

DoTT. ALFREDO FERRARO

# ENCICLOPEDIA DELLA RADIO

DIZIONARIO RAGIONATO SULLA  
TECNICA DELLE CORRENTI DEBOLI  
CON PARTICOLARE RIGUARDO A

**RADIOTECNICA - TELEVISIONE**

E ARGOMENTI CONNESSI

*«I nomi e gli attributi si devono accomo-  
dare all'essenza delle cose e non l'essenza  
ai nomi, perchè prima furono le cose e poi  
i nomi».*

GALILEO

VOLUME PRIMO

A - L

SANSONI EDIZIONI SCIENTIFICHE

FIRENZE

*PROPRIETÀ LETTERARIA RISERVATA*

Copyright by Sansoni Edizioni Scientifiche - Milan - Italy  
Stampato in Italia - Printed in Italy

---

Archetipografia di Milano S.p.A. - Viale Umbria, 54; VI - 1954

ALLA CARA MEMORIA DI MIO PADRE  
MAGGIORE PILOTA  
AMEDEO FERRARO  
PIONIERE DELL'AERONAUTICA  
COMBATTENTE DI DUE GUERRE  
FU FERITO  
CADDE  
IL VELIVOLO INFRANTO  
GLI FU ROGO E GLORIA



## PREFAZIONE

*Dell'estesissima gamma di radiazioni di diversa natura e di diversa frequenza, che da ogni lato ci investono, in una sinfonia tumultuosa, forse reggendo e regolando la nostra stessa vita, abbiamo fissato l'attenzione su quelle di natura elettromagnetica, comprese entro i limiti di frequenza, apparentemente ampi ma pur sempre ristretti, che vorrebbero assegnare confini alla radiotecnica. Ma la radiotecnica, direttamente o indirettamente, è legata a tutti gli altri capitoli della fisica e della tecnica, in modo talmente stretto e complesso, per cui ogni tentativo destinato a fissarne dei limiti, non può che portare a conclusioni vaghe e insoddisfacenti.*

*Il concatenamento dei vari argomenti, legati da indissolubili vincoli di parentela, vuole la radiotecnica connessa, attraverso l'elettroacustica e l'acustica, alla meccanica classica. Tramite i fenomeni di propagazione che caratterizzano particolarmente le frequenze maggiori, vi è un nesso che la collega all'ottica, cui è pure imparentata attraverso l'ottica elettronica, che si basa su leggi talmente affini a quelle ottiche, da consentire la costruzione e l'utilizzazione di sistemi elettro-ottici, analoghi a quelli utilizzati nella tecnica delle radiazioni luminose.*

*E continuando nell'analisi delle affinità esistenti fra la radiotecnica e le altre discipline, ci accorgiamo che, dopo di avere scoperto saldi legami con la meccanica e con l'ottica, ne troviamo altri, non meno saldi e suggestivi, con le scienze matematiche, con la fisica classica e atomica, con la chimica, con la mineralogia, con la medicina, con l'architettura, per sfociare poi, lasciando il dominio scientifico e tecnico, nel campo delle considerazioni etiche, sociali, artistiche, culturali, ecc. Non vi è pensatore che non possa trovare uno o più addentellati fra le proprie tendenze e il mondo della radio, di questo mondo che palpita con la nostra vita, con le nostre gioie e con i nostri dolori, mondo inquieto che, come la vita, è governato da manifestazioni alterne di amore e di odio.*

*Il radunare e catalogare in ordine aridamente alfabetico le voci*

*e le espressioni che hanno direttamente o indirettamente attinenza con la radio, può apparire più semplice di quanto realmente non sia, anche dopo le considerazioni fatte, relativamente alla vastità e alla complessità dell'incastellatura di un argomento così molteplice e così ampio. Ed è per tale motivo che, malgrado i numerosi anni di appassionato e intenso lavoro, affidiamo alla benevolenza del Lettore questa nostra opera, non senza una certa esitazione, ringraziando fin d'ora tutti coloro che vorranno cortesemente segnalarci le pecche e le omissioni che saranno state riscontrate e nelle quali non pretendiamo di non essere incorsi, onde consentirci di apportare a una eventuale successiva edizione dell'Enciclopedia, un numero di miglioramenti che sarà tanto maggiore, quanto più grande sarà stata la cortese collaborazione dei Lettori.*

*Nel congedare questo lavoro, sentiamo il dovere di rivolgere un particolare ringraziamento al dott. ing. Leonardo Bramanti, che ha collaborato, arricchendo il contenuto dell'opera, curandone la redazione ed apportando utili modifiche alla distribuzione della materia.*

*Un grato ricordo vada alla memoria di S. E. il prof. Giovanni Giorgi, Scienziato di fama mondiale, che ci è stato prodigo di consigli e di parole di incoraggiamento. Ringraziamo il dott. ing. Antonio Nicolich, Direttore tecnico de "La Voce del Padrone", che ha avuto la pazienza di leggere tutto il manoscritto, segnalando diverse migliorie da apportare, e tutti coloro che, disinteressatamente, ci hanno fornito tanto materiale utile alla compilazione delle varie voci, fra i quali il prof. Mario Cutolo, del Centro Studi sulla Radio-propagazione e sulla Radionavigazione presso l'Istituto di Fisica Tecnica dell'Università di Napoli, e il prof. Carlo Alberto Tiberio dell'Istituto Nazionale di Geofisica (Roma), oltre ai seguenti Enti: Reale Osservatorio di Greenwich (Inghilterra); British Broadcasting Corporation (Inghilterra, Londra); National Broadcasting Company (U.S.A.); Radiotelevisione Italiana; Radio della Svizzera Italiana; Radio Andorra; Institutet för Högspänningsforskning dell'Università di Uppsala (Svezia); Svenska Turisttrafikförbundet (Svezia, Stoccolma) e a tutte le Ditte commerciali e industriali, italiane e straniere, che hanno fornito illustrazioni e dati relativi ad apparecchiature e materiali.*

*Infine, ringraziamo il Sig. Giuseppe Ponzoni, espertissimo nell'arte tipografica, che, con costante tenacia, ha portato a termine, dopo diversi anni di appassionato interessamento, questa prima edizione, superando difficoltà e contrattempi di ogni genere.*

ALFREDO FERRARO

Bari, 6 aprile 1954.

## CRITERI DI COMPILAZIONE

### a) CATEGORIE DI VOCI.

Le voci sono suddivise in due categorie: *voci di prima evidenza* e *voci di seconda evidenza*. Le prime sono scritte sempre a capo di riga e in carattere maiuscolo nero (**ABC...**). Possono essere costituite da uno o più termini, il cui ordinamento talvolta è volutamente scomposto, onde consentire di avere all'inizio la parola che, presumibilmente, presenta maggiori probabilità di ricerca da parte del Lettore. Quando, scomponendo l'ordine, una o più parole vengono portate all'inizio della voce, il loro posto effettivo viene occupato da una o più lineette, dipendentemente dal loro numero, considerando più parole congiunte da tratto di unione come una parola sola e trascurando articoli e particelle. Ecco ora alcuni esempi di differenti tipi di voci di prima evidenza che compaiono nell'Enciclopedia:

**ANTENNA**  
**ARTHUR, TUBO DI —**  
**NIDO D'API, BOBINA A — —**  
**NICHOLS-SHELLENG, TEORIA DI —**

Le voci di seconda evidenza sono scritte in carattere nero maiuscoletto, con iniziale maiuscola (**Abc...**) e seguono in linea di massima, gli stessi criteri seguiti nella formazione delle voci di prima evidenza.

La distinzione fra le due categorie di voci non risiede nell'importanza delle stesse e non è connessa ad alcun legame fra le seconde e le prime, salvo, naturalmente, eventuali nessi o riferimenti voluti, non dalla mutua posizione delle due voci, ma dallo svolgersi degli argomenti. Non si tratta quindi, come potrebbe sembrare a prima vista, di suddivisioni e sottosuddivisioni.

Le voci di seconda evidenza sono voci, una parte delle quali è costituita dalla voce di prima evidenza che precede. Se la parte comune è all'inizio della voce di seconda evidenza, il Lettore ne troverà scritta la iniziale o le iniziali solamente, come negli esempi seguenti:

<b>ANTENNA</b>	<b>CURVA CARATTERISTICA</b>
<b>A. A DIPOLO</b>	<b>C.C. ANODICA</b>

Se, invece, la parte comune è nel corso o alla fine della espressione che costituisce il titolo della voce di seconda evidenza, essa sarà sostituita da una o più lineette, dipendentemente dal numero delle parole che compongono la parte comune alle due voci, analogamente alle voci di prima evidenza. Esempio:

**POTENZIALE**  
**CAMPO —**

Quando non vi siano sottosuddivisioni (*v.* paragrafo seguente) la separazione fra voce di prima evidenza e voci successive di seconda evidenza, consiste in due tratti ver-

ticali: . Questo segno di separazione è stato utilizzato anche laddove, uno stesso titolo, porta a due diversi argomenti. Esempio:

**GILBERT.** È l'unità . . . . . || **G. PER MAXWELL.** È l'unità . . . . .

Assai di frequente, la voce di prima evidenza non costituisce un argomento, ma una semplice messa in evidenza di un termine comune a più voci. Esempio:

**MOLTIPLICAZIONE. || M. DELLA FREQUENZA**

Quando, invece, le voci della seconda categoria hanno elementi in evidenza (tabelle e figure escluse), come suddivisioni, formule, specchietti, ecc., esse sono separate dalle voci contigue, con inizio a capo e saltando una riga e, questo, per evitare che il Lettore possa attribuire ad altre voci, parti evidenti, che alle stesse non appartengono.

**b) SUDDIVISIONI e SOTTOSUDDIVISIONI DEGLI ARGOMENTI.**

Quando un argomento è suddiviso in paragrafi, i titoli dei paragrafi, scritti in maiuscoletto corsivo con iniziale maiuscola (*ABC...*), sono contraddistinti con lettere minuscole tonde dell'alfabeto: a), b), ecc., mentre ulteriori suddivisioni, hanno i titoli in corsivo minuscolo con iniziale maiuscola (*Abc...*) e sono contraddistinte con numeri: 1), 2), ecc. Esempio:

**ACCUMULATORE**

a) *ACCUMULATORI A ELETTROLITA LIQUIDO*

1) *A elettrolita acido*

**c) RINVII.**

I titoli dei rinvii sono scritti in carattere maiuscoletto: (*ABC...*).

**d) TERMINI IN EVIDENZA.**

I termini in evidenza sono scritti con carattere corsivo (*abc...*). Solamente i termini corrispondenti a voci dell'Enciclopedia in cui il Lettore può eventualmente trovare ulteriori chiarimenti sull'argomento, sono in carattere maiuscoletto, come i rinvii.

**e) ABBREVIAZIONI.**

Tutte le abbreviazioni sono evidenti e non abbisognano di chiarimenti. Ricordiamo tuttavia, che le più usate sono riportate alfabeticamente nel corso del testo. Segnaliamo inoltre: c.c. = *corrente continua* (e non cortocircuito); c.a. = *corrente alternata*; c.e., c.m. e c.e.m. significano *campo*, rispettivamente *elettrico*, *magnetico* ed *elettromagnetico*. Si raccomanda di tenere presente AF e RF, per *audiofrequenza* e *radiofrequenza* (attenzione quindi a non ritenere che AF significhi alta frequenza!).

**f) ORDINAMENTO ALFABETICO.**

L'ordinamento alfabetico si basa esclusivamente sulla prima parola delle voci costituite di più parole. Si tiene conto della seconda parola, solamente quando è necessario introdurre un ordinamento alfabetico sussidiario fra più espressioni, aventi la prima parola uguale. In tale caso, l'ordinamento alfabetico sussidiario tiene conto solamente della seconda parola. Ovviamente, se le parole uguali sono due, l'ordinamento alfabetico sussidiario si basa sulla terza parola. Le parole unite con tratto di unione sono considerate come una parola sola. Esempio:

**L, ANTENNA A —  
LA ROCHELLE, SALE DI —  
LABIRINTO ACUSTICO**



Infatti, la seconda voce, secondo un ordinamento alfabetico che non tenesse conto della suddivisione delle voci in più termini, avrebbe dovuto essere posta fra LARIN-GOFONO e LARSEN.

L'ordinamento alfabetico delle voci di seconda evidenza, non tiene conto del fatto che la parte omessa, perchè ripetizione della voce di prima evidenza che precede, sia all'inizio o meno del titolo. Esempio:

**EMISSIONE**  
**COEFFICIENTE DI** —  
.....  
**E. AUTOELETRONICA**  
.....  
**POTERE DI** —

#### g) **SIMBOLI.**

Sebbene ogni trattazione costituisca un argomento completo e a sé, indipendente quindi dalle altre voci dell'Enciclopedia, abbiamo cercato di mantenere una certa uniformità nei simboli che compaiono alle varie voci, in riferimento alle stesse specie di grandezze. Tuttavia, non sempre abbiamo potuto uniformare le varie trattazioni a questo principio, a causa di incompatibilità inevitabili, dato il numero elevato di argomenti trattati. Informiamo però il Lettore che, in ogni singola voce, viene sempre riportato il significato di ciascun simbolo, per cui, qualche incertezza potrà aversi solamente in corrispondenza delle consultazioni di rinvio, che possono portare al confronto diretto fra espressioni matematiche comprendenti simboli diversi, con il medesimo significato; riteniamo tuttavia che, con un po' di attenzione, ogni malinteso possa essere evitato.

#### h) **ALTRE OSSERVAZIONI.**

Il sistema Giorgi razionalizzato è stato usato ovunque e, con esso, la convenzione dimensionale che associa alle tre dimensioni meccaniche fondamentali  $[L]$ ,  $[M]$  e  $[T]$ , la coppia  $[I]$ ,  $[V]$  (intensità di corrente elettrica e potenziale elettrico), equivalente alla dimensione addizionale  $[L^2 MT^{-3}]$ . Tuttavia, non sono stati omessi riferimenti dimensionali connessi alle vecchie convenzioni e, dove ragioni storiche o di insuperabile attaccamento alle vecchie metrologie lo hanno consigliato, sono state usate unità ed espressioni dimensionali dei sistemi  $(C.G.S.)_s$  e  $(C.G.S.)_{em}$  non razionalizzati. Tuttavia, onde evitare malintesi, il Lettore è ovunque informato della via seguita.

I valori relativi alla rigidità dielettrica riportati nelle tabelle, sono valori efficaci.

In taluni punti, è stato espresso il livello in unità logaritmiche [dB], considerate in senso assoluto. In questi casi si fa riferimento (salvo differente indicazione) a un livello zero convenzionale, stabilito considerando un carico di  $600 \Omega$ , alimentato da una tensione di 0,775 V, cui corrisponde una intensità di corrente di 1,295 mA e una potenza di 1 mW.

Per quanto concerne i riferimenti bibliografici, l'elenco raggruppa tutte le opere consultate nella compilazione del testo il cui manoscritto era nato con una abbondante bibliografia in calce alle voci più importanti e una mole complessiva del lavoro di un buon terzo superiore a quella raggiunta. Pertanto, d'accordo con l'Editore, si è deciso di sopprimerla, in quanto lo stato attuale del commercio librario non consente lussi di sorta.

Le unità Giorgi utilizzate ovunque, sono quelle assolute, ossia quelle riferite alle corrispondenti unità del sistema  $(C.G.S.)_{em}$ , di cui sono potenze del 10. Pertanto non è stato tenuto conto dei fattori correzionali, destinati a trasformare le unità assolute nelle corrispondenti unità internazionali, ormai definitivamente soppiantate dalle prime.

## BIBLIOGRAFIA

### a) - TESTI

- ADAM M. - *Encyclopédie de la Radioélectricité* - Chiron, Parigi.
- ALBENGA G.; PERUCCA E. - *Dizionario Tecnico Industriale Enciclopedico* - U.T.E.T., Torino.
- ANDREINI I. V. - *Dizionario Enciclopedico dei Termini Radiotecnici* - Ed. Lombarda S. A., Milano.
- ANTINORI A.; SAVELLI V. - *Fondamenti di Radiotecnica* (dalle lezioni di G. Pession) - Fratelli Palombi, Roma.
- A.R.R.L. - *The A.R.R.L. Antenna Book*.  
— *The Radio Amateurs Handbook*.
- ASCHEN R. - *L'Emploi des Tubes Électroniques* - Chiron, Parigi.  
— *Les Appareils de mesure en Radiotechnique* - Dunod, Parigi.  
— *Les Récepteurs Professionnels* - Dunod, Parigi.
- ASTUNI E. - *Esercitazioni di Elettrotecnica* - Studium Urbis, Roma.
- BATTELLI A.; CARDANI P. - *Trattato di Fisica Sperimentale* (I, II, III, IV) - Vallardi, Milano.
- BAUDOUX P. - *L'Antenne Rayonnante* - Gauthier-Villars & C. Co., Parigi.
- BECKER R. - *Teoria dell'Elettricità* - Sansoni, Firenze.
- BOELLA M. - *Radioricevitori* - Levrotto & Bella, Torino.
- BOSSI J. - *Le Valvole Termoioniche: Caratteristiche e loro comparazione* - Il Rostro, Milano.
- BOUASSE H. - *Ondes Hertziennes* - Librairie Delagrave, Parigi.
- BRIGGS G. A. - *Le Haut Parleur* - Dunod, Parigi; Brans, Anversa.
- BRONZI G. - *La Tecnica dei Radiotrasmettitori* - Zanichelli, Bologna.
- BRUCCHIETTI G. - *Gli Accumulatori elettrici* - Vallardi, Milano.
- BRUECKMANN H. - *Antennen ihre Theorie und Technik* - Hirzel, Lipsia.
- BURGATTI P. - *Elementi di Calcolo Vettoriale e Omografico* - Hoepli, Milano.
- CACCIA G. - *La Televisione* - Radio Industria, Milano.
- CACIOTTI M. - *Appunti sulla Tecnica della Registrazione* - Radio Italiana, Torino.
- CAIONE E. - *Televisione* - Rispoli, Napoli.
- CALLEGARI N. - *Le Valvole Riceventi* - Il Rostro, Milano.  
— *Onde Corte e Ultracorte* - Il Rostro, Milano.  
— *Radiotecnica per il Laboratorio* - Il Rostro, Milano.
- CAMM F. J. - *Practical Wireless Encyclopaedia* - Newnes, Londra.
- CAMUS J. - *La Pratique du Radar* - Elzévir, Parigi.
- CARRARA N. - *Microonde* - Arti Poligrafiche E., Torino.
- CASTELFRANCHI G. - *Fisica Sperimentale e Applicata* (I, II) - Hoepli, Milano.
- CASTELLANI A. - *Televisione, Radiovisione* - Hoepli, Milano.
- CASTELNUOVO G. - *Lezioni di Geometria Analitica* - Soc. Ed. Dante Alighieri, Roma.
- CHISINI O. - *Lezioni di Geometria Analitica e Proiettiva* - Zanichelli, Bologna.
- CHRÉTIEN L. - *Traité de Réception de la Télévision* - Chiron, Parigi.
- CISOTTI U. - *Analisi Matematica* - Lib. Ed. Politecnica Tamburini, Milano.
- CODEGONE C. - *Problemi di Acustica Architettonica* - Gheroni, Torino.
- COLOMBO G. e Collab. - *Manuale dell'Ingegnere Civile e Industriale* - Hoepli, Milano.
- COMITATO NAZ. TECN. DI TELEVISIONE; ASSOCIAZ. NAZ. IND. RIUNITE; RADIO ITALIANA - *Convegno Internazionale di Televisione* - Radio Italiana, Torino.
- CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE - *Atti del Congresso Internazionale per il Cinquantenario della Scoperta Marconiana della Radio* - Bardi, Roma.
- COSTA E. - *Guida Pratica del Radioriparatore* - Hoepli, Milano.

- CRATI F. - *Note sul Funzionamento dei Raddrizzatori a Vapori di Mercurio* - Libr. Ed. Politecnica Tamburini, Milano.
- CRESCINI C. - *Principi Fondamentali di Elettroacustica Teorica ed Applicata* - Hoepli, Milano.
- CRISCI G.; MIRABELLA G. - *Impianti Elettrici* - Soc. Tipogr. Modenese, Modena.
- DAL MONTE G.; ZERBINI V.; CASSIA C. - *Corso di Elettrotecnica* (dalle lezioni di G. C. Vallauri) - Giorgio, Torino.
- DE MARCHI A. - *Filtri Elettrici* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- DEKETH J. - *Bases de la Technique des Tubes de T.S.F.* - Ed. Philips, Eindhoven.
- DELL'AIRA M. - *Gli Oscillatori Elettrici* (I) - Pepitoni, Roma.
- DELLA ROCCA M. - *La Piezoelettricità* - Il Rostro, Milano.
- DILDA G. - *Radiorecettori* (I, II) - Levrotto & Bella, Torino.
- *Radiotecnica* (I, II) - Levrotto & Bella, Torino.
- DONATI L.; SARTORI G. - *Elettrotecnica* (I, II) - Hoepli, Milano.
- E.I.A.R. - *Annuario dell'Anno XIII* - Soc. Ed. Torinese, Torino.
- FEDERICI M. - *Acustica subacquea ed Ultrasuoni* - S.E.I., Torino.
- FELDTKELLER R. - *Einführung in die Siebschaltungstheorie der Elektrischen Nachrichtentechnik* - Hirzel, Lipsia.
- FERRARO A. - *Metrologia - Unità e Sistemi di Misura* - Lavagnolo, Torino.
- FINZI V. - *Esercizi di Radiotecnica con Richiami di Teoria* - Giorgio, Torino.
- FODDIS G. - *Corso Pratico di Telefonia* - Hoepli, Milano.
- *Il Sistema Giorgi di Unità di Misura* - Ist. Poligr. dello Stato, Roma.
- FROMY E. - *Mesures en Radiotechnique* - Dunod, Parigi.
- GENNARELLI E. - *Radioaiuti alla Navigazione* - Radio Industria, Milano.
- GHERSI I. - *Prontuario delle Monete, Pesi e Misure Inglesi, ragguagliate al Sistema Metrico Decimale* - Hoepli, Milano.
- GIORGI G. - *Dati e Valori per la Fisica e l'Elettromagnetismo* - S.E.I., Torino.
- *Grandezze e Unità Elettriche* - Reale Acc. d'Italia, Roma.
- *Verso l'Elettrotecnica Moderna* - Libr. Editr. Politecnica Tamburini, Milano.
- GIULIANI G. - *Circuiti Oscillanti e Filtri Elettrici* - Ist. G. Marconi, Napoli.
- GRAU P. - *Introduction à l'Électronique* - Dunod, Parigi.
- HENNEY K. - *Radio Engineering Handbook* - Mc Graw-Hill B. C., Nuova York.
- JOUAUST R. - *L'Ionosphère* - Ed. de la Revue d'Optique, Parigi.
- JOUAUST R. - *Diélectriques Solides* - Ed. de la Revue d'Optique, Parigi.
- LA ROSA A. - *La Trasmissione della Radiofrequenza* - Levrotto & Bella, Torino.
- LAMBREY M. - *Radiotechnique Générale* (I, II) - Baillièere et Fils, Parigi.
- LANGBEIN R.; WERKMEISTER G. - *Elektrische Messgeraete* - Becker & Erler, Lipsia.
- LATMIRAL G.; PERONI B. - *Nozioni sulla Irradiazione, Propagazione e Captazione delle Microonde* - Libr. Editr. Politecnica Tamburini, Milano.
- LEVI R. - *Formulario di Elettrotecnica* - Giorgio, Torino.
- LIOT L. - *Technique des Ondes très Courtes et Ultra-Courtes* - Dunod, Parigi.
- LORI F. - *Il Magnetismo e le Sostanze Ferromagnetiche* - Stucchi, Milano.
- MAC LANACHAN W. - *Television and Radar Encyclopaedia* - Newnes, Londra.
- MAGELLI A. - *Principi Fondamentali di Televisione e Modulazione di Frequenza* - Ed. Tecn. Eletttroniche, Torino.
- MAGGI G. A. - *Teoria Fenomenologica del Campo Elettromagnetico* - Hoepli, Milano.
- MALAGOLI R. - *Sunti di Lezioni di Fisica Sperimentale* (I, II) - Soc. Tipogr. Modenese, Modena.
- MALATESTA S. - *Elementi di Radiotecnica Generale* - Corsi, Roma.
- MALAVASI A.; MANNINO-PATANÈ G. - *Le Correnti a Radiofrequenza* - Hoepli, Milano.
- MANNINO-PATANÈ G. - *Circuiti Elettrici* - Il Rostro, Milano.
- *Circuiti Oscillatori* - Hoepli, Milano.
- *I Numeri Complessi* - Il Rostro, Milano.
- *La Tecnica Elettronica* (I, II, App.) - Hoepli, Milano.
- MARAGLIANO V. - *Trattato Italiano di Marconiterapia* - Zanichelli, Bologna.
- MARCONI G.; CORBINO O. M.; SOLARI L. - *Radiocomunicazioni* - Ed. Enc. Treccani, Roma.
- MARMOR S. - *Application de la Théorie des Circuits Couplés au Calcul des Transformateurs H. F.* - Dunod, Parigi.

- MASCART E.; JOUBERT J. - *Leçons sur l'Électricité et le Magnétisme* (I, II) - Masson, Parigi.
- MESNY R. - *Les Ondes Électriques Courtes* - Les Presses Univ. de France, Parigi.
- *Radioélectricité Générale* - Chiron, Parigi.
- MICHELETTA C. - *Amplificatori Elettronici* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- *Onde Elettriche; Irradiazione e Propagazione* - Lib. Ed. Politecnica Tamburini, Milano.
- MINISTERO PP. & TT. - *Regolamento delle Radiocomunicazioni* - Ist. Poligr. dello Stato, Roma.
- MONTEFINALE G. - *Il Radar* - Hoepli, Milano.
- MONTÙ E. - *Matematica per Tecnici e Ingegneri* - Il Radiogiornale, Milano.
- *Radiotecnica* (I, II, III) - Hoepli, Milano.
- *Televisione* - Il Radiogiornale, Milano.
- & Collab. - *Applicazioni della Radio e della Tecnica Elettronica* - Il Radiogiornale, Milano.
- NICOLICH A. - *La Relatività di Albert Einstein* - Il Rostro, Milano.
- PARENTE E. - *I Logaritmi e le loro Applicazioni ad alcuni Problemi di Elettroacustica* - Ist. G. Marconi, Napoli.
- PASCUCCI A. & Collab. - *Enciclopedia Pratica di Radiotecnica* - Ciancimino, Milano.
- PELLEGRINO D. - *Bobine per Basse Frequenze* - Il Rostro, Milano.
- *Trasformatori di Potenza e di Alimentazione* - Il Rostro, Milano.
- PERONI B. - *Antenne e Propagazione delle Onde Elettromagnetiche* - Dell'Aira, Roma.
- PERSICO E. - *Introduzione alla Fisica Matematica* - Zanichelli, Bologna.
- PERUCCA E. - *Fisica Generale e Sperimentale* - U.T.E.T., Torino.
- PESSION G. - *Misure Radiotecniche e Formulario* - Hoepli, Milano.
- PETRONCINI G. - *Microonde* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- *Radiotecnica Costruttiva; Antenne e Telai* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- *Radiotecnica Costruttiva; Condensatori e Resistenze* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- *Radiotecnica Costruttiva; Induttanze e Trasformatori* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- *Radiotecnica Costruttiva; Poliodi* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- PIAZZOLI E. - *Sovratensioni negli Impianti Elettrici* - Hoepli, Milano.
- PIERUCCI M. - *Lezioni del Corso Speciale di Fisica* - Tarantola, Modena.
- PINCIROLI A. - *Complementi di Elettrotecnica* - Levrotto & Bella, Torino.
- *Direzionalità delle Onde Elettromagnetiche* - Ist. Radiotecnico, Milano.
- *Misure Radioelettriche* - Levrotto & Bella, Torino.
- *Tubi Elettronici* - Ruata, Torino.
- POHL R. W. - *Elementi Teorico-pratici di Elettrofisica Moderna* - Hoepli, Milano.
- PROKOTT E. - *Die Grundlagen der Modulation* - Hirzel, Lipsia.
- QUERQUES A. - *Accumulatori Elettrici Acidi ed Alcalini* - Hoepli, Milano.
- *I Pericoli dell'Elettricità* - Hoepli, Milano.
- *Materiali Elettrici* (I, II) - Hoepli, Milano.
- *Sistemi ed Unità di misura; Sistema Giorgi* - Hoepli, Milano.
- QUINET J. - *Théorie et Pratique des Amplificateurs* - Dunod, Parigi.
- R.A.I. - *Annuario 1952 e 1953* - Radio Italiana, Torino.
- RASETTI F. - *Il Nucleo Atomico* - Zanichelli, Bologna.
- RANZI I. - *Acustica Applicata alle Costruzioni* - Vallardi, Milano.
- RECLA A. - *Nuclei Ferromagnetici nei Sintonizzatori a Permeabilità Variabile* - Radio Industria, Milano.
- *Strumenti Elettrici di Misura* - Radio Industria, Milano.
- REYNES X. - *La Radio dans la Navigation* - Dunod, Parigi.
- RIDER J. F.; USLAN S. D. - *Encyclopedia on Cathode-Ray Oscilloscopes and their Uses* - Rider, Nuova York.
- RICHTER H. - *Die Kathodenstrahlenroehre* - Franckh'sche Verlagshandlung, Stoccarda.
- RICKMANN E.; HEYDA H. - *Prontuario di Elettroacustica* - Hoepli, Milano.
- RIGHI A. - *L'ottica delle Oscillazioni Elettriche* - Zanichelli, Bologna.
- RIGHINI P. - *Acustica Musicale* - Giorgio, Torino.
- RIMINI C. - *Elementi di Elettrotecnica Generale* - Zanichelli, Bologna.
- *Elementi di Radiotecnica Generale* - Zanichelli, Bologna.
- ROLIN E. - *Traité Pratique des Antennes* - Dunod, Parigi.
- ROSA E. - *Le Resistenze nella Tecnica Elettronica* - Hoepli, Milano.
- *Modulazione di Frequenza* - Hoepli, Milano.
- RAVALICO D. E. - *Radiolibro* - Hoepli, Milano.
- RUELLE U. - *Compendio di Radiotecnica* - Trecci, Livorno.
- *Principi di Radiotecnica* - Hoepli, Milano.

- RUTELLI G. - *Principi di Tecnica delle Comunicazioni Elettriche* (I) - Giorgio, Torino.  
 SACCO L. - *Manuale di Crittografia* - Roma.  
 — *Radiogoniometria con Principi di Radionavigazione* - Hoepli, Milano.  
 SACERDOTE G.; BASILE C. - *Tubi Elettronici e loro Applicazioni* - Levrotto & Bella, Torino.  
 SAVELLI V. - *Misure di Corrente, Tensione e Potenza in Alta Frequenza* - Libr. Ed. Politecnica Tamburini, Milano.  
 SCHÉNER J. - *Étude de l'Étage Amplificateur a Résistances* - Dunod, Parigi.  
 SCHNEIDER E. G. - *Le Radar; Théorie et Réalisation* - Éd. de la Revue d'Optique T. e I., Parigi.  
 SMITH W. - *Antenna Manual* - Editors & Engineers, S. Barbara, California.  
 SOATI P. - *Manuale delle Radiocomunicazioni* - Il Rostro, Milano.  
 — *Meteorologia* - Il Rostro, Milano.  
 SOLARI L. - *Storia della Radio* - Treves, Milano.  
 SOLINA N. - *Misure Radioelettriche* - Soc. Ed. Dante Alighieri, Roma.  
 SOZZANI F. - *Segni Grafici per le Telecomunicazioni* - Soc. It. Reti Telef. Interurb., Milano.  
 STRANEQ P. - *Materia, Irraggiamento e Fisica Quantica* - Hoepli, Milano.  
 STRATTON J. A. - *Teoria dell'Elettromagnetismo* - Einaudi, Torino.  
 TAGLIABUE C. - *Elettroacustica* - Radio Industria, Milano.  
 TERMAN F. E. - *Radio Engineering* - Mc Graw-Hill B. C., Nuova York.  
 — *Radio Engineers' Handbook* - Mc Graw-Hill B. C., Nuova York.  
 TERNINI G. - *Generatori di Segnali; Voltmetri Elettronici* - Il Rostro, Milano.  
 — *Gruppi di Alta Frequenza per Ricevitori* - Il Rostro, Milano.  
 — *Manuale per la pratica delle Radioriparazioni* - Il Rostro, Milano.  
 — *Strumenti Universali di Misura* - Il Rostro, Milano.  
 TIBY A. - *Rappresentazione Grafica delle Funzioni* - Cavalleri, Como.  
 TISSOT C. - *Manuel de Télégraphie sans fil et de Téléphonie sans fil* - Soc. Éd. Géographiques, Maritimes et Coloniales, Parigi.  
 TREVES S. - *Corso di Telefonia* - S.T.E.N., Torino.  
 TROPPER H. - *Théorie des Circuits Électriques* - Dunod, Parigi.  
 TUCCI U. - *Enciclopedia della Radio* - Bemporad e Figlio, Firenze.  
 — *La Storia della Radio* - Rispoli, Napoli.  
 U. S. DEPART. OF COMMERCE - *Ionospheric Radio Propagation* - U. S. Print. Off., Washington.  
 VANNI G. - *Radiotecnica* (I) - Soc. Ed. Dante Alighieri, Roma.  
 — TUCCI U. - *Radiotecnica* (II) - Soc. Ed. Dante Alighieri, Roma.  
 VECCHIACCHI F. - *Comunicazioni Elettriche* - Libr. Ed. Politecnica C. Tamburini, Milano.  
 — *Un Decennio di Progressi nel campo delle Misure di Frequenza* - I.G.I. Stucchi, Milano.  
 WARE L. A.; REED H. R. - *Communication Circuits* - Wiley & S., Nuova York.  
 WENNERBERG J. & Collab. - *Il Sistema Giorgi di Unità di Misura* - Studium Urbis, Roma.  
 WRATHALL E. - *Teoria Calcolo e Costruzione dei Translatori per Altoparlante* - Levrotto & Bella, Torino.  
 ZWORYKIN V. K.; MORTON G. A. - *Television* - Wiley & S., Nuova York.

## b) / RIVISTE, RASSEGNE e BOLLETTINI

Alta Frequenza	Proceedings of the Inst. of Radio Eng.
Bulletin Technique Philips	QST Amateurs Radio
Bollettino Tecnico Ducati	Radio Age (R.C.A.)
Bollettino d'Informazioni F.I.V.R.E.	Radio & Television News
Bollettino Tecnico Geloso	Radio & Televisione
Broadcast News (R.C.A.)	Radiogiornale
Elettronica	Radorivista
General Electric Review	Rendiconti A.E.I.
l'antenna	Televisione Italiana
L'Elettrotecnica	Selezione Radio
L'Onde Électrique	Tecnica Elettronica
Marconi	Telefunken Zeitung
Normali Ducati	The General Radio Experimenter
Nuovo Cimento	The Wireless World
Poste & Telecomunicazioni	





GUGLIELMO MARCONI, Inventore della radiotelegrafia (foto *Ungheria - Roma*).

« E' veramente degno di nota che nessun brevetto sia mai stato chiesto per la telegrafia senza fili a onde elettriche, fino a quando Marconi, il 2 giugno 1896, presentò la domanda per ottenere il suo primo brevetto per un sistema di comunicazione a mezzo delle onde elettriche. Soltanto dopo il primo brevetto Marconi, numerosi brevetti di invenzione sono stati richiesti per un tale sistema ».

JOHN FLEMING

## ERRATA-CORRIGE

(Alcuni errori si riscontrano solamente in parte delle copie stampate)

pagina	colonna	righe	formula	ERRATA	CORRIGE
10	I	32		$C$	$C_s$
30	I		I	$+ j \omega m_a -$	$j + (\omega m_a -$
32	I		[3]	$\log$	$\log_e$
43	I			$\frac{I}{\rho K} = \frac{x}{\rho}$	$\frac{I}{\sqrt{\rho K}} = \sqrt{\frac{x}{\rho}}$
75	II		[2]	$\frac{I}{\omega_r c}$	$\frac{I}{\omega_r c}$
142	I		II	$\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$	$\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$
212	II		[13]	$L^{-2}$	$L^{-2}$
267	II		[1]	$(r + j \omega l) (g + j \omega c)$	$\sqrt{(r + j \omega l) (g + j \omega c)}$
269	II		[13]	$\epsilon_r$	$\sqrt{\epsilon_r}$
292	II		V	$\omega_2$	$\omega^2$
293	I		V	$\frac{\pi}{2} -$	$\frac{\pi}{2} ) -$
295	I		[30]	$\frac{R_1}{\omega L_1} \frac{R_2}{\omega L_2}$	$\sqrt{\frac{R_1}{\omega L_1} \frac{R_2}{\omega L_2}}$
296	II		[33'']	$\frac{C_1 C}{C_1 + C}$	$\frac{C_1 C}{C_1 + C}$
326	I e II			[h] e [k]	[h] e [k]
366	I		IV	$C \frac{dv}{dt} =$	$C \frac{dv}{dt} = i$
366	II	41		si-tuato	situato
368	I		V	$I = -E_g \left( \frac{Z_g}{Z_{gk} Z_k} +$	$I_a = -E_g \left( \frac{Z_{ag}}{Z_{gk} Z_{ak}} +$
368	I		[3]	$I$	$I_a$
375	II	36		coindida	coincida
518	II	d)		PE RSOLLECITAZIONE	PER SOLLECITAZIONE
521	II		[7'']	$p_m$	$p_{ma}$
535	I	5 e 6		[C][J]	[C][J]
546	II		[25]	$z$	$z$
582	II	28		$(T - \tau$	$(T - \tau)$
719	I		[9]	[bit simbolo]	[bit/simbolo]
733	I	fig. 2		due	tre
789	II	6		$L_1 C_1$	$lL_1 iC_1$
805		test.		LIVELLO	LINK
807	I	23		$20 \log_{40}$	$20 \log_{10}$



# A

**A.** Simbolo di *ampere*, unità di misura della intensità di corrente elettrica.

**Å.** Simbolo di *ångström*, unità di lunghezza impiegata in fisica per la misura di lunghezze d'onda corrispondenti a oscillazioni di frequenza assai elevata; *v.* ÅNGSTRÖM, UNITÀ —.

**A, A', AB, AB<sub>2</sub>, FUNZIONAMENTO IN CLASSE** —: *v.* le voci AMPLIFICAZIONE ELETTRONICA, b), d); CONTROFASE, COLLEGAMENTO DI TUBI TERMOELETTRONICI IN —; POTENZA DI USCITA DI UNO STADIO, a) e RENDIMENTO ANODICO, a).

**AB.** Prefisso che anteposto alla denominazione di una unità di misura del sistema definitivo, la trasforma nella unità corrispondente del sistema (C.G.S.)<sub>em</sub>. Avremo, ad esempio:

1 unità (C.G.S.)<sub>em</sub> di potenziale =  
= 1 abvolt = 10<sup>-8</sup> volt,

1 unità (C.G.S.)<sub>em</sub> di resistenza =  
= 1 abohm = 10<sup>-9</sup> ohm.

**ABACO.** Con tale denominazione viene spesso indicato un nomogramma; *v.* RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DELLE FUNZIONI, e).

**ABBAGLIAMENTO** [ottica]. Se due sorgenti luminose si trovano a breve distanza l'una dall'altra e l'intensità luminosa di una supera di un certo valore quella dell'altra, si può avere *abbagliamento*, ossia, l'occhio sovrappreso dalla energia luminosa emessa dalla sorgente più intensa non riesce a distinguere l'altra sorgente. È un fenomeno analogo al fenomeno di ASSORDAMENTO che si riscontra in acustica.

**ABBONAMENTO:** *v.* LEGISLAZIONE e REGOLAMENTI, a).

**ABERRAZIONE DELLE IMMAGINI** [ottica]: *v.* DIFETTI DELLE IMMAGINI.

**ABRAHAM-BLOCH.** || MULTIVIBRATORE DI —: *v.* MULTIVIBRATORE. || VOLTMETRO AMPLIFICATORE DI —: *v.* VOLTMETRO AMPLIFICATORE.

**A.C.** Abbreviazione anglosassone di *alternating current* (corrente alternata).

**ACCELERATORE DI ELETTRONI:** *v.* le voci BETATRONE, CICLOTRONE, MICROTRONE.

**ACCELERAZIONE** [meccanica]. Dato un mobile moventesi con moto vario, chiamasi *accelerazione* il vettore  $d\mathbf{v}/dt$ , essendo  $\mathbf{v}$  la velocità. L'accelerazione si indica, di solito, col simbolo  $\mathbf{a}$  e forma un angolo acuto con la direzione del moto, se questo è accelerato (la velocità è in aumento), mentre forma un angolo ottuso se il moto è ritardato (la velocità è in diminuzione). Se il moto è uniformemente vario, l'accelerazione è costante. L'accelerazione dovuta alla forza di gravità, prende il nome di *accelerazione di gravità* e indicasi generalmente con  $g$ . Nel caso del moto rotatorio di un mobile che ruoti con velocità angolare  $\omega$ , si definisce *l'accelerazione angolare*  $d\omega/dt$ . || **CARATTERISTICA DI —:** *v.* CURVA CARATTERISTICA DI ACCELERAZIONE.

**ACCENSIONE.** Chiamasi *accensione* il riscaldamento del catodo di un tubo termoelettronico, ottenuto facendo scorrere nel filamento (di questo), una corrente di opportuno valore, che ne aumenti la temperatura per effetto Joule. La batteria di pile o meglio, di accumulatori, alla quale viene affidato il compito di fornire la f.e.m. da applicare ai terminali del filamento del tubo termoelettronico, affinché esso diventi sede di una corrente di valore ben determinato (tale da portarne la temperatura al valore richiesto, perchè l'effetto termoelettronico possa avere luogo con l'entità necessaria ma che, nel medesimo tempo, non sia tanto elevata da determinare il rapido esaurimento del tubo o, addirittura, la fusione del filamento), chiamasi *batteria di accensione*. La f.e.m. della batteria di accensione deve essere, per i comuni tipi di valvole riceventi, dell'ordine di qualche volt. Talvolta, un solo elemento è sufficiente perchè la tensione richiesta, chiamata TENSIONE DI ACCENSIONE, è assai bassa (1 ÷ 2 V). In tale caso è giusto dire *accumulatore di accensione* o *pila di accensione*, in quanto la voce «batteria» significa «più elementi disposti in serie». Molte volte, quando la f.e.m. di un elemento o di una batteria è sufficiente,

ma si richiede una maggiore durata del periodo di scarica, si ricorre a più elementi identici o a più batterie collegate in parallelo, oppure a un complesso di maggiori dimensioni (e quindi di maggiore capacità). È bene che un reostato sia posto in serie alla batteria di accensione e un voltmetro sia inserito costantemente o sia inseribile temporaneamente all'atto della lettura, mediante un pulsante, onde mantenere sempre costante il valore della d.d.p. agli estremi del filamento e quindi, in ossequio alla legge di Ohm, la corrente (CORRENTE DI ACCENSIONE) in esso e di qui, per la legge di Joule, la sua temperatura. È consigliabile che, a batteria carica, la tensione esatta ai piedini del filamento si abbia quando il reostato (*reostato di accensione*) si trova all'inizio della sua corsa (massima resistenza inserita), lasciando così un buon margine per compensare la c.d.p. ai poli della batteria di accensione quando, essendo questa un po' scarica, la sua resistenza interna sarà aumentata. Quanto abbiamo detto è relativo all'impiego per l'accensione dei filamenti di c.c. Impiegando c.a. il problema di compensare la c.d.p. per esaurimento della sorgente scompare, mentre

subentra quello di compensare gli sbalzi di tensione dovuti alle variazioni di carico sulla rete di distribuzione, inconveniente però trascurabile nella maggiore parte dei casi, specie per quanto concerne gli sbalzi rapidi ed accidentali, data l'inerzia dei filamenti dei tubi destinati all'accensione in c.a. || **A. DIRETTA** : v. CATODO, a), 1). || **A. INDIRETTA** : v. CATODO, a), 2). || **GRADO DI** —: v. GRADO DI ACCENSIONE. || **POTENZIALE DI** —. Sinonimo di TENSIONE DI ACCENSIONE; v. questa voce.

**ACCIAIO** [metallurgia]. È una lega ferro-carbonio (Fe, C) contenente al massimo l'1,8% di carbonio. Passando la percentuale di carbonio presente nella lega dallo 0,09 all'1,4 gli acciai si possono suddividere in *extradolci* (0,09 ÷ 0,15%), *dolci* (0,15 ÷ 0,25%), *semiduri* (0,25 ÷ 0,50%), *duri* (0,50 ÷ 0,75%), *durissimi* (oltre lo 0,75%). Acciai speciali, complessi, rapidi, ecc. si denominano leghe particolari contenenti, accanto al ferro e al carbonio, percentuali anche elevate di altri elementi. Mediamente, l'acciaio presenta le caratteristiche riportate nella TABELLA I.

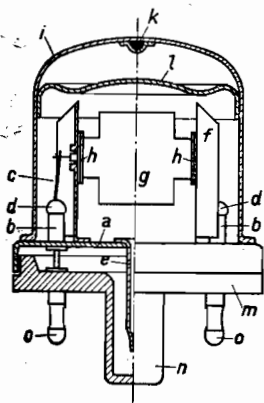
TABELLA I

CARATTERISTICHE FISICHE DELL'ACCIAIO COMUNE LAMINATO E TRATTATO E DELL'ACCIAIO IN FILI.

	Acciaio comune laminato e trattato	Acciaio in fili (*)
Peso specifico [g/cm <sup>3</sup> ] .....	7,8 ÷ 7,5	
Calore specifico medio tra 0 e 100 °C [Cal/kg °C] .....	0,118	
Temperatura di fusione e solidificazione a pressione ordinaria [°C] .....	1375 ÷ 1500	
Coefficiente di dilatazione termica lineare, valore medio tra 0 e 100 °C .....	0,000012	
Conduttività termica a temperatura ordinaria per acciai contenenti il 5% di nichel [Cal/h·m·°C] .....	25	
Carico di rottura [kg/mm <sup>2</sup> ] .....	34 ÷ 110	100 ÷ 220
Modulo di elasticità, valore medio [kg/mm <sup>2</sup> ] .....	21.000	
Conduttività elettrica a 20 °C [MS/m] o [m/Ωmm <sup>2</sup> ] .....	10 ÷ 4	5,43
Conduttività elettrica rispetto al rame campione internazionale in % .....	17,24 ÷ 6,90	9,40
Resistività elettrica a 20 °C [μΩm] o [Ωmm <sup>2</sup> /m] .....	0,1 ÷ 0,25	0,1843
Coefficiente di temperatura della resistenza .....	(3,5 ÷ 5) · 10 <sup>-3</sup>	3,9 · 10 <sup>-3</sup>

(\*) Contenuto in carbonio 0,55 ÷ 0,90%, acciaio temperato.

Per quanto riguarda i nostri studi, ricordiamo l'impiego di acciaio per la fabbricazione di magneti permanenti, in cui vengono usati acciai caratterizzati da elevato magnetismo residuo. Negli acciai di tale tipo, si cerca di aumentare al massimo detta proprietà, aggiungendo altri elementi, come il tungsteno (*W*), il cromo (*Cr*), il molibdeno (*Mo*), il vanadio (*V*), il cobalto (*Co*), il nichel (*Ni*), l'alluminio (*Al*), ecc., ecc. È diffuso l'impiego di acciai al tungsteno ed al cromo, per ragioni di economia, essendo questi tipi di acciaio meno costosi. Molto meticolosi sono i procedimenti per la fabbricazione degli acciai in questione, per avere il massimo valore delle proprietà magnetiche. In linea di massima, si procede a un primo riscaldamento, per una decina di minuti, al di sopra dei 1100 °C. Si fa seguire un processo di ricottura, indi quello di tempra, consistente in un nuovo riscaldamento con rapido raffreddamento successivo. Ricordiamo fra gli acciai al silicio (*Si*) quelli ad alto tenore, contenenti dal 3,5 al 5% di silicio e lo 0,1% di carbonio, impiegati nella fabbricazione di laminari per trasformatori e quelli a basso (1,2 ÷ 1,4%) e medio (2,2 ÷ 2,5%) tenore, usati per parti di macchine rotanti (*v.* anche le voci HIPERNIK, MEGAPERM, MUMETAL, PERMALLOY, PERMINVAR). Nella costruzione di apparecchiature soggette a riscaldamento, qualora masse metalliche siano a contatto con vetro si usa, per la fabbricazione di dette parti, acciaio al 42% di nichel, presentante lo stesso coefficiente di dilatazione termica del vetro (costruzione di tubi termoelettronici). **|| TUBI SERIE —.** È una serie di tubi di fabbricazione europea, caratterizzati da dimensioni assai ridotte. Loro dato singolare co-



Sezione del pentodo RF EF11, della serie acciaio (Philips).

struttivo, è la ripresa della disposizione orizzontale del filamento, che da tempo era stata abbandonata. La potenza neces-

saria all'accensione è assai ridotta; escludendo i tipi di potenza e le raddrizzatrici, si aggira su 1,25 W. Le distanze fra i vari elettrodi sono minime; malgrado ciò le ridotte dimensioni di tutti gli elementi che compongono questi tubi e la zoccolatura particolarmente studiata, hanno permesso di ridurre al massimo le capacità interelettrodiche. La maggior parte dei tipi di valvole di questa serie, che sogliono contraddistinguersi con due o tre lettere, seguite da due o tre cifre, è metallica. La prima lettera indica la tensione di accensione, le altre, le funzioni della valvola stessa. La prima cifra invariabile è 1 e caratterizza questa serie, le altre, distinguono i tipi aventi lettere uguali. I principali tubi della serie acciaio sono raggruppati in TABELLA II.

**ACCOMODAMENTO, INTERVALLO DI** — [*acustica*]: *v.* INTERVALLO DI ACCOMODAMENTO.

**ACCOPIAMENTO.** Due sistemi (di cui uno generatore e uno utilizzatore) diconsi *accoppiati* quando esiste trasferimento di energia da uno all'altro. Se i due sistemi sono meccanici, l'accoppiamento sarà *meccanico*; se sono acustici, sarà *acustico*; se sono elettrici sarà *elettrico*. Se i due sistemi sono sedi di energia di diversa natura, l'accoppiamento, oltre a consentire il trasferimento di energia da un sistema all'altro, deve permettere pure la trasformazione di energia di un tipo in energia di differente natura. Al radiotecnico interessa in modo particolare l'ACCOPIAMENTO ELETTRICO, relativamente al quale rimandiamo sia alla voce corrispondente che alla voce CIRCUITI ACCOPIATI. In elettroacustica, ha importanza l'ACCOPIAMENTO ELETTROMECCANICO; *v.* **|| A. A INDUZIONE MUTUA:** *v.* ACCOPIAMENTO ELETTRICO. **|| A. A LINK:** *v.* LINK, ACCOPIAMENTO A —. **|| A. A RESISTENZA E CAPACITÀ:** *v.* ACCOPIAMENTO INTERVALVOLARE. **|| A. A TRASFORMATORE:** *v.* ACCOPIAMENTO INTERVALVOLARE, a), 2) e b), 3). **|| A. AUTOINDUTTIVO:** *v.* ACCOPIAMENTO ELETTRICO. **|| A. CAPACITIVO:** *v.* ACCOPIAMENTO ELETTRICO.

**A. D'ANTENNA.** [Così chiamasi l'accoppiamento che consente il trasferimento di energia dall'aereo ricevente al radiorecettore o dal radiotrasmettitore all'aereo trasmittente.

a) **ACCOPIAMENTO DELL'AEREO RADIORICEVENTE.** L'aereo ricevente può essere accoppiato al circuito di entrata del radiorecettore in diversi modi. Uno di questi, in cui l'aereo è direttamente collegato al circuito

TABELLA II. - CLASSIFICAZIONE DEI PRINCIPALI TUBI SERIE ACCIAIO.

	Serie batteria (1,2 ÷ 1,4 V)	Serie c.a. e autoradio (6,3 V)	Serie c.c./c.a. (100 mA)
<i>Diodi rivelatori e rettificatori;</i> Duodiodi rivelatori .....		EB11	
Rettificatori { di una semionda .....			UY11
{ di due semionde .....		EZ11 EZ12*	
<i>Diodi rivelatori con amplificatore;</i> Diodi con pentodo .....	DAF11		
Duodiodi { con triodo .....		EBC11	
{ con pentodo .....		EBF11	UBF11 UBF11g*
<i>Convertitori e mescolatori;</i> Triodi-esodi convertitori .....	DCH11	ECH11	UCH11 UCH11g'
<i>Amplificatori di tensione, rivelatori, oscillatori;</i> Triodi .....	DC11		
Pentodi .....	DF11	EF11 EF111 EF12 EF112 EF13 EF14	UF11
<i>Amplificatori di potenza;</i> Triodi-tetrodi .....		ECL11*	UCL11*
Duotricidi .....	DDD11	EDD11	
Pentodi .....	DL11	EL11* EL12*	UL12*
<i>Indicatori di sintonia;</i> Indicatori a duplice sensibilità .....		EM11*	UM11*
Indicatori-pentodi .....		EFM11*	UFM11*

[\*] Tubi con involucro di vetro.

Nella serie acciaio rientrano anche i raddrizzatori AZ11 e AZ12, aventi tensione di accensione di 4V.

di entrata, è schematizzato in figura 1. In figura 2 è invece rappresentato il circuito a questo equivalente, in cui il generatore G for-

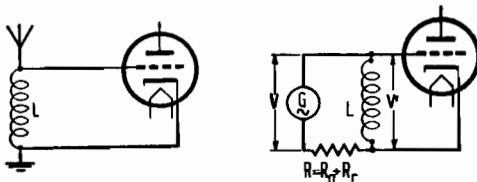


FIG. 1 - Accoppiamento diretto d'aereo ricevente.

FIG. 2 - Circuito equivalente al circuito di fig. 1

nisce una f.e.m.  $V$  di valore e di frequenza uguali a quelli della f.e.m. captata dall'aereo. La resistenza  $R$  è data dalla somma di due

termini e, precisamente, la resistenza ohmica  $R_o$  dell'aereo e la resistenza di irradiazione  $R_r$  di questo. Alla risonanza si ha, evidentemente essendo nulle le reattanze, la corrente di antenna:

$$[1] \quad I_a = \frac{V}{R_o + R_r} = \frac{V}{R}$$

La f.e.m.  $V'$  che risulterà applicata fra griglia e catodo del primo tubo varrà allora, per la legge di Ohm generalizzata:

$$V' = I_a \omega L,$$

essendo  $\omega$  la pulsazione delle oscillazioni in gioco.

Il caso della risonanza, cui abbiamo accennato, si riferisce alla frequenza per cui l'in-

tero sistema antenna, bobina, collegamenti, risona sulla frequenza del segnale (nelle nostre considerazioni, abbiamo, per semplicità, trascurato la resistenza e la capacità proprie della bobina). Generalmente si dispongono le cose in modo che la risonanza si verifichi in corrispondenza dell'unica frequenza da ricevere, se il ricevitore è destinato a ricevere una stazione fissa, mentre si farà in modo che tale frequenza non faccia parte della gamma da ricevere (circuito aperiodico) se il ricevitore è destinato a ricevere segnali di diversa frequenza. In questo caso, la reattanza non potrà essere considerata nulla.

La elevazione della tensione (detta anche da alcuni Autori *fattore di guadagno*) dell'accoppiamento di antenna, essendo per la [1]:

$$V = I_a R ,$$

sarà:

$$A = \frac{V'}{V} = \frac{I_a \omega L_1}{I_a R} = \frac{\omega L_1}{R} .$$

Ma, poichè  $\omega L_1/R$  altro non è che il fattore di merito  $Q$  del sistema, potremo scrivere:

$$A = Q ,$$

essendo  $L_1$  l'induttanza complessiva del sistema.

Nel caso in cui il circuito di entrata comprenda un circuito oscillatorio (v. figura 3), il circuito equivalente sarà quello schizzato in fig. 4.

$R$  ha il solito significato ed  $R'$  rappresenta la resistenza determinata dal circuito

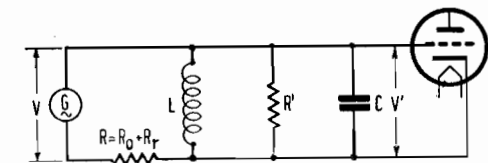


FIG. 4 - Circuito equivalente al circuito di fig. 3.

oscillatorio e dal carico. L'impedenza del circuito oscillatorio è:

$$[2] \quad Z = \frac{I}{\frac{I}{R'} + \frac{I}{j\omega L} - \frac{\omega C}{j}} .$$

Alla risonanza, si ha:

$$\omega L = \frac{I}{\omega C} .$$

La [2] diverrà allora:

$$Z = R' ,$$

ciò che del resto, è evidente. La corrente d'antenna vale:

$$I_a = \frac{V}{R + R'} ,$$

da cui:

$$[3] \quad V = I_a (R + R') .$$

Per la legge di Ohm, avremo inoltre:

$$[4] \quad V' = I_a R' ,$$

per cui, dividendo m. a m. la [4] e la [3], otterremo l'aumento di tensione:

$$A = \frac{V'}{V} = \frac{R'}{R + R'} .$$

$A$  aumenta quindi all'aumentare di  $R'$  e diminuisce all'aumentare di  $R$ . Essendo  $R = R_0 + R_r$ , la  $R$  deve essere combattuta diminuendo  $R_0$ . La massima potenza captata, si ha per  $R' = R$ . L'aereo direttamente collegato al circuito di ingresso, garantisce sensibilità elevata; è però necessario tener presente che, la sua presenza, influisce sull'allineamento del radiorecettore. L'azione dell'aereo sull'allineamento, può venire combattuta inserendo nel circuito di antenna un condensatore la cui capacità sia dell'ordine di 1/10 della capacità totale dell'aereo stesso. Il rapporto  $A$  varia al variare della pulsazione in gioco: esso è massimo per  $\omega$  massima ed è minimo per  $\omega$  minima. Per combattere la differenza del fattore di guadagno in corrispondenza di frequenze diverse, il condensatore in serie all'antenna dovrà essere variabile e monocomandato col condensatore di sintonia, ciò che del resto è agevole a realizzarsi in quanto, il valore minimo della sua capacità, dovrà corrispondere al valore minimo della capacità del condensatore di accordo. In fig. 5 è rappresentata una disposizione tale da consentire l'adattamento del tipo di aereo al radiorecettore, il che si ottiene spostando opportunamente la presa variabile  $K$ . Tutte le disposizioni cui abbiamo

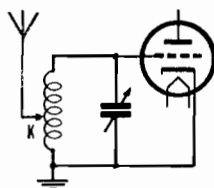


FIG. 5 - Accoppiamento diretto a presa variabile d'aereo ricevente.

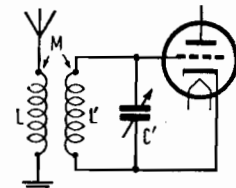


FIG. 6 - Accoppiamento induttivo indiretto d'aereo ricevente.

accennato e in cui l'aereo fa direttamente capo al circuito di ingresso, sono oggi quasi totalmente abbandonate in quanto, fra l'altro, determinano diminuzione nella selettività del radiorecettore.

Diffusissimo è, invece, l'accoppiamento induttivo indiretto, schematizzato in fig. 6. Mentre il circuito oscillatorio, costituito dalla induttanza  $L'$  e dalla capacità  $C'$ , è accordato sulla pulsazione del segnale da captare, il sistema aereo-bobina  $L$ , è aperiodico. I.e. bobine  $L'$  e  $L$  costituiscono, nel loro insieme, il *trasformatore d'antenna*. Il circuito equivalente sarà quello schematizzato in fig. 7. È evidente che il circuito di antenna sarà caratterizzato da una frequenza propria di riso-

cendo astrazione dagli effetti determinati dalla presenza del tubo), avremo, essendo il circuito  $L'C'$  accordato sulla pulsazione delle oscillazioni in gioco:

$$[6] \quad |V'| = \frac{I'}{\omega C'}$$

Ma è pure:

$$[7] \quad V_M = I' \sqrt{R'^2 + \left(\omega L' - \frac{1}{\omega C'}\right)^2}$$

e, essendo verificata la condizione di risonanza:

$$V_M = I' R', \quad I' = \frac{V_M}{R'}$$

Sostituendo nella [6] questo valore, otterremo:

$$[8] \quad |V'| = \frac{V_M}{\omega C' R'}$$

Ma il coefficiente di risonanza (di sovratensione, nel nostro caso, trattandosi di un circuito a elementi in serie) del circuito considerato è:

$$\varepsilon = \frac{1}{\omega C' R'}$$

per cui avremo:

$$|V'| = \varepsilon V_M$$

Ma per la [5], potremo scrivere:

$$|V'| = \varepsilon V \frac{\omega M}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

da cui:

$$[9] \quad A = \left| \frac{V'}{V} \right| = \varepsilon \frac{\omega M}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

Ammettendo che la pulsazione propria del circuito di antenna esista e non sia compresa nella gamma che il radiorecettore deve ricevere, potremo trascurare  $R$ , per cui la [9] diverrà:

$$[10] \quad A \approx \varepsilon \frac{\omega M}{\left| \omega L - \frac{1}{\omega C} \right|}$$

La [10] è una relazione particolarmente importante: essa ci dice che il rapporto  $A$  è direttamente proporzionale alla pulsazione  $\omega$ , all'induttanza mutua  $M$ , al coefficiente di risonanza  $\varepsilon$  del circuito  $L'C'$  e, infine, inver-

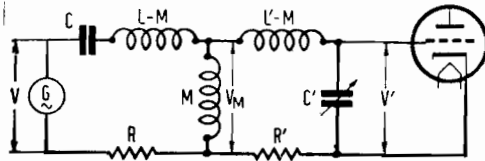


Fig. 7 - Circuito equivalente al circuito di fig. 6.

nanza, in corrispondenza della quale, la tensione applicata alla griglia, sarà massima. In questo caso, il valore dell'impedenza complessiva del circuito d'aereo  $Z$ , si riduce a una resistenza pura. In pratica però, come vedremo in seguito, si rifugge sempre dal far cadere la pulsazione di risonanza del circuito di antenna nell'intervallo corrispondente alla gamma di frequenze che il radiorecettore deve ricevere per cui, in pratica, la  $Z$  non sarà mai una grandezza reale. Nel circuito equivalente di fig. 7, risulta evidente come il circuito d'antenna sia caratterizzato dalla resistenza  $R$ , dalla capacità  $C$  e dall'induttanza  $L$ , che va riguardata come la somma di due termini: il primo,  $L-M$ , relativo al solo primario e il secondo,  $M$  (induttanza mutua), comune anche al secondario. Analogamente, il secondario, comprendente l'induttanza  $L'$ , sarà caratterizzato da un termine  $L'-M$ , relativo a esso solo, e dal termine  $M$ , comune col primario. È chiaro come la f.e.m. che risulterà inserita nel secondario, sarà quella che si manifesta agli estremi ipotetici di  $M$  e che, nel circuito equivalente di fig. 7, è stata indicata con  $V_M$ . La corrente di antenna sarà espressa da:

$$I_a = \frac{V}{\sqrt{R^2 + \left[\omega(L-M) + \omega M - \frac{1}{\omega C}\right]^2}}$$

e, di conseguenza:

$$[5] \quad V_M = \omega M I_a = V \frac{\omega M}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

Indicando con  $I'$  la corrente secondaria (fa-

samente proporzionale alla reattanza (impedenza) del circuito di antenna. La [8] e la [9] ci dicono che la resistenza effettiva dei due circuiti accoppiati deve essere minima.

Sia ora:

$$\omega_a = \frac{I}{\sqrt{LC}}$$

la pulsazione di risonanza del circuito d'antenna. Sia  $\omega_{min}$  la pulsazione corrispondente alla frequenza minima che il radiorecettore può ricevere e  $\omega_{max}$  la pulsazione corrispondente alla frequenza massima. Senza scendere in particolari analitici che esulano dai fini informativi che ci siamo proposti, accenneremo prima al caso in cui sia:

[I1]  $\omega_a < \omega_{min}$

poi, a quello in cui sia:

[I2]  $\omega_a > \omega_{max}$ .

Nel caso definito dalla relazione [I1], l'induttanza  $L$  deve essere elevata: allora, anche usando piccole antenne di piccola capacità, la [I1] sarà sempre valida. Indicando con  $C_{min}$  la capacità più piccola ammessa per l'antenna, con  $C_0$  la capacità propria della bobina  $L$ , si ha la relazione:

[I3]  $L = \frac{2}{\omega_{min}^2 (C_{min} + C_0)}$ .

Il rendimento del sistema primario-secondario, non sarà elevato. L'ordine di grandezza dell'induttanza  $L$  per le onde medie, è del migliaio di  $[\mu H]$ . La differenza di sintonia corrispondente all'impiego di aerei molto diversi, è praticamente trascurabile. Poichè  $A$  aumenta leggermente allorchè la pulsazione di ricezione diminuisce, è bene disporre l'avvolgimento primario, costituito generalmente da una bobinetta a nido d'api, dal lato del terminale di griglia del secondario: in tale modo all'accoppiamento induttivo viene ad aggiungersi un accoppiamento capacitivo, il cui effetto, essendo opposto a quello del primo, compenserà l'inconveniente. Talvolta si ricorre invece a una spira o a un paio di spire, cui viene affidato l'accoppiamento capacitivo sussidiario.

Passiamo ora al caso contemplato dalla [I2]. È evidente che, dualmente al caso precedente, l'induttanza  $L$  dovrà essere caratterizzata da basso valore, perchè la [I2] sia valida pure usando antenne caratterizzate da capacità elevata. Analogamente alla [I3] avremo, in questo caso:

$$L = \frac{I}{2 \omega_{max}^2 C_{max}}$$

essendo  $C_{max}$  la capacità più elevata ammessa per l'antenna. In questo caso, abbiamo tra-

scurato la  $C_0$ , essendo il suo valore piccolo di fronte alla  $C_{max}$ . In questo caso, per le onde medie,  $L$  è dell'ordine di grandezza di  $20 \mu H$ . La variazione di sintonia determinata dall'impiego di aerei differenti, è sempre trascurabile.

La disposizione definita dalla [I1] è la più diffusa. Si osservi che il coefficiente  $\epsilon$  del secondario deve essere il più elevato possibile, sia per quanto concerne la selettività che per quanto concerne la sensibilità del ricevitore ( $A$  elevato).

Per quanto riguarda il coefficiente di accoppiamento fra  $L$  e  $L'$ , un compromesso deve essere scelto fra la selettività e la sensibilità, dipendentemente dalle caratteristiche del radiorecettore e dagli scopi cui questo è destinato, ricordando, fra l'altro, che un accoppiamento troppo stretto è anche sconsigliabile in quanto esso determina influenza, sia pur lieve, della presenza dell'aereo, sull'allineamento del radiorecettore. È pure assai diffuso l'accoppiamento a *filtro di banda*. Questo può realizzarsi seguendo diverse disposizioni, la più semplice delle quali è schematizzata in fig. 8.

Come ben si vede, sia il circuito di aereo

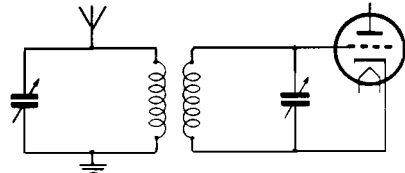


FIG. 8 - Accoppiamento d'aereo ricevente a filtro di banda.

sia il circuito di entrata, vanno entrambi accordati sulla frequenza del segnale da ricevere. Questo accoppiamento era assai diffuso prima dell'avvento dei radiorecettori a cambiamento di frequenza, quando il problema della selettività rivestiva carattere di particolare importanza.

Per maggiori dettagli in merito a questo tipo di accoppiamento, rimandiamo alla voce **FILTRO ELETTRICO**, g), 3).

Quando vengono usati per la ricezione

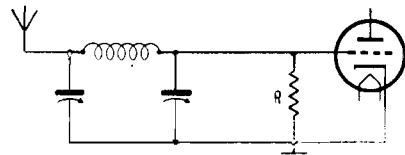


FIG. 9 - Accoppiamento d'aereo in un ricevitore a gamma di ricezione unica.

aerei simmetrici, è necessario ricorrere a un circuito di ingresso del radiorecettore, pure simmetrico. Una disposizione talora usata

per ricevitori a gamma di ricezione fissa, è schematizzata in fig. 9. Ovviamente la media frequenza deve essere caratterizzata da valore superiore a quello che caratterizza la massima frequenza di ricezione essendo il circuito di accoppiamento costituito da un filtro passa-basso. Evidentemente, un solo condensatore variabile è sufficiente per l'accordo: quello dell'eterodina locale.

Da quanto abbiamo esposto è chiaro come, allorchè un'antenna ricevente viene collegata a un radiorecettore, essa debba venir considerata come un generatore e il ricevitore come il carico da esso alimentato.

b) **ACCOPIAMENTO DELL'AEREO RADIOTRASMETTENTE.** Lo stadio amplificatore di potenza di un radiotrasmettitore deve funzionare con carico ottimo, in modo che venga erogata la potenza normale con rendimento elevato. Il carico determinato dall'antenna, sia costituito dall'impedenza generica:

$$Z_a = R_a + j X_a .$$

Si supponga che l'antenna sia caratterizzata da impedenza ohmica, ossia, si supponga che sia nulla la sua reattanza  $X_a$  [se essa non è nulla, può venire compensata, inserendo una reattanza uguale e contraria: v. LINEA DI ALIMENTAZIONE DI UN AEREO RADIOTRASMETTENTE, c)]. Sarà allora:

$$Z_a = Z_a = R_a .$$

Solo di rado, l'antenna viene direttamente accoppiata allo stadio finale del trasmettitore (v. ALIMENTAZIONE DI UN AEREO RADIOTRASMETTENTE), in quanto, in generale, viene interposta una linea di alimentazione (v. voce precedentemente citata per prima). Poichè la resistenza della linea di trasmissione è in generale differente dalla resistenza dell'antenna, un primo adattamento deve essere fatto in corrispondenza del punto di alimentazione dell'antenna e, anche per questo argomento, rimandiamo alla voce precedentemente citata. Comunque stiano le cose, guardando a valle del trasmettitore verso l'antenna, preceduta eventualmente dalla linea di alimentazione, ci si trova di fronte a un carico, che immaginiamo non reattivo e di valore  $R_c$ , carico che, se non esiste linea di alimentazione, coincide con  $R_a$  e che, in sede di collaudo, può anche essere un CARICO ARTIFICIALE (v.).

Sia, invece,  $R$  la resistenza di carico richiesta dal tubo utilizzato nello stadio finale, resistenza che dovrà essere moltiplicata o divisa per due, se in luogo di un solo tubo ve ne sono due, rispettivamente, in controfase o in parallelo. Se i tubi sono quattro e collegati in parallelo-controfase, la  $R$  rimarrà invariata, come per un solo tubo.

Si consideri ora la fig. 10. Essa rappresenta un caso semplice di accoppiamento, ossia il

caso in cui l'aereo è accoppiato induttivamente e senza linea di alimentazione. Evidentemente, il rapporto di trasformazione del trasformatore costituito dalle due bobine  $L_1$  e  $L_2$ , deve essere tale da consentire la trasformazione di impedenza, anzi, nel nostro caso, di resistenza, dal valore  $R$ , al va-

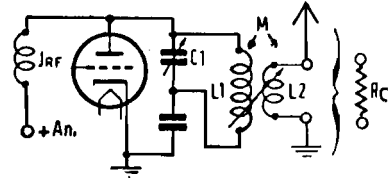


Fig. 10 - Accoppiamento induttivo indiretto di aereo radiotrasmettente.

lore  $R_c$ . Il primario fa parte di un circuito oscillatorio, ossia, di un circuito a elementi in parallelo (circuito antirisolante), costituito dal condensatore  $C_1$  e dall'induttore  $L_1$ . Detto circuito è accordato sulla frequenza di esercizio  $f = \omega / 2\pi$ , essendo  $\omega$  la pulsazione. Prescindendo dalle resistenze di perdita, l'impedenza del secondario è data da:

$$[14] \quad Z_2 = R_c + j \omega L_2$$

in quanto, nel circuito di figura, l'antenna può essere evidentemente sostituita da un resistore non reattivo, di valore  $R_c$ . L'impedenza  $Z_2$  trasferita al primario, diviene [v. CIRCUITI ACCOPIATI, b)]:

$$[15] \quad Z_{2t} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} .$$

Sostituendo nella [15] il valore dato dalla [14], dopo alcuni passaggi, si ottiene:

$$[16] \quad Z_{2t} = R_c \frac{\omega^2 M^2}{R_c^2 + \omega^2 L_2^2} - j \omega L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_c^2 + \omega^2 L_2^2} .$$

L'impedenza espressa dalla [16] è, evidentemente capacitiva, essendo la componente immaginaria preceduta dal segno meno. È

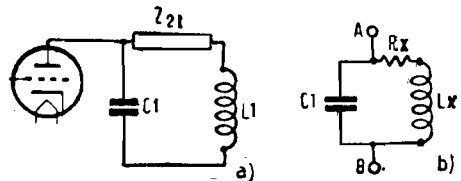


Fig. 11 - Circuiti equivalenti relativi all'accoppiamento schematizzato in fig. 10.

infatti noto, dallo studio dei circuiti accoppiati che, trasferendo al primario l'impedenza secondaria, si ha cambiamento di segno. Il circuito oscillatorio equivarrà, allora, al circuito di fig. 11 a), ossia, in serie all'induttore  $L_1$ , si troverà l'impedenza capacitiva  $Z_{2t}$ , la



cui presenza causa la distruzione della sintonia precedentemente raggiunta, in assenza di carico. Per riottenere la sintonia, è necessario aumentare la capacità  $C_1$  (o aumentare l'induttanza  $L_1$ , nel caso in cui, in luogo della capacità regolabile, sia regolabile l'induttanza). L'impedenza costituita dalla  $L_1$  e dalla  $Z_{2t}$ , disposte in serie, è data da:

$$[17] \quad Z_c = R_c \frac{\omega^2 M^2}{R_c^2 + \omega^2 L_2^2} + j \omega \left( L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_c^2 + \omega^2 L_2^2} \right).$$

Ponendo:

$$[18] \quad R_c \frac{\omega^2 M^2}{R_c^2 + \omega^2 L_2^2} = R_x$$

e

$$[19] \quad L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_c^2 + \omega^2 L_2^2} = L_x,$$

la [17] diventa:

$$Z_x = R_x + j \omega L_x,$$

ciò che ci consente di semplificare ulteriormente il circuito [fig. 11 b)]. L'impedenza AB vale:

$$[20] \quad Z_{AB} = \frac{R_x + j \omega L_x}{1 + j \omega C_1 R_x - \omega^2 L_x C_1}.$$

Ma, essendovi risonanza, è:

$$\omega^2 L_x C_1 = 1,$$

per cui, la [20] diviene:

$$[21] \quad Z_{AB} = \frac{R_x + j \omega L_x}{j \omega C_1 R_x}.$$

Ma, in pratica, è:

$$R_x \ll \omega L_x,$$

da cui:

$$[22] \quad Z_{AB} \approx Z_{AB} \approx \frac{L_x}{C_1 R_x}.$$

Poichè la [22] rappresenta il valore del carico, e poichè detto valore deve essere uguale a  $R$ , sarà:

$$[23] \quad R \approx \frac{L_x}{C_1 R_x}.$$

Supponendo:

$$[24] \quad \omega L_2 \ll R_c,$$

dalla [18], si ha:

$$R_x \approx \frac{\omega^2 M^2}{R_c},$$

per cui la [23] diventa:

$$[25] \quad R \approx \frac{R_c L_x}{\omega^2 M^2 C_x};$$

dalla [25] è evidente che la  $R$  aumenta al diminuire di  $M$ , per cui, sarà diretta conseguenza di un aumento del coefficiente di accoppiamento un aumento della corrente anodica del tubo (o dei tubi), che deve essere mantenuta al giusto valore, appunto regolando l'accoppiamento d'antenna. Multipli-

cando il quadrato della corrente nel carico (antenna), per la tensione al suo ingresso, si ha la potenza inviata all'antenna stessa. Se la [24] non è valida (particolarmente se la  $f$  elevata), in serie a  $L_2$  conviene porre un condensatore di capacità  $C_2 = 1/\omega^2 L_2$  (v. figura 12). In tale caso,  $Z_{2t}$  è reale e vale:

$$Z_{2t} = Z_{2t} = \frac{\omega^2 M^2}{R_c}.$$

Di conseguenza, variazioni di accoppiamento fra primario e secondario, non turbano la sintonia.

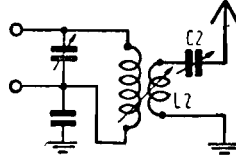


FIG. 12 - Accoppiamento indiretto.

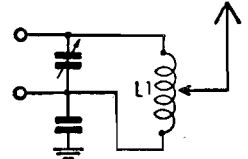


FIG. 13 - Accoppiamento diretto.

Il tipo più semplice di accoppiamento è l'accoppiamento diretto, schematizzato in figura 13. L'aereo viene direttamente collegato, mediante presa variabile, alla bobina  $L_1$ . Questo tipo di accoppiamento è sconsigliabile e usato solo con piccolissime potenze. Se su  $L_1$  c'è potenziale anodico, conviene inserire all'antenna un condensatore.

Le vaste possibilità di combinazione di elementi di circuito, consentono di realizzare un numero enorme di diversi accoppiamenti di antenna. In ogni caso, è necessario fare in modo che la sintonia venga raggiunta, sì da rendere minima la corrente anodica. In un secondo tempo, detta corrente deve essere portata al suo valore normale, agendo sull'accoppiamento. Oltre al trasmettitore, il cui stadio finale può essere o no simmetrico, l'antenna può essa pure essere oltre che asimmetrica, anche simmetrica (particolarmente in onde corte). Se trasmettitore e antenna non sono contemporaneamente simmetrici o asimmetrici, il circuito di accoppiamento deve pure modificare il bilanciamento (v. CONVERTITORE DI BILANCIAMENTO). Se l'antenna è asimmetrica e il trasmettitore simmetrico, eventuali squilibri, riflessi sul primo, possono essere evitati, ricorrendo a uno schermo elettrostatico fra primario e secondario, con vantaggio anche dal punto di vista della soppressione delle armoniche che sono talvolta combattute, pure usando un adeguato filtro passa-basso. Spesso, nella realizzazione dell'accoppiamento di antenna, si usa accoppiare il circuito volano del trasmettitore con un circuito separato di antenna, mediante breve linea a bassa impedenza (v. LINK, ACCOPIAMENTO A —).

Nel caso generale, sia che l'aereo sia immediatamente collegato al trasmettitore, sia che venga interposta una linea di alimentazione, è necessario considerare il valore dell'impedenza nel punto in cui l'alimentazione ha luogo, onde realizzare il dovuto accoppiamento. Particolare semplicità rivestono i casi in cui l'alimentazione ha luogo in un ventre di tensione o in un ventre di corrente. Nel primo caso, l'impedenza di uscita del trasmettitore dovrà essere elevata, nel secondo dovrà invece essere caratterizzata da un valore assai basso. Si ricorrerà allora a un circuito a elementi induttanza e capacità in parallelo o a un circuito a elementi in serie, rispettivamente. In quest'ultimo caso, la capacità è suddivisa in due parti, nei circuiti simmetrici.

A volte, quando un radiotrasmettitore è destinato a funzionare su diverse frequenze, multiple una dell'altra (caso spesso incontrato dai radianti), può avvenire che all'entrata della linea, si abbia un ventre di tensione o di corrente, dipendentemente dalla frequenza in gioco. Si ricorre allora a una disposizione mista in cui il circuito di accoppiamento è un circuito comprendente una capacità in parallelo  $C_p$  e una capacità in serie  $C_s$ . Ecco allora che, se l'alimentazione avviene in un ventre di tensione, l'accordo si condurrà agendo su  $C_p$ , mantenendo la capacità in serie  $C_s$  al suo valore massimo (condensatori completamente chiusi), mentre, se l'alimentazione avviene in un ventre di corrente, l'accordo dovrà venire effettuato agendo simmetricamente sulla capacità in serie  $C_s$ , mantenendo la capacità in parallelo al suo valore minimo (condensatore completamente aperto). Durante la messa a punto del trasmettitore conviene regolare pure l'accoppiamento in modo opportuno, acciocchè esso non risulti tanto serrato da determinare l'irradiazione di una banda particolarmente ampia e anche ricca di armoniche, dato che un aumento nel valore del coefficiente di accoppiamento è accompagnato, generalmente, da un aumento della capacità fra avvolgimento primario e secondario, capacità che favorisce appunto l'irradiazione di armoniche, e neppure tanto lasco, da ridurre la quantità di energia trasferita. Per quanto concerne la realizzazione di un sistema di accoppiamento che permetta di ridurre considerevolmente il contenuto di armoniche; v. ARMONICHE, SOPPRESSIONE DELLE — IN UN RADIOTRASMETTITORE; v. PURE LINEA DI ALIMENTAZIONE DI UN AEREO RADIOTRASMETTENTE.

**A. DINAMICO:** v. CONTROREAZIONE, d). ||

**A. DIRETTO:** v. alle voci ACCOPIAMENTO D'ANTENNA; ACCOPIAMENTO ELETTRICO e ACCOPIAMENTO INTERVALVOLARE, a), 1).

**A. ELETTRICO.** In radiotecnica si presenta spesso la necessità di fornire energia elettrica a un circuito che ne va perdendo, per mezzo di un altro circuito, nel quale vengono opportunamente mantenute oscillazioni elettriche, a scapito di una sorgente di alimentazione. Si risolve il problema accoppiando i due circuiti, mettendoli cioè in grado di scambiarsi mutuamente energia. In tali condizioni, i due circuiti diconsi *accoppiati (eletttricamente)*. Il circuito al quale si fornisce energia dall'esterno, chiamasi *circuito primario o induttore* o anche *eccitatore* l'altro *circuito secondario o indotto o eccitato*. L'accoppiamento fra i due circuiti, può avvenire sotto tre forme differenti, subordinatamente alle condizioni di funzionamento del complesso e alle necessità di montaggio. In definitiva, ci si può sempre riferire a tre casi principali e, precisamente, l'accoppiamento elettrico può essere:

- induttivo .....  $\left\{ \begin{array}{l} \text{diretto o autoinduttivo o galvanico} \\ \text{indiretto o a induzione mutua} \end{array} \right.$
- capacitivo o faradico  $\left\{ \begin{array}{l} \text{diretto} \\ \text{indiretto} \end{array} \right.$
- resistivo .....  $\left\{ \begin{array}{l} \text{diretto} \\ \text{indiretto.} \end{array} \right.$

Nell'accoppiamento induttivo diretto, i due circuiti possiedono una bobina in comune e la tensione autoindotta che si manifesta ai terminali di questa, costituisce una vera e propria sorgente di f.e.m. inserita nel secondario [fig. 1 a)]. Quando invece nei due circuiti si trovano inserite due bobine i cui flussi magnetici siano concatenati con le bobine stesse [fig. 1 b)], ci troviamo in presenza dell'ac-

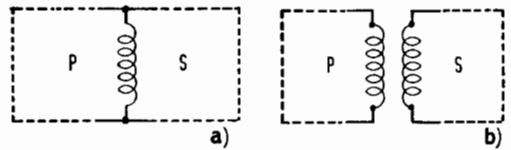


FIG. 1 - Accoppiamento induttivo: diretto a) e indiretto b).

coppiamento induttivo indiretto, ossia, del caso più diffuso. Se la f.e.m. da applicare al secondario viene direttamente prelevata alle armature di un condensatore inserito nel circuito primario, avremo l'accoppiamento capacitivo diretto [fig. 2 a)]. Se invece si ricorre a un condensatore, attraverso il quale passi l'energia prelevata al primario e da trasferire al secondario, l'accoppiamento realiz-

zato sarà capacitivo indiretto, di cui la fig. 2 b) e c) dà due esempi. Nel secondo caso, la mutuinduttanza delle due bobine deve es-

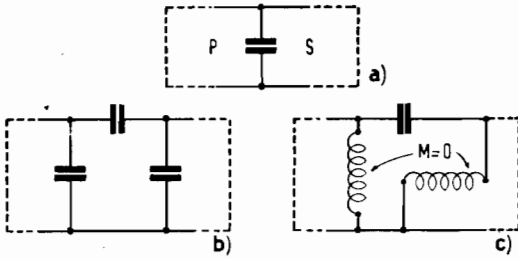


Fig. 2 - Accoppiamento capacitivo: diretto a) e indiretto b) e c).

sere nulla, altrimenti l'accoppiamento sarebbe allora pure induttivo indiretto. Quando invece l'energia viene prelevata ai capi di una resistenza facente direttamente parte del circuito primario o venga trasferita al secondario, attraverso una resistenza, l'accoppiamento sarà resistivo e, rispettivamente, diretto e indiretto. L'accoppiamento induttivo, viene anche chiamato *accoppiamento magnetico*, con particolare riguardo all'accoppiamento induttivo indiretto o a induzione mutua, mentre la voce di *accoppiamento elettrico*, viene spesso impiegata limitatamente al caso dall'accoppiamento diretto, sia esso induttivo, capacitivo o resistivo. Per una trattazione più ampia dell'argomento, v. CIRCUITI ACCOPIATI.

**A. ELETTROMECCANICO.** Dati un circuito elettrico e un sistema meccanico, questi diconsi accoppiati elettromeccanicamente, se sono in grado di scambiarsi reciprocamente energia; la quale energia, passando dal sistema meccanico al circuito elettrico e viceversa, cambia natura, trasformandosi rispettivamente da energia meccanica in energia elettrica o da energia elettrica in energia meccanica. La TABELLA III dà, in corrispon-

TABELLA III.  
CORRISPONDENZA DI ALCUNE GRANDEZZE ELETTRICHE E MECCANICHE.

carica	spostamento meccanico
forza elettromotrice	forza meccanica
corrente	velocità
resistenza elettrica	resistenza meccanica
induttanza	massa
capacità	cedevolezza
impedenza elettrica	impedenza meccanica

denza di alcune grandezze elettriche eventualmente presenti nel circuito elettrico, le corrispondenti grandezze meccaniche, eventualmente presenti nel sistema meccanico.

In un sistema elettromeccanico i fenomeni elettrici sono legati a quelli meccanici da azioni (elettromagnetiche, elettrodinamiche, piezoelettriche, magnetostrittive, ecc.) per lo più reversibili. Fondamento dell'elettroacustica sono, appunto, le relazioni fra sistemi elettrici e sistemi meccanici accoppiati, che consentono di trasformare l'energia elettrica in energia acustica, la quale è di natura meccanica, e l'energia acustica in energia elettrica. I dispositivi (altoparlanti, microfoni, fonorilevatori, fonoincisor, ecc.) ai quali è affidato questo compito, prendono il nome di *trasduttori elettroacustici*. Ovviamente, l'accoppiamento elettromeccanico sarà definito, quantitativamente, da un *coefficiente di accoppiamento elettromeccanico*, analogo al coefficiente di accoppiamento elettrico fra circuiti elettrici. || **A. ELETTRONICO.** Tra due circuiti elettrici si dice che esiste *accoppiamento elettronico* quando, essendo esclusa ogni altra forma di accoppiamento, il trasferimento di energia dall'uno all'altro avviene tramite un tubo termoelettronico, comune a entrambi. Un circuito generatore di oscillazioni elettriche ad accoppiamento elettronico è schematizzato in fig. 1. Esso viene assai spesso indicato con la sigla E.C.O., dalla denominazione inglese *electron-coupled oscillator*. Consiste questo nell'insieme di due stadi, uno generatore pilota e uno amplificatore di potenza, con l'originalità che, entrambe le mansioni di generazione e amplificazione, vengono disimpegnate da un medesimo tubo che sarà

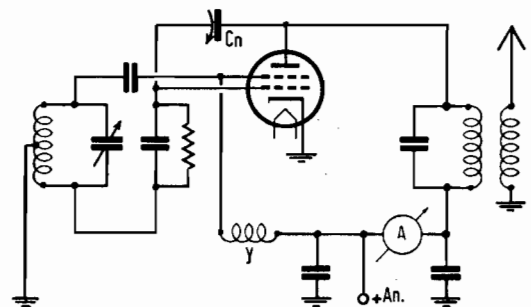


Fig. 1 - Generatore di oscillazioni elettriche ad accoppiamento elettronico.

un tetrodo a griglia schermo o un pentodo. Nel circuito di figura, il catodo, la griglia di controllo e la griglia schermo costituiscono un triodo che viene impiegato come generatore (circuito Hartley), mentre il triodo amplificatore è costituito dal catodo, dalla griglia di controllo e dall'anodo vero e pro-

prio del tubo. La tensione di griglia schermo, che poi non è altro che la tensione anodica del generatore, viene applicata attraverso la impedenza di RF Y, mentre  $C_n$  è il neutrocondensatore. Assai migliore è il circuito di

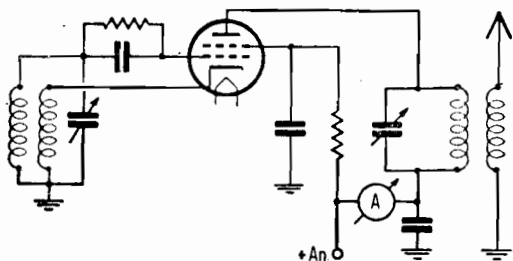


Fig. 2 - Generatore di oscillazioni elettriche ad accoppiamento elettronico. La reazione ha luogo fra il circuito di griglia e il ritorno del catodo.

fig. 2, in cui la reazione ha luogo fra il circuito di griglia e il ritorno del catodo. Altra disposizione analoga è quella di fig. 3, in cui l'accoppiamento reattivo è ad autotrasformatore anziché a trasformatore. Il circuito

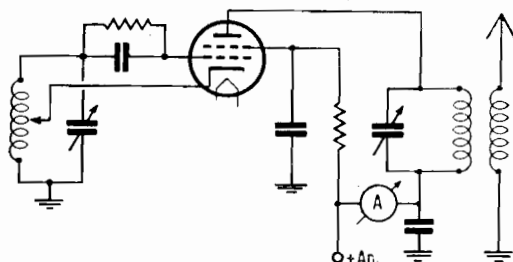


Fig. 3 - Generatore di oscillazioni elettriche ad accoppiamento elettronico. La reazione è ottenuta mediante accoppiamento ad autotrasformatore.

E.C.O. permette di ottenere buona stabilità di frequenza e una notevole indipendenza dalle variazioni di carico, conservando, di fronte a un circuito a cristallo, il vantaggio

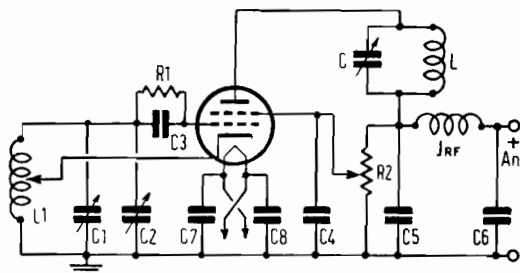


Fig. 4 - Schema di un radiotrasmittitore ad accoppiamento elettronico per amatore. Valori di massima:  $R_1=5\div50$  k $\Omega$ , 2 W;  $R_2=10\div20$  k $\Omega$ , 5 W;  $C=50$  pF;  $C_1=200$  pF max;  $C_2=15$  pF max;  $C_3=200$  pF;  $C_4-C_5-C_6-C_7-C_8=0,1$   $\mu$ F;  $L$  ed  $L_1$  in funzione della frequenza. Il tubo può essere una 802 o una 807.

di consentire la regolazione della frequenza. In figura 4 è tracciato lo schema di un radiotrasmittitore per amatori. Per un buon funzionamento è necessario un montaggio rigido, protetto contro le vibrazioni e gli urti. Il circuito anodico dovrà sempre essere accordato su una frequenza multipla di quella su cui funziona il circuito di griglia, il quale dovrà avere una alta capacità di accordo e una bassa induttanza. L'alimentazione, meglio se separata, è bene sia stabilizzata. Si dovranno scegliere, infine, componenti con isolamento in materiali ceramici. Altro circuito, molto conosciuto, è il classico generatore tri-tet, schematizzato in fig. 5. Solitamente il circuito anodico LC è accordato su una armonica della frequenza di risonanza del cristallo (per lo più la seconda), in serie al quale è bene disporre una protezione di max corrente (100 mA). Il tubo impiegato è un tetrodo o un pentodo connesso a tetrodo. Il circuito tri-tet, essendo un generatore armo-

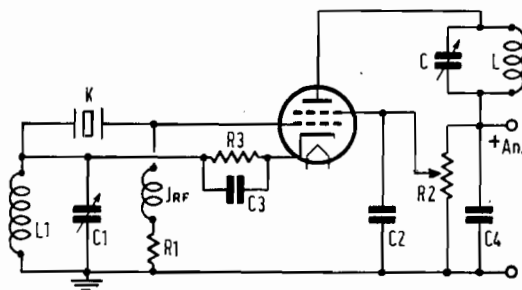


Fig. 5 - Schema di un radiotrasmittitore ad accoppiamento elettronico (Tri-Tet) per amatore. Valori di massima:  $R_1=5\div50$  k $\Omega$ ;  $R_2=10\div20$  k $\Omega$ ;  $R_3=1$  k $\Omega$ ;  $C=50$  pF;  $C_1=200$  pF max;  $C_2=0,1$  pF;  $C_3=500$  pF;  $C_4=0,5$  pF;  $L$  e  $L_1$  in funzione della frequenza.

nico, può essere impiegato per la moltiplicazione di frequenza [v. MOLTIPLICAZIONE DELLA FREQUENZA, c)]. L'accoppiamento elettronico si ha anche fra la sezione triodo e la sezione mescolatrice-amplificatrice negli eptodi dei ricevitori a cambiamento di frequenza (ad esempio, nel tipo 6A8). || **A. FARADICO.** Sinonimo di accoppiamento capacitivo; v. ACCOPIAMENTO ELETTRICO. || **A. GALVANICO.** Sinonimo di accoppiamento induttivo diretto; v. ACCOPIAMENTO ELETTRICO. || **A. IN PARALLELO.** Espressione poco felice, impiegata talora per indicare il collegamento in parallelo; v. PARALLELO, COLLEGAMENTO IN —. || **A. IN SERIE.** Espressione poco felice, impiegata talvolta per indicare il collegamento in serie; v. SERIE, COLLEGAMENTO IN —. || **A. INDIRETTO:** v. ACCOPIAMENTO ELETTRICO. || **A. INDUTTIVO:** v. ACCOPIAMENTO ELETTRICO. || **A. INTERSTADIALE:** v. ACCOPIAMENTO INTERVALVOLARE.

**A. INTERVALVOLARE.** Chiamasi anche *accoppiamento interstadiale* ed è l'accoppiamento che permette il trasferimento di un segnale da uno stadio allo stadio successivo. Si consideri il caso generale di fig. 1. Alla griglia

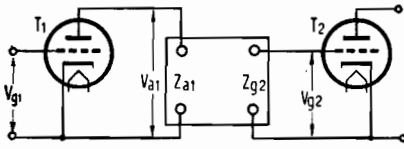


FIG. 1 - Stenogramma dell'accoppiamento intervalvolare.

di  $T_1$  sia applicata una tensione alternata  $V_{g1}$ . Tale tensione determina una corrente anodica variabile che, scorrendo nel circuito anodico di impedenza  $Z_{a1}$ , fa sorgere ai terminali del carico una tensione alternata che va applicata, per mezzo di un opportuno sistema di trasferimento, alla griglia del tubo  $T_2$ ; se  $V_{g2}$  è la tensione variabile applicata a tale griglia, l'amplificazione di tensione, sarà:

$$A = \frac{V_{g2}}{V_{g1}}$$

Bisogna fare in modo che il valore di  $A$  sia il massimo possibile. Accenniamo ora, brevemente, ai diversi tipi di accoppiamento intervalvolare, prima relativamente all'amplificazione in audiofrequenza, poi, relativamente all'amplificazione in radiofrequenza.

a) **ACCOPPIAMENTO INTERVALVOLARE NELL'AMPLIFICAZIONE AD AUDIOFREQUENZA E DI SEGNALI A VARIAZIONE LENTA.**

1) **Accoppiamento intervalvolare a controbatteria.** È un accoppiamento diretto detto anche a *impedenza* (reattanza induttiva) e *controbatteria*. È rappresentato dalla fig. 2.

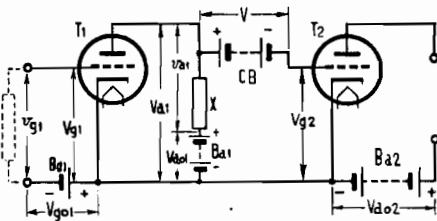


FIG. 2 - Accoppiamento intervalvolare a controbatteria (I tipo).

Sia la tensione applicata alla griglia di controllo del primo tubo:

$$V_{g1} = -V_{g01} + v_{g1},$$

dove  $V_{g01}$  è la componente continua fornita dalla batteria di polarizzazione  $B_{g1}$  e  $v_{g1}$  il valore istantaneo della componente variabile.

Fra l'anodo e il catodo di  $T_1$ , sarà misurabile una tensione:

$$V_{a1} = V_{a01} + v_{a1},$$

della quale  $V_{a01}$  rappresenta la componente continua (nel nostro caso ideale non si ha c.d.p. supponendosi la  $X$  reattanza pura), e  $v_{a1}$  quella variabile (c.d.p. in  $X$ ). Alla griglia  $T_2$  occorrerà applicare una tensione:

$$V_{g2} = -V_{g02} + v_{a1}$$

ossia, una tensione composta da una componente costante negativa  $V_{g02}$ , destinata alla polarizzazione (potenziale base negativo di griglia) e da una componente variabile  $v_{a1}$  la quale altro non è che la componente variabile della tensione anodica di  $T_1$ . Lo scopo verrà raggiunto disponendo la batteria  $CB$ , chiamata *controbatteria*, come è indicato in fig. 2. La f.e.m.  $V$  fornita da tale batteria deve soddisfare alla relazione:

$$[I] \quad V = V_{a01} + V_{g02}.$$

Tenendo conto della polarità di  $V$ , avremo che, alla griglia di  $T_2$ , verrà applicata la tensione:

$$V_{g2} = V_{a01} + v_{a1} - V.$$

La relazione ora scritta, diviene per la [I]:

$$V_{g2} = -V_{g02} + v_{a1}.$$

La controbatteria elide quindi la componente costante della tensione anodica del pri-

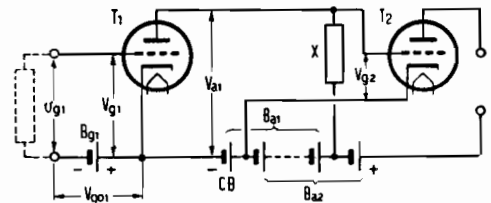


FIG. 3 - Accoppiamento intervalvolare a controbatteria (II tipo).

mo tubo e polarizza giustamente la griglia del secondo. Nel circuito di fig. 3, lo stesso risultato si consegue aumentando la tensione del catodo. L'accoppiamento a controbatteria (realizzato in pratica con resistori di caduta), si usa solamente quando si devono amplificare variazioni isolate di tensione o tensioni alternate o, comunque, variabili con frequenza ridottissima, oscillazioni rilassate a lungo periodo, ecc. In tale caso, però, la c.d.p. in  $X$  sarebbe trascurabile, per cui essa va sostituita con una resistenza (in cui però cade anche la componente costante). Più in generale l'accoppiamento di tale tipo viene usato quando è indispensabile la completa indipendenza dell'amplificazione dalla frequenza in gioco. Si osservi che l'aumento della corrente anodica nel primo tubo determina una dimi-

nuzione del parametro corrispondente nel secondo, Avremo allora che, le tensioni di ingresso e di uscita saranno fra di loro in concordanza o in opposizione di fase, secondo che il numero degli stadi che compongono l'amplificatore è pari o dispari.

2) *Accoppiamento a mezzo trasformatore.* È rappresentato schematicamente in figura 4. Il problema che si presenta è di rendere il sistema il più possibile indipendente dalla pulsazione delle oscillazioni da amplificare, dato che la gamma di frequenze è estesa. Per le considerazioni che vogliamo ora fare, si osservi il circuito equivalente di figura 5. Siano  $L_p$

corrente anodica di  $T_1$ , e dalla corrente di griglia di  $T_2$ , potremo scrivere:

$$\begin{aligned} \mu V_{g1} &= (\rho + j \omega L_p) I_{a1} + j \omega M I_{g2}, \\ V_{g2} &= j \omega L_s I_{g2} + j \omega M I_{a1}. \end{aligned}$$

L'amplificazione  $A$ , vale allora:

$$A = \frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \mu \frac{j \omega L_s I_{g2} + j \omega M I_{a1}}{(\rho + j \omega L_p) I_{a1} + j \omega M I_{g2}},$$

essendo:

$$I_{g2} = -j \omega C_{gk} V_{g2}.$$

Ma siccome è:

$$M = k \sqrt{L_s L_p},$$

dove  $k$  è il coefficiente di accoppiamento, potremo scrivere:

$$A = \frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \mu k \frac{\sqrt{L_s L_p}}{L_p [1 - (1 - k^2) \omega^2 L_s C_{gk}] - j \frac{\rho}{\omega} (1 - \omega^2 L_s C_{gk})},$$

e  $L_s$  rispettivamente le induttanze del primario e del secondario del trasformatore di accoppiamento a nucleo di ferro  $K$ . La componente oscillante della tensione anodica vale  $\mu V_{g1}$ , essendo  $\mu$  il coefficiente di amplificazione di  $T_1$ . Nel circuito equivalente di figura 5, tale tensione si immagina fornita da un generatore  $G$ . La resistenza differenziale

dove  $C_{gk}$  è la capacità griglia-catodo del tubo  $T_2$ . Osservando che è:

$$\frac{1}{\omega' L_s} = \omega' C_{gk},$$

da cui:

$$\frac{1}{L_s C_{gk}} = \omega'^2,$$

essendo  $\omega'$  la pulsazione di risonanza del secondario, quando il primario è aperto, avremo:

$$A = \frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \mu k \frac{\sqrt{\frac{L_s}{L_p}}}{\sqrt{\left[1 - (1 - k^2) \left(\frac{\omega}{\omega'}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\rho}{\omega L_p}\right)^2 \left(1 - \frac{\omega}{\omega'}\right)^2}}.$$

interna di  $T_1$  è invece indicata con  $\rho$ . Sia  $M$  l'induttanza mutua fra i due avvolgimenti

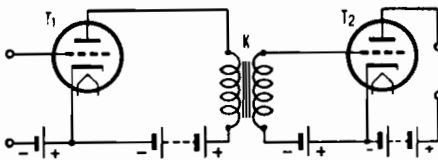


FIG. 4 - Accoppiamento intervalvolar a trasformatore.

del trasformatore. Indicando con  $I_{a1}$  e  $I_{g2}$ , rispettivamente le componenti alternate della

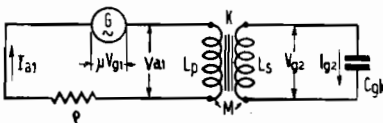


FIG. 5 - Circuito equivalente al circuito dell'accoppiamento a trasformatore.

Si vede che  $A$  è praticamente indipendente dalla pulsazione  $\omega$  delle oscillazioni in gioco, quando è:

$$(1 - k^2) \left(\frac{\omega}{\omega'}\right)^2 \ll 1$$

e quando il rapporto:

$$\frac{\rho}{\omega L_p}$$

è molto piccolo; chiamando  $\omega_{min}$  e  $\omega_{max}$  la pulsazione minima e la pulsazione massima che le oscillazioni da amplificare possono rispettivamente assumere, dovrà essere:

$$1 - k^2 \ll \left(\frac{\omega'}{\omega_{max}}\right)^2,$$

da cui:

$$[2] \quad \sqrt{1 - k^2} \ll \frac{\omega'}{\omega_{max}},$$

e:

$$[3] \quad \rho \ll \omega_{min} L_p.$$

Per quanto riguarda la [2], sostituendo in  $\omega'$  il suo valore, si ha:

$$\sqrt{1 - k^2} \ll \frac{1}{\omega_{\max} \sqrt{L_s C_{gk}}}$$

da cui:

$$[4] \quad \sqrt{1 - k^2} \ll \frac{1}{\omega_{\max} \sqrt{L_s C_{gk}}};$$

si osservi che in pratica, essendo impossibile realizzare trasformatori a perdite nulle, sarà sempre:

$$k < 1,$$

inoltre, essendo pure irrealizzabili tubi a capacità interelettrodiche nulle, la  $C_{gk}$  avrà sempre un certo valore al quale bisogna aggiungere la capacità parassita dell'avvolgimento. Considerando la [4], potremo allora dire che, la condizione da essa imposta, è verificata per  $k = 1$  anche se la  $C_{gk}$  è relativamente alta, inoltre è altrettanto verificata se la  $C_{gk}$  è nulla anche se la  $k$  è considerevolmente minore dell'unità (perdite elevate nel trasformatore). Queste sono condizioni ideali e, in pratica, si cercherà un giusto compromesso per i due valori  $k$  e  $C_{gk}$ . Vediamo ora l'importanza del rapporto di trasformazione del trasformatore, espresso da:

$$[5] \quad n = \frac{n_s}{n_p} = \frac{V_{g2}}{V_{a1}} = \frac{I_{a1}}{I_{g2}},$$

essendo  $n_s$  e  $n_p$ , rispettivamente, il numero delle spire del secondario e del primario.

Il caso da noi considerato, in cui il secondario del trasformatore è caricato su una capacità, si riferisce al funzionamento di  $T_2$  in classe A, ossia, al caso in cui, per il pilotaggio di detto tubo, non è richiesta potenza, ma semplicemente tensione. In corrispondenza delle frequenze intermedie della banda da amplificare, si può ammettere che le varie reattanze induttive e capacitive del complesso siano di valori tali da rendere praticamente valida, anche nel caso reale, la relazione [5], per cui sarà:

$$[6] \quad V_{g2} = n V_{a1}.$$

Alle basse frequenze, la reattanza induttiva in parallelo non è più trascurabile e il guadagno diminuisce sensibilmente, mentre, alle frequenze alte, non è più trascurabile la capacità  $C_{gk}$  e, con essa, le varie capacità distribuite, per cui si ha, anche in questo caso, diminuzione del guadagno. Sono queste le ragioni che limitano la larghezza della banda di frequenze in gioco. Si tenga pure presente che, nel caso in cui la capacità  $C_{gk}$  e le altre capacità distribuite, associate alle induttanze, che possono considerarsi a esse

in parallelo, costituiscano, in corrispondenza di una certa pulsazione  $\omega_r$ , un circuito oscillatorio, l'impedenza complessiva di carico diviene assai alta, con la conseguente formazione di un massimo nel valore della tensione di uscita, caratterizzata dalla pulsazione  $\omega_r$ .

Nel caso, invece, in cui  $T_2$  non richieda, per il suo pilotaggio, tensione ma potenza, è necessario considerare il secondario del trasformatore chiuso su una resistenza  $R_s$ . La potenza in gioco nel secondario sarà, allora, per la [6]:

$$P_s = \frac{V_{g2}^2}{R_s} = \frac{V_{a1}^2 n^2}{R_s} = \frac{V_{a1}^2}{\frac{R_s}{n^2}}.$$

Indicando la potenza primaria con  $P_p$  e trascurando le perdite, sarà:

$$P_p = P_s.$$

Ponendo:

$$R_p = \frac{R_s}{n^2}$$

la resistenza secondaria ridotta a primario, si ha:

$$[7] \quad n = \sqrt{\frac{R_s}{R_p}}.$$

Per avere la massima potenza trasferita, deve evidentemente essere:

$$\rho = R_p = \frac{R_s}{n^2} = R_s \frac{n_p^2}{n_s^2},$$

relazione assai importante, in quanto, da essa si può dedurre il valore del rapporto di trasformazione, noti i valori  $\rho$  e  $R_s$ .

Le relazioni precedentemente incontrate, per il caso del carico puramente capacitivo, potranno essere generalizzate, introducendo i termini opportuni.

L'accoppiamento intervalvolare a trasformatore è adatto impiegando triodi caratterizzati da resistenza differenziale interna di  $10^4$  ohm di ordine di grandezza, e funzionanti con una corrente anodica di alcuni [mA]. Gli amplificatori con accoppiamento a trasformatore sono caratterizzati da amplificazione pressochè costante, in corrispondenza di una parte intermedia discretamente ampia della gamma delle frequenze acustiche. Si considerino ora i circuiti equivalenti della figura 6, che si riferiscono, specificatamente ai casi delle frequenze basse della gamma da amplificare, alle medie e alle alte.

Consideriamo prima il caso delle frequenze basse. Facendo sempre astrazione dalla resistenza ohmica del primario (perdite nel rame) e dalla resistenza ohmica equivalente alle perdite nel nucleo magnetico (perdite nel ferro), si ha il circuito equivalente di fig. 6 a). In questo circuito, che differisce da quello di

fig. 5 solamente nell'induttanza fittizia  $L'$ , si è tenuto appunto conto della  $L'$ , ossia, della diminuzione della reattanza del primario, in corrispondenza delle frequenze basse. Nulla

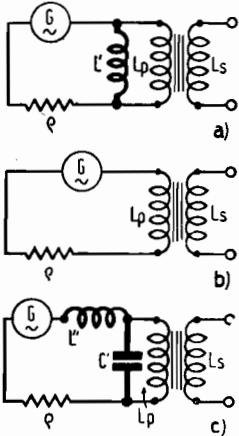


FIG. 6 - Stesso circuito di fig. 5, riferito ai tre casi: a) frequenze basse; b) medie; c) alte.

vi è da dire, per quanto riguarda le frequenze medie, in quanto, la fig. 6 b), che si riferisce appunto alla parte media della gamma di frequenze da amplificare, non è altro che la ripetizione della fig. 5. Passiamo ora, al caso delle frequenze alte [fig. 6 c)]. In corrispondenza di queste, la capacità parassita  $C'$  (trascurabile per le frequenze più basse), per quelle alte, non è più trascurabile, per cui bisogna tenerne conto. Detta capacità compendia le capacità di perdita del primario, più quelle del secondario, riferite al primario. Inoltre, deve essere tenuto conto della induttanza di perdita  $L''$ , corrispondente all'aumento di reattanza, determinato dal flusso

disperso (essa pure riferita al primario), non più trascurabile, in corrispondenza delle frequenze alte. In fig. 7, sono riportati alcuni grafici (Terman), per il calcolo rapido di amplificatori con accoppiamento intervalvolare a trasformatore. Si considerino, prima, le curve a tratto continuo. Queste sono le curve rappresentative dell'andamento dell'amplificazione relativa (considerata unitaria per le frequenze medie), in funzione del rapporto:

$$k_1 = \frac{\text{reattanza primario}}{\text{resistenza effettiva anodica}}$$

essendo il numeratore dato da  $\omega L_p$ , dove  $\omega$  è la pulsazione e, il denominatore, definito da  $\rho + R$ , dove  $R$  è la componente reale della impedenza primaria. Questo, per quanto riguarda la prima parte della curva (note basse). Per le note alte, ci si riferisce alla stessa graduazione ordinata, mentre, in ascisse, è riportato il rapporto:

$$k_2 = \frac{\text{frequenza in gioco}}{\text{freq. di risonanza di } C' L''}$$

Infatti, la  $C'$  e la  $L''$  costituiscono un circuito oscillatorio a risonanza in serie, che perturba considerevolmente il regolare andamento della curva, in maniera tanto evidente, quanto più il fattore di merito  $Q_0$ , relativo al circuito perturbatore, è elevato. In fig. 7,

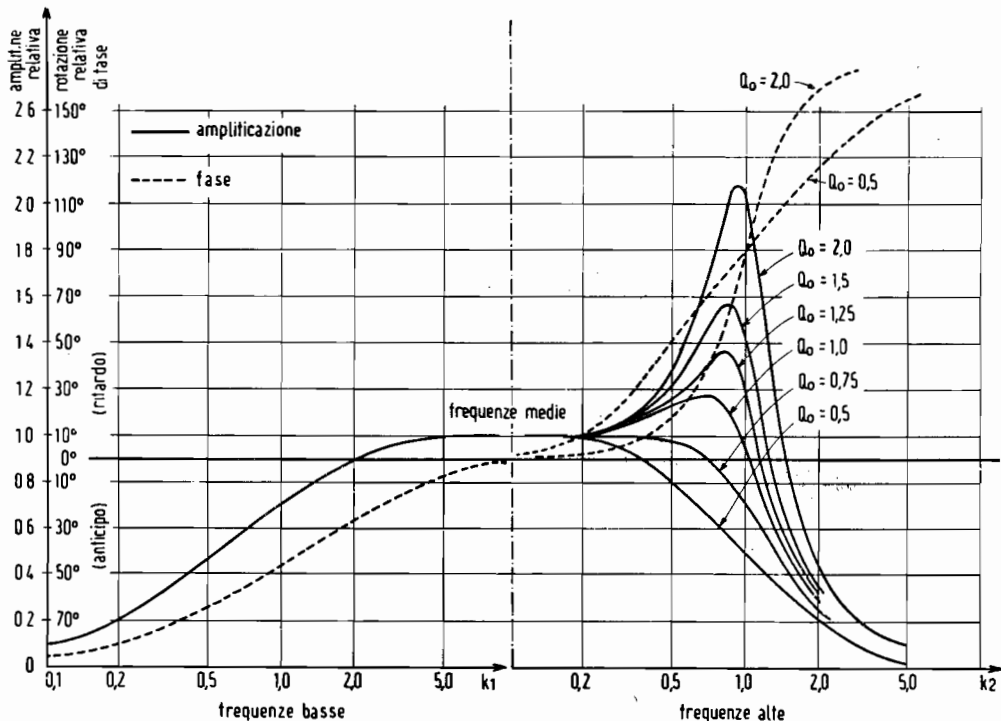


FIG. 7 - Grafici relativi al funzionamento degli amplificatori con accoppiamento a trasformatore (Terman).



sono tracciate sei curve, per valori di  $Q_0$  compresi fra 0,5 e 2,0. Ricordiamo che è:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L''}{\rho + R'}$$

essendo la  $R'$  la somma della  $R$ , già incontrata, e della resistenza del secondario, riferita al primario. Le curve tratteggiate, invece, si riferiscono alla rotazione relativa di fase (considerata nulla per le frequenze medie). Per le frequenze alte sono riportate due curve: una per  $Q_0 = 0,5$  e, l'altra, per  $Q_0 = 2,0$ . Le curve riportate sono particolarmente interessanti, avendo carattere universale.

3) *Accoppiamento a resistenza e capacità.*

La figura 8 ne rappresenta lo schema. Nel circuito anodico di  $T_1$ , è inserito un resistore  $R_{a1}$ . Allorchè una tensione variabile  $V_{g1}$  viene applicata alla griglia di  $T_1$ , ai terminali del resistore  $R_{a1}$  si ha una caduta di potenziale formata da due componenti, una costante, che non ci interessa e che, pertanto, trascuriamo, e una variabile, che viene applicata, attraverso la capacità  $C$ , alla griglia di  $T_2$ . La capacità deve essere tale che la reattanza presentata in corrispondenza della frequenza in gioco, non sia eccessiva. Ma è pure indispensabile disporre il secondo resistore che abbiamo nello schema indicato con  $R_{g2}$ . Se tale resistore non vi fosse, il condensatore  $C$  rimarrebbe sempre carico, in quanto sarebbe percorso da corrente in un solo senso e, precisamente, in corrispondenza della griglia positiva. La griglia risulterebbe positiva solamente in corrispondenza delle alternanze positive, nei primi istanti di funzionamento, poichè la carica assunta da  $C$  polarizza negativamente in modo energico la griglia nei tempi successivi. Consideriamo la carica di  $C$  costante nel tempo (in quanto il

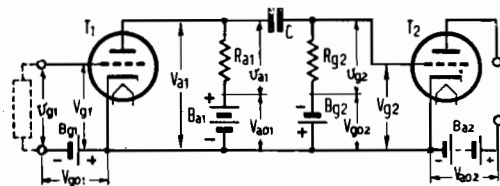


Fig. 8 - Accoppiamento intervalvolare a resistenza e capacità.

tempo che questo impiega a scaricarsi sia attraverso le perdite proprie, sia attraverso quelle dei vari collegamenti, è assai grande in confronto al periodo delle oscillazioni in gioco) il valore di tale polarizzazione coinciderebbe coll'ampiezza massima delle alternanze positive. In generale, tale valore non coinciderebbe col potenziale base di polarizzazione richiesto. Ecco allora che la resistenza  $R_{g2}$  man-

terrà il condensatore  $C$  scarico e permetterà di applicare alla griglia di  $T_2$  il giusto potenziale base di polarizzazione, fornito dalla apposita batteria  $B_{g2}$ . Quanto è stato esposto ora, è rappresentato graficamente in fig. 9, per mezzo dei diagrammi a) e b). In a), con tratto punteggiato, è rappresentato un sistema di oscillazioni sinusoidali applicate alla gri-

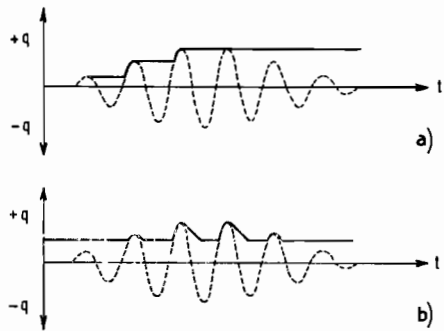


Fig. 9 - Andamento della carica del condensatore  $C$  di fig. 8, in funzione del tempo.

glia del tubo  $T_2$ . Come si vede si tratta di oscillazioni l'ampiezza delle quali parte da valore nullo, va crescendo, indi diminuisce raggiungendo di nuovo lo zero. Sempre in a), con tratto continuo, è rappresentato l'andamento del potenziale negativo di griglia in assenza di  $R_{g2}$ . Come si vede, all'istante iniziale tale potenziale è nullo. Aumenta poi gradatamente, con l'aumentare dell'ampiezza delle oscillazioni, raggiunge il suo massimo, coincidente con l'ampiezza massima di queste e, quando esse si smorzano, il potenziale di polarizzazione rimane costante, prescindendo dalle perdite, in quanto il potenziale del condensatore rimarrà costantemente fisso al valore assunto. Se  $C$  fosse un condensatore perfetto e le perdite nei collegamenti e nei supporti fossero nulle, tale polarizzazione perdurerebbe all'infinito. Si consideri ora sempre in fig. 9, il caso b), in cui la resistenza  $R_{g2}$  viene impiegata. Come si vede, anche nell'istante iniziale, la polarizzazione negativa non è nulla, essendo mantenuta al giusto valore dalla batteria  $B_{g2}$ . Questa crescerà poi in corrispondenza dei massimi positivi, ma durante i massimi negativi, il potenziale ridiscenderà per non risalire se non in corrispondenza delle semionde positive seguenti. Se le oscillazioni vanno smorzandosi, il potenziale base di polarizzazione rimane invariato al suo valore. Veniamo ora al dimensionamento dei vari componenti. Il valore di  $R_{a1}$  non deve, in pratica, essere tanto grande da determinare una eccessiva c.d.p. nel circuito anodico nè, d'altra parte, tanto piccolo da rendere troppo poco ampia la c.d.p. rela-

tiva alla componente variabile, che deve essere utilizzata per il pilotaggio del tubo successivo. Secondo i normali circuiti di impiego, la  $R_{a1}$  non supera il mezzo  $[M\Omega]$ . Si osservi ora che, affinché la tensione variabile  $v_{g2}$ , applicata alla griglia di  $T_2$ , sia il più possibile vicina alla componente variabile ai terminali di  $R_{a1}$ , la impedenza del sistema composto dalla  $R_{g2}$  e da  $C$  in serie, non deve essere troppo elevata. Anche la costante di tempo  $R_{g2}C$  ha la sua importanza e deve avere un valore tale, per cui [v. fig. 9 a)], la carica del condensatore possa scendere nell'intervallo esistente fra due alternanze positive, a un determinato valore, in corrispondenza del quale il potenziale base negativo di griglia non superi il suo giusto valore e ciò anche in corrispondenza della frequenza più alta che le oscillazioni in gioco possano assumere. Il valore di  $R_{g2}$ , essendo tale resistenza disposta in parallelo, sarà da stabilirsi in modo che le perdite per conduttività non siano troppo elevate. Praticamente, si dà a questa resistenza un valore uguale a  $2 \div 8$  volte il valore di  $R_{a1}$ . Nell'accoppiamento a resistenza e capacità, prescindendo dalle perdite nei vari componenti, ossia, considerando il caso ideale, si avrebbe, indicando con simboli minuscoli, i valori istantanei delle componenti variabili:

$$v_{g2} = v_{a1},$$

$$v_{a1} = \mu v_{g1},$$

da cui:

$$[8] \quad A = \frac{v_{g2}}{v_{g1}} = \frac{v_{a1}}{v_{g1}} = \mu,$$

ossia, l'amplificazione risultante è espressa dal coefficiente di amplificazione di  $T_1$ . Nel caso pratico, dovrà porsi:

$$A = \mu \frac{Z_{a1}}{\rho + Z_{a1}} = \mu \frac{Z_{a1}}{\rho + Z_{a1}},$$

essendo:

$$Z_{a1} = Z_{a1} = \frac{R_{a1} R_{g2}}{R_{a1} + R_{g2}}.$$

Introducendo la conduttanza mutua:

$$S = \frac{\mu}{\rho},$$

si ottiene:

$$A = \frac{S}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{Z_{a1}}}.$$

Ponendo:

$$[9] \quad \frac{1}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{Z_{a1}}} = Z_{tot},$$

sarà:

$$A = S Z_{tot},$$

dove  $Z$ , a rigore, anzichè dalla [9], dovrebbe essere data da:

$$Z_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_{a1}} + \frac{1}{R_{g2}} + j \omega C_p},$$

essendo in  $C_p$  conglobate tutte le capacità di perdita, date principalmente dalla capacità  $C_{gk2}$  fra la griglia e il catodo di  $T_2$  e dalla capacità  $C_{eg1}$  fra l'anodo e la griglia di  $T_1$ . Per quanto riguarda il valore da dare alla capacità  $C$ , si stabilisce generalmente questa in modo che la reattanza del condensatore non superi la quinta parte  $R_{a1}$ , per la frequenza più bassa di lavoro. Sarà allora:

$$\frac{1}{\omega_{min} C} \leq \frac{R_{g2}}{5}$$

da cui:

$$C \geq \frac{5}{\omega_{min} R_{g2}}.$$

Nell'accoppiamento a resistenza e capacità si definisce il *coefficiente di riduzione*, esprime la riduzione che la tensione subisce attraverso l'accoppiamento. Si ha:

$$v_{g2} = I_{R_{g2}} R_{g2},$$

essendo  $I_{R_{g2}}$  la corrente che scorre in  $R_{g2}$ . Inoltre è:

$$v_{a1} = I_{R_{g2}} \sqrt{R_{g2}^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}};$$

il *coefficiente di riduzione* è espresso da:

$$\frac{v_{g2}}{v_{a1}} = \frac{R_{g2}}{\sqrt{R_{g2}^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}},$$

ossia:

$$\frac{v_{g2}}{v_{a1}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 R_{g2}^2 C^2}}}.$$

Si osservi che, a causa delle capacità parassite e della stessa capacità di accoppiamento, le tensioni di ingresso di due stadi successivi, non sono più in opposizione di fase, come nel caso dell'accoppiamento a resistenza e controbatteria, ma si ha ritardo maggiore nella tensione applicata al secondo stadio, ritardo che aumenta all'aumentare della frequenza in gioco.

In fig. 10, sono riportati i circuiti equivalenti, relativi all'accoppiamento a resistenza

e capacità. Il circuito equivalente a), è relativo alle frequenze basse, in corrispondenza delle quali, la reattanza del condensatore di trasferimento  $C$ , non è trascurabile, anche se

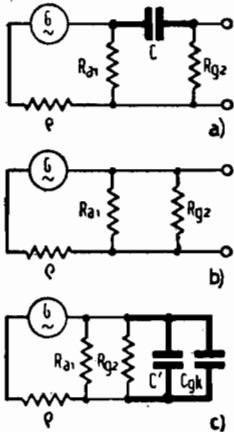


FIG. 10 - Circuiti equivalenti al circuito di figura 8: a) frequenze basse; b) medie; c) alte.

esso è di elevato valore. Nel caso delle frequenze più elevate [fig. 10 c)], è trascurabile la reattanza del condensatore in serie  $C$ , ma non è trascurabile la reattanza parassita in parallelo, determinata dalla capacità distribuita nei collegamenti ( $C'$ ) e dalla capacità interelettrodica  $C_{gk}$  (griglia-catodo) del tubo  $T_2$ . Sia  $C'$ , sia  $C_{gk}$ , sono trascurabili, come già abbiamo visto, nel caso delle frequenze basse. Invece, delle frequenze medie, nè la  $C$  in serie, nè la  $C'$  e la  $C_{gk}$  in parallelo, hanno importanza particolare, per quanto concerne la risposta dell'amplificatore. Ecco, allora, che si ha il circuito equivalente di fig. 10 b), in cui dette capacità sono trascurate. Analogamente a quanto abbiamo fatto per l'accoppiamento a trasformatore, abbiamo riportato in fig. 11, i grafici per il

calcolo degli amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità, essendo:

$$k_3 = \frac{\frac{I}{\omega C}}{R_{g2} + \frac{\rho R_{a1}}{\rho + R_{a1}}}$$

$$k_4 = \frac{\frac{I}{\rho} + \frac{I}{R_{a1}} + \frac{I}{R_{g2}}}{\omega (C' + C_{gk})}$$

È evidente come  $k_3$  sia il rapporto fra la reattanza di  $C$  e la resistenza derivante dal collegamento in serie di  $R_{g2}$  con il gruppo costituito dalle due resistenze in parallelo  $\rho$  e  $R_{a1}$  e, come  $k_4$  sia dato, invece, dal rapporto fra la reattanza complessiva di  $C'$  e  $C_{gk}$  in parallelo e la resistenza corrispondente al collegamento in parallelo di  $\rho$ ,  $R_{a1}$  e  $R_{g2}$ .

4) *Accoppiamento a impedenza e capacità.* L'accoppiamento intervalvolare a impedenza e capacità, si ottiene sostituendo uno o entrambi i resistori  $R_{a1}$  e  $R_{g2}$ , con delle bobine di impedenza, conformemente ai due circuiti schematizzati in fig. 12. Il circuito a) si differenzia da quello di fig. 8, per il solo fatto che, in luogo di  $R_{a1}$ , vi è l'impedenza  $Z_{a1}$ . Poichè questo elemento del circuito va dimensionato in modo che la componente reale dell'impedenza (resistenza), sia trascurabile, mentre, la parte immaginaria (reattanza induttiva) deve essere elevata, la tensione anodica di  $T_1$  coinciderà con quella fornita dalla

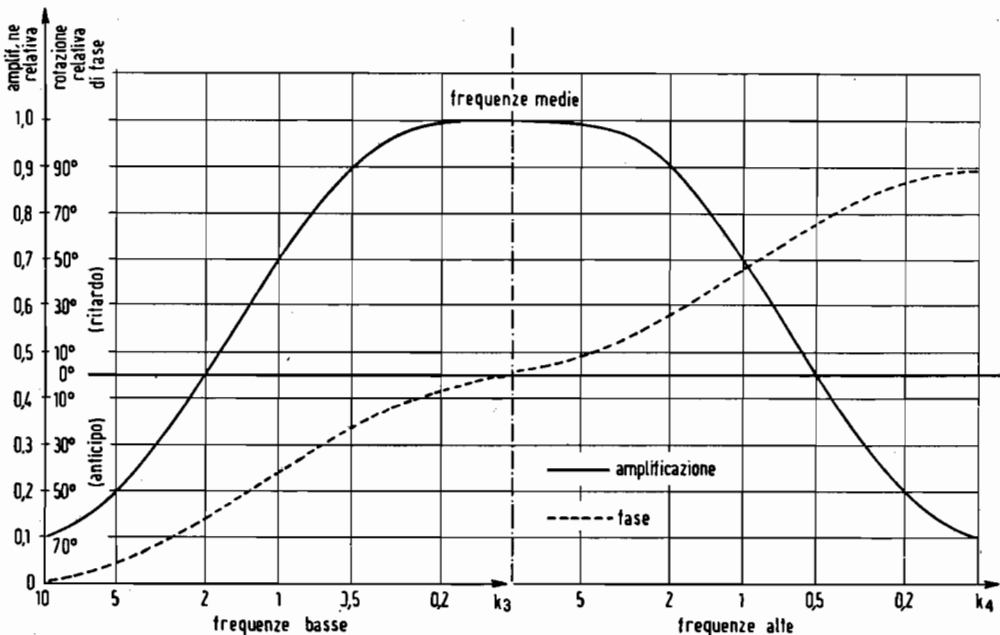


FIG. 11 - Grafici relativi al funzionamento degli amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità (Terman).

sorgente di alimentazione, essendo praticamente nulla la c.d.p. (per quanto riguarda la componente costante) in  $Z_{a1}$ . Di conseguenza, a parità di tubo impiegato, la tensione di alimentazione richiesta, sarà infe-

avvolgimenti (suscttanze in parallelo) e, in corrispondenza delle frequenze basse, la reattanza in serie dovuta al condensatore  $C$ .

5) *Accoppiamento ad autotrasformatore.* È analogo a quello schematizzato in fig. 12 a), con la sola differenza che, una parte dell'avvolgimento di  $Z_{a1}$  serve da primario e, l'intero avvolgimento, da secondario (fig. 13).

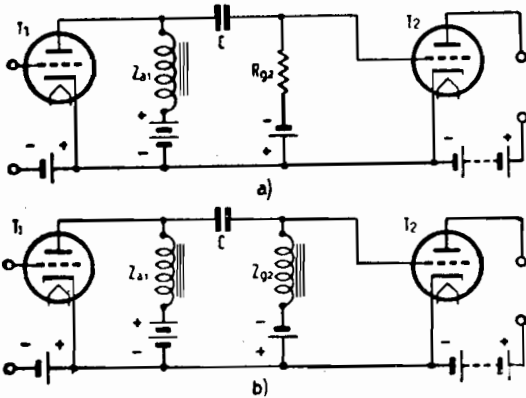


FIG. 12 - Accoppiamento intervalvolare a impedenza e capacità.

riore. La reattanza induttiva  $X_{a1}$  di  $Z_{a1}$  è grande e la reattanza capacitiva  $X_c$  piccola. Nel campo delle frequenze medie, l'amplificazione è legata solo alla  $R_{g2}$  e vale:

$$A = \frac{R_{g2}}{\rho + R_{g2}}$$

Per le basse frequenze, il valore di  $A$  diminuisce, a causa della reattanza in parallelo  $X_{a1}$  e della reattanza in serie  $X_c$ , in quanto, alle basse frequenze, la prima non è più grandissima e, la seconda, non è più trascurabile. Per le frequenze alte, invece, è la capacità parassita distribuita nella bobina, che determina una diminuzione di  $A$ . Essa, infatti, costituisce una suscettanza in parallelo, di

b) *ACCOPIAMENTO INTERVALVOLARE NELL'AMPLIFICAZIONE A RADIOFREQUENZA.*

1) *Accoppiamento con circuito anodico accordato.* È rappresentato in fig. 14. È chiaro come si tratti di un caso particolare dell'accoppiamento a resistenza e capacità, visto al punto a), 3), con la sola differenza che il resistore anodico è stato sostituito da un circuito oscillatorio, composto dalla bobina di induttanza  $L_{a1}$  e resistenza  $R_{a1}$  e dalla capacità  $C_{a1}$ . La frequenza che viene maggiormente amplificata, è la frequenza su cui il circuito oscillatorio è in risonanza, frequenza che può essere a piacere variata entro un intervallo re-

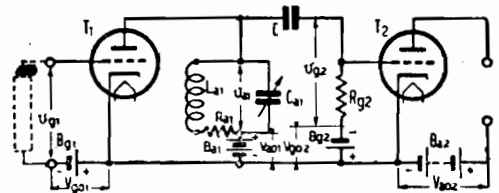


FIG. 14 - Accoppiamento intervalvolare con circuito anodico accordato.

lativamente ampio, se la capacità  $C_{a1}$  è costituita da un condensatore variabile (più raramente, si ricorre a una induttanza variabile). Si ha qui il vantaggio che la resistenza di carico di  $T_1$  è praticamente nulla per la componente continua, mentre è, invece, assai grande, per la componente alternata. Inoltre le capacità parassite vengono compensate dal fatto che il condensatore  $C_{a1}$  verrà regolato a un valore leggermente inferiore a quello cui andrebbe regolato per quella medesima frequenza, se il circuito oscillatorio fosse isolato. L'accoppiamento ora descritto, chiamasi anche *accoppiamento per circuito d'arresto*. La presenza di  $R_{g2}$ , determina un appiattimento della curva di risonanza del circuito oscillatorio. Si tenga però presente che, tale inconveniente, può essere facilmente combattuto, in quanto  $R_{g2}$  può assumere valori anche assai elevati. Infatti l'effetto della  $R_{g2}$  è trascurabile, per valori dell'ordine di grandezza del  $[M\Omega]$ . Inoltre, un minore appiattimento della curva di risonanza (ossia maggiore selettività) si ottiene impiegando tubi amplificatori a considerevole resistenza interna (tetrodi e pentodi per RF).

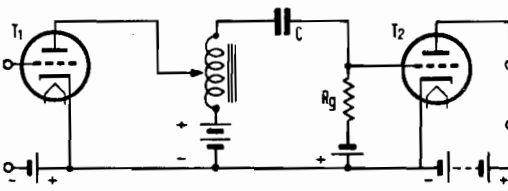


FIG. 13 - Accoppiamento intervalvolare ad autotrasformatore.

valore non trascurabile. Il circuito di fig. 12 b) è anche detto *a doppia impedenza*. È assai poco usato e, l'amplificazione, essendo le due reattanze assai elevate, mentre le componenti reali sono assai basse, è data da:

$$A \approx \mu.$$

In corrispondenza delle frequenze alte, entrano in gioco le capacità distribuite negli

2) *Accoppiamento con circuito di griglia accordato.* Anche questo come si vede subito in figura 15 è un caso particolare dell'accoppiamento a resistenza e capacità, con la differen-

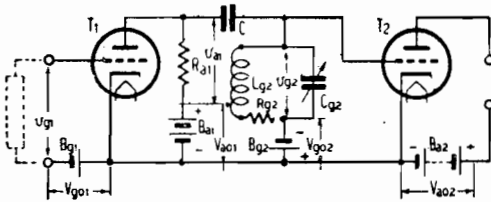


FIG. 15 - Accoppiamento intervalvolare con circuito di griglia accordato.

za che la resistenza di griglia è costituita da un circuito oscillatorio, composto dalla bobina di induttanza  $L_{g2}$  e di resistenza  $R_{g2}$  e dal condensatore di capacità  $C_{g2}$ . Anche in questo caso, il circuito oscillatorio va accordato sulla frequenza da amplificare. In questa disposizione si ripresenta la questione del dimensionamento del resistore  $R_{a1}$  che non deve essere tanto alto da richiedere un eccessivo aumento della tensione di alimentazione,

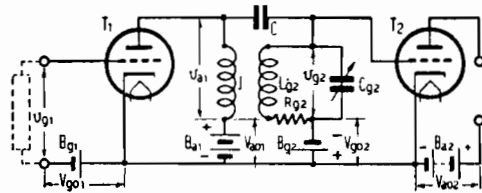


FIG. 16 - Accoppiamento intervalvolare con circuito di griglia accordato.

a causa della forte caduta di potenziale e non deve neppure essere di valore così basso da disperdere attraverso di esso la componente oscillante della tensione anodica. Ecco allora che la questione viene elegantemente risolta sostituendo la  $R_{a1}$  con una impedenza di RF  $J$ , che presenta una elevata reattanza alla corrente oscillante, mentre alla corrente continua presenta resistenza trascurabile. Lo squilibrio che la impedenza porta, viene compensato variando leggermente la posizione di  $C_{g2}$ . Si avrà allora il circuito di fig. 16. L'induttanza mutua fra  $L_{g2}$  e  $J$ , deve essere evidentemente nulla.

3) *Accoppiamento a trasformatore.* Si distinguono tre casi e, precisamente, il caso in cui sia il circuito primario, sia il secondario sono accordati sulla frequenza di lavoro e i due casi in cui è accordato solo il primario o solo il secondario. Dando la precedenza alla disposizione più usata, accenneremo prima al caso del *circuito secondario accordato*. Lo sche-

ma è rappresentato in figura 17. Nel circuito anodico di  $T_1$ , trovasi inserita una bobina, la cui induttanza è  $L_p$  e dalla cui resistenza facciamo astrazione, essendo essa trascurabile di fronte alla resistenza differenziale interna  $\rho$  di  $T_1$ , pure inserita nel circuito della bobina, circuito che è sede di una sorgente di f.e.m. alternativa di valore  $v_{a1}$  ossia  $\mu v_{g1}$ , essendo  $v_{g1}$  la tensione variabile da amplificare, applicata alla griglia di  $T_1$ . La suaccennata bobina è accoppiata induttivamente alla bobina di induttanza  $L_s$  e di resistenza  $R_s$ , che, uni-

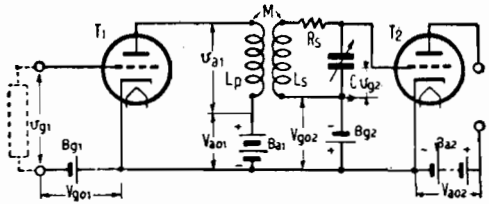


FIG. 17 - Accoppiamento intervalvolare a trasformatore con secondario accordato.

tamente al condensatore  $C$ , fa parte del circuito oscillatorio inserito nel circuito di griglia del tubo  $T_2$ . Sia  $M$  il coefficiente di mutua induzione delle due bobine. A noi interessa che la corrente nel secondario abbia il massimo valore affinché sia massima la tensione  $v_{g2}$  applicata alla griglia di  $T_2$ . Cerchiamo ora di determinare la corrente secondaria  $I_s$ . Siano  $V_a$  e  $V_g$  le ampiezze delle  $v_a$  e  $v_g$ . Se  $I_p$  è la corrente primaria, avremo:

$$[10] \quad \begin{cases} V_{a1} - j \omega M I_s = Z_p I_p \\ - j \omega M I_p = Z_s I_s \end{cases}$$

dove  $Z_p$  e  $Z_s$  sono le impedenze dei circuiti primario e secondario. Si ha, nel nostro caso:

$$[11] \quad \begin{cases} Z_p = \rho + j \omega L_p \\ Z_s = R_s + j \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C} \right) \end{cases}$$

Il sistema [10], risolto, ci dà per  $I_p$  e  $I_s$ , i valori:

$$[12] \quad \begin{cases} I_p = \frac{V_{a1}}{Z_p + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}} \\ I_s = -j \omega M \frac{V_{a1}}{|Z_p Z_s| + \omega^2 M^2} \end{cases}$$

La seconda delle [12], che riveste particolare importanza, potrà scriversi, in base alle [11], sotto la forma:

$$I_s = -j \omega M \frac{V_{a1}}{(\rho + j\omega L_p) \left[ R_s + j \left( \omega L_s - \frac{I}{\omega C} \right) \right] + \omega^2 M^2}$$

conseguentemente, il modulo di  $I_s$ , applicando il teorema di Pitagora, varrà:

$$I_s = \sqrt{\frac{V_{a1}^2}{\frac{Z_p^2 Z_s^2}{\omega^2 M^2} + \omega^2 M^2 + 2 \left[ \rho R_s - \omega L_p \left( \omega L_s - \frac{I}{\omega C} \right) \right]}}$$

dove, alle grandezze simboliche  $I_s$  e  $V_{a1}$ , subentrano i loro moduli  $I_s$  e  $V_{a1}$ .

Essendo:

$$\begin{aligned} \omega L_p &= X_p, \\ \omega L_s &= X_s, \end{aligned}$$

la reattanza primaria e la reattanza secondaria, avremo:

$$[I3] \quad I_s = \frac{V_{a1}}{\sqrt{\frac{Z_p^2 Z_s^2}{\omega^2 M^2} + \omega^2 M^2 + 2(\rho R_s - X_p X_s)}}$$

Poichè il circuito oscillatorio è in risonanza, sarà:

$$[I4] \quad X_s = \omega L_s - \frac{I}{\omega C} = 0,$$

per cui la [I3] diventerà:

$$I_s = \frac{V_{a1}}{\sqrt{\frac{Z_p^2 Z_s^2}{\omega^2 M^2} + \omega^2 M^2 + 2 \rho R_s}}$$

Dalle [I1] si ha, al verificarsi della [I4]:

$$\begin{aligned} Z_p^2 &= \rho^2 + \omega^2 L_p^2, \\ Z_s^2 &= R_s^2, \end{aligned}$$

per cui avremo, essendo  $L_p$  trascurabile rispetto a  $\rho$ :

$$\begin{aligned} Z_p^2 &= \rho^2, \\ Z_s^2 &= R_s^2, \end{aligned}$$

da cui:

$$[I5] \quad I_s = \frac{V_{a1}}{\sqrt{\frac{\rho^2 R_s^2}{\omega^2 M^2} + \omega^2 M^2 + 2 \rho R_s}}$$

Poichè a noi interessa il massimo valore di  $I_s$ , si osservi che questo si ottiene al verificarsi della condizione (assumendo come variabile indipendente la  $\omega$ ):

$$[I6] \quad \omega^2 M^2 = \rho R_s.$$

condizione che rende minimo il denominatore della [I5], per cui potremo scrivere:

$$I_{s \text{ max}} = \frac{V_{a1}}{2 \sqrt{\rho R_s}}.$$

Essendo:

$$V_{a1} = \mu V_{g1},$$

avremo:

$$I_{s \text{ max}} = \mu \frac{V_{g1}}{2 \sqrt{\rho R_s}},$$

da cui, in base alla relazione:

$$V_{g2} = \omega L_s I_{s \text{ max}},$$

otterremo:

$$V_{g2} = \mu \omega L_s \frac{V_{g1}}{2 \sqrt{\rho R_s}}.$$

Ricavando allora l'amplificazione (massima):

$$[I7] \quad A = \frac{V_{g2}}{V_{g1}} = \mu \omega L_s \frac{I}{2 \sqrt{\rho R_s}}.$$

Distinguendo le costanti del triodo da quelle del circuito, avremo:

$$A = \frac{\mu}{2 \sqrt{\rho}} \cdot \frac{\omega L_s}{\sqrt{R_s}}.$$

Si tenga però presente che la  $R_s$  non tiene conto della resistenza di cui aumenta il secondario per effetto della presenza del primario, per cui in luogo della  $R_s$  dovrà considerarsi la resistenza apparente:

$$R_{sa} = R_s + \frac{\omega^2 M^2}{\rho}.$$

Allorchè la [I6] è verificata, sarà:

$$R_{sa} = R_s + \frac{\rho R_s}{\rho} = 2 R_s$$

e si avrà una riduzione del 50% nel coefficiente di risonanza.

In figura 18 è schematizzato il caso del *ciruito primario accordato*. Questa disposizione

è però raramente impiegata. Come si vede dallo schema, nel circuito anodico di  $T_1$  è inserito un circuito oscillatorio, la cui induttanza è accoppiata induttivamente a una bobina inserita nel circuito di griglia di  $T_2$ .

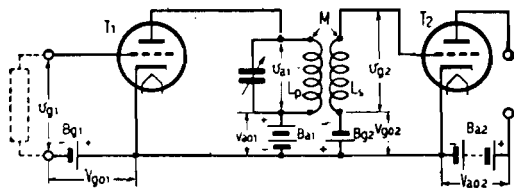


FIG. 18 - Accoppiamento intervalvolare a trasformatore con primario accordato.

Passiamo ora alla disposizione di figura 19, a circuito primario e secondario entrambi accordati. Si impiega questo circuito di accop-

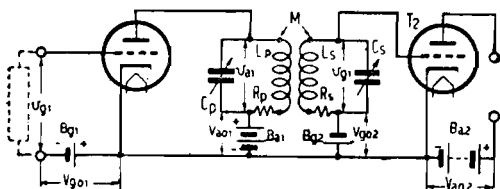


FIG. 19 - Accoppiamento intervalvolare a trasformatore, in cui entrambi i circuiti, primario e secondario, sono accordati.

piamento, solamente quando non sono necessari frequenti cambiamenti di frequenza, essendo critica la messa a punto. Sia nel circuito anodico di  $T_1$  sia nel circuito di griglia di  $T_2$ , sono inseriti due circuiti oscillatori, rispettivamente definiti dalle costanti  $L_p, R_p, C_p$  ed  $L_s, R_s, C_s$ . In questo caso, l'amplificazione  $A$  si calcola con procedimento piuttosto complesso, trasformando il primario da circuito a elementi in parallelo a circuito a elementi in serie e, relativamente a tale procedimento, rimandiamo ai trattati specializzati.

Chi desiderasse montare i condensatori variabili con le placche mobili a massa, in luogo delle disposizioni di figura 20 a), deve

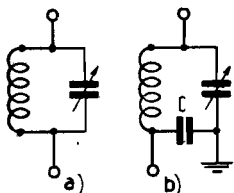


FIG. 20 - Circuito oscillatorio: a) normale; b) con separazione, nei confronti della tensione costante di alimentazione, delle lamine a massa del condensatore, dal lato freddo della bobina.

ricorrere alla disposizione di fig. 20 b). Il condensatore  $C$  deve essere di capacità tale da presentare reattanza praticamente nulla alla frequenza in gioco.

c) **ACCOPIAMENTO INTERVALVOLARE NELLA AMPLIFICAZIONE DI VIDEOFREQUENZA.** La banda di frequenza che caratterizza i segnali video è talmente ampia, per cui gli amplificatori relativi devono essere realizzati seguendo particolari accorgimenti che devono tener conto, oltre che dei limiti inferiore e superiore della gamma da amplificare, anche dei tempi di ritardo, che si manifestano fra segnale di ingresso e segnale di uscita. Mentre ricordiamo che, in questo caso, l'unico tipo di accoppiamento intervalvolare usato è quello a resistenza e capacità, rimandiamo, per una analisi più dettagliata dell'argomento in oggetto, alla voce VIDEOAMPLIFICATORE. Tuttavia, anche qui, segnaliamo che non è possibile estendere l'ampiezza della banda necessaria, affinché un amplificatore sia in grado di amplificare segnali video, solamente in base alle considerazioni che abbiamo fatto al punto a), 3), ossia, combattendo le varie impedenze (particolarmente reattanze) e le varie ammettenze (particolarmente suscettanze), che possono fugare verso massa o non trasferire al sistema di utilizzazione le diverse frequenze che stanno al di fuori dei limiti che caratterizzano l'ampiezza della banda accettata dai comuni amplificatori audio. Per esempio, se si dovesse combattere l'abbattimento della curva di responso, in corrispondenza delle frequenze minori, solamente adottando dei condensatori di trasferimento caratterizzati da un adeguato valore della capacità, sarebbe necessario ricorrere a condensatori di troppo grande mole che, fra l'altro, in dipendenza dalle loro dimensioni, determinerebbero una ulteriore diminuzione del limite superiore di frequenza, a causa dell'inevitabile aumento delle capacità di perdita. Alle alte frequenze, il decadimento della curva livello-frequenza è dovuto principalmente alle capacità parassite, specialmente a quelle interelettrodiche dei tubi. Per questo motivo, il primo artificio consiste nell'utilizzazione di particolari tubi (pentodi), caratterizzati da capacità parassite assai modeste. Ma il maggior apporto alla estensione della banda di frequenze accettate, viene affidato a particolari circuiti di compensazione. In corrispondenza delle frequenze più basse, si usano circuiti che sfruttano le particolari caratteristiche di sistemi basati sulla utilizzazione di resistori e condensatori opportunamente combinati, si da fornire adeguate costanti di tempo, sfruttate convenientemente per la compensazione. Passando alle frequenze più alte, ricordiamo che vengono utilizzati circuiti neutralizzatori, destinati ad annullare le varie capacità di perdita, le quali tendono a fugare le frequenze più alte, allontanandole dal loro effettivo percorso.

**A. LASCO.** L'accoppiamento di due sistemi si dice *lasco*, quando il valore del COEFFICIENTE DI ACCOPIAMENTO è basso. || **A. MAGNETICO:** v. ACCOPIAMENTO ELETTRICO. || **A. REATTIVO.** È l'accoppiamento fra il circuito di uscita e il circuito di entrata di un complesso termoelettronico; v. REAZIONE. || **A. RESISTIVO:** v. ACCOPIAMENTO ELETTRICO. || **A. RIGENERATIVO.** Sinonimo di ACCOPIAMENTO REATTIVO. || **A. STRETTO.** L'accoppiamento di due sistemi si dice *stretto*, quando il valore del COEFFICIENTE DI ACCOPIAMENTO è elevato. || **COEFFICIENTE (FATTORE, GRADO, RAPPORTO) DI —:** v. alla voce COEFFICIENTE DI ACCOPIAMENTO. || **COEFFICIENTE DI — CRITICO:** v. CIRCUITI ACCOPIATI.

**ACCORCIAMENTO D'ONDA o ELETTRICO.** È l'accorciamento elettrico di un'antenna ottenuto mediante una capacità inserita; v. ANTENNA, b), 1).

**ACCORDARE.** Accordare un oscillatore (elettrico, meccanico, ecc., ecc.) significa variare opportunamente le costanti che definiscono il periodo di oscillazione di questo in modo che, tale periodo, abbia un certo valore richiesto. L'oscillatore si dirà allora *accordato* o *sintonizzato*, sulla frequenza corrispondente a detto valore.

**ACCORDO.** || **A. DI FASE.** Due oscillazioni dicono *in accordo di fase* o anche *sinfasiche*, quando i due angoli di fase, relativi a ciascuna d'esse e riferiti a un medesimo istante, per quanto riguarda l'inizio del computo dei tempi, coincidono in valore. || **CONDENSATORE DI —:** v. SINTONIA, COMANDO DI —.

**ACCUMULATORE** [elettrochimica]. Chiamasi *accumulatore* un apparecchio capace di accumulare energia elettrica fornitagli da una sorgente opportuna, trasformandola in energia chimica, e di restituirla poi di nuovo integralmente, salvo una percentuale di perdita, sotto forma di energia elettrica. Un accumulatore è per lo più costituito da un recipiente di materiale isolante, contenente un elettrolita, nel quale pescano due elettrodi. In taluni tipi il recipiente è metallico e costituisce integralmente o in parte uno degli elettrodi. Una prima sommaria classificazione degli accumulatori può farsi in base alla natura meccanica e chimica dell'elettrolita. Avremo così:

		a elettrolita acido
accumulatori	$\left\{ \begin{array}{l} \text{a elettrolita} \\ \text{liquido} \end{array} \right\}$	a elettrolita salino
		a elettrolita alcalino
		$\left\{ \begin{array}{l} \text{a elettrolita} \\ \text{immobilizzate.} \end{array} \right.$

Accenneremo brevemente ai diversi tipi.

a) **ACCUMULATORI A ELETTROLITA LIQUIDO.**

1) **A elettrolita acido.** Sono i più diffusi. Direttamente od indirettamente derivano tutti dall'accumulatore *Plantè* che fece la sua apparizione verso il 1860. In linea generale, si tratta di due lastre di piombo (*Pb*) immerse in una soluzione acquosa al 20 ÷ 27% di acido solforico ( $H_2SO_4$ ); questa percentuale è stabilita in base al fatto che, alla concentrazione corrispondente, l' $H_2SO_4$  presenta la sua massima conduttività. Collegando le due lastre ai due poli di una sorgente di corrente continua, sulla lastra collegata al polo positivo, per effetto dell'elettrolisi, si sviluppa ossigeno (*O*) che si combina col *Pb*. La lastra si ricopre così di uno strato di biossido di piombo ( $PbO_2$ ). Sulla lastra negativa, invece, l'idrogeno (*H*) che si sviluppa riduce l'ossido che la ricopre, lasciando *Pb* spugnoso. Quando tutto l'ossido è stato ridotto, l'*H* provoca, svolgendosi, una caratteristica ebollizione che ci indica l'avvenuta carica dell'accumulatore. Collegando allora elettricamente fra di loro le due piastre, si avrà una certa corrente di scarica. L'energia spesa per la carica verrà, quasi integralmente, restituita (v. più sotto alla voce ACCUMULATORE, RENDIMENTO DI UN —). Durante la scarica, l'*H* rimasto libero si unirà all'ossigeno della lastra ossidata e, quando le due lastre avranno il medesimo grado di ossidazione, l'accumulatore sarà pronto per una nuova carica. Affinchè l'accumulatore possa accumulare molta energia, dovrà essersi *formato*, il chè avviene quando, dopo un certo numero di cariche e scariche successive a senso alternato, il  $PbO_2$  non si formerà solo superficialmente, ma penetrerà nella piastra positiva, aumentandone la superficie attiva, mentre in seguito a riduzione, il biossido della piastra negativa si trasformerà in *Pb* metallico, dalla struttura splendente e cristallina. Le reazioni chimiche che avvengono in accumulatori di questo tipo possono riassumersi come da schema alla pagina seguente.

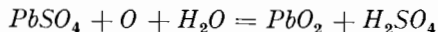
Fra i principali accumulatori ad elettrolita acido, ricordiamo oltre al *Plantè*, i tipi *Faure*, *Tomassi*, *Gandini*, *Hagen*, *Tudor*, *Hensemberger*. La f.e.m. di un accumulatore a elettrolita acido è di 2,08 V, appena terminata la carica; scende durante la scarica a 1,94 V ed è bene che essa non cada mai al di sotto di 1,8 V. Il rapporto capacità/peso vale circa 10 Ah/kg (v. oltre alla voce ACCUMULATORE, CAPACITA' DI UN —).

2) **A elettrolita salino.** Ricordiamo l'*accumulatore al solfato di rame* in cui l'elettrolita è una soluzione di solfato di rame ( $CuSO_4$ ), l'elettrodo positivo è di *Pb*, quello negativo

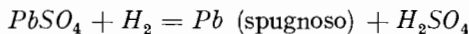


## ALLA CARICA

piastra positiva

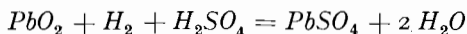


piastra negativa

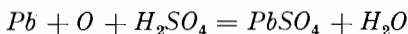


## ALLA SCARICA

piastra positiva



piastra negativa



di rame (*Cu*). Un altro tipo di accumulatore a elettrolita salino è quello al *solfato di zinco*. La piastra positiva è di *Pb*, quella negativa di zinco (*Zn*) e l'elettrolita, una soluzione di solfato di zinco ( $ZnSO_4$ ). Mentre agli estremi del primo accumulatore carico è misurabile una tensione di 1,8 V, che si mantiene poi, dopo una iniziale diminuzione, sugli 1,25 V, il secondo presenta una tensione iniziale di 2,8 V che scende poi a 2 V. In entrambi i tipi, alla fine della carica la tensione cade rapidamente a zero.

3) *A elettrolita alcalino*. Il tipo più diffuso è l'*accumulatore Edison*, noto anche sotto la denominazione di *accumulatore al ferro-nichel*. Una intelaiatura di acciaio nichelato, contenente, sotto forma di pastiglie, una certa quantità di sesquiossido di nichel ( $Ni_2O_3$ ), costituisce il polo positivo, mentre il negativo, analogamente costruito, contiene pastiglie di ferro (*Fe*) spugnoso, mescolato a grafite. L'elettrolita è composto da una soluzione di potassa caustica (*KOH*) al 20%, alla quale si aggiunge talvolta, in piccole dosi, un po' di litina. Il recipiente è in acciaio. Nella carica il *Fe* è ridotto allo stato metallico e l'*O* passa al *Ni* ossidandolo. Nella scarica, si ha il passaggio dell'*O* dal *Ni* al *Fe*, con riduzione del primo e ossidazione del secondo. È da notare che, in questo tipo di accumulatori, l'elettrolita non prende parte alle reazioni che accompagnano il processo di carica e scarica dell'accumulatore, ma è puramente un mezzo nel quale l'*O* si muove, portandosi dalla lastra negativa a quella positiva durante la carica e, da quella positiva alla negativa, durante la scarica. Si comprende quindi che la densità dell'elettrolita rimarrà sempre costante. La f.e.m. dell'accumulatore Edison è, a carica terminata, di 1,5 V e, durante la scarica, di 1,1 V. Il rapporto capacità/peso è assai più rilevante che nei tipi al *Pb*: circa 24 Ah/kg. Poiché cariche e scariche violente non danneggiano tale tipo di accumulatori, il loro impiego è assai indicato per tutti quegli usi in cui la corrente sia soggetta a frequenti

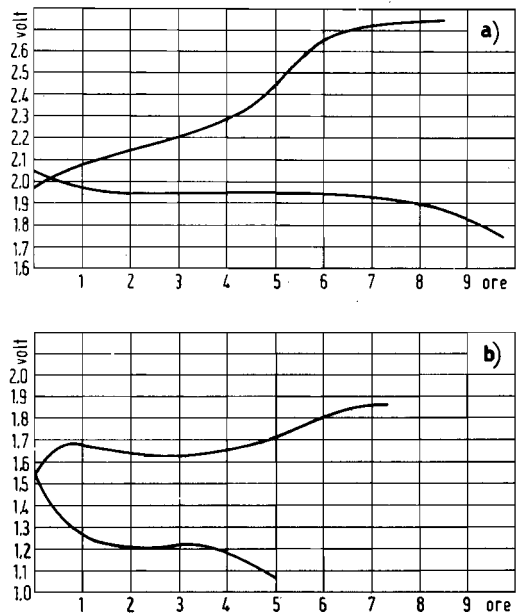
e rapidi sbalzi. Il rendimento in capacità non supera però lo 0,8, e quello in energia lo 0,7 (v. ACCUMULATORE, RENDIMENTO DI UN —). Fra gli accumulatori a elettrolita alcalino, ricordiamo pure il tipo *Waddel-Entz*, in cui l'elettrodo positivo è formato da matasse di filo di rame e quello negativo di lamine di acciaio, collegate elettricamente al vaso, pure in acciaio, contenente l'elettrolita. È quest'ultimo una soluzione di ossido di zinco e potassa caustica. Uno strato di olio pesante, ripara il tutto dall'azione dell'aria. La sua f.e.m. non raggiunge 1 V, ma può sopportare correnti assai intense senza danneggiarsi.

b) *ACCUMULATORI A ELETTROLITA IMMOBILIZZATO*. Per quei casi in cui non sia possibile usare accumulatori a elettrolita liquido, ossia quando l'accumulatore è soggetto a facili rovesciamenti, si ricorre all'impiego di una sostanza gelatinosa o pastosa, capace di sostenere e immobilizzare l'elettrolita. Nell'accumulatore *Schopp* la gelatina si prepara facendo macerare, in una soluzione acquosa al 25% di acido solforico, cartone di amianto il quale assumerà l'aspetto di pasta omogenea. In seguito si aggiunge silicato sodico diluito versando il tutto nell'accumulatore e lasciando poi riposare per una ventina di ore. Nell'accumulatore *Papini*, l'elettrolita è invece preparato usando amianto in polvere e carbonato sodico in luogo di silicato sodico. In fine, ricordiamo anche il tipo *Hensemberger* in cui vengono impiegati, per la preparazione della gelatina, acido solforico e silicato sodico. Altri tipi impiegano per l'immobilizzazione dell'elettrolita le sostanze più svariate, come lana di vetro, sabbia, segatura, gesso, ecc. Questi accumulatori sono evidentemente accumulatori a elettrolita acido. Molti Autori preferiscono la denominazione di *accumulatori a elettrolita gelatinoso o pastoso*.

**CAPACITÀ DI UN—.** È la quantità di elettricità che un accumulatore può fornire alla scarica prima che la tensione ai morsetti si abbassi al di sotto di un determinato valore

limite. La capacità di un accumulatore si esprime mediante il prodotto dell'intensità media della corrente di scarica, in ampere, per il tempo di durata della scarica, in ore. Si misura pertanto, in *amperora* (*ampere-ora*) essendo  $1 \text{ Ah} = 3600 \text{ C}$ . Non è un parametro ben determinato, ma varia col variare del regime di scarica cui l'accumulatore è sottoposto. La scarica normale corrisponde a una corrente uguale a  $1/10$  della capacità in [Ah]. Questo però non interessa il radiotecnico, il quale usa sempre accumulatori con correnti di scarica piuttosto deboli e, in base a queste, calcola la capacità dei suoi accumulatori. || **CAPACITÀ SPECIFICA DI UN** — . Chiamasi *capacità specifica di un accumulatore*, la capacità del medesimo riferita all'unità di peso; essa è quindi il rapporto fra la capacità dell'accumulatore in amperora a un dato regime di scarica e il peso del medesimo in chilogrammi. A volte questa chiamasi anche *capacità specifica per unità di peso*, per distinguerla dalla *capacità specifica per unità di volume*, la quale è il rapporto fra la capacità dell'accumulatore e il suo volume, generalmente in decimetri cubi. Le due unità di misura di queste grandezze sono quindi l'*amperora per chilogrammo* [Ah/kg] e l'*amperora per decimetro cubo* [Ah/dm<sup>3</sup>]. In generale però, quando si parla di capacità specifica, ci si riferisce sempre alla capacità specifica per unità di peso. || **DIAGRAMMA DI CARICA E SCARICA DI UN** — . Si ottiene riportando, in un sistema di assi cartesiani ortogonali, la tensione in ordinate e il tempo in ascisse. La variazione della f.e.m. di un elemento di accumulatore durante la carica e la scarica, avviene con leggi diverse, secondo le diverse modalità delle rispettive operazioni. Nel caso di un accumulatore a elettrolita acido (accumulatore Planté) la d.d.p. sale durante la carica fino a 2,75 V, partendo da 2,05 ÷ 2,1 V circa. Cessata la carica, se l'accumulatore viene lasciato in riposo, la sua f.e.m. scende al valore di 2,08 V; se viene scaricato la f.e.m. scende rapidamente fino a 2 ÷ 1,9 V, per decrescere poi lentamente, fino a circa 1,8 V. In figura sono rappresentati due diversi diagrammi e precisamente, in a) quello relativo a un accumulatore a elettrolita acido e in b) quello relativo a un accumulatore a elettrolita alcalino (Edison). I rami superiori delle curve si riferiscono alla carica, quelli inferiori alla scarica. || **MANUTENZIONE DI UN** — . La manutenzione degli accumulatori ha molta importanza nei riguardi della durata degli stessi. Pulizia e cura assoluta sono il presupposto per un buon funzionamento e una lunga durata dell'accumulatore. Le impurità dell'acido favoriscono la scarica spontanea (cioè senza carico) e sono quindi da evitare. È con-

sigliabile tenere ingrassati i morsetti delle piastre onde evitare su di essi l'azione corrosiva dell'acido. Prima di ingrassare, è necessario togliere dalla parte superiore dell'accumulatore ogni residuo di polvere o di ossido dalle parti metalliche ed asciugare bene ogni goccia di elettrolita. Non bisogna lasciare scaricare troppo gli accumulatori, e mantenerli scarichi è pure assai dannoso. Se l'accumulatore è del tipo ad acido solforico, si ha il fenomeno della *solfatazione*, consistente nel depositarsi sulle piastre di grossi cristalli di  $\text{PbSO}_4$ , il che si manifesta attraverso una colorazione biancastra assunta dall'elettrodo po-



Diagrammi di carica e scarica di accumulatori: a) a elettrolita acido; b) a elettrolita alcalino.

sitivo. Quando la tensione di un accumulatore scende al di sotto di un certo valore (1,8 V per un accumulatore del tipo Planté) per ogni elemento, è necessario procedere alla ricarica. Bisogna evitare che il livello dell'acido discenda al di sotto delle piastre, aggiungendo acqua distillata per rincararlo. La tensione applicata per la carica ai terminali dell'accumulatore deve essere uguale a quella massima raggiunta dall'accumulatore, durante la carica stessa o, perlomeno, non superarla. Se più elementi sono posti in serie, tale tensione, relativa a un solo elemento, dovrà essere moltiplicata per il numero degli elementi. Durante la carica è necessario togliere i tappi dei recipienti, affinché il gas sviluppato, quando la carica sta per completarsi, possa venir eliminato. In un accumulatore a elettrolita acido si può notare che la ca-

rica è avvenuta non solo per lo sviluppo di gas, ma anche misurando con apposito densimetro la densità dell'elettrolita, il cui peso specifico deve aggirarsi su 1,26. Quando un accumulatore deve rimanere in disuso per molto tempo, senza che vi sia possibilità di cariche periodiche, l'acido deve essere tolto e sostituito con acqua distillata, previa carica a fondo dell'accumulatore. || **RENDIMENTO DI UN** — . Occorre distinguere un *rendimento in capacità* e un *rendimento in energia*. Il primo è determinato dal fatto che, durante la carica, occorre fornire all'accumulatore un numero di amperora leggermente superiore (5 ÷ 10%) di quello che esso può erogare durante la scarica. Tale rendimento ha valori compresi tra 0,95 e 0,90. Notevolmente inferiore è il rendimento in energia: rapporto tra l'energia elettrica resa alla scarica e quella spesa alla carica. Valore inferiore in dipendenza dei diversi valori della tensione durante le due fasi di accumulazione e di utilizzazione.

**ACETONE** [chimica]. È un dimetilchetone, rappresentabile mediante la formula chimica  $CH_3-CO-CH_3$ . È liquido, facilmente infiammabile, di odore caratteristico, evapora rapidamente e bolle a poco più di 56 °C. Viene impiegato come solvente di resine e smalti resinosi. La colla di cellulose, ottenuta sciogliendo cellulose in acetone, viene spesso impiegata come adesivo, nella fabbricazione di bobine e nell'esecuzione di avvolgimenti.

**ACIDO**. || **A. CLORIDRICO** [chimica]. È un gas dall'odore pungente, di formula chimica  $HCl$ . In commercio, trovasi la soluzione acquosa che prende il nome corrente di *acido muriatico*. Mescolando questo con ritagli di

zinc, si ottiene l'*acido per saldature* (cloruro di zinco), impiegato per pulire bene le parti metalliche da saldare a stagno. Quando le parti da saldare sono di zinco, si può usare direttamente l'acido, senza trasformarlo prima in cloruro di zinco. Si sconsiglia l'impiego di acido per saldature di conduttori facenti parte di apparecchiature elettriche, limitandone perlomeno l'uso alle parti strutturali. A saldatura avvenuta è però sempre indispensabile pulire bene le parti saldate, togliendo ogni residuo di acido. || **A. MURIATICO** [chimica]: v. ACIDO CLORIDRICO. || **A. PER SALDATURE** [chimica]: v. ACIDO CLORIDRICO. || **A. SOLFORICO** [chimica]. È rappresentato dalla formula chimica  $H_2SO_4$ . È un liquido denso e oleoso. Viene impiegato in soluzione acquosa, come elettrolita per accumulatori elettrici, nella proporzione di 300 grammi di acido per ogni litro di acqua (distillata). In tale caso la densità della soluzione si aggira sui 23 gradi Baumé (peso specifico circa 1,19). Ricordiamo però che, ad accumulatore carico, tale densità aumenta fino a 30 gradi Baumé cui corrisponde un peso specifico superiore a 1,25. Molta cautela deve essere usata impiegando l'acido solforico, in quanto esso intacca e carbonizza le sostanze organiche. Bisogna pure tener presente che la soluzione acquosa deve essere preparata versando questo nell'acqua e non l'acqua nell'acido, a causa della forte produzione di calore cui tale mescolanza dà luogo.

**ACQUA DISTILLATA** [chimica]. È acqua privata di ogni impurità, mediante distillazione (vaporizzazione e condensazione). L'acqua distillata viene impiegata per diluire

TABELLA IV. — CARATTERISTICHE DELL'ACQUA DISTILLATA.

Peso specifico a 4 °C e pressione ordinaria [g/cm <sup>3</sup> ] .....	1,00
Calore di fusione [Cal/kg] .....	79,6
Temperatura di fusione e solidificazione a pressione ordinaria [°C] .....	0
Calore specifico medio tra 0 e 100 °C [Cal/kg °C] .....	1,00
Temperatura di ebollizione a pressione ordinaria [°C] .....	100
Coefficiente di dilatazione termica cubica, a temperatura ordinaria .....	0,00021
Conduttività termica a temperatura ordinaria [Cal/h·m·°C] .....	0,54
Conduttività elettrica a 20 °C [μS/cm] .....	0,5 ÷ 5
Resistività elettrica di volume a 20 °C [MΩcm <sup>2</sup> /cm] .....	25
Costante dielettrica relativa ( $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$ ) .....	78 ÷ 81
Rigidità dielettrica [kV/cm] .....	50 ÷ 100

l'acido solforico da usarsi come elettrolita in accumulatori o per riscalzare tale soluzione, quando il suo livello sia sceso al di sotto del limite superiore delle piastre dell'accumulatore stesso. Anche per il raffreddamento ad acqua degli anodi dei tubi termoelettronici, viene impiegata acqua distillata, sia per le sue proprietà isolanti sia per evitare il depositarsi di residui lungo le condutture. La formula chimica dell'acqua distillata è  $H_2O$ . Ricordiamo che, in mancanza di acqua distillata artificialmente, in caso di necessità, può venire impiegata acqua piovana. Nella TABELLA IV sono riportati i principali dati relativi all'acqua distillata di laboratorio.

**ACROLITE** [chimica]. È una resina di polimerizzazione del fenolo e della *acroleina* o *aldeide acrilica*. È trasparente e si ammorbidisce se portata a temperature superiori a 60 °C.

**ACUITA' VISIVA DELL' OCCHIO UMANO** [ottica]: v. OTTICA FISIOLÓGICA.

**ACUSTICA.** È il ramo della fisica che studia i suoni, i fenomeni da essi provocati e le leggi che li regolano. A rigore, l'acustica è una branca della meccanica. Esaminando l'origine di qualunque suono, si trova che esso è sempre legato a un rapido movimento o vibrazione di quella che è la *SORGENTE ACUSTICA*. Affinchè si abbia una *sensazione uditiva* è necessario però che tali vibrazioni avvengano con frequenza sufficientemente elevata, compresa approssimativamente tra 16 e 18.000 Hz (oscillazioni complete o cicli per secondo); v. pure la voce ACUSTICA FISIOLÓGICA. Per giungere dalla sorgente sonora, che lo genera, all'apparato uditivo, che lo percepisce, il suono deve attraversare il mezzo, o i mezzi, interposti. Si dimostra che, nel vuoto, la propagazione non avviene. Nei mezzi elastici essa non è immediata, bensì assume valore finito e diverso per i diversi mezzi. Dipende infine, per uno stesso mezzo, dalle condizioni fisiche attuali, temperatura, pressione, ecc. Nella TABELLA V sono riportate alcune grandezze acustiche per diversi mezzi, solidi, liquidi e aeriformi.

Le molecole del mezzo elastico, messo in vibrazione dal corpo vibrante che genera il suono, si muovono vibrando attorno alla posizione di riposo con MOTO ARMONICO. La frequenza  $f$ , con la quale tali vibrazioni avvengono (numero di oscillazioni complete per secondo) e la velocità di propagazione  $u$  dell'onda sonora nel mezzo in esame sono legate dalla relazione:

$$\lambda = \frac{u}{f},$$

essendo  $\lambda$  la lunghezza d'onda. Le oscillazio-

ni sonore possono, per quanto accennato, rappresentarsi mediante funzioni sinusoidali del tempo del tipo:

$$x = x_0 \text{ sen } \omega t,$$

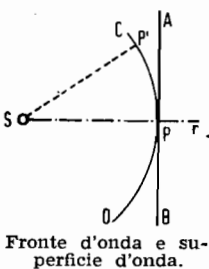
dove  $x$  è l'ampiezza generica dell'oscillazione all'istante  $t$ ,  $x_0$  l'ampiezza, o valor massimo della vibrazione, e  $\omega$  la PULSAZIONE. L'ampiezza di tali oscillazioni è in genere piccolissima e varia da un minimo di circa  $10^{-6}$  mm, per suoni appena udibili, a un massimo di circa  $10^{-1}$  mm, per suoni molto forti. Questi valori sono presumibili in quanto una determinazione quantitativa rigorosa non è stata compiuta. Da notare che non tutte le molecole del mezzo elastico che partecipa alla propagazione vibrano con la stessa ampiezza, poichè questa è tanto maggiore, quanto più la molecola interessata è vicina alla sorgente acustica. Si trova infatti che *l'ampiezza della vibrazione è inversamente proporzionale alla distanza dalla sorgente acustica*. Le vibrazioni sonore possono essere *trasversali* o *longitudinali*. Sono trasversali, quando il vettore rappresentativo dello spostamento di ogni singolo punto della materia in movimento è perpendicolare alla direzione di propagazione dell'onda; sono invece longitudinali, quando consistono in una successione di condensazioni e di rarefazioni della materia che compone il mezzo in cui la perturbazione sonora si propaga. In tale caso il vettore rappresentativo dello spostamento di ogni singolo punto è parallelo alla direzione di propagazione. Si osservi che la propagazione dei suoni avviene esclusivamente per onde longitudinali nei fluidi, poichè questi non reagiscono flessionalmente, e quasi esclusivamente per onde longitudinali nei solidi. Nelle corde si formano, invece, onde trasversali. Lo spostamento di ciascun elemento del mezzo elastico attorno alla posizione di equilibrio avviene con velocità  $v$ , in ogni istante uguale alla derivata dello spostamento rispetto al tempo e con accelerazione di moto  $a$ , in ogni istante data dalla derivata della velocità rispetto al tempo. La propagazione dei suoni avviene infine nel mezzo elastico mediante *onde sferiche*, sorgente ideale la *sfera pulsante*, oppure mediante *onde piane*, sorgente ideale il *pistone vibrante* (v. SORGENTE ACUSTICA). Comunque, a distanze sufficientemente elevate dalla sorgente sonora, si può ritenere che la propagazione dei suoni avvenga, in ogni caso, per onde piane (v. PROPAGAZIONE DELLE ONDE SONORE).

Data un'onda, sia sferica, sia piana, che si propaghi lungo una certa direzione, chiamasi *superficie d'onda*, una superficie luogo di punti che, essendo a essi giunta contemporaneamente la medesima perturbazione

TABELLA V - GRANDEZZE ACUSTICHE (da Stewart e Lindsay: Acoustics)

	velocità del suono [m/sec]	densità del mezzo [kg/m <sup>3</sup> ]	resistenza acustica specifica [kg/sec m <sup>2</sup> ]
Acciaio .....	5000	7800	39 · 10 <sup>6</sup>
Alluminio .....	5104	2600	13,2 · 10 <sup>6</sup>
Cadmio .....	2307	8600	19,9 · 10 <sup>6</sup>
Cobalto .....	4724	8700	41,2 · 10 <sup>6</sup>
Nichel .....	4973	8600 ÷ 8900	(42,7 ÷ 44,3) · 10 <sup>6</sup>
Oro .....	2100	19300	40,6 · 10 <sup>6</sup>
Ottone .....	3500	8500	29,8 · 10 <sup>6</sup>
Piombo .....	1227	11400	14 · 10 <sup>6</sup>
Platino .....	2690	21400	57,5 · 10 <sup>6</sup>
Rame .....	3560	8900	31,7 · 10 <sup>6</sup>
Stagno .....	2500	7300	18,3 · 10 <sup>6</sup>
Zinco .....	3700	7100	26,2 · 10 <sup>6</sup>
Legno .....	1013 ÷ 4670	540 ÷ 850	(0,5 ÷ 4) · 10 <sup>6</sup>
Gomma .....	31 ÷ 69	950	(29 ÷ 66) · 10 <sup>3</sup>
Marmo .....	3810	2600	9,9 · 10 <sup>6</sup>
Muratura .....	3652	1400 ÷ 2200	(5,1 ÷ 8) · 10 <sup>6</sup>
Sughero .....	500	2400	0,12 · 10 <sup>6</sup>
Vetro .....	5000 ÷ 6000	2400 ÷ 5900	(12 ÷ 35,4) · 10 <sup>6</sup>
Acqua (disareata) .....	1461	1000	1,46 · 10 <sup>6</sup>
Acqua marina .....	1490	1025	1,53 · 10 <sup>6</sup>
Mercurio .....	1407	13600	19,1 · 10 <sup>6</sup>
Anidride carbonica (a 0 °C) .....	258	1,98	230
Aria secca (a 20 °C e 760 mm di Hg) .....	344	1,205	500
Idrogeno (a 0 °C) .....	1270	0,09	420
Metano (a 0 °C) .....	432	0,72	110
Ossido di carbonio (a 0 °C) .....	337	1,25	300
Ossigeno (a 0 °C) .....	317	1,43	300

vibrano in concordanza di fase. In figura abbiamo indicato con *S* una sorgente sonora puntiforme, *r* è invece un raggio di propagazione. L'arco di cerchio *CD* rappresenta la



Fronte d'onda e superficie d'onda.

traccia, sul piano della figura, di una porzione di superficie d'onda. Infatti, si osservi che, essendo i due segmenti *SP* ed *SP'* evidentemente uguali, poichè raggi di una stessa circonferenza, ne risulterà che i due punti *P* e *P'* saranno caratterizzati da vibrazioni in fase, supponendo omogeneo il mezzo di propagazione. La superficie

d'onda più esterna (luogo dei punti per la prima volta raggiunti dalla perturbazione), si chiama *fronte d'onda*. Per *S* molto lontana, una superficie d'onda può considerarsi piana (traccia *AB* di figura). Le onde sonore sono suscettibili di fenomeni di *riflessione* dando origine a

echi semplici o multipli, a seconda che l'onda sia soggetta o meno a più riflessioni successive. Si possono avere anche fenomeni di *RIFRAZIONE* e *DIFFUSIONE*, nonchè fenomeni di *INTERFERENZA* e di *DIFFRAZIONE*. Inoltre, si può sperimentare che un corpo avente una certa frequenza di oscillazione *f*, entra esso pure in oscillazione se colpito da un'onda sonora, caratterizzata da frequenza uguale; è questo il fenomeno della *risonanza acustica*. Altro interessante fenomeno riguardante le oscillazioni in genere e, in particolare modo, quelle acustiche, data la loro bassa velocità di propagazione, è l'*effetto Doppler* (*v. DOPPLER, EFFETTO* —). Lo spostamento alternativo di un elemento del mezzo elastico interessato alla propagazione dell'onda sonora determina lo stabilirsi pure alternativo di una *PRESSIONE ACUSTICA*  $p_a$  (oscillante attorno al valore normale che si ha nelle condizioni di riposo, cioè in assenza di onda sonora) che agisce nella direzione di propagazione sugli elementi immediatamente vicini.

Una completa analogia può essere stesa fra sistema elettrico, inteso quale sede di energia elettrica, e sistema acustico, inteso quale particolare sistema meccanico sede di oscillazioni materiali. Come in un sistema elettrico la f.e.m. è la causa del moto delle cariche elettriche e, quindi, della corrente elettrica, così in un sistema acustico, la *pressione acustica*  $p_a$ , ora definita, che può supporre, se riferita alla superficie interessata nel fenomeno, come *forza vibromotrice*, determina lo spostamento delle molecole e il formarsi di una *corrente acustica*, che taluni Autori chiamano *volume di corrente*, o anche, e forse meglio, *flusso sonoro* essendo data dal prodotto della velocità di spostamento  $v$  delle molecole per l'area attraverso la quale le molecole stesse si spostano. La pressione acustica si misura nel sistema Giorgi in  $[N/m^2]$  e nel sistema C.G.S. in  $[dine/cm^2]$ , mentre la corrente acustica, rispettivamente, in  $[m^3/sec]$  e in  $[cm^3/sec]$ . Da tener presente che in acustica si preferisce ricorrere alle seconde unità poiché le grandezze in gioco sono piuttosto piccole. Sempre continuando nell'analogia impostata ( $v$ , anche alla voce ELETTRACUSTICA), come in un circuito elettrico il rapporto tra f.e.m. e corrente esprime l'impedenza dello stesso, così in un sistema acustico, il rapporto tra pressione acustica e corrente acustica definisce l'*impedenza acustica*  $z_a$  del sistema, essendo inoltre:

$$z_a = r_a + j \left( \omega m_a - \frac{1}{\omega c_a} \right),$$

dove si sono indicati con  $r_a$ ,  $m_a$  e  $c_a$  i tre parametri *resistenza acustica*, *inerzia acustica* e *capacità acustica*, corrispondenti rispettivamente, nel sistema elettrico, a resistenza, induttanza e capacità. Al solito,  $\omega$  è la pulsazione delle oscillazioni in gioco. Il termine:

$$x_a = \omega m_a - \frac{1}{\omega c_a}$$

costituisce la *reattanza acustica*. Al verificarsi della condizione:

$$\omega m_a = \frac{1}{\omega c_a},$$

la  $x_a$  si annulla e l'impedenza acustica si riduce alla pura resistenza acustica  $r_a$ , ci troviamo in tal caso di fronte al fenomeno della *risonanza acustica*. Ricordiamo che le dimensioni fisiche della *impedenza acustica* si ricavano dalla:

$$z_a = \frac{p_a}{v \cdot S},$$

essendo  $S$  la superficie, e ne risultano:

$$[z_a] = \frac{[LMT^{-2}]/[L^2]}{[LT^{-1}] \cdot [L^2]} = [L^{-4}MT^{-1}],$$

per cui l'unità di misura, nel sistema C.G.S., è il *grammo per centimetro alla quarta potenza e per secondo*  $[g/cm^4 sec]$  o anche la *dina secondo per centimetro alla quinta potenza*  $[dina sec/cm^5]$ . Nel sistema Giorgi, il *chilogrammo per metro alla quarta potenza e per secondo*  $[kg/m^4 sec]$  ovvero il *newton secondo per metro alla quinta potenza*  $[N sec/m^5]$ . Uguali dimensioni hanno logicamente la resistenza e la reattanza acustiche. Sovente, si considera anche una impedenza (e con essa una resistenza e una reattanza) acustica specifica, o per unità di superficie, definita dal rapporto:

$$\frac{p_a}{v} = \rho u,$$

essendo  $\rho$  la densità del mezzo elastico nel quale il suono si propaga con velocità  $u$ . Le dimensioni fisiche di queste tre grandezze specifiche si ricavano immediatamente:

$$[z_a] = [L^{-2}MT^{-1}],$$

per cui l'unità di misura sarà nei due sistemi rispettivamente, il *grammo per centimetro quadrato e per secondo*  $[g/cm^2 sec]$  e il *chilogrammo per metro quadrato e per secondo*  $[kg/m^2 sec]$ .

Si è già accennato al meccanismo della propagazione dei suoni, dobbiamo aggiungere che la propagazione di un'onda sonora comporta una trasmissione di energia attraverso il mezzo elastico. Infatti, ciascun elemento di massa  $m$ , essendo dotato di velocità di spostamento finita, possiede una certa energia cinetica e, per il fatto di essere soggetto a variazioni alternative di pressione, una certa energia potenziale. L'energia cinetica e l'energia potenziale contenute nell'unità di volume del mezzo elastico percorso dall'onda sonora, sono uguali e il loro valore oscilla attorno a un valore medio dipendente dalla escursione della velocità di spostamento che supponiamo espressa da una legge sinusoidale:  $v = v_0 \sin \omega t$ . L'energia totale media contenuta nell'unità di volume, che è la somma della cinetica e della potenziale, vien detta *densità di energia* o *densità energetica*  $D_e$  ed è data dalla

$$D_e = \frac{1}{2} \rho v^2_0,$$

cioè a pari velocità di spostamento la quantità di energia trasmessa cresce con  $\rho$ , densità del mezzo elastico. Nel sistema Giorgi l'energia per unità di volume viene espressa in *joule per metro cubo*  $[J/m^3]$  e nel sistema C.G.S. in *erg per centimetro cubo*. Altro parametro assai interessante è l'*intensità di energia* o *intensità energetica*  $J$  del suono che si definisce come il valore medio del flusso di energia che passa attraverso a una superfi-

cie unitaria, normale alla direzione di propagazione, nell'unità di tempo. È quindi:

$$J = uD_e = \frac{I}{2} \rho uv_0^2.$$

L'intensità energetica si esprime nei due sistemi di misura considerati, rispettivamente, in *watt per metro quadrato* [ $\text{W/m}^2$ ] o sottomultipli quale il [ $\mu\text{W/m}^2$ ], e in *erg per secondo e per centimetro quadrato* [ $\text{erg/sec cm}^2$ ]. La minima intensità sonora che, per un suono puro a 1000 Hz, l'orecchio può percepire si pone per convenzione (*v* ACUSTICA FISIOLOGICA) uguale a circa  $10^{-6} \mu\text{W/m}^2$ .

**A. ARCHITETTONICA (ACUSTICA DEGLI SPAZI CHIUSI).** Il buon andamento di un impianto elettroacustico, non dipende solamente dall'impianto in sé, ma è strettamente legato alle condizioni acustiche dell'ambiente in cui tale impianto è posto in funzione. All'*acustica architettonica* vengono affidati due compiti fondamentali e, precisamente, lo studio delle condizioni acustiche ottime di un ambiente destinato ad audizioni collettive (cinematografi, teatri, sale d'ascolto in genere, ecc.) oppure destinato a esecuzioni acustiche diverse (auditori di stazioni radioemittenti, sale di registrazione, ecc.) e, come secondo problema, lo studio dell'assorbimento di rumori e di suoni attraverso le pareti; la soluzione di quest'ultimo è importante onde evitare che perturbazioni esterne indesiderate, attraversino le pareti degli ambienti di cui sopra oppure vengano trasmesse, sotto forma di trepidazione, disturbando le sale di ascolto o venendo convogliate al trasmettitore o registrate, se riescono a penetrare in una sala di trasmissione o di registrazione. Secondo alcuni Autori, solamente il secondo problema riguarda l'acustica architettonica, mentre il primo viene abbracciato da un altro ramo, chiamato *acustica degli ambienti*. Tale suddivisione è eccessivamente ricercata quindi raggruppiamo entrambi gli argomenti sotto una stessa voce. Il problema della ricerca delle ottime condizioni acustiche di un ambiente, ha per soluzione una uniforme distribuzione di energia acustica nell'intera zona, determinata dall'insieme dei punti in cui un ascoltatore o un microfono possono eventualmente trovar posto, e la determinazione di un *tempo di riverberazione* (detto anche *tempo di rimbombo* o *circonsinanza*) tale che la sala non sia ne' troppo sorda ne' troppo rimbombante. È nota l'esistenza, oltre alla prima, di molte onde riflesse, tutte aventi origine dalla sorgente sonora, le quali possono concorrere utilmente alla percezione, come pure arrecare gravi inconvenienti alla stessa. Infatti le onde sonore ri-

flesse che possono riuscire di ausilio alla percezione sono quelle che aumentano l'intensità della sensazione sonora e cioè quelle dovute alle prime incidenze sugli ostacoli. Quanto maggiore è l'energia di queste prime onde, tanto più lunga è l'estinzione dell'energia sonora e, tanto più alto, è il tempo in cui il suono residuo, dovuto alle onde riflesse, perdura nell'ambiente con una intensità percettibile. L'inconveniente dovuto alla persistenza del suono residuo si palesa con code sonore, rimbombi o echi, che si manifestano all'orecchio o con una serie di stimoli susseguentisi a brevissimi intervalli, o sotto forma di stimoli successivi e distinti. Per lo studio di questi fenomeni di acustica ambientale, W. C. Sabine definì un *tempo convenzionale di riverberazione* nel modo seguente: la sorgente sonora cessa improvvisamente di emettere energia sonora in un istante  $t_0$ ; in corrispondenza di un istante  $t_1$  l'intensità sonora nell'ambiente sia un milionesimo dell'intensità all'istante  $t_0$ ; il tempo:

$$\tau = t_1 - t_0,$$

espresso generalmente in secondi, è il *tempo convenzionale di riverberazione* dell'ambiente, chiamato anche  *coda sonora*. La formula di W. C. Sabine:

$$[1] \quad \tau = 0,164 \frac{V}{A},$$

permette di calcolare il tempo di riverberazione di un ambiente. In tale formula,  $V$  è il volume dell'ambiente in questione in [ $\text{m}^3$ ] e  $A$  l'assorbimento, espresso in [ $\text{m}^2$ ]. Si ha:

$$[2] \quad A = Sa,$$

dove  $S$  è la superficie totale interna dell'ambiente e  $a$  il *coefficiente di assorbimento acustico* delle pareti, definito dal rapporto fra l'energia assorbita dalla parete e quella su di essa incidente. Altri Autori considerano invece il *coefficiente apparente di assorbimento acustico*, definito come il rapporto fra l'energia sonora che non viene riflessa e quella incidente; in tale caso viene tenuto conto dell'energia trasmessa attraverso la parete. In pratica, questa è trascurabile e i due coefficienti coincidono. Poichè la superficie interna della sala può essere rivestita da materiali caratterizzati da differenti coefficienti di assorbimento e, soprattutto, può ospitare un certo numero di persone, la [2] diverrà, nel caso più generale:

$$A = \sum_1^n S_i a_i,$$

dove  $S_i$  è la superficie generica di ogni porzione caratterizzata dal coefficiente generico



di assorbimento  $a$ . Riportiamo nella TABELLA VI alcuni coefficienti di assorbimento acustico, relativi a diversi tipi di superfici.

TABELLA VI.

COEFFICIENTI DI ASSORBIMENTO ACUSTICO  
PER VARI TIPI DI SUPERFICI.

Apertura senza ostacoli .....	1,000
Muro { in cemento liscio .....	0,017
intonacato .....	0,030
verniciato .....	0,018
grezzo .....	0,050
Legno { verniciato .....	0,030
lucidato .....	0,025
Vetro .....	0,020
Marmo .....	0,010
Tende e tappeti .....	0,200
Stoffa applicata al muro .....	0,150
Linoleum .....	0,045
Sughero .....	0,050
Area occupata da pubblico (2 ÷ 3 persone per m <sup>2</sup> ) .....	0,500

I dati, riportati dalla tabella, si riferiscono a una frequenza base di 522 Hz ( $do_4$ ). Il coefficiente di assorbimento acustico varia, infatti, con la frequenza, e tale variazione non segue, almeno in apparenza, una legge ben definita. Per quanto concerne i muri, il coefficiente in questione aumenta con l'aumentare della frequenza. Infatti, per un muro intonacato, vale 0,03 a 500 Hz, scende a 0,02 per 65 Hz e sale a 0,07 sui 4000 Hz. Il legno presenta invece per lo più un minimo fra i 200 e i 300 Hz. Per la stoffa applicata sulle pareti, un forte minimo di  $a$ , cade fra i 400 e i 600 Hz. Secondo Sabine, valori buoni del tempo di riverberazione sono da 1,1 a 1,5 per sale il cui volume si aggiri sui 2000 m<sup>3</sup>, mentre per sale fino a 15.000 ÷ 30.000 m<sup>3</sup> può arrivare anche a 3. Naturalmente, bisogna tener presente lo scopo cui la sala è destinata. Il tempo di riverberazione dovrà avere valori maggiori nelle sale dove prevalentemente si terranno concerti di musica sinfonica e un valore minore dove si avranno in prevalenza concerti di musica moderna, sincopata o si terranno conferenze. La formula [1] va sostituita dalla formula di Eyring:

$$[3] \quad \tau = 0,164 \frac{V}{-S \log \left( 1 - \frac{A}{S} \right)},$$

ogni qual volta si richieda una maggiore precisione. Infatti la [1] è derivata dalla [3] mediante sviluppo in serie della quantità

$$-\log_e \left( 1 - \frac{A}{S} \right), \text{ il primo termine del quale}$$

è appunto  $\frac{A}{S}$ . Una espressione molto più

approssimata dell' [1], perchè praticamente coincidente con la [3] fino al valore  $A/S = 0,5$  e quindi nella generalità dei casi pratici, è la:

$$[4] \quad \tau = 0,164 \frac{V}{A} \left( 1 - \frac{A}{2S} \right),$$

di calcolo abbastanza semplice. Tra i risultati conseguiti mediante la formula di Eyring, o la sua equivalente [4], e quelli ottenuti attraverso la formula di W. C. Sabine v'è una differenza sempre sensibile, oscillante attorno al 20%. Il confronto con l'esperienza si dimostra favorevole alla formula di Eyring, nel caso di locali grandi e regolari; si dimostra piuttosto favorevole alla [1], nel caso di locali irregolari, con pareti aventi piccolo assorbimento.

Quando il tempo di riverberazione di un ambiente è troppo elevato, si provvederà alla sua riduzione, aumentando il coefficiente di assorbimento delle pareti, variando la natura della loro superficie o di parte di questa, con l'aiuto della TAB. VI sopra riportata. Facciamo inoltre presente che, il primo esperimento rigoroso per le sale in cui è ammesso il pubblico, deve essere condotto in presenza di questo, in quanto esso molto influisce sulle condizioni acustiche dell'ambiente. Nell'acustica architettonica, vengono talvolta impiegati gli ultrasuoni per determinare le caratteristiche acustiche degli ambienti prima della loro fabbricazione, facendo riflettere sulle pareti di piccoli modelli raggi ultrasonori la cui frequenza stia in giusta proporzione con la scala dei modelli stessi.

Esprimendo il livello sonoro in decibel [dB], il valore medio dei suoni udibili, in riferimento alle possibilità dell'orecchio umano, si aggira sui 60 dB, considerando zero il livello corrispondente al passaggio (per variazione di intensità sonora) dai suoni udibili ai suoni non udibili. Quando nelle trattazioni di acustica tecnica non si fa menzione del valore della frequenza, è sottinteso il valore convenzionale di 522 Hz (suono puro). A parità di altre condizioni, il tempo di riverberazione aumenta con la grandezza dell'ambiente stesso, in quanto, per un ambiente grande, in un determinato intervallo di tempo, si avranno meno riflessioni e quindi minor assorbimento che non in un ambiente piccolo.

Si tenga presente che la legge con cui un suono «decade», presenta andamento strettamente legato alla forma dell'ambiente; se l'ambiente è costituito da due parti a pareti diversamente rivestite, le due parti rappresentano due sistemi acustici di differenti caratteristiche, accoppiati fra di loro: in tale



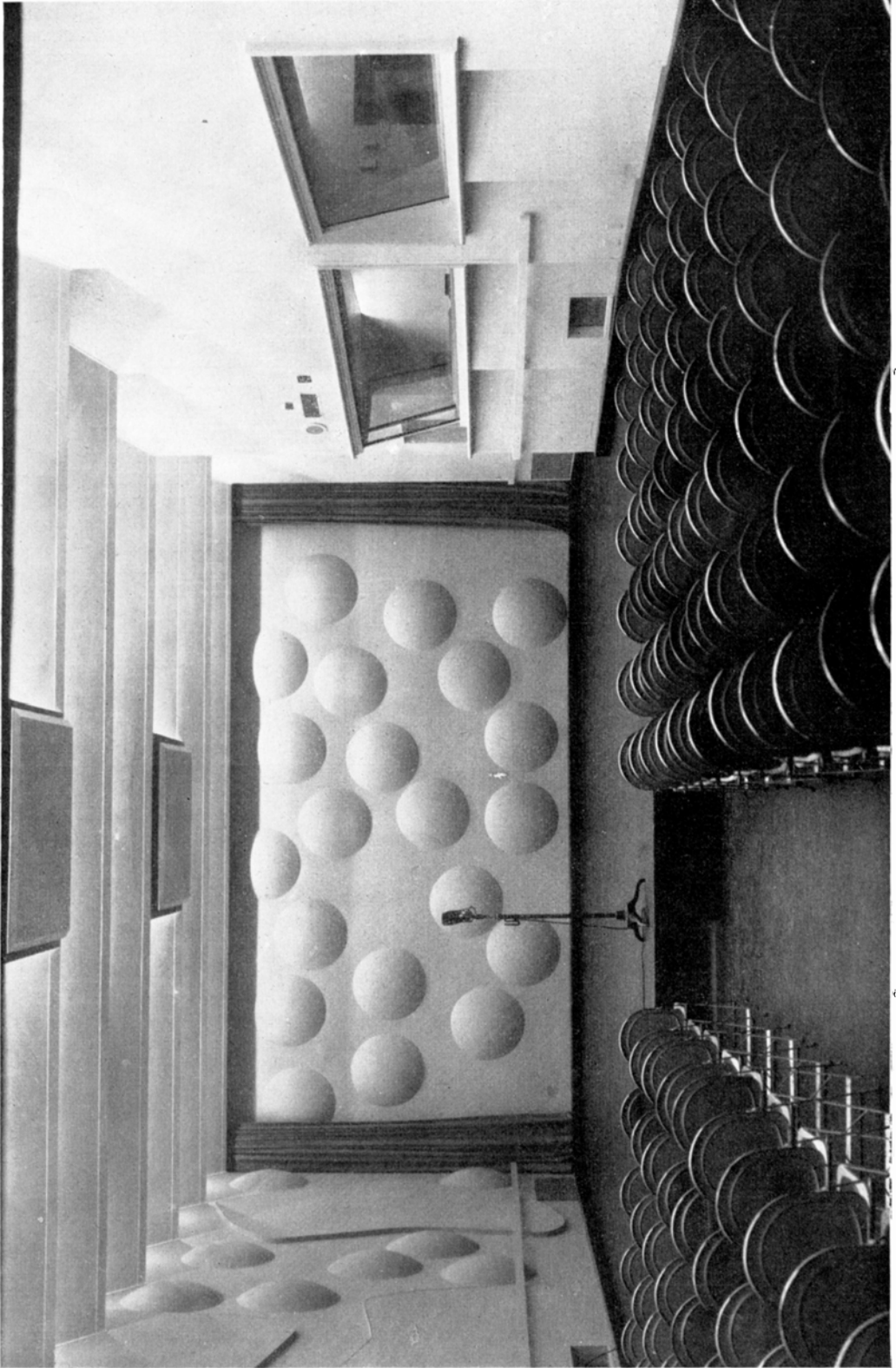


Fig. 1 - Auditorio 6 D, della Radio City di New York (foto donata alla cortesia della National Broadcasting Company).

caso, è necessario che i valori dei due tempi di riverberazione vengano resi uguali o che il valore relativo all'ambiente più piccolo non superi il valore relativo all'ambiente più grande. Se il materiale assorbente è distribuito con uniformità in diversi ambienti accoppiati, le formule di Sabine e di Eyring possono venir applicate, considerando il volume somma di tutti gli ambienti.

La curva esprime il decadimento del suono, nel caso in cui questo avvenga con regolarità, sarà una retta se i livelli saranno espressi in decibel. Non sarà invece tale se più ambienti o porzioni di ambienti di caratteristiche differenti saranno fra di loro accoppiati, qualora in corrispondenza di certe frequenze si abbiano fenomeni di risonanza (in riferimento alla vibrazione propria dell'aria dell'ambiente) e quindi di concomitanza del suono che decade e del suono determinatosi per risonanza.

Il tempo di riverberazione può venire misurato usando un altoparlante alimentato da un generatore di frequenza acustica, con l'interposizione di un attenuatore tarato in decibel, regolato in modo che esso sia al minimo in corrispondenza del limite di percezione uditiva (livello zero). Portando poi a 60 dB il guadagno e interrompendo il circuito dell'altoparlante, si misura il tempo di riverberazione mediante un cronometro. È evidente come questo metodo di misura sia utilizzabile solamente per valori elevati del tempo di riverberazione. Per misure più precise e di tempi minori, è necessario ricorrere ad appositi registratori. Nell'ambiente in cui si desidera effettuare la misura e in cui è in funzione l'altoparlante, vanno disposti uno o più microfoni che fanno capo al registratore oscillografico o meccanico, attraverso un adeguato sistema amplificatore. L'equipaggio mobile del registratore meccanico, generalmente caratterizzato da spostamento proporzionale al logaritmo dell'intensità sonora, è dotato di una punta che sfiora una pellicola di carta paraffinata e colorata in movimento uniforme, sulla quale lascia la sua traccia. Essendo la deviazione tarata in decibel direttamente o indirettamente, mediante apposita scala di riferimento, nota la velocità della pellicola è subito definito il tempo di riverberazione dalla pendenza della traccia lasciata dall'indice, in corrispondenza della cessazione del suono. Poiché impiegando un suono costante, la curva ottenuta presenta delle irregolarità causate dalla formazione nell'ambiente di onde stazionarie, si ricorre generalmente a un ULULATORE che vari la frequenza emessa dall'altoparlante entro un intervallo di circa 200 Hz, in riferimento al valore base di 522 Hz. Negli auditori per radio-

diffusione o per registrazione, per determinare il tempo di riverberazione richiesto, si può ricorrere alle curve di Knudsen, riportate in fig. 2. Oggi si tende però a distinguere, in

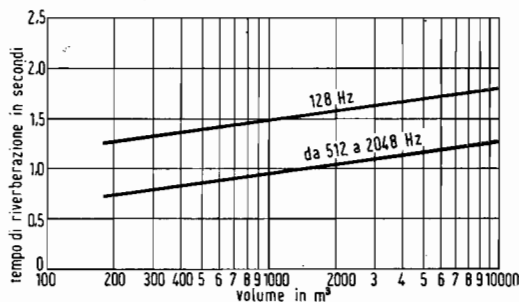


FIG. 2 - Curve di Knudsen.

sede di progetto, i vari auditori, dipendentemente dall'uso cui sono destinati. Per riferimento, riportiamo la TABELLA VII esprimendo il valore del tempo di riverberazione in funzione dei diversi tipi di esecuzione cui l'auditorio può essere destinato.

TABELLA VII.

VALORE DEL TEMPO DI RIVERBERAZIONE IN FUNZIONE DI DIVERSI TIPI DI ESECUZIONE.

Genere di esecuzione	Tempo di riverberazione in secondi
Parola .....	praticamente nullo
Musica moderna e sincopata .	0,7-0,8
Musica da camera .....	0,8-1,2
Musica operistica .....	1,0-1,4
Musica sinfonica .....	1,5-2,0
Musica sacra e d'organo .....	3,0-4,0

Per far fronte alle diverse necessità di un moderno centro di radiodiffusione, oltre ad avere a disposizione diversi auditori di caratteristiche diverse, si può ricorrere a pannelli rivoltabili da appendersi alle pareti, da un lato lisci (buona riflessione e quindi elevato tempo di riverberazione) e dall'altro ricoperti da materiale assorbente. Anche l'impiego di tendaggi è utile per variare le condizioni acustiche dell'ambiente, a piacere. Affinché l'intensità sonora si distribuisca nell'ambiente con una certa uniformità, è necessario che i menzionati accorgimenti portino a una distribuzione uniforme dei pannelli e dei tendaggi, senza concentrare questi solo in determinate parti delle pareti. Il soffitto è bene sia tale da agevolare al massimo la diffusione del suono, ciò che si ottiene facilmente ricor-