**C. ELETTERICA IN MOTO** : *v.* CORRENTE DI CONVEZIONE. || **C. e SCARICA DI UN CONDENSATORE** : *v.* CONDENSATORE, CARICA e SCARICA DI UN —. || **C. LIBERA** : *v.* CARICA ELETTICA. || **C. MAGNETICA**. Si dice che un corpo possiede una certa *carica magnetica*, quando esso è magnetizzato (*v.* MAGNETIZZAZIONE). La carica magnetica viene talvolta chiamata *quantità di magnetismo*, o *massa magnetica*. Queste denominazioni, la cui proprietà è alquanto discutibile, ci fanno quasi pensare a un «ente magnetico reale», distribuito sul corpo che possiede proprietà magnetiche. Poiché il magnetismo è un'entità astratta, è appropriata, in riferimento a una carica puntiforme, la denominazione di *polo magnetico*. Per maggiori chiarimenti, *v.* le voci POLO MAGNETICO EFFICACE e POLO MAGNETICO LIBERO.

|| **C. RESIDUA DI UN CONDENSATORE** : *v.* SCARICHE SUCCESSIVE o SUSSEGUENTI DI UN CONDENSATORE. || **C. SPAZIALE**. Quando in un tubo termoelettronico, la tensione positiva applicata all'anodo è inferiore al potenziale di saturazione, per quella determinata temperatura del catodo, non tutti gli elettroni da questo emessi raggiungono la placca. Abbiamo allora che gli elettroni non attratti vengono ad arrestarsi nell'intervallo catodo-anodo, costituendo una nuvola elettronica carica negativamente. Questa carica prende il nome di *carica spaziale*. Sul catodo si avrà così carenza di elettroni e questo sarà allora positivo, rispetto alla carica spaziale. Buona parte degli elettroni costituenti la carica spaziale ricadranno sul catodo, finché si formerà un certo stato di equilibrio, per cui la carica spaziale costituirà come una piccola ghiera circondante il catodo, variando quindi le dimensioni elettriche di questo e determinando il cosiddetto CATODO VIRTUALE (*v.*). Raggiungendo il potenziale di saturazione la carica spaziale scompare. || **C. SPAZIALE, CORRENTE DI — —** : *v.* CORRENTE DI CARICA SPAZIALE. || **C. SPAZIALE, COSTANTE DI — —**. Così chiamasi talvolta la costante che compare nella relazione esprime la legge di Langmuir-Child; *v.* LANGMUIR-CHILD, LEGGE DI —, a). || **C. SPAZIALE, GRIGLIA DI — —**. Non è altro che la griglia ausiliaria di un tetrodo a griglia di campo, ossia la griglia che trova posto fra il catodo e la griglia di controllo; *v.* TETRODO, b). || **C. SPAZIALE, LEGGE DI — —**. Sinonimo di

legge di Langmuir-Child; v. LANGMUIR-CHILD, LEGGE DI —.

**C. SPECIFICA DELL'ELETTRONE.** [fisica]. È il rapporto fra la carica dell'elettrone e la sua massa:

$$\frac{(1,60203 \pm 34) 10^{-19}}{0,9106 \cdot 10^{-27}} = (1,7592 \pm 5) 10^7 \text{ un. (C.G.S.)}_{em}$$

$$\frac{(4,8025 \pm 10) 10^{-10}}{0,9106 \cdot 10^{-27}} = (5,2736 \pm 15) 10^{17} \text{ un. (C.G.S.)}_{es}$$

$$\frac{(1,60203 \pm 34) 10^{-19}}{0,9106 \cdot 10^{-27}} = (1,7592 \pm 5) 10^8 \text{ C/g.}$$

La carica specifica dell'elettrone, si chiama anche *rapporto caratteristico dell'elettrone*.

**C. VERA:** v. CARICA ELETTRICA.

**CARICATORE.** Chiamasi *caricatore* un dispositivo atto a fornire l'energia elettrica sufficiente e adatta alla carica di accumulatori elettrici. Un caricatore si riduce a un semplice reostato e a un amperometro, nel caso che l'energia venga prelevata dalla rete di distribuzione a corrente continua. Con un cercapoli si determinerà la polarità; il polo positivo della rete verrà collegato al polo positivo della batteria, il negativo al negativo. Il reostato inserito consentirà di portare il regime di carica al giusto valore e l'amperometro di effettuare la lettura del valore della corrente. Nel caso in cui la rete sia a corrente alternata, è necessario ricorrere a un raddrizzatore che può essere un tubo termoionico, generalmente del tipo a gas o un raddrizzatore a ossido, a vibratore, oppure a una cellula elettrolitica. Un raddrizzatore a cellula elettrolitica è di facile costruzione e consiste in due elettrodi, uno di piombo e uno di alluminio, immersi in un recipiente isolante, contenente una soluzione satura di borace. Attualmente, per piccoli e medi accumulatori, si impiegano correntemente raddrizzatori metallici a ossido. Per accumulatori di grande e media mole si impiegano dinamo azionate da un motore per lo più elettrico, o raddrizzatori elettronici a gas. Impiegando la dinamo, per evitare che, nel caso accidentale in cui la corrente discenda al di sotto di un certo valore, l'accumulatore si scarichi sulla medesima, si ricorre a un interruttore di minima che la esclude quando questa perde velocità.

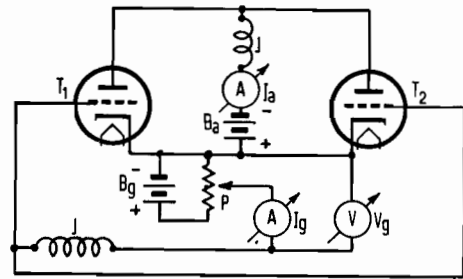
**CARICO.** Dicesi che a una certa apparecchiatura capace di fornire energia elettrica o per generazione o per trasformazione, è applicato un *carico*, quando a detta apparecchiatura è applicato un sistema utilizzatore

dell'energia erogata. Secondo la natura del sistema utilizzatore, il carico sarà *ohmico*, se presenta resistenza puramente ohmica, oppure se, essendo alternata e di pulsazione  $\omega$  la corrente in esso, questa è in risonanza per tale pulsazione. Sarà *reattivo* se presenta al passaggio della c.a. una certa reattanza. Secondo la natura di questa reattanza, il carico sarà *capacitivo* (o *faradico*) o *induttivo*. La resistenza e la reattanza presentate da un carico qualsiasi, si chiamano correntemente *resistenza di carico e reattanza di carico*. || **C. AMMISSIBILE DI UN RESISTORE.** Il carico di un resistore in watt, viene dato dal prodotto della corrente che lo percorre in ampere per la tensione ai terminali in volt. Per ogni resistore, la Casa costruttrice dà un valore ammissibile del carico in watt, ossia, il valore massimo che la menzionata potenza può raggiungere. Se tale valore viene sorpassato, il resistore si può riscaldare fortemente e bruciare. È conveniente lasciare un buon margine, almeno del 25%, sul valore limite assegnato dalla Casa costruttrice, specialmente se vi è possibilità di sovraccarichi accidentali, sia pure per breve tempo. Se più resistori sono disposti in serie o in parallelo, mediante la legge di Ohm per porzioni di circuito, si determina nel primo caso la c.d.p. ai terminali di ciascuno di essi e, nel secondo, la corrente in ogni singolo resistore. Questi fattori ci permettono di determinare subito per ogni elemento, il carico corrispondente. || **C. ARTIFICIALE.** Si chiama *carico artificiale* di un determinato sistema generatore, un carico che viene a esso applicato, in sostituzione del carico di normale funzionamento, in sede di collaudo o per la esecuzione di misure. Il carico artificiale, naturalmente, deve presentare caratteristiche elettriche identiche a quelle del carico normale, affinché differenti condizioni di adattamento, non determinino perturbazioni nello svolgimento delle operazioni di collaudo o nella esecuzione delle misure. In radiotecnica, è assai diffuso l'impiego di carichi artificiali per la messa a punto di radiotrasmettitori e per il loro collaudo. Come è noto, in corrispondenza della frequenza di funzionamento di un determinato trasmettitore, l'antenna che da questo deve essere eccitata, presenta, nel caso generale, una certa impedenza che, annullando la reattanza induttiva o capacitiva, concentrando opportunamente capacità o induttanze, si ridurrà alla pura resistenza, definita dalla somma di due componenti: la resistenza effettiva dell'antenna e la resistenza di irradiazione. Mentre nell'antenna vera e propria si cerca di rendere massima la resistenza di irradiazione e minima la resistenza effettiva, affinché l'energia somministrata all'antenna venga quasi integral-

mente irradiata, nel carico artificiale (*antenna fittizia*) si renderà massima la resistenza effettiva e minima la resistenza di irradiazione, in modo che, tutta l'energia a esso somministrata, venga dissipata sotto forma di energia termica e, talvolta, anche sotto forma di energia luminosa, come nel caso in cui il carico artificiale sia costituito da lampade. Sebbene l'affidare l'energia fornita da un radiotrasmettitore a sistemi di lampade, impiegate come carico artificiale, sia stato assai in uso in passato, oggi questo sistema non è più seguito, essendo difficile ottenere lampade caratterizzate da resistenza indipendente dalla temperatura del filamento e, quindi, indipendente dalla potenza erogata dal trasmettitore sotto controllo (*v. COEFFICIENTE DI TEMPERATURA DELLA RESISTENZA*). Oggi si usano sistemi costituiti da resistori costruiti in base a opportuni accorgimenti, in modo da renderne praticamente nulle le componenti reattive (immaginarie), ossia, in modo da rendere il valore della impedenza degli stessi, praticamente coincidente con la loro resistenza, entro tutto l'intervallo di frequenza in cui il carico artificiale deve essere impiegato. Quando si costruiscono carichi artificiali, destinati a funzionare in corrispondenza di potenze elevate, si usano resistori opportunamente refrigerati, in modo da smaltire con una certa rapidità il calore sviluppato e da rendere minime le variazioni di carico, determinate da variazioni della resistenza in funzione della temperatura. || **C. CAPACITIVO o FARADICO** : *v. CARICO*. || **C. DI UN RESISTORE** : *v. CARICO AMMISSIBILE I I UN RESISTORE*. || **C. FITTIZIO**. Si abbia un circuito elettrico qualsiasi e ci si trovi nella necessità di dovere escludere parte di questo. Sia pure necessario che tale esclusione non squilibri minimamente la parte rimanente del circuito e che i parametri elettrici in questo misurabili, non risentano per nulla del cambiamento avvenuto. Occorrerà allora sostituire la parte di circuito eliminata con un altro sistema presentante identiche caratteristiche elettriche. Il nuovo carico che viene inserito fra i punti limitanti la parte del circuito esclusa, chiamasi *carico fittizio*. Ricordiamo il *carico fittizio tipo*, ossia il carico fittizio le cui caratteristiche sono state fissate dal Comitato di Normalizzazione della I.R.E., per prove sui radiorecettori per radiodiffusione. Consiste, questo, in una resistenza pura, uguale in valore all'impedenza dell'altoparlante, alla frequenza di 400 Hz. Se fra l'altoparlante e il ricevitore, esiste un trasformatore di uscita, questo si considera parte integrale del ricevitore e non dell'altoparlante. || **C. e SCARICO, REGISTRO DI** —: *v. LEGISLAZIONE e REGOLAMENTI, a*). || **C. INDUTTIVO**: *v. CARICO* || **C. OHMICO**: *v. CARICO*.

**CARNAUBA, CERA** — [*chimica*]. È una cera vegetale ricavata dalla *Carypha cerifera* o *palma della cera*, che cresce nel Sud America. Fonde a 85°C e si mescola con paraffina, la quale invece ha la sua temperatura di fusione attorno ai 54°C, appunto per aumentarne il punto di fusione, questo però a scapito delle proprietà isolanti, essendo la cera carnauba un buon dielettrico, ma non ottimo come la paraffina.

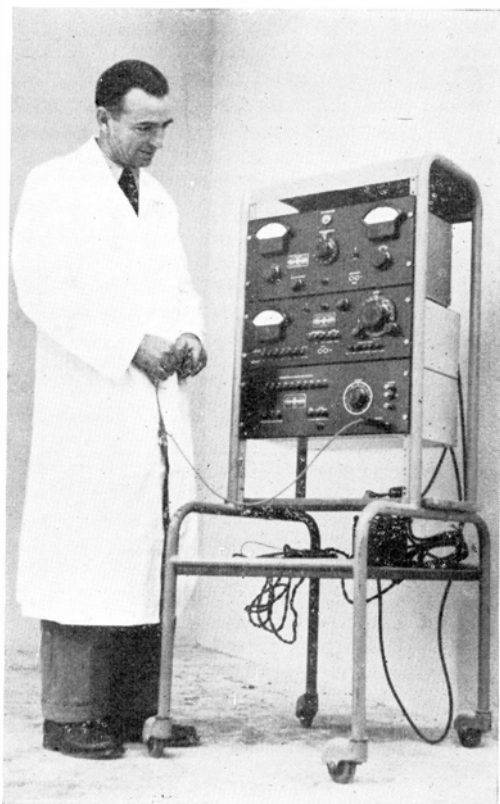
**CARRARA-KOZANOWSKY, CIRCUITO** —. È un circuito utilizzante due triodi per la generazione di correnti oscillanti ad altissima frequenza, secondo il principio del campo frenante. È rappresentato schematicamente in figura.  $T_1$  e  $T_2$  sono due triodi in parallelo;  $P$  è un potenziometro che per-



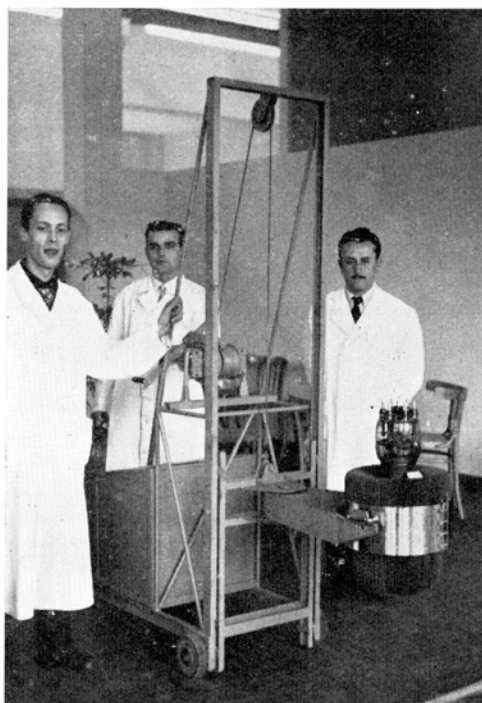
Circuito Carrara-Kozanowsky.

mette di variare la tensione positiva di griglia, fornita dalla batteria  $B_g$ . Tale tensione viene letta su  $V_g$  e la corrente di griglia su  $I_g$ . Su  $I_a$  leggiamo invece la corrente anodica fornita dalla batteria  $B_a$ . Infine  $J$  sono impedenze per RF. Col tubo UX122 si ottennero, con questo circuito, frequenze dell'ordine di 600 MHz, pari a lunghezza d'onda di 50 cm.

**CARRELLO**. || **C. DI FREQUENZA**. Nei radiotrasmettitori destinati a funzionare su diverse frequenze, fra i vari sistemi seguiti per ottenere il celere passaggio da una frequenza di lavoro a un'altra, vi è quello di utilizzare circuiti oscillatori intercambiabili, montati su carrelli facilmente sostituibili, chiamati *carrelli di frequenza*; *v. PLURIGAMMA, RADIOTRASMETTITORE* —. || **C. PORTA-APPARECCHIATURE**. È uno speciale telaio, munito di ruote a snodo, sul quale vengono montate apparecchiature varie, di controllo e di misura, onde rendere agevole il trasporto e l'uso delle stesse. Un carrello del genere è illustrato in figura. || **C. PORTA-VALVOLE**. È un carrello destinato al trasporto, alla posa in opera e alla rimozione di tubi termoelettronici di grande potenza che, a causa del loro peso assai elevato, non potrebbero essere maneggiati agevolmente. In figura, è illustrato un carrello portavalvo-



Carrello porta-apparecchiature.



Carrello porta-valvole.

le, sorreggente un triodo 895 R. È evidente il sistema destinato, mediante un piccolo argano, a sollevare il tubo.

**CARTA** [chimica industriale]. È ottenuta impastando sostanze fibrose, prevalentemente vegetali; viene impiegata in elettrotecnica come isolante. Determinati accorgimenti si seguono nella fabbricazione della carta destinata a tale uso, evitando particolarmente quelle operazioni in cui intervengono reagenti chimici. I cascami di cotone sono un ottimo componente base nella fabbricazione di carte isolanti, specie per quelle destinate alla fab-

bricazione di condensatori. Deve pure essere combattuta l'igroscopicità della carta isolante, sia nel processo di fabbricazione sia con trattamenti postumi, come la paraffinatura, la bachelizzazione e la sterlingatura, dando luogo alle carte paraffinate, bachelizzate e sterlingate, le quali presentano ottime qualità meccaniche e isolanti. Per la bachelizzazione, si impiega una soluzione di bachelite allo stato A, disciolta in alcool. Dopo il trattamento, la carta bachelizzata viene posta in forni speciali, dove la bachelite A si trasforma in bachelite C. La sterlingatura si ottiene mediante vernice sterling, la quale è a base di olio di lino. Le principali caratteristiche elettriche della carta isolante sono raccolte nella TABELLA VI.

TABELLA VI - CARATTERISTICHE FISICHE DI VARI TIPI DI CARTA.

Tipo di carta	Costante dielettrica relativa ( $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$ )	Resistività di volume [M $\Omega$ cm <sup>2</sup> /cm]	Rigidità dielettrica [kV/cm]
carta secca .....	1,6 ÷ 2,6	10 <sup>8</sup> ÷ 10 <sup>9</sup>	60 ÷ 110
carta bachelizzata .....	5	10 <sup>4</sup> ÷ 10 <sup>7</sup>	50 ÷ 150
carta paraffinata .....	2,5 ÷ 4	10 <sup>10</sup>	400 ÷ 500

Per quanto riguarda i tipi di carta di medio spessore impiegati nell'arredamento, il coefficiente di riduzione acustica ha i valori ripor-

TABELLA VII

COEFFICIENTE DI RIDUZIONE ACUSTICA DELLA CARTA, IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA.

Frequenza in [Hz]	Coefficiente di riduzione acustica
259	0,8
522	0,7
1.035	0,6
2.069	0,5

tati nella TABELLA VII. **C. DI RISOLUZIONE** [trasmissione delle immagini]. La carta di risoluzione (resolution chart) rappresenta un disegno di prova che, trasmesso mediante un processo televisivo, consente di mettere facilmente in rilievo i difetti dell'immagine riprodotta. Essa permette di eseguire agevolmente misure di risoluzione del complesso elettro-ottico, essendo caratterizzata da un insieme di righe parallele, convergenti, diver-

genti, ecc. verticali, orizzontali, oblique, da elementi circolari, distribuiti su tutta la superficie dell'immagine, da appropriate gradazioni di toni, dal nero al bianco. Se la riproduzione della carta di risoluzione risulta senza distorsione apprezzabile, si può essere certi che, la totalità delle immagini riprodotte, risulterà praticamente perfetta. Televedendo la carta di risoluzione, è possibile procedere a una rigorosa messa a punto del sistema ricevitore. In fig. 1 è rappresentata la carta di risoluzione RMA, adottata nel 1946. Le quattro barre (due orizzontali e due verticali), limitanti il quadrato al centro della figura, sono composte ciascuna da dieci sezioni numerate da 1 a 10; questi indici esprimono la gradazione delle singole sezioni. Le barre in oggetto, rappresentano quindi delle scale grige di intensità degradante, dalla brillantezza del massimo bianco (1) a circa 1/10 di questo valore, in dieci sezioni logaritmiche. I fascetti di linee convergenti e divergenti, contenuti al centro dell'immagine, sono graduati in numero di righe (quello in basso è tarato anche in frequenza del segnale video) per permettere di apprezzare la linearità e il grado di risoluzione dell'immagine. La taratura si estende fino a 600 righe, cui corrispon-

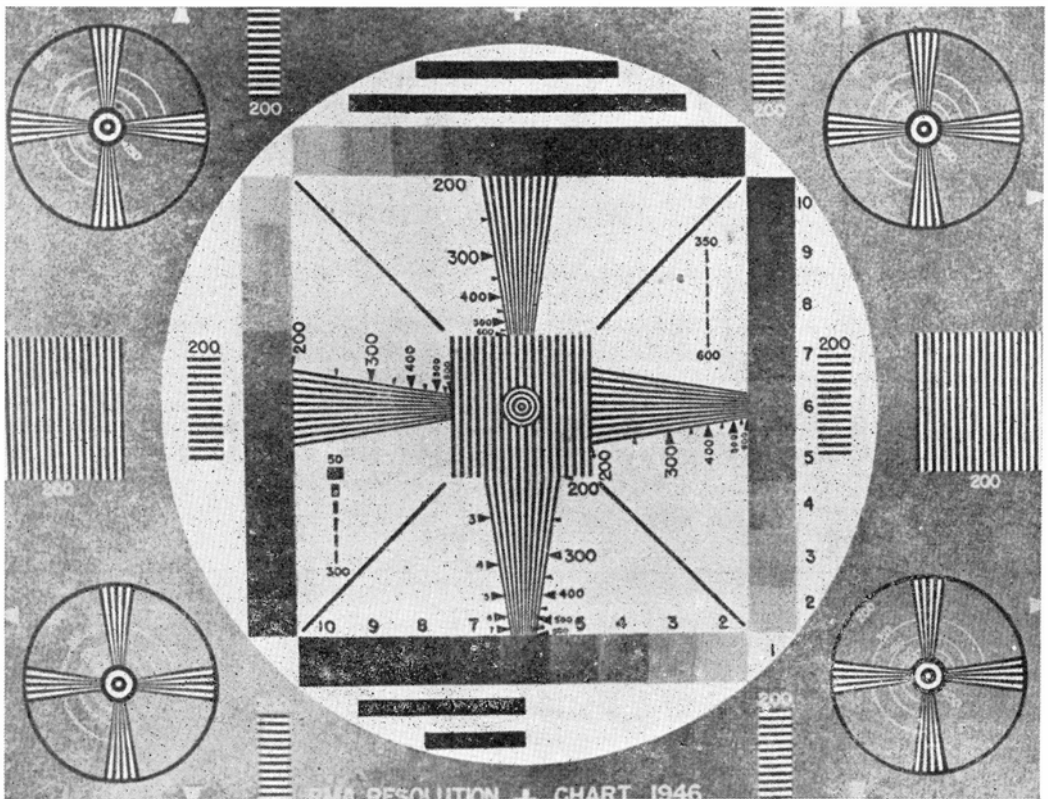


FIG. 1 - Carta di risoluzione RMA.

dono oltre 7 MHz. Le barre parallele orizzontali e verticali, per il controllo della linearità, corrispondono a una risoluzione di 200 righe. I piccoli cerchi di risoluzione, al centro e ai quattro angoli servono per determinare l'eccentricità della macchia ellittica dei tubi riceventi; la risoluzione dei cerchi angolari è di sole 150 righe, per tener conto dello sfocamento negli angoli, provocato dalla deviazione del raggio scendente, mentre la risoluzione dei cerchi centrali è di 300 righe. Se due successioni di tratti verticali di larghezza di una singola riga (da 50 a 300, la prima a sinistra in basso, da 350 a 600, la seconda a

un buon compromesso fra il bianco e il nero. Si avverte infine che, la NBC, usa una carta di risoluzione assai più semplice di quella RMA. In fig. 2, invece, è illustrata la carta di risoluzione della Radiotelevisione Italiana; v. MONOSCOPIO. || **C. DI SPAGNA.** Carta metallizzata da un lato, mediante sovrapposizione di un foglio di stagnola, impiegata nella fabbricazione dei condensatori a carta avvolti. || **C. DI WILKE.** Sinonimo di *carta polare*; v. CERCAPOLI. || **C. POLARE:** v. CERCAPOLI.

**CARTE IONOSFERICHE:** v. PREVISIONI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE HERTZIANE, c).

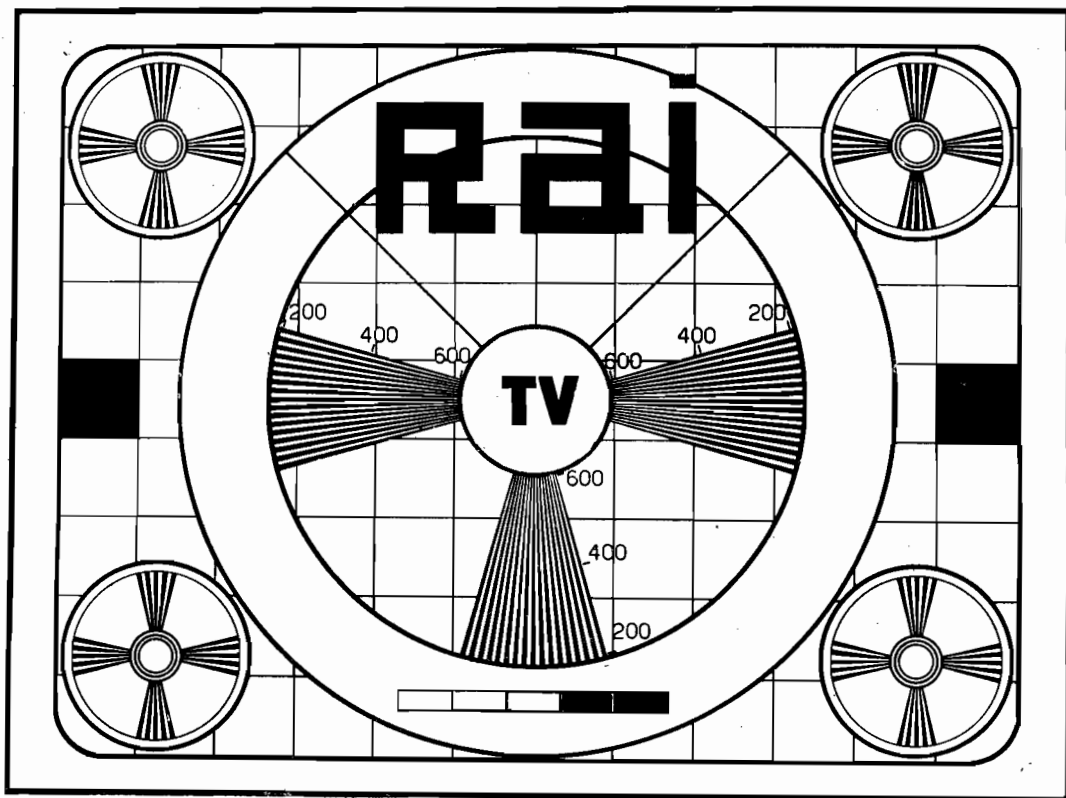


Fig. 2 - Carta di risoluzione della Radiotelevisione Italiana.

destra in alto) sono anche utili per la valutazione della frequenza di oscillazioni parassite. Le quattro linee diagonali rendono conto dell'andamento dell'interlacciamento: se queste linee diagonali appaiono tratteggiate, significa che le righe interlacciate sono parzialmente appaiate e la risoluzione verticale risulta quindi fortemente ridotta; se tali linee diagonali appaiono continue, significa che l'interlacciamento è perfetto e le «trame» pari e dispari si intercalano esattamente. La tinta grigia di fondo della carta costituisce

**CARTONE** [chimica ind.]. Il cartone si ottiene impastando sostanze vegetali fibrose e stendendo la pasta ottenuta in fogli di spessore assai superiore di quello con cui si fabbrica la carta. Nella fabbricazione del cartone, si impiegano materie prime più scadenti che nella fabbricazione della carta, per questo si consiglia di limitarne considerevolmente l'uso nelle costruzioni radioelettriche, a meno che non si tratti di speciale cartone appositamente fabbricato, per venire impiegato come isolante. L'impiego del cartone può essere li-

mitato alla costruzione di mandrini per trasformatori, bobine, impedenze e avvolgimenti in genere, nei quali siano in gioco correnti di frequenza dell'ordine delle frequenze industriali, o correnti continue. Si ricorda che i cartoni più pesanti sono quelli che presentano minor potere isolante. Ricordiamo il cartone bachelizzato appositamente fabbricato per montaggi radiotecnici, in cui siano in gioco frequenze non troppo elevate (limitatamente quindi alle onde medie e lunghe). La bachelizzazione viene ottenuta mediante bachelite A, disciolta in alcool. Dopo il trattamento, il cartone bachelizzato viene passato in forni, nei quali la bachelite si trasforma dallo stato A allo stato C; v. anche alle voci FIBRA

piegando una cellula di Case, in unione con un'altra cellula a metallo alcalino, sensibile in modo particolare alle radiazioni luminose azzurre e verdi azzurre, si ottiene un buon complesso pancromatico. Esiste un'altra cellula di Case, del tipo fotoconduttore, nella quale viene impiegato solfuro di tallio leggermente ossidato.

**CASEINA** [chimica ind.]. Fosfoproteina ricavata dal latte, usata nella preparazione di vernici e di materie plastiche. È caratterizzata da resistività relativamente bassa, per cui non ne è consigliabile l'uso come isolante. La rigidità elettrostatica della caseina è di  $160 \div 280$  kV/cm.

TABELLA VIII - CARATTERISTICHE FISICHE DEL CARTONE BACHELIZZATO.

Costante dielettrica relativa ( $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$ ) .....	5,4										
Angolo di perdita [rad] .....	<table border="0"> <tr> <td>{ alla frequenza di 300 kHz .....</td> <td>220 · 10<sup>-4</sup></td> </tr> <tr> <td>{ alla frequenza di 1 MHz .....</td> <td>280 · 10<sup>-4</sup></td> </tr> <tr> <td>{ alla frequenza di 3 MHz .....</td> <td>350 · 10<sup>-4</sup></td> </tr> <tr> <td>{ alla frequenza di 10 MHz .....</td> <td>720 · 10<sup>-4</sup></td> </tr> <tr> <td>{ alla frequenza di 50 MHz .....</td> <td>0,1</td> </tr> </table>	{ alla frequenza di 300 kHz .....	220 · 10 <sup>-4</sup>	{ alla frequenza di 1 MHz .....	280 · 10 <sup>-4</sup>	{ alla frequenza di 3 MHz .....	350 · 10 <sup>-4</sup>	{ alla frequenza di 10 MHz .....	720 · 10 <sup>-4</sup>	{ alla frequenza di 50 MHz .....	0,1
{ alla frequenza di 300 kHz .....	220 · 10 <sup>-4</sup>										
{ alla frequenza di 1 MHz .....	280 · 10 <sup>-4</sup>										
{ alla frequenza di 3 MHz .....	350 · 10 <sup>-4</sup>										
{ alla frequenza di 10 MHz .....	720 · 10 <sup>-4</sup>										
{ alla frequenza di 50 MHz .....	0,1										

e PRESSPAN. || **C. DI AMIANTO** [chimica industriale]. È ottenuto comprimendo fibre di amianto, previamente purificate. Si impiega quando nelle costruzioni elettriche si richieda materiale isolante, incombustibile e facilmente sagomabile. Quest'ultima condizione si raggiunge però solo bagnando il cartone di amianto, altrimenti esso si spezza facilmente; v. AMIANTO (ASBESTO). || **C. FIBRA**. Così chiamasi un cartone la cui sostanza costituente è la fibra; v. FIBRA.

**CARTUCCIA, CONDENSATORE A** —

Nome corrente dato ai condensatori fissi avvolti a carta.

**C.A.S.** Abbreviazione di *controllo automatico di sensibilità*; v. REGOLAZIONE AUTOMATICA DELL'AMPLIFICAZIONE.

**CASCATA, COLLEGAMENTO IN** —

Sinonimo di *collegamento in serie*; v. SERIE, COLLEGAMENTO IN —

**CASE, CELLULA DI** —

È una cellula fotoelettronica la cui sostanza sensibile è costituita da ossisolfuro di cadmio. La curva di sensibilità di tale cellula è caratterizzata da un massimo molto accentuato attorno ai  $10^4$  Å. Essendo, quindi, tale massimo di sensibilità fuori dello spettro visibile e precisamente verso le frequenze più basse, questa cellula è particolarmente indicata per rivelare raggi infrarossi (oscuri, invisibili). Im-

**CASSETTA. || C. DI CAPACITÀ.** È una cassetta contenente un certo numero di condensatori fissi tarati che, per mezzo di un commutatore o di più commutatori (o di un sistema a spine), possono venire inseriti o esclusi in varie combinazioni in modo da permettere la variazione della capacità fra due serrafili cui il sistema fa capo. Qualora la cassetta di capacità serva come strumento campione, i condensatori devono essere del tipo a

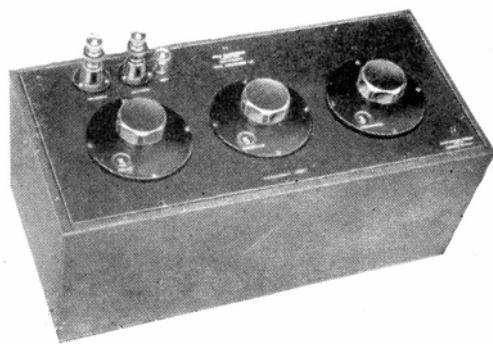


FIG. 1 - Cassetta di capacità (Sullivan).

mica e si ricorre a parecchi espedienti, affinché la massima precisione possa essere raggiunta. Con un opportuno insieme di condensatori di diversi valori e di commutatori è possibile ottenere una cassetta di capacità atta a fornire qualsiasi valore entro un inter-

vallo molto esteso e, se non proprio con continuità, con gradini assai vicini. In fig. 1 è rappresentata esternamente una cassetta di capacità prodotta dalla H. W. Sullivan, Ltd.

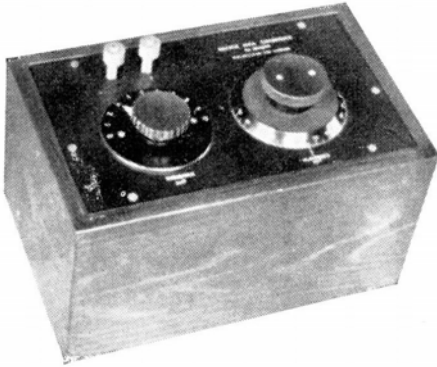


FIG. 2 - Cassette di capacità (Sullivan).

(Londra). Essa contiene tre decadi che permettono di ottenere tutti i valori di capacità compresi tra  $0,001 \mu\text{F}$  e  $1 \mu\text{F}$ , con variazione a scatti, di  $0,001 \mu\text{F}$  per scatto. La tensione di lavoro è di 500 V, la resistenza di isolamento, si aggira sui  $10.000 \text{ M}\Omega \mu\text{F}$ . In fig. 2



Cassette di induttanza (Sullivan).

è illustrata una seconda cassetta di capacità, pure di produzione della H.W. Sullivan, Ltd. Essa permette di ottenere tutti i valori di capacità compresi tra  $50 \text{ pF}$  e  $0,01 \mu\text{F}$ , con variazione continua. Può essere impiegata,

indifferentemente, sia con basse, sia con alte frequenze. || **C. DI INDUTTANZA.** Chiamasi *cassetta di induttanza*, una cassetta contenente un certo numero di bobine d'induttanza tarate, inseribili o disinseribili per mezzo di uno o più commutatori, in modo da permettere la variazione della induttanza fra due morsetti cui il sistema fa capo. Tale variazione avviene di solito per scatti, più raramente è continua. In figura è rappresentata, nel suo aspetto esteri-

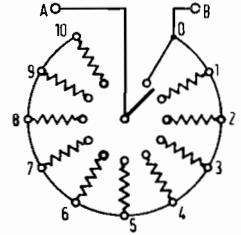


FIG. 1 - Schema di una decade di una cassetta di resistenza.

ore, una cassetta di induttanza prodotta dalla H. W. Sullivan, Ltd. || **C. DI RESISTENZA.** Chiamasi *cassetta di resistenza*, una cassetta contenente un certo numero di resistori tarati, inseribili o disinseribili in combinazioni diverse su due o più serrafili, cui il sistema fa capo, in modo che sia possibile disporre di diversi valori di resistenza a scopo di misura, campionamento, esperienze varie di laboratorio, ecc. Per rendere rapido il calcolo delle resistenze inserite, queste sogliono disporsi in decadi, composte ciascuna di nove o dieci resistori e di un commutatore a 10 o 11 contatti. La fig. 1 rappresenta lo schema di una decade. Quando il commutatore è sulla posizione 0, i due morsetti A e B sono in corto circuito, ossia la resistenza inserita è nulla. I resistori inseriti sui contatti



FIG. 2 - Cassette di resistenza (Sullivan)

1, 2, ..., 10, siano invece rispettivamente 1, 2, ..., 10 ohm. Avremo così possibilità di disporre con discontinuità unitaria di tutti i valori compresi fra 0 e 10 ohm. Disponendo ora in serie un certo numero di decadi, i cui valori



delle resistenze corrispondenti vengano successivamente moltiplicati per 10, passando da una decade alla decade successiva, ponendo a la destra la decade con le resistenze di 1, 2, ..., 10, seguita alla sinistra da una seconda, di resistenze di 10, 20, ..., 100, seguita a sua volta da una terza di resistenze di 100, 200, ..., 1000 e così via, potremo disporre a piacere, agendo sui commutatori, di tutti i valori compresi fra 0 e  $10^n \Omega$ , essendo  $n$  il numero delle

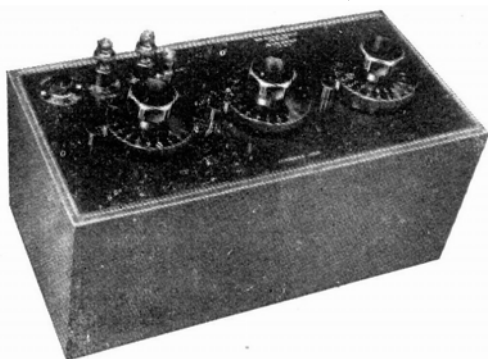


FIG. 3 - Cassetta di resistenza (Sullivan).

decadi. Il valore della resistenza inserita verrà letto direttamente sui commutatori dalla sinistra verso destra. I resistori che fanno parte delle cassette di resistenza sono a filo e avvolti antiinduttivamente, in modo che la resistenza sia pura, essendo trascurabile ogni componente reattiva. Il tipo di cassetta descritto è un tipo a decadi circolari. Si hanno dei tipi in cui il valore di resistenza desiderato, si stabilisce mediante contatti a spina. In questi tipi i resistori componenti sono allineati e si parlerà allora di *decadi rettilinee*.

In fig. 2 è rappresentata nel suo aspetto

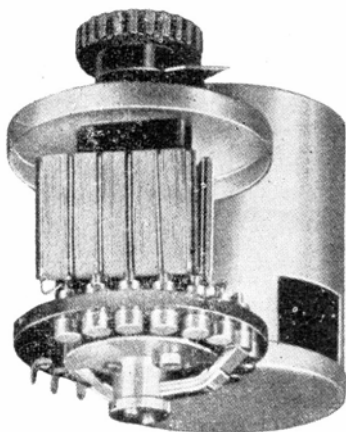


FIG. 4 - Decade di una cassetta di resistenza (Sullivan).

esterno una cassetta di resistenza a tre decadi, prodotta dalla H. W. Sullivan, Ltd. Tale cassetta è caratterizzata dalla decade dei decimi, da quella delle unità e da quella delle decine. Le cassette con decadi a 10 contatti anziché 11, permettono la variazione da 0 a 9, anziché da 0 a 10.

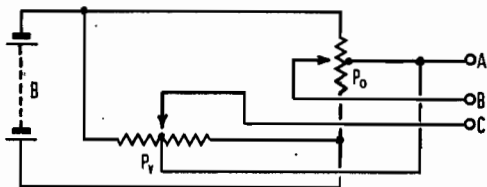
In fig. 3 è riprodotta un'altra cassetta di resistenza, pure di produzione della H. W. Sullivan, Ltd. Entrambi i tipi fanno uso di decadi schermate di resistori non induttivi, permettono di ottenere altissima precisione in c.c. e in c.a. a tutte le frequenze fino a 50 kHz e buona precisione a frequenze superiori. La cassetta di resistenza di fig. 3 contiene 3 decadi, che permettono di ottenere tutti i valori di resistenza compresi tra 1 e  $11.111 \Omega$  con variazione di  $0,1 \Omega$  per scatto. In fig. 4 è riprodotta una decade di resistenze di produzione H. W. Sullivan, Ltd.; v. anche FEUSSNER, DISPOSIZIONE DI —.

**C.A.T.** Abbreviazione di *controllo automatico di tono*; v. REGOLAZIONE AUTOMATICA DEL TONO.

**CATANODO** : v. TUBO AMPLIFICATORE A GAS.

**CATANTOGRAFO** [*trasmissione delle immagini*]. Con questo nome fu battezzato dal suo ideatore, l'americano Allen Dumont, un apparecchio il quale consente di fare apparire su di uno schermo le lettere o i disegni che, nel medesimo istante, vengono altrove tracciati. Il principio su cui è basato è il seguente: presso la stazione trasmittente, su di un'apposita tavoletta, è mantenuta verticale una matita la cui punta può coincidere con un punto qualunque della sopracitata tavoletta, la quale è piana e rettangolare. La matita è collegata a un'asta che spostandosi aziona due potenziometri, il cursore del primo viene spostato quando la matita viene tirata verso l'operatore in un senso e, quando la matita viene allontanata, nell'altro senso. Il secondo, invece, è sensibile agli spostamenti laterali. Quando la matita si sposterà lungo una direzione inclinata rispetto alle due direzioni ortogonali cui abbiamo ora accennato, entrambi i cursori si sposteranno, proporzionalmente al valore della componente del movimento in quella direzione. In definitiva si avrà che, per ogni punto occupato della punta della matita, esisterà una coppia di posizioni dei due cursori che si verifica solamente per quella posizione. Consideriamo ora la figura in cui compaiono i due potenziometri a presa centrale  $P_v$  e  $P_o$ , il primo, relativo agli spostamenti verticali, il secondo, relativo agli spostamenti orizzontali, e la batteria  $B$ . Fra i serrafili  $A$  e  $B$  e fra i serrafili  $A$  e  $C$ , saranno

misurabili due tensioni il cui valore e segno sono definiti dalla posizione della matita sulla tavoletta. Se applichiamo ora le tensioni  $V_{AB}$  e  $V_{AC}$  rispettivamente alle placchette deviatrici orizzontali e verticali di un tubo a raggi catodici, il punto luminoso sullo schermo del tubo occuperà, se il complesso



Schema del circuito di principio del catantografo.

è stato ben dimensionato, il punto corrispondente a quello che la matita occupa sulla tavoletta. Supponiamo ora che la matita tracci un disegno: allora il punto luminoso del pennello elettronico tratterà il medesimo disegno. Ma si osserverà che l'immagine sullo schermo a fluorescenza è istantanea e nulla rimarrà del disegno. L'inventore ha pensato anche a questo, sostituendo lo schermo a fluorescenza del tubo con uno schermo a fosforescenza, il quale conserva per un certo periodo di tempo le proprietà luminose acquisite in seguito all'urto degli elettroni sulla sua superficie.

**CATENA VOLTAICA** [elettrochimica]: v. PILA.

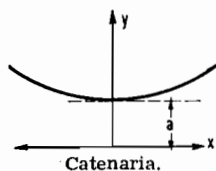
**CATENARIA** [geometria an.]. È la curva secondo la quale si dispone un filo pesante in equilibrio, sorretto in due punti e soggetto unicamente al proprio peso. La sua equazione in coordinate cartesiane è:

$$y = \frac{a}{2} \left( e^{\frac{x}{a}} + e^{-\frac{x}{a}} \right) = a \left( 1 + \frac{1}{2!} \frac{x^2}{a^2} + \frac{1}{4!} \frac{x^4}{a^4} + \dots \right)$$

Tale equazione, ricorrendo alle funzioni iperboliche, è esprimibile con la relazione (v. figura):

$$y = a \operatorname{Ch} \frac{x}{a}$$

È da notare però che, nel caso del progetto di una antenna, essendo la freccia o saetta di valore piccolo, si può considerare che il conduttore in equilibrio si disponga secondo una PARABOLA, relativamente alla quale rimandiamo alla voce corrispondente. Per tale motivo questa curva chiamasi *catenaria parabolica*.



**CATIONE (CATJONE)** [fisica]. Sinonimo di *ione positivo*, così chiamato perchè, essendo tale, si dirige verso il catodo, elettrodo negativo; v. IONI.

**CATODINA.** Voce impiegata un tempo per indicare un circuito in cui la polarizzazione della griglia di controllo di un tubo termoelettronico, viene ottenuta sfruttando la caduta di potenziale in un resistore inserito sul ritorno del catodo del tubo stesso; v. POLARIZZAZIONE DI GRIGLIA.

**CATODO.** È il nome generico dell'elettrodo negativo. In radiotecnica interessano, in modo particolare, i catodi dei tubi termoelettronici e fotoelettronici. Rimandiamo per le singole teorie sulla EMISSIONE ELETTRONICA alla voce corrispondente, limitando questo breve cenno ai dati generici sulla costituzione dei catodi dei tubi elettronici.

a) **CATODI DI TUBI TERMOELETTRONICI.** Il catodo di un tubo termoelettronico può essere a *riscaldamento diretto* o a *riscaldamento indiretto*. Dicesi a riscaldamento diretto un catodo costituito da un semplice filamento lungo il quale scorre la corrente riscaldatrice e al quale è affidato pure il compito di emettere elettroni. In tale caso è indifferente usare la denominazione di catodo o di filamento, sebbene l'impiego dell'una o dell'altra voce sia preferibile secondo la mansione affidata all'elettrodo in questione, che si desidera porre in evidenza. Sarà quindi meglio parlare dell'accensione del filamento, anzichè del catodo, e dell'emissione del catodo, anzichè del filamento. Un catodo è invece a riscaldamento indiretto, quando le mansioni di riscaldamento e di emissione sono affidate a due organi distinti e precisamente un filamento, al quale viene affidato esclusivamente il ruolo di *riscaldatore* (infatti, anche con questa denominazione viene spesso indicato), e un catodo vero e proprio, che viene riscaldato dal filamento e avente il compito di emettere elettroni. Prima di passare alla descrizione dei due tipi di catodi, definiamo il *rendimento di un catodo*. È questo dato dal rapporto:

$$\eta_c = \frac{P_e}{P_a}$$

dove  $P_e$  è la potenza determinata dall'emissione elettronica e  $P_a$  la potenza spesa per il riscaldamento del catodo stesso. Aumentando la temperatura del catodo, logicamente entrambe queste grandezze aumentano; il loro aumento però non è proporzionale. La variazione della potenza dell'emissione elettronica è maggiore di quella corrispondente della potenza spesa per l'accensione. Ne consegue che

il valore di  $\eta_c$  è maggiore per temperature catodiche elevate. Questo aumento non deve essere spinto oltre certi valori che la convenienza vieta, essendo altrimenti il vantaggio ottenuto, annullato da un rapido esaurirsi del catodo, oppure dalla bruciatura del filamento.

1) *Catodi a riscaldamento diretto.* Sono composti, come abbiamo detto più sopra, dal puro filamento, al quale vengono affidate entrambe

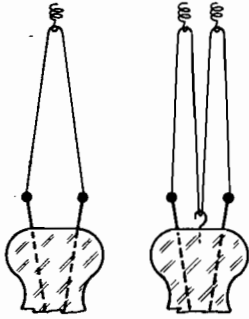


Fig. 1 - Due tipi di catodi a riscaldamento diretto.

le mansioni di riscaldatore e di emettitore di elettroni. La figura 1 mostra l'aspetto di due dei tipi più comuni di catodi a riscaldamento diretto. Questi tipi di catodi si suddividono, in linea di massima, in tre categorie secondo la loro costituzione e, precisamente, avremo: *catodi di metallo puro o lega metallica, catodi bimetallici e, in fine, catodi*

*di metallo puro o lega metallica, rivestiti di ossidi.* Per catodi di metallo puro o lega metallica si impiega in prevalenza tungsteno. Essendo la sua temperatura di fusione assai elevata (3370 °C) esso consente di raggiungere alte temperature di funzionamento che, talvolta, si aggirano sui 2450 °C. La durata di un catodo di tungsteno può variare dalle 1000 alle 5000 ore, secondo le dimensioni del tubo. Ricordando la legge di Richardson, nella quale compare la corrente di emissione  $I_s$  e la superficie emittente  $S$  del catodo, si riportino in assi cartesiani ortogonali il rapporto  $I_s/S$  in ordinate, espresso in [mA/cm<sup>2</sup>], e in ascisse, una volta la temperatura in gradi Kelvin e una volta la potenza in watt per unità di superficie. Otterremo i grafici di figura. Le curve a), si riferiscono al catodo ricoperto di ossidi, le curve b) al tungsteno toriato e, in fine, le c), al tungsteno puro. Per avere un buon compromesso fra la durata del filamento e il rendimento, è necessario che le condizioni di funzionamen-

to siano comprese fra i due punti segnati su ogni curva. I catodi di tungsteno puro si impiegano in ispecial modo nelle costruzioni di tubi di grande potenza. Infatti, in tali tubi, sia a causa della elevata potenza in gioco che determina temperature di funzionamento considerevoli, sia a causa della eccessiva velocità degli elettroni, dovuta alle tensioni di polarizzazione di alto valore, si ha liberazione di particelle di gas occluse nelle parti metalliche che compongono i vari elettrodi, con conseguente diminuzione del vuoto nell'ampolla. In seguito a ciò, si determinano fenomeni di ionizzazione, dovuti all'urto degli elettroni con gli atomi del gas e formazione di ioni positivi che, ricadendo sul filamento, lo disgregherebbero rapidamente, se questo non fosse del tipo di metallo puro o lega metallica. Accenniamo ora ai catodi bimetallici. Esiste una certa categoria di metalli, la cui emissione specifica è assai elevata, ma che difettano però di quelle caratteristiche indispensabili (malleabilità, duttilità, ecc.) affinché un catodo possa venire con essi costruito, specie se a riscaldamento diretto. Si costruiscono allora i catodi bimetallici. La coppia di metalli più usata è la coppia tungsteno-torio. Mediante il tungsteno viene costruito un « supporto » al quale vengono affidati compiti per così dire meccanici, poichè oltre a prendere viva parte come conduttore, permettendo il passaggio della corrente di accensione, determina in modo particolare le caratteristiche definenti la robustezza del filamento. Un rivestimento esterno di torio, per il quale pure scorre parte della corrente di accensione, costituisce invece la parte del catodo alla quale viene affidato il compito di emettere gli elettroni. Per la fab-

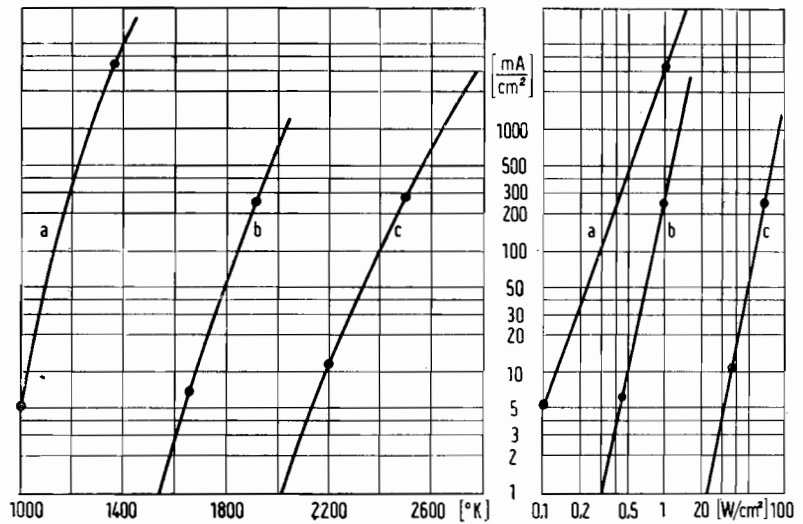


FIG. 2 - Curve di emissione relative a differenti tipi di catodi.

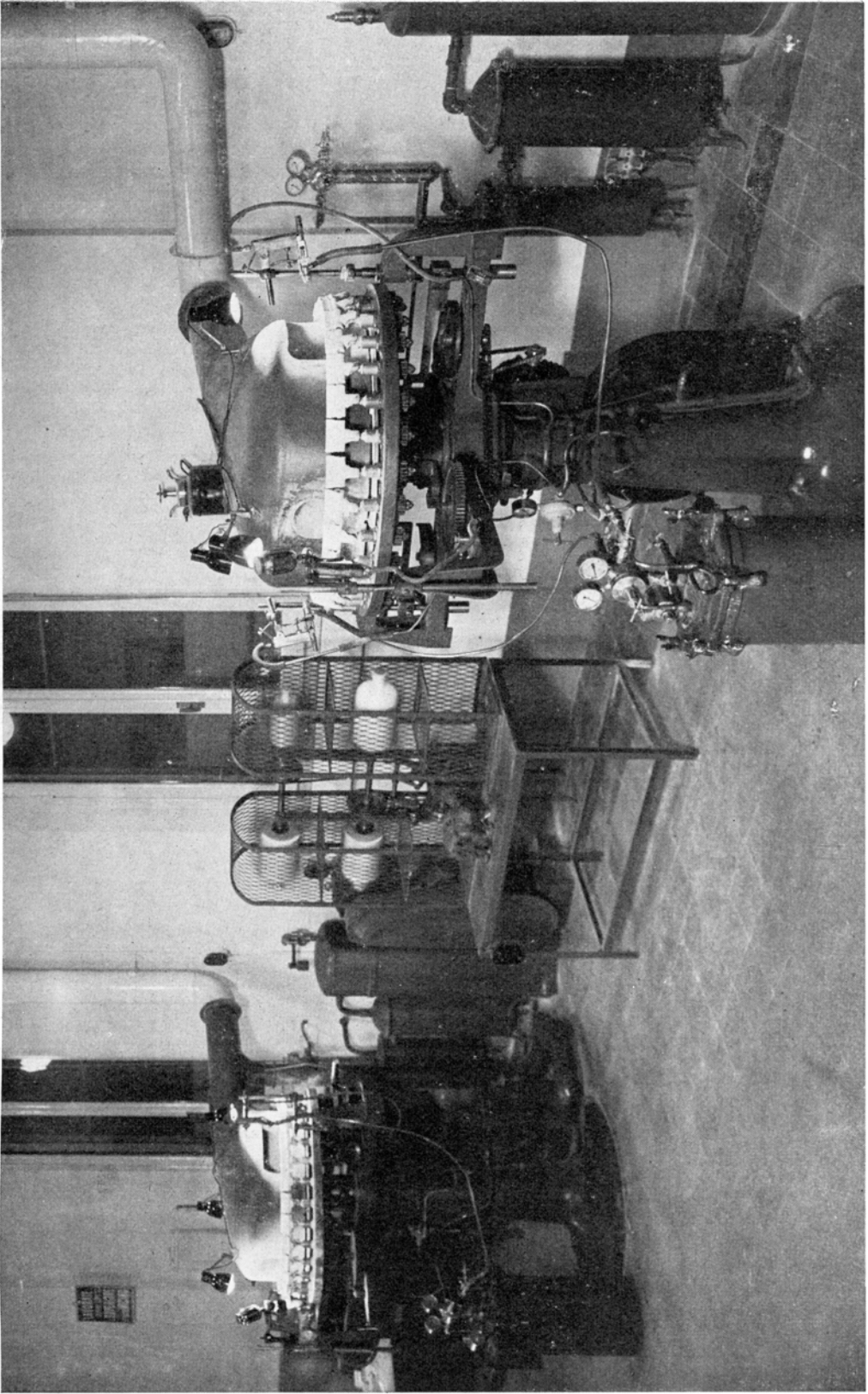


FIG. 3 - Macchine per il rivestimento dei riscaldatori di catodi a riscaldamento indiretto, presso uno Stabilimento F.I.V.R.E.

bricazione di catodi di tale tipo, si riveste l'anima di tungsteno, con ossido di torio. Con un secondo procedimento di disossidazione l'ossido di torio viene trasformato in torio

durata di un catodo bimetallico è superiore a quella di un catodo di metallo puro, semprechè fenomeni di ionizzazione di eventuali gas contenuti nel bulbo, non ne determinino la disgregazione in séguito ad urti di ioni positivi. Come si vede dai grafici della fig. 2, la temperatura richiesta per catodi di tale tipo è notevolmente inferiore di quella richiesta per catodi del primo tipo. Veniamo, infine, ai catodi di metallo rivestito da ossidi. Il metallo è generalmente una lega di platino-iridio o platino-nichelio e gli ossidi formanti la parte attiva del catodo sono generalmente ossidi di bario, per quanto vengano pure impiegati ossidi di calcio, stronzio, ce io, ecc. I fenomeni di disgregazione dovuti a bombardamento del catodo da parte di ioni positivi provenienti da ionizzazione di eventuali residui gassosi, sono particolarmente rilevanti in tubi di tale tipo, per cui essi vengono costruiti solamente per potenze che non superino un certo valore (100 watt). I catodi a rivestimento di ossido sono anche noti sotto il nome di *catodi di Wehnelt*. La temperatura da essi raggiunta è inferiore alle temperature relative a catodi di altro tipo. La durata è invece maggiore, per quanto essa venga spesso diminuita dalla maggiore delicatezza del catodo.

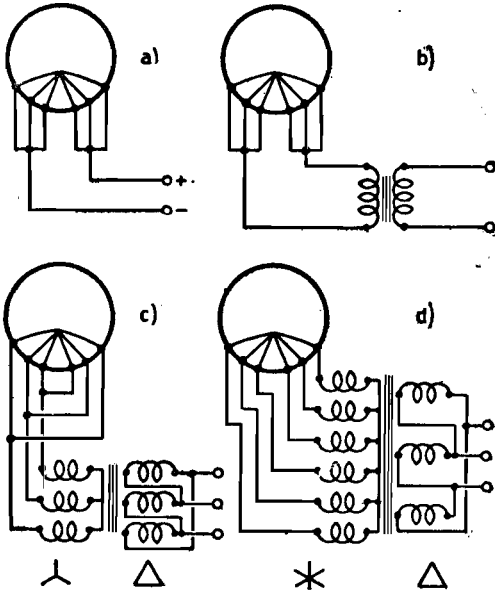


Fig. 4 - Circuiti di accensione di tubi a più sezioni.

metallico e questo, mediante un fortissimo aumento di temperatura, al quale viene pure affidata l'espulsione dei residui gassosi. È necessario che la temperatura dei catodi to-

Quando un catodo a riscaldamento diretto viene acceso con c.c., è bene invertire a intervalli regolari di tempo la polarità della tensione di accensione, mantenendo sempre i ritorni di anodo e di griglia all'estremo negativo o, meglio, al centro del filamento.

Nei tubi di grande potenza per trasmissio-

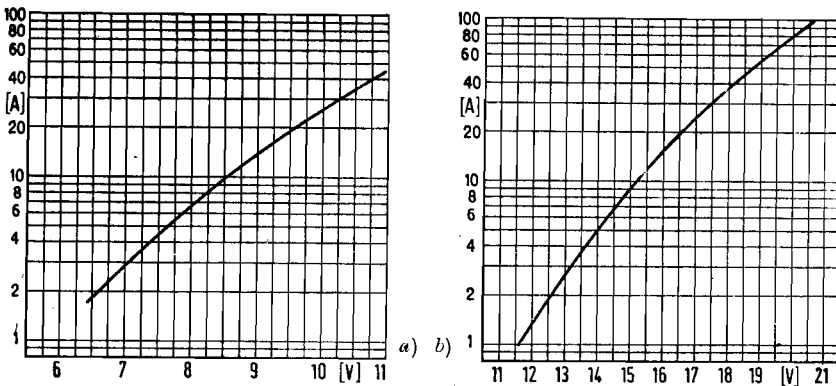


Fig. 5 - Curve della corrente di emissione in [A], in funzione della tensione di accensione fra terminale e centro (F.I.V.R.E. 893R e 898).

riati non sorpassi i 2000 °C, altrimenti si ha la evaporazione del torio, che però in parte può recuperarsi riscaldando il catodo a una temperatura superiore del 10 ÷ 15% di quella di normale funzionamento; tale operazione va eseguita con tensione anodica nulla. La

ne, il catodo a riscaldamento diretto è suddiviso in sezioni, onde rendere possibile l'accensione mediante un sistema polifase. In figura 4, sono rappresentati diversi circuiti di accensione di un tubo avente il filamento a più sezioni e, precisamente: a) impiegando



Fig. 6 - Reparto catodi e filamenti di uno stabilimento F.I.V.R.E.

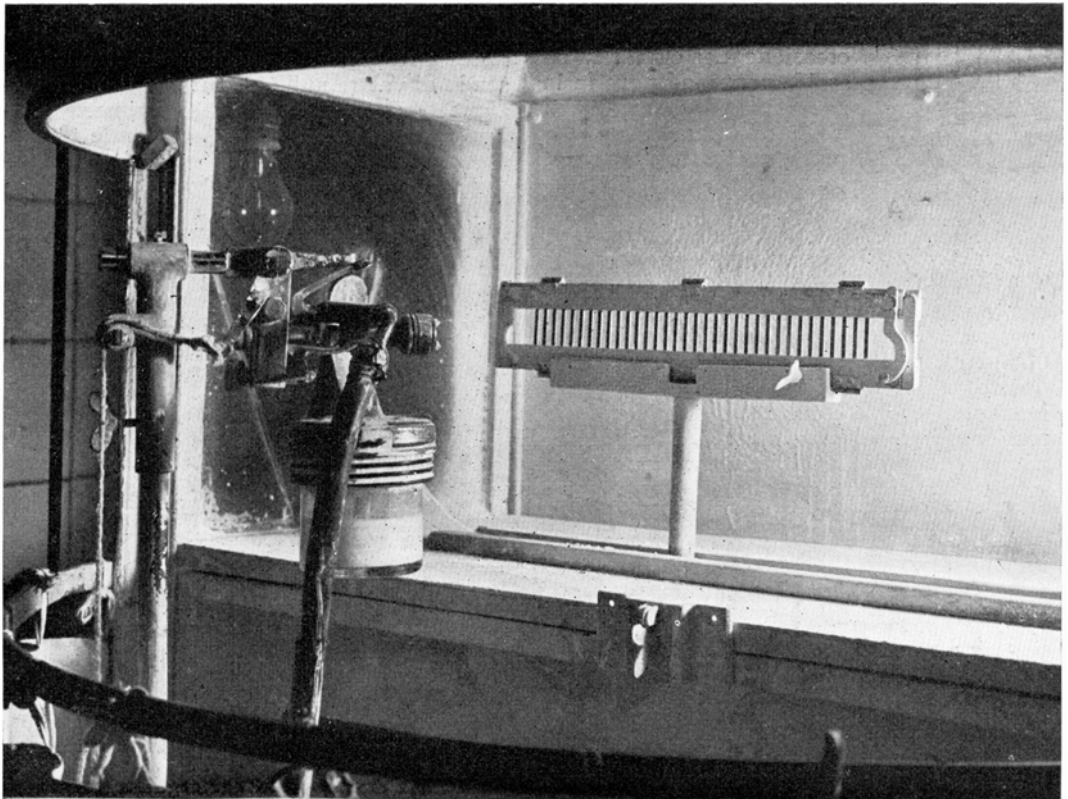


Fig. 7 - Rivestimento mediante spruzzatura di catodi a riscaldamento indiretto in uno stabilimento F.I.V.R.E.

c.c., b) impiegando c.a. monofase e in c) e d), impiegando c.a. polifase, trifase ed esafase rispettivamente.

A scopo orientativo, in fig. 5 a) e b), riportiamo le curve della corrente di emissione in [A] in funzione della tensione di filamento fra terminale e centro, dei tubi F.I.V.R.E. 893 R [a]) e 898 [b]).

2) *Catodi a riscaldamento indiretto.* Come precedentemente detto, il catodo di un tubo termoelettronico dicesi a *riscaldamento indiretto* o anche *ad accensione indiretta*, quando a esso viene puramente affidato il compito di emettere elettroni. La sua temperatura viene portata al valore richiesto, affinché il fenomeno abbia luogo con l'intensità voluta, mediante l'ausilio di un filamento separato, al quale non sono affidati altri compiti all'interno di quello termico. Non esiste una ragione categorica che abbia spinto all'idea-

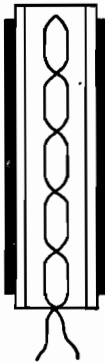


FIG. 8 - Catodo a riscaldamento indiretto.

zione e quindi alla fabbricazione in larga scala di tubi con catodo a riscaldamento indiretto, ma un insieme di necessità che, per taluni tipi di tubi, assumono grande importanza e talvolta sono fondamentali. Prima causa che portò alla creazione dei catodi a riscaldamento indiretto fu la necessità di accendere i filamenti dei tubi con corrente alternata. Infatti, la temperatura di un filamento percorso da corrente alternata non è più costante, variando periodicamente nel tempo la corrente di cui quella è funzione. L'inconveniente può ovviarsi aumentando l'inerzia termica del filamento, ossia aumentando la sezione di questo e diminuendone la lunghezza, aumentando così la corrente e diminuendo la tensione, in modo che la potenza in gioco rimanga sempre di quell'ordine di grandezza, e impiegando pure una presa centrale, che rappresenti il punto di potenziale zero rispetto agli altri elettrodi. Altra ragione che impone l'uso di tubi a riscaldamento indiretto è l'impiego, nella medesima apparecchiatura, di più tubi con polarizzazione automatica e diverso valore, da tubo a tubo, del potenziale base. Infatti, la polarizzazione automatica viene ottenuta determinando mediante un resistore catodico una c.d.p. fra catodo e massa. Accendendo un apparato in cui sono impiegati tubi a riscaldamento indiretto, è necessario attendere alcuni secondi prima che esso possa funzionare. Ciò è dovuto al fatto che i catodi in questione pre-

sentano una elevata inerzia termica. Dal lato costruttivo, i catodi a riscaldamento indiretto constano generalmente di un filamento, le cui due metà sono ripiegate su se stesse in modo che il campo magnetico creato dalla corrente di andata venga distrutto da quello creato

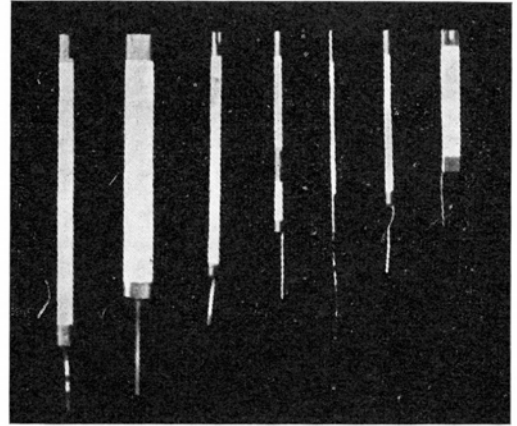


FIG. 9 - Alcuni tipi di catodi a riscaldamento indiretto (F.I.V.R.E.).

dalla corrente di ritorno (fig. 8). Avremo così che il campo totale prodotto dalla corrente circolante nel filamento non può, essendo di valore nullo, disturbare il buon funzionamento del tubo. Il filo formante il filamento è ricoperto da uno speciale rivestimento isolante a base di amianto o ceramica. Il tutto viene posto nell'interno di un

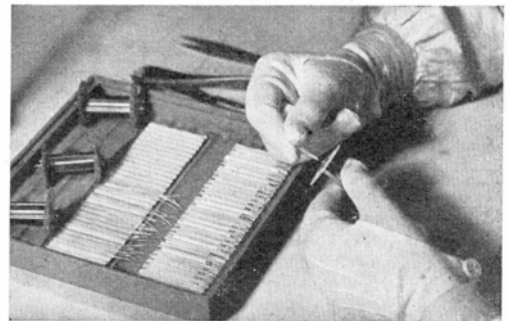


FIG. 10 - Montaggio dei riscaldatori, nell'interno dei catodi a riscaldamento indiretto (F.I.V.R.E.).

tubetto di nichelio, sul quale è cosparsa a modo di ghiera, sostanza attiva, costituita per lo più da ossido di bario. I catodi a riscaldamento indiretto fanno quindi parte dei catodi rivestiti di ossido. I tubi a riscaldamento indiretto presentano il vantaggio che la superficie catodica è equipotenziale. A parità di emissione, hanno un minor rendimento, ma questo svantaggio è trascurabile di fronte alle

necessità che generalmente consigliano e, talvolta impongono, l'impiego di tubi con catodi a riscaldamento indiretto. In fig. 9, sono rappresentati alcuni tipi di catodi a riscaldamento indiretto (F.I.V.R.F.). In fig. 10, invece, è rappresentata l'operazione di montaggio dei riscaldatori, nell'interno di catodi a riscaldamento indiretto.

b) **CATODI DI TUBI FOTOELETTRONICI.** Sono formati dal deposito di un metallo alcalino, generalmente sopra una faccia interna dell'ampolla di vetro, opportunamente sagomata, oppure, più raramente, adagiato su di una lamina metallica che ne costituisce il sostegno, con mansioni puramente meccaniche. I procedimenti con cui tale deposito viene effettuato sono diversi, ma tutti piuttosto delicati (decomposizione, dissoluzione, distillazione, elettrolisi). Il catodo di un tubo fotoelettronico non ha, come nel tubo termoelettronico, la sola missione di emettere elettroni, ma anche quella di regolare l'entità del fenomeno di emissione. Non bisogna però prendere questa affermazione in modo categorico, in quanto il catodo in sé non possiede la facoltà intrinseca di « dosatore degli elettroni », ma questo « dosaggio » dipende dalla causa che lo determina, e precisamente dall'intensità luminosa che investe il catodo, che governa direttamente l'emissione. Ricordiamo che la scelta del metallo che deve costituire il catodo di un tubo fotoelettronico, deve essere fatta in base a un criterio determinato dalla frequenza dello spettro luminoso alla quale si desidera che la cellula presenti un massimo di sensibilità. Infatti, un catodo al cesio è indicato per la costruzione di cellule che devono presentare la sensibilità massima nel verde-giallo, impiegando il rubidio, il potassio, il sodio ci si sposta sempre di più verso le frequenze maggiori, finché col litio, si ha la massima sensibilità nell'ultravioletto.

**C. AUTOPROTETTO.** In un tubo a vapore di mercurio è necessario, una volta acceso il filamento, che la tensione anodica non venga applicata, finché la temperatura del catodo non abbia raggiunto il giusto valore. L'accensione del filamento e l'applicazione della corrente anodica possono effettuarsi contemporaneamente se il catodo del tubo è del tipo *autoprotetto*. L'autoprotezione del catodo consiste in uno schermo cilindrico metallico finemente forato, il cui asse coincide con l'asse del filamento e portante la materia attiva deposita sulla faccia interna. Questo schermo è negativamente polarizzato rispetto al catodo. Allorché la sua temperatura aumenta in seguito all'energia termica a esso ceduta dal filamento, inizia a emettere elettroni, i quali

si dirigono al catodo. Non potendo, quindi, gli elettroni raggiungere l'anodo, non si formeranno archi nell'interno del tubo. Quando però la temperatura ha raggiunto il valore richiesto, la corrente elettronica fra lo schermo e il filamento diviene più intensa per cui la tensione fra questi due elettrodi diminuisce. Il complesso filamento schermo formerà allora un tutto unico e gli elettroni usciranno attraverso i fori di questo, raggiungendo in numero sufficiente l'anodo, in modo che la corrente anodica salirà subito a un valore tale da impedire scariche dannose alla vita del tubo. || **C. DI WEHNELT.** Sinonimo di catodo di metallo puro o lega metallica ricoperto di ossidi; v. CATODO, a), 1). || **C. FREDDO, TUBO A** ——. Il tubo a catodo freddo è un tubo sfruttante la conduttanza asimmetrica, in un gas ionizzato, dovuta alla differente conformazione geometrica di due elettrodi affacciati. La fig. 1 rappresenta uno di questi tubi e precisamente un *raytheon*. Con *K* abbiamo indicato il catodo foggiato a calotta, come ben si vede dalla figura. Verso il suo interno sono rivolti due anodi *A* e *A'* i quali si trovano entro due manicotti *M* e *M'*. L'atmosfera nel tubo è assai rarefatta, e il gas in esso contenuto viene ionizzato. Ma la corrente che scorre in un gas ionizzato fra due superfici affacciate, è direttamente proporzionale all'area della superficie fungente da catodo. Si comprende quindi che, essendo i due elettrodi diversamente foggiate, la conduttanza del sistema sarà asimmetrica e il fenomeno potrà essere sfruttato per il raddrizzamento delle correnti alternate. Il difetto presentato dal tubo *raytheon* è il valore basso della ten-

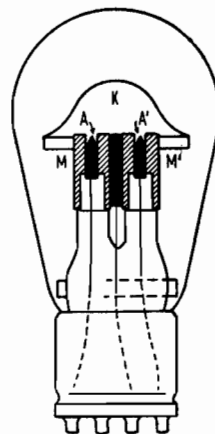


Fig. 1 - Tubo a catodo freddo (*raytheon*).

si dirigono al catodo. Non potendo, quindi, gli elettroni raggiungere l'anodo, non si formeranno archi nell'interno del tubo. Quando però la temperatura ha raggiunto il valore richiesto, la corrente elettronica fra lo schermo e il filamento diviene più intensa per cui la tensione fra questi due elettrodi diminuisce. Il complesso filamento schermo formerà allora un tutto unico e gli elettroni usciranno attraverso i fori di questo, raggiungendo in numero sufficiente l'anodo, in modo che la corrente anodica salirà subito a un valore tale da impedire scariche dannose alla vita del tubo. || **C. DI WEHNELT.** Sinonimo di catodo di metallo puro o lega metallica ricoperto di ossidi; v. CATODO, a), 1). || **C. FREDDO, TUBO A** ——. Il tubo a catodo freddo è un tubo sfruttante la conduttanza asimmetrica, in un gas ionizzato, dovuta alla differente conformazione geometrica di due elettrodi affacciati. La fig. 1 rappresenta uno di questi tubi e precisamente un *raytheon*. Con *K* abbiamo indicato il catodo foggiato a calotta, come ben si vede dalla figura. Verso il suo interno sono rivolti due anodi *A* e *A'* i quali si trovano entro due manicotti *M* e *M'*. L'atmosfera nel tubo è assai rarefatta, e il gas in esso contenuto viene ionizzato. Ma la corrente che scorre in un gas ionizzato fra due superfici affacciate, è direttamente proporzionale all'area della superficie fungente da catodo. Si comprende quindi che, essendo i due elettrodi diversamente foggiate, la conduttanza del sistema sarà asimmetrica e il fenomeno potrà essere sfruttato per il raddrizzamento delle correnti alternate. Il difetto presentato dal tubo *raytheon* è il valore basso della ten-

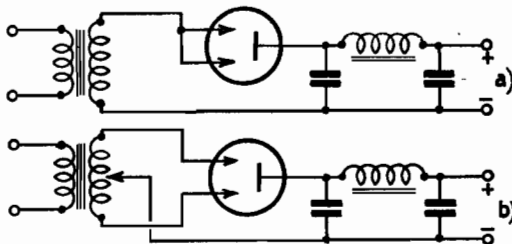
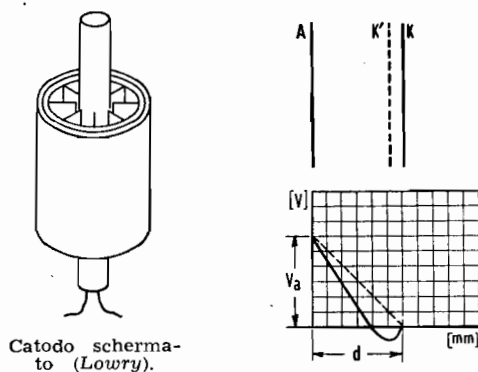


Fig. 2 - Circuiti di impiego di un tubo a catodo freddo: a) rettificazione di una semionda; b) rettificazione di due semionde.



sione picco inversa. Il valore della pressione del gas contenuto nell'ampolla è anche molto critico. Un suo aumento diminuisce il valore della tensione picco inversa, già assai basso, togliendo la caratteristica unidirezionale al tubo, mentre una diminuzione, aumenterebbe il valore minimo della tensione richiesta, affinché il tubo possa funzionare. La fig. 2 rappresenta un circuito di impiego del raytheon: in a) per il raddrizzamento di una semionda, in b) per il raddrizzamento di entrambe. || **C. HULL.** Sinonimo di CATODO SCHERMATO; v. questa voce. || **C. LOWRY.** Sinonimo di CATODO SCHERMATO; v. questa voce. || **C. RINFORZATO.** Sinonimo improprio di *catodo a forte emissione*. || **C. SCHERMATO.** Si ricorre all'impiego del *catodo schermato* (Lowry) nei tubi a vapore di mercurio (fanotron) per aumentare il rendimento di emissione. Fu ideato



da Hull e consente un valore particolarmente elevato dell'emissione specifica. È costituito da un filamento ricoperto da un tubetto di materiale refrattario. Esternamente, concentrico al filamento, è un cilindro metallico dotato di alette nel suo interno, che appoggiano sul tubetto refrattario. La superficie interna del cilindro metallico, alette comprese, è ricoperta dalla sostanza attiva, costituita da un miscuglio di ossido di bario e ossido di stroncio. Esternamente si hanno altri due cilindri a superficie interna speculare, ai quali è affidato il compito di diminuire l'irradiazione termica. Un catodo schermato è schematizzato in figura. || **C. VIRTUALE.** Consideriamo un catodo  $K$  e un anodo  $A$  (figura) di un tubo termoelettronico. Nel diagramma è riportata in ascisse la distanza che separa i due elettrodi, e in ordinate il potenziale in ciascun punto dell'intervallo catodo anodo, essendo applicato a questo elettrodo il richiesto potenziale  $V_a$ . Se il catodo è spento, l'andamento del diagramma rappresentativo del

potenziale del campo è logicamente lineare, e indicato con il segmento tratteggiato. Se il catodo viene riscaldato, ammesso che ci si mantenga lungi dalla saturazione, non tutti gli elettroni emessi raggiungeranno l'anodo, ma buona parte rimarrà intorno al catodo, costituendo quella nube elettronica nota sotto il nome di *carica spaziale*. La superficie del catodo deve così immaginarsi spostata verso la placca, il che, nel caso dell'anodo cilindrico e concentrico col catodo, deve considerarsi come un aumento del diametro di quest'ultimo. Questa nuova superficie catodica, non materiale ma composta di elettroni, prende il nome di *catodo virtuale*, che in figura abbiamo indicato con  $K'$ . Il potenziale del catodo virtuale deve considerarsi «più negativo» di quello del catodo reale (v. all'uopo la voce CARICA SPAZIALE); avremo quindi che, in presenza del catodo virtuale la curva a tratto continuo, rappresentativa dell'andamento del potenziale, presenterà un minimo che, considerando nullo il potenziale del catodo reale, assumerà un valore negativo. Crediamo utile avvertire che, in figura, la distanza fra  $K$  e  $K'$ , è evidentemente esagerata. Man mano che ci si avvicina alla saturazione, la superficie  $K'$  si avvicina a  $K$  e, nel caso della saturazione, le due superfici coincidono, scomparendo la carica spaziale, in quanto tutti gli elettroni emessi vengono attirati dall'anodo.

**CAUCCIU'** [chimica]. Il caucciù o gomma elastica è contenuto nel lattice di numerose piante tropicali, nelle quali si trova allo stato di soluzione colloidale, dispersa in un mezzo acquoso. La sola pianta che abbia oggi importanza pratica è la *Hevea brasiliensis*, una euforbiacea nativa delle foreste della Amazonia (Brasile). Da incisioni praticate nella corteccia cola il lattice che contiene il 32-35% di caucciù. Il liquido viene coagulato mediante calore e fumi prodotti dalla combustione di legna. Industrialmente si preferisce aggiungere piccole quantità di acido acetico o formico o di silico-fosfato sodico. Il coagulo o *para*, separato dal siero, viene *masticato* in apposite macchine che scacciano ogni traccia di siero e di impurità. Si ottiene in tal modo il cosiddetto *crèpe*, che viene poi seccato all'oscuro. Incorporando nel caucciù dello zolfo (*vulcanizzazione*) le proprietà del prodotto di partenza vengono profondamente modificate. Se lo zolfo è aggiunto in ragione del 3÷10% si ottiene la *gomma vulcanizzata* usuale: se lo zolfo è in quantità superiore al 30% si ottiene l'*ebanite* o gomma dura. Entrambi i prodotti hanno buona costante dielettrica e vengono pertanto impiegati quali isolanti. Per maggiori dettagli rimandiamo alle voci EBANITE e GOMMA.

**C. A. V.** Abbreviazione di *controllo automatico di volume*; v. REGOLAZIONE AUTOMATICA DELL'AMPLIFICAZIONE.

**CAVALLO VAPORE.** È una unità di misura della *potenza*. Occorre distinguere il *cavallo vapore continentale* (CV) dal *cavallo vapore anglosassone* (HP). Il primo si definisce mediante la relazione:

$$1 \text{ CV} = 75 \text{ kgm/sec.}$$

ossia:

$$1 \text{ CV} = 736 \text{ W.}$$

Il secondo è invece, per definizione:

$$1 \text{ HP} = 33.000 \text{ libbre-piede per minuto;}$$

v. anche HORSE-POWER.

ossia:

$$1 \text{ HP} = 745,32 \text{ W.}$$

Con ciò:

$$1 \text{ HP} = 1,0120 \text{ CV.}$$

**CAVATAPPI, REGOLA DEL** —. È una regola mnemonica per ricordare il senso del campo magnetico generato da una corrente elettrica. Viene enunciata: *il senso del campo coincide col senso di rotazione di un cavatappi (destrorso) avanzante nella direzione e nel senso della corrente.*

**CAVITA' RISONANTE:** v. RISONATORE ELETTROMAGNETICO CAVO.

**CAVO.** Chiamasi *cavo* l'insieme di più conduttori convenientemente isolati, riuniti sotto un unico involucro esterno, in modo da costituire, eventualmente, un certo numero di *coppie* o di *bicoppie* (caso dei cavi telefonici). A volte si impiega la denominazione di *cavetto* quando, pur essendo uno solo il conduttore, il suo isolamento sia particolarmente curato. Ogni singolo conduttore componente è isolato con ogni cura e, talvolta, con più rivestimenti; il rivestimento esterno deve essere costituito da sostanza la cui scelta sia subordinata all'impiego del cavo e all'ambiente in cui questo deve essere sistemato, dando alla voce « ambiente » il senso più lato. Per effettuare collegamenti telefonici si impiegano cavi a conduttori multipli, essendo questi di rame elettrolitico e spessore costante, caratterizzati da un massimo di quindici decimi a un minimo di cinque decimi di millimetro di sezione. Il primo isolamento viene fatto mediante uno o più strati di guttaperca e chatterton. L'insieme dei conduttori è avvolto a elica a passo lunghissimo. Il tutto viene poi isolato con guttaperca, indi con juta tannata. Una rivestitura di piombo copre il tutto, se il cavo è destinato a impiego

aereo o a interrimento. Nei cavi per impiego sottomarino, si completa con una rivestitura di acciaio zincata, più altri strati di juta catramata. Nella fabbricazione di alcuni tipi di cavi si impiegano per l'isolamento pure carta, tela, cotone, ecc. ecc. In radiotecnica si impiegano diffusamente i cavetti schermati composti da uno o due conduttori di rame, ben isolati con cotone, guttaperca e, spesso, anche con rivestimenti sterlingati, avvolti esternamente da un rivestimento formato da un tessuto di fili di rame stagnato o di acciaio, al quale si dà il nome di CALZA, avente il compito di evitare, essendo questa collegata a terra, l'azione perturbatrice di campi esterni, sui conduttori che costituiscono il cavo. Molte volte si indica col nome di cavo anche il filo conduttore con un isolamento ottimo di vari strati di juta e guttaperca, come ad esempio, il tipo assai spesso impiegato per le discese di aereo. Altri cavi di estrema importanza in elettrotecnica, sono quelli destinati al trasporto dell'energia elettrica per necessità industriali, ad alta o bassa tensione.

Per quanto riguarda la posa dei cavi aerei, telegrafici e telefonici, questi vengono sorretti da appositi ganci di lamiera zincata o meglio di zinco, ripiegati a S e sorretti da una fune di acciaio. La distanza fra i vari ganci è di 50-80 cm, secondo il peso del cavo, il diametro della fune di sostegno varia da 6 a 15 mm, e inoltre la sua sezione dipende anche dall'ampiezza della campata. La fune è sorretta da ganci sostenuti da pali o murati. I cavi sotterranei, in campagna, vengono generalmente interrati direttamente senza particolari ripari, ponendo sul fondo dello scavo profondo 70-100 cm uno strato di sabbia di circa 10 cm e, dopo la posa del cavo, spargendo un nuovo strato di sabbia, sempre di una decina di centimetri, coprendo poi col materiale ricavato dallo scavo stesso, pigiando il più possibile in superficie. Nell'interno dell'abitato, specie nelle città, la posa dei cavi viene effettuata infilando questi in cunicoli appositamente predisposti, costituiti da tubi di grès, o cassette di lamiera di ferro, o anche in canali in muratura, muniti talvolta di rulli in grès, destinati a facilitare la posa del cavo mediante scorrimento. Se viene invece effettuato l'interramento diretto, sopra la sabbia, nelle zone urbane, si usa proteggere il cavo da eventuali danni, mediante mattoni allineati longitudinalmente, che servono pure a segnalare la presenza del cavo, disimpegnando così mansione indicativa, oltre che protettiva. Le condutture varie sono raccordate per mezzo di camerini sotterranei facilmente accessibili dal piano stradale, attraverso apposite botole munite di

chiusino. Il cavo da posare viene portato sul posto avvolto su bobine di legno che, a seconda delle dimensioni, vengono o no sorrette da sostegno a ruote, munito di un perno attorno al quale la bobina gira per facilitare lo svolgimento del cavo. I cavi vengono ricordati nelle giunture e nelle diramazioni varie, mediante manicotti (*muffole*) che vengono costruiti a una o più vie, oppure la giuntura viene rifinita ricoprendola con un foglio di piombo che, dopo di essere stato opportunamente sagomato, viene saldato a stagno. A volte, i cavi sotterranei vengono anche posti in cassette di legno, previamente catramate. La posa dei cavi sottomarini viene eseguita per mezzo di piroscafi opportunamente attrezzati.

Oggi, con la tendenza a trasmettere contemporaneamente il medesimo programma mediante più trasmettitori situati a distanze relativamente grandi l'uno dall'altro, il problema della trasmissione su cavo di esecuzioni musicali ha assunto particolare importanza, per cui riteniamo utile dare alcuni chiarimenti in merito. I punti fondamentali del problema sono due e, precisamente: combattere l'attenuazione e combattere la distorsione. L'attenuazione viene combattuta disponendo lungo la linea un certo numero di *stazioni amplificatrici*, convenientemente distanziate l'una dall'altra, mentre la distorsione, che in sostanza non è che una attenuazione selettiva, ossia dipendente dalla frequenza del segnale che percorre il cavo, viene compensata mediante *circuiti di equalizzazione*, costituiti da sistemi di circuiti a costanti concentrate opportunamente regolabili, che permettono di rendere praticamente indipendente dalla frequenza la rispondenza del cavo, nell'intervallo di frequenza ammesso, ossia, praticamente lineare la curva ampiezza-frequenza. Ma oltre ai due espedienti citati è possibile, in base ad alcune considerazioni sulla teoria della propagazione della corrente elettrica in conduttori, ricorrere ad altri accorgimenti che permettono di diminuire la attenuazione e la distorsione della linea. Si indichino rispettivamente con  $r$ ,  $g$ ,  $l$  e  $c$  la resistenza, la dispersione, l'induttanza e la capacità della linea in cavo, per unità di lunghezza. Essendo [(v. PROPAGAZIONE DI UNA PERTURBAZIONE ELETTRICA IN UN FILO CONDUTTORE, c)]:

$$[I] \quad rc = gl,$$

la *condizione di Heaviside* o di *non distorsione*, al verificarsi della quale, la costante di attenuazione vale:

$$\alpha = \sqrt{rg},$$

è evidente come alla [I], dato che in pratica è sempre:

$$rc > gl,$$

ci si possa avvicinare diminuendo  $r$  o  $c$ , oppure aumentando  $g$  o  $l$ . Considerando la [I] è evidente che, affinché la costante di attenuazione sia minima, conviene senz'altro scartare un aumento di  $g$ , ciò che del resto è evidente, se si pensa che aumentando  $g$ , si aumenta l'energia dissipata. Una diminuzione di  $r$ , può ottenersi aumentando la sezione dei conduttori costituenti la coppia in cavo, accorgimento cui si contrappongono ragioni di carattere economico. Per una diminuzione di  $c$ , occorre allontanare i due conduttori, soluzione questa combattuta da questioni costruttive. Non rimane allora che aumentare  $l$ , ossia *caricare induttivamente la linea*. Due sono i metodi seguiti per realizzare l'aumento dell'induttanza della linea: la *krarupizzazione* (Krarup) e la *pupinizzazione* (Pupin).

Il metodo della *krarupizzazione* è chiamato anche *metodo della carica uniformemente distribuita*. Come è noto, l'induttanza di un circuito è data dal rapporto fra il flusso magnetico  $\Phi_B$ , concatenato col circuito, e la corrente  $i$  che, scorrendo in esso, genera il campo magnetico di cui si considera il flusso  $\Phi_B$ . Essa è quindi definita dalle caratteristiche geometriche del circuito e dalla permeabilità  $\mu$  del mezzo in cui la linea è immersa. Poichè ragioni pratiche impediscono di aumentare la induttanza per via «geometrica», Krarup pensò di aumentare questa, aumentando il valore di  $\mu$ . Ciò si realizza in pratica, avvolgendo attorno a ogni singolo conduttore che costituisce la linea, una spirale assai serrata di piattina o filo di materiale ferromagnetico, caratterizzato da elevato valore di  $\mu$ . I cavi *krarupizzati* sono però assai costosi e vengono utilizzati solamente quando non è possibile ricorrere alla *pupinizzazione*, che ora considereremo (ad esempio, nei collegamenti subacquei). L'ordine dell'aumento dell'induttanza determinato dalla *krarupizzazione* è del [mH/km]; però detto aumento è accompagnato da perdite, in quanto nel materiale ferromagnetico si formano correnti parassite, il cui effetto risulta particolarmente dannoso, specie per le frequenze più elevate e, oltre a un certo limite, annulla gli effetti utili determinati dalla *krarupizzazione*. L'inconveniente viene parzialmente ovviato, ossia, viene spostato verso valori più alti il limite massimo delle frequenze trasmesse, impiegando materiale magnetico caratterizzato da resistività elevata (mumetal, rometal, ecc.). Riportiamo, senza ricavarla, la formula che permette di calcolare l'induttanza chilometrica di un cavo *krarupizzato*. Essa è data dalla relazione seguente:

$$l = \left( 1 + 9,21 \log_{10} 2 \frac{D}{d} + 2\pi\mu_r \frac{r}{d+r} \right) \cdot 10^{-4},$$

essendo:

- $l$  = induttanza in [H/km];
- $D$  = distanza fra i due conduttori in [cm];
- $d$  = diametro dei conduttori in [cm];
- $\mu_r$  = permeabilità relativa del materiale ferromagnetico;
- $r$  = spessore del materiale ferromagnetico attorno ai conduttori in [cm].

Il cavo krarupizzato, dato che la sua impedenza caratteristica ha il medesimo ordine di grandezza di quella che caratterizza le normali linee aeree, può venire usato in incroci e in sottopassaggi, in brevi tratti e venire adattato direttamente alla linea aerea, senza l'impiego di traslatori di adattamento.

La pupinizzazione consiste invece nel concentrare a intervalli uguali, induttanze aggiunte, destinate ad aumentare, nel loro insieme, l'induttanza complessiva della linea. Lo schema fondamentale di una linea pupinizzata, è quello schematizzato in fig. 1. Le bobine di pupinizzazione, sono costituite da

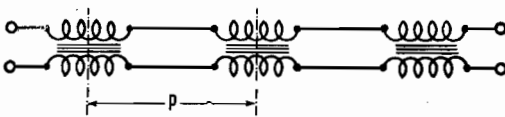


FIG. 1 - Schema fondamentale di una linea pupinizzata ( $p$  è il passo di pupinizzazione).

due avvolgimenti su nucleo ferromagnetico.

Nel diagramma di fig. 2 è visibile, in linea di massima, il comportamento della linea in funzione della frequenza, essendo riportata in ascisse la frequenza  $f$ , in ordinate, il coefficiente di attenuazione  $\alpha$ , essendo a) il grafico relativo a una linea normale, il b) relativo a una linea krarupizzata e il c) a una linea pupinizzata. La frequenza  $f_0$  rappresenta il limite superiore delle frequenze accettate.

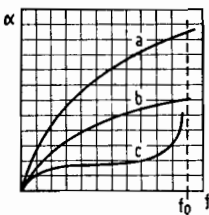


FIG. 2 - Curve rappresentative della attenuazione in funzione della frequenza  $f$ : a) linea qualsiasi; b) linea krarupizzata; c) linea pupinizzata.

distribuite  $r$ ,  $g$  e  $c$ , mentre la induttanza  $L$  è concentrata in determinati punti, essendo l'induttanza distribuita  $l$  trascurabile, di fronte all'apporto delle bobine di pupinizzazione. La distanza fra due bobine, chiamasi *passo di pupinizzazione*, mentre il nome di *sezione di pupinizzazione* spetta all'intervallo fra bobina e bobina, considerato dal punto di vista elettrico.

Una sezione di pupinizzazione può venir schematizzata mediante il circuito equivalente di fig. 3, dove  $L$  è l'induttanza di pupinizzazione,  $r d$  la resistenza della sezione (essendo  $d$  la lunghezza di questa) e  $c d$  la sua capacità, e questo, trascurando la  $g$ , considerando che ogni cura viene posta nella costruzione del

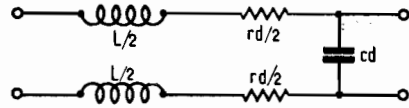


FIG. 3 - Circuito equivalente a una sezione di pupinizzazione.

cavo, per quanto concerne l'isolamento. È evidente come il sistema di fig. 3, che costituisce un quadrupolo, sia un filtro passabasso, che sarà caratterizzato da una frequenza di taglio  $f_0$  (v. fig. 2), il cui valore, facendo riferimento al caso limite della relazione [4], che compare alla voce FILTRO ELETTRICO, b), per cui è:

$$\frac{Z_s}{4 Z_p} = -1,$$

risulta essere:

$$[2] \quad f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L c d}}.$$

È evidente che nel caso della pupinizzazione, vi è un netto limite, definito dalla frequenza di taglio, fra frequenze accettate dal cavo e frequenze non accettate.

Per quanto concerne l'impedenza caratteristica  $Z_c$  di una linea, in luogo del valore solito:

$$Z = \sqrt{\frac{l d}{c d}},$$

avremo:

$$Z_p = k \sqrt{\frac{L}{c d}},$$

dove il fattore  $k$  ha il valore:

$$k = \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}},$$

essendo  $\omega$  e  $\omega_0$  la pulsazione della frequenza in gioco e la pulsazione corrispondente alla frequenza di taglio, rispettivamente. È chiaro che per:

$$\omega \ll \omega_0,$$

è:

$$k \approx 1,$$

mentre per:

$$\omega \approx \omega_0,$$

si ha:

$$k \rightarrow \infty.$$

La costante  $k$  assumerà invece valore immaginario per:

$$\omega > \omega_0.$$

La costante di attenuazione, assume invece il valore:

$$\alpha = k \frac{R}{2} \sqrt{\frac{cd}{L}},$$

essendo  $R$  la resistenza propria delle bobine di pupinizzazione, comprendente pure le perdite nel ferro, accanto alle perdite nel rame.

Il passo di pupinizzazione va calcolato in base alla [2] dalla quale si ottiene:

$$d = \frac{1}{\pi^2 f_0^2 L c}.$$

Le bobine di pupinizzazione sono generalmente avvolte su nucleo toroidale. È evidente che, per una data  $f_0$ , il rapporto  $L/d$  deve essere tanto più piccolo, quanto più grande è il passo di pupinizzazione e, naturalmente, per un dato valore  $L$ , accorciando il passo di pupinizzazione, si aumenterà la frequenza di taglio. In definitiva, risulta evidente che, diminuendo la pupinizzazione, si diminuisce la portata, in quanto aumenta la attenuazione, ma si aumenta, nel contempo, l'intervallo di frequenze accettate. Per quanto riguarda il senso degli avvolgimenti, v. la fig. 4.

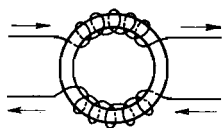


Fig. 4 - Bobina di pupinizzazione e sensi degli avvolgimenti.

Generalmente il passo di pupinizzazione è di 1830 m. Questo passo si chiama passo H. Vi è pure il passo B (915 m) e il passo M (2745 m). La pupinizzazione è possibile anche quando si usano i circuiti virtuali. In tale caso, in corrispondenza di una bicoppia, si seguirà la disposizione di fig. 5; è però necessario ricorrere a determinati accorgimenti, per evitare diafonia. La disposizione in questione si chiama a tre bobine. Le frecce a tratto continuo, si riferiscono ai circuiti reali, le frecce tratteggiate, si riferiscono in-

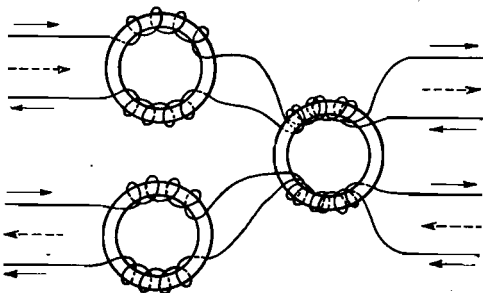


Fig. 5 - Disposizione a tre bobine, per la pupinizzazione di circuiti virtuali.

vece al circuito virtuale. I sensi degli avvolgimenti e la simmetria del sistema devono essere tali da assicurare il bilanciamento perfetto, onde non si determini diafonia.

Un circuito pupinizzato per collegamenti fra stazioni radiofoniche, deve essere caratterizzato da frequenza di taglio di valore elevato. Nella TABELLA IX, sono riportati i dati relativi a casi pratici. Ci si riferisce a circuiti reali con carica « leggera ». Si tenga presente che il valore di 13 mH per il diametro di 1,3 mm si riferisce alla coppia schermata usata per le trasmissioni musicali.

TABELLA IX.  
DATI RELATIVI A CIRCUITI PUPINIZZATI.

Diametro conduttori di rame [mm] . . . . .	0,9	1,3	1,4
Passo di pupinizzazione [m] . . . . .	(H) 1830	(H) 1830	(tedesco) 1700
Carica induttiva [mH]	44	13	3,2
Frequenza di taglio [Hz] . . . . .	5800	10.000	20.000
Attenuazione a 800 Hz [dB/km] . . . . .	0,34	0,26	—

È necessario tenere presente che l'impedenza caratteristica di una linea pupinizzata dipende oltre che dalle costanti della linea, anche dalle caratteristiche delle due sezioni terminali, a causa della non omogeneità della linea stessa. Affinchè l'impedenza d'ingresso di una linea pupinizzata coincida con l'impedenza caratteristica della medesima, è necessario che la linea termini con « mezza sezione » (potrebbe anche terminare con « mezza bobina » ma questo procedimento non è generalmente seguito). Nel caso del passo H, avremo quindi la prima bobina dopo 915 m, le successive ogni 1.830 m e la ultima a 915 m dal termine della linea. In pratica, per raggiungere geometricamente le condizioni volute, alla stazione iniziale e terminale o in una di esse, potrà arrotolarsi convenientemente, su appositi sostegni, il cavo in eccesso, a meno che non si modifichi convenientemente il passo di pupinizzazione o, leggermente, il percorso del cavo.

Le bobine pupinizzatrici vengono installate, per i cavi sotterranei, in camere sotterranee in muratura, convenientemente impermeabilizzate e rese accessibili dall'esterno, mediante apposita apertura. Poichè generalmente si usano quasi sempre i virtuali, per ogni bicoppia si hanno tre bobine, costituenti un'unità Pupin.

I nuclei magnetici delle bobine, sono, come

già abbiamo detto, toridali e sono costituiti da materiale magnetico polverizzato (permalloy) sostenuto da vernici isolanti. L'induttanza si misura convenzionalmente, in corrispondenza dell'intensità di corrente di 1 mA.

Per quanto concerne i pericoli di diafonia, sempre in sede internazionale, si è convenuto che, in corrispondenza di tutte le combinazioni possibili, per una frequenza di 800 Hz e di una corrente di 5 mA di intensità, si abbia una attenuazione di almeno 86,8 dB, pari a 10 neper.

Particolare importanza ha il *bilanciamento* dei cavi, ossia le operazioni da compiere all'atto della *giunzione* onde distribuire uniformemente le capacità. Il bilanciamento consiste, in sostanza, nell'eseguire misure di capacità, mediante un ponte per capacità, fra i vari conduttori che costituiscono le linee e fra ciascuna linea e terra e nell'eseguire le giunzioni fra le diverse sezioni in modo che gli sbilanciamenti vengano, per quanto è possibile, bilanciati.

Per quanto concerne i circuiti di *equalizzazione*, rimandiamo alla voce *EQUALIZZATORE, CIRCUITO* —; *EQUALIZZAZIONE*.

I cavi destinati alla telefonia multipla con frequenze vettrici, devono essere caratterizzati da frequenza di taglio assai elevata, essendo la frequenza impiegata per dette trasmissioni dell'ordine di  $10 \div 65$  kHz; però, molto spesso, si rinuncia addirittura alla pupinizzazione, con conseguente necessità di ricorrere a stazioni amplificatrici a breve distanza le une dalle altre.

Nel progetto delle linee pupinizzate, si tenga presente che, aumentando la pupinizzazione, diminuisce la *velocità di fase*, il cui valore è funzione della frequenza. Di conseguenza, la variazione di questo parametro, per una data variazione di frequenza, sarà tanto maggiore, quanto più « pesante » sarà la pupinizzazione. In definitiva, il Lettore avrà notato che la pupinizzazione è in generale vantaggiosa, ma che è pure necessario non abusarne e ricorrere a essa con cautela e buon senso.

**C. A ELEMENTI COASSIALI.** Il *cavo a elementi coassiali*, chiamato anche semplicemente e peccando assai nella precisione, *cavo coassiale* o *cavo concentrico*, è formato da due conduttori, uno dei quali esterno, generalmente ri-

coperto da un rivestimento isolante, mentre il secondo, filiforme (talvolta, costituito però da un tubo) è disposto all'interno del primo, secondo l'asse di quello. Le sezioni dei due elementi sono quindi concentriche. È quindi evidente come, l'unica denominazione esatta, sia quella di « cavo a elementi coassiali » e come, la più inesatta, sia quella di « cavo concentrico ». I cavi a elementi coassiali vengono utilizzati per il trasporto di energia oscillante a RF e, se la loro applicazione oggi non ha ancora avuto un vasto impulso, ciò dipende esclusivamente da ragioni economiche. Il collegamento fra trasmettitori lontani irradianti il medesimo programma, se realizzato con cavo a elementi coassiali, convogliando oscillazioni a RF, modulate dal segnale da trasferire, consente a tutti i trasmettitori collegati di irradiare il programma in tutti i suoi particolari, in quanto non si verifica variazione di attenuazione, al variare della frequenza del segnale modulante; di conseguenza, una stazione anche lontanissima dal luogo dove avviene l'esecuzione, irraderà se collegata mediante un cavo a elementi coassiali, il programma come se esso provenisse direttamente dai suoi auditori. Se nel caso della radiotelefonia tale stato di cose è desiderabile, esso diviene indispensabile nel caso della televisione, in cui la gamma delle frequenze da riprodurre è vastissima e assai elevato è il valore della frequenza massima che è necessario venga riprodotta senza attenuazione.

Largo è l'impiego di cavi a elementi coassiali per il trasferimento dell'energia RF dai trasmettitori alle antenne relative, così pure nell'installazione di discese antiparassitarie di antenne riceventi, in cui il conduttore esterno funge da schermo elettrostatico, rispetto al conduttore interno di trasferimento della energia.

In un cavo a elementi coassiali, come in ogni altro tipo di linea, si definiscono le grandezze  $l$ ,  $c$ ,  $r$  e  $g$ , come induttanza, capacità, resistenza e disperdenza per unità di lunghezza. La costante di propagazione [*v. PROPAGAZIONE DI UNA PERTURBAZIONE ELETTRICA LUNGO UN FILO CONDUTTORE, c*)], vale:

$$[I] \quad \gamma = \alpha + j\beta = \pm \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)}$$

Quadrando i due membri della [I] e uguagliando fra di loro le parti reali e i coefficienti delle parti immaginarie, si ottiene:

$$[2] \quad \alpha = \sqrt{\frac{I}{2}} \left\{ \left[ (r^2 + \omega^2 l^2)(g^2 + \omega^2 c^2) \right]^{\frac{1}{2}} + (gr - \omega^2 lc) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$[3] \quad \beta = \sqrt{\frac{I}{2}} \left\{ \left[ (r^2 + \omega^2 l^2)(g^2 + \omega^2 c^2) \right]^{\frac{1}{2}} - (gr - \omega^2 lc) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

Le relazioni [2] e [3], osservando che la  $g$  è praticamente trascurabile rispetto alla  $r$  e che la frequenza è generalmente di valore tale per cui risulta:

$$\omega l \gg r,$$

si ridurranno a:

$$[4] \quad \alpha = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{c}{l}},$$

$$[5] \quad \beta = \omega \sqrt{lc}.$$

Ma l'impedenza caratteristica, è data da:

$$[6] \quad Z_0 = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}}$$

e, nel nostro caso, per le semplificazioni fatte:

$$[7] \quad Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}}.$$

Ecco allora che, introducendo il valore [7] nella [4], potremo scrivere il sistema:

$$[8] \quad \begin{cases} \alpha = \frac{r}{2Z_0} \\ \beta = \omega \sqrt{lc} \end{cases}$$

La  $\alpha$  è la costante di attenuazione e la  $\beta$  la costante di velocità o di lunghezza d'onda o di fase.

Calcolando le induttanze per unità di lunghezza, relative ai due conduttori e sommando i valori ottenuti, si ha:

$$[9] \quad l = 0,20 \log_e \frac{a}{b} 10^{-6}, \quad [\text{H/m}]$$

essendo  $a$  e  $b$  i raggi del conduttore esterno e del conduttore interno, rispettivamente (v. fig. 1).

Per la capacità per unità di lunghezza, si ha invece:

$$[10] \quad c = 0,556 \frac{\epsilon_r}{\log_e \frac{a}{b}} 10^{-10}, \quad [\text{F/m}]$$

essendo  $\epsilon_r$  la costante dielettrica relativa del dielettrico interposto fra i due elementi costituenti il cavo. Eventuali verifiche dimensionali delle relazioni [9] e [10], devono naturalmente tenere conto delle costanti assolute elettrostatica e magnetostatica  $\epsilon$  e  $\mu$ , anche se non evidenti. La resistenza unitaria  $r$  alla c.c., può essere calcolata usando le note formule. Si osservi, tuttavia, che è necessa-

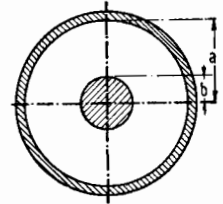


FIG. 1 - Sezione di un cavo a elementi coassiali.

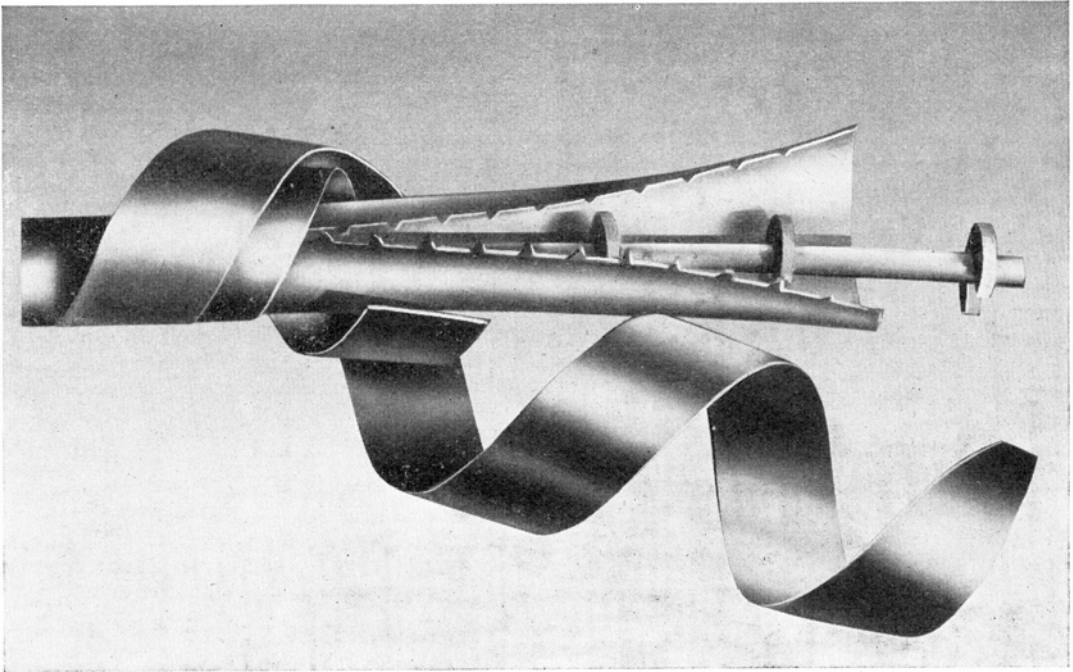


FIG. 2 - Cavo a elementi coassiali di produzione Pirelli. Sono visibili, in sezione gli organi interni; i due «conduttori» sono costituiti dal filo di rame che si erge diritto, sorretto dai dischetti di materiale isolante, e dal tubetto ugualmente di rame, che qui vediamo «spaccato». Un avvolgimento a doppio nastro elicoidale d'acciaio speciale, serve come fasciatura meccanica e completa la struttura del cavo.

io ricordare che, in realtà, il calcolo effettuato come se il cavo fosse percorso da c.c. non darebbe un risultato preciso, per cui è

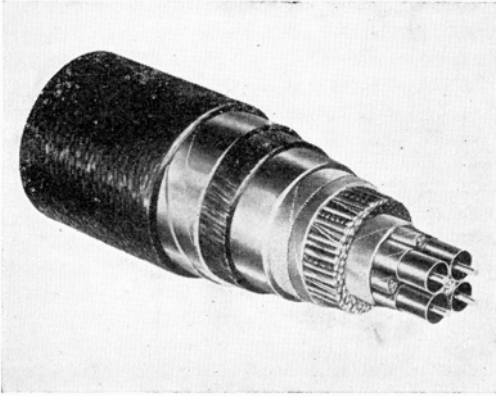


FIG. 3 - Cavo composto, costituito da quattro coppie a elementi coassiali che, nell'ambito della telefonia, potranno consentire milleduecento comunicazioni bilaterali simultanee. Attorno sono disposti, isolati con carta e aria secca, un centinaio di altri conduttori comuni. Il complesso è fasciato da un tubo di piombo che protegge dagli agenti chimici e dalla umidità, poi, da vari strati di juta bitumata e, ancora, da un nastro elicoidale di acciaio (contro gli agenti meccanici) e, infine, da altra juta bitumata. Il cavo illustrato è di produzione Pirelli.

necessario impiegare invece la formula seguente:

$$r = 0,31 \sqrt{\rho} f \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \cdot 10^{-3}, \quad [\Omega/\text{m}]$$

essendo  $\rho$  la resistività del materiale che costituisce i conduttori in unità Giorgi,  $f$  la frequenza in [Hz] e i raggi  $a$  e  $b$  essendo espressi in [m.]. Se uno dei due conduttori è costituito da materiale diverso dall'altro (oltre al rame, sono pure usati altri metalli, per esempio, l'alluminio e il piombo), alla precedente relazione, è necessario sostituire la seguente, particolarmente evidente:

$$[11] \quad r = 0,31 \left( \frac{1}{a} \sqrt{\rho'} + \frac{1}{b} \sqrt{\rho''} \right) f^{\frac{1}{2}} \cdot 10^{-3},$$

dove  $\rho'$  e  $\rho''$  sono le due resistività relative ai due materiali differenti.

Sostituendo il valore ora ottenuto nella [4], tenendo pure conto della [9] e della [10], potremo calcolare il coefficiente di attenuazione  $\alpha$ , mediante la formula così ottenuta:

$$[12] \quad \alpha = 2,25 \frac{\sqrt{\rho \epsilon_r} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}{\log_e \frac{a}{b}} \cdot 10^{-2}, \quad [\text{dB}/\text{km}]$$

mentre per l'impedenza caratteristica, in base alle relazioni [7], [9] e [10], avremo:

$$[13] \quad Z_0 = \frac{60}{\epsilon_r} \log_e \frac{a}{b}. \quad [\Omega]$$

Nel caso in cui il conduttore centrale sia sostenuto da rondelle isolanti distanti  $D$  (distanza riferita alla sezione media di ogni rondella) e di spessore  $d$ , si considererà la costante relativa fittizia:

$$\epsilon_r' = 1 + (\epsilon_r - 1) \frac{d}{D},$$

essendo  $\epsilon_r$  la costante dielettrica relativa del materiale isolante costituente le rondelle isolanti.

È evidente che il ragionamento che ci ha condotto a scrivere la [11], relativo al caso in cui i due conduttori siano costituiti da materiali differenti, può essere applicato anche alla [12].

Poiché  $\alpha$  è strettamente legato ai valori  $a$  e  $b$ , sarà possibile, fermi restando i valori relativi agli altri parametri, ricavare  $a$  in funzione di  $b$  in modo da ottenere il valore minimo di  $\alpha$ . È stato così trovato che  $\alpha$  è minimo in corrispondenza di (tutto rame):

$$\frac{a}{b} = 3,6.$$

In corrispondenza di questo valore, l'impedenza caratteristica del cavo  $Z_0$  diventa circa 77 ohm. Inoltre si vede come, per valori fissi di  $a$  e  $b$ , l'attenuazione sia proporzionale alla radice quadrata della frequenza  $f$ . L'impedenza caratteristica delle linee costituite da cavi a elementi coassiali, è sempre

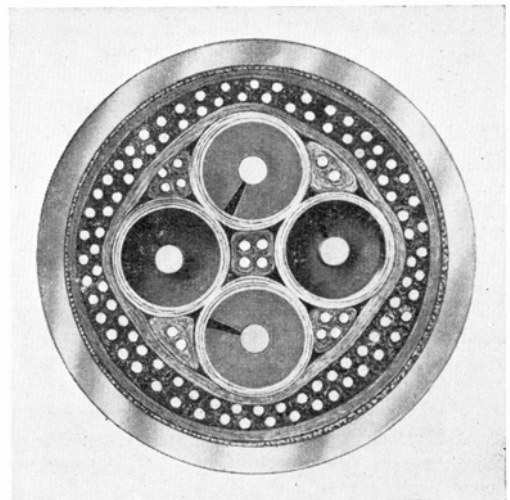


FIG. 4 - Vista in sezione del cavo Pirelli di cui alla fig. 3.



relativamente bassa, in confronto di quella caratterizzante una linea costituita da elementi paralleli fra loro.

Per quanto concerne la velocità di propagazione  $v$ , dalla [3], tenendo conto delle semplificazioni fatte, si ha:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \omega^2 l c \left( 2 + \frac{r^2}{2 \omega^2 l^2} \right)},$$

da cui:

$$\beta = \omega \sqrt{l c} \sqrt{1 + \frac{r^2}{4 \omega^2 l^2}} \approx \omega \sqrt{l c} \left( 1 + \frac{r^2}{8 \omega^2 l^2} \right).$$

Avremo allora, ricordando la definizione di velocità di fase:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \approx \frac{1}{\sqrt{l c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^2}{8 \omega^2 l^2}}.$$

Ritornando alle generalità, si osservi che il cavo a elementi coassiali è ideale in quanto il campo elettromagnetico all'esterno è sicuramente nullo, per cui è garantita la non irradiazione. Non si determineranno fra cavi del tipo in questione influenze mutue, anche se essi saranno posti vicini uno all'altro. È però possibile che si verifichi accoppiamento galvanico o per resistenza, in quanto il potenziale longitudinalmente variabile sul conduttore esterno, determinato dalla c.d.p. dovuta alla corrente fluente, può far sorgere una f.e.m. in senso longitudinale che causi facilmente in esso il formarsi di una corrente parassita. Dal punto di vista costruttivo, i cavi a elementi coassiali possono assumere gli aspetti più differenti. Il dielettrico può essere solido, come può essere costituito dall'aria. In tal caso, a uguali intervalli, vengono collocati nell'interno del cavo, appositi sostegni per l'elemento centrale, che possono essere massicci od opportunamente sagomati. Il sistema, nel suo insieme, può essere rigido o flessibile; nel secondo caso, il conduttore esterno è costituito da una calza metallica anche di piombo, in quanto, dimensionando convenientemente il complesso, è possibile ottenere buoni risultati anche se il materiale che costituisce detto conduttore è caratterizzato da resistenza specifica non altissima. A volte si usano pure tubi di ferro, sul quale vengono riportate longitudinalmente strisce di piattina di rame o anche tubi di alluminio. Nei casi di discesa d'aereo (discesa schermata) si usano cavi di sezione modesta, costituiti da una calza di rame, al cui interno il conduttore viene sostenuto da una succes-

sione di distanziatori a forma di piccola campana, di bachelite o di materia plastica analogà. Oggi si costruiscono pure speciali cavi a elementi coassiali a tenuta perfetta, in cui il dielettrico è costituito da gas compresso.

Assai diffuso è l'impiego, nella fabbricazione dei cavi a elementi coassiali, del POLITENE ( $v.$ ), caratterizzato dalla costante dielettrica relativa  $\epsilon_r = 2,3$ .

**C. MUSICALE.** Denominazione correntemente impiegata per indicare un cavo telefonico destinato a convogliare esecuzioni musicali, la cui posa dovrà quindi essere condotta seguendo particolari accorgimenti, per ottenere un giusto compromesso fra distorsione, frequenza di taglio, attenuazione e costo, combattendo inoltre ogni causa di diafonia. Mentre rimandiamo alla voce CAVO, per quanto concerne le generalità, ecco alcune osservazioni. Come è noto, la gamma acustica è compresa fra 16 e 18.000 Hz e, a prima vista, potrebbe parere indispensabile richiedere ai cavi musicali la trasmissione uniforme di tutta la gamma, compresa fra detti limiti. Ma l'esperienza ha dimostrato che, solamente il 3% degli ascoltatori, è in grado di accorgersi di una restrizione della banda in oggetto, nel caso in cui la stessa venga limitata all'intervallo 100 ÷ 5.000 Hz. Di qui la possibilità di ridurre sensibilmente l'intervallo fra le frequenze di taglio inferiore e superiore. Infatti, le frequenze minori, essendo il comportamento dell'orecchio umano non lineare, vengono mascherate dalle armoniche relative, per cui non è necessario che esse vengano uniformemente trasmesse. Le frequenze elevate, se non vengono trasmesse, influiscono in maniera trascurabile sulla riproduzione delle esecuzioni musicali, leggermente sulla riproduzione della parola e, in forma maggiore, sulla riproduzione dei rumori, riguardati come sovrapposizione di differenti frequenze, non legate da relazioni armoniche, ma questo fatto interessa solo in maniera molto modesta, il problema della radiodiffusione. Per quanto concerne il livello di trasmissione, si osservi che i limiti imposti dal rumore di fondo e dalla saturazione dei tubi degli amplificatori, sono compresi grosso modo, fra -45 dB (pari a 4,3 mV) e 14 dB (pari a poco meno di 4 V); è evidente come la dinamica di trasmissione, possa, al massimo, essere compresa in un intervallo il cui rapporto delle ampiezze limiti (fra il livello minimo e il livello massimo) sia inferiore ai 60 dB, ossia come 1/1000. Ma poichè tutta la catena radiofonica, nella quale sono compresi non solo le apparecchiature di trasmissione, i trasmettitori, ma anche i radioricevitori, non sempre costruiti a perfetta regola d'arte

e non sempre in perfetta efficienza, è consigliabile evitare che la dinamica di trasmissione superi i 40 dB, per cui, in generale, si aumenta il livello inferiore minimo, fissando questo a  $\approx 40$  mV ( $\approx -25$  dB), convenendo, invece, per il valore massimo, circa 3 V, pari a  $\approx 12$  dB. Come si vede, in definitiva la dinamica si riduce a poco meno di 40 dB, pari a un rapporto di 1/100. La distorsione lineare, viene combattuta con i circuiti equalizzatori o correttori (*v.* EQUALIZZATORE, CIRCUITO —; EQUALIZZAZIONE), mentre nessun organo è previsto per combattere la distorsione di fase, non essendo questa fonte di preoccupazione, in quanto quelle che si verificano alle frequenze basse, anzichè essere nocive, danno plasticità alle esecuzioni musicali riprodotte e, quelle che si verificano alle frequenze alte, sono quantitativamente trascurabili. Per quanto concerne la distorsione non lineare non potendo questa essere corretta mediante circuiti di correzione, è necessario evitarne la formazione, in sede di progetto degli amplificatori e dei vari organi che fanno parte della catena. Per combattere la diafonia e gli altri tipi di disturbi, è conveniente ricorrere ad adeguata schermatura dei circuiti e dei singoli componenti. La distanza che separa le centrali amplificatrici disposte lungo un cavo musicale, è dell'ordine di grandezza dei 45 ÷ 65 km.

**CEDEVOLEZZA** [*meccanica*]. È una grandezza meccanica che compare in un sistema meccanico, così come la capacità elettrica compare nel sistema elettrico. La cedevolezza è quindi la capacità meccanica che un sistema meccanico possiede di accumulare energia meccanica. La cedevolezza  $c$  di un sistema meccanico (molla, corpo elastico in genere) viene espressa dal rapporto:

$$c = \frac{s}{F},$$

dove  $s$  è lo spostamento meccanico ed  $F$  il modulo della forza meccanica, relazione che trova l'analoga elettrica nell'espressione della capacità, definita come rapporto fra la carica e il potenziale. L'unità di misura della cedevolezza nel sistema C.G.S. è il *centimetro per dina* [cm/dine] e le sue dimensioni sono:

$$[c] = \frac{[L]}{[L M T^{-2}]} = [M^{-1} T^2].$$

Nel sistema M.K.S. l'unità di misura della cedevolezza è il *metro per newton* [m/N], equivalente a  $10^{-3}$  unità C.G.S.

**CELESTRE, ACCUMULATORE** — [*elettochimica*]. È un accumulatore della cate-

goria a elettrolita acido [*v.* ACCUMULATORE, a), 1]). Le piastre sono formate da sostanza attiva sostenuta da telai di piombo indurito. La sostanza attiva è identica a quella dell'accumulatore Boese (*v.* BOESE, ACCUMULATORE —). È indicato specialmente per esperienze di laboratorio in cui sono spesso richieste scariche assai rapide; è infatti possibile con un accumulatore Celestre, raggiungere i 5 A di scarica per ogni chilogrammo di piastre, senza danno. Lasciato carico inoperoso, l'accumulatore Celestre può mantenere la carica inalterata anche oltre sette mesi. Il suo rendimento è di poco inferiore al 90%.

**CELLIT** [*chimica industriale*]. Sinonimo di CELLON; *v.* questa voce.

**CELLOFANE** [*chimica*]. Sostanza a base di cellulosa. È lucido, trasparente e viene fabbricato in fogli di vario spessore. Si impiega nella fabbricazione di condensatori scadenti.

**CELLON** [*chimica ind.*]. Materiale isolante plastico a base di acetato di cellulosa e di plastificanti. È ininflammabile. Presenta caratteristiche simili alla celluloid e può essere facilmente incollato con la colla di celluloid. Le caratteristiche meccaniche e di lavorazione sono ottime. L'olio di paraffina sui 100° può essere bene impiegato come rammollitore per il cellon e, così pure, una soluzione quasi bollente di cloruro di sodio in acqua. Con tale trattamento, il cellon diviene plastico. In Italia il cellon è fabbricato col nome di *rhodoid*. Altri sinonimi *cellit*, *trolit W*, ecc.; *v.* CELLULOSA, ACETATO DI —.

**CELLULA**. Nome generico impiegato per indicare l'elemento principale indispensabile, che compone un certo sistema, oppure un singolo elemento di sistema composto da più elementi. || **C. A STRATO DI SBARRAMENTO**: *v.* CELLULA FOTOGENERATRICE. || **C. ELETTROLITICA**: *v.* VOLTAMETRO. || **C. ELETTROLITICA RADDRIZZANTE**. Consiste in due elettrodi, uno di piombo o ferro e l'altro di alluminio puro, immersi in un recipiente isolante, contenente una soluzione di ammonio o di sodio al 10% circa (tetraborato o fosfato sodico oppure fosfato o borato ammonico). Se l'elettrodo di alluminio è collegato al polo negativo di una sorgente di energia elettrica e l'altro elettrodo al polo positivo, si ha sviluppo di idrogeno il quale riduce l'ossigeno, dall'ossido (allumina) che ricopre l'alluminio, mentre l'altro elettrodo, al quale si produce ossigeno, viene ossidato. La corrente può scorrere da un elettrodo all'altro in quanto l'ossido prodotto è buon conduttore. Invertendo i reofori, si produrrà di nuovo l'allumina, con svolgimento