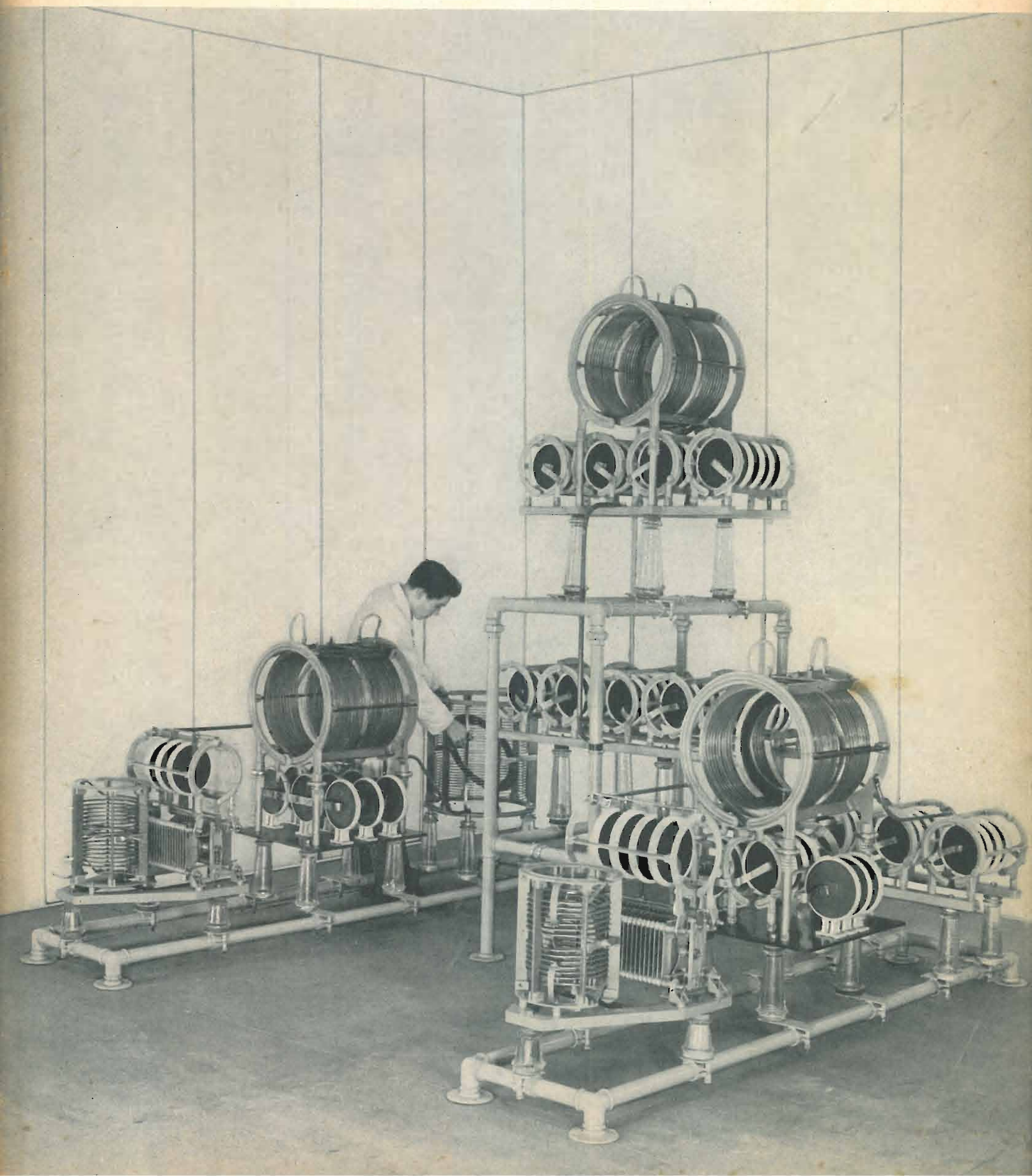
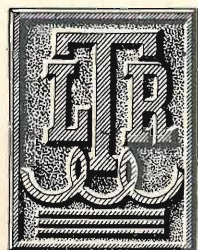


ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO III - MARZO-APRILE 1954 - NUMERO 2 - L. 300





LABORATORIO RADIOTECNICO

DI E. ACERBE

TORINO

VIA MASSENA, 42-44
TELEFONO 42.234

TELEVISORI DELLE MIGLIORI MARCHE NAZIONALI ED ESTERE
GELOSO * UNDA RADIO * SART * PHILMORE

MANUTENZIONE E ASSISTENZA
GARANTITA DA UN MODERNO
LABORATORIO DI RIPARAZIONE
ADIBITO ALLA SOLA TELEVISIONE

CAMBIADISCHI E GIRADISCHI AUTOMATICI E NORMALI
A DUE E TRE VELOCITÀ
W. M. TRI-O-MATIC * STAAR * BSR * PHILIPS

INCISORI A NASTRO E FILO
REVERE * WEBSTER * GELOSO

IL MEGLIO NELLE NOVITÀ TECNICHE

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

MILANO

PIAZZA TRENTO, 8

Telef. { 5.20.51
5.20.52
5.20.53
5.20.20

Telegr. { *Ingbelotti*
Milano

GENOVA

Via G. D'Annunzio, 1/7
Telef. 52.309

ROMA

Via del Tritone, 201
Telef. 61.709

NAPOLI

Via Medina, 61
Telef. 23.279

OSCILLOGRAFO DU MONT TIPO 250-AH

Tubo RC: 5RP2-A

Amplificatori ad alto guadagno e linearità in continua ed alternata.

Asse tempi lineare ricorrente e comandato variabile con continuità da 5 secondi a 10 microsecondi.

Sincronizzazione stabilizzata.

Potenziale post-accelerativo: 13.000 volt.

Calibratore di tensione interno.

Modulazione di intensità asse X.

Scala calibrata.

Grande versatilità di impiego.



PRONTO A MILANO

DETTAGLIATO LISTINO A RICHIESTA

OSCILLOGRAFI PER RIPARATORI RADIO E TV - ANALIZZATORI SUPERSENSIBILI - PROVACIRCUITI - VOLTMETRI A VALVOLA - OSCILLATORI - GENERATORI DI SEGNALI CAMPIONE - MEGAOHMMETRI - PONTI RCL - ATTENUATORI - MONITORI PER STAZIONI AM, FM E TV - FREQUENZIMETRI - STRUMENTI DA PANNELLO E DA QUADRO - STRUMENTI REGISTRATORI - VARIATORI DI TENSIONE «VARIAC» - REOSTATI PER LABORATORI

LABORATORIO RIPARAZIONI E TARATURE

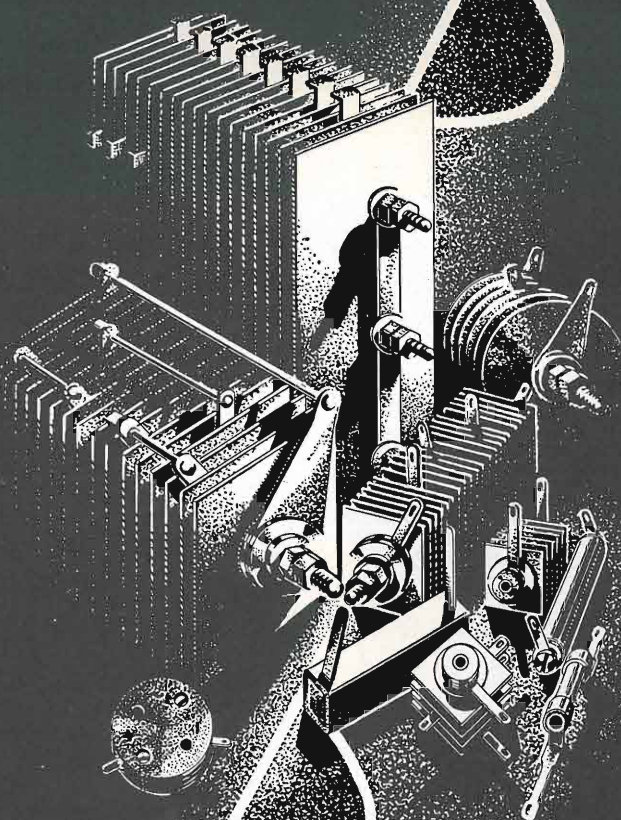
ELEMENTI AL SELENIO PER QUALSIASI APPLICAZIONE

GRUPPI RADDRIZZANTI PER:

GALVANOPLASTICA E CARICA BATTERIE
ALIMENTATORI TELEFONICI
" " ARCHI CINEMA
" " PIANI MAGNETICI

RADDRIZZATORI RADIO
" " A PICCOLA SUPERFICIE
" " ALL'OSSIDO DI RAME PER
STRUMENTI DI MISURA

DIODI AL GERMANIUM E AL SILICIO
MODULATORI AD ANELLO AL GERMANIUM
E ALL'OSSIDO DI RAME



SELENE
RADDRIZZATORI AL SELENIO

MILANO VIA F. CAVALLOTTI N° 14 TEL. 79-31-55

AGENTE DI VENDITA PER L'ITALIA:

S.R.L. CARLO ERBA
MILANO

VIA CLERICETTI, 40 - TELEF. 292-867

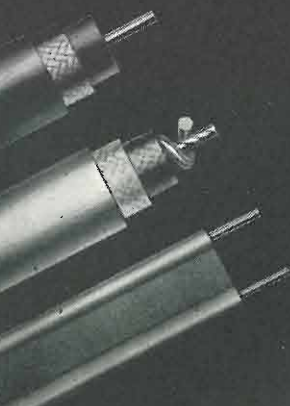


CAVI PER ALTA FREQUENZA E TELEVISIONE
CAVI PER RADAR
CAVI PER PONTI RADIO
CAVI PER RAGGI X
CAVI PER A.T. IN POLITENE
CAVI PER MACCHINE ELETTRONICHE E APPARECCHI
DI MISURA
FILI DI RAME CON SMALTO TIPO SALDABILE SOLVIT
FILI SMALTATI AUTOIMPREGNANTI
FILI PER CABLAGGI E CONNESSIONE M. 49 Dätwyler
(Brevettati)
CORDONCINI LITZ SALDABILI
GIUNTI E TERMINALI PER CAVI T.V. E A.F.

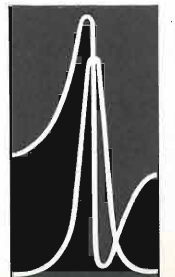
DEPOSITI A:

MILANO - ROMA - FIRENZE - BOLOGNA - TORINO - PADOVA

CAVI ALTA FREQUENZA
E TELEVISIONE

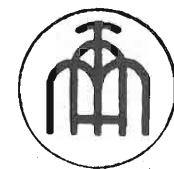


Dätwyler S.A.



Tutti i tipi RG
secondo prescrizioni
Army-Navy e tipi
speciali su richiesta

MANIFATTURA SVIZZERA
DI FILI, CAVI E CAUCCIU
ALTDORF - URI



La "Bobinatrici
Marsilli"

Vi presenta la sua serie di macchine
avvolgitrici per:

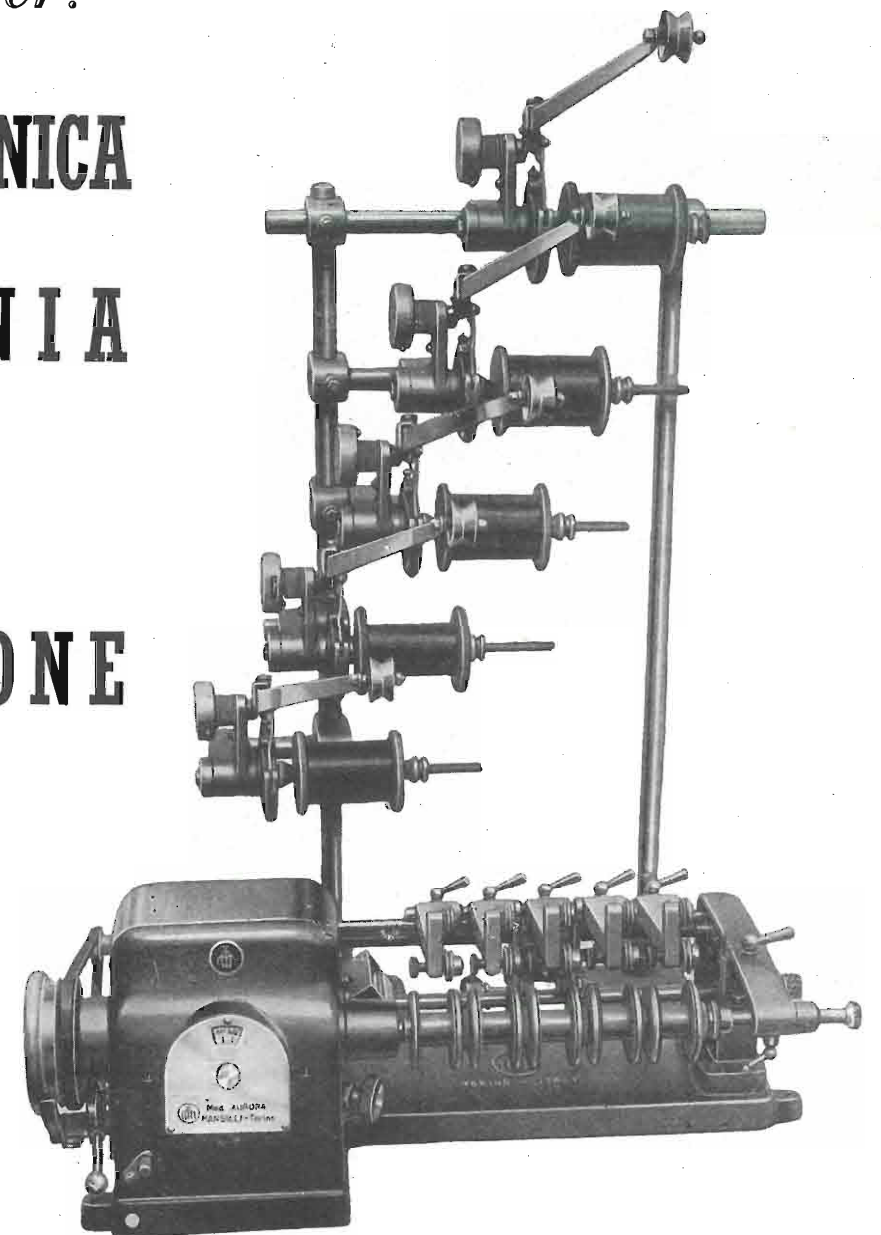
ELETTROTECNICA

TELEFONIA

RADIO

TELEVISIONE

- Massima qualità e precisione
- Le più accreditate referenze
- I migliori prezzi
- Esportazione in tutto il mondo
- Diretta assistenza al Cliente del nostro Ufficio Tecnico



MARSILLI ANGELO COSTRUZIONI MECCANICHE
MACCHINE PER AVVOLGIMENTI ELETTRICI

VIA RUBIANA, 11 - TORINO - TELEF. 73.827

Germanium

OSSIDO
&
METALLO



VIEILLE-MONTAGNE

DIRECTION GÉNÉRALE: ANGLEUR
TÉL. 65.00.00. LIÈGE. Belgique

NON PERDETE TEMPO!

RITAGLIATE IL TALLONCINO IN
CALCE E SPEDITELO ALLA DITTA

Gian Brulo Castelfranchi

Vi saranno inviate le ultime pubblicazioni e
i famosissimi "PACCHI STANDARD"

Ditta G. B. CASTELFRANCHI

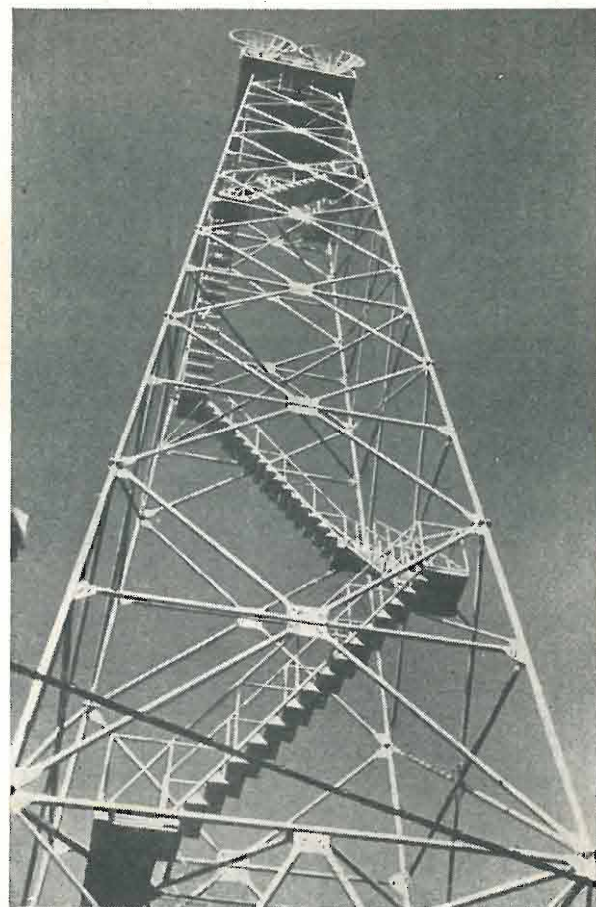
MILANO - Via Petrella, 6

NOME
COGNOME

VIA

CITTÀ

Telettra



PONTI RADIO
A MODULAZIONE DI FREQUENZA

PER TELEFONIA MULTIPLA

E TELEVISIONE

Telettra

SOCIETÀ PER AZIONI

LABORATORI DI TELEFONIA ELETTRONICA E RADIO

MILANO - VIA CARLO POMA, 47

TEL. 580.225 - 584.176 - 585.866

dappertutto...

ANTENNE PER TELEVISIONE



LIONELLO NAPOLI

VIALE UMBRIA, 80 - MILANO - TELEF. 573.049

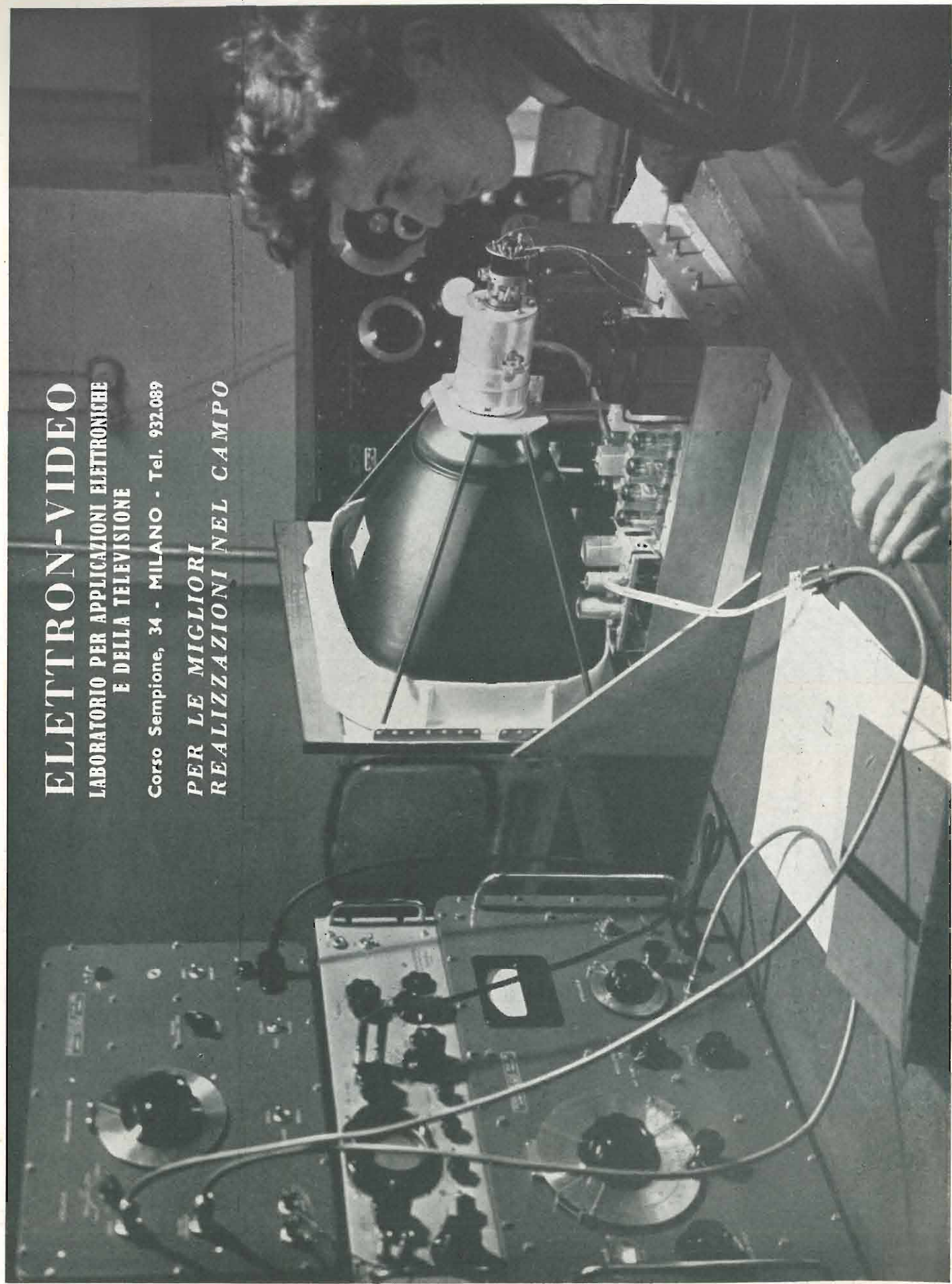


ELETRON-VIDEO

LABORATORIO PER APPLICAZIONI ELETTRONICHE
E DELLA TELEVISIONE

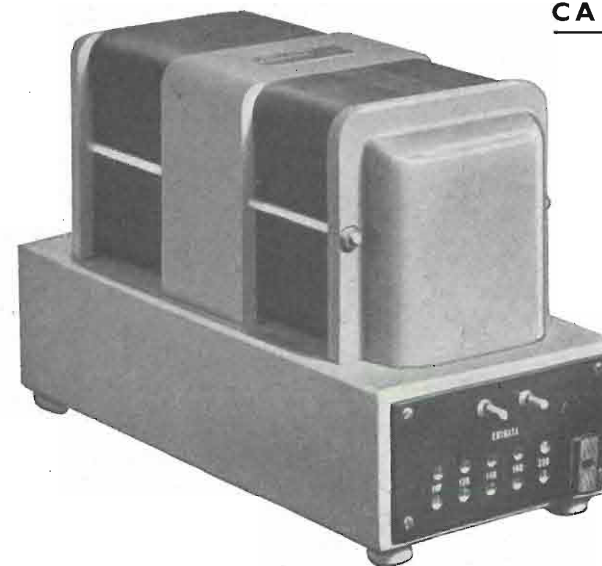
Corso Sempione, 34 - MILANO - Tel. 932.089

PER LE MIGLIORI
REALIZZAZIONI NEL CAMPO



Stabilizzatori Automatici di Tensione serie ATS

CARATTERISTICHE



Tensioni di entrata: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 - 280 V
adattabile con apposito cambiatensioni.

Tensione di uscita: a richiesta entro i limiti delle tensioni
di entrata per la serie normale.

Variazioni della tensione di entrata: $\pm 25\%$ sul suo
valore nominale.

Precisione della tensione di uscita: $\pm 1\%$ sul suo valore
nominale.

**Variazione della tensione di uscita da vuoto a pieno
carico:** contenuta entro i limiti $\pm 4\%$ sul suo valore
nominale.

Frequenza rete: 50 Hz. - A richiesta frequenze diverse.

Influenza delle variazioni della frequenza di rete: Varia-
zioni dell'1% della frequenza di rete provocano una
variazione dell'1,5% sulla tensione di uscita.

Rendimento: $> 85\%$ } con tensione di entrata no-

Fattore di potenza: $\approx 0,85$ } minale ed a pieno carico.

Distorsione della forma d'onda: $< 30\%$.

Sopraelevazione della temperatura ammessa: secondo le
norme C. E. I.

A richiesta si eseguono stabilizzatori automatici di tensione con caratteristiche speciali

PONTI RADIO - STABILIZZATORI AUTOMATICI DI TENSIONE - RADIOPROFESIONALE

ARE **APPLICAZIONI RADIO ELETTRONICHE**
BUSTO ARSIZIO - VIA PRIVATA AMALFI, 8 - TEL. 34-120 - C.C.I.A. 477.44

CONDENSATORI

condensatori elettrici
per applicazioni radio
e televisione

C.R.E.A.S. - STAB. UFF.: MILANO VIA PANTIGLIATE 5 - TEL. 457.175 - 457.176

SP

SM 514

IL PICCOLO
APPARECCHIO
DALLE
GRANDI
QUALITA'
MUSICALI



SIEMENS
MILANO

ELETTRONICA

Televisione Italiana

NUMERO

2

ANNO III

M A R Z O
APRILE 1954

DA PAGINA 49
A PAGINA 96

RIVISTA BIMESTRALE

DIRETTORI:

EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO

VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

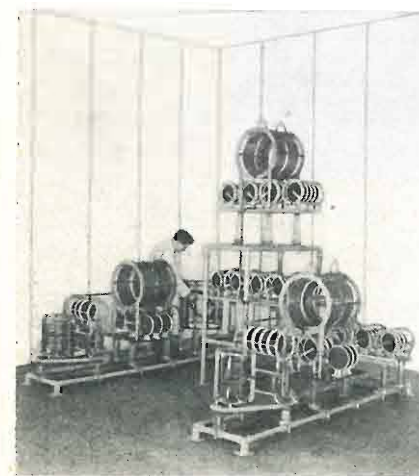
Concessionaria esclusiva della pubblicità:

COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)

MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Sommario:

FERNANDO ANTONELLI - TITO RICCIO	<i>Pagina</i>
Tecnica dell'illuminazione in un moderno studio TV	58
ROSARIO SPECIALE	
Tracciamento oscillografico del diagramma di Nyquist	68
EUGENIO CAPRA	
Rivelatori di radiazione a scintillamento	77
Varietà tecniche	
Rumori di fondo sui circuiti musicali	86
F. I. V. R. E.	
Bollettino d'informazioni n. 47	88



Circuiti di adattamento e filtri separatori per l'alimentazione di una antenna con due trasmettitori nel nuovo Centro di Radiodiffusione della RAI di Venezia-Campalto.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA," COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N 2/37800 ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

Altre pubblicazioni della EDIZIONI RADIO ITALIANA:

- RADIOCORRIERE SETTIMANALE DELLA RADIO ITALIANA
- L'APPRODO RIVISTA TRIMESTRALE DI LETTERE ED ARTI
- I QUADERNI DELLA RADIO RACCOLTA DELLE CONVERSAZIONI DI MAGGIOR INTERESSE TENUTE ALLA RADIO
- LA RADIO PER LE SCUOLE ILLUSTRAZIONE DEI PROGRAMMI RADIOSCOLASTICI

TECNICA DELL'ILLUMINAZIONE IN UN MODERNO STUDIO DI TV

DOTT. ING. FERNANDO ANTONELLI - DOTT. ING. TITO RICCIO *

SOMMARIO - Si considerano i problemi da affrontare per ottenere una efficiente illuminazione degli studi TV; si sviluppano alcune considerazioni di carattere tecnico sulle sorgenti luminose e sulle curve di risposta dei sistemi «illuminazione - tubo da ripresa». Infine si passano in rassegna i vari tipi di impianti e le più opportune modalità d'impiego delle apparecchiature d'illuminazione, tenendo presente la lunga esperienza dell'esercizio TV negli S.U.A. e in Gran Bretagna.

1. Premesse.

I progressi, veramente eccezionali, conseguiti in questi ultimi anni dalla tecnica nel campo della televisione, sono stati così rapidi che metodi ed apparecchiature impiegate fino a qualche anno fa, oggi sono già superate ed abbandonate.

Molti di questi progressi — sia nelle apparecchiature di studio, nei trasmettitori e nei ricevitori, sia nella tecnica di ripresa — sono fra loro strettamente interdipendenti nel senso che un miglioramento ottenuto in una maglia della catena di trasmissione comporta, inevitabilmente, una più opportuna utilizzazione delle altre maglie con il risultato finale di rendere sul ricevitore un'immagine di qualità sempre migliore.

E' questo il caso, ad esempio, della tecnica di illuminazione dello studio televisivo, sull'evoluzione della quale ha influito la conseguita maggiore sensibilità dei tubi da ripresa. Ed è pur vero, d'altro canto, che dall'uso appropriato dell'illuminazione si può ottenere il massimo rendimento dei tubi da ripresa.

Durante i primi esperimenti di TV, i sistemi di illuminazione impiegati erano molto simili a quelli usati nelle riprese cinematografiche. Sotto molti aspetti i problemi erano gli stessi. Apparve evidente però, fin da allora, che quella tecnica era inadatta alla TV a causa della continuità d'azione che quest'ultima richiedeva. In un brevissimo tempo le telecamere debbono essere spostate per inquadrare e mettere a fuoco la scena da diversi punti, si debbono cambiare gli obiettivi, spostare i microfoni ed un eventuale assemblamento di riflettori con il conseguente groviglio di cavi, sarebbe senz'altro di notevole intralcio alla precisione e alla tempestività del lavoro per gli operatori e gli inserienti. Questi, per di più, in uno studio da ripresa, debbono muoversi entro spazi limitati.

Inoltre non è da trascurare il problema della dispersione del calore prodotto dai potenti riflettori. Nelle prime telecamere come tubo da ripresa si usava l'iconoscopio che, per la sua bassa sensibilità, richiedeva una fortissima illuminazione, da 10 000 a 20 000 lumen/m² (lux). Ne risultava pertanto un'enorme produzione di calore che doveva pure in qualche modo essere smaltita. Ciò richiedeva un sistema di aria condizionata che risultava costosissimo anche perché esso doveva essere molto silenzioso per evitare disturbi alla ripresa sonora.

Un problema comune alla tecnica cinematografica ed a quella televisiva è costituito invece dalla necessità di scegliere la qualità più appropriata di luce in funzione delle caratteristiche di sensibilità dei tubi da ripresa in modo da ottenere una soddisfacente resa dei colori in una adatta gradazione dal bianco al nero (scala dei grigi). La soluzione di questo problema permette praticamente un ampio uso di colori sia negli scenari che nei costumi con un conseguente

favorevole effetto del contrasto dell'immagine ottenuta che la rende più piacevole allo spettatore.

La quantità di luce che si richiede oggi per il funzionamento corretto di un moderno tipo di image-orthicon è circa 1/6 di quella normalmente richiesta in comuni riprese cinematografiche. Logicamente però, per poter sfruttare ugualmente la maggiore sensibilità dell'image-orthicon e tutti i vantaggi che da essa derivano, occorre impiegare un'appropriata quantità di luce con determinati metodi di illuminazione allo scopo di ottenere gli effetti scenici ed artistici necessari per le diverse produzioni.

2. Quantità di luce necessaria.

Nella tabella I vengono riportati, a titolo di orientamento, i valori medi di illuminazione, in lux, richiesti per una buona ripresa televisiva con diversi tipi di image-orthicon e con massima apertura di obiettivo ($f: 2,8$).

Dalla quantità di luce utilizzata dipende l'apertura che si deve dare agli obiettivi per una corretta ripresa: se la luce non è sufficiente si deve aumentare l'apertura. Però, come nella normale tecnica fotografica, una grande apertura dell'obiettivo è scongiabile agli effetti della profondità di campo. In tal caso infatti, oltre ad ottenersi uno scarso dettaglio dello sfondo, la messa a fuoco risulta assai critica con frequenti possibilità di sfocamento se si tratta di scene in movimento, come balletti, sketchet, ecc.

TABELLA I

Tipo di tubo	Luce solare	Luce ad incandescenza (lampada a filo di tungsteno)	Luce fluorescente
2P23	165-275 lux	165-220 lux	275-385 lux
5655	—	1650-2750 »	1100-1650 »
5769	220-330 »	330-440 »	220-330 »

Per quanto riguarda l'image-orthicon 5820, il più usato nei moderni studi TV, l'illuminazione media richiesta sull'intera scena da riprendere va da 22 a 2600 lux, a seconda della natura della scena e della apertura dell'obiettivo come è specificato nella tabella II. Tali valori d'illuminazione s'intendono misurati con luce incidente su una superficie piana sistemata di fronte all'obiettivo della telecamera e perpendicolare all'asse dell'obiettivo stesso.

TABELLA II

Apertura obiettivo	1,9	2,8	3,5	5,6	8	11	16	
Luce incidente	22 ÷ 44	44 ÷ 88	66 ÷ 130	180 ÷ 350	350 ÷ 700	560 ÷ 1300	1300 ÷ 2600	lux

Le aperture generalmente usate per ottenere una sufficiente profondità di campo sono 5,6 e 8. Dal che si vede che l'illuminazione più opportuna è generalmente compresa fra 180 e 700 lux.

Una illuminazione appropriata serve inoltre per ottenere determinati gradi di contrasto tra le varie parti di una figura, ciò che è comunemente noto sotto il nome di «effetti speciali».

A causa delle caratteristiche proprie dei tubi moderni, per scene di luminosità media, il massimo rapporto luce/ombra, deve essere limitato a 30:1. Vale a dire, se in un punto di massima illuminazione della scena si hanno, ad esempio, 600 lux, nel punto più oscuro della medesima scena, per permettere ancora di distinguere il dettaglio, non dovranno esserci meno di 20 lux.

Purtroppo l'occhio umano è cattivo giudice in tale campo, e riceve sensazioni del tutto soggettive. E' necessario pertanto ricorrere a qualche strumento che permetta un'analisi precisa ed obbiettiva dell'illuminazione non solo come quantità di luce totale, ma anche come misura del contrasto luminoso tra le varie parti di una stessa superficie.

A tale scopo un ordinario esposimetro non è utile, perché esso misura la illuminazione totale riflessa da una certa superficie in esame, ma è incapace di stabilire quanta luce provenga da una parte della superficie e quanta da un'altra. Per ottenere anche questo ultimo effetto, è stato costruito un semplice strumento che comprende un esposimetro ed un video-analizzatore (¹). Esso fornisce anche il grado di contrasto luminoso fra le varie parti della superficie in esame.

3. Rapporti fra l'illuminazione e il «gamma» del tubo da ripresa.

Nello studio dei miglioramenti da apportare ad una catena di un sistema televisivo, si può fare riferimento al cosiddetto «gamma». Questo parametro mette in rapporto l'effetto ottenuto con la causa che lo produce. Si può considerare il gamma (γ) di ogni maglia di una catena od anche il γ totale. Per la telecamera il gamma è definito dalla relazione (in generale espressa graficamente) fra la luce incidente sul fotocatodo e la conseguente tensione di uscita. Per il cinescopio il gamma è definito dalla relazione fra la tensione applicata all'elettrodo di comando e la luminosità ottenuta sullo schermo.

Supposto di considerare pari all'unità il gamma in corrispondenza della pendenza media della caratteristica suddetta il gamma in un punto è il rapporto fra la pendenza della caratteristica in quel punto e la pendenza media. Se la pendenza è costante il gamma è unitario.

La condizione ideale per una catena televisiva è che il gamma dell'intera catena sia unitario entro i più vasti limiti possibili.

La figura 1 mostra la relazione suddetta per un image-orthicon 5820: essa riguarda, com'è noto, le sole componenti alternative e si immagina ricavata ponendo il disegno di un monoscopio, a bianchi e neri bilanciati rispetto al tono medio, di fronte al tubo di ripresa in esame. La caratteristica fornisce il segnale ottenuto all'uscita del tubo, normalmente pilotato dalle tensioni di scansione, in funzione dell'intensità di illuminazione che colpisce il disegno del monoscopio. Il diagramma è praticamente indipendente dalla distribuzione spettrale della luce.

(¹) BACK F.: *Predetermining TV Studio Lighting*. «TV Engineering», I, agosto 1950, p. 8.

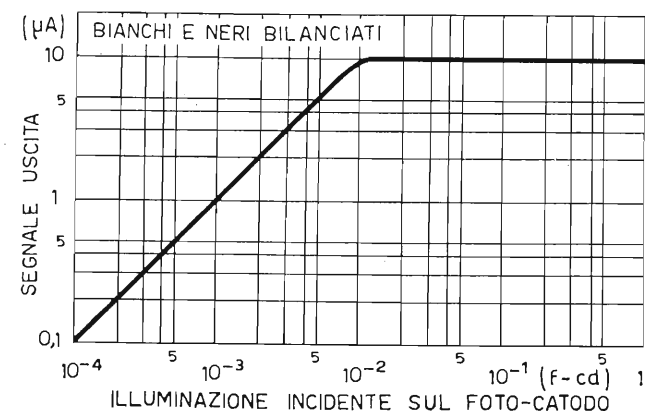


Fig. 1. — Caratteristica di trasduzione (curva del γ) dell'image-orthicon 5820.

Da esso si desume che il gamma del tubo può essere considerato unitario entro limiti di variazione dell'intensità luminosa che stanno fra loro nel rapporto da 1 a 100.

Per un corretto funzionamento del tubo occorre che l'illuminazione non scenda al di sotto del limite inferiore per non ridurre notevolmente il rapporto «segnale/disturbo» e non salga oltre il limite superiore per non interessare la parte orizzontale della caratteristica ove il gamma è quasi nullo e dove si manifestano inoltre effetti disturbatori (alone nero attorno alle zone di maggiore luminosità) dovuti a fenomeni di emissione secondaria.

La figura 2 mostra due caratteristiche a gamma non costante i cui effetti, lungo la catena televisiva, possono parzialmente compensarsi.

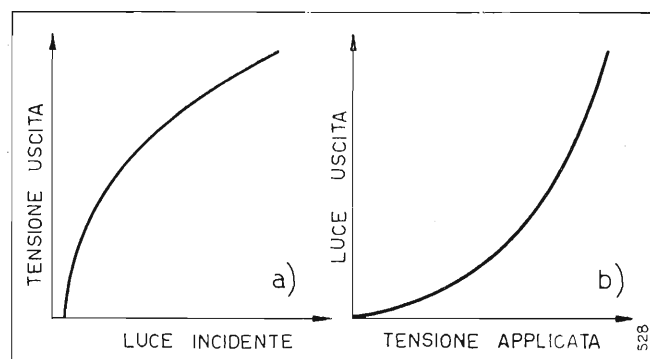


Fig. 2. — Caratteristica di una camera da presa a gamma decrescente (a); Caratteristica di un cinescopio a gamma crescente (b).

4. Sensibilità dei tubi da ripresa e loro utilizzazione.

I tubi da ripresa del tipo image-orthicon usati tempo fa furono il 2 P 23, tipo ad alta e tipo a bassa sensibilità e il 5655. Oggi si usano solo il 5820 e il più recente 5826.

In figura 3 sono rappresentate le curve di sensibilità, in funzione della lunghezza d'onda della sorgente luminosa, dei primi quattro tubi. Dai grafici riportati risulta che il tubo 5820 è di gran lunga il più sensibile. Questo ha caratteristiche tali da poter essere impiegato sia per riprese di studio sia per riprese esterne.

Si nota tuttavia, in questi ultimi tempi, una tendenza, specie in Olanda (Philips) e in Germania, ad usare tubi «image-iconoscope» che, al vantaggio del minor prezzo, presentano lo svantaggio della minore sensibilità pur non essendo per le altre caratteristiche, lontani dai normali image-orthicon.

(*) della RAI.

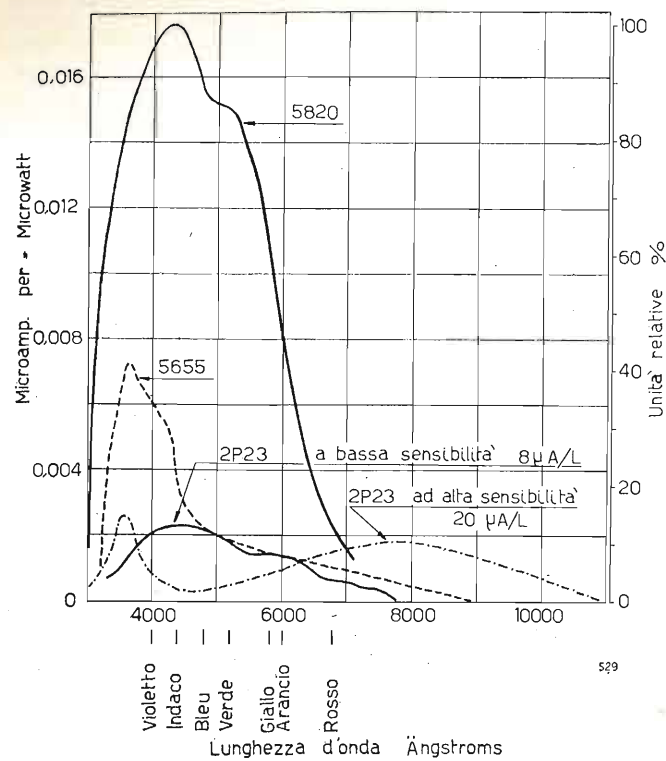


Fig. 3. — Curve di sensibilità dei tre tipi di « image-orthicon » più recenti.

5. Sorgenti di luce.

Nella figura 4 la distribuzione media dell'energia luminosa relativa alla luce solare che perviene alla superficie terrestre e alla luce irradiata da una lam-

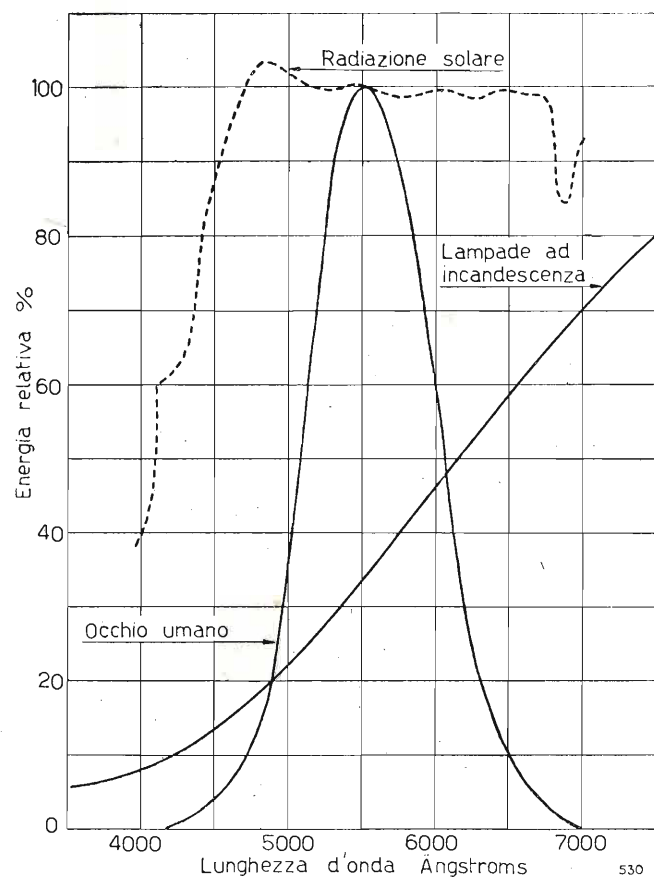


Fig. 4. — Caratteristiche spettrali della radiazione solare e di normali lampade ad incandescenza confrontate con la curva media di sensibilità dell'occhio umano.

pada ad incandescenza, in funzione della lunghezza d'onda, è confrontata con la curva media di sensibilità dell'occhio umano. Appare evidente che una gran parte dell'energia irradiata rimane fuori dal campo di sensibilità dell'occhio umano che si estende all'incirca fra 4000 e 7000 Ångstrom (Å). Si può constatare inoltre che la radiazione di una lampada ad incandescenza rispetto a quella solare è molto scarsa nella zona del blu.

Per ridurre tale inconveniente la Luxor Lighting Products costruisce uno speciale tipo di lampada ricoperta parzialmente da uno schermo traslucido blu e montata come in figura 5. Un terzo circa del flusso

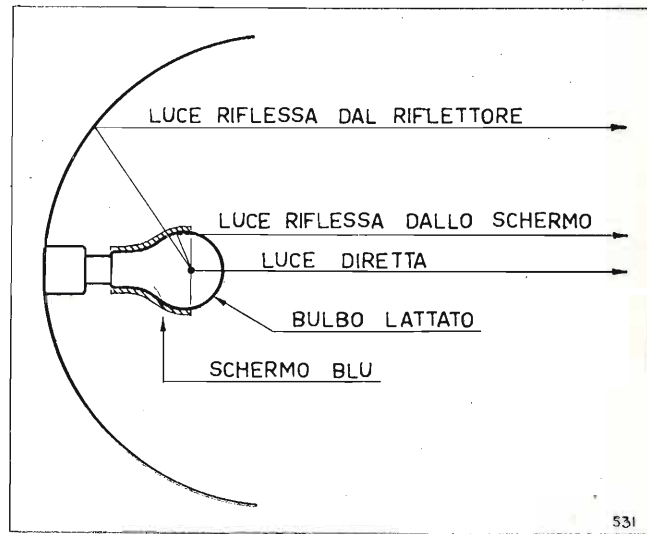


Fig. 5. — Lampada con schermo blu per TV, con riflettore.

luminoso emesso dal filamento, ricco di frequenze intorno al rosso, viene inviato direttamente sulla superficie da illuminare; un'altra parte attraversa lo strato traslucido e viene rinviata dal riflettore parabolico, ed infine il residuo è riflesso direttamente dallo schermo blu. La luce ottenuta ha un'ottima miscela su tutto lo spettro di frequenze visibili, blu compreso, avvicinandosi sensibilmente alla luce solare.

Questa nuova lampada, pur avendo costo più elevato di quelle ad incandescenza normale, ha una spesa media di esercizio minore; ciò trova ragione nella sua lunga vita. Secondo esperienze fatte negli Stati Uniti d'America il costo medio di una lampada normale per un milione di lumen/ora, risulta di dollari 1,84, mentre per la lampada a luce blu, si aggira intorno a dollari 1,57. Anche l'emissione varia poco con l'invecchiamento della lampada come risulta dalla figura 6 dove la riduzione di rendimento luminoso di tale lampada è messa a raffronto con quella di una lampada ad incandescenza normale.

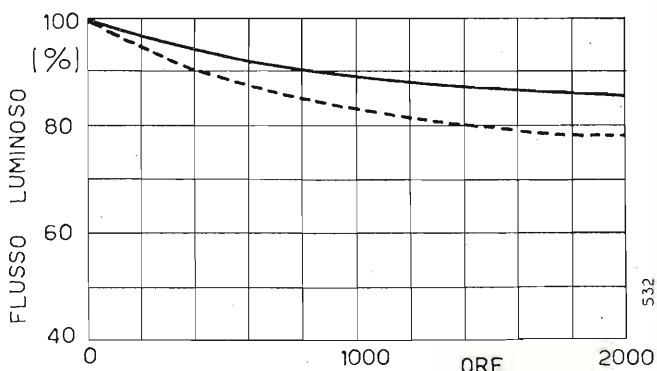


Fig. 6. — Riduzione del flusso luminoso in funzione del numero di ore di funzionamento per una lampada ad incandescenza normale (a tratti) e per una lampada blu (linea continua).

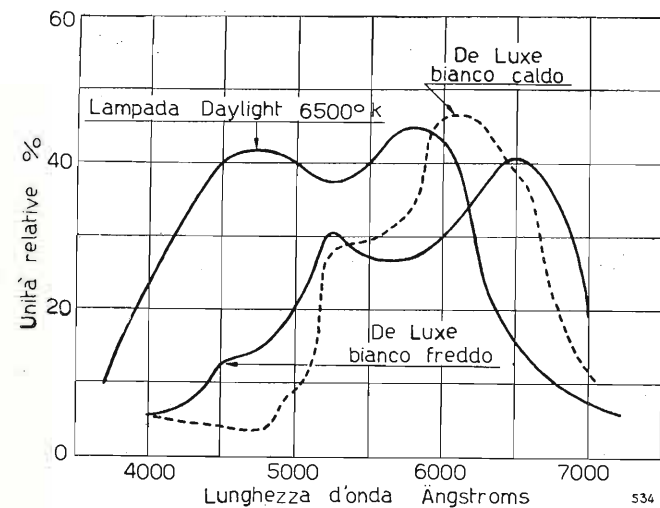
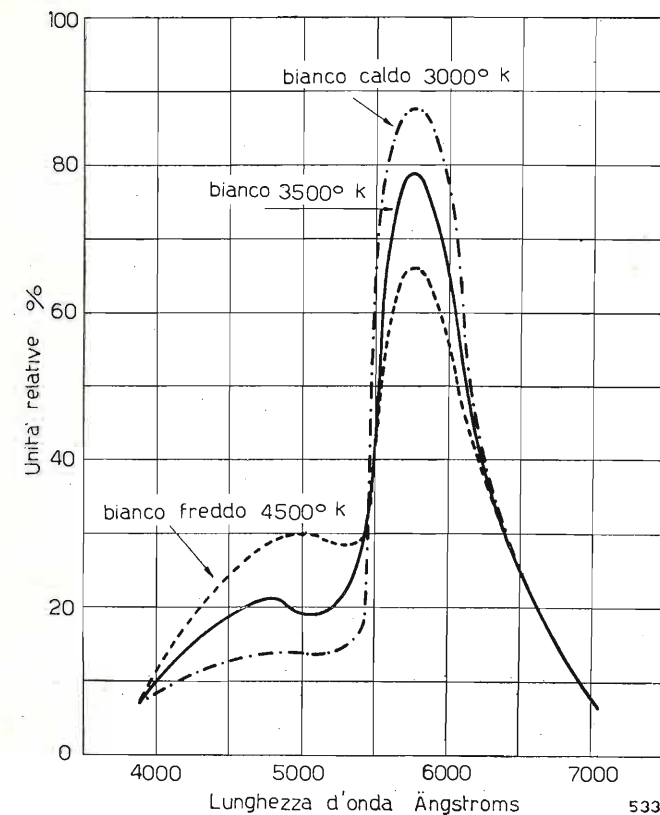


Fig. 7. — Curve della distribuzione di energia di alcune lampade fluorescenti.

Tra le sorgenti di luce artificiale hanno assunto grande importanza le lampade fluorescenti sia per la possibilità di ottenere una grande varietà di distribuzione dell'energia luminosa alle varie frequenze, sia per il loro elevato rendimento.

Nelle figure 7 a) e b) sono riportate, a titolo di esempio, le curve che rappresentano la suddetta distribuzione dell'energia luminosa per sei tipi diversi di lampade fluorescenti (2).

(2) Il corpo nero perfetto portato ad una certa temperatura assoluta T (°K) ha uno spettro luminoso ben definito che può essere caratterizzato dalla temperatura T che viene chiamata « temperatura di colore ». Se una sorgente luminosa ha uno spettro luminoso che si approssima a quello del corpo nero a temperatura T essa può essere caratterizzata semplicemente dalla « temperatura di colore ». Questa è appunto usata, nella figura 7 ed in altre successive, per caratterizzare le varie sorgenti luminose.

I rendimenti ottenibili variano da tipo a tipo di lampada in funzione della qualità della luce ottenuta e della struttura della lampada. A titolo di orientamento riportiamo i seguenti dati:

luce verde	70 lumen/watt
luce azzurra	18 lumen/watt
luce bianca	35 ÷ 45 lumen/watt

Nonostante gli elevati rendimenti e la possibilità di disporre di lampade fluorescenti con spettri luminosi di vario tipo le lampade ad incandescenza sono tuttora largamente impiegate, assieme a quelle fluorescenti, per ragioni di flessibilità di impiego.

In particolare la loro struttura di sorgente quasi puntiforme o comunque più concentrata consente di utilizzare meglio riflettori parabolici che permettono di ottenere fasci luminosi facilmente orientabili. Anche i filtri e gli schermi risultano, con le lampade ad incandescenza, di dimensioni più ridotte e più facilmente maneggevoli.

6. Risposta d'insieme.

Moltiplicando la sensibilità relativa del tubo per l'energia relativa della sorgente impiegata in corrispondenza di ogni frequenza si ottiene una curva che può essere considerata come la curva di risposta di insieme del sistema « illuminazione-tubo ».

Nelle figure 8 a), b) sono riportate alcune di tali curve relative sempre al tubo da ripresa 5820, ma con diverse sorgenti luminose. In a) si hanno le curve che si ottengono rispettivamente con l'illuminazione solare, con una lampada ad incandescenza normale (v. fig. 4) e con una lampada ad incandescenza per televisione del tipo illustrato in figura 5. In b) sono invece riportate le curve che si ottengono con tre lampade fluorescenti.

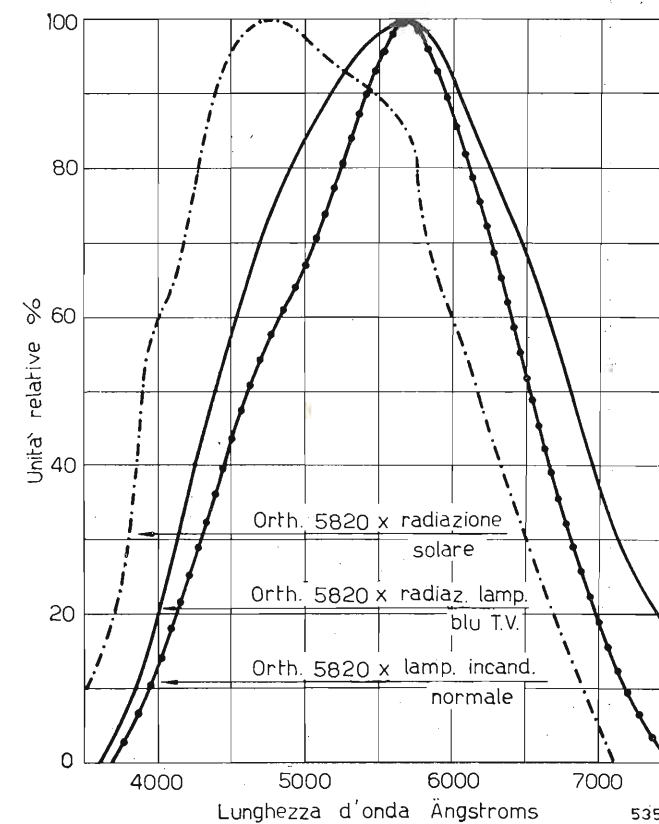


Fig. 8 a. — Risposta d'insieme del 5820 con diverse sorgenti luminose.

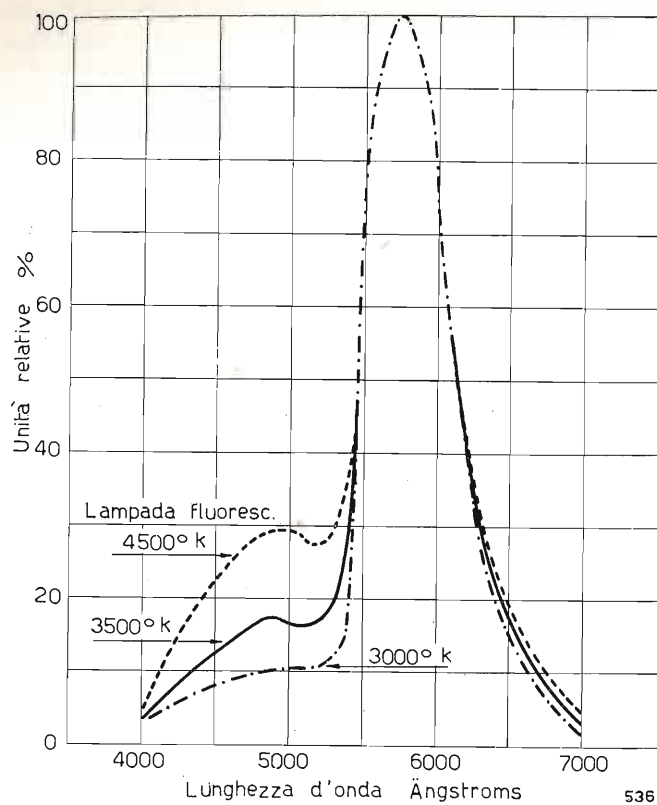


Fig. 8 b. — Risposta d'insieme del 5820 con lampade fluorescenti di vario tipo.

Nella televisione in bianco e nero viene perduta la percezione del colore e la sola possibilità di definire una scena è affidata alle variazioni dell'intensità luminosa da punto a punto. Questa varierà gradualmente

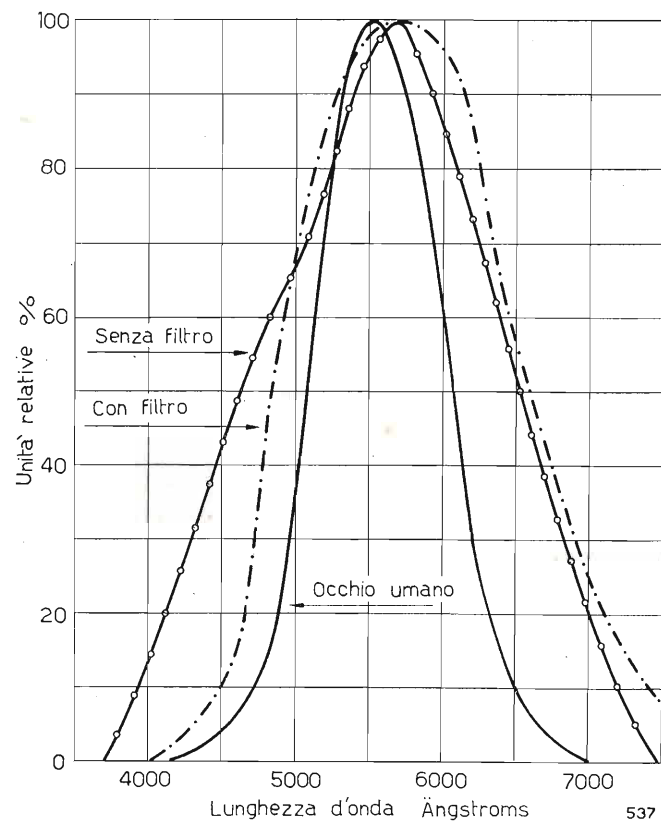


Fig. 9. — Caratteristiche di sensibilità spettrale dell'image-orthicon 5820 con e senza filtro Wratten n. 6, comparata con quella dell'occhio umano.

da un massimo ad un minimo che, nella riproduzione sullo schermo del tubo a raggi catodici, avranno fra loro un rapporto generalmente assai più piccolo di quello esistente realmente sulla scena. In sostanza la definizione del soggetto, che in realtà si avvale di due fattori: colore e intensità, è affidata ad un sistema che dispone di una sola quantità, la luminosità; per di più questa presenta gravose limitazioni riguardanti i massimi e i minimi entro cui può variare.

Perciò la corrispondenza fra intensità e colore della scena e intensità di illuminazione sullo schermo di riproduzione implica questioni sottili riguardanti la scelta del migliore compromesso. È tuttavia intuitivo che, per evitare sproporzioni fra la « scala dei grigi » riprodotta sullo schermo del cinescopio e la scala delle sensazioni di intensità luminosa percepite dal nostro occhio direttamente dalla scena reale, occorre che la risposta d'insieme del sistema « illuminazione-tubo » abbia andamento simile a quello della curva di sensibilità dell'occhio umano. Se invece ciò non succede e se per esempio la zona del blu è favorita (o per eccesso di radiazioni della sorgente luminosa o per eccesso di sensibilità del tubo di ripresa alle frequenze più alte dello spettro) allora tutte le zone della scena aventi tonalità verso l'azzurro o il blu (per esempio il cielo, il mare, ecc.) appariranno più brillanti di quanto non appaiano alla visione diretta.

Una discreta concordanza fra la curva di risposta d'insieme e la curva di sensibilità dell'occhio umano si può approssimativamente ottenere sia scegliendo convenientemente la sorgente di illuminazione e la sensibilità spettrale del tubo di ripresa, sia correggendo l'una e l'altra con filtri opportuni. Si è già visto un esempio di correzione di una lampada ad incandescenza (fig. 5); la figura 9 illustra invece la correzione fatta con un filtro Wratten N. 6 sul tubo di ripresa.

7. Considerazioni sull'illuminazione televisiva.

Anche dal punto di vista artistico la TV ha esigenze proprie. Con l'esperienza che si viene via via acquistando, si crea tutta una tecnica particolare che si avvale delle esperienze acquisite sia nella tecnica fotografica, sia in quella teatrale e cinematografica.

Facendo infatti un rapido confronto fra le tre arti — dal punto di vista dell'illuminazione — si può osservare che i migliori effetti sono ottenuti nel campo della fotografia perché la mancanza di movimento consente di curare l'illuminazione e di scegliere la profondità di campo più opportuna, scena per scena.

Il cinema, pur richiedendo un controllo lungo e paziente del movimento degli attori e la studiata disposizione della scena ha, rispetto alla TV, la possibilità, con il successivo montaggio, di presentare al pubblico solo le migliori fra le scene girate.

In teatro il punto di vista dello spettatore è fisso e posto ad una notevole distanza dalla scena. Si richiede perciò spesso, con l'uso appropriato dei riflettori puntati sull'attore e dei filtri colorati, uno stimolo dell'attenzione dello spettatore verso determinate zone della scena.

In TV invece, vi è la possibilità di riprendere, come in cinematografia, i primi piani e questo richiede una tecnica di regia e di illuminazione diversa da quelle richieste sia nel teatro, sia in cinematografia.

Ad esempio: nei primi piani televisivi, è un errore illuminare l'attore con un pennello di luce come nel caso del teatro, ciò porta invero ad effetti del tutto sgradevoli a causa delle ombre che si producono intorno

agli occhi, al naso e alla fronte: il risultato più importante è quello di un notevole aumento apparente della età, particolarmente sgradito specie nel caso di donne. D'altra parte l'attenzione dello spettatore è già assorbita dalla necessità di fissare uno schermo di piccole dimensioni e non sono necessarie ulteriori sollecitazioni con altri mezzi.

Non sarà male elencare alcune osservazioni che potranno riuscire utili in un eventuale progetto di studio televisivo:

1) lo scopo principale dell'illuminazione TV è di riprodurre nel miglior modo possibile, e con gli effetti richiesti, le figure umane. Tutto il resto ha secondaria importanza;

2) non vi deve essere troppo contrasto nell'illuminazione generale; anzi, essa deve essere piuttosto uniforme, salvo che nel caso di effetti speciali;

3) la luce non deve essere diretta dall'alto verso il basso con angoli troppo grandi rispetto al piano orizzontale;

4) evitare l'uso di luci concentrate nelle riprese di primo piano;

5) portare sulla scena oggetti non riflettenti e opportunamente colorati.

La prima considerazione è ovvia: un pianoforte si vedrà sempre come un pianoforte, qualunque sia la illuminazione, mentre presentare un attore, e specialmente un'attrice, sotto cattive condizioni di luce, può significare la completa perdita degli effetti base che la scena avrebbe altrimenti raggiunto.

La seconda osservazione deriva dal caratteristico

funzionamento dell'image-orthicon che tende di per sé ad accentuare i contrasti di luce. L'esperienza ha confermato che i migliori risultati sono ottenuti con l'impiego di luce piuttosto uniforme. I contrasti sono senza dubbio necessari, ma debbono essere sfruttati giudiziosamente. In condizioni di eccessivo contrasto l'image-orthicon riproduce il soggetto con chiazze luminose dai bordi ben netti, che rendono la riproduzione della scena sgradevole.

Gli effetti prodotti da un'illuminazione concentrata posta al di sopra del piano della telecamera, e pertanto incidente sul soggetto con notevole angolo, sono dannosi come quelli prodotti dall'illuminazione a fascio diretto sui primi piani.

In sostanza è preferibile illuminare direttamente il soggetto da tre o più sorgenti estese, poste sul piano della telecamera, in modo da ottenere una illuminazione priva di ombre eccessive.

8. Tipi di studio TV.

Innanzitutto dobbiamo distinguere gli studi da ripresa televisiva in tre gruppi principali, ciascuno dei quali ha particolari esigenze di illuminazione:

1) studio tipo « Auditorium » in cui è presente il pubblico;

2) studio per interviste, conversazioni e simili;

3) studio per impieghi vari (più generico possibile).

Il primo tipo è un vero e proprio teatro essendo impiegato unicamente per riprese di spettacoli. Il punto di osservazione delle camere è quello di un



Fig. 10. — Lo studio n. 3 della Televisione di Milano durante la lavorazione di uno spettacolo di varietà a « quiz ».

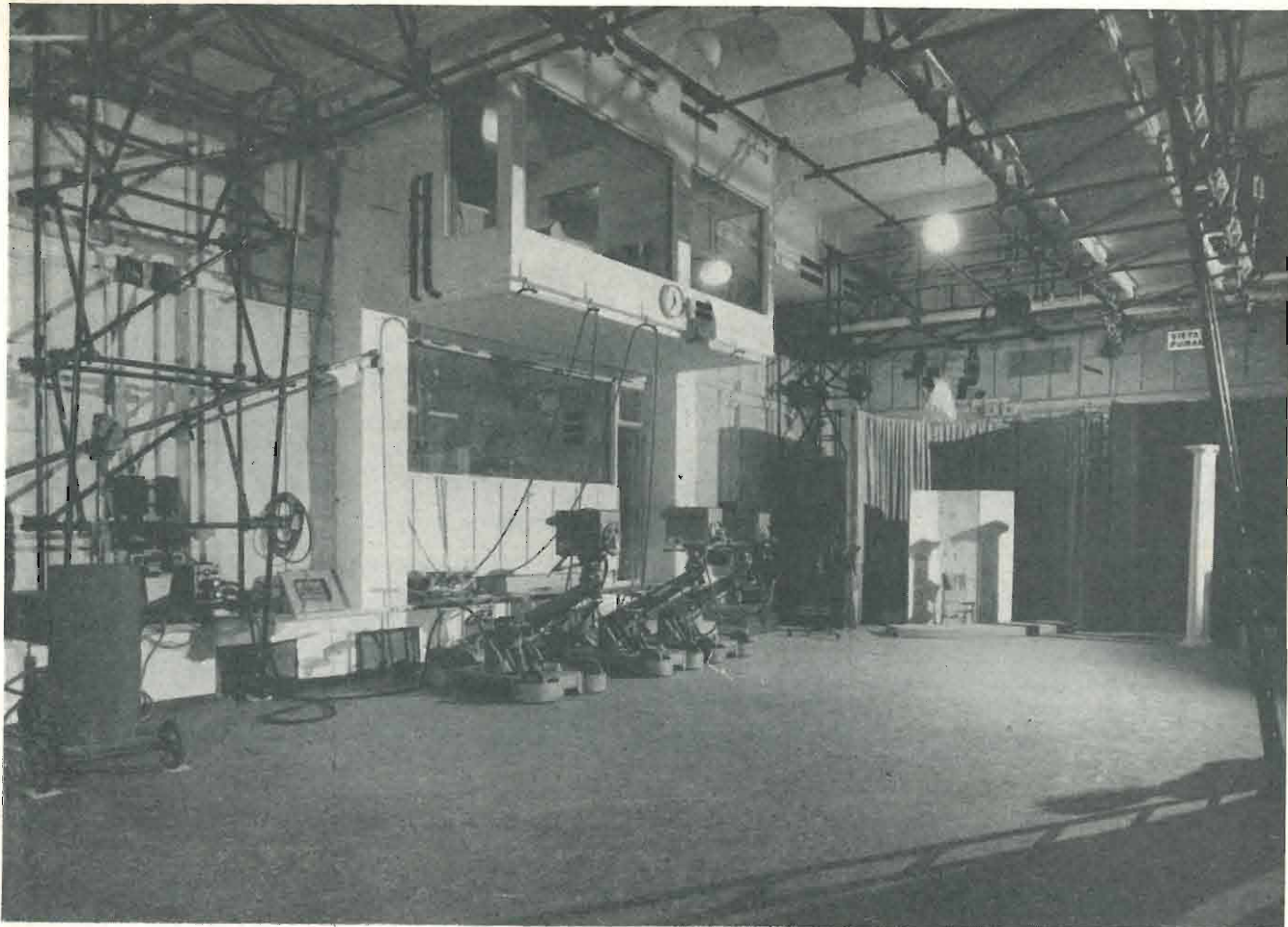


Fig. 11. — Studio n. 2 di Milano, con telecamere General El. Co.

comune spettatore e l'intensità di illuminazione varia essenzialmente, non tanto in dipendenza del punto ove è collocata la telecamera quanto dalla larghezza del campo visto dall'obiettivo che varia per i diversi obiettivi montati sulla stessa telecamera. Di conseguenza, i problemi di illuminazione non sono normalmente così complicati come nel terzo tipo di studio. La minore illuminazione occorrente con l'uso di obiettivi grandi per le riprese di primo piano può essere conseguita impiegando opportuni filtri neutri facilmente commutabili nelle telecamere insieme con gli stessi obiettivi.

Le luci della ribalta sono usate pochissimo a causa degli effetti poco naturali che producono nella resa dell'immagine.

Il riflettore « volante » che segue l'attore può essere usato solo quando si riprendono vedute d'insieme, ma è da evitare, come già detto, nei primi piani. Anche i filtri colorati ai riflettori sono nettamente sconsigliabili: essi infatti portano un'alterazione nella scala dei grigi, senza dare alcun beneficio alla qualità dell'immagine trasmessa.

Nel secondo tipo di studio le telecamere sono fisse e così pure l'illuminazione. Gli effetti migliori possono essere ottenuti mediante luci posteriori al soggetto insieme con una luce uniforme « di sottofondo » e fasci anteriori sovrapposti. Uno studio di tal genere può servire per annunci, conferenze, interviste, conversazioni, programmi ad indovinelli, ecc.

Lo studio del terzo tipo, invece, adatto per tutti gli usi, richiede un notevolissimo grado di flessibilità in

quanto in esso può avvenire qualsiasi tipo di trasmissione, dai drammi al concerto, dalla rivista all'opera lirica.

Esso richiede pertanto una grande facilità e rapidità nel cambio delle scene e negli spostamenti delle telecamere. Conseguentemente l'illuminazione di un tale tipo di studio richiede particolari accorgimenti e presenta determinati problemi di adattamento che non si riscontrano per gli studi del tipo 1) e 2). Sono necessari infatti comandi precisi e semplici per l'orientamento direzionale e per la regolazione dell'intensità delle varie lampade.

Gli studi attualmente allestiti dalla RAI a Torino, Milano e Roma sono appunto di questo tipo. In figura 10 è rappresentato lo studio n. 3 di Milano durante una trasmissione di rivista; la figura 11 riguarda lo studio n. 2 di Milano.

9. Tipi di illuminazione.

I tipi di illuminazione usati negli studi televisivi si possono così suddividere:

- a) luce diffusa (flood light);
- b) luce concentrata a fascio (spot light);
- c) luce a strisce (strip light).

Ciascuno dei tre tipi che hanno funzioni determinate, richiede naturalmente tipi di lampade e di apparecchiature diverse.

a) La luce diffusa serve a creare sulla scena quel fondo uniforme di luminosità media, sul quale vanno poi a sovrapporsi gli effetti richiesti dalle esigenze

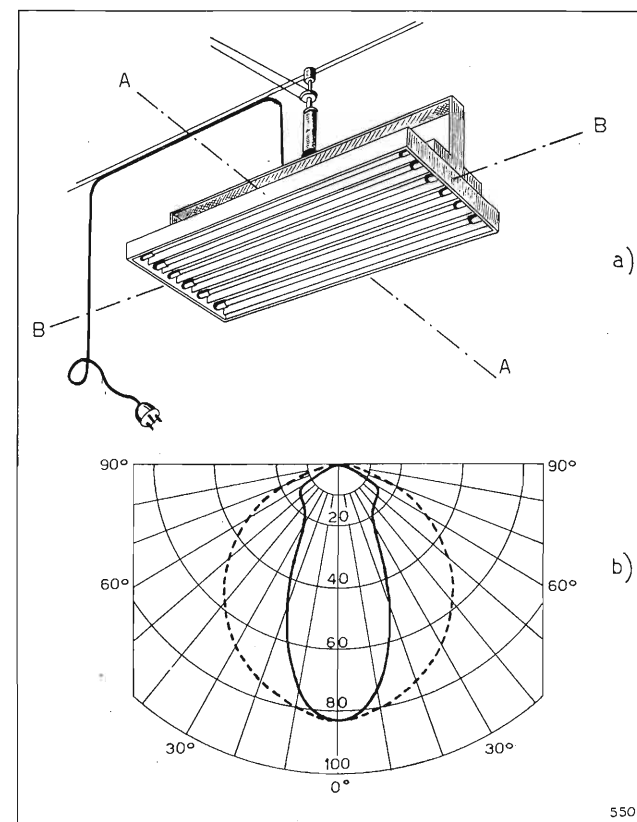


Fig. 12. — Riflettore a lampade fluorescenti.

artistiche e che servono a simulare particolari condizioni, quali ad esempio la luce del sole, il chiarore della luna, un cielo diurno o notturno, ecc.

Per ottenere questa illuminazione « base », sarà opportuno ricorrere a sorgenti con riflettori ad angolo molto aperto con lampade ad incandescenza e, nel caso in cui non sia richiesta troppa flessibilità d'impiego e le esigenze di spazio non lo impediscano (a parità di flusso luminoso emesso le sorgenti puntiformi sono meno ingombranti delle sorgenti lineari), a batterie di lampade fluorescenti. In quest'ultimo caso si può usare il riflettore schizzato nella figura 12 (che comprende anche il relativo diagramma direzionale d'irradiazione) sorretto da uno snodo e appeso al soffitto oppure montato su carrello con ruote di gomma⁽³⁾. Esso è costituito da una lamiera riflettente; su tale lamiera vengono montate le lampade che sono poi coperte da una lastra ondulata di perspex⁽⁴⁾ lattato.

b) La luce concentrata è ancora la più importante forma di distribuzione del flusso luminoso in uno studio di televisione. La creazione degli effetti speciali scena per scena, è importantissima non solo per la riuscita dello spettacolo dal lato artistico, ma anche da quello tecnico. Ovviamente le immagini televisive sono bidimensionali, mentre le scene trasmesse sono riprese in uno spazio a tre dimensioni. E' pertanto essenziale che gli elementi delle scene più importanti risaltino per virtù di un'intelligente illuminazione su uno sfondo di luminosità media, onde dare la sensa-

⁽³⁾ Com'è noto, per eliminare l'effetto stroboscopico, cioè per ottenere un flusso luminoso costante nel tempo, è opportuno usare terne di lampade fluorescenti nelle quali le tre lampade siano alimentate dalle tre fasi di un sistema trifase.

⁽⁴⁾ Il perspex è una resina acrilica prodotta dalla ditta inglese I.C.I. Plastic Division. Attualmente esso è molto impiegato in Inghilterra e in America, sia nel campo della illuminazione generica, sia di quella della televisione (ad es. schermi per ricevitori).

zione psicologica del rilievo che tecnicamente manca. Tale effetto può essere ottenuto mediante adatto uso di luci a fascio posteriormente al soggetto da far risaltare.

Per ottenere effetti speciali che diano la sensazione del movimento, come ad esempio nuvole spinte dal vento, alba o tramonto, acqua increspata sotto i riflessi della luce lunare, fuoco, evoluzione di fumo, dondolio di foglie, onde del mare, ecc., oltre al proiettore nel quale un motorino fa girare il cosiddetto

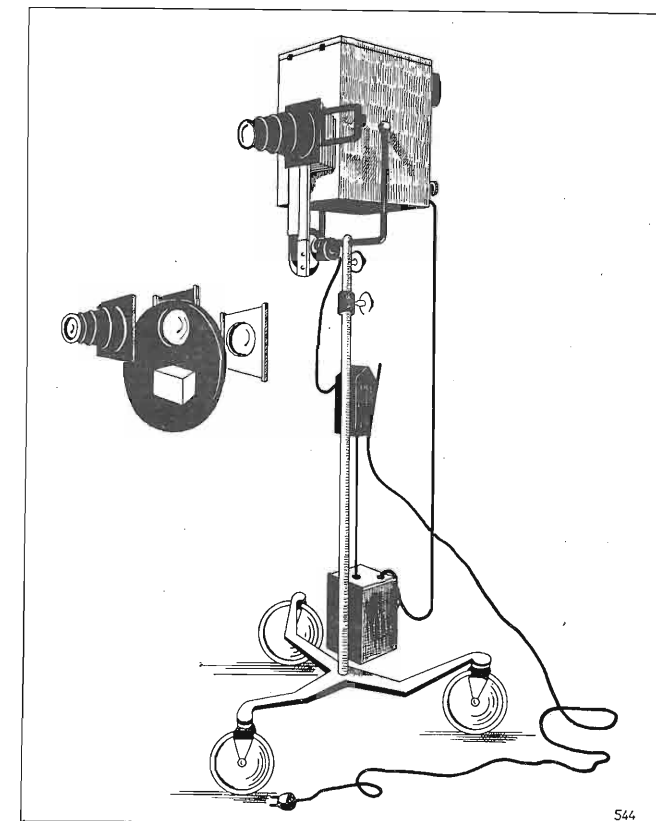


Fig. 13. — Proiettore con il disco degli effetti.

« disco degli effetti » (fig. 13) in TV si è introdotta la tecnica del trasparente, già nota in cinematografia. Si dispone cioè dietro l'attore uno schermo traslucido sul quale vengono proiettate, dalla parte posteriore, le immagini in movimento che si desiderano. La telecamera, disposta nel modo indicato nello schizzo di figura 14 riprende il soggetto e lo sfondo creando una perfetta illusione di elementi in movimento.

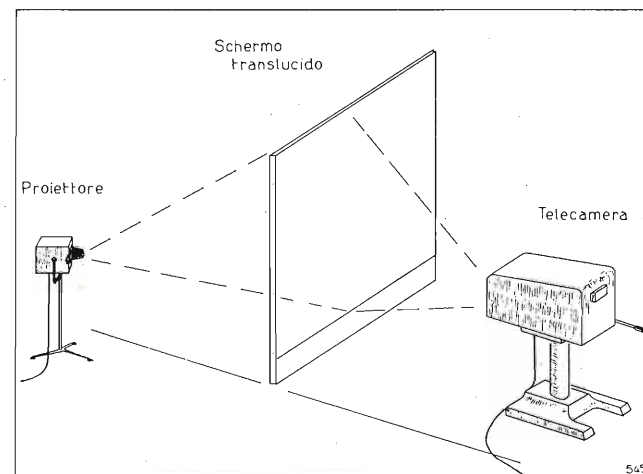


Fig. 14. — Schermo traslucido disposto come sfondo dell'azione.

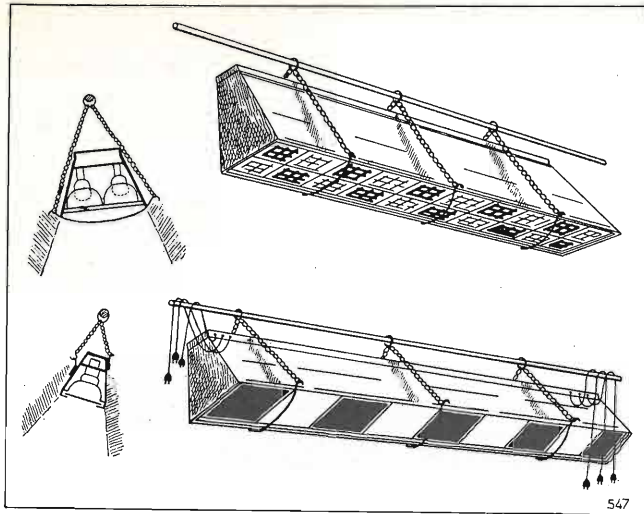


Fig. 15. — Sorgenti luminose per l'illuminazione a strisce.

c) Il terzo tipo di illuminazione, a strisce, è ottenuto mediante più lampade ad incandescenza (da 150-300 watt) messe una dietro l'altra (fig. 15), in modo che la loro luce sia proiettata verso il basso e concentrata in strisce per mezzo di riflettori metallici di forma adatta. Questo tipo produce illuminazione di bassa intensità, ma priva di ombre e pertanto necessaria in particolari impieghi.

Bisogna ricordare infine la luce cosiddetta di «riempimento».

Quando per ottenere determinati effetti con lampade a fascio si aumenta troppo il rapporto «luce/ombra» oltre i limiti già indicati, è necessario correggere, zona per zona, sulla figura il contrasto. Pertanto con luci concentrate di media potenza o riflettori di lampade fluorescenti si addolcisce il rapporto suddetto aumentando il sottofondo sulla zona interessata.

10. Realizzazione pratica delle apparecchiature.

Per le considerazioni fatte sopra, appare evidente l'opportunità di impiegare diverse sorgenti luminose sul piano dello studio. Questo però significherebbe limitare, come detto in principio, la libertà di movimento delle camere e degli operatori creando notevole confusione durante le riprese.

Nei moderni studi TV si risolve il problema mediante l'impiego di pantografi mobili (fig. 16) che consentono di spostare verticalmente il punto di sospensione delle lampade. E' inoltre possibile ruotare le lampade sia intorno ad un asse verticale sia intorno ad un asse orizzontale. In questo modo il numero delle lampade occorrenti può essere ridotto anche perché il pantografo può farsi scorrevole anche nel senso longitudinale o trasversale della sala.

Allo scopo di impiegare un minor numero di unità, cosa che riduce anche la mano d'opera necessaria al loro spostamento, funzionamento e manutenzione, è conveniente installare al disotto del soffitto dello studio un traliccio d'acciaio che serve anche da supporto per tutti gli altri tipi di lampade previste (flood light, spot light, ecc.).

Un numero conveniente di unità pantografiche è di due per ogni tre metri quadrati del piano dello studio, limitatamente alla zona dello studio che viene effettivamente usata per l'azione da riprendere ed escludendo quella che rimane occupata dalle camere, dagli operatori, dal personale di regia, ecc.

Il traliccio di supporto per le batterie di lampade è in genere costituito da una struttura tubolare fissa,

disposta a griglia e sistemata in vicinanza del soffitto ad altezza opportuna e tale comunque da non limitare l'altezza delle scene. I centri delle maglie del traliccio sono ad una distanza che va da metri 1,20 a 1,80. I pantografi sono ad esso sospesi direttamente. Al di sotto dei tubi del traliccio corrono, entro piccoli longitudinali, i cavi di alimentazione cui sono derivate le diverse prese di corrente. Nel caso di studi molto alti sarà possibile mettere la griglia ad una distanza dal soffitto sufficiente per sistemare al di sopra di essa una passerella per il personale.

Recentemente si è anche utilizzato in moderni studi americani, dove l'altezza dei locali lo permetteva, una serie di bilance sospese alla griglia permanente. La bilancia permette di alzare o abbassare intere serie di lampade e questo aumenta ancora la flessibilità del sistema. In tal caso sono le bilance che scorrono in un senso o nell'altro dello studio, lungo apposite guide ricavate nel traliccio fisso, e ad esse vengono sospesi i pantografi.

La bilancia, del tipo a contrappeso, è costituita da due tubi paralleli che vengono sospesi alla griglia permanente per mezzo di pulegge. I contrappesi potranno scorrere su piccole guide applicate ad una parete dello studio. Le bilance, lunghe circa cinque metri, vanno disposte trasversalmente alla sala in un numero maggiore nella parte dello studio normalmente impiegata nella produzione del programma.

Alcuni progettisti hanno preferito sistemare al di sotto della griglia, che è comunque un elemento fondamentale nella struttura delle apparecchiature di illuminazione, le lampade fluorescenti in modo da coprire quasi completamente il soffitto e fornire in tal modo l'illuminazione base uniforme su tutta la superficie. A nostro avviso tale disposizione non è delle più razionali, sia per la maggiore spesa che comporta un simile impianto, sia per la notevole diminuzione di flessibilità che si ottiene nel sistema anche se le lampade sono comandabili a gruppi di piccole unità.

11. Comandi centralizzati per l'alimentazione delle sorgenti luminose.

Per dare un'idea della complessità di un pannello di comando che sia veramente efficiente e possa comandare le luci, sia a gruppi e sottogruppi che ad

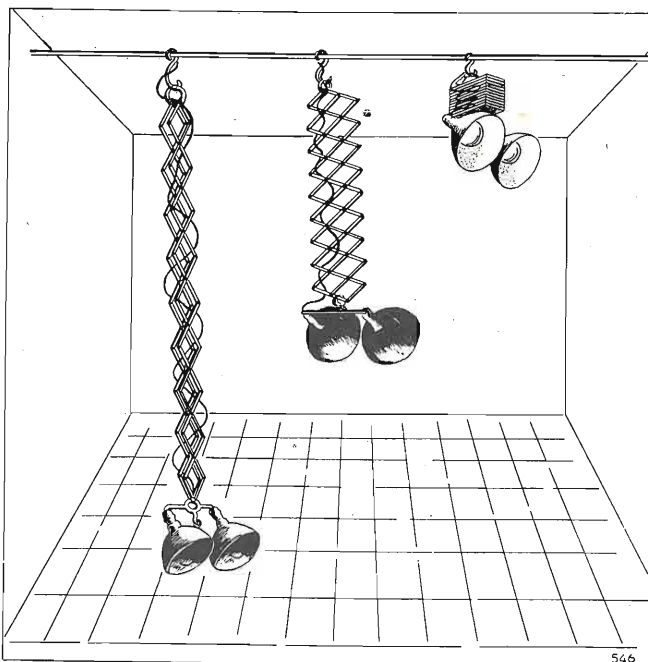


Fig. 16. — Lampade con riflettori snodabili sostenuti da pantografi.

unità separate, basta pensare che per uno studio di circa 100 m² occorrono, opportunamente disposte in strisce sulle bilance, circa 350 prese da 20 A, mentre un'altra trentina tra quelle a 30 e quelle a 50 A, debbono essere disposte sui muri per gli usi sul piano dello studio.

Il più semplice sistema di banco per studi di piccole dimensioni è quello ad interruttori, ognuno dei quali comanda il circuito di una presa. Tuttavia in molti casi sono richieste delle diminuzioni di luce graduali e non lo spegnimento brusco; allora bisogna ricorrere a banchi con attenuatori. Si possono usare sistemi ad autotrasformatori di circa 4 kW di potenza, ciascuno dei quali per semplicità di impianto comanda 3 o 4 prese. Si dovrà prevedere infine un attenuatore principale per ogni gruppo di attenuatori parziali che provvederà ad un controllo più grossolano.

Tecnologicamente un pannello di comando può essere attuato mediante un quadro a spine del tipo telefonico che permette, in ristretto spazio, di affiancare i terminali di tutte le prese. Il circuito della presa finisce al maschio, mentre la femmina è comandata dall'interruttore o dall'attenuatore relativo.

Un cenno speciale meritano infine i banchi di comando di tipo elettronico che, specie per impianti complessi di grandi studi, presentano vantaggi indubbi di dimensioni rispetto ai tipi già descritti. Sostanzialmente i banchi a comando elettronico usano «thyatron» come attenuatori e regolano la corrente in uscita controllando la polarizzazione della griglia. La corrente di placca va direttamente ad alimentare le sorgenti luminose.

I thyatron possono essere usati con qualunque tipo di banco e presentano il vantaggio non indifferente di diminuire notevolmente le dimensioni.

12. Calcolo della potenza globale da installare.

Volendo eseguire un calcolo di massima della potenza totale da installare in uno studio, bisogna partire dall'illuminazione necessaria sul piano della scena per ottenere una buona riproduzione nelle condizioni più gravose di apertura dell'obiettivo.

Dalla tabella 2 relativa all'Image-orthicon 5820, si nota che la massima illuminazione di sottofondo richiesta, per apertura 16, è di 2600 lux; essa sarà ottenuta, in parte con luce ad incandescenza e in parte con luce a fluorescenza.

Se si tratta di uno studio del terzo tipo, ove è richiesta la massima flessibilità per l'illuminazione, potremo innanzi tutto stabilire che un terzo della illuminazione necessaria, circa 850 lux, sia ottenuta con lampade fluorescenti, e il resto con lampade ad incandescenza di vario tipo.

1) Le lampade fluorescenti «slimline» che sono le migliori, hanno un rendimento luminoso (dopo cento ore di funzionamento e per luce bianca) di 58-63 lumen/W.

Oltre al rendimento luminoso bisognerà tener conto del rendimento globale del sistema, cioè delle perdite di energia che il flusso luminoso subisce prima di giungere sulle superfici da illuminare. Tali perdite

sono dovute all'assorbimento del materiale diffondente posto dinanzi al riflettore, all'assorbimento del riflettore stesso e a quello del mezzo interposto.

Poniamo che l'energia luminosa si trasmetta con un rendimento del 60%: ciò equivale a dire che il rendimento complessivo di una lampada avente una efficienza di 60 lumen/W si riduce a circa 36 lumen/W.

Facendo quindi il calcolo con questo valore si vede che, per ottenere gli 850 lux suddetti, occorrerà installare 850/36 = 25 W/m² di potenza effettiva per la sola luce fluorescente.

2) Per i rimanenti 1750 lumen/m², da ottenere con lampade ad incandescenza potremo considerare, per lampade di grande potenza, un rendimento luminoso di 16 ÷ 19 lumen/W che, ridotto del 50% per tener conto delle perdite già descritte nel caso precedente, dà una potenza da installare di circa 200 W/m².

3) Infine bisogna aggiungere la potenza necessaria per la luce modellante, di riempimento, e per gli effetti speciali che potrà aver bisogno di altri 100 W/m².

Tutto ciò porta ad un totale di circa 325 W/m² di potenza da installare considerata come limite massimo per i bisogni di uno studio; limite, del resto, al quale normalmente non si giunge quasi mai in trasmissione.

Questi dati concordano con quelli rilevati sperimentalmente e che indicano, per studi di superfici minori di 400 m², come cifra media, da 300 ÷ 400 W/m² di potenza installata.

Per studi di dimensioni maggiori, naturalmente, la potenza unitaria tende a diminuire, perché l'area utile dello studio non è impiegata totalmente per la trasmissione, cosa che invece può accadere in misura maggiore per uno studio piccolo.

In linea generale si può ritenere dunque che siano sufficienti in media potenze da 150 a 250 W/m² per sale di superficie maggiore di 400 m².

13. Considerazioni sui costi.

A conclusione di questo esame panoramico dei problemi che investono una razionale illuminazione di uno studio TV, diamo un brevissimo cenno sui costi di un equipaggiamento dei vari tipi di studi già considerati.

TABELLA III

Dimensioni studio m ²	Studio tipo I	Studio tipo II	Studio tipo III
6 × 9	da 15.000 dollari in su	4.900 \$	8.700 \$
12 × 15		9.700 »	16.300 »
14 × 19		15.400 »	24.500 »

La tabellina qui sopra riportata è stata desunta da statistiche americane; si deve tener presente che in tali prezzi non sono compresi i costi delle griglie e delle bilance.

(143)

Nella collana «Saggi» della Edizioni Radio Italiana è uscito

I PATRIARCHI DELLA BIBBIA

di Salvatore Garofalo con prefazione di Antonio Baldini

Volume di 226 pagine con 6 tavole fuori testo L. 750

Stampatore:
ILTE - Torino

In vendita nelle principali librerie. Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale, 21 - TORINO, che spedisce il volume franco di altre spese contro pagamento anticipato di L. 750. I versamenti possono essere effettuati sul c/c postale 2/37800.

Suggestiva e dotta interpretazione di alcuni capitoli del libro della Genesi. Rivive in queste pagine il fascino di antichissime civiltà che in ogni tempo hanno interessato non solo i credenti ma artisti e uomini di varia cultura.

TRACCIAMENTO OSCILLOGRAFICO DEL DIAGRAMMA DI NYQUIST

ROSARIO SPECIALE - TERNI

SOMMARIO - Richiamata brevemente la definizione del diagramma di Nyquist di un trasduttore quadripolare ed accennato al campo delle sue applicazioni, viene effettuato uno studio analitico delle proprietà dei sistemi reattivi semplici con rete di reazione resistiva mostrando come dalla interpretazione del significato fisico di quelle proprietà scaturisca il principio di stabilità di Nyquist. Segue un breve cenno sui metodi di rilievo sperimentale del diagramma di Nyquist punto per punto. Viene quindi descritto il principio di funzionamento del raddrizzatore « a valvola comandata » circuito chiave del tracciatore oscillografico sviluppato dall'autore. Infine viene descritta la relativa apparecchiatura.

1. Definizione del diagramma di Nyquist.

Le proprietà del diagramma di Nyquist di un trasduttore quadripolare sono basate, come è noto, sul principio che Nyquist enunciò nel 1932 per i sistemi elettrici analogo a quello formulato fin dal secolo scorso, valevole nel campo dei sistemi meccanici. Tuttavia sarà opportuno definire brevemente il diagramma e richiamare il principio ad esso connesso, non solo per estendere l'utilità dell'articolo a coloro cui l'argomento non è familiare, ma anche per inquadrare con maggiore chiarezza la trattazione seguente.

Sia T (fig. 1 a) un trasduttore quadripolare attivo o passivo, puramente reattivo o reattivo e dissipativo, purché lineare, connesso tra un generatore ideale di tensione, G, ed una impedenza di carico Z_c .

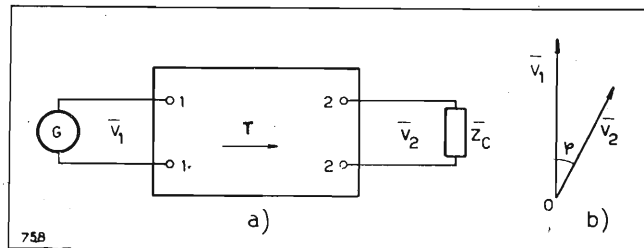


Fig. 1. — Relazione fra le tensioni di entrata e di uscita di un trasduttore quadripolare.

In virtù della sua linearità il trasduttore T, ricevendo ai morsetti d'entrata 1,1 una tensione alternativa sinusoidale V_1 , eroga ai morsetti d'uscita 2,2 una tensione V_2 , parimenti sinusoidale, della stessa frequenza di V_1 , di ampiezza proporzionale all'ampiezza di V_1 ed, in generale, sfasata rispetto a V_1 di un certo angolo φ (fig. 1 b). Si ha cioè:

$$V_2 = V_1 A e^{j\varphi}.$$

Nei riguardi delle tensioni di entrata e di uscita, il trasduttore è dunque caratterizzato da un operatore complesso $A e^{j\varphi}$ i cui parametri A e φ dipendono innanzitutto dalla frequenza f di V_1 (e di V_2) ed in secondo luogo dall'impedenza di carico Z_c (1). Per la

(1) Dalle equazioni generali del trasduttore quadripolare

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_1 I_1 + Z_m I_2 \\ V_2 &= Z_m I_1 + Z_2 I_2 \end{aligned}$$

e dalla legge di ohm per le correnti alternate $V_2/I_2 = Z_c$ si ha:

$$V_2 = \frac{Z_m Z_c}{Z_1 Z_c + Z_m^2 - Z_1 Z_2} V_1 = A e^{j\varphi} V_1.$$

linearità del trasduttore però A e φ non dipendono dall'ampiezza (né dalla fase) di V_1 .

Prescinderemo dall'azione che variazioni di Z_c possono avere su questi due parametri; considereremo cioè Z_c costante a frequenza costante. Con ciò l'impedenza di carico Z_c risulta, in fin dei conti, parte del trasduttore stesso.

In questo ordine di idee i parametri A e φ dipendono sostanzialmente solo dalla frequenza, per cui:

$$[1] \quad A = F_1(f); \quad [2] \quad \varphi = F_2(f).$$

È noto che la rappresentazione grafica cartesiana della [1] dà la cosiddetta « curva di risposta » del trasduttore (fig. 2 a); la rappresentazione cartesiana della [2] dà invece la « caratteristica di fase » del trasduttore stesso (fig. 2 b).

Eliminando fra la [1] e la [2] la frequenza f otteniamo la funzione:

$$[3] \quad A = F(\varphi)$$

che rappresenta l'andamento del rapporto $A = V_2/V_1$ tra i moduli di V_2 e V_1 in funzione dello sfasamento reciproco φ , al variare della frequenza f da zero ad ∞ . Essa caratterizza, in un certo senso, il comportamento del trasduttore.

Rappresentando la [3] in coordinate polari (assumendo φ come anomalia ed A come raggio vettore) si ottiene il diagramma di Nyquist del trasduttore considerato (fig. 2 c). Siccome l'operatore complesso $A e^{j\varphi}$ rappresenta un vettore A il cui estremo P cade sul diagramma, si può anche dire che questo è il luogo degli estremi del vettore $A = A e^{j\varphi}$ al variare della frequenza f .

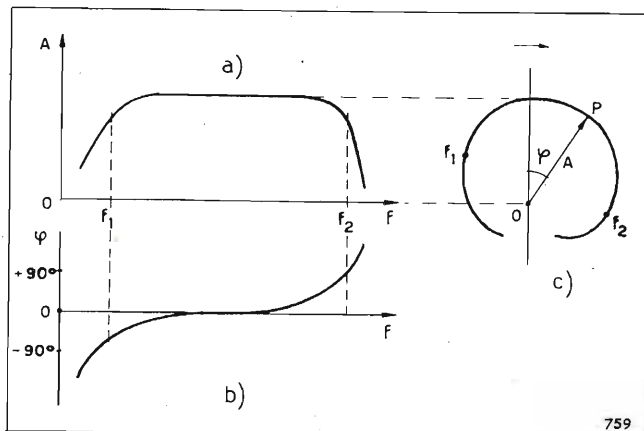


Fig. 2. — a) Esempio di curva di risposta di un trasduttore. b) Esempio di caratteristica di fase. c) Esempio di diagramma di Nyquist.

2. Campo di applicazione del diagramma di Nyquist.

Il diagramma di Nyquist, ora definito per un generico trasduttore quadripolare ha, come vedremo tra breve, un effettivo interesse pratico solo nel caso in cui il trasduttore stesso sia attivo e dia luogo ad un guadagno o amplificazione del segnale applicato; ossia ove sia $A > 1$.

Soddisfatta questa condizione esso può del resto essere comunque costituito. Può ad esempio essere un amplificatore a tubi elettronici o a transistori, ovvero un amplificatore magnetico, oppure un amplificatore elettromeccanico quale ad esempio il sistema costituito da una dinamo con le sue eccitatrici primaria e secondaria. Osserviamo incidentalmente che tutti i dispositivi di regolazione automatica realizzano, in un modo o nell'altro, una amplificazione. Per essi ha quindi interesse pratico la considerazione del diagramma di Nyquist.

3. Proprietà dei sistemi reattivi.

Sia T_A (fig. 3) un trasduttore quadripolare attivo, asimmetrico, lineare. Ai suoi morsetti di entrata A e B si abbia una tensione alternativa sinusoidale V ; i morsetti di uscita H e K siano connessi ad una impedenza Z di carico. Il trasduttore sia caratterizzato, nella direzione della freccia (ossia dai morsetti di entrata A e B a quelli di uscita H e K), dall'operatore complesso

$$A = A e^{j\varphi}$$

mentre nella direzione opposta non si abbia alcuna trasmissione.

Sia inoltre $R_1 R_2$ una rete attenuatrice, puramente resistiva, con coefficiente di attenuazione β , mediante la quale sia possibile inviare dall'uscita all'ingresso una tensione V_R (tensione di reazione), in fase con la tensione V_2 . Supponiamo ancora che la corrente e la potenza ai morsetti di entrata A e B del trasduttore siano trascurabili.

Il sistema illustrato è, come è noto, un amplificatore con reazione (di fase qualsiasi) a comando di tensione. In effetti, perchè si possa parlare di amplificatore in senso proprio, occorre che il trasduttore dia luogo ad un guadagno di tensione, cioè sia $A > 1$.

Per studiare il comportamento di questo sistema, riferiamo ora i vettori tensione ad una coppia di assi cartesiani, l'uno reale r , l'altro immaginario j (fig. 4). Fissiamo, quale verso positivo degli sfasamenti, quello orario ed assumiamo la direzione del vettore V coincidente con quella dell'asse reale. Avremo:

$$[4] \quad V = V;$$

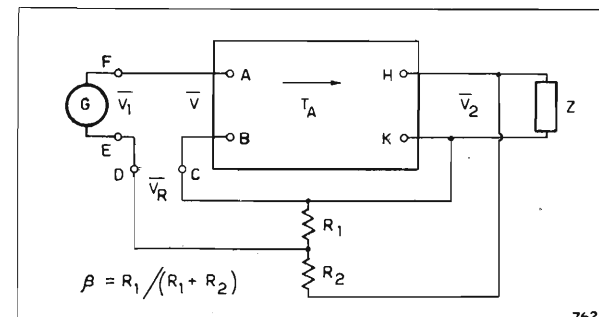


Fig. 3. — Sistema reattivo semplice con rete di reazione resistiva (β reale).

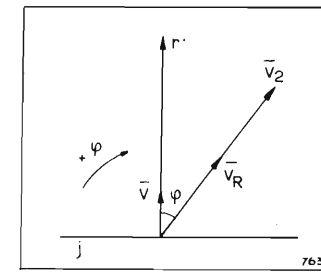


Fig. 4. — Relazione fra le tensioni di entrata, V_2 di uscita e V_R di reazione del trasduttore T_A di figura 3.

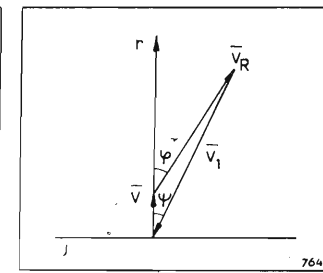


Fig. 5. — Relazione fra la tensione pilota V_1 , di reazione V_R e di entrata V del trasduttore T_A di figura 3.

$$[5] \quad V_2 = V A e^{j\varphi} = V \cdot A e^{j\varphi} = V A (\cos \varphi - j \sin \varphi);$$

$$[6] \quad V_R = \beta V_2 = V \beta A (\cos \varphi - j \sin \varphi).$$

Fissiamo ora nella maglia ABCDEF il verso orario quale verso positivo delle tensioni istantanee. Applicando alla maglia il principio di Kirchoff per le tensioni alternate abbiamo (fig. 5):

$$[7] \quad V_1 + V_R + V = 0;$$

$$[8] \quad V_1 = -(V_R + V) = -[V(1 + \beta A \cos \varphi) - j V \beta A \sin \varphi].$$

Confrontando ora i moduli delle tensioni V_2 e V_1 ,

$$[9] \quad V_2 = V A$$

$$[10] \quad V_1 = V \sqrt{1 + \beta^2 A^2 + 2\beta A \cos \varphi}$$

abbiamo che il loro rapporto A_0 , che definisce il guadagno del sistema di figura 5 tra i morsetti E F ed i morsetti H K è espresso da

$$[11] \quad A_0 = \frac{V_2}{V_1} = \frac{A}{\sqrt{\beta^2 A^2 + 2\beta A \cos \varphi + 1}}.$$

La [11] dice pertanto che cosa diventa il guadagno originario A del trasduttore per effetto della reazione introdotta dalla rete $R_1 R_2$.

Nell'interpretare ora il significato fisico della [11], supporremo A costante e maggiore di 1, β e φ variabili indipendenti.

Osserviamo intanto che il prodotto βA è positivo perchè β ed A sono quantità positive. Posto pertanto $\beta A = x$ la [11] diviene:

$$[12] \quad A_0 = \frac{A}{\sqrt{x^2 + 2 \cdot x \cos \varphi + 1}} \quad \text{in cui } x > 0.$$

Ora il radicando del denominatore della [12]:

$$[13] \quad y = x^2 + 2 \cdot x \cdot \cos \varphi + 1$$

ha, in funzione di x , l'andamento parabolico di figura 6 a (2) con i rami della parabola rivolti in alto ed il vertice P nel punto di coordinate (3):

$$[14] \quad x_m = -\cos \varphi$$

(2) Tutte le curve in funzione di βA sono tratteggiate nel campo $\beta A < 0$ in quanto prive in esso di significato fisico.

(3) Il punto di minimo della [13] per $\cos \varphi = \text{cost}$ si ha per:

$$\frac{dy}{dx} = 2x + 2 \cos \varphi = 0$$

da cui appunto la [14].

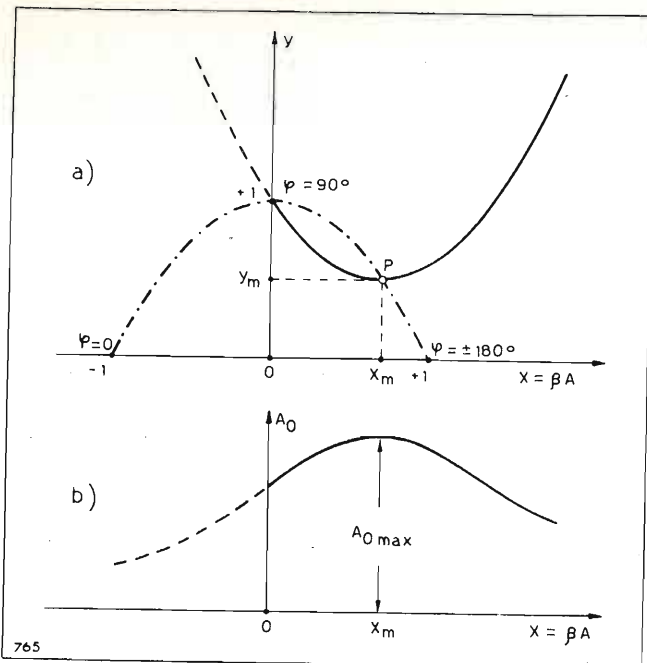


Fig. 6. — a) Andamento del trinomio $\beta^2 A^2 + 2\beta A \cos \varphi + 1$ radicato del denominatore della [11]. A tratto e punto il luogo dei vertici P al variare di φ . b) Andamento del guadagno risultante A_0 del sistema reattivo di figura 3.

$$[15] \quad y_m = \cos^2 \varphi - 2 \cos^2 \varphi + 1 = 1 - \cos^2 \varphi = \sin^2 \varphi.$$

L'andamento di A_0 con βA sarà pertanto quello della figura 6 b con un massimo, nel punto x_m , che vale:

$$[16] \quad A_{0 \max} = \frac{A}{|\sin \varphi|}.$$

Notiamo che il luogo dei vertici P della parabola [13] al variare di φ definito dalla

$$[17] \quad y_m = 1 - x_m^2$$

che si ottiene eliminando φ fra le [14] e [15], è a sua volta una parabola (indicata a punto e tratto in fig. 6 a) con i rami volti in basso e simmetrica rispetto all'asse delle ordinate.

Da ciò, come del resto direttamente dalla [16], si vede che per $\varphi = 0$ e per $\varphi = \pm 180^\circ$ il denominatore della [12] si annulla. La prima condizione non ha significato fisico perchè implica, in base alla [14] $\beta A = x = -\cos \varphi = -\cos 0^\circ = -1$, mentre deve essere $\beta A > 0$. La seconda ha invece significato fisico giacchè implica $\beta A = x = -\cos(\pm 180^\circ) = 1$.

In corrispondenza di questa duplice condizione

$$[18] \quad \varphi = \pm 180^\circ; \quad \beta A = 1$$

il guadagno A_0 dato dalla [12] diviene infinito.

Per dare una esatta interpretazione fisica di questa conclusione osserviamo le figure 7 ed 8 le quali riproducono la figura 6 nei casi particolari di $\varphi = 0^\circ$ e $\varphi = \pm 180^\circ$. Nel primo si ha:

$$[19] \quad A_0 = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1/\beta}{1 + 1/(\beta A)};$$

ossia il guadagno A_0 è continuamente decrescente, a partire dal valore originario A , e, per $\beta A \gg 1$, è sensibilmente

$$[20] \quad A_0 = 1/\beta;$$

cosicchè se β , per essere fissato da un rapporto di

resistenze, è costante, tale rimarrà A_0 ad onta delle eventuali variazioni che A possa subire con il variare della frequenza f (distorsione di frequenza) o del modulo di V (distorsione di ampiezza).

È questo il caso ben noto della controreazione o reazione negativa.

Nel secondo caso, invece, si ha, per $0 \leq \beta A \leq 1$.

$$[21] \quad A_0 = \frac{A}{1 - \beta A};$$

così che A_0 è continuamente crescente, a partire dal valore originario A , e tende ad infinito con l'approssimarsi di βA ad 1.

È questo il caso ben noto dell'amplificatore rigenerativo o con reazione positiva, capace di amplificazioni maggiori di quella intrinseca A .

Orbene, la condizione $\beta A = 1$ corrisponde appunto al limite di innesco della auto-oscillazione del sistema. Infatti per $\beta A = 1$, ossia $\beta = 1/A$, l'attenuazione introdotta dalla rete di reazione $R_1 R_2$ compensa esattamente il guadagno introdotto dal trasduttore T_A . Perciò, escluso il generatore G (fig. 5), il vettore V_R , tensione di reazione, coincide in ampiezza e fase col vettore V , tensione di ingresso ai morsetti A e B del trasduttore. Questo è, evidentemente, in tal caso in grado di autoeccitarsi.

Naturalmente la condizione $\beta A = 1$, in quanto condizione limite, è una condizione di equilibrio indifferente. Essa può cioè verificarsi per qualunque valore della tensione V e corrispondente valore della V_2 . Di ciò ci si può rendere conto supponendo di eccitare il trasduttore con una tensione $V_1 = V$ mentre $\beta = 0$. Indi aumentare β fino ad $1/A$ e concordemente ridurre la tensione V_1 del generatore G in modo da mantenere la V (e la V_2) costante fino alla condizione di auto-eccitazione. Questa si verifica, evidentemente, qualunque sia il valore di V e non altera questo valore.

Se invece $\beta A > 1$, ossia $\beta > 1/A$, la tensione V_R di reazione sarà maggiore della V necessaria a produrla. Il sistema non sarà pertanto più nè in equilibrio stabile, come per $\beta A < 1$, nè in equilibrio indifferente, come per $\beta A = 1$. Sarà invece in condizioni di instabilità giacchè i valori delle tensioni $V_R = V$ (supposto G escluso) e V_2 tenderanno a crescere di continuo tendendo ad infinito ove non intervenga

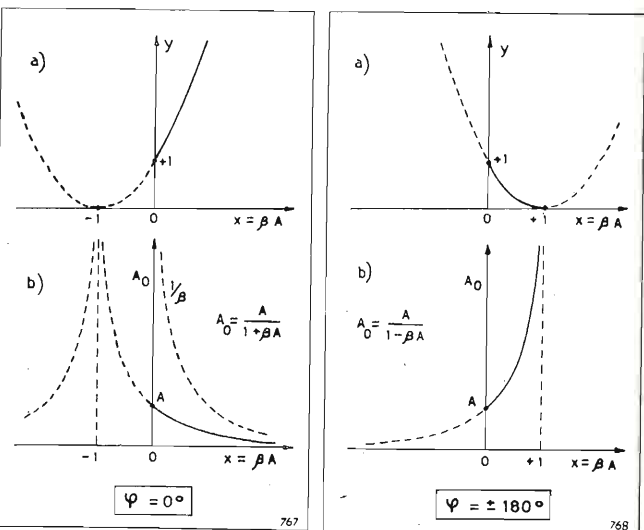


Fig. 7. — Comportamento dell'amplificatore con reazione negativa (controreazione): a) andamento di $\beta^2 A^2 + 2\beta A \cos \varphi + 1$; b) andamento del guadagno risultante A_0 .

Fig. 8. — Comportamento dell'amplificatore con reazione positiva (rigenerazione): a) andamento di $\beta^2 A^2 + 2\beta A \cos \varphi + 1$; b) andamento del guadagno risultante A_0 .

qualche procedimento di limitazione. È questo il caso, ad esempio, degli oscillatori a valvola, nei quali la limitazione e la stabilizzazione (4) del valore della tensione oscillatoria sono prodotte da fenomeni di saturazione o comunque dall'uscita del sistema dal campo di linearità, con conseguente alterazione della forma d'onda originaria.

Si vede da quanto precede che la [12], nel caso particolare di $\varphi = \pm 180^\circ$ (fig. 8 b) perde significato fisico per $\beta A > 1$. Per questo il ramo della sua rappresentazione grafica, corrispondente a questo campo, è stato ommesso.

È quindi chiaro che il sistema di figura 3 potrà autoeccitarsi ed oscillare ove sia, per $\varphi = \pm 180^\circ$, $\beta A \geq 1$. Esso in effetti oscillerà, non appena messo in funzione, ove sia $\beta A > 1$, anche senza che il generatore G venga mai ad esso connesso (i morsetti E ed F si intendono in tal caso collegati) per la inevitabile presenza, all'interno di esso, di sorgenti di tensione-rumore (agitazione termica, effetto Bernamont, effetto Schottky, ecc.).

Consideriamo ora il trasduttore di figura 9, che si ottiene dal sistema di figura 3 escludendo il genera-

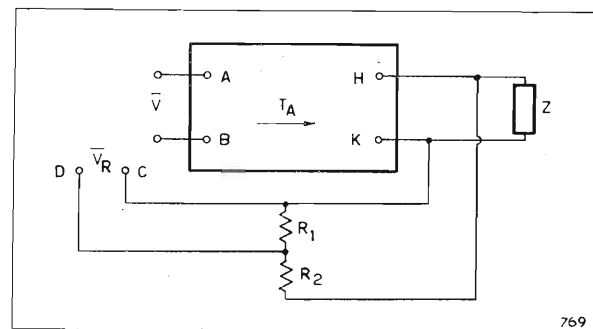


Fig. 9. — Sistema reattivo semplice aperto.

tore G ed assumendo come morsetti d'entrata i morsetti A e B e come morsetti di uscita i morsetti C e D. In esso $V_R = V \cdot \beta A e^{j\varphi}$.

Se ora tracciamo il diagramma di Nyquist di questo trasduttore, le condizioni

$$\beta A < 1 \quad \beta A = 1 \quad \beta A > 1$$

saranno rappresentate dall'essere il punto P, di coordinate polari $\vartheta = \pm 180^\circ$ e $\rho = 1$, rispettivamente esterno al diagramma, sul diagramma o interno al diagramma (fig. 10).

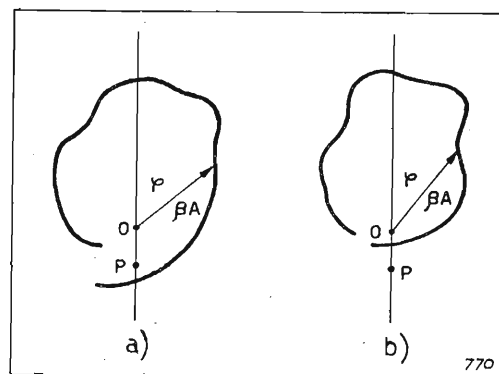


Fig. 10. — Esempi di applicazione del principio di Nyquist: a) sistema reattivo instabile; b) sistema reattivo stabile.

(4) Mentre si ha sempre la limitazione può non aversi la stabilizzazione del valore della tensione oscillatoria. Alludiamo al fenomeno delle oscillazioni periodicamente interrotte, che si produce negli oscillatori a tubo termoionico per un eccessivo valore della costante di tempo del circuito di autopolarizzazione.

Discende da ciò il principio di Nyquist che si può enunciare così: un sistema amplificatore dotato di reazione è stabile od instabile secondo che il punto P, di coordinate polari $\vartheta = \pm 180^\circ$ e $\rho = 1$, è esterno od interno al diagramma di Nyquist del trasduttore che ha per morsetti di entrata quelli della parte amplificatrice e per morsetti di uscita quelli della rete di reazione (bibl. 2).

È evidente l'utilità del principio e del diagramma ad esso connesso nei casi in cui occorra giudicare della stabilità di un sistema dotato di reazione, come appunto accade nel caso degli amplificatori a reazione negativa ed in quello dei moderni sistemi di regolazione automatica a reazione negativa diretta.

4. Rilievo sperimentale del diagramma di Nyquist punto per punto.

Il diagramma di Nyquist di un trasduttore può essere spesso calcolato punto per punto. Talora è necessario rilevarlo sperimentalmente, sia per confrontare il risultato così ottenuto con quello eventualmente calcolato, sia per giudicare l'efficacia di eventuali modifiche apportate, in sede sperimentale, al sistema nell'intento di renderlo stabile, se non lo è, o di renderlo invece instabile quando è desiderato tale.

I metodi classici di misura permettono di rilevare il diagramma punto per punto. La loro applicazione è quindi lunga e penosa. Inoltre eventuali variazioni delle condizioni di funzionamento del sistema che abbiano luogo durante il tempo che passa tra il rilievo di un punto e quello del successivo, comportano deformazioni del diagramma di natura ed entità imprevedibili.

Accenniamo brevemente a questi metodi. Essi sono fondamentalmente di due tipi: metodi di proiezione e metodi potenziometrici per corrente alternata. Prototipo dei primi è il metodo di proiezione semplice, illustrato in figura 11, mediante il quale, usando un

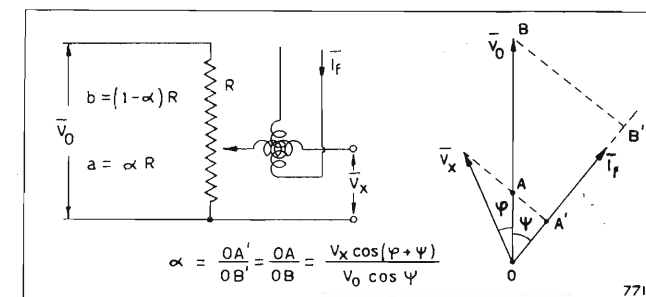


Fig. 11. — Principio del metodo di proiezione semplice per il rilievo del diagramma di Nyquist.

elettrodinometro quale indicatore di quadratura fra due correnti, è possibile misurare il rapporto fra le componenti della tensione V_x , oggetto della misura, e della tensione di riferimento V_0 , secondo una determinata direzione (direzione della corrente I_f che percorre le bobine fisse dell'elettrodinometro). Applicando due volte questo procedimento (metodo della doppia proiezione) si giunge a definire il vettore V_x in grandezza e direzione rispetto a V_0 . Applicando tre volte il procedimento (metodo della triplice proiezione) si giunge allo stesso risultato anche senza conoscere l'orientazione originaria della corrente I_f (5).

(5) Occorre tuttavia conoscere lo spostamento angolare relativo fra le tre posizioni assunte dal vettore I_f .

Questi metodi sono soggetti a varie limitazioni ed introducono notevoli errori « di consumo » quando lo sfasamento relativo fra i due vettori V_x e V_0 è notevole, come nel nostro caso.

I metodi potenziometrici sono a loro volta di due tipi: metodi potenziometrici a coordinate polari e metodi potenziometrici a coordinate cartesiane. I primi effettuano la misura simultanea dello sfasamento φ tra V_x e V_0 e del rapporto tra le loro ampiezze V_x e V_0 . La figura 12 dà lo schema di principio di questi metodi.

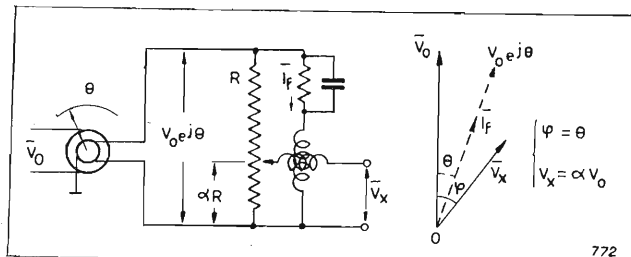


Fig. 12. — Principio del metodo potenziometrico a coordinate polari per il rilievo del diagramma di Nyquist.

I secondi effettuano, invece, la misura simultanea dei rapporti tra le componenti $V_x \cos \varphi$ e $V_x \sin \varphi$ di V_x , rispettivamente in fase ed in quadratura con il vettore V_0 , e l'ampiezza di V_0 .

Un esempio di applicazione pratica di questi metodi è fornito dallo schema della figura 13 nel quale si fa uso di un generatore con due uscite in quadratura (bibl. 3).

Vedremo tra poco come sia possibile effettuare il rilievo oscillografico del diagramma di Nyquist di un dato trasduttore quadripolare.

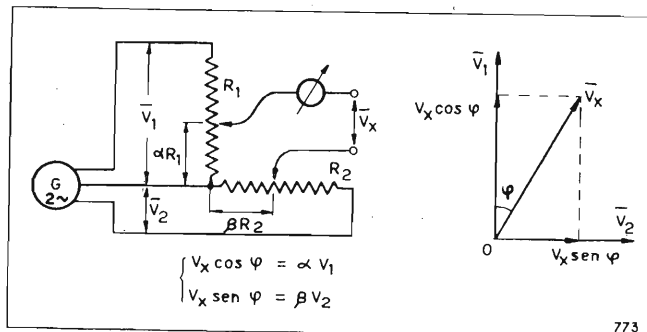


Fig. 13. — Esempio di applicazione del metodo potenziometrico a coordinate cartesiane per il rilievo del diagramma di Nyquist.

5. Raddrizzatore a valvola comandata.

È opportuno intanto esaminare il comportamento di un particolare tipo di raddrizzatore: il raddrizzatore « a valvola comandata ».

Consideriamo due tipi di circuito raddrizzatore a diodo. Il primo, illustrato (fig. 14 a), è detto circuito raddrizzatore (o rivelatore) a valor massimo. Esso

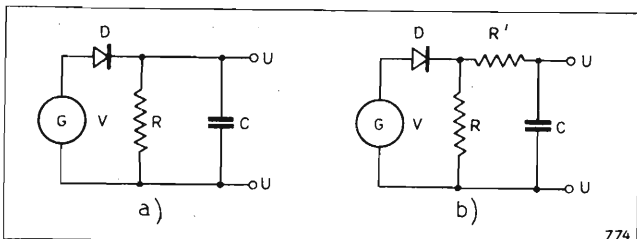


Fig. 14. — Circuiti raddrizzatori a diodo ad una semionda: a) a valor massimo; b) a valor medio.

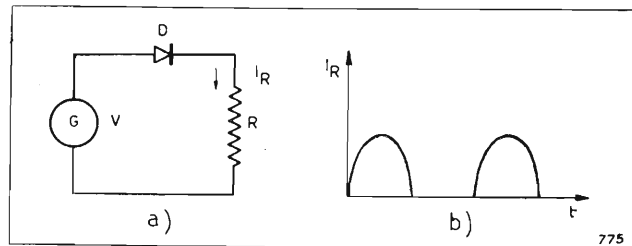


Fig. 15. — Forma d'onda della corrente raddrizzata nel circuito raddrizzatore a valor medio.

infatti dà ai morsetti di uscita U, U una tensione continua raddrizzata sensibilmente eguale al valor massimo V_M della tensione alternativa applicata V, purché la costante di tempo del sistema RC sia molto maggiore del periodo della V stessa.

Il secondo circuito (fig. 14 b) è detto a valor medio. Esso infatti fornisce ai morsetti di uscita U, U una tensione continua raddrizzata sensibilmente eguale alla metà del valor medio della tensione applicata V, anche qui a condizione che la costante di tempo del sistema RC sia assai maggiore del periodo della V e che sia $R' \gg R$.

Ci riferiamo in quanto segue esclusivamente a questo secondo circuito.

La forma della corrente che attraversa la resistenza R è quella della figura 15 b ed il valor medio della tensione ai capi di essa è:

$$[22] \quad V_R = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_M \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} V_M = \frac{1}{2} V_m.$$

Immaginiamo ora di sostituire, in figura 15, al diodo un interruttore comandato I (ad es., un relè od un contattore rotante) capace di stabilire periodicamente la continuità del circuito del generatore, indipendentemente dal segno della corrente che lo attraversa. Le durate dei periodi di apertura e di chiusura siano entrambe eguali al semiperiodo della tensione V (fig. 16). Ma la fase relativa del movimento apertura-chiusura, rispetto alla tensione V, sia generica.

Sia φ l'angolo che intercorre tra l'inizio del semiperiodo positivo della V e l'inizio del periodo di chiusura del circuito. È evidente che, in un cosiffatto sistema, la forma della corrente che attraversa la resistenza R sarà quella della figura 16 c ed il valor medio della tensione ai suoi capi sarà:

$$[23] \quad V_{R'} = \frac{1}{2\pi} \int_\varphi^{\varphi+\pi} V_M \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} V_M \cos \varphi = \frac{1}{2} V_m \cos \varphi.$$

Supponiamo ora che l'azionamento dell'interruttore comandato I, comunque esso avvenga, origini da una tensione di comando V_c di frequenza eguale a quella di V in modo tale che i periodi di chiusura di I corrispondano ai semiperiodi positivi di V_c . Appare allora evidente dalla [23] che il dispositivo di figura 16 fornisce ai morsetti di uscita U, U una tensione continua raddrizzata pari alla metà del valor medio della componente di V in fase con V_c . In particolare, se $\varphi < 90^\circ$, e quindi la componente di V secondo la direzione di V_c è cospirante con V_c , questa tensione raddrizzata sarà positiva. Se invece $\varphi > 90^\circ$, e quindi

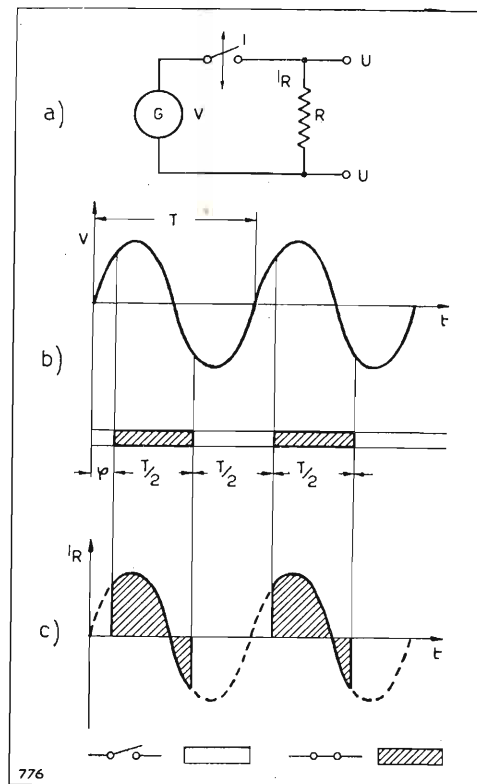


Fig. 16. — Principio di funzionamento del raddrizzatore a valvola comandata ad una semionda: a) schema di principio; b) relazione di fase tra tensione di alimentazione e moto di apertura-chiusura; c) forma d'onda della corrente raddrizzata.

la componente di V secondo la direzione di V_c ha verso opposto a quello di V_c , questa tensione raddrizzata sarà negativa. Per $\varphi = 90^\circ$ la tensione raddrizzata è nulla.

In figura 17 sono rappresentate le forme d'onda della corrente attraverso R nei tre casi particolari di $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ e $\varphi = \pm 180^\circ$.

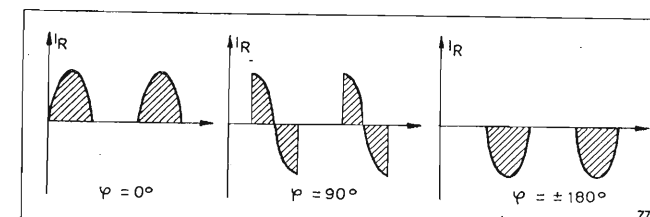


Fig. 17. — Forme d'onda della corrente raddrizzata del raddrizzatore a valvola comandata per $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ e $\varphi = \pm 180^\circ$.

Osserviamo ancora che se, mediante una apposita rete sfasatrice od equivalente dispositivo, si fa in modo che l'azionamento dell'interruttore comandato I sia sfasato di 90° rispetto alla tensione V_c , il sistema darà una tensione raddrizzata:

$$V_{R''} = \frac{1}{2} V_m \cos(\varphi + 90^\circ) = \frac{1}{2} V_m \sin \varphi$$

pari cioè alla metà del valor medio della componente di V in quadratura con V_c .

Si vede così come il sistema sia capace di fornire tensioni proporzionali alle componenti di V secondo due assi cartesiani dei quali uno coincidente con V_c .

Abbandonando ora lo schema esplicativo di figura 16, che fa uso di un interruttore meccanicamente azionato, osserviamo in figura 18 come sia possibile realizzare il sistema per via elettronica mediante due

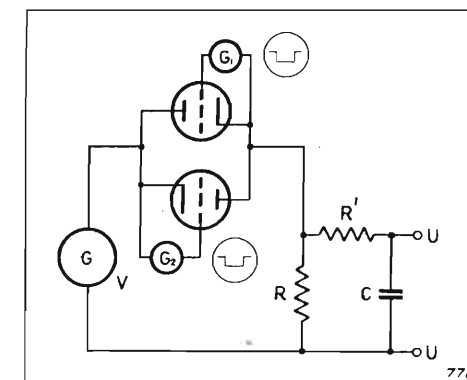


Fig. 18. — Realizzazione elettronica del raddrizzatore a valvola comandata mediante due triodi connessi in controcorrente.

triodi connessi « in controcorrente ». Questi triodi sono comandati sulle griglie da due generatori (G_1 , G_2) di impulsi quadri negativi della stessa frequenza e fase di V_c e di ampiezza tale da raggiungere e superare la tensione di interdizione corrispondente al valore di cresta della V.

Vedremo tra poco come sia possibile realizzare questi generatori ed asservirli in frequenza e fase ad una stessa tensione V_c .

6. Tracciante oscillografico del diagramma di Nyquist.

Un dispositivo elettronico atto ad ottenere, con l'ausilio di un oscillografo o anche di un semplice tubo a raggi catodici, il tracciamento oscillografico del diagramma di Nyquist di un trasduttore quadripolare T deve essere sostanzialmente un complesso D a 4 coppie di morsetti (fig. 19). Le prime due devono essere connesse, rispettivamente, alle tensioni sinusoidali V_1 di entrata e V_2 di uscita. Le altre due devono invece erogare due tensioni V_x e V_y tali che, applicate agli assi X e Y dell'oscillografo, ne spostino il punto luminoso dal centro dello schermo, origine degli assi, all'estremo del vettore V_2 , mentre il vettore V_1 è supposto coincidente con l'asse Y.

È evidente che queste due tensioni devono pertanto essere proporzionali alle componenti V_{2f} e V_{2g} di V_2 secondo gli assi X ed Y. E poichè la direzione dell'asse Y coincide con quella del vettore V_1 , queste tensioni potranno essere ottenute alimentando con la V_2 due sistemi come quello in figura 18, nei quali gli impulsi di interdizione prodotti dai generatori G_1 e G_2 siano rispettivamente in fase con V_1 nel primo sistema ed in quadratura nel secondo.

Variando, manualmente od elettricamente, con ritmo periodico, la frequenza della tensione sinusoidale V_1 , il punto luminoso descriverà, sullo schermo dell'oscillografo, il diagramma di Nyquist del trasduttore T.

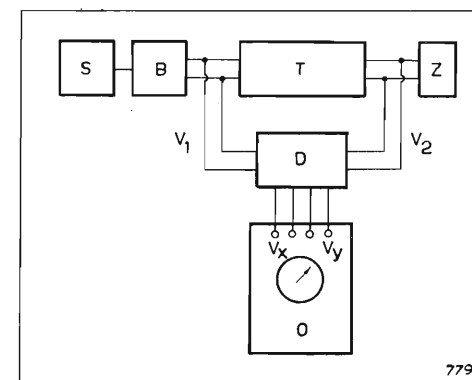


Fig. 19. — Schema a blocchi della disposizione per il tracciamento oscillografico del diagramma di Nyquist di un trasduttore quadripolare T.

Lo schema generale della disposizione è raffigurato in figura 19, nella quale S è il generatore, ad onda sinusoidale, di spazzolamento, B è il generatore a battimenti nel quale uno degli oscillatori a radio frequenza è modulato di frequenza dal generatore S mediante un tubo modulatore a reattanza; T è il trasduttore in esame e Z l'impedenza di carico; D è il dispositivo elettronico che genera le tensioni coordinate V_x e V_y le quali vengono a loro volta applicate all'oscillografo 0.

Esamineremo ora in dettaglio il complesso dei circuiti del dispositivo D il quale in sostanza è una calcolatrice analogica.

7. Circuiti di comando del raddrizzatore.

La figura 18 dà uno schema di principio di un raddrizzatore a valvola comandata ad una semionda. È evidentemente possibile però realizzare, secondo lo stesso principio, circuiti raddrizzatori a valvola comandata a due semionde i quali discendono direttamente dai corrispondenti circuiti a diodi con la semplice sostituzione di una coppia di triodi connessi in controcorrente ad ogni diodo del circuito originario. La figura 20 illustra due di questi circuiti: il tipo controcorrente (fig. 20 a) ed il tipo a ponte (fig. 20 b).

Questi due circuiti presentano parecchi vantaggi su quello ad una semionda di figura 18. Innanzitutto erogano, a pari tensione V di alimentazione, una tensione raddrizzata doppia di quella fornita dalla [23]. In secondo luogo questa tensione è affetta da una ondulazione minore. Infine è possibile in essi bilanciare, con capacità correttive, le capacità placca-catodo delle varie coppie di triodi, in modo da neutralizzare gli effetti particolarmente alle frequenze più elevate. Naturalmente ciò va fatto a triodi accesi ma in condizioni di interdizione.

Notiamo che nel circuito di figura 20 a gli impulsi di interdizione su una coppia di triodi devono essere in controcoppia con quelli sull'altra coppia. Nel circuito a ponte di figura 20 b, invece, l'interdizione è simultanea sui lati opposti del ponte ed in controcoppia sui lati adiacenti.

È facile verificare che mentre il sistema di figura 18 si può paragonare a un semplice interruttore comandato (fig. 16 a) quelli di figura 20 funzionano come una chiave di inversione comandata.

Nell'apparecchiatura sperimentale realizzata, di cui è riportato più oltre lo schema, fu appunto impiegato il circuito a ponte di figura 20 b. I numerosi generatori G_n degli impulsi di interdizione furono realiz-

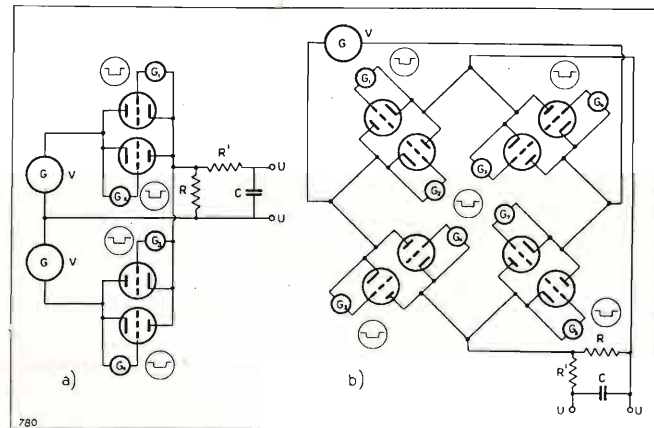


Fig. 20. — Raddrizzatori a valvola comandata ad onda intera: a) tipo controcorrente; b) tipo a ponte.

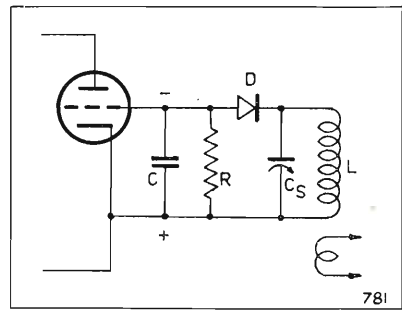


Fig. 21. — Circuito di interdizione di ciascun triodo nei raddrizzatori elettronici a valvola comandata.
 $C = 20 \text{ pF}$, 500 V mica; $C_s = 10 \text{ pF}$, 500 V compensatore variabile ad aria; $R = 5 \text{ k}\Omega$, 1 W ; $L = 0,7 \text{ }\mu\text{H}$; $D = 1 \text{ N } 38$ diodo al germanio.

zati, come mostra la figura 21, con circuiti rivelatori a cristallo di germanio alimentati da treni di impulsi rettangolari, a radio frequenza. I cristalli raddrizzatori furono connessi in modo che la tensione da essi raddrizzata fosse negativa sulle griglie. In questo modo quando il triodo conduce la griglia è a tensione zero rispetto al catodo e quando il triodo è in condizioni di interdizione la griglia è fortemente negativa, così che non vi è mai corrente di griglia.

La R. F., necessaria a produrre gli impulsi di interdizione, è generata da un apposito oscillatore. I due treni di impulsi a R. F., sfasati tra loro di 180° , necessari per operare l'interdizione sulle due coppie di lati opposti del ponte raddrizzatore, sono ottenuti attraverso due stadi a R. F. manipolati elettricamente nel circuito di griglia dalla tensione V_1 (fig. 22).

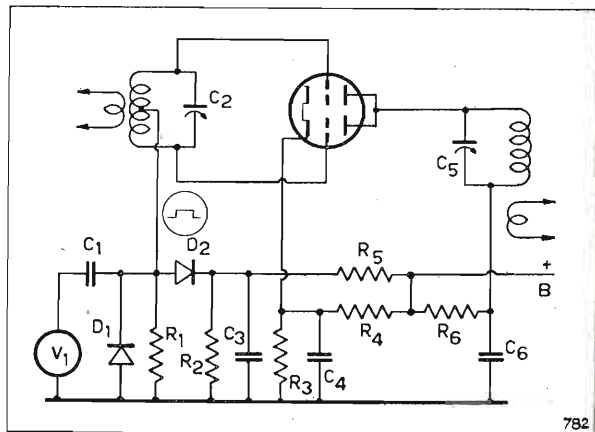


Fig. 22. — Schema di amplificatore-generatore di impulsi a R.F. L'apparecchiatura per il tracciamento oscillografico del diagramma di Nyquist impiega due di questi circuiti.

$C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$, 500 V carta; $C_2, C_5 = 10 \text{ pF}$, 500 V compensatori variabili ad aria; $C_3 = 100 \text{ }\mu\text{F}$, 50 V elettr. + $0,1 \text{ }\mu\text{F}$, 500 V carta; $C_4 = 100 \text{ }\mu\text{F}$, 50 V elettr. + $0,1 \text{ }\mu\text{F}$, 500 V carta + 1000 pF , 500 V mica; $C_6 = 1000 \text{ pF}$, 500 V mica; $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, 1 W ; $R_2 = 200 \text{ }\Omega$, 1 W ; $R_3, R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, 1 W ; $R_4, R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, 10 W ; $D_1, D_2 = 1 \text{ N } 38$ diodo al germanio; $V = 12 \text{ AT } 7$.

Questi stadi generatori di impulsi a R. F. sono in sostanza amplificatori in classe C di modestissima potenza, normalmente bloccati da una forte polarizzazione negativa di griglia la quale però è appena sufficiente allo scopo (6). La tensione V_1 , che è applicata in serie a questa polarizzazione fissa, sblocca nel mezzo periodo positivo lo stadio mentre non ha alcuna azione nel mezzo periodo negativo.

Allo scopo di impedire forti valori negativi della tensione istantanea di polarizzazione di griglia, la

(6) Ciò significa che la tensione negativa di polarizzazione è pari alla somma della tensione di interdizione e della ampiezza della tensione a R. F. di eccitazione.

tensione V_1 viene raddrizzata mediante il diodo D_1 . Si inviano così, allo stadio generatore dei treni di impulsi a R. F., solo le semionde positive di V_1 . Queste vengono inoltre squadrate dal diodo polarizzato D_2 , onde evitare eccessivi valori positivi della tensione istantanea di polarizzazione.

L'impiego, nel circuito descritto, di un doppio triodo connesso in controcoppia-parallelo permette di evitare indesiderati accoppiamenti reattivi tra i circuiti di uscita e di entrata dello stadio.

Naturalmente la tensione V_1 deve essere portata ai due stadi generatori di impulsi a R. F. con polarità opposta per ottenere il necessario sfasamento di 180° tra le due serie di impulsi prodotte.

Operando in questo modo, le due serie di impulsi risultano l'una in fase e l'altra in controcoppia con V_1 ; perciò il circuito raddrizzatore a valvola comandata, da essi pilotato (fig. 20 b), eroga una tensione raddrizzata pari al valor medio della componente di V_2 in fase con V_1 . Una tensione, cioè, atta ad alimentare l'asse Y dell'oscillografo.

Per ottenere invece una tensione raddrizzata pari al valor medio della componente di V_2 in quadratura con V_1 , atta cioè ad alimentare l'asse X dell'oscillografo, occorre comandare un altro circuito raddrizzatore come quello di figura 20 b con una duplice serie di impulsi a R. F. sfasati di 90° rispettivamente in anticipo ed in ritardo rispetto a V_1 .

Si può pensare di ottenere questa nuova duplice serie di impulsi a R. F., in modo analogo a quello usato per ottenere la precedente, comandando due amplificatori generatori di impulsi del tipo descritto con una tensione ottenuta dalla V_1 sfasando questa esattamente di 90° con una opportuna rete reattivo-resistiva. Occorre però osservare che nel nostro caso la rete sfasatrice in questione deve soddisfare particolari esigenze a causa della variabilità della frequenza f della tensione V_1 . Si richiede cioè che la rete sia capace di produrre lo sfasamento voluto di 90° , con sufficiente precisione, entro il campo di frequenze, presumibilmente assai ampio, attraverso il quale la f deve variare. Nel contempo l'ampiezza della tensione sfasata ottenuta deve essere, se non costante, almeno compresa entro limiti piuttosto ristretti. Reti sfasatrici cosiffatte sono indubbiamente possibili (bibl. 7, 8) e sono state realizzate per l'applicazione ai sistemi SSSC. La figura 23 rappresenta un esempio di rete di questo tipo facente uso di sole resistenze e capacità, efficace nel campo di frequenze, piuttosto ristretto, da 140 a 4000 Hz.

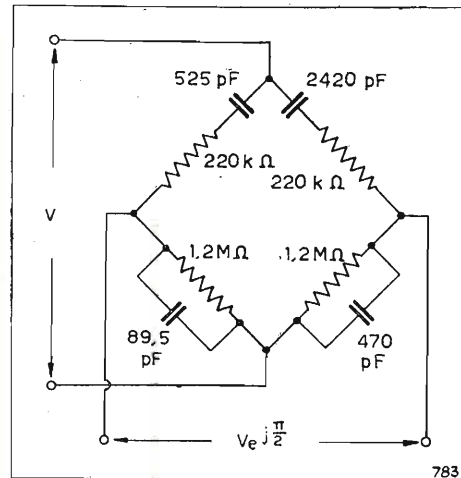


Fig. 23. — Esempio di rete sfasatrice passiva a larga banda. Campo di utilizzazione: da 140 a 4000 Hz.

In generale però la complessità della rete, la criticità dei valori dei suoi componenti e l'errore di fase, sui 90° desiderati, crescono con l'ampliarsi del campo di frequenze attraverso il quale si vuole che la rete risulti efficace. Ciò si verifica appunto nel nostro caso dove il campo di variazione della f , che va teoricamente da zero ad ∞ , può in pratica estendersi attraverso un intervallo di 1 a 10^4 .

Per queste ragioni, nella realizzazione della apparecchiatura sperimentale qui descritta, è stata abbandonata l'idea di impiegare una rete sfasatrice di tal genere. La duplice serie di impulsi a R. F. in quadratura con V_1 è stata pertanto ottenuta in base ad un principio completamente differente.

La figura 24 rappresenta l'andamento della tensione V_1 (fig. 21 a) insieme con le due serie di impulsi a R. F. in quadratura con essa, rispettivamente in anticipo (fig. 21 b) ed in ritardo (fig. 21 c). I picchi positivi e negativi di V_1 coincidono con l'inizio e la fine (o con la fine e l'inizio) degli impulsi a R. F.

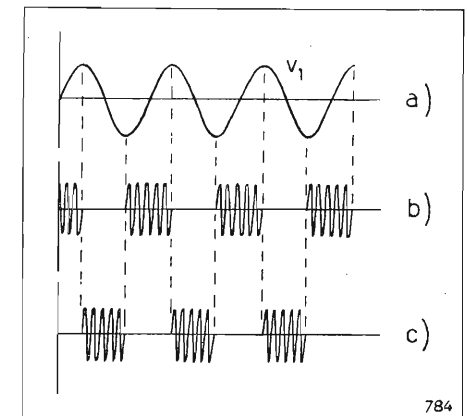


Fig. 24. — Relazione di fase tra la tensione di comando ed i treni di impulsi a R.F. per il controllo del raddrizzatore dell'asse X.

delle due serie. Pertanto se si dispongono le cose in modo che i picchi positivi di V_1 provochino l'innescò e quelli negativi lo spegnimento dell'impulso a R. F., si otterrà la serie di impulsi a R. F. a 90° in ritardo rispetto a V_1 . La seconda serie verrà ottenuta, in modo analogo, scambiando l'azione dei picchi positivi con quella dei picchi negativi.

Il dispositivo generatore degli impulsi a R. F. in quadratura con V_1 consta pertanto di due parti. La prima ha la funzione di separare i picchi positivi e negativi di V_1 . La seconda quella di produrre l'innescò ed il disinnesco dell'impulso a R. F.

Vi sono vari modi di ottenere l'una e l'altra. Nella apparecchiatura sperimentale realizzata il dispositivo separatore dei picchi positivi e quello analogo dei picchi negativi sono costituiti come in figura 25 a.

La tensione V_1 o, meglio, una tensione kV_1 in fase con V_1 e di ampiezza conveniente, viene applicata al catodo di un diodo a vuoto D_1 . Alla placca di questo viene invece applicata, tramite una resistenza R_2 , una polarizzazione fissa negativa di valore leggermente inferiore (circa 0,5 volt) al valore di picco della kV_1 . Questa polarizzazione viene ottenuta automaticamente per rettificazione della stessa tensione kV_1 . La rettificazione è operata dal diodo D_2 e la polarizzazione applicata alla placca del diodo D_1 è regolata una volta per tutte col potenziometro R.

È facile riconoscere che, in questo circuito, il diodo D_1 risulta conduttore solo per una piccolissima frazione del ciclo, quella durante la quale la tensione

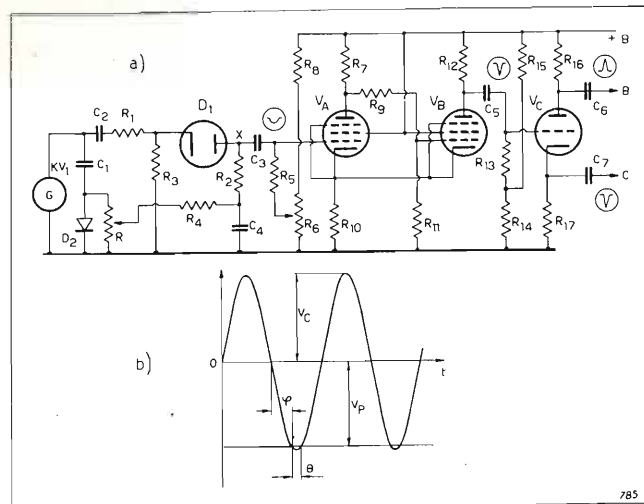


Fig. 25. — a) schema del dispositivo separatore dei picchi (trigger). L'apparecchiatura per il tracciamento oscillografico del diagramma di Nyquist impiega due di questi circuiti; b) relazione tra la tensione pilota, la tensione di polarizzazione e l'angolo di circolazione.

$C_1, C_2, C_3 = 1 \mu F, 500 V$ carta; $C_4 = 5 \mu F, 500 V$ carta; $C_5, C_6, C_7 = 0,1 \mu F, 500 V$ carta; $R_1, R_2 = 0,5 M\Omega$ potenziometro; $R_3, R_4, R_5 = 100 k\Omega, 1 W$; $R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10} = 1 M\Omega, 1 W$; $R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14} = 25 k\Omega, 1 W$; $R_{15} = 50 k\Omega, 1 W$; $R_{16} = 10 k\Omega, 1 W$; $R_{17} = 200 k\Omega, 1 W$; $D_1 = 1/2 6 AL 5$; $D_2 = 1 N 39$ diodo al germanio; $V_A, V_B = 6 CB 6$; $V_C = 6 C 4$.

applicata al suo catodo è negativa rispetto a massa e supera la polarizzazione negativa della placca (fig. 25 b). Durante questo breve intervallo, che può essere facilmente contenuta in circa 1/50 di ciclo (7), si produce sul punto X (fig. 25 a) un impulso negativo di ampiezza pari a circa 0,5 volt.

(continua)

(7) Con riferimento alla figura 25 b siano V_c l'ampiezza della tensione sinusoidale applicata al catodo del diodo D_1 e V_p la tensione continua applicata alla placca dello stesso diodo. Si ha:

$$V_p = V_c \sin \varphi = V_c \cos \frac{\theta}{2} \text{ ossia}$$

$$\frac{V_p}{V_c} = \cos \frac{\theta}{2} \text{ e per } \theta \text{ piccolo } \frac{V_p}{V_c} = 1 - \frac{1}{2!} \left(\frac{\theta}{2}\right)^2 = 1 - \frac{\theta^2}{8}$$

da cui

$$\theta = \sqrt{8 \frac{V_c - V_p}{V_p}}$$

Così che per $V_c = 100 V$ e $V_p = 99,5 V$ si ha:

$$\theta = \sqrt{8 \frac{0,5}{100}} = 0,2 \text{ rad} = \frac{0,2}{2\pi} 360^\circ = 11^\circ 27'$$

È uscito il XXXV

QUADERNO DELLA RADIO

GRANDI SCOPERTE ARCHEOLOGICHE

Rassegna di fondamentali momenti delle romanzesche vicende delle scoperte archeologiche L. 500

In vendita nelle principali librerie. Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale, 21 - Torino

AESSE

APPARECCHI E STRUMENTI SCIENTIFICI ED ELETTRICI
VIA RUGABELLA, 9 - MILANO - TEL. 891.896 - 896.334
Ind. Telegraf. AESSE - Milano

**APPARECCHIATURE
PER TV E UHF**

RIBET & DESJARDINS - Parigi

Vobulatore: $2 \div 300 \text{ MHz}$

Oscillografo: $2 \text{ Hz} \div 10 \text{ MHz}$

FERISOL - Parigi

Generatore: $8 \div 220 \text{ MHz}$

Generatore: $5 \div 400 \text{ MHz}$

Voltmetro a valvole: $0 - 1000 \text{ MHz}$
 $0 - 30000 \text{ V c.c.}$

S.I.D.E.R. - Parigi

Generatore d'immagini con quarzo
pilota alta definizione

KLEMT - Olching (Germania)

Generatore di monoscopio

Vobulatore-Oscillografo con generatore di barre

Apparecchiatura portatile per controllo televisori

Q-metri

Voltmetri a valvole

FUNKE - Adenau (Germania)

Misuratori di campo relativo per installazione antenne

Provavalvole

KURTIS - Milano

Stabilizzatori di tensione a ferro saturo ed elettronici

RIVELATORI DI RADIAZIONE A SCINTILLAMENTO

PER. IND. EUGENIO CAPRA

D. G. F. M. - Departamento Investigaciones y Desarrollos - Labe - Buenos Aires

(Continuazione - Vedi numero precedente a pag. 32)

4-3) NUOVI FOTOMOLTIPLICATORI DI TIPO SPERIMENTALE.

Per poter migliorare il rendimento dei rivelatori a scintillamento, la casa RCA ha sviluppato due nuovi fotomoltiplicatori sperimentali (figura 17) le cui caratteristiche superano di gran lunga quelle dei precedenti (bibl. 16). Il primo, denominato H 5037 (figura 17 a), può essere classificato come tubo ad alta efficienza e fotocatodo di grandi dimensioni; il secondo, 4646 (figura 17 b), è un tubo a grande guadagno ed elevata corrente di uscita; le caratteristiche principali raggruppate anche nelle ultime righe della tabella IV, sono le seguenti:

RCA H 5037 - La struttura è sommariamente indicata in figura 18. Il tubo è provvisto di un fotocatodo di grandi dimensioni (diametro 8,6 cm; area 55 cm^2) così da poter essere facilmente accoppiato con cristalli di notevoli dimensioni; applicazione tipica di questo tubo è infatti la rivelazione di particelle radioattive dotate di elevata energia le quali, a causa del loro basso potere ionizzante e della grande penetrazione, rendono necessario l'uso di cristalli di grandi dimensioni.

La superficie del fotocatodo è del tipo S-9 (cesio-antimonio semitrasparente) ottenuta per evaporazione così da conseguire una sensibilità uniforme in tutti i punti. La risposta spettrale è analoga a quella di figura 14.

Un sistema di lenti elettrostatiche, formate da tre elettrodi portati rispettivamente a 0, 200 ÷ 300 e 1000 V, dirige il flusso di fotoelettroni sul primo dinodo. La struttura degli altri elettrodi è simile a quella del tubo RCA 931 A.

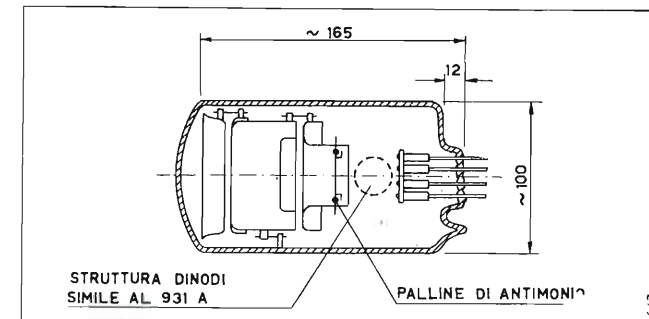


Fig. 18. — Struttura del fotomoltiplicatore sperimentale RCA H 5037.

RCA 4646 - Si presta alla misura di eventi radioattivi molto rapidi; inoltre, data la grande corrente di uscita ($\sim 200 \text{ mA}$) e l'elevato guadagno (10^9) esso permette di connettere direttamente, alla sua uscita, l'apparecchiatura di conteggio. Il tubo può essere usato sia in apparecchiature portatili, sia in quei casi dove il fotomoltiplicatore è lontano dal contatore, senza richiedere l'uso di preamplificatori.

La struttura del tubo è illustrata dalle figure 17 b e 19.

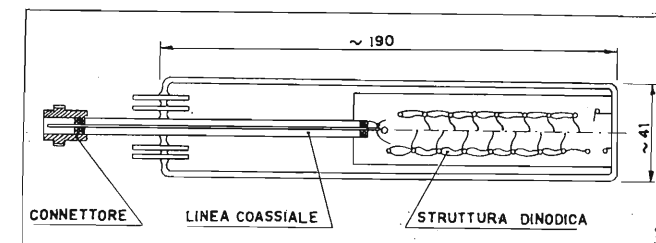


Fig. 19. — Struttura del fotomoltiplicatore sperimentale RCA 4646.

Il fotocatodo di caratteristiche del tutto simili a quelle del tubo precedente (e del tubo 5819) ha dimensioni rettangolari di $\text{cm } 1,2 \times \text{cm } 2,5$.

Il campo acceleratore in prossimità del catodo è elevato così da ridurre il tempo di transito degli elettroni fra il catodo e il primo dinodo. Si ottiene così anche il vantaggio di rendere il tubo meno sensibile all'effetto dei campi magnetici esterni.

Il sistema dell'anodo collettore è stato studiato in modo da poter erogare una forte corrente anodica (200 mA massimi) e da richiedere un carico a bassa impedenza. Per permettere l'impiego del tubo in lavori richiedenti alta velocità di risoluzione, si è realizzato il terminale d'uscita sotto forma di linea coassiale con impedenza caratteristica di 125 ohm; il conduttore esterno di questa si connette all'anodo mentre il conduttore interno è collegato al dinodo 16, la terminazione della linea è costituita da un innesto coassiale. Con tale sistema d'uscita si introduce una capacità addizionale il cui valore è unicamente di $2,8 \text{ pF}$; questa capacità non porta inconvenienti nel caso che il fototubo sia usato con uscita a bassa impedenza.

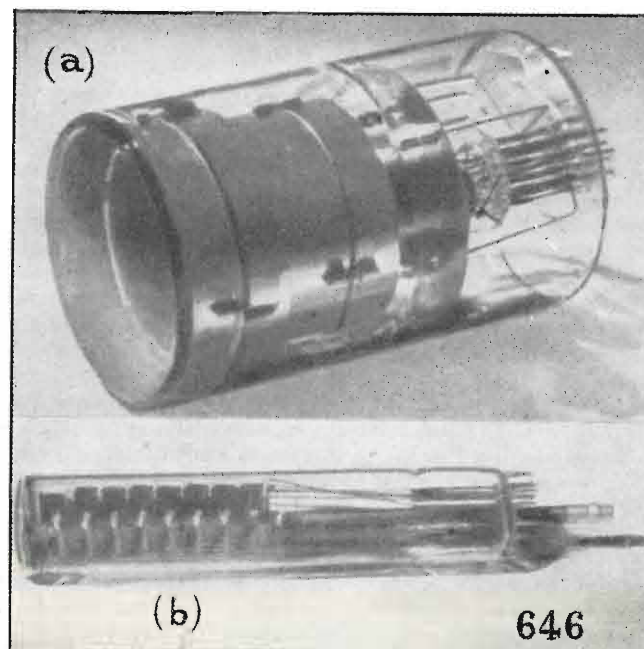


Fig. 17. — Fotografia dei fotomoltiplicatori sperimentali della RCA 4646 e H 5037.

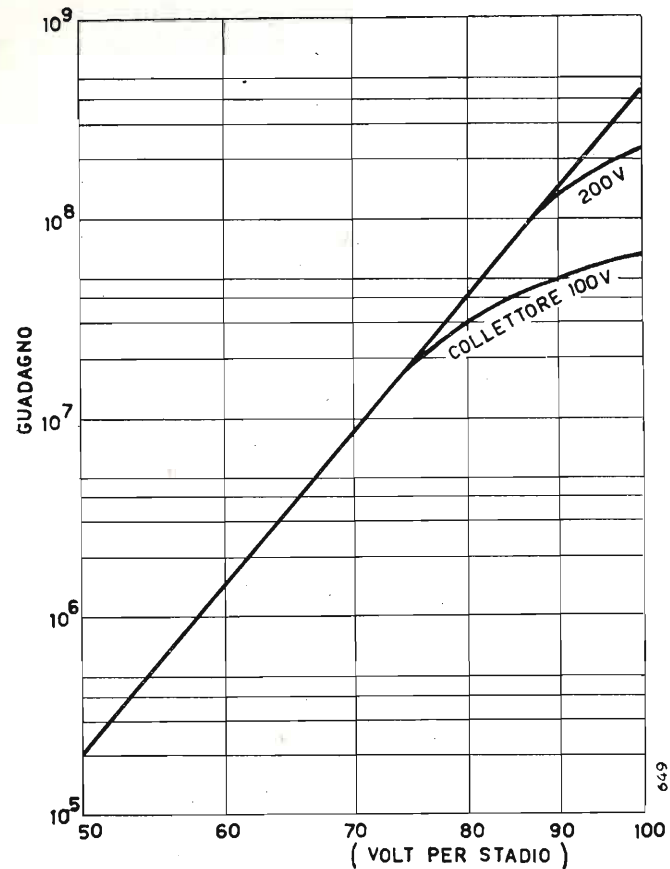


Fig. 20. — Guadagno di un tubo 4646 in funzione della tensione applicata ad ogni stadio.

Il grafico di figura 20 mostra la curva di guadagno di un tubo 4646 in funzione della tensione fra i dinodi.

4-4) CONSIDERAZIONI SUL FOTOCATODO - SUE CARATTERISTICHE - CORRENTE DI RUMORE - RAPPORTO « SEGNALE-DISTURBO ».

I primi stadi del fotomoltiplicatore, costituiti come abbiamo già visto, dal fotocatodo e dal sistema ottico elettronico direttore del flusso fotoelettronico costituiscono l'elemento essenziale; in particolare dall'efficienza del fotocatodo dipenderà la sensibilità totale del fototubo. In questa prima parte inoltre ha principale origine la corrente di rumore che apparirà in uscita sotto forma di impulsi spuri.

Oggidì i materiali fotosensibili sono classificati (codice RMA) in base alle rispettive risposte spettrali; nei seguenti tipi: S1, S3, S4, S5, S6, S8, S9; le superfici che interessano nel nostro caso sono unicamente: S4, S5, S8, S9 che hanno le caratteristiche spettrali tracciate in figura 21 (per le altre vedi bibl. 14).

La superficie S4, i cui componenti sono il cesio-antimonio, viene impiegata nei moltiplicatori con fotocatodo metallico interno (RCA 931 A, 1P21, EMI 4588); il picco massimo della risposta spettrale si ha intorno ai 4000 Å con una zona di massimo rendimento tra 3500 e 4500 Å.

La superficie S5 (RCA 1P28) è una superficie simile alla S4 con la differenza che la sua risposta spettrale viene corretta, impiegando un vetro speciale, migliorando la risposta per le radiazioni ultra violette; la massima risposta è a 3500 Å.

I componenti della superficie S8 (RCA 1P22) sono cesio e bismuto; risposta massima a 4200 Å.

La superficie S9, che viene impiegata nei tubi con fotocatodo nella testata del bulbo, è costituita da una

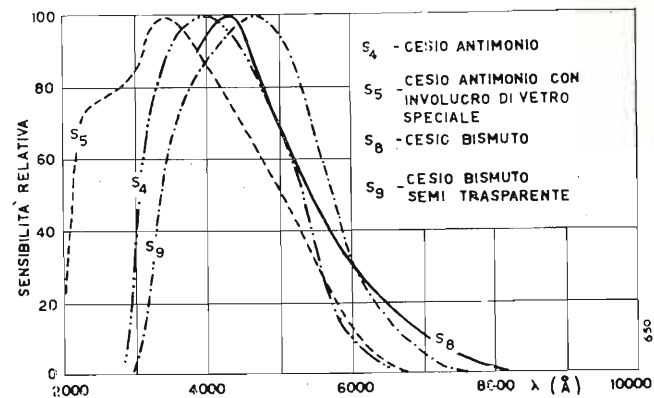


Fig. 21. — Curve spettrali delle superfici fotosensibili adatte per tubi fotomoltiplicatori.

superficie semi trasparente di cesio-antimonio con massima risposta spettrale a 4600 Å.

Durante le prove del fototubo la sensibilità assoluta del fotocatodo viene determinata effettuando la misura della sua sensibilità luminosa; in queste prove si utilizza come campione luminoso una lampada ad incandescenza con filamento di tungsteno alla temperatura di 2870 °K (6) la cui risposta luminosa è corretta mediante un filtro tipo Corning 5113— (bibl. 15); si ottiene così la curva di figura 22 avente un massimo nella zona delle radiazioni violette (7).

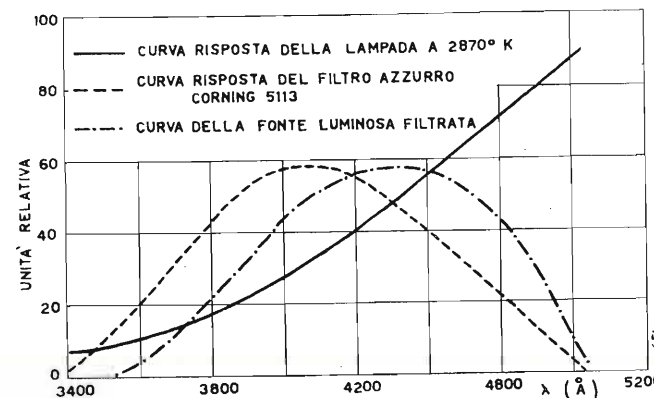


Fig. 22. — Curve di risposta di una lampada ad incandescenza con filamento di tungsteno a 2870 °K senza filtro e con filtro.

Durante le misure si utilizza un flusso luminoso di 1×10^{-2} lumen e, onde poter realizzare una misura diretta della corrente emessa dal fotocatodo, il fototubo è collegato con tutti i dinodi in parallelo.

Saranno considerate ora le cause che provocano in un fotomoltiplicatore l'inevitabile e dannoso effetto della corrente di rumore. In qualsiasi fototubo che utilizzi la moltiplicazione per emissione secondaria si manifesta una corrente elettronica, che chiameremo *corrente di rumore*, anche se il suo fotocatodo non viene illuminato. Tale effetto è particolarmente sentito nel caso che il fototubo venga impiegato come rivelatore di radiazioni di basso livello energetico; queste infatti, provocano nel cristallo una scintillazione di piccola intensità cosicché l'impulso d'uscita sarà di piccola ampiezza e pertanto facilmente confondibile con gli impulsi spuri causati dalla corrente di rumore.

In un mezzo che utilizza la fotomoltiplicazione esistono tre possibili cause di corrente di rumore:

1) corrente causata da dispersioni tra gli elettrodi;

(6) Prima dell'uso la lampada viene tarata per comparazione con un campione esistente al Bureau of Standards.

(7) Si sa che i materiali fluorescenti usati nei rivelatori a scintillamento posseggono uno spettro d'emissione prossimo al violetto.

2) effetto d'emissione termoelettronica del fotocatodo e dei dinodi;

3) corrente causata da ioni positivi.

Le suddette cause, secondo uno studio accurato effettuato da Engstrom (bibl. 17), si traducono nel grafico di figura 23, relativa ad un tubo con fotocatodo di cesio-antimonio.

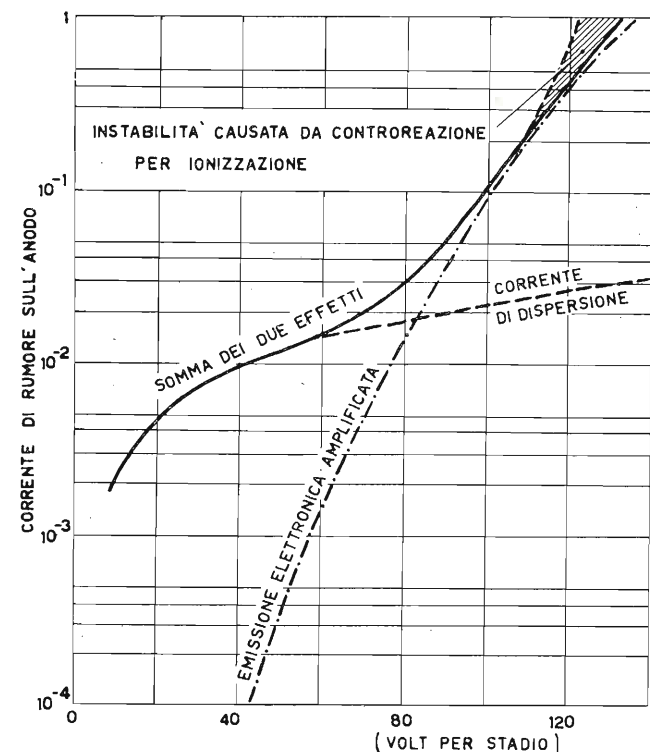


Fig. 23. — Corrente di rumore in un fototubo con catodo di cesio-antimonio.

1) La corrente dovuta a dispersione tra gli elettrodi è generalmente causata da particelle di cesio-antimonio ed altri materiali leggermente conduttori che durante la costruzione del tubo si sono depositati tra i supporti e spaziatori degli elettrodi; in questa corrente possiamo pure includere la corrente di dispersione dovuta a cattivo isolamento delle connessioni nello zoccolo del tubo; nel caso specifico del tubo 931 A bisogna porre particolare attenzione nella scelta dello zoccolo del tubo poiché sovente si verifica un effetto di scarica corona, per insufficienza di isolamento, tra i terminali corrispondenti a fotocatodo e anodo collettore, tra i quali esiste la massima d.d.p.

2) L'emissione termoelettronica dipende dalla natura del fotocatodo e dei dinodi e dalla temperatura degli elettrodi; questo fenomeno assume maggiore importanza se si considera che i materiali che costituiscono la superficie sensibile hanno generalmente un potenziale intrinseco molto basso e pertanto il lavoro di estrazione dell'elettrone è piccolo. La corrente termoelettronica è piccolissima, però anch'essa subisce la moltiplicazione; questo spiega la similitudine esistente tra la corrispondente curva di figura 23 e quella del guadagno del tubo di figura 11. Nei casi in cui si deve lavorare con energie luminose molto piccole, è conveniente neutralizzare in parte l'emissione termoelettronica raffreddando il fototubo con aria liquida (bibl. 17), ottenendosi l'effetto visibile nel grafico della figura 24.

3) La terza causa di corrente di rumore si deve ad un effetto di controreazione ionica; questo si verifica generalmente nel caso che il tubo lavori con tensioni interdiodiche superiori ai 100 V e con guadagni superiori a 10^6 ; è quindi conveniente, sempre che

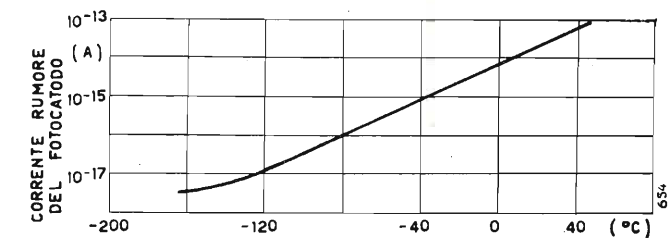


Fig. 24. — Riduzione della corrente di rumore in funzione della temperatura del fotocatodo.

le esigenze lo consentano, mantenere basso il guadagno del tubo. Le cause di questo fenomeno sono varie, le principali sono: possibili controreazioni di ioni positivi, fotoemissione causata dalla luce emessa dalla ionizzazione di gas residui occlusi nell'ampolla, eventuale fenomeno di fluorescenza del vetro o di altre parti che compongono il fototubo.

Si usa classificare la qualità di un fototubo in base al rapporto esistente tra l'intensità di segnale utile d'uscita e l'intensità della corrente di rumore, generalmente espresso in dB. Nel caso si debba usare un determinato fototubo come rivelatore di radiazioni di bassa energia è importante tenere bene in conto questo rapporto che varia considerevolmente anche tra tubi della medesima serie. Un esempio di variazioni riscontrate su tre differenti tubi di produzione RCA è illustrato nel grafico di figura 25; le prove relative furono effettuate utilizzando la fonte luminosa campione con una intensità di flusso luminoso di $5,9 \times 10^{-10}$ lumen modulato a 90 Hz con un disco ruotante.

4-5) GUADAGNO DEL FOTOMULTIPLICATORE.

Il guadagno totale G di un fotomoltiplicatore dipende dal guadagno δ di ciascun dinodo, cioè

$$G = (\delta \cdot \eta)^n$$

dove η è il rendimento di trasferimento del flusso elettronico tra uno stadio e l'altro ed n il numero di stadi di moltiplicazione.

Il fattore δ di guadagno del dinodo dipenderà, sia dal materiale che ricopre il dinodo, sia dall'energia posseduta dagli elettroni primari che bombardano la superficie sensibile; questo fattore, nel caso particolare del materiale comunemente usato, ossia il cesio-antimonio, è dell'ordine di 4 in corrispondenza di una energia di 100 eV (bibl. 18).

Il rendimento di trasferimento η è dell'ordine dell'unità quando il fototubo ha i dinodi alimentati con

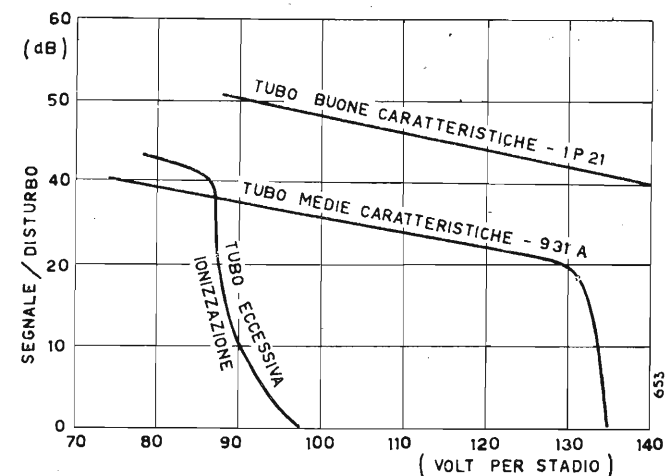


Fig. 25. — Rapporto « segnale/disturbo » di alcuni tubi fotomoltiplicatori.

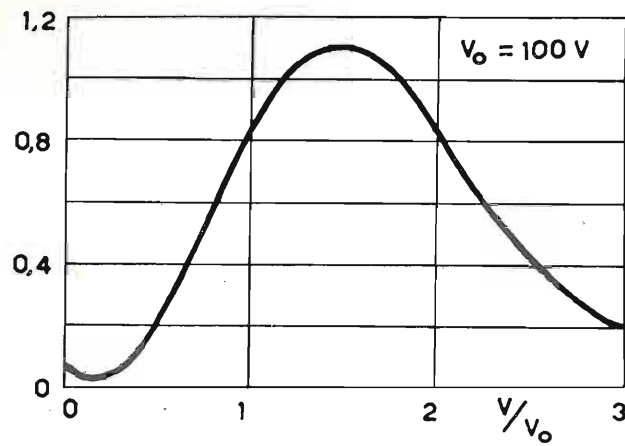


Fig. 26. — Curva di focalizzazione di un tubo RCA 931 A.

le corrette tensioni di funzionamento, in caso contrario si hanno notevoli riduzioni. La figura 26 mostra l'effetto prodotto sul rendimento nel caso che la tensione di funzionamento di uno dei dinodi sia variata secondo un fattore V/V_0 essendo V_0 la tensione di funzionamento del dinodo. Questo comportamento permette di ottenere una regolazione di guadagno del moltiplicatore, ma richiede una alimentazione molto stabile quando si desidera un guadagno costante.

Il guadagno effettivo del fotomoltiplicatore si potrà ricavare sperimentalmente con il seguente procedimento:

1) Si alimentano i vari elettrodi moltiplicatori con tensioni ridotte (tensione totale dell'ordine di $300 \div 500$ V) in modo di essere in condizione di guadagno ridotto (circa 10^3); in tali condizioni si potrà effettuare la misura sia della corrente d'ingresso sia di quella d'uscita.

2) Illuminando il fotocatodo con intensità opportuna si misura la corrente d'ingresso e d'uscita del fototubo; supponendo, per esempio, che il guadagno sia 10^3 e la corrente d'ingresso $0,1 \mu A$ avremo in uscita $100 \mu A$.

3) Diminuendo gradualmente l'intensità luminosa si ridurrà pure la corrente di uscita fino al valore $0,1 \mu A$; di conseguenza, dato che il guadagno si mantiene invariato, avremo in ingresso una corrente del valore 10^{-10} A.

4) Mantenendo costante l'intensità della fonte luminosa si aumenterà la tensione totale di funzionamento fino a raggiungere le normali condizioni di lavoro, e si misurerà la relativa corrente d'uscita; supponiamo che essa risulti di $90 \mu A$. Il guadagno medio sarà:

$$G = 90 \cdot \frac{10^{-6}}{10^{-10}} = 0,9 \cdot 10^6$$

4-6) TEMPO DI RISOLUZIONE DEL FOTOMOLTIPLICATORE.

Già in principio abbiamo fatto notare che il rivelatore a scintillamento possiede un cortissimo tempo di risoluzione tra eventi radioattivi singoli, di gran lunga inferiore a quello di qualsiasi altro sistema rivelatore del tipo a scarica in gas ⁽⁸⁾.

Logicamente sul tempo di risoluzione avranno influenza i tre principali componenti del rivelatore ossia: cristallo, fototubo, circuito elettronico.

Riguardo al cristallo ha grande importanza il tempo di estinzione del fenomeno luminoso causato dalla radiazione; per buoni cristalli esso è dell'ordine di

(8) Tubi di Geiger-Müller. Contatori proporzionali.

10^{-8} secondi; l'impiego di adeguati sistemi convogliatori dell'energia luminosa, interposti tra cristallo e fototubo, può favorire la riduzione del tempo risolutivo (bibl. 19); si sono così ottenuti valori minimi dell'ordine di $3 \cdot 10^{-10}$ secondi.

Il circuito elettronico dovrà naturalmente essere studiato con tutta la cura necessaria onde non introdurre limitazione all'elevato potere di risoluzione che è principale caratteristica del sistema.

Per quanto riguarda il fototubo, occorre considerare due effetti che influiscono su detto tempo:

- 1) tempo di transito degli elettroni;
- 2) variazioni nel tempo di transito di singoli elettroni emessi contemporaneamente.

1) Allorquando un fotoelettrone viene liberato dal fotocatodo, e causa l'emissione degli elettroni secondari da parte dei dinodi, prima che tutto il flusso elettronico abbia raggiunto il collettore, sarà passato un certo tempo; questo tempo determina un ritardo costante e pertanto non ha particolare importanza agli effetti del tempo risolutivo. Esso però, nel caso che le necessità lo richiedano, può essere tenuto in conto agli effetti dell'interpretazione dei dati forniti dal rivelatore.

2) In un fotomoltiplicatore due fotoelettroni emessi contemporaneamente dal fotocatodo provocano l'emissione di altri elettroni che non giungono contemporaneamente sul collettore; questa differenza di tempo limita la velocità di risoluzione (bibl. 18).

Le possibili cause del fenomeno sono molteplici; le principali sono:

- a) tempo di emissione degli elettroni secondari;
- b) effetto delle velocità iniziali degli elettroni secondari;
- c) differenze di percorso degli elettroni tra dinodo e dinodo.

a) E' questa la causa che ha minore influenza nel fenomeno; fino ad oggi non si è potuto ancora stabilire, con una certa precisione, il tempo richiesto per l'emissione. Misure effettuate con vari sistemi hanno dimostrato che questo tempo ha valori massimi dell'ordine 10^{-10} secondi.

b) Le variazioni delle velocità iniziali con cui vengono lanciati gli elettroni secondari è una delle cause che ha maggiore importanza sul tempo di transito. Un materiale avente buone caratteristiche d'emissione libera buona parte dei suoi elettroni ($\sim 80\%$) con velocità iniziali dell'ordine da $0 \div 3$ Volt; un elettrone che abbandona il dinodo con velocità iniziale di 3 V richiede un tempo, per raggiungere il dinodo successivo, che è inferiore del 17% del tempo richiesto, allorché la superficie d'emissione è abbandonata con velocità nulla.

c) Gli elettroni secondari seguono, per raggiungere il dinodo successivo, percorsi la cui lunghezza non è rigorosamente eguale; nel caso di un fotomoltiplicatore con disposizione lineare dei dinodi, se si tiene in conto della differenza esistente tra i percorsi più lunghi e più corti si giunge ad avere un tempo medio di transito tra i dinodi dell'ordine di $1,7 \cdot 10^{-9}$ sec; la variazione Δt di questo tempo dovuta alle variazioni di velocità iniziale sarà dell'ordine di $\Delta t = 0,3 \cdot 10^{-9}$ sec.; si può inoltre ritenere che tale tempo cresca secondo la radice quadrata del numero di stadi moltiplicatori n per cui $\Delta t_n = \sqrt{n} \Delta t$; pertanto nel caso del moltiplicatore a 9 stadi avremo

$$\Delta t_9 = \sqrt{9} \Delta t = 3 \cdot 0,3 \cdot 10^{-9} = 0,9 \cdot 10^{-9} \text{ sec.}$$

4-7) SISTEMI DI ALIMENTAZIONE DEL FOTOMOLTIPLICATORE.

La tensione totale di funzionamento di un tubo moltiplicatore varia da tipo a tipo e normalmente è compresa tra 1000 e 2000 V. Non entreremo in una discussione dettagliata dei mezzi adeguati per ottenere questa tensione. L'alimentatore differirà notevolmente secondo che si voglia realizzare un apparecchio portatile oppure per uso laboratorio. Se si fa uso di un alimentatore del tipo a R. F. è raccomandabile una buona schermatura di tutte quelle parti che possano provocare irradiazione di campi elettromagnetici.

TABELLA V

Stadio	d. d. p. (Volt)
Fotocatodo ⁻¹	120
1 - 2	100
2 - 3	100
3 - 4	100
4 - 5	120
5 - 6	140
6 - 7	140
7 - 8	140
8 - 9	140
9 - Collettore	150

L'alimentatore dovrà fornire una tensione stabile, onde evitare gli effetti di variazione di guadagno.

Nel fissare le varie tensioni di funzionamento conviene tenere presente il vantaggio che si ottiene in certi casi applicando ai dinodi d.d.p. proporzionalmente crescenti; per esempio, Morton (bibl. 18) consiglia, per i tubi tipo 931 A, 1P21, una distribuzione di potenziale non uniforme secondo i dati contenuti nella tabella V, cosicché fra fotocatodo e primo dinodo si utilizza una tensione più elevata in modo da assicurare una buona raccolta di fotoelettroni; analogamente negli ultimi stadi si usano tensioni più elevate in modo da ottenere un più grande guadagno senza aumentare la frequenza di ripetizione degli impulsi spuri.

Le singole tensioni di funzionamento sono ottenute mediante divisore di tensione nel quale può essere compreso un regolatore di guadagno R (figura 27) che agisce sulla tensione di funzionamento dell'ultimo dinodo. I condensatori posti negli ultimi stadi funzionano da volano nel caso si verifichino, in corrispondenza di grandi impulsi, correnti istantanee elevate; tali capacità sono dell'ordine di $0,01 \mu F$.

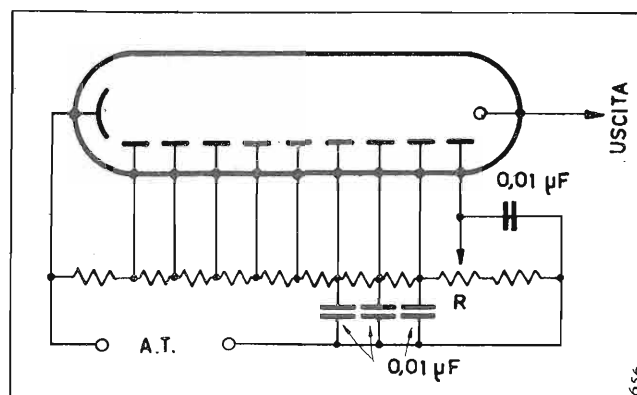


Fig. 27. — Esempio di circuito d'alimentazione di un fotomoltiplicatore.

I resistori non dovranno scaldarsi notevolmente anche per evitare un aumento del numero degli impulsi spuri per agitazione termoelettronica; si raccomanda pure l'impiego di resistori aventi alta stabilità del loro valore nel tempo per le ragioni già esposte.

5. Circuiti d'impiego.

Nel caso di impiego di tubi fotomoltiplicatori ad elevato guadagno è spesso sufficiente interporre un separatore catodico (bibl. 20) oppure un semplice tubo amplificatore (bibl. 21). Nel primo caso (figura 28)

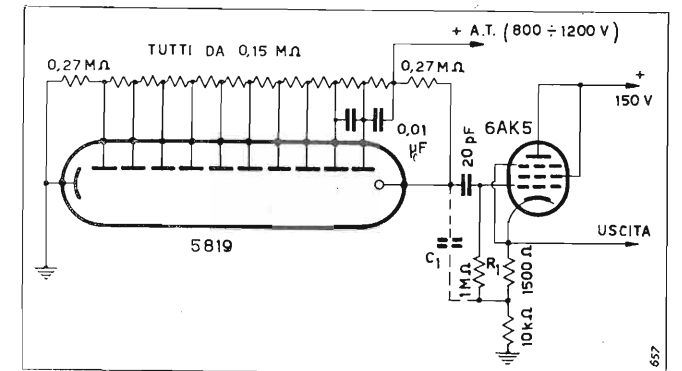


Fig. 28. — Esempio di circuito con separatore catodico.

usando un tubo 6AK5 si ottiene una uscita a bassa impedenza che consente di collegare, mediante un cavo coassiale di lunghezza non critica, il rivelatore con l'apparecchiatura di conteggio. Nel secondo caso (figura 29) utilizzando per esempio il tubo CV 138 si ottiene un guadagno di circa 30; gli impulsi così ottenuti hanno ampiezza sufficiente per pilotare i normali discriminatori.

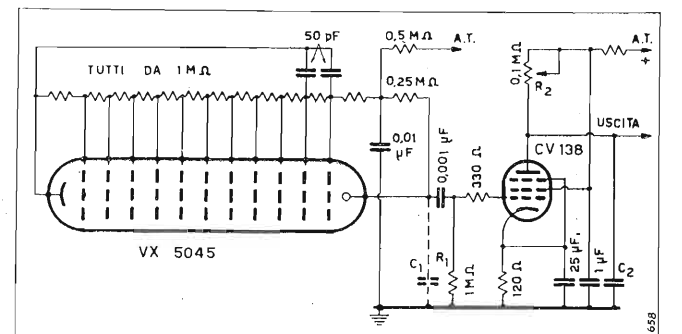


Fig. 29. — Circuito preamplificatore per un rivelatore di radiazioni γ .

La figura 30 combina, con qualche variante, i due circuiti precedenti. Le costanti di tempo dei circuiti sono scelte, secondo i criteri che verranno esposti fra poco, per una costante di tempo del fosforo di $17 \mu s$ (cristallo ZnS [Ag]). Il regolatore di guadagno è in-

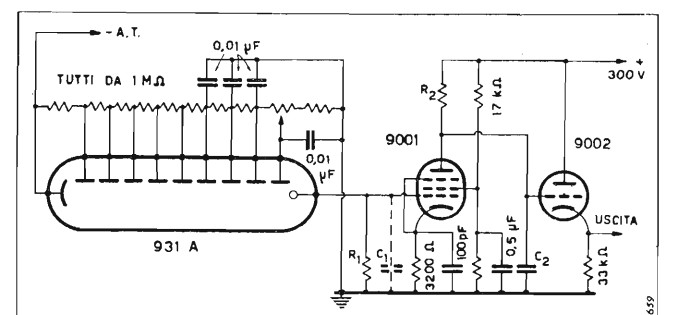


Fig. 30. — Esempio di circuito di un rivelatore attuato secondo i principi esposti.

serito nell'ultimo stadio del moltiplicatore per evitare sovraccarichi del tubo 9001. L'uscita è a trasformatore catodico a bassa impedenza e consente la connessione alle apparecchiature mediante un cavo relativamente lungo. Per le radiazioni Beta si ottengono tensioni di uscita dell'ordine di 40 V.

E' opportuno attuare i circuiti in modo da favorire la separazione degli impulsi utili prodotti dalla scintillazione da quelli spuri causati dalla corrente di rumore. A tale scopo si può trarre profitto dalla diversa frequenza media con cui si manifestano i due tipi di impulsi; i primi sono molto più fitti dei secondi; questi ultimi, come si può verificare sperimentalmente, in un tubo del tipo RCA 931 A si ripetono ad intervalli dell'ordine di 50 μ s (frequenza di ripetizione 20 000 Hz).

Tali impulsi, essendo dovuti all'emissione di uno o pochi elettroni, hanno tutti intensità dello stesso ordine di grandezza ⁽⁹⁾. Perciò lo spettro degli impulsi risulterà del tipo rappresentato nelle due prime righe di figura 31.

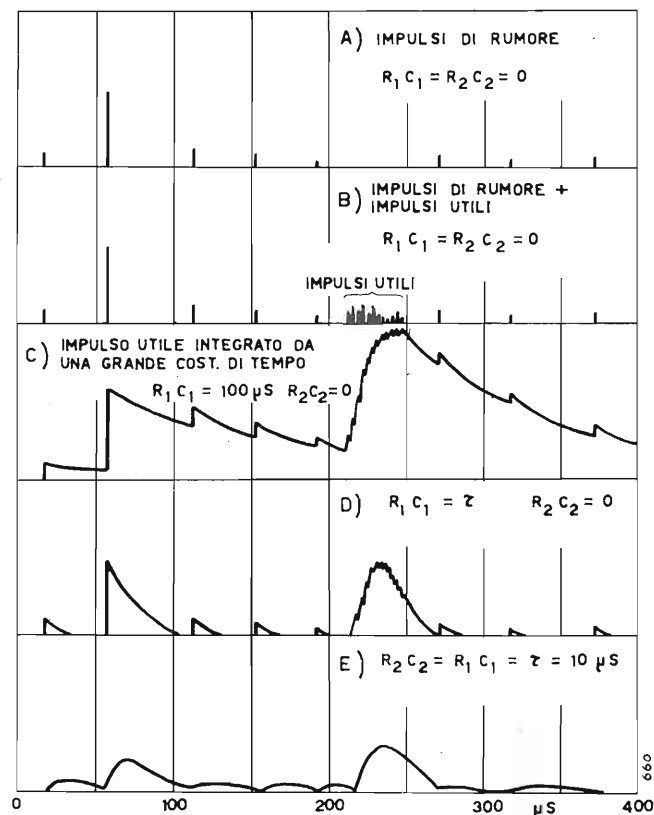


Fig. 31. — Effetto delle costanti del circuito sugli impulsi utili e di rumore.

La scelta della costante di tempo dei circuiti $R_1 C_1$ (C_1 = capacità parassita del circuito di uscita del fototubo e d'ingresso del tubo amplificatore) ed $R_2 C_2$, consente di ottenere la desiderata separazione: una costante di tempo troppo grande (figura 31 c) mette in risalto il segnale utile rispetto al segnale spurio ma riduce il tempo di risoluzione fra un impulso e l'impulso successivo; una costante di tempo più ridotta non mette invece sufficientemente in risalto il segnale utile rispetto a quello spurio (figura 31 d). Le migliori condizioni si ottengono in generale facendo

⁽⁹⁾ Ciascun fotoelettrone ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb) che lascia il fotocatodo determinerà una valanga di 10^6 elettroni ($1,6 \cdot 10^{-13}$ C) che arriveranno sull'anodo in un tempo corrispondente a quello di risoluzione del tubo, supponiamo 10^{-8} s. Se la capacità di uscita è di 10 pF si avrà un impulso di tensione dato da:

$$V = \frac{Q}{C} = \frac{1,6 \cdot 10^{-13}}{10 \cdot 10^{-12}} = 1,6 \cdot 10^{-2} \text{ V.}$$

$R_1 C_1 = R_2 C_2 = \sim 10 \mu$ s (figura 31 e), che corrisponde all'incirca alla costante di tempo di decrescenza del fosforo.

Quanto sopra si può riassumere anche così: il segnale di uscita del fotomoltiplicatore si può considerare come una carica di elettricità che si trasforma in un impulso di tensione ai capi della capacità C_1 ; purché la durata dell'impulso sia piccola rispetto alla costante di tempo $R_1 C_1$, la tensione di picco all'anodo sarà praticamente indipendente dal valore di R_1 . Perciò è conveniente che le capacità di uscita del tubo fotomoltiplicatore, d'entrata del primo tubo e parassitaria dei collegamenti che, in parallelo fra loro, formano C_1 , siano piccole e costanti. Per ridurre la terza di tali capacità componenti di C_1 , è necessario che il preamplificatore sia vicino al fototubo. Con tubi a ridotta capacità e con una costruzione accurata si può giungere a valori di C_1 dell'ordine di 10 pF.

Altre norme da tener presenti per un miglioramento del rapporto « segnale-disturbo » sono:

- 1) curare l'accoppiamento ottico tra cristallo e fototubo in modo da raccogliere la maggior parte possibile del flusso luminoso dovuto alla scintillazione;
- 2) impiegare adeguati circuiti a coincidenza utilizzando un unico fosforo e due fotomoltiplicatori.

6. Sistemi ottici.

Parlando dei possibili modi adatti a migliorare la discriminazione tra gli impulsi di rumore e impulsi utili si è raccomandato lo studio di un buon accoppiamento ottico tra cristallo e fotocatodo del tubo. Questo vale specialmente quando il fotocatodo si trova in una posizione del bulbo che rende difficile effettuare detto accoppiamento in forma soddisfacente (931 A. 1P22). Nel caso particolare del tubo 931 A già sappiamo che la sensibilità del suo fotocatodo non è uniforme su tutta l'area (figura 10); con questo tubo non esiste la possibilità di usare cristalli di grandi dimensioni; inoltre, se si pensa di usare il tubo come rivelatore di radiazioni poco penetranti è necessario usare un fosforo di piccolo spessore e pertanto è conveniente impiegare un sistema ottico come quello proposto da Coltman e Marshall (bibl. 22) il quale assicura una buona efficienza nel caso di radiazioni a bassa energia (figura 32). Le dimensioni del cristallo fluorescente saranno determinate in base alle dimensioni della superficie sensibile utile ed all'aumento dato dal sistema riflettore. Le dimensioni del fotocatodo che permettono una sensibilità media sono, secondo la figura 10, di mm 5 per 12; il riflettore a specchio consente un aumento di circa due volte e quindi, sarà sufficiente usare un cristallo di mm 2,5 per 6, agli effetti di ottenere una immagine che copra l'area sensibile del fotocatodo.

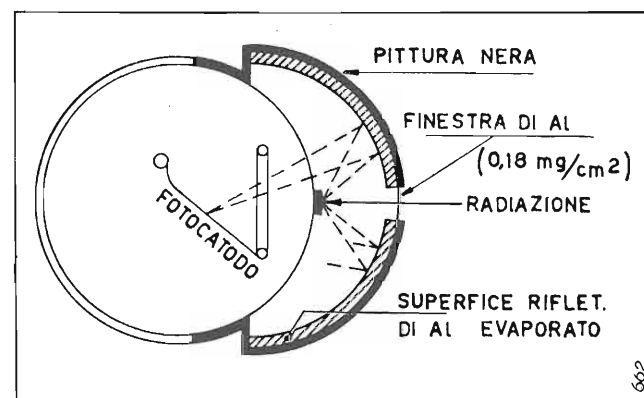


Fig. 32. — Tubo fotomoltiplicatore 931 A con dispositivo riflettore.

Il vetro riflettore (figura 33) si è fatto utilizzando la parte emisferica del fondo di una bottiglia di vetro Corning T-10; questa è stata tagliata con una mola di corborundum, poi lavorata fino a raggiungere le dimensioni della figura. L'interno viene reso riflettente mediante ricopertura con una pellicola di alluminio il cui deposito viene effettuato per evaporazione nel vuoto.

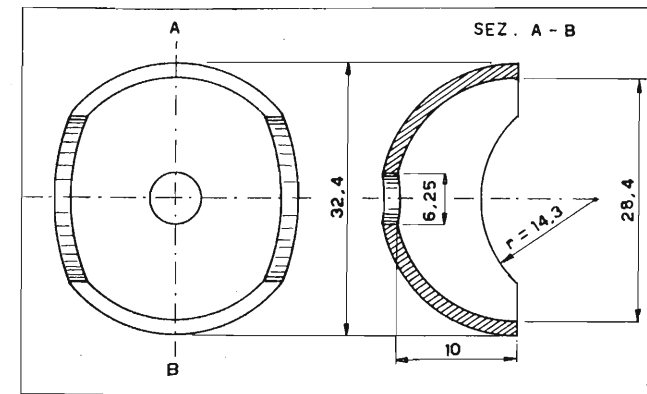


Fig. 33. — Dimensioni del riflettore in vetro Corning T-10.

La risposta di tale sistema è di circa 5 volte più grande di quella ottenuta senza riflettore. Tutto il sistema dovrà naturalmente essere protetto dalla luce naturale e pertanto dovrà venir pitturato con una lacca nera; inoltre, per escludere la luce naturale, si deve ricoprire il foro del riflettore con una piccola pellicola di alluminio che, nel caso del lavoro citato nella bibliografia, è stata fatta con un foglio dello spessore di 0,00075 mm (0,18 mg/cm²).

7. Confronto con altri rivelatori.

Il rivelatore a scintillamento presenta il vantaggio che la superficie sensibile alle radiazioni può essere di piccole dimensioni pur mantenendo un elevato potere di assorbimento necessario per ottenere un buon rendimento nella rivelazione di radiazioni penetranti come i raggi gamma. Perciò questo rivelatore può essere impiegato in applicazioni che potremo chiamare di carattere direzionale. Altra conseguenza diretta dell'impiego di piccole superfici fluorescenti è il vantaggio che il rivelatore è poco influenzato dall'« effetto di fondo » delle radiazioni, quindi in applicazioni di carattere generale, questo effetto può venir trascurato; occorre però prendere le dovute precauzioni per le riduzioni di un altro « effetto di fondo »: quello prodotto dagli impulsi della corrente di rumore del fototubo.

Confrontando il nuovo rivelatore con la camera di ionizzazione si può osservare che entrambi si prestano all'impiego in campi radioattivi di alta intensità ⁽¹⁰⁾, però con la camera non è possibile giungere alle elevate sensibilità consentite dal rivelatore a scintillamento.

Una maggiore affinità esiste invece con il contatore proporzionale dato che entrambi permettono velocità di conteggio molto elevate, inoltre, la somiglianza aumenta se si pensa che i due rivelatori presentano in uscita uno spettro di distribuzione degli impulsi dipendente dal tipo di radiazione rivelata e dall'energia di questa.

⁽¹⁰⁾ Negli Stati Uniti è stato creato un tipo speciale di rivelatore a scintillamento adatto per applicazioni militari in aree fortemente contaminate.

Rispetto al tubo di Geiger-Müller il rivelatore a scintillamento è vantaggioso perché permette tempi di risoluzione maggiori, inoltre quest'ultimo ha una vita di gran lunga superiore a quella di qualsiasi tubo G. M. ad auto-spegnimento; riguardo alle radiazioni penetranti è possibile ottenere rendimenti maggiori di quelli ottenibili con tubi G. M. e così dicasi per le radiazioni poco penetranti dato che il nuovo rivelatore non fa uso di finestre.

Ringrazio il maggiore Oscar Santamarina, Capo della Divisione Comunicaciones del Departamento Investigaciones y Desarrollos per il permesso di pubblicazione del presente articolo e l'ing. Raul Rago, capo della Sezione Bassa Frequenza ed Elettronica Speciale, per il costante incoraggiamento ricevuto durante la preparazione di questo lavoro.

(152)

BIBLIOGRAFIA

- 1 - CASTELFRANCHI G.: *Fisica Moderna*. « Hoepli », 1949, Milano.
- 2 - HOFSTADTER R.: « *Nucleonics* », maggio 1950, p. 72.
- 3 - COLTMAN J. W.: *The Scintillation counter*. « Proc. IRE », giugno 1949, p. 671.
- 4 - HARRISON F. B.: *Large Area Liquid Scintillation Counter*. « *Nucleonics* », giugno 1952, p. 40.
- 5 - KALLMANN H.: « *Phys. Rev.* », N. 79, 1950, p. 857.
- 6 - REYNOLDS G. T.: *Solid and Liquid Scintillation Counter*. « *Nucleonics* », luglio 1952, p. 46.
- 7 - HARRISON, KEUFFEL, REYNOLDS: « *Phys. Rev.* », N. 83, 1951, p. 680.
- 8 - NEY P., THOM M.: « *Phys. Rev.* », N. 81, 1951, p. 1068.
- 9 - HOFSTADTER R.: « *Phys. Rev.* », N. 75, 1949, p. 796.
- 10 - SALVINI G.: « *Nuovo Cimento* », N. 8, 1951, p. 798.
- 11 - FITZ, HUGH, MARSHALL: *Microsecond Measurement of the Phosphorescence of X-Ray fluorescent screen*. « *Journ. Appl. Phys.* », giugno 1947, p. 518.
- 12 - WOUTERS L. F.: *Pulse Characteristics of Anthracene Scintillation Counters*. « *Phys. Rev.* », LXXIV, agosto 1948, p. 489.
- 13 - COLLINS G. B.: *Decay times of Scintillation*. « *Phys. Rev.* », LXXIV, novembre 1948, p. 1543.
- 14 - ZWORIKIN G.: *Photoelectricity*. John Wiley Sons, New York, 1949.
- 15 - ENGSTROM, STOUDEMHEIER, GLOVER: *Production Testing of Multiplier phototubes*. « *Nucleonics* », aprile 1952, p. 58.
- 16 - GREENBLAT, GREEN, DAVISON, MORTON: *Two new Photomultipliers for Scintillation Counting*. « *Nucleonics* », agosto 1952, p. 44.
- 17 - ENGSTROM R. W.: *Multiplier Phototube Characteristics: Applications to low Light levels*. « *Journ. Opt. Soc. Amer.* », XXXVII, giugno 1947, p. 420.
- 18 - MORTON G. A.: *Photomultipliers for Scintillation Counting*. « *R.C.A. Rev.* », N. 4, dicembre 1949, p. 525.
- 19 - POST F. R.: *Resolving-time of Scintillation-counters*. « *Nucleonics* », giugno 1952, p. 56.
- 20 - ANGER H. O.: *Scintillation Counters for Radioactive Sample Measurements*. « *Rev. Sc. Instr.* », dicembre 1951, p. 912.
- 21 - OWEN R. B. - SAYLE E. A.: *Scintillation Counting equipments*. « *Proc. I.E.E.* », parte II, XCVIII, aprile 1951, p. 245.
- 22 - COLTMAN - MARSHALL: *Photomultiplier radiation detector*. « *Nucleonics* », novembre 1947, p. 58.

L'OSCILLOGRAFO A LARGA BANDA E AD IMPULSI APPARECCHIO INDISPENSABILE NELLA MODERNA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI

L'impiego sempre crescente nelle telecomunicazioni di impulsi di ogni tipo in luogo di onde sinusoidali, ha portato ad una nuova tecnica delle misure e quindi alla necessità di nuovi apparecchi di misura. L'apparecchio più importante in questo nuovo campo è l'oscillografo a raggi catodici.



Strumento indispensabile per studi, esperienze ed esercizio di impianti nei seguenti campi:

- Tecnica generale degli impulsi;
- Televisione;
- Tecnica di misura radio (Radar);
- Contatori elettronici;
- Modulazione ad impulsi

e altri.

Nella seguente breve illustrazione sono indicate le caratteristiche indispensabili di un tale oscillografo; dette caratteristiche sono pienamente soddisfatte dal tipo OBF della Ditta Rohde & Schwarz di Monaco.

L'amplificatore Y ha un campo di frequenza da 3 Hz a 10 MHz ed un'amplificazione di 600, corrispondente ad una sensibilità di 200 mm per Volt picco-a-picco o 1 mm per 5 mV_{pp}. Il tempo di passaggio di un impulso dal 10% al 90% è di 0,06 μs senza alcun guizzo (overshoot). Onde rettangolari di frequenze più basse sono riprodotte senza abbassamento del tratto orizzontale dell'onda, cosicché possono essere accuratamente provati anche collegamenti televisivi. In relazione al tempo finito di avviamento del circuito di spazzolamento, l'amplificatore Y comprende un ritardo di segnale di 1/4 μs

che agisce in pieno a tutte le frequenze, cosicché le forme d'onda in esame non vengono deformate.

L'amplificatore X può trasmettere frequenze da 0 a 700 kHz. Comprende un attenuatore a due stadi ed un regolatore fine. La sensibilità di deviazione con l'amplificatore è di 100 mm/V_{pp} ossia 1 mm/10 mV_{pp}.

L'oscillatore a rilassamento per l'asse dei tempi genera frequenze da 15 Hz a 500 kHz in 7 campi con regolazione fine. Il circuito di rilassamento può essere a scelta indipendente e periodico senza sincronizzazione; oppure dipendente e sincronizzato alla fine di ogni periodo del segnale, in modo da garantire un accoppiamento rigido tra segnale e asse dei tempi. In tal modo possono venir rappresentati sullo schermo stabilmente anche fenomeni singoli scegliendo quale istante di partenza dello spazzolamento il fianco ascendente o discendente del segnale. Particolarmente vantaggiosa è la possibilità di osservare un impulso, dilatando l'asse dei tempi, come attraverso ad una lente a sei ingrandimenti: si possono in tal modo rilevare tutti i particolari dell'onda, anche quelli che provocano effetti perturbatori e che con i normali sistemi in uso non sono visibili per difetto di potere risolutivo.

Tale oscillografo sarebbe incompleto se, insieme col segnale, non potesse essere registrata anche una scala dei tempi. Gli oscillografi precedenti richiedevano l'impiego di un secondo raggio oppure la sostituzione del segnale con una frequenza sinusoidale e successivo confronto delle posizioni sullo schermo. Il nuovo oscillografo Rohde & Schwarz compie automaticamente tale difficile lavoro, interrompendo periodicamente a intervalli prefissabili di 0,04/0,1/1/10 e 100 μs la traccia che risulta quindi tratteggiata. Un particolare circuito provvede che tale linea tratteggiata risulti sempre stabile sullo oscillogramma in modo che si possano contare facilmente i tratti di marcatura.

Accanto a questi pregi particolari l'oscillografo a larga banda OBF della ditta Rohde & Schwarz possiede i soliti dispositivi come:

- Postaccelerazione di 4000 Volt;
- Comando automatico di luminosità per la protezione contro « bruciature »;
- Spostamento orizzontale e verticale del punto luminoso;
- Possibilità di taratura dell'amplificatore Y;
- Oscillazione rettangolare e rispettz. trapezoidale incorporata di 50 Hz per la taratura alle basse frequenze;
- Comando esterno di luminosità sul cilindro di Wehnelt;
- Collegamento diretto alle placchette deviatrici;
- Alimentatore stabilizzato.

Particolarmente comodo è il partitore incorporato preinseribile 10 : 1; esso permette di ridurre a un decimo la sensibilità mentre possiede al contempo una capacità di ingresso di soli 8 pF, tale da consentire l'esame anche di circuiti con limitata possibilità di carico aggiuntivo.

Ing. Oscar Roje - MILANO - Via T. Tasso, 7

Condensatori di potenza a mica in olio:

CM 50

- * custodia in pyrex trasparente chiusa ermeticamente su brevetti originali ICAR
- * elemento capacitivo compensato con le variazioni di temperatura
- * gamma di temperatura di lavoro -55°C \div $+85^{\circ}\text{C}$ oppure -55°C \div $+125^{\circ}\text{C}$
- * massima capacità di sovraccarico - minime perdite
- * minimo ingombro - possibilità di costituire accoppiamenti serie - parallelo
- * rispondenza integrale alle norme JAN C5

La serie CM 50 è oggi la serie di condensatori a mica di potenza più moderna ed efficiente esistente sul mercato internazionale. Per le sue caratteristiche essa risolve pienamente i problemi di esercizio dei trasmettitori TV e radio, dei forni, saldatrici ed ogni caso in cui siano in gioco potenze A.F. con qualsiasi variazione di carico e di condizioni ambientali.



ICAR - INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE

VARIETÀ TECNICHE

RUMORI DI FONDO SUI CIRCUITI MUSICALI

Su un circuito musicale internazionale si notava, da tempo, che la modulazione veniva disturbata da un rumore molto fastidioso che ne comprometteva l'audizione.

Dalle ricerche eseguite (vedi fig. 1 a) risultò essere il disturbo composto principalmente da una frequenza di 300 Hz ad un livello di circa 35 dB sotto quello della modulazione. Data la causa e la località dove il disturbo ne traeva origine non ne fu possibile l'eliminazione malgrado i ripetuti interventi.

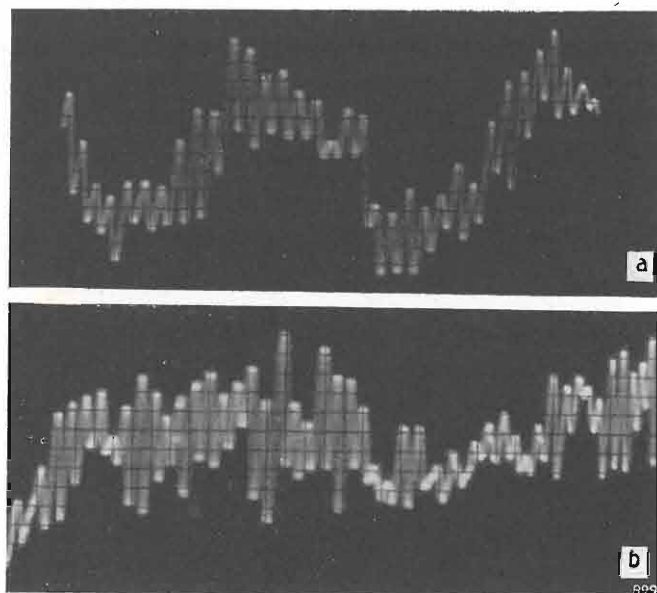


Fig. 1. — Oscillogrammi del rumore di fondo del circuito musicale senza filtro (a) e dopo l'inserzione del filtro (b).

Volendo riportare per quanto possibile l'audizione alle condizioni normali, si venne nella determinazione di abbassare di 15 dB i soli 300 Hz, di modo che il rumore di fondo scendesse conseguentemente ad un livello di 50 dB sotto quello di modulazione; valore già soddisfacente per un buon ascolto.

A titolo sperimentale fu montato un filtro il cui schema è riportato in figura 2 a) mentre la relativa caratteristica è riprodotta in figura 3. Tale filtro venne inserito sul circuito musicale disturbato, preceduto da un attenuatore (fig. 2 b) per assicurare al complesso un guadagno zero, e munito di una chiave che ne permettesse a volontà l'inclusione o l'esclusione.

Il rumore di fondo col filtro inserito risultò quello riportato in figura 1 b) e, come si desiderava, complessivamente intorno a -50 dB sotto la modulazione.

Allo scopo di determinare gli eventuali inconvenienti, che avrebbe apportato l'inserzione del filtro con la conseguente attenuazione anche nella modulazione della frequenza di 300 periodi, furono fatti eseguire una serie di ascolti da osservatori diversi, pratici e non pratici del nostro servizio. Da tali ascolti si poté stabilire che quando il filtro non era inserito veniva

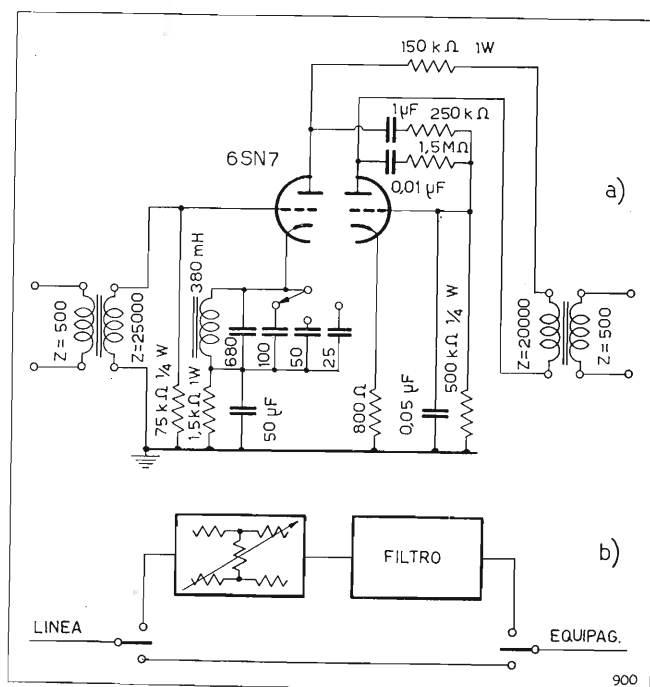


Fig. 2. — Schema del filtro usato (a) e sua inserzione (b).

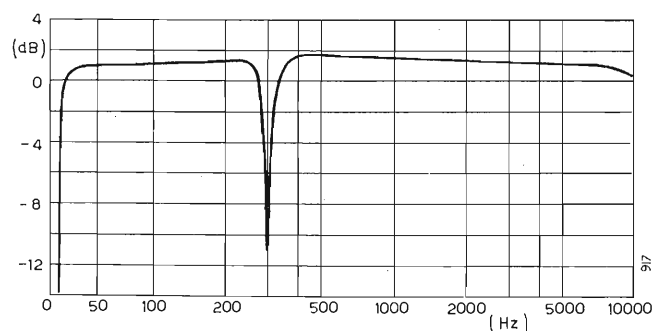


Fig. 3. — Caratteristica del filtro.

lamentato il disturbo dovuto al rumore di fondo; mentre quando il filtro era presente non veniva denunciata alcuna anomalia. Fu deciso pertanto di lasciare il filtro inserito sul circuito fino a quando non fosse stato possibile provvedere diversamente.

(181)



F&G

Cavi energia alta frequenza
con nastro di Styroflex avvolto ad elica

Felten & Guillaume Carlswerk AG
Köln - Mülheim



Rappresentante Generale
Ing. OSCAR ROJE
MILANO - Via T. Tasso 7
Tel. 42.241



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 47
Marzo 1954

Accensione delle valvole miniatura con filamento da 1,4 V.

Come è noto, le valvole miniatura della serie con accensione a 1,4 V hanno catodo ad ossidi a riscaldamento diretto, costituito cioè da un filamento percorso dalla corrente di accensione, rivestito da uno strato di ossidi emittenti.

Le norme da osservare per assicurare un buon riscaldamento di tali catodi sono alquanto diverse da quelle relative ai catodi a riscaldamento indiretto e vengono qui richiamate.

I filamenti a 1,4 V possono essere alimentati in parallelo direttamente mediante pile a secco della tensione nominale di 1,5 V. In tal caso non vi è bisogno di alcuna speciale precauzione, poichè essi sono progettati per funzionare soddisfacentemente anche con i valori di tensione che si ottengono normalmente durante la vita di tali pile. Detti filamenti possono anche essere accesi in serie con filamenti dello stesso tipo aventi lo stesso valore nominale della corrente di accensione. Si possono realizzare anche circuiti di accensione in serie con filamenti aventi diversi valori nominali di corrente di accensione, purchè si dispongano in parallelo ai filamenti di minor corrente resistori capaci di assorbire la differenza tra la corrente del filamento a più elevato valore nominale e quella del filamento a cui è in parallelo ogni singolo resistore.

I circuiti di accensione in serie, quando sono alimentati con batterie di pile a secco, devono essere predisposti in modo che la tensione ai morsetti di ogni filamento non superi 1,6 V. Se invece detti circuiti sono alimentati da raddrizzatori o da batterie di accumulatori, ci si deve accertare che con gli stadi funzionanti con le tensioni nominali applicate a tutti gli elettrodi, con il valore nominale della tensione della linea a corrente alternata, o con tensione di 2 V per elemento di batteria, se questa funziona liberamente, o di 2,2 V per elemento, se la batteria funziona in tampone, la tensione in ogni filamento a 1,4 V risulti compresa tra 1,4 e 1,25 V, con una media di 1,3.

Quando sono rispettate le condizioni predette, i filamenti in parola sopportano egregiamente la corrente elevata che si manifesta all'atto dell'inserzione, per effetto del basso valore di resistenza che essi offrono a freddo. In generale i filamenti a 1,4 V possono sopportare a regime una corrente massima di circa 55 mA, che corrisponde alla tensione

di 1,6 V sul filamento. In tali condizioni la resistenza del filamento stesso è di circa 29 Ω . La limitazione imposta per il caso di alimentazione con raddrizzatore o con batteria di accumulatori assicura che tale valore di corrente non sia mai superato per causa delle normali fluttuazioni della tensione di rete o dalla sovratensione della batteria a piena carica. Quando i filamenti sono alimentati in serie senza resistenza di caduta, la massima corrente iniziale a freddo è circa tre volte superiore a quella massima a caldo, cioè di circa 160 mA, mentre la resistenza scende a circa 10 Ω per ogni filamento.

Il doppio triodo per R.F. 6BK7A.

La valvola 6BK7A è un doppio triodo in veste miniatura particolarmente adatto come amplificatore per frequenze superiori a 200 MHz. Il comportamento del tubo è caratterizzato da una elevata amplificazione con bassa cifra di rumore. In figura 1 sono indicate le dimensioni d'ingombro e le connessioni allo zoccolo visto di sotto. Daremo in seguito i dati caratteristici e le condizioni normali d'impiego.

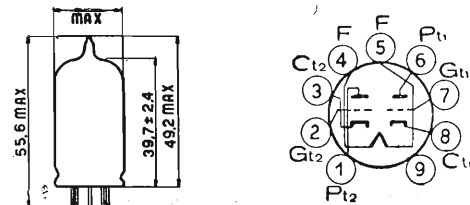


Fig. 1. — Dimensioni di ingombro e connessioni allo zoccolo visto da sotto.

Rileviamo subito che la transconduttanza di questo tubo è molto elevata ed altrettanto elevato è il rapporto della transconduttanza alla corrente anodica. Nelle condizioni tipiche di funzionamento ciascuna sezione ha una trasconduttanza (G_m) pari a 9300 $\mu A/V$ per una corrente anodica di 18 mA.

Poichè il rendimento di un amplificatore « cascade » (lo stadio amplificatore con catodo a massa seguito da uno stadio con griglia a massa; vedi *Informazione Tecnica Fivre n. 19*), è proporzionale alla transconduttanza, l'elevato valore di quest'ultima può essere vantaggiosamente sfruttato per ottenere un conveniente guadagno dello stadio di ingresso a R.F. dei televisori.

Inoltre ciascuna sezione triodo ha un catodo separato dall'altra sezione, e le due unità sono elettricamente indipendenti. Per diminuire l'accoppiamento tra i due stadi è stato disposto uno schermo interno, e tale schermo è collegato al piedino nove, il quale va di conseguenza collegato direttamente a massa.

Per illustrare il grado di schermatura ottenuto basta osservare che la capacità tra i due anodi risulta scilanto di 0,075 pF e quella fra le due griglie è di 0,003 pF. Questo elevato grado di indipendenza fra le due sezioni oltre che essere necessario per un ottimo impiego della valvola nel circuito « cascade » permette le combinazioni più svariate.

Quando la 6BK7A viene usata in un circuito « cascade », risulta più economico l'uso di un circuito alimentato in serie (vedi *Informazione Tecnica* sopra citata), ed in questo caso il catodo della seconda sezione funziona con tensione positiva elevata rispetto al filamento. L'impiego della valvola in queste condizioni è possibile data la particolare struttura adottata nella sua costruzione, il che ha consen-

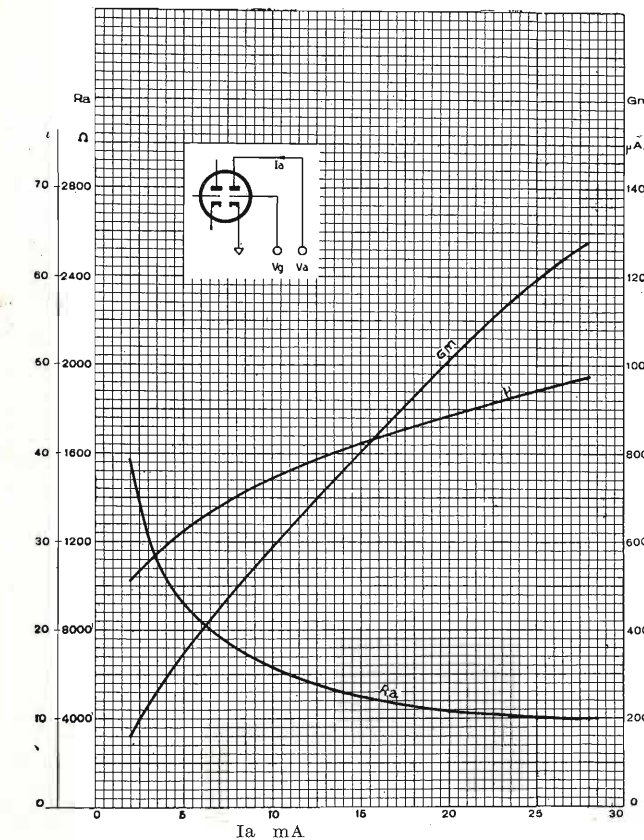


Fig. 2. — Valore dei parametri della 6BK7A.

tito di elevare a 250 V il limite superiore della tensione continua ammissibile tra filamento e catodo, essendo ovviamente il filamento negativo rispetto al catodo.

CARATTERISTICHE E DATI TECNICI

Bulbo:	B035	
Zoccolo:	miniatura 9 piedini (1)	
Catodo:	a riscaldamento indiretto	
Accensione (c.c. c.a.)	6,3 V — 0,45 A	
Posizione di montaggio:	qualsiasi	
Massima tensione anodica	300	V
Massima tensione di griglia	— 50	V
Massima dissipazione anodica	2,7	W
Massima tensione continua tra filamento e ca-		
todo (2)	90	V
Capacità interelettrodiche (senza schermo esterno):		

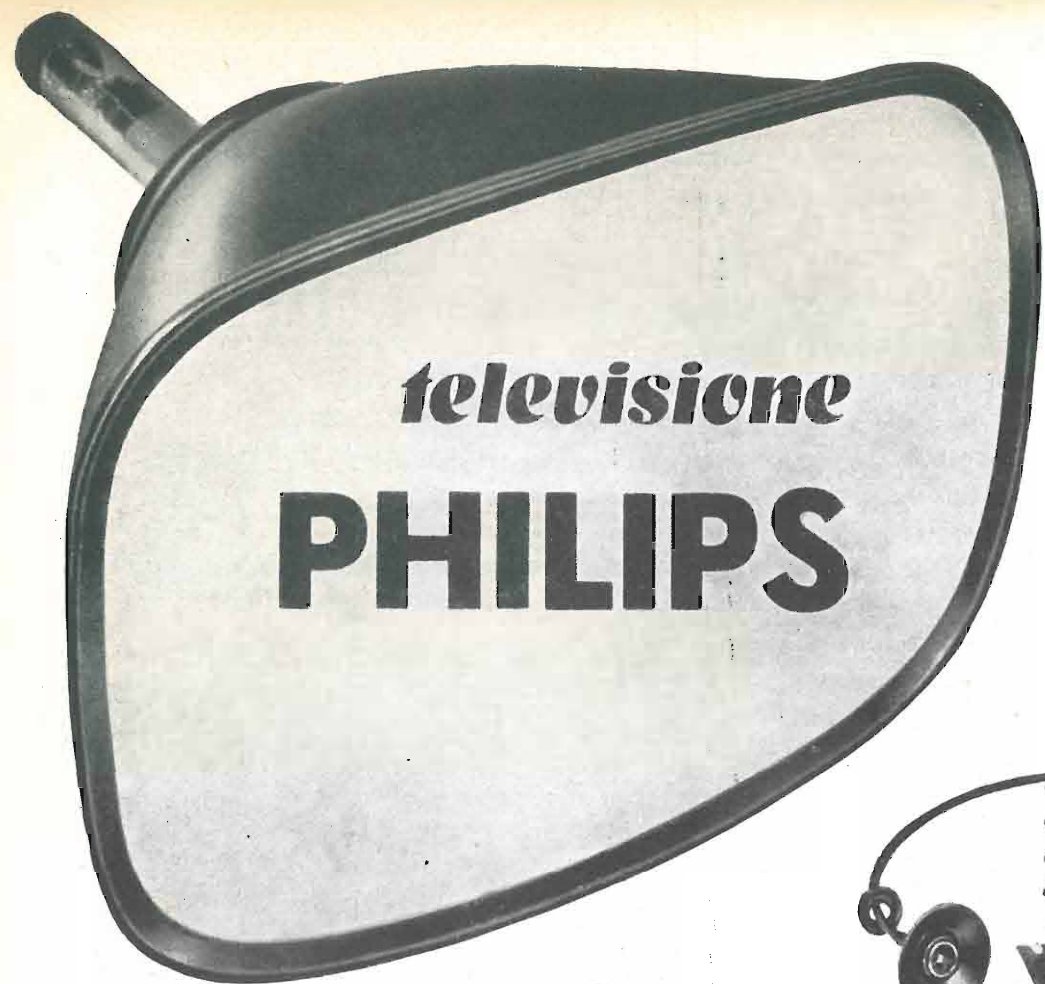
	Sezione 1	Sezione 2	
griglia - anodo	1,8	1,8	pF
di entrata	3	3	pF
di uscita	1	0,9	pF
filamento - catodo	2,8	3	pF
tra le griglie	0,004		pF
tra i due anodi	0,075		pF

Con griglia a massa:		
anodo - catodo	0,22	0,22 pF
di entrata	6	6 pF
di uscita	2,4	2,4 pF

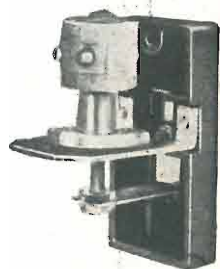
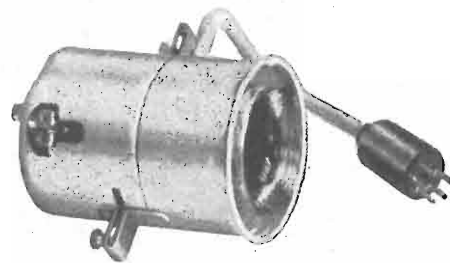
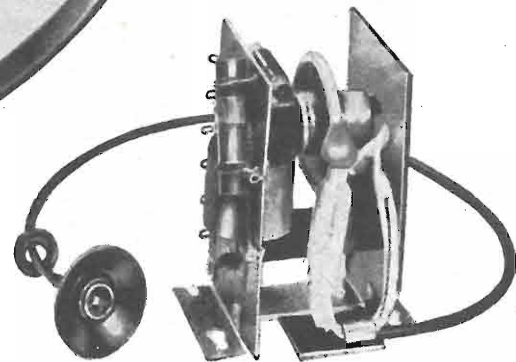
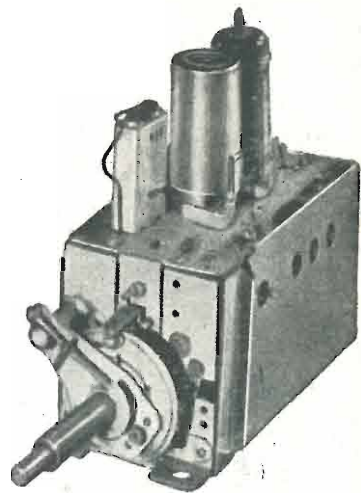
Condizioni normali di impiego		
(Amplificatore Classe A ₁ e per ciascuna sezione)		
Tensione anodica	150	V
Resistenza catodica di polarizzazione	56	Ω
Coefficiente di amplificazione	43	
Resistenza anodica (circa)	4600	Ω
Transconduttanza	9300	$\mu A/V$
Corrente anodica	18	mA
Tensione di griglia (per $aI = 10 \mu A$) (circa)	-11	V
Cifra di rumore (3)	7	dB

(1) Il piedino 9, collegato con lo schermo interno, deve essere messo a massa.
(2) Se la 6BK7A è usata come amplificatore con le due sezioni connesse in serie e una sezione con griglia a massa, la tensione tra filamento e catodo dello stadio con griglia a massa può raggiungere al massimo 250 V con il filamento negativo rispetto al catodo.
(3) Misurata in un amplificatore cascade con 250 V sull'anodo e 18 mA di corrente anodica per una frequenza di 200 MHz, larghezza di banda di 7 MHz e larghezza effettiva di banda per rumore di 3,5 MHz.

FIVRE
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
Via Fabio Filzi n. 1 - Pavia



televisione
PHILIPS



La serie dei cinescopi PHILIPS si estende dai tipi per proiezione ai tipi di uso più corrente per visione diretta. I più recenti perfezionamenti: **trappola ionica, schermo in vetro grigio lucido o satinato, focalizzazione uniforme** su tutto lo schermo, ecc., assicurano la massima garanzia di durata e offrono al tecnico gli strumenti più idonei per realizzare i televisori di classe.

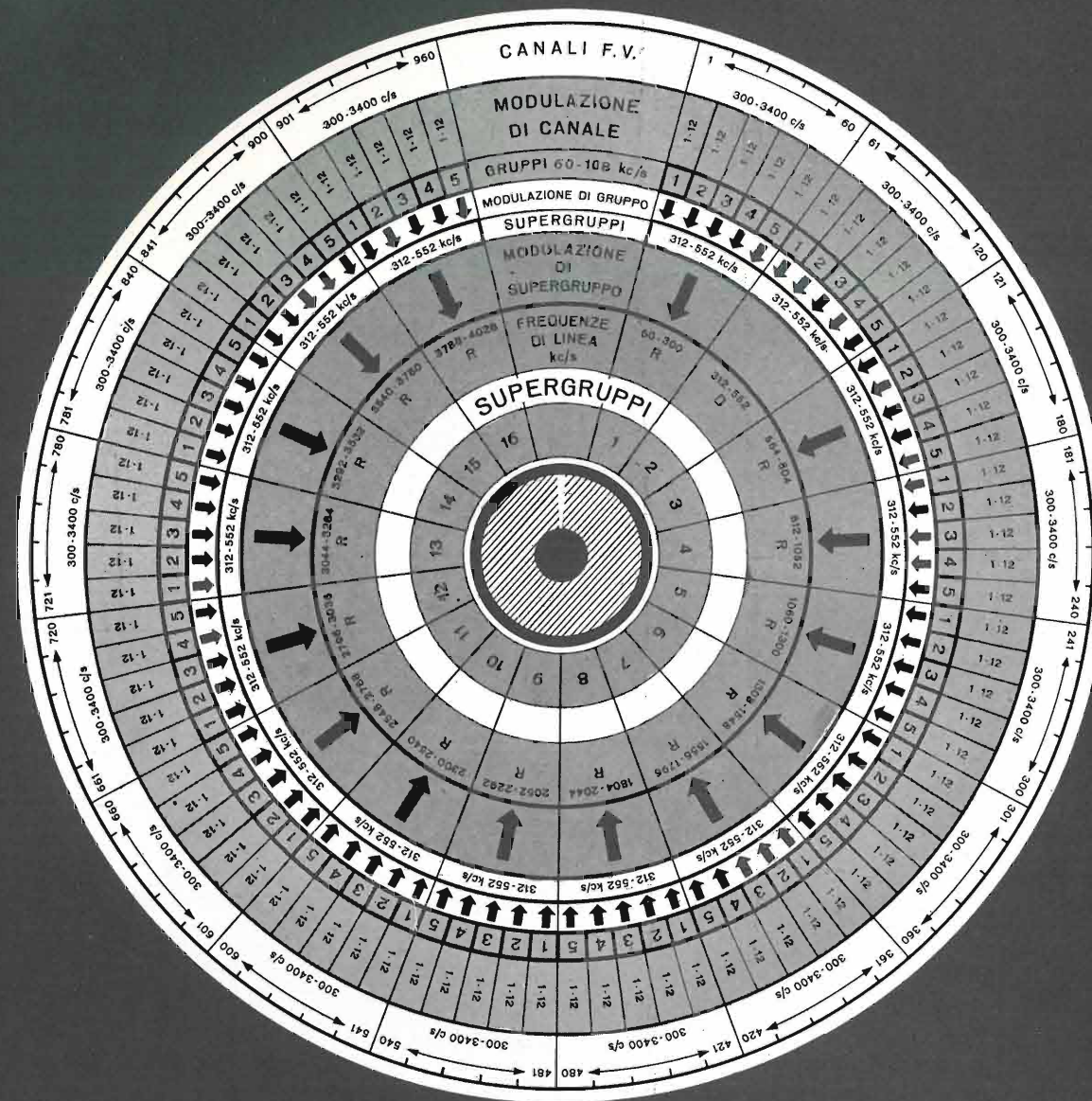
La serie di valvole e di raddrizzatori al germanio per televisione comprende tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva. La serie di parti staccate comprende tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: **selettori di programmi, trasformatori di uscita, di riga e di quadro, gioghi di deflessione e di focalizzazione**, ecc.



cinescopi • valvole • parti staccate TV



SISTEMA COASSIALE A 960 CANALI

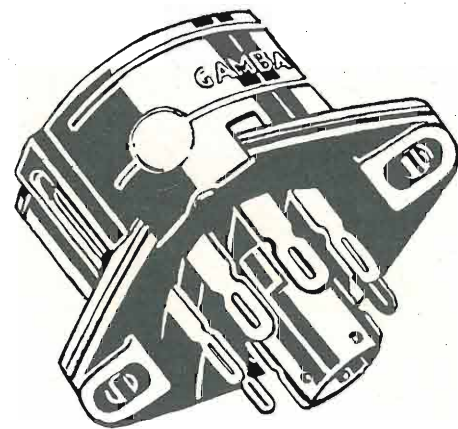


SIRTI COLLEGAMENTI A LUNGA DISTANZA
PER
TELEFONIA • TELEGRAFIA • TELEVISIONE

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA SUPPORTI PER VALVOLE

SUVAL

di G. Gamba



Sede:

MILANO - Via G. Dezza N. 47
Telef. 44.330 - 44.321 - 48.77.27

Stabilimenti:

MILANO - Via G. Dezza N. 47
BREMBILLA (Bergamo)

ESPORTAZIONE

MAGNETI MARELLI

- * Trasmettitori per radio diffusione a onde corte e medie, di qualsiasi tipo e potenza.
- * Trasmettitori per televisione.
- * Ponti televisivi a microonde.
- * Apparatî radio navali.
- * Complessi ricetrasmittenti per aviazione sia per aerei che per aeroporti.
- * Complessi ricetrasmittenti a modulazione di frequenza per ponti radio semplici e pluricanali (60-120-480-960 canali).
- * Complessi ricetrasmittenti a modulazione di impulsi per ponti radio (4-8-12-24 canali).
- * Apparatî ricetrasmittenti campali per forze Armate.
- * Ricevitori Professionali.
- * Impianti di diffusione sonora.
- * Radioricevitori domestici.
- * Ricevitori per televisione.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - MILANO

PER LA MISURA DEI
CAMPI SONORI, DEI
RUMORI, DEGLI ISO-
LAMENTI ACUSTICI.



FONOMETRO
ELIT
MOD. 901

CAMPO DI MISURA DA 24 A 140 dB -
MICROFONO MAGNETODINAMICO DI ALTIS-
SIMA FEDELTA', PRATICAMENTE INSEN-
SIBILE ALL'UMIDITA' ED AL CALORE.

MILLIVOLTMETRO
AMPLIFICATORE

ELIT
MOD. 201-B

Indispensabile
per misure e
controlli su
apparecchia-
ture a fre-
quenza acusti-
ca ed ultra-
cistica



Campo di misura : da 1 mV a 50 V
Campo di frequenza: da 20 Hz a 200 kHz
Impedenza d'ingresso: 5 M Ω in parallelo a 25 pF
Imprecisione : $< \pm 3\%$

ELIT - ELETTRONICA ITALIANA

VIA SALVIONI, 14 - MILANO - TELEF. 91-888

MICROSOLCO! MICROSOLCO!

SOLO GLI
EQUIPAGGI
FONOGRAFICI

LESA

OFFRONO
TUTTE LE
GARANZIE

CHIEDETE OPUSCOLI ILLUSTRATIVI E CATALOGHI - INVIO GRATUITO
LESA S.P.A. - MILANO - VIA BERGAMO 21

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. 130/S (brevettato)



MISURATORE DI CAMPO per TV ed FM
Mod. 105/S



Chiedete i bollettini di informazioni "MECRONIC" riguardanti tutti gli apparecchi di misura per TV

FABBRICA ITALIANA APPARECCHI
ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO s.r.l.
VIA GIORGIO JAN, 5 - MILANO - TELEF. 221.617

Soc. per Az. **ZUST**
AMBROSETTI
TRASPORTI
INTERNAZIONALI

TORINO - Via Cellini, 2 - Tel. 693-435 - 690-603/607

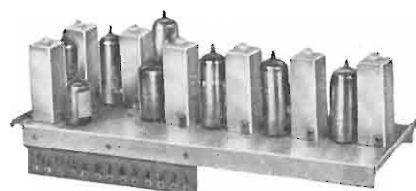
MILANO-GENOVA-SAVONA
COMO-FIRENZE-ROMA-NAPOLI

Casa Alleata
ZUST & BACHMEIER Soc. An.

con Filiali ad
AMBURGO - BARMEN - BERLINO
BREMA - DUESSELDORF - FRANCOFORTE
LIPSIA - NORIMBERGA - STOCCARDA

SAETRON s.r.l.
SOCIETÀ APPLICAZIONI ELETTRONICHE

MILANO - Via Ingegneri, 17
Telef. 280-280 / 243-368



Telaio di media frequenza
per televisione, premontato.
Cat. G M F 570

TELEVISORI - SCATOLE DI MONTAGGIO

PARTI STACCATE - ACCESSORI

STABILIZZATORI DI TENSIONE

TV 14 A1

22 valvole, compreso il tubo da 14"
Formato rettangolare, cm. 25 x 31
Sistema intercarrier
6 canali
Cristallo di sicurezza antiriflettente
Mobile in legno pregiato avente
dimensioni di cm. 45 x 45 x 47



TV 17 A1

22 valvole, compreso il tubo da 17"
Sistema intercarrier
6 canali
Cristallo di sicurezza, antiriflettente
Formato rettangolare cm. 40 x 31
Mobile in legno pregiato avente di-
mensioni di cm. 52 x 52 x 50

TV 17L

28 valvole, compreso il tubo catodico di for-
mato rettangolare. Dimensioni del tubo:
cm. 40 x 31 (17 pollici)
Sistema intercarrier
6 canali
Tutti i comandi sono accessibili dalla parte
anteriore
Cristallo di sicurezza, antiriflettente
Mobile di linea elegantissima in legno pre-
giato. Dimensioni: larghezza cm. 52, altezza
cm. 52, profondità cm. 50
Altissima sensibilità e stabilità
Audio esente da fruscio e disturbi di sorta
Massima definizione dell'immagine



A.R.T. AMPLIFICAZIONE MILANO - VIALE CERTOSA, 34
RADIO-TELEVISIONE Telefoni: 99.12.80 - 99.53.36

SIAE SOCIETÀ ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

S. R. L. MILANO - VIA DELLA TORRE, 39 - TELEFONO 28.74.10

MISURE VOLTMETRICHE:

5-10-25-50-100-250-500-1000 V sia in c. c. che in c. a.
Puntuale separato ad alto isolamento per misure
fino a 25.000 Volt.

**MISURE MILLIAMPEROMETRICHE
E AMPEROMETRICHE:**

1-5-50-500-5000 mA sia in c. c. che in c. a. -
Portata diretta da 50 µA in c. c.

MISURE OHMETRICHE:

In quattro portate differenti da 1 ohm a 20 Mohm.

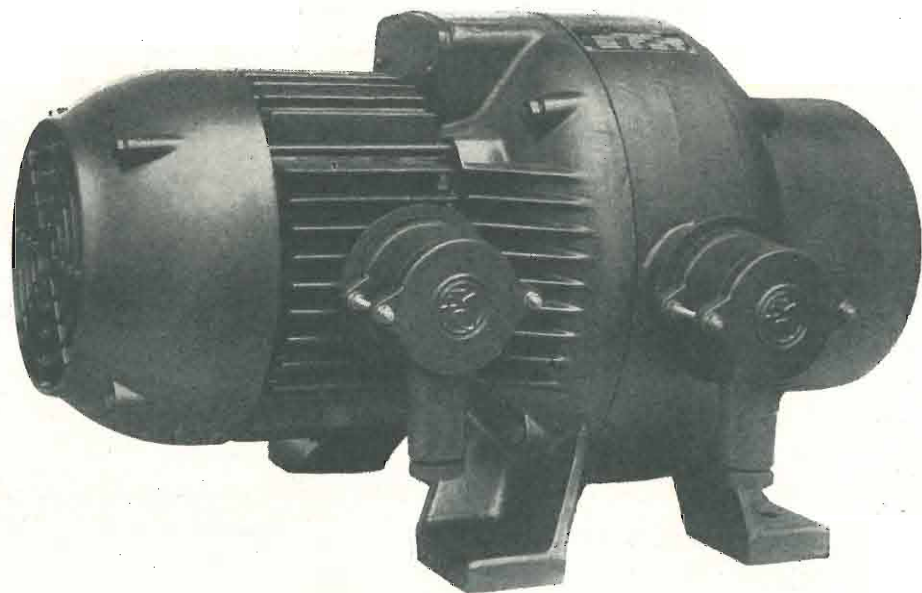
MISURE DI CAPACITÀ:

Da 2000 pF a 5 µF.



Marelli

MACCHINE ELETTRICHE - POMPE - VENTILATORI DI OGNI TIPO E POTENZA PER QUALSIASI APPLICAZIONE - CONDIZIONAMENTO, RAFFRESCAMENTO, REFRIGERAZIONE, RISCALDAMENTO, UMIDIFICAZIONE, VENTILAZIONE, PER USI CIVILI, INDUSTRIALI, NAVALI.



CONVERTITORE DI FREQUENZA PER APPLICAZIONI ELETTRONICHE

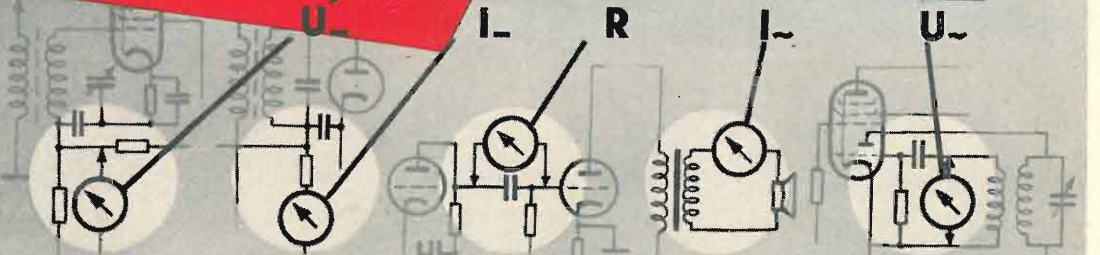
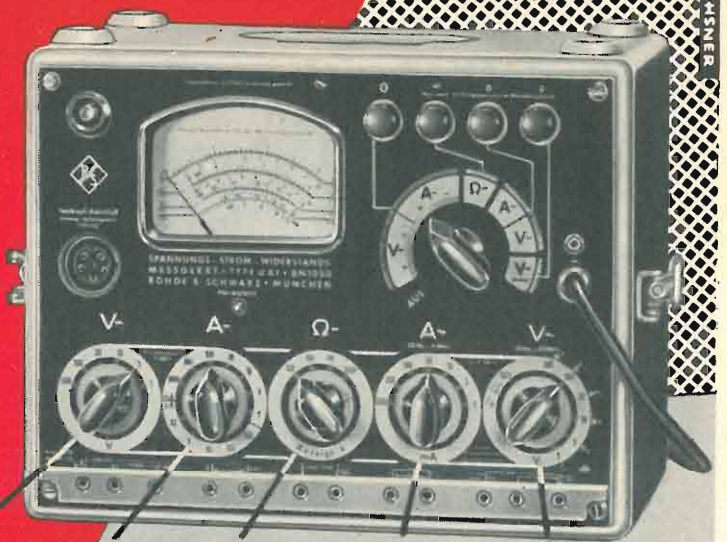
ERCOLE MARELLI & C. S.P.A. - MILANO

FILIALE DI TORINO: CORSO MATTEOTTI, 13

TELEF. 43.679 - 520.734

5=1 URI
Compiti di misura

U Tensione continua 20 ... 30 kV
R Tensione alternata (30 Hz ... 250 MHz) 100 mV ... 1000 V
I Resistenza 10 Ω ... 1000 Ω
Corrente continua 0,002 μA ... 1 A
Corrente alternata (30 Hz ... 2 MHz) 100 μA ... 1 A



5 canali di misura consentono il collegamento contemporaneo senza influenza reciproca. Misura tramite commutatore di selezione, campi regolabili separatamente per ogni grandezza di misura.

48 campi di misura su 7 scale a lettura diretta; evidente relazione fra il campo di misura e la scala.

Indipendenza dalla terra per tutti i compiti di misura con il miglior disaccoppiamento del circuito rispetto massa e rete.

Misura di tensione simmetrica sino nel campo dell'alta frequenza.

Tensioni d'impulso, misura importante per la tecnica degli impulsi e della televisione.

Alti valori ohmici delle resistenze d'entrata per misura di tensione continua ed alternata.

Minima capacità d'ingresso con misure tensione alternata tramite testina AF e partitore.

Alta precisione e costanza indipendenti dalla tensione rete, temperatura e invecchiamento valvole.

Alta sicurezza di sovraccarico tramite la misura elettronica anche per la misura di corrente.

Misura AT oltre 1 kV con la testina 30 kV.

Misura di tensione continua in circuito AF con la testina a matita, senza alcuna disintonia.



ROHDE & SCHWARZ MÜNCHEN 9

ING. OSCAR ROJE - MILANO - VIA T. TASSO 7

Pregasi richiedere la ns. illustrazione BN 1050

OM AM OC MF OCC TV OUC



1919 | 35 ANNI DI ESPERIENZA
1954 | E SPECIALIZZAZIONE

**CONDENSATORI A DIELETTRICO CERAMICO DI ALTA QUALITÀ
ED A COEFFICIENTE DI TEMPERATURA PRECISO**

- Per RICEZIONE, APPARECCHIATURE DI PRECISIONE, TRASMISSIONE di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompati
- Caratterizzati da eccezionali doti di ROBUSTEZZA, MINIMO INGOMBRO, STABILITÀ
- COEFFICIENTI di TEMPERATURA prestabiliti di alta precisione ($\pm 10 \cdot 10^{-6}$):

2200	750	470	330	220	150	100	80	55
47	30	0	100	120				
- COSTANTI DIELETTRICHE: 7 - 7000
- In forma di TUBETTO, PASTIGLIA, PIATRINA, SUBMINIATURA, ULTRAMINIATURA, REGOLABILE, PASSANTE, PIATTO, BICCHIERE, si adattano a tutte le esigenze tecniche di montaggio
- Rispondenti alle Norme JAN - MIL - RCS e CCTU
- Costruiti su licenza L.C.C. - C.ie Gén.le de T.S.F., da:
 MICROFARAD in Italia;
 AEROVOX Co. in U.S.A.;
 A. H. HUNTS LTD. in Gran Bretagna;
 LELAND INSTRUMENTS in Gran Bretagna;
 FERROPERM in Danimarca;
 DUCON in Australia.

FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI S.p.A.
Via Derganino N. 18-20 **MILANO** Tel. 97.00.77 - 97.01.14