

Emilio Grosso

COMUNICAZIONE TELEVISIVA

Vol. 1

ELEMENTI PROPEDEUTICI

EDITRICE ANTONELLIANA - TORINO



EDITRICE ANTONELLIANA
DIREZIONE GENERALE ED AMMINISTRAZIONE COMMERCIALE
TORINO - VIA FRANCESCO MILLIO, 41 - TEL. 33.22.27

Emilio Grosso

COMUNICAZIONE TELEVISIVA

Vol. 1

ELEMENTI PROPEDEUTICI

EDITRICE ANTONELLIANA - TORINO

© Proprietà letteraria e artistica
riservata alla Editrice «ANTONELLIANA» - TORINO
Riproduzione totale o parziale
vietata ai sensi di legge

Stampato in Italia - 1989
Istituto Grafico Bertello - Borgo San Dalmazzo (CN)

PREFAZIONE

La presente opera comprende due volumi che trattano nella loro globalità la generazione, la registrazione videomagnetica e la trasmissione, a livello videofrequenza, dell'informazione video.

Il primo volume, a carattere propedeutico, tratta i problemi di base della generazione del segnale video, comprendendo sia la sua messa in forma che la registrazione videomagnetica, limitatamente al segnale monocromatico. Il secondo volume tratta l'informazione video completa del colore, accenna ai recenti sistemi «non compatibili» e conclude con la registrazione videomagnetica alla luce del segnale cromatico.

Si tratta quindi di un aggiornamento, ma soprattutto di una larga integrazione, dei precedenti volumi, che si presenta quindi in modo da offrire al lettore un'opera completa ed omogenea nel campo video.

Anche in questa circostanza sento il dovere di ringraziare il Sig. Zanetti, dell'Editrice Antonelliana, per la Sua preziosissima collaborazione, così come il Sig. Albizzati per l'aiuto qualificato fornitomi.

INDICE

1 CAPITOLO	INFORMAZIONE OTTICA	1
	1.1 Aspetto fisico della luce	1
	1.2 Caratteristiche dell'occhio umano	4
	1.3 Unità fotometriche	6
	1.4 Acuità visiva	10
	1.5 Parametri caratteristici del colore	13
	1.6 Sorgenti di luce bianca	14
	1.7 Il gamma	16
2 CAPITOLO	SISTEMA DI ANALISI	19
	2.1 Il flicker e l'analisi interlacciata	19
	2.2 Il raster televisivo	23
3 CAPITOLO	DETTAGLIO DELL'IMMAGINE TELEVISIVA	27
	3.1 Larghezza di banda dell'informazione video	27
4 CAPITOLO	CONVERTITORI OTTICO-ELETTRONICI	29
	4.1 Termoemissione	29
	4.2 Fotoemissione	29
	4.3 Fotoconduzione	30
	4.4 Vidicon	30
	4.5 Tubi a fotoconduzione professionali. Plumbicon	40
	4.6 Il flying spot	44
5 CAPITOLO	LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE	47
	5.1 Generalità	47
	5.2 Segnali pilota e di cancellazione	49
	5.3 Il segnale supersincrono	50
	5.4 Il generatore di impulsi	55
	5.5 La distribuzione dei segnali significativi	59

6
CAPITOLO

IL SEGNALE VIDEO E LA SUA MESSA IN FORMA	61
6.1 La componente continua	61
6.2 Restitutori controllati in c.c. (clamp)	63
6.3 Errore d'apertura e sua correzione	67
6.4 Correttore d'apertura	70
6.5 Estrattore di contorni	72
6.6 Correzione del gamma	76
6.7 Correzioni e regolazioni sul segnale video	78

7
CAPITOLO

SISTEMI DI MODULAZIONE	83
7.1 Generalità	83
7.2 Modulazione di ampiezza	83
7.3 Modulazione di ampiezza a portante soppressa Modulazione bifase	89
7.4 Modulazione di frequenza	91

8
CAPITOLO

ANALISI SPETTRALE DEL SEGNALE VIDEO	97
8.1 Generalità	97
8.2 Spettro del segnale sincronizzante	100
8.3 Interlacciamento degli spettri	104

9
CAPITOLO

STANDARDS TELEVISIVI	107
9.1 Generalità	107
9.2 Norme e parametri caratteristici	107
9.3 Standard monocromatico del sistema televisivo italiano	109

10
CAPITOLO

SISTEMI DI DEFLESSIONE	115
10.1 Cenni di ottica elettronica	115
10.2 Deflessione elettrostatica e magnetica	120
10.3 L'oscilloscopio	123

11
CAPITOLO

IL RICEVITORE TELEVISIVO	129
11.1 Cinescopio monocromo	129

12
CAPITOLO

CATENA DI RIPRESA MONOCROMA (CENNI)	141
12.1 Telecamera e unità di controllo	141
12.2 Distribuzione dei segnali	143
12.3 Principi della commutazione video	144

13

CAPITOLO

LA REGISTRAZIONE VIDEOMAGNETICA		147
13.1	Generalità	147
13.2	Testine rotanti e trasposizioni del segnale video	147
13.3	Pista di controllo e servosistemi	156
13.4	Limiti del sistema. Cenni sui correttori	158
13.5	Sistema elicoidale	159

BIBLIOGRAFIA

- G. CERRUTI Convertitori ottico-elettrici per applicazioni televisive.
M. ARDITO Registrazione video magnetica.
P. ZACCARIAN Registrazione video magnetica.
N. KIHARA, F. KOHNO, Y. ISHIGAKI Development of a new system of cassette type consumer VTR.
G. WHITE Video recording: record and replay system.
A. LA ROSA Principi di TV colori.
M.G. COLLET (Philips) Solid state image sensors.
D.J. BURT Eng. vol. 50 n. 5 Development of ccd area image sensors.
KOICHI SADASHIGE (SMPTE) An overview of solid-state sensor technology.
Sony BVP 50P telecamera CCD (manuale istruzioni)
CCD camera E.E.V.
n. 5 1986
Elettronica e telecomunicazione
P. D'AMATO La televisione ad alta definizione
Elettronica e telecomunicazione n. 1 1984
G.F. BARBIERI Sistema CMAC a pacchetti per la diffusione diretta da satellite.
MARTHENS, D. WOOD Le systeme CMAC paquets pour la television direct par satellite «Revue UER», Agosto 83
Revue EBU n. 219 Studies on HDTV
KANDO, OSAWA, OHKI (HITACHI) 54" High-contrast projection for HDTV.

**COMUNICAZIONE
TELEVISIVA**

VOL. 1

**ELEMENTI
PROPEDEUTICI**

1.1 Aspetto fisico della luce

La luce è definita come energia raggiante capace di stimolare l'occhio creando la sensazione di vista.

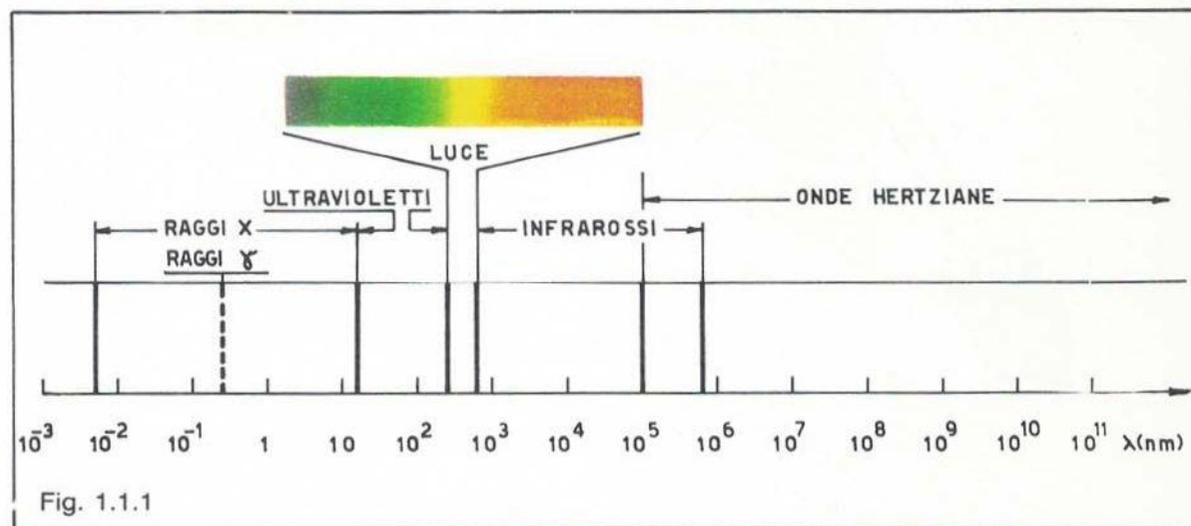
L'energia raggiante considerata è della stessa natura dell'energia elettromagnetica che caratterizza le onde Hertziane, le quali occupano, nella distribuzione spettrale, la zona a frequenza minore.

Osservando la figura 1.1.1, che rappresenta la suddivisione dello spettro delle radiazioni elettromagnetiche, si può vedere come le onde radio coprano una gamma che va dalla lunghezza d'onda di 10.000 metri a quella di pochi millimetri.

Con le lunghezze d'onda minori, si entra nel campo dei raggi calorifici che termineranno con i raggi infrarossi.

Questi ultimi confinano con l'inizio dello spettro visibile della luce, che copre una gamma relativamente stretta, estendendosi da circa 700 a 400 nm.

La gamma luminosa confina con i raggi ultravioletti, raggi non più visibili all'occhio umano. L'energia raggiante rappresenta quindi la causa fisica che genera nell'occhio umano l'effetto chiamato luce; essa si propaga nel vuoto con la velocità di $3 \cdot 10^8$ m/s.

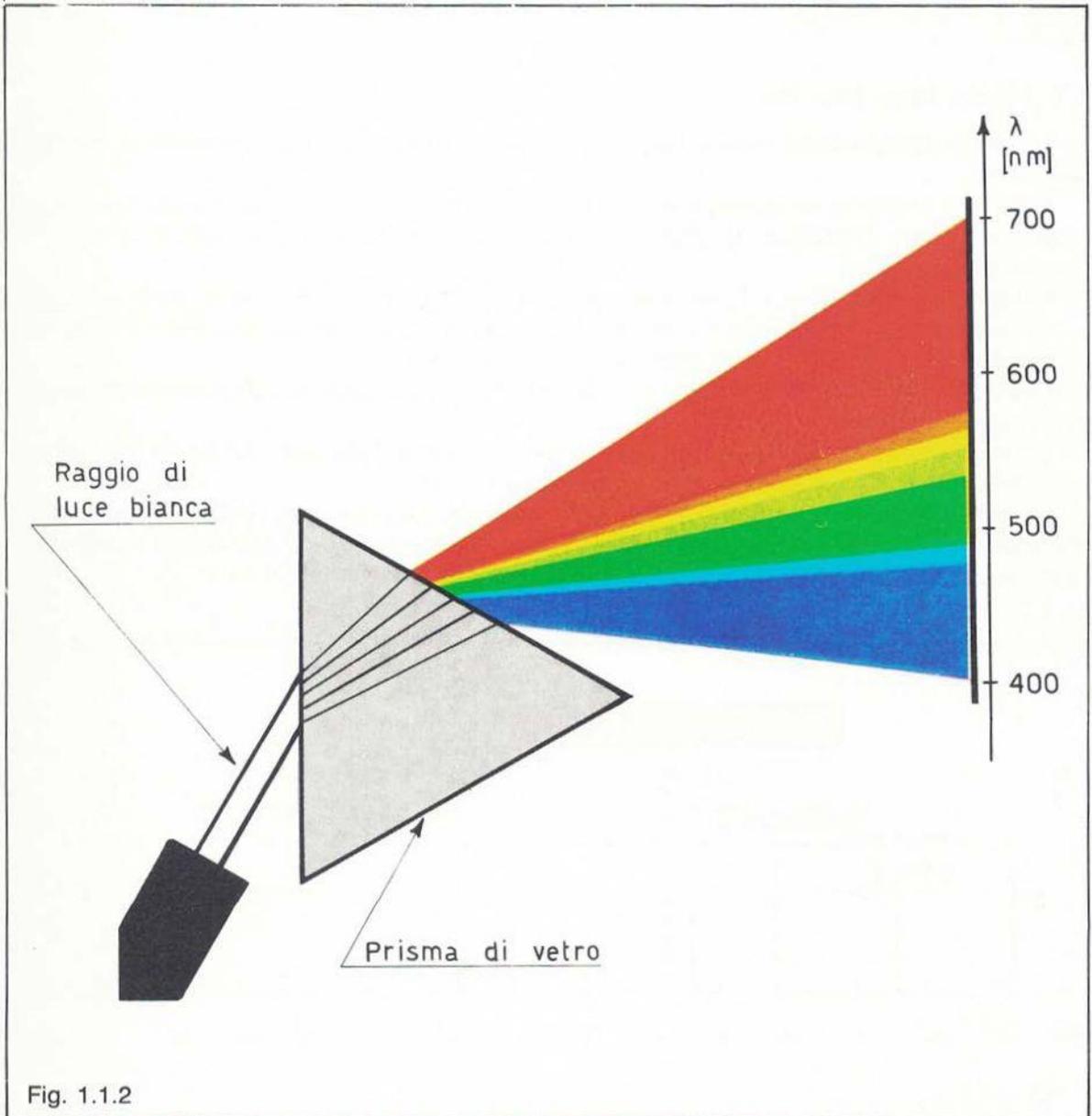


1.1 ASPETTO FISICO DELLA LUCE

La luce trae origine dai raggi del sole, ma anche se all'occhio umano il raggio di luce solare appare come incolore, esso, in effetti, è un miscuglio omogeneo di un infinito numero di colori, mentre le sorgenti di luce artificiale forniscono uno spettro incompleto.

Infatti Newton, cercando di scoprire la natura della luce, poté dimostrare con un esperimento tale affermazione.

Facendo passare un sottile raggio di luce solare in un prisma triangolare di vetro, all'uscita di tale prisma il raggio luminoso non è più una sottile striscia bianca ma assume l'aspetto di una successione continua di colori, come rappresentato in figura 1.1.2.



Quando la luce passa dall'ambiente esterno all'interno di un corpo, si dice che la luce si rifrange ed il fenomeno si chiama **rifrazione della luce**. Dalla fig. 1.1.3 vediamo come AB rappresenti la retta che divide l'aria (parte superiore) dal liquido (parte inferiore).

Detto I il punto di incidenza, si osserva come il raggio luminoso SI subisca in tale punto una deviazione secondo la semiretta IR .

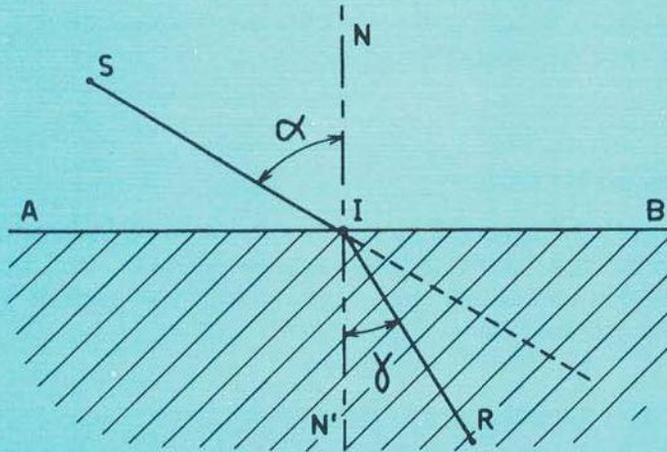


Fig. 1.1.3

In generale quando la luce passa da una sostanza a un'altra, devia il suo percorso. SI è il raggio incidente, mentre IR quello rifratto. L'indice di rifrazione n (2^a legge di Cartesio) vale:

$$n = \frac{\text{sen } \alpha}{\text{sen } \gamma}$$

Tale rapporto varia al variare di almeno una delle sostanze di contatto o quando varia la lunghezza d'onda della radiazione incidente. L'indice di rifrazione assoluto ha valori vicini all'unità per l'aria e per i gas, valori poco superiori a 1,3 per l'acqua, 1,4 ÷ 1,6 per sostanze sia solide sia liquide, mentre per il diamante vale 2,4, che rappresenta il valore più elevato che si conosca.

Allorché una luce bianca (ossia una luce che, come vedremo, contiene tutte le componenti spettrali) attraversa il prisma, vi è una doppia rifrazione (aria/prisma/aria) con indici di rifrazione variabili al variare delle frequenze spettrali: la luce bianca si vedrà scomposta in tanti raggi non più sovrapposti e quindi visibili secondo colori diversi, corrispondenti alle varie frequenze spettrali.

Questi raggi rifratti danno luogo, ognuno, a luce monocromatica non più scomponibile. Ecco quindi chiarito il fenomeno della scomposizione di una luce ortocromatica mediante prisma.

1.2 CARATTERISTICHE DELL'OCCHIO UMANO

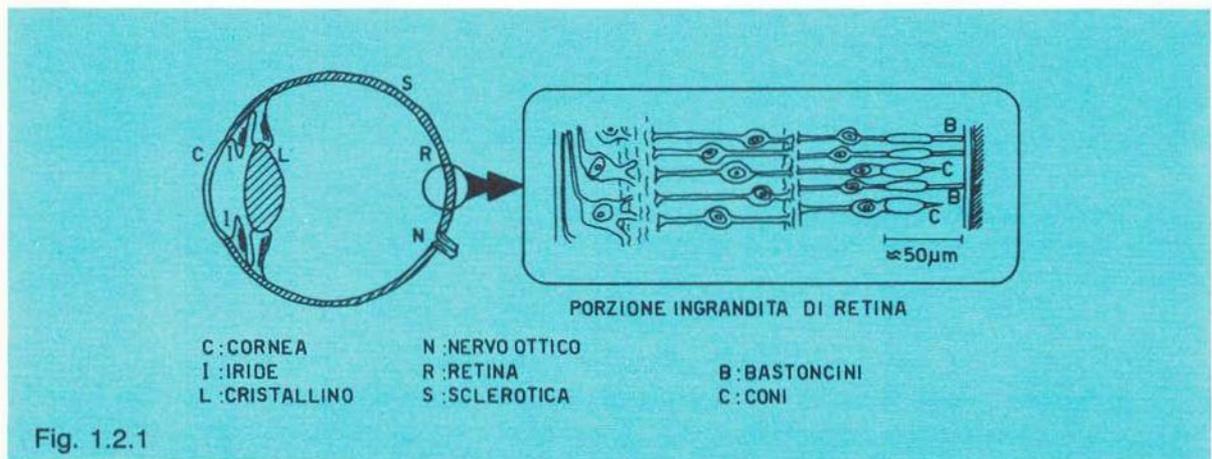
Naturalmente la figura mette in rilievo solo i colori principali, ma è evidente che tra un colore e l'altro esiste una varietà infinita di sfumature, ciascuna delle quali corrisponde a un valore intermedio della lunghezza d'onda.

Una radiazione è costituita da livelli di energia differenti alle varie lunghezze d'onda; se la radiazione presenta una concentrazione di energia nell'intorno di una sola frequenza essa viene definita monocromatica mentre, se è distribuita lungo lo spettro visibile, risulterà definita come bianca. In quest'ultimo caso se la distribuzione avviene ad intensità costante in funzione della frequenza, si ottiene la radiazione bianca equienergetica.

L'energia elettromagnetica si distingue dalla luce corrispondente per la differente sensibilità dell'occhio umano all'energia di diversa frequenza; in altri termini l'andamento di tale sensibilità stabilisce la quantità di luce corrispondente ad una determinata quantità di energia elettromagnetica, alle varie frequenze.

1.2 Caratteristiche dell'occhio umano

Dopo aver studiato come il raggio di luce sia costituito da un insieme di radiazioni elettromagnetiche che occupano una banda di frequenze ben definita, sarà opportuno studiare il comportamento dell'occhio umano per capire come esso si comporti di fronte alle variazioni sia di luminosità che di cromaticità.



Osservando la sezione dell'occhio umano (fig. 1.2.1), si può vedere come esso sia un bulbo avvolto esternamente da una membrana trasparente detta **cornea** che protegge, nella parte anteriore, il sistema di obiettivo costituito dall'**iride** e dal **cristallino**.

Tale obiettivo ha lo scopo di focalizzare l'immagine osservata su di una membrana sensibile alle radiazioni luminose detta **retina**, presente nella parte interna posteriore del bulbo.

Le sensazioni provocate sulla retina vengono trasmesse al cervello tramite il nervo ottico ad essa collegato.

Gli organi sensibili che, sulla retina, hanno il compito di trasformare le radiazioni luminose in sensazioni nervose da trasmettere al cervello si dividono in due grandi gruppi: i **coni** ed

i **bastoncini**. I bastoncini servono a darci la sensazione delle variazioni luminose, ossia sono quelli che ci permettono di rilevare la luminosità degli oggetti in bianco e nero, mentre i coni sono sensibili alle variazioni di colore.

Poiché nella retina sono presenti una grandissima quantità di bastoncini (circa cento milioni) ed una quantità molto inferiore di coni (circa cinque milioni), risulta evidente come l'occhio sia particolarmente sensibile alle variazioni di luminosità dell'ambiente e meno sensibile alle variazioni del colore.

In particolare si constata pure che l'occhio percepisce il colore soltanto quando la luminosità dell'ambiente supera un certo valore, al disotto del quale la scena viene percepita in bianco e nero. Inoltre, sempre per gli stessi motivi, l'identificazione del colore diventa tanto più difficile quanto più piccola è la superficie colorata da osservare.

Gli stessi coni, però, reagiscono in tre modi diversi in presenza delle radiazioni luminose distribuite nella banda dei rossi, dei verdi e dei blu.

Risulta utile a questo punto, tracciare la curva di sensibilità dell'occhio umano appartenente ad un soggetto medio.

Allo scopo, assumiamo come unità di misura l'energia richiesta alla frequenza per cui la sensibilità è massima, ottenendo così un grafico che rappresenta la sensibilità relativa.

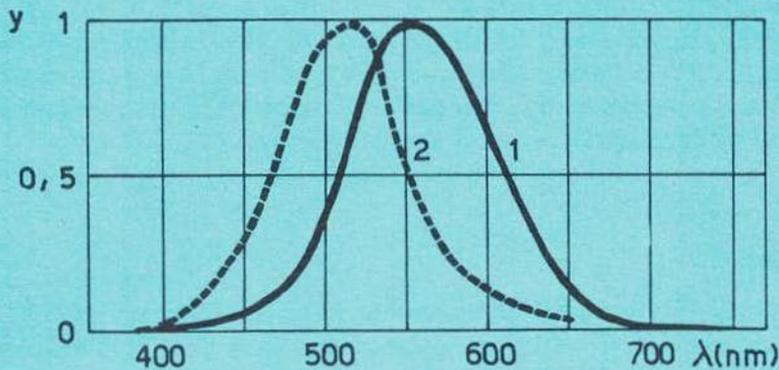


Fig. 1.2.2

Osservando la figura 1.2.2, dove appunto sono riportate le curve di visibilità ricavate a valori differenti di luminosità, notiamo come a 555 nm l'energia elettromagnetica (curva 1) provochi sull'occhio la massima sensazione di luce. La curva 1 è stata ricavata in condizioni di luce diurna con illuminazione solare, mentre per la curva 2 le condizioni di luminosità risultano poco intense, con valore massimo corrispondente al chiaro di luna, e definiscono così la visione crepuscolare.

Esaminiamo ora la figura 1.2.3, dove la curva tracciata in nero rappresenta ancora la curva di sensibilità dell'occhio umano.

Il diagramma riporta la sensibilità su una scala arbitraria, in funzione della lunghezza d'onda della radiazione, per cui a 555 nm avremo una sensibilità unitaria.

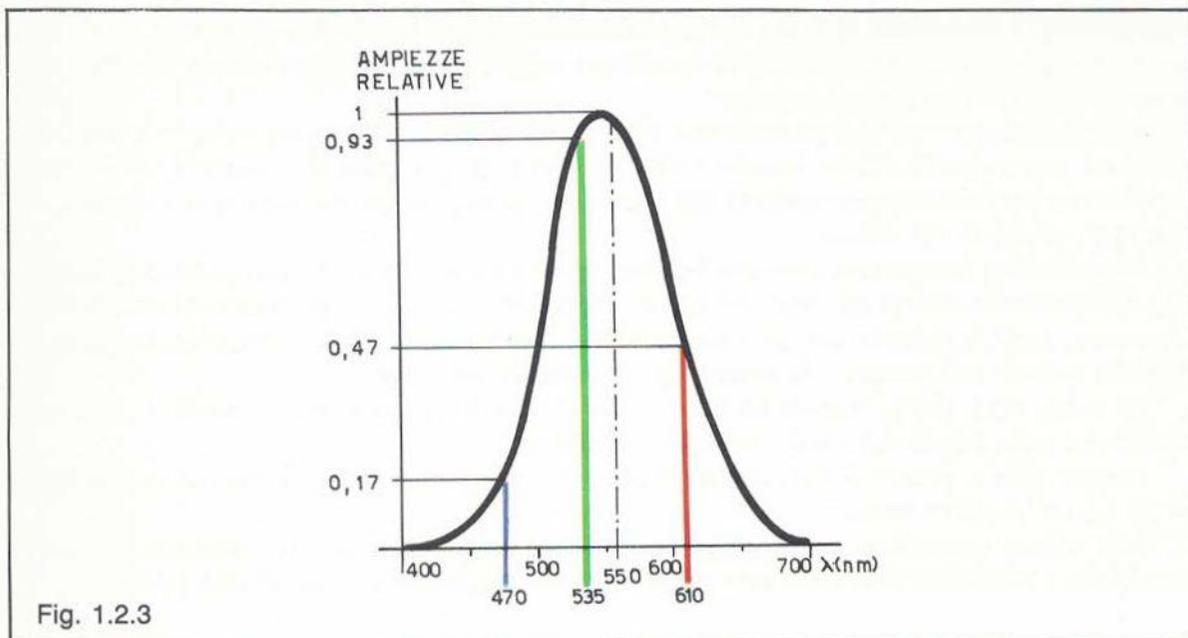


Fig. 1.2.3

Ponendo in fila lampade irradianti tutte la stessa potenza ma con lunghezze d'onda differenti, ossia luci di diverso colore, quella verde, che più si avvicina ai 555 nm , apparirà più luminosa mentre quella rispondente a 500 nm , a parità di potenza emessa, dà luogo ad una sensazione visiva pari al 32% della precedente, mentre a 660 nm la sensazione risulterà di circa il 5,5%. Se avessimo accesa anche una lampada ultravioletta, la sensazione sarebbe risultata nulla, in quanto al di fuori dalla curva di sensibilità stessa ($\lambda < 430 \text{ nm}$).

1.3 Unità fotometriche

Qualunque immagine, elemento fondamentale della visione e, nel caso che ci stiamo proponendo, di una **ripresa** con il mezzo televisivo, è frutto di una illuminazione la cui misurazione assume un aspetto importante in quanto, come accennato, è proprio la valutazione dell'intensità della sensazione l'elemento primario che l'occhio rileva. La quantità di energia raggianti emessa nell'unità di tempo da una sorgente luminosa non stabilisce lo stimolo fornito all'occhio dell'osservatore in quanto, a parità di energia raggianti, l'occhio risponde con stimoli differenti in funzione della lunghezza d'onda della radiazione stessa (fig. 1.2.3).

Pertanto una misura in unità di potenza (*watt*) o di energia (*joule*) non è affatto significativa.

Anziché considerare queste semplici unità fisiche, introdurremo delle unità psico-fisiche, dette **fotometriche** che implicano, oltre il fenomeno fisico, anche l'aspetto psicologico della sensazione. Per stabilire delle misure fotometriche ci ispiriamo alla curva normalizzata di sensibilità cromatica dell'occhio umano (fig. 1.2.3) che fungerà da legame tra parametri prettamente fisici e parametri fisiologici.

Così, come alla potenza energetica si associa un flusso energetico, alla potenza luminosa associamo il flusso luminoso inteso come energia nell'unità di tempo, espresso da:

$$\Phi_E = \frac{E}{t} \quad [\text{watt}]$$

L'unità di misura del flusso è il *lumen*:

$$\Phi_L = YK \Phi_E$$

e, riferendoci alla fig. 1.3.1 dove appunto a 555 nm corrispondono 680 lumen/watt (asse Y , che esprime l'ordinata della curva dell'occhio), definiamo per tale radiazione monocromatica, ove $Y = 1$, che 1 W equivale a 680 lumen .

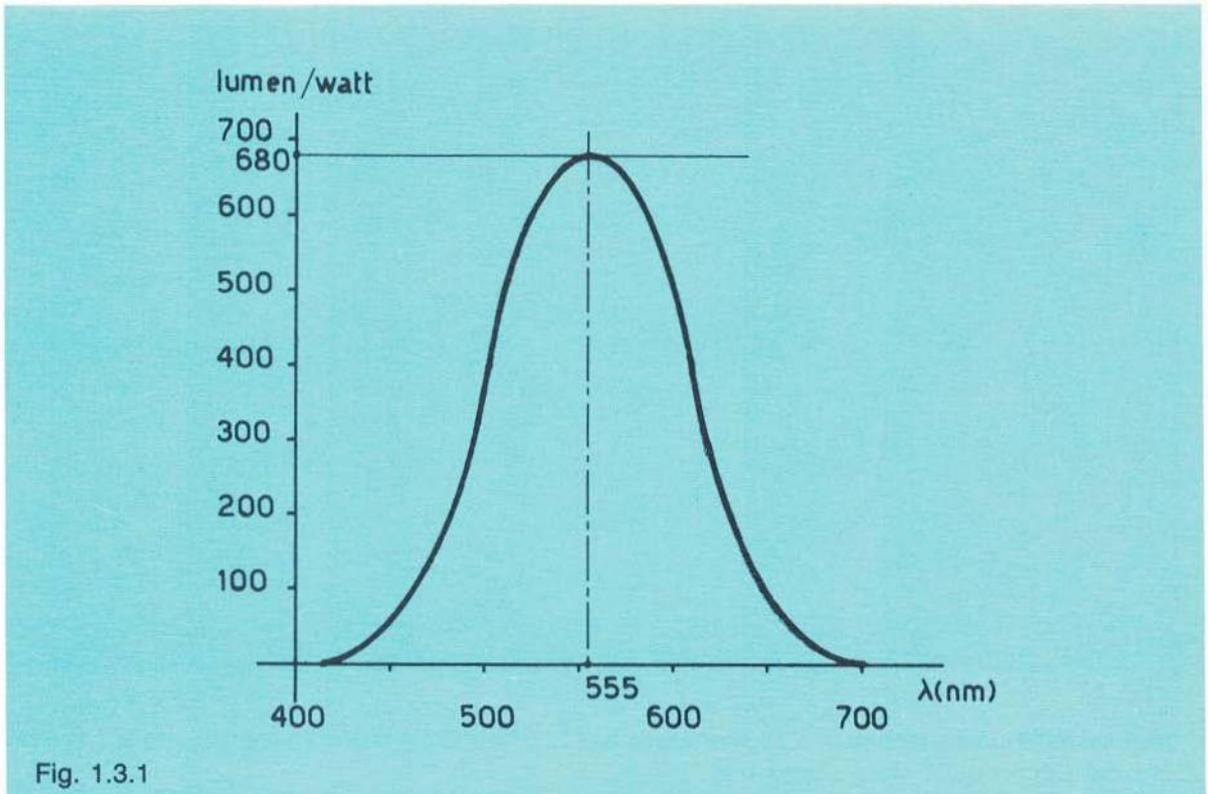


Fig. 1.3.1

Comunque, per una lampada di 100 watt non possiamo dire che essa irradia 68000 lumen in quanto non conosciamo la composizione spettrale della luce emessa da tale sorgente. A seconda quindi del tipo di lampada e delle lunghezze d'onda che concorrono a formare la potenza dei 100 W proposti nell'esempio, si potrà ricavare Φ_L sulla curva caratteristica di fig. 1.3.1. Consideriamo ora una sorgente luminosa puntiforme e sia $d\Phi$ il flusso da essa emesso nell'angolo solido $d\Omega$.

Si definisce intensità luminosa la quantità:

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}$$

energia questa irradiata nella direzione $d\Omega$.

L'unità fotometrica dell'intensità luminosa così definita è la *candela*, che pertanto rappresenta il flusso di 1 lumen nell'angolo solido unitario. Giova ricordare come per angolo solido si definisca lo spazio delimitato da una superficie conica; detto angolo si misura in steradiani (*str*).

Per chiarire questo si può affermare che, come il radiante è una porzione di piano delimitata da due semirette con l'origine nel centro della circonferenza di raggio unitario il cui arco da esse sotteso è pure unitario, così lo steradiano è lo spazio delimitato da una conica il cui vertice è nel centro di una sfera di raggio unitario; detta conica definisce sulla sfera una calotta di superficie unitaria (fig. 1.3.2).

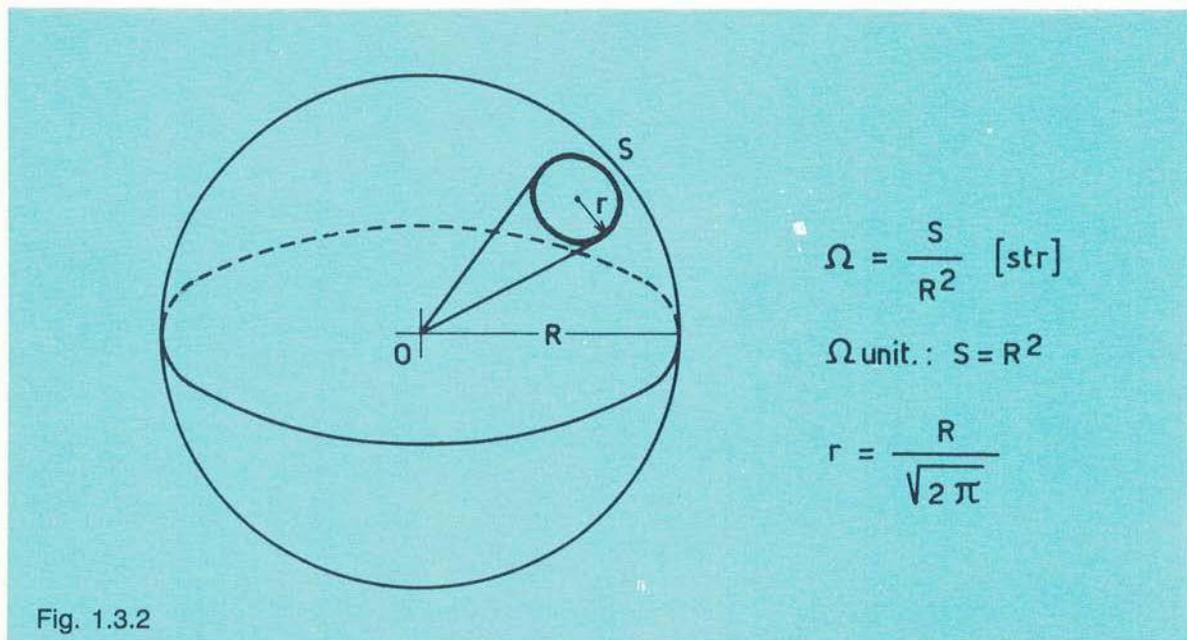


Fig. 1.3.2

Lo steradiano rappresenta il rapporto tra la superficie della calotta sferica sottesa e il quadrato del raggio della sfera stessa (fig. 1.3.2).

Dopo tale doverosa precisazione definiamo la *candela* come l'intensità luminosa emessa da una piastrina di platino alla temperatura di fusione avente superficie di $\frac{1}{60} \text{ cm}^2$ ed in direzione ad essa perpendicolare.

La scelta della *candela* come unità di misura è motivata dal fatto che è più facile riprodurre un campione di intensità luminosa che non un campione di flusso. Ora, se su una superficie dS espressa in m^2 agisce un flusso $d\Phi$ espresso in *lumen*, definiamo illuminamento E il rapporto:

$$E = \frac{d\Phi}{dS}$$

L'unità di misura di E è il *lux*, che corrisponde pertanto all'illuminamento che si ottiene su una superficie di 1 m^2 sulla quale incide il flusso di 1 lumen .

Se si vuole fare riferimento alla *candela* definita poc'anzi, possiamo dire che E rappresenta l'illuminamento prodotto da una sorgente puntiforme dell'intensità di 1 candela su una superficie distante 1 m e perpendicolare ai raggi luminosi.

Anziché il metro, spesso viene usato il piede (foot) sia per la distanza che per la superficie, per cui si ottiene il *footcandle*, come illustra la fig. 1.3.3.

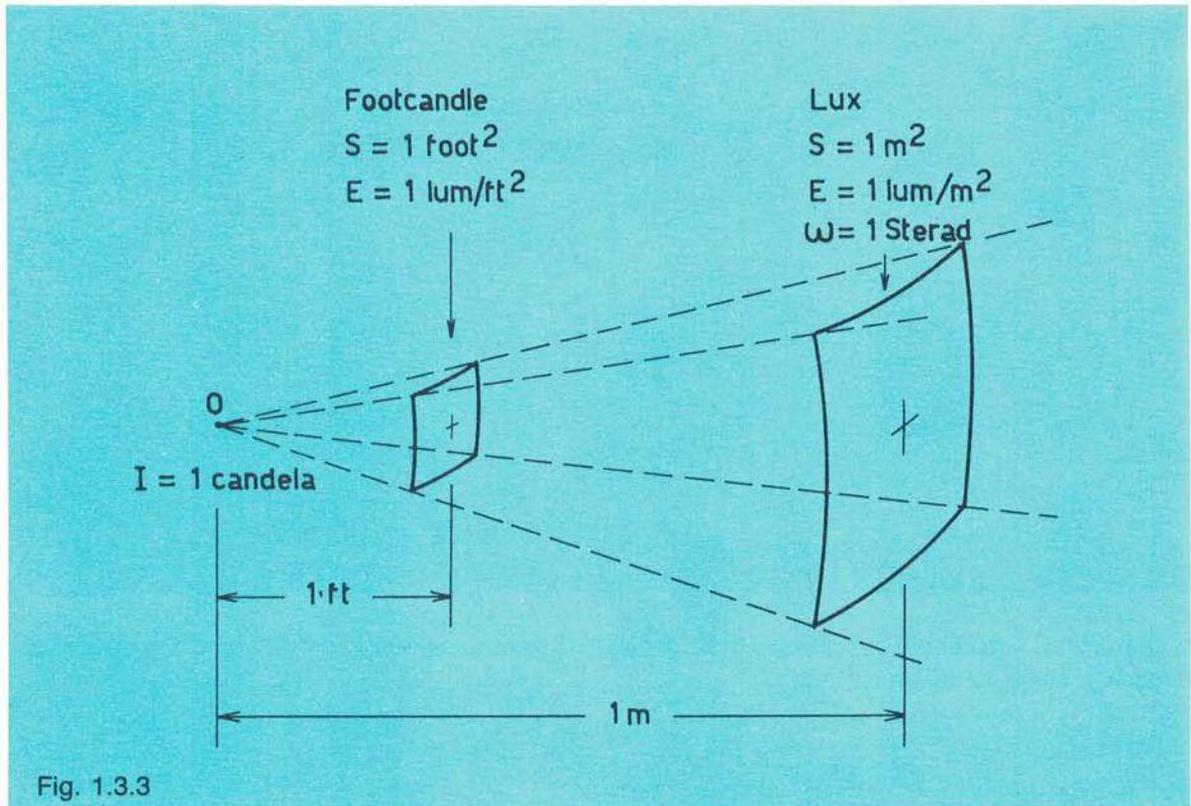


Fig. 1.3.3

Non sempre però le dimensioni della sorgente sono trascurabili rispetto alle distanze alle quali la misura viene effettuata (sorgente puntiforme), per cui è indispensabile esaminare la sorgente luminosa in relazione alle dimensioni della superficie emittente. Pertanto, con riferimento alla fig. 1.3.4, consideriamo la sorgente luminosa S comunque estesa (cioè non più puntiforme) e, nell'intorno di un suo punto A , una superficie dS . Definiamo luminanza L il rapporto:

$$L = \frac{dI}{dS_0}$$

dove $dS_0 = dS \cos \alpha$. La luminanza rappresenta il flusso emesso nell'unità di angolo solido dall'unità di superficie apparente e si misura in candele per metro quadrato. Parlando di luminanza di una superficie non è significativo il punto dove la radiazione luminosa è generata, ma esclusivamente l'energia luminosa che tale superficie irradia.

Poiché, mediamente, il flusso emesso in una data direzione è proporzionale al coseno dell'angolo che la normale alla superficie forma con la direzione considerata (legge di Lambert),

1.4 ACUITÀ VISIVA

possiamo affermare che la luminanza di una superficie che segue tale legge è indipendente dalla direzione.

La luminanza è una delle grandezze significative che contraddistinguono una radiazione e, sia nel caso della fotografia che della televisione monocroma, è la sola che verrà presa in considerazione come informazione utile.

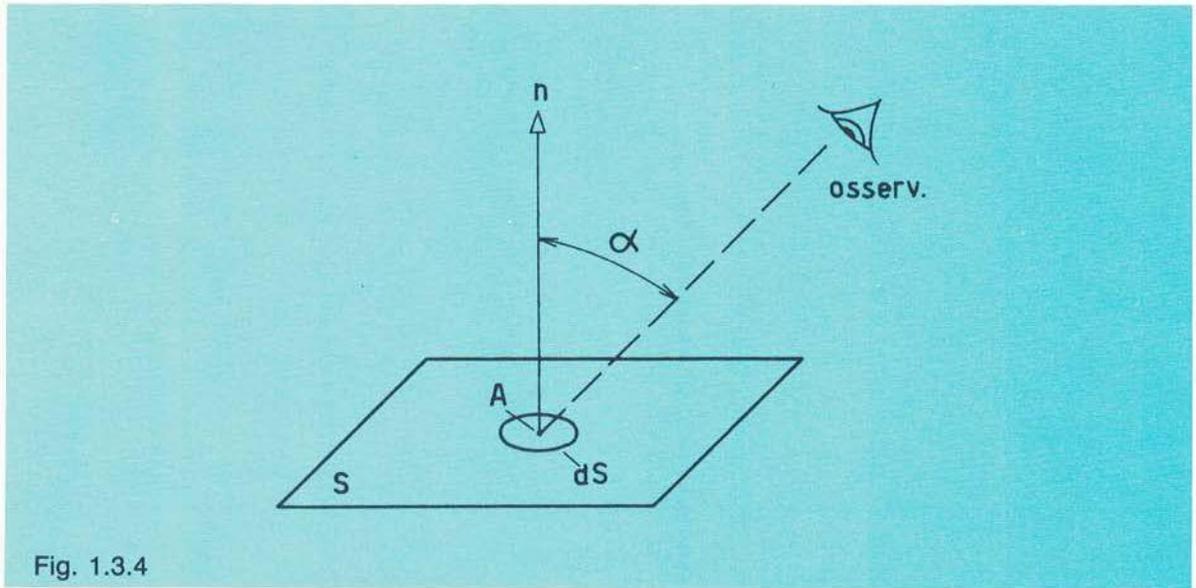


Fig. 1.3.4

La tabella 1.1 riporta un riepilogo delle principali grandezze fotometriche con le loro definizioni e le unità di misura.

1.4 Acuità visiva

L'occhio non apprezza informazioni cromatiche oltre un certo limite di dettaglio ed inoltre la sensibilità alle variazioni cromatiche è assai diversa a seconda della cromaticità dei colori interessati. Comunque oltre un certo limite, l'unico elemento ancora apprezzabile è la variazione di luminosità.

La facoltà dell'organo visivo di apprezzare dettagli dell'immagine più o meno fini viene definita come acuità visiva.

Questa viene espressa dall'angolo sotteso dai centri delle due aree che rappresentano gli elementi di dettaglio e che risultano al limite del potere di risoluzione. Tanto per fissare un ordine di grandezza, diremo che una buona acuità visiva è compresa tra 1 e 3 minuti d'arco, il che equivale a discriminare tra loro dettagli di immagine distanti $0,3 \div 0,5 \text{ mm}$ osservati alla distanza di 1 m .

L'acuità dell'occhio medio per oggetti ben illuminati ed in bianco e nero, si riduce sensibilmente per particolari colorati, per cui dovremo tener conto di questa importante peculiarità dell'occhio quando si tratterà di definire la banda passante dei circuiti a cui verrà affidata l'informazione cromatica, ormai trasformata, come vedremo, in un segnale elettrico.

GRANDEZZE PSICO-FISICHE (o fotometriche)		
Denominazione	Definizione	Unità di misura
flusso luminoso	$\Phi = \frac{Q}{t}$ energia luminosa nell'unità del tempo	Lumen [lm]
illuminamento	$E = \frac{\Phi}{S}$ flusso luminoso sull'unità di superficie investita	lux = lumen/m ² foot-candle = lumen/sq. ft [ft-cd]
luminosità	$M = \frac{\Phi}{S}$ flusso luminoso sulla unità di superficie emittente	lux s.b. = lumen/m ² foot-candle
intensità luminosa	$I = \frac{\Phi}{\Omega}$ flusso luminoso nell'angolo solido unitario	candela = lumen/sterad. [cd]
luminanza	$L = \frac{I}{S_a}$ intensità luminosa sulla unità di superficie apparente	nit = candela/m ² stilb = candela/lm ² apostilb = $\frac{1}{\pi}$ candela/m ² foot lambert = $\frac{1}{\pi} \cdot$ candela/ sq.ft

Tab. 1.1

Ricordiamo ancora come il potere risolutivo dell'occhio, per i fini dettagli colorati, sia condizionato dal fatto che l'organo visivo è maggiormente sensibile a differenze di luminosità che non a differenze di cromaticità.

Vedremo anche come il potere risolutivo sia funzione del colore degli elementi di dettaglio osservati. In altre parole, osservando un oggetto colorato avente fini elementi di dettaglio, notiamo come questi appaiano con i loro colori ben definiti; allontanandosi dall'oggetto questi elementi, ad una certa distanza risulteranno neutri, e non tutti per la medesima distanza, essendo come detto, quest'ultima, funzione del colore dell'elemento considerato.

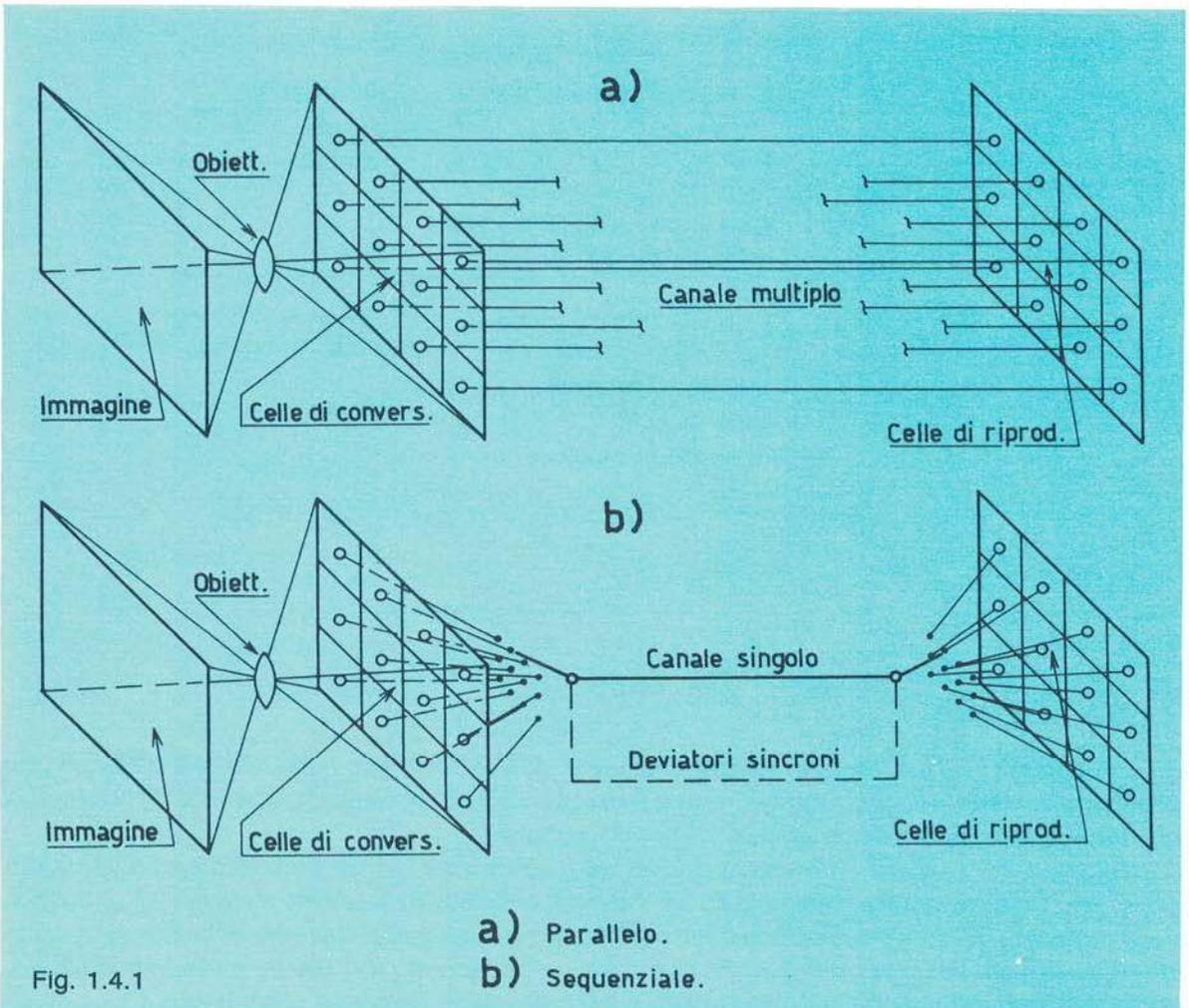
1.4 ACUITÀ VISIVA

Nella valutazione delle caratteristiche dell'occhio umano, dobbiamo ancora rilevare come il mosaico che costituisce la retina sollecita con ogni areola elementare il cervello, generando stimoli che raggiungono l'elemento di sintesi parallelamente, in quanto ogni areola elementare è collegata direttamente al nervo ottico con un neurone. Inoltre nell'occhio il processo di impressione, trasmissione al cervello dello stimolo e relativa memorizzazione è sempre in grado di far pervenire all'organo di sintesi l'informazione ottica, sostituendola "automaticamente" a quella precedente.

Vedremo che, con mezzi artificiali interposti tra l'occhio e la scena da riprendere, queste prerogative verranno a decadere con evidente limitazione qualitativa del sistema di visione.

Ogni sistema di riproduzione di immagini indiretto deve però avvicinarsi o comunque "imitare" il più possibile quello di visione diretta dettato dall'occhio senza organi interposti.

La retina che, come detto, costituisce la parte trasduttrice è configurata come un mosaico il cui elemento fondamentale funziona come una cellula elementare che, sollecitata, produce uno stimolo elettrico il quale giunge al cervello tramite un neurone.



Essendo numerosissimi gli elementi fotosensibili (sola luminanza), l'immagine focalizzata dal cristallino sulla retina risulta costituita da un numero elevatissimo di elementi che determinano quindi un potere di risoluzione difficilmente eguagliabile.

In prima valutazione possiamo affermare che il sistema indiretto, qualunque sia, risulta limitato poiché la realizzazione di una retina "artificiale" a così elevato numero di elementi risulta per ora pressoché impossibile.

Inoltre la trasmissione di dette informazioni all'elemento di sintesi non potrà certo disporre di un numero così elevato di elementi fisici di collegamento (fig. 1.4.1a), ma dovrà ovviamente trasferire le informazioni provenienti da ogni area elementare in modo seriale, come illustra la fig. 1.4.1b.

1.5 Parametri caratteristici del colore

Ogni radiazione è determinata da tre grandezze: la luminanza, la tinta e la saturazione; queste ultime due definiscono la cromaticità.

Poiché molte volte il termine luminanza viene sostituito dal termine luminosità, è bene chiarire il loro significato. Una sorgente luminosa possiede una determinata luminosità misurabile con un certo valore di luminanza, esprimibile in candele per metro quadrato o nit, stilb, ecc. (vedi tab. 1.1).

L'occhio viene sensibilizzato da questa luminosità, interpretandola come luminosità anche se lo stimolo che ne riceve dipende dalla illuminazione circostante. Osservando a titolo di esempio la figura 1.5.1 l'occhio valuta la superficie interna più scura nel caso di figura 1.5.1a che quando è circondata dal nero come in figura 1.5.1b.

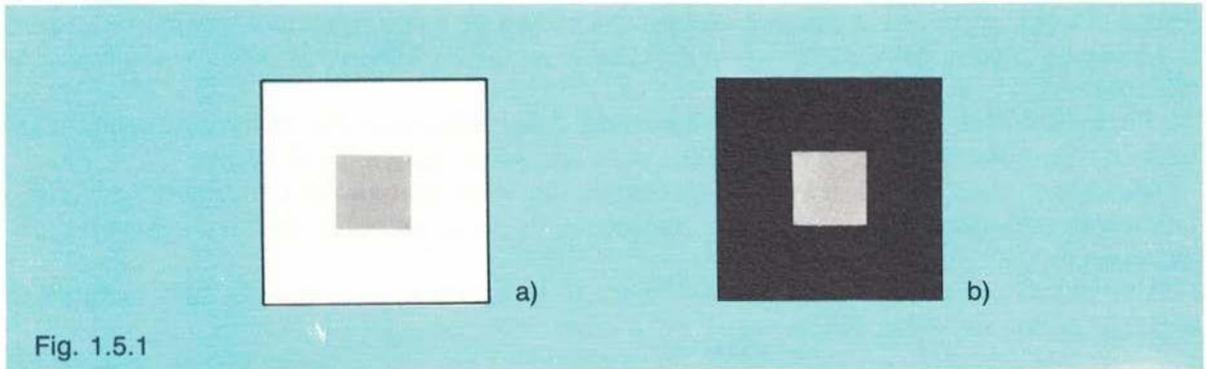


Fig. 1.5.1

Quindi le due superfici centrali di figura 1.5.1, pur avendo eguali luminanze, danno luogo a sensazioni luminose diverse.

La luminanza, pur non interessando la cromaticità, esercita sulla tinta una certa influenza. Nello spettro della luce bianca mancano infatti apparentemente quelle che impropriamente sono definite p. es. tinte marroni, oliva. Questi sono colori che possiamo definire particolari, in quanto non sono altro che tinte rispettivamente arancio e gialle a luminanza ridotta.

Possiamo definire, come luminanza, quel parametro che eguagliato a zero porta il colore al nero (fig. 1.5.2)

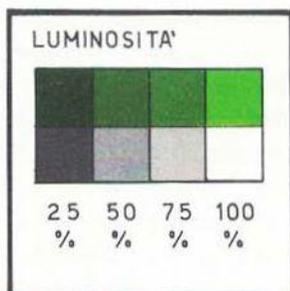


Fig. 1.5.2

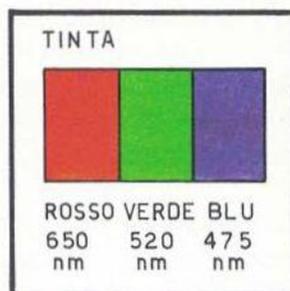


Fig. 1.5.3

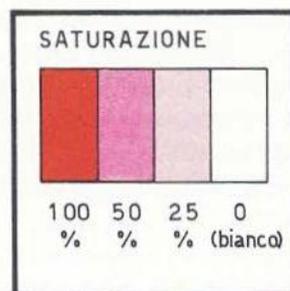


Fig. 1.5.4

La tinta è il parametro del colore che consente di discriminare l'energia raggiante in funzione della frequenza; a seconda del valore di quest'ultima, definiremo le sensazioni provate dall'organo visivo mediante denominazioni come verde, rosso, giallo, ecc.

Essa è quindi una sensazione non quantizzabile ed il suo aspetto fisico non è altro che la lunghezza d'onda, o frequenza, che caratterizza la sensazione stessa (fig. 1.5.3).

È bene puntualizzare come, nella realtà, una radiazione colorata non è mai caratterizzata da energia concentrata su un'unica frequenza, pur ritenendo pura la radiazione stessa.

Essa è costituita dall'insieme dell'energia pertinente ad una certa banda di frequenza, più o meno ampia. La tinta di questa radiazione risultante sarà quella pertinente alla radiazione che offre il maggior contributo di luminosità, ossia dà luogo al maggiore stimolo e viene definita lunghezza d'onda dominante. Ovviamente, nel caso di somma di una radiazione blu e una verde, otteniamo una tinta detta «ciano», la quale non comprende fisicamente la lunghezza d'onda pertinente a tale tinta anche se l'occhio ne viene stimolato, per cui in tal caso la lunghezza d'onda del «ciano» verrà definita equivalente. Rimane da definire ora la «saturazione».

Per **saturazione** si intende il grado di purezza della radiazione. Per radiazione satura si intende quella ottenuta dalla scomposizione dei raggi solari attraverso il prisma.

Quando si mescola una radiazione satura con una certa quantità di luce bianca, otterremo una nuova radiazione meno pura della precedente, di cui ne conserva però la lunghezza d'onda originale.

Una radiazione può perciò avere diversi gradi di saturazione, a seconda della quantità di luce bianca con cui viene diluita.

Un colore desaturato al 100% (ossia con saturazione zero) è un raggio di luce bianca (vedi fig. 1.5.4). La saturazione è quindi il parametro che, se eguagliato a zero, rende la radiazione colorata bianca.

1.6 Sorgenti di luce bianca

Nella realtà le sorgenti naturali di luce non sono monocromatiche, ma contengono radiazioni di molte lunghezze d'onda come, ad esempio, la luce solare, che presenta uno spettro continuo.

Se tale spettro abbraccia tutto il campo in cui l'occhio risulta stimolato, la luce appare bianca, ossia in essa non è possibile discriminare alcuna tinta, anche se nella circostanza viene esercitata l'azione di tutte le radiazioni presenti che condizionano quindi la visione.

Teoricamente la luce bianca viene definita quella corrispondente ad una distribuzione di energia costante nell'intero spettro visibile, dando luogo al bianco equienergetico.

Il bianco così definito non è però il solo, ed inoltre è difficilmente attuabile come campione. Ricordiamo il bianco della luce solare, o bianco *B*, curva 2; il bianco *C*, curva 3 che si avvicina al colore del cielo nordico; il bianco *A*, curva 1, generato da una lampada al tungsteno, che è più rossastro dei precedenti (fig. 1.6.1).

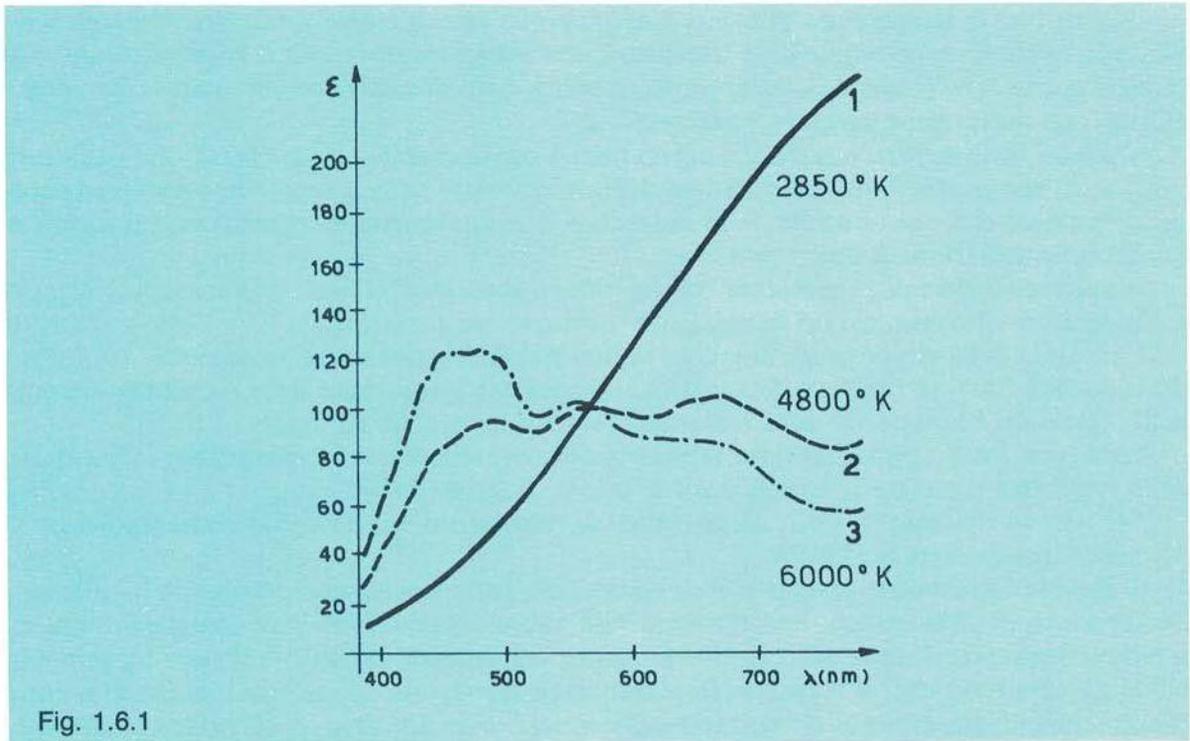


Fig. 1.6.1

Ora se variamo la tensione del filamento della lampada al tungsteno che fornisce la radiazione bianca, si modificherà la sua cromaticità.

Si è quindi giunti a specificare la cromaticità di una radiazione bianca mediante la **temperatura di colore**, espressa in gradi Kelvin ($^{\circ}\text{K}$).

Supponiamo di possedere una ipotetica lampada a filamento che possa essere alimentata con tensioni minori o maggiori di quella nominale, senza subire danni. Per ogni valore della tensione di filamento notiamo una cromaticità differente; misurando per ognuno di tali valori la temperatura della lampada, esprimendola in gradi Kelvin, avremo associato ad ogni cromaticità della radiazione neutra un termine rigoroso di temperatura.

Tale valore è definito, appunto, temperatura di colore di quella determinata radiazione: essa rappresenta la temperatura a cui dovrebbe funzionare l'ipotetica lampada per produrre

una radiazione di eguale cromaticità, valutata quest'ultima dall'occhio. Un corpo che emette per incandescenza ha uno spettro continuo come quello del corpo nero, con un massimo in corrispondenza di una determinata lunghezza d'onda, che diminuisce all'aumentare della temperatura.

Conoscendo le caratteristiche del corpo nero si può dare una definizione più rigorosa del concetto fisico di temperatura di colore. Allo scopo distinguiamo le sorgenti di energia luminosa in due categorie:

- a) sorgenti che emettono per incandescenza, per le quali è possibile parlare di temperatura di riscaldamento.
- b) sorgenti per le quali non si può parlare di temperatura nel senso comune, come p. es. il sole, le stelle, le lampade fluorescenti.

Nel caso a) la temperatura di colore è approssimativamente quella espressa in grandi Kelvin, alla quale il corpo emittente è riscaldato; con maggiore rigore è la temperatura alla quale il corpo nero (lampada ideale) presenta uno spettro di emissione con un massimo coincidente con quello della sorgente esaminata.

Nel caso b) lo spettro emesso dal corpo nero è confrontabile con quello di una delle sorgenti a cui accennato. In tal caso, la temperatura di colore della sorgente in oggetto è quella del corpo nero che emetta un flusso di radiazioni, cromaticamente e soggettivamente eguale a quello della radiazione stessa.

A valori maggiori di temperatura corrispondono radiazioni bianche più azzurrine, mentre a temperature di colore minori le radiazioni risultano più rossastre.

La misura della temperatura di colore di una sorgente è praticamente espressa, impiegando opportuni filtri, in funzione del rapporto esistente fra il contenuto delle radiazioni presenti nell'intorno del blu e quello delle radiazioni presenti nella zona del rosso.

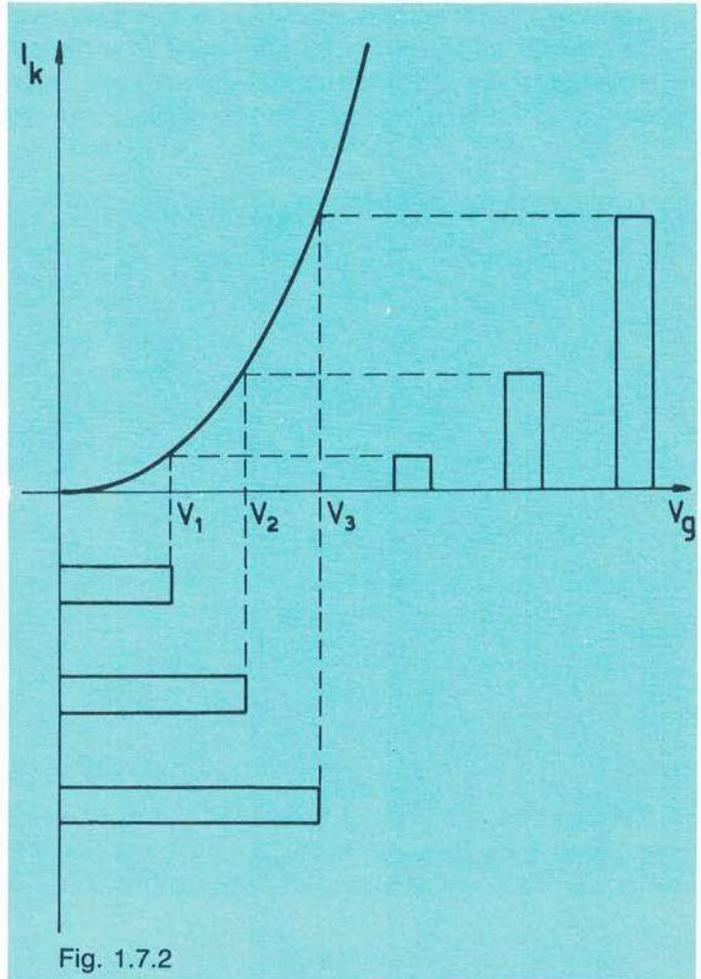
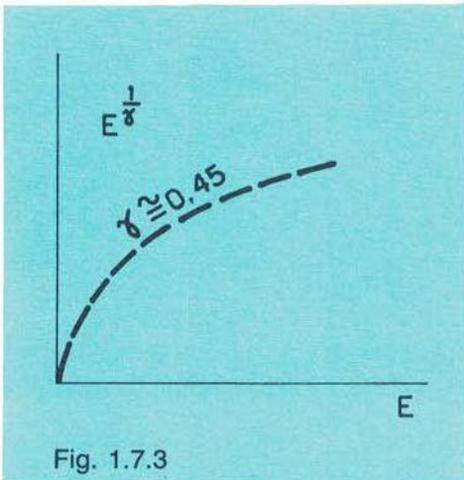
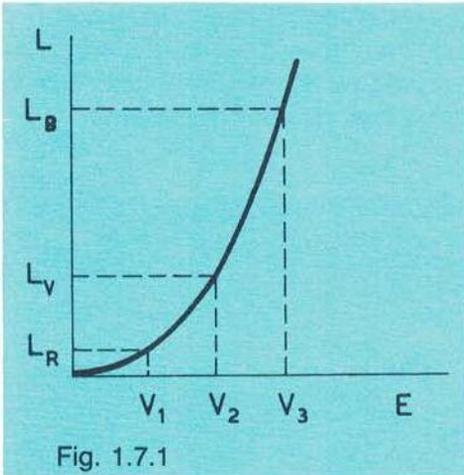
La figura 1.6.1 riporta appunto le più significative distribuzioni energetiche in funzione della lunghezza d'onda e la temperatura di colore di alcuni tipi di bianco.

Per quanto riguarda la TVC, come bianco di riferimento è stato definitivamente fissato il *bianco D*, rispondente a $6500\text{ }^\circ\text{K}$.

Si ricorda come una superficie bianca risulta tale, indipendentemente dalla sua luminanza. Da un punto di vista teorico, la sorgente di luce ideale dovrebbe irradiare con eguale energia a tutte le lunghezze d'onda dello spettro luminoso ma, essendo difficile realizzare un campione di tali caratteristiche, si sono standardizzati degli illuminamenti che riprodussero le condizioni che maggiormente si riscontrano nella realtà, come appunto quelli riportati nelle fig. 1.6.1.

1.7 Il gamma

L'immagine, trasmessa sotto forma di segnale elettrico (segnale video), perviene in ricezione al sistema di sintesi, costituito dal riproduttore o cinescopio che opererà la conversione inversa a quella effettuata dal tubo di ripresa, ossia elettro-ottica. Anche se l'esame di un tale tipo di trasduttore avverrà in un successivo capitolo, possiamo sin d'ora affermare che tale trasduttore non è un elemento lineare e la sua caratteristica – tensione di eccitazione/luminosità fornita dal fosforo – assume un andamento assai simile a quello riportato in figura 1.7.1, imputabile alla trasformazione non lineare da tensioni di eccitazione a corrente di fascio.



Tracciando le curve di trasferimento degli stadi costituenti l'intera catena di trasmissione-ricezione, è possibile stabilire che la non linearità implica il solo sistema di sintesi, dove la corrente I_p è legata alla tensione di eccitazione E dalla relazione:

$$I_p = KE^\gamma$$

Il fattore di non linearità è compreso tra 1,6 e 2,5, mentre per gli stadi di ripresa e trasmissione esso assume valore 1 o assai prossimo a esso.

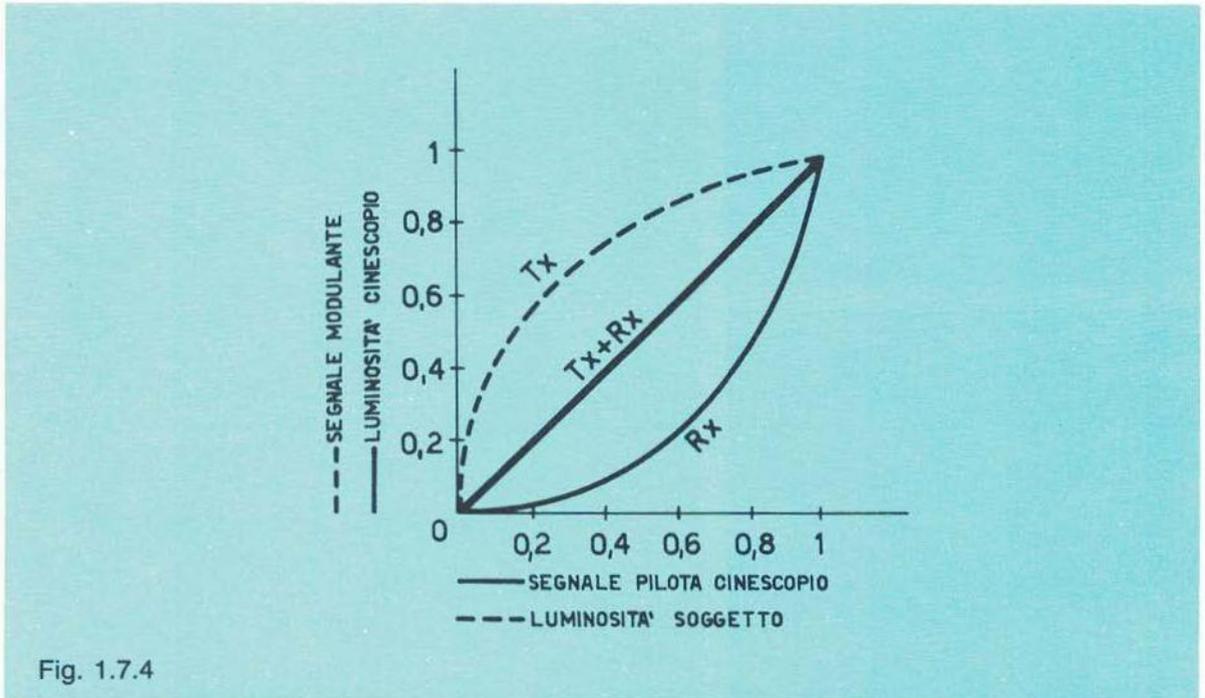
In un canale complessivo di trasmissione avente tali caratteristiche, applicando al sistema riproduttore segnali che risultino in rapporto per esempio 1, 2, 3, otteniamo informazioni aventi ampiezza ben diversa, per cui i rapporti suddetti risultano falsati (fig. 1.7.2).

La correzione di tale distorsione avviene distorcendo in modo complementare il segnale trasmesso secondo la curva di fig. 1.7.3, rispondente a una condizione di non linearità definita dal fattore $\frac{1}{\gamma}$.

1.7 IL GAMMA

Dalla fig. 1.7.4 notiamo come la complessiva curva di trasferimento risulti lineare.

Anche tale argomento verrà ripreso ed approfondito nel 2° volume, in quanto la correzione del gamma nell'elaborazione del segnale cromatico darà luogo a notevoli problemi. Per la trattazione del segnale monocromo la precisazione fatta dovrebbe risultare sufficiente.



2.1 Il Flicker e l'analisi interlacciata

Pensiamo un istante a quanto avviene quando si legge un libro: la nostra attenzione si soffermerà sulla prima parola, in alto a sinistra della pagina in lettura in quanto l'occhio, pur avendo una globale visione della totale informazione, ossia l'intera pagina, sofferma la propria attenzione sull'inizio della prima riga e successivamente sugli elementi che seguono. Procedendo da sinistra a destra, il contenuto di informazione di tutta la prima riga verrà trasdotto al cervello che lo sintetizzerà come una serie sequenziale molto veloce di informazioni. Ciò perché la lettura richiede il soffermarsi dell'attenzione del soggetto su ogni vocabolo, non essendo possibile memorizzare *simultaneamente* il singolo significato del messaggio come avviene per una immagine qualsiasi, anche se l'intera pagina viene *vista* scritta simultaneamente in tutti i suoi punti.

Al termine della riga letta, l'occhio torna in modo rapido all'inizio della riga successiva e quindi riprende ad analizzarne il messaggio contenuto per rivolgere poi la propria attenzione, in modo analogo, a tutte le righe che compongono la pagina.

A questo punto, ad eccezione del tempo dedicato a voltare pagina, l'occhio inizierà con analoga procedura, partendo ancora dall'alto verso il basso e da sinistra a destra, ad analizzare il nuovo contenuto pertinente alla nuova pagina. Per le immagini in movimento potremmo ispirarci al metodo di riproduzione per sequenza di fotogrammi, ossia al sistema cinematografico. Quest'ultimo è assai simile a quello dell'occhio umano, in quanto le informazioni visive del fotogramma vengono proiettate in parallelo, ossia con contemporaneità sullo schermo di visione e quindi sulla retina. Con tale sistema il dettaglio è assai elevato e risulta direttamente proporzionale alle dimensioni del fotogramma ed inversamente proporzionale alla granulosità molecolare del supporto fotosensibile.

Per quanto riguarda la sensazione corretta del movimento, è sufficiente adottare una adeguata velocità di scorrimento dei fotogrammi stessi nell'unità di tempo. Tenendo presente tutte queste considerazioni è possibile sviluppare un sistema artificiale di riproduzione di immagini ottiche tale da soddisfare maggiormente l'occhio umano.

È possibile pertanto ipotizzare sin d'ora un sistema che analizzi l'immagine ottica per punti successivi, magari disposti ordinatamente su linee orizzontali, partendo da sinistra e procedendo verso destra, imitando il sistema di lettura cui poc'anzi accennato.

Si tratterà ora di stabilire in quanti punti siamo in grado di dividere una linea di esplorazione dell'immagine e con quante linee sopporre di scandire ogni fotogramma o quadro completo di immagine.

È intuibile come, maggiori risulteranno sia il numero di punti per linea che il numero di linee che completano l'intera immagine, maggiore risulterà il dettaglio. Dobbiamo ancora risolvere il problema del movimento; abbiamo appena accennato al fatto che nel mezzo cinematografico si tratta di adottare una opportuna velocità di scorrimento dei fotogrammi. Nel sistema che stiamo ipotizzando il problema assume gli stessi aspetti.

Una velocità di 24 fotogrammi al secondo provoca nel cinema una corretta sensazione del movimento, anche se il passaggio da un fotogramma al successivo avviene durante un tempo "non utilizzato", che quindi non dà luogo a alcuna immagine, con mancanza di informazione ottica, ossia un periodo di nero. Il passaggio tra due fotogrammi consecutivi, aventi ognuno un certo contenuto luminoso pertinente alla scena ripresa, è intervallato da un tempuscolo pur breve di nero.

In un proiettore cinematografico convenzionale, il trascinamento della pellicola è discontinuo; la sequenza dei fotogrammi è pari a 24 al secondo ma, di $\frac{1}{24}$ di secondo, una frazione è devoluta al trascinamento e due frazioni all'illuminazione intermittente di ogni fotogramma che rimane fermo, sicché l'osservatore vede sullo schermo la proiezione di 48 fotogrammi al secondo. Il trascinamento è ottenuto con un congegno denominato "croce di Malta", costituito da un rocchetto dentato che ha la funzione di produrre l'avanzamento a scatti della pellicola. Nei proiettori convenzionali la frazione di tempo devoluta al trascinamento è relativamente lunga; se questa si riduce a $1,5 \div 2 \text{ ms}$ (proiettori "fast pull down"), l'analisi dei fotogrammi può essere fatta con le stesse modalità di una immagine fissa. Il risultato di questo cambio di immagine dà però luogo allo sfarfallio (flicker) sul sistema di sintesi o schermo di visione, dovuto a questa periodica modulazione della luminosità media.

Questo effetto, denominato appunto flicker, è dovuto all'annullamento periodico dell'informazione ottica durante la sostituzione del fotogramma.

L'eliminazione o l'attenuazione di questo fastidioso disturbo è ottenuta nel cinema mediante doppia proiezione del medesimo fotogramma, con il risultato di passare da 24 a 48 illuminazioni al secondo pur mantenendo costante il numero di fotogrammi nell'unità di tempo.

Vedremo come nel sistema televisivo un analogo artificio consentirà di neutralizzare il medesimo disturbo: anche in questo caso si raddoppierà il numero di esplorazioni al secondo mantenendo costante il numero di immagini.

Si tratta ora di disporre dell'immagine ottica sotto forma di un reticolo fotosensibile esplorabile da un sistema di analisi elettronico onde ricavare, per ogni punto, un'informazione elettrica appropriata.

A questo provvede, come vedremo tra breve, il convertitore ottico-elettronico, cioè un dispositivo assai complesso il cui compito è di trasformare l'informazione ottica in un segnale elettrico di ampiezza proporzionale alla luminanza, punto a punto, della scena ripresa.

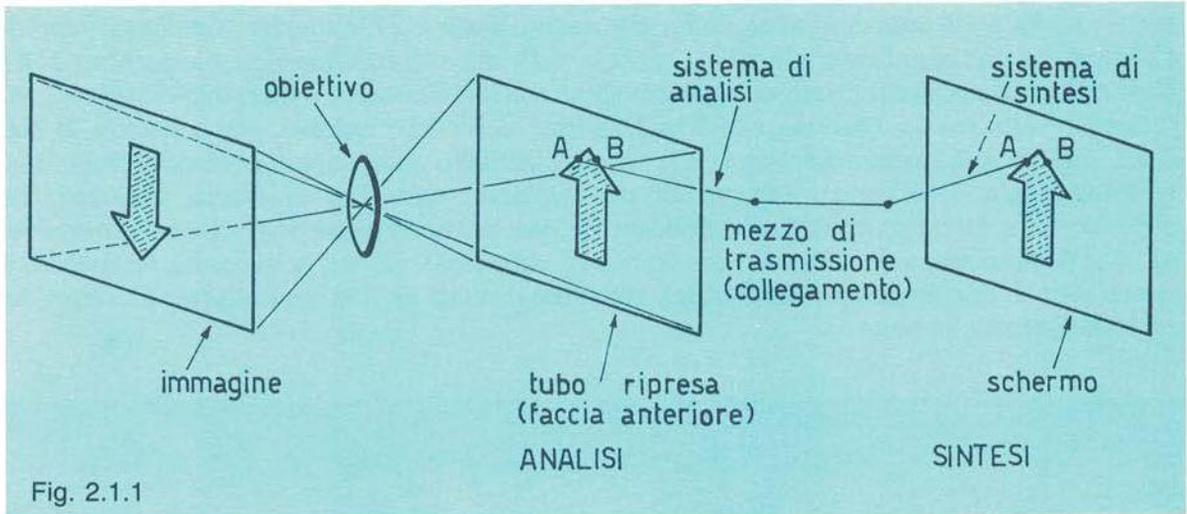
Supponiamo, per ora, di conoscere questo dispositivo e di focalizzare con un obiettivo l'immagine ottica sulla superficie anteriore di questo convertitore.

Avremo pertanto a disposizione un fotogramma, o quadro, il quale propone la luminanza dei vari punti analogamente al cinema con la differenza che, mentre in quest'ultimo il supporto sul quale giace il fotogramma stesso è ottico (pellicola), nel caso del nostro convertitore sarà, come vedremo, uno strato semiconduttore fotosensibile.

Sulla parte interna della superficie del convertitore, sulla quale è focalizzata l'immagine, vi dovrà essere un elemento esploratore in grado di rilevare, punto a punto, i valori luminosi

del quadro televisivo (fotogramma nel caso cinematografico).

Questo dispositivo di analisi punto a punto non potrà che essere elettronico, in quanto sappiamo che, durante il suo processo esplorativo, si dovrà muovere ad elevata velocità, poiché tale rilevamento di informazione non avviene in parallelo ma, come più volte ricordato, in modo seriale. Appena rilevata l'informazione attraverso il mezzo di trasmissione (p. es. collegamento fisico come cavo coassiale) verrà informato il dispositivo di sintesi o schermo riproduttore che "in quel punto" dovrà presentare una luminanza proporzionale all'entità dell'informazione stessa. Tutto questo dovrà avvenire in modo ordinato: il processo di analisi (ripresa) e quello di sintesi (visione) debbono compiersi in perfetto sincronismo. Riferendosi alla figura 2.1.1, il dispositivo che si sofferma sul punto *A* dell'immagine riprodotta, si sposterà in *B* nello stesso istante in cui, in analisi, l'analogo dispositivo di rilevamento della luminanza si sarà portato su *B*.



Stabilite le modalità di esplorazione e quindi di generazione dell'informazione elettrica che rispecchia, con legge lineare, la luminanza dell'immagine, dobbiamo stabilire la struttura esplorativa dell'immagine stessa e da quanti punti la possiamo considerare costituita.

Il quadro televisivo o **raster** viene definito con un rapporto dimensionale 4:3 per la normale trasmissione di immagini televisive, mentre in casi particolari, come nel sistema ad alta definizione, tale rapporto risulterà di 5:3,33.

Evidentemente la determinazione del numero di elementi o aree elementari che compongono il raster dovrà avvenire su base statistica mediante un corretto compromesso tra diverse esigenze quali un costo contenuto dei ricevitori, una buona qualità di immagine ed un'accettabile complessità tecnologica. Proprio da indagini statistiche è stato definito che, nella grande maggioranza dei casi, le immagini da riprendere offrono raramente elementi di dettaglio così piccoli da giustificare un numero di linee superiori alle attuali 625 (Standard adottato dall'Italia) anche se, come ampiamente sottolineato, l'occhio umano è in grado di recepire dettagli ben superiori, come provato dai recenti esperimenti in alta definizione con scansione di 1175 o 1250 linee per ogni quadro completo.

In funzione del numero di linee e tenendo conto del rapporto dimensionale d'immagine, determineremo il numero di punti o aree elementari per ogni linea, partendo dal presupposto che il dettaglio in senso verticale non ha motivo di differire da quello in senso orizzontale.

Poiché sia il numero di linee che il numero di quadri al secondo sono legati a molte considerazioni, tra loro non sempre coincidenti, si sono fissate delle norme standard che differenziano i sistemi di ripresa adottati dai vari paesi. Vedremo come la Francia abbia adottato per il sistema monocromo addirittura *819 linee*, mentre l'America *525 linee*.

Analizzeremo in seguito i vari standards televisivi con maggiore attenzione; per ora è sufficiente pensare che la scelta di alcuni parametri come il numero di linee per quadro nasca da una somma di considerazioni più o meno soggettive e che quindi non può essere un termine univoco e rigoroso. Anche per la ripresa televisiva si è scelto un numero di immagini al secondo assai vicino a quello cinematografico: per l'esattezza *25* al secondo anziché *24*. Tale differenza è dettata esclusivamente da vincoli tecnologici, come esamineremo in dettaglio. Il problema del flicker è stato risolto anche in questo caso analizzando la stessa immagine due volte per un totale di *50* scansioni al secondo, che danno luogo a *25* immagini complete o quadri. Ciò significa che ogni raster televisivo, nel caso delle previste *625 linee*, è esplorato con *312,5 linee* che costituiscono il primo semiquadro ed altre *312,5 linee* (secondo semiquadro) che, interlacciate alle prime, costituiscono l'esplorazione dell'intero quadro, come illustra la fig. 2.1.2. Nel sistema cinematografico con il semplice artificio della doppia proiezione dello stesso fotogramma, il flicker trova la sua corretta soluzione, mentre in un sistema televisivo, che abbiamo visto essere sequenziale, si rischierebbe, per analogia di sistema, una memorizzazione di informazione, vale a dire un arretramento temporale. Di qui la necessità di dividere il raster (che è l'analogo del fotogramma cinematografico) in due semiquadri, o trame, ad esplorazione interlacciata.

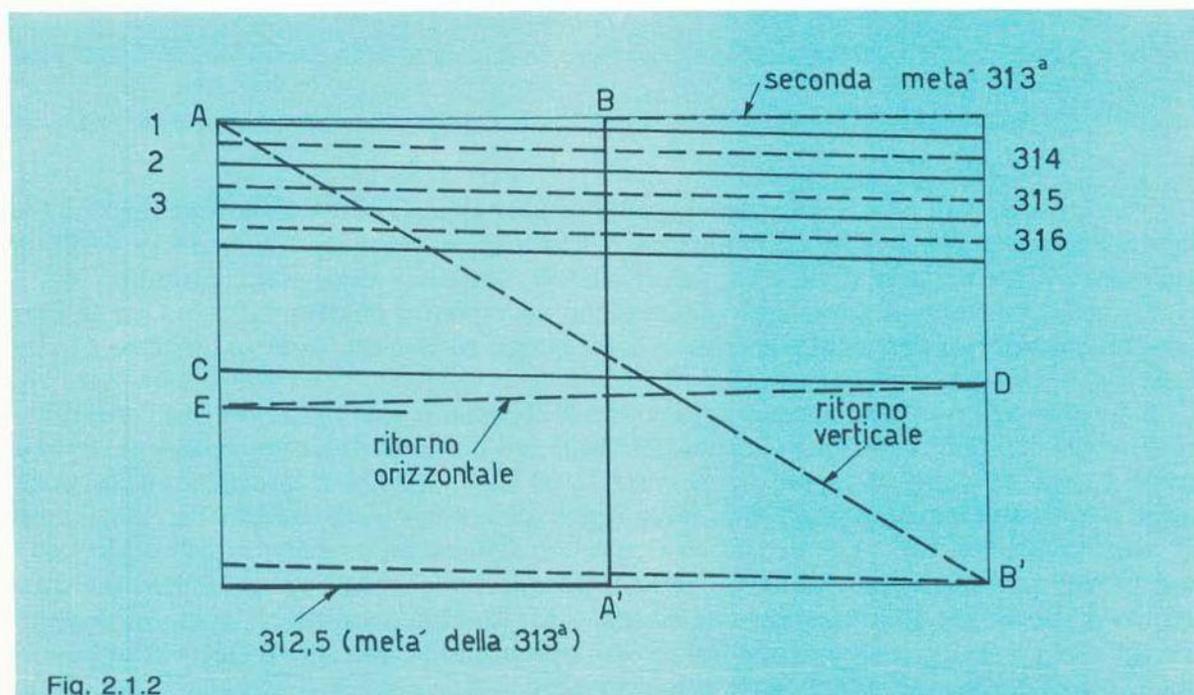


Fig. 2.1.2

2.2 Il raster televisivo

La fig. 2.1.2 riporta il quadro televisivo nel suo corretto rapporto dimensionale 4:3.

L'eliminazione del flicker in riproduzione impone una velocità di ripetizione d'immagini di 50 al secondo. Essendo però partiti dalla scelta di sole 25 immagini, ne consegue che l'esecuzione del processo di analisi di ogni immagine avviene due volte e, nel caso specifico, con il sistema interlacciato. Certamente si sarebbero potute scegliere 50 immagini al secondo, senza necessità di doppia esplorazione e quindi di interlacciamento ma, come vedremo, tale scelta avrebbe causato un aumento della velocità di trasmissione con conseguente maggiore occupazione di banda da parte del canale di trasmissione.

Pertanto il quadro viene diviso in due immagini parziali o semiquadri, ognuno di $625 : 2 = 312,5$ linee di esplorazione e l'analisi di ognuno di essi avverrà in successione temporale con il precedente. Il tempo di analisi del primo semiquadro risulterà di 20 ms, mentre nei successivi 20 ms verranno esplorate le 312,5 righe del secondo semiquadro, determinando così un tempo di trama di 40 ms, pari a $\frac{1}{25}$ di secondo.

Ecco quindi che nei 40 ms l'immagine viene esplorata due volte mediante un interlacciamento di trama che avviene in modo automatico, avendo scelto un numero di linee dispari per ogni quadro. La fig. 2.1.2 è esplicativa in proposito.

Il primo semiquadro inizierà con l'esplorazione a linea intera (punto A) che risulterà completata della seconda metà con l'inizio del secondo semiquadro (punto B) che, ovviamente, terminerà a linea intera (punto B').

La linea 313 si troverà pertanto per la sua prima metà in basso a sinistra e per l'altra metà in alto a destra. Poiché le linee di esplorazione hanno uno spessore finito, si otterrà, a trame scandite un totale riempimento degli interspazi. Considerando che, nel tempo di esplorazione di una linea, intercorre il processo di spostamento che deflette dall'alto verso il basso il dispositivo di analisi, si otterrà che le linee stesse non saranno orizzontali, ma lievemente inclinate (fig. 2.1.2) in quanto il moto è determinato dalla somma degli effetti delle due scansioni orizzontale e verticale. Essendo le 625 linee esplorate in $40 \cdot 10^{-3}$ secondi, il tempo di analisi di una riga risulterà: $\frac{40 \cdot 10^{-3}}{625} = 64 \mu s$

A tale tempo farà riscontro una frequenza: $\frac{1}{64 \cdot 10^{-6}} = 15625 \text{ Hz}$

Tale frequenza viene definita frequenza di riga.

Nel processo esplorativo verticale, ogni area elementare di immagine si identifica in un elemento di dettaglio avente dimensione teorica pari a $\frac{1}{625}$ dell'altezza del raster. Pertanto il potere di risoluzione verticale prevede appunto 625 areole elementari.

Abbiamo precedentemente accennato al fatto che tra un'esplorazione di trama e la successiva vi è nero ottico o assenza di informazione, per dar modo al dispositivo esploratore (di cui per altro non conosciamo ancora la struttura), appena terminata la prima metà della linea 313, di ritornare in alto onde iniziare l'esplorazione successiva.

Tale operazione non deve ovviamente disturbare la visione globale delle immagini e pertanto il ritorno a cui accennato avverrà durante un periodo di oscuramento o di nero. Questo tempo è evidentemente un "tempo inutilizzato" ed è quindi auspicabile che risulti il minore possibile.

Nel sistema televisivo che stiamo ipotizzando (a differenza da quello cinematografico) esiste l'analogo problema per quanto riguarda l'analisi di riga (sequenzialità dell'informazione).

Infatti anche in tal caso il dispositivo analizzatore (lo stesso che effettua l'esplorazione verticale) deve avere il tempo, al termine dell'esplorazione di una generica linea, di ritornare a sinistra per iniziare l'esplorazione della linea successiva nel medesimo semiquadro.

Ripetiamo ancora che questi tempi di ritorno di linea e di trama verranno fissati quando sia l'elemento di ripresa che quello di sintesi risultano interdetti, ossia non in grado di fornire informazioni utili, analogamente al processo cinematografico, dove l'otturatore non consente alcuna informazione ottica durante il cambio di fotogramma. Questo significa che i tempi attivi di esplorazione di linea e di trama (ossia utili ai fini dell'informazione), risulteranno inferiori a quelli da noi stabiliti. Il tempo di ritorno verticale è stato definito per lo standard a 625 linee in 25 linee + 12 μ s e risulta quindi essere:

$$25 \cdot 64 \cdot 10^{-6} + 12 = 1612 \mu\text{s}$$

Questo tempo ricorre ad ogni semiquadro; per l'intero quadro ovviamente esso raddoppierà. Il fattore di perdita per quanto riguarda l'intero quadro risulterà:

$$\frac{40.000 - 2 \cdot 1612}{40.000} = 0,92$$

Tale fattore di perdita viene definito nella letteratura specializzata come *fattore* β . Altro fattore riduttivo del numero di linee attive, ossia utili ai fini dell'informazione, è dovuto alla posizione fasoriale tra gli elementi di immagine da esplorare, visti in senso verticale, e le linee di analisi scandite dall'elemento esploratore, come illustra la fig. 2.2.1, che dimostra come le condizioni di ripresa siano comprese tra due condizioni limite.

Consideriamo allo scopo un'immagine particolarmente significativa come quella di fig. 2.2.2, in quanto contiene il massimo numero di areole elementari (bianco alternato al nero) compatibile con le 625 linee.

La condizione ottimale si ottiene quando l'elemento esploratore scandisce i particolari d'immagine in perfetta fase (fig. 2.2.1b) dando luogo ad un massimo d'informazione.

Se, a causa di uno sfasamento geometrico, le linee vengono esplorate con parziale sovrapposizione, l'informazione ottenibile è pressoché nulla in quanto composta da informazione dovuta per una parte al nero e per l'altra al bianco (fig. 2.2.1a), il che equivale alla media delle due, ossia ad un grigio. Il disturbo medio introdotto da questa imperfetta relazione fasoriale tra elementi di immagine e linea di scansione (in senso verticale) ha portato a valutare in 0,7 il fattore riduttivo, definito fattore di Kell o *fattore* K .

Pertanto il numero di linee utili si riduce notevolmente e la definizione verticale risulterà:

$$Def_{\text{vert.}} = N_L \cdot \beta \cdot K = 625 \cdot 0,92 \cdot 0,7 = 400$$

Poiché non sussistono motivi per assegnare una definizione orizzontale diversa da quella verticale, avremo:

$$Def_{\text{orizz.}} = Def_{\text{vert.}} \cdot \frac{4}{3} = 533$$

in quanto, non essendo il raster un quadrato, in senso orizzontale il numero di elementi contenuti in una linea risulterà maggiore, secondo il rapporto dimensionale.

Il potere di risoluzione totale per l'intero quadro risulterà dal numero di areole elementari

in esso contenute, ossia dal prodotto delle due precedenti definizioni:

$$P_{ris, tot.} = 400 \cdot 533 = 213200$$

L'intera immagine si può pertanto considerare come formata da oltre 210.000 punti o aree elementari ed è paragonabile ad una riproduzione cinematografica con pellicola 16 mm di media sensibilità.

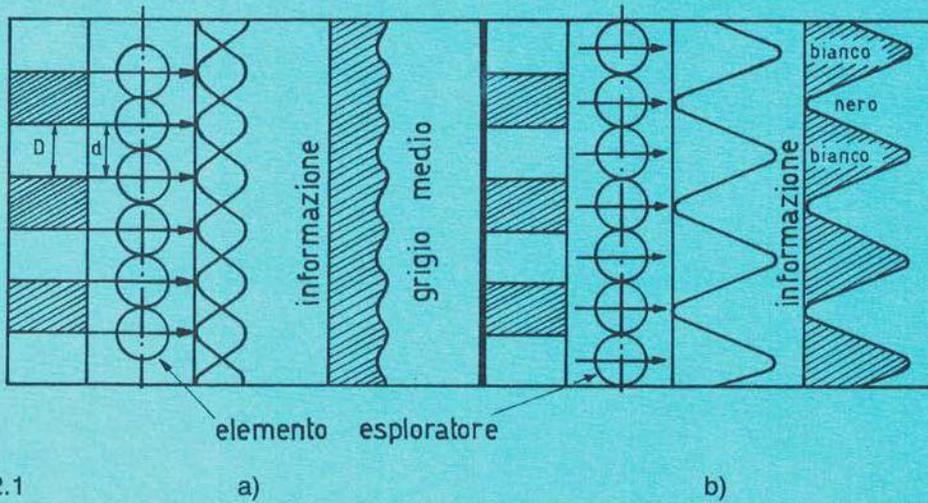


Fig. 2.2.1

a)

b)

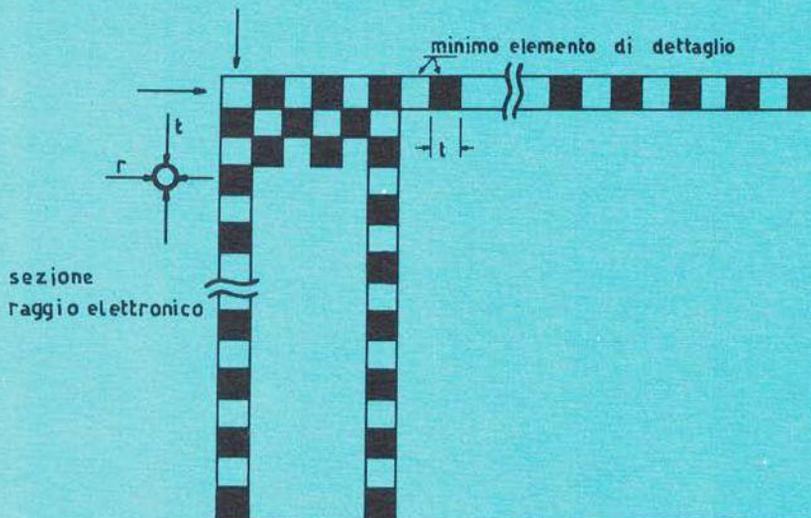


Fig. 2.2.2

3.1 Larghezza di banda dell'informazione video

Il convertitore ottico-elettronico, per ora da noi solo ipotizzato in linea teorica, dovrà possedere l'elemento esploratore, che scandisce ogni più piccolo elemento d'immagine onde rilevarne la luminanza, con dimensioni fisiche minori, o al limite dello stesso ordine di grandezza, delle dimensioni della più piccola area elementare rilevabile. Questo, come presto vedremo, è ottenibile con i moderni tubi di ripresa, anche per elementi di dettaglio superiori a quelli pertinenti alle 625 linee adottate nel nostro standard.

Unitamente a sistemi correttivi di compensazione, i convertitori di ripresa possono soddisfare esigenze di sistemi ad alta definizione che, come accennato, adottano un numero di righe quasi doppio per ogni quadro. Avendo calcolato che in ogni riga sono contenuti un numero di elementi pari a:

$$N_{elem} = \frac{4}{3} N\beta K = \frac{4}{3} 625 \cdot 0,92 \cdot 0,7 \cong 536 \quad [1]$$

e che il tempo impiegato ad esplorarli è $(64 - 12) \cdot 10^{-6}s$, ossia $52\mu s$ (tempo utile, attivo di riga), ogni elemento richiederà un tempo di esplorazione t_h pari a:

$$t_h = \frac{52 \cdot 10^{-6}}{536} \cong 100ns \quad [2]$$

Ricordiamo come dal tempo di analisi orizzontale pari a $64\mu s$, abbiamo sottratto $12\mu s$ devoluti al ritorno del dispositivo di analisi all'inizio della successiva linea; poiché durante questo tempo non è presente informazione utile, il tempo considerato nella [2] è appunto la differenza $64 - 12$ ossia $52\mu s$.

Se il tempo di analisi di un elemento (vedi fig. 2.2.2) è pari a $100ns$, il periodo di ripetizione del medesimo elemento, ossia il tempo per analizzare un particolare bianco ed uno nero, risulterà doppio, ossia $200ns$. La frequenza corrispondente a questo periodo risulterà:

$$f = \frac{1}{200 \cdot 10^{-9}} = 5 \cdot 10^6 Hz$$

Ciò significa che l'informazione uscente dal convertitore ottico-elettronico sarà un segnale elettrico che occupa una banda di frequenza pari a $0 \div 5 MHz$.

3.1 LARGHEZZA DI BANDA DELL'INFORMAZIONE VIDEO

Se, al fine di evitare la doppia esplorazione, si fossero adottati 50 quadri al secondo anziché 25 con analisi interlacciata, si sarebbe dimezzato il tempo di esplorazione di riga con conseguente raddoppio della banda di frequenza interessata. Infatti le 625 linee analizzate in $\frac{1}{50}$ s avrebbero dato luogo ad una frequenza di analisi orizzontale pari a

$$625 \cdot 50 = 31250 \text{ Hz}$$

con un tempo pari a 32 μ s. Considerando il tempo di ritorno con il medesimo rapporto rispetto al tempo totale avremmo ottenuto:

$$t = \frac{26 \cdot 10^{-6}}{536} \cong 50 \text{ ns}$$

a cui fa riscontro una frequenza massima di circa 10 MHz.

Quindi è pienamente giustificato l'impiego del sistema interlacciato a 25 immagini al secondo con 50 semiquadri, comprensivo ognuno di 312,5 linee.

Con tale denominazione intendiamo definire quei particolari organi che consentono la conversione dell'immagine ottica, ripresa e focalizzata da un obiettivo, in una immagine elettronica e quindi, tramite il processo d'analisi, in un segnale elettrico. Tali dispositivi basano il loro funzionamento su fenomeni fisici quali la termoemissione, la fotoemissione, la fotoconduzione.

4.1 Termoemissione

La termoemissione consiste nell'emissione di elettroni liberi da parte di un metallo nel vuoto portato a temperatura adeguata. L'agitazione termica, provocata appunto da incrementi della temperatura, dà luogo ad aumenti dell'energia cinetica, per cui gli elettroni liberi sono in grado di vincere la repulsione verso zone interne per potersi allontanare dal corpo, a condizione che vi sia, in prossimità della superficie emittente, l'elettrodo raccogliatore portato ad un potenziale positivo.

La corrente di emissione del metallo, portato ad una certa temperatura, è regolata dalla nota legge di Richardson, dalla quale si rileva come essa sia funzione, oltre che del quadrato della temperatura assoluta, anche del trattamento che la superficie emittente subisce; per elevare l'emissione specifica, tale superficie viene trattata con ossidi, come ad esempio quello di bario.

4.2 Fotoemissione

Il fenomeno della fotoemissione si riscontra nell'irraggiamento di metalli con radiazioni elettromagnetiche, a temperatura normale. Questi, sotto l'azione di raggi X, radiazioni luminose, raggi ultravioletti, possono emettere elettroni.

L'emissione fotoelettrica è regolata da leggi che si possono riassumere:

- a) La quantità di fotoelettroni emessi al secondo è funzione dell'intensità della radiazione che provoca l'emissione stessa.
- b) L'energia cinetica dei fotoelettroni non è funzione dell'intensità della radiazione, ma della sua frequenza. Vi è una frequenza di soglia, al disotto della quale non si verifica fotoemissione.

4.3 FOTOCONDUZIONE

L'effetto fotoelettrico è regolato dalla relazione:

$$W = e \Delta V + \frac{1}{2} mV^2$$

dalla quale si può rilevare come l'energia di un fotone sia la somma tra il lavoro di estrazione dell'elettrone e l'energia cinetica dell'elettrone estratto.

Anche nella fotoemissione il trattamento superficiale del materiale influisce sul lavoro di estrazione; un aumento della fotoemissione elettronica è ottenuto trattando con sostanze alcaline (sodio, cesio) le superfici interessate, ottenendo altresì un'intensità di emissione funzione della frequenza, come dimostra la figura 4.2.1.

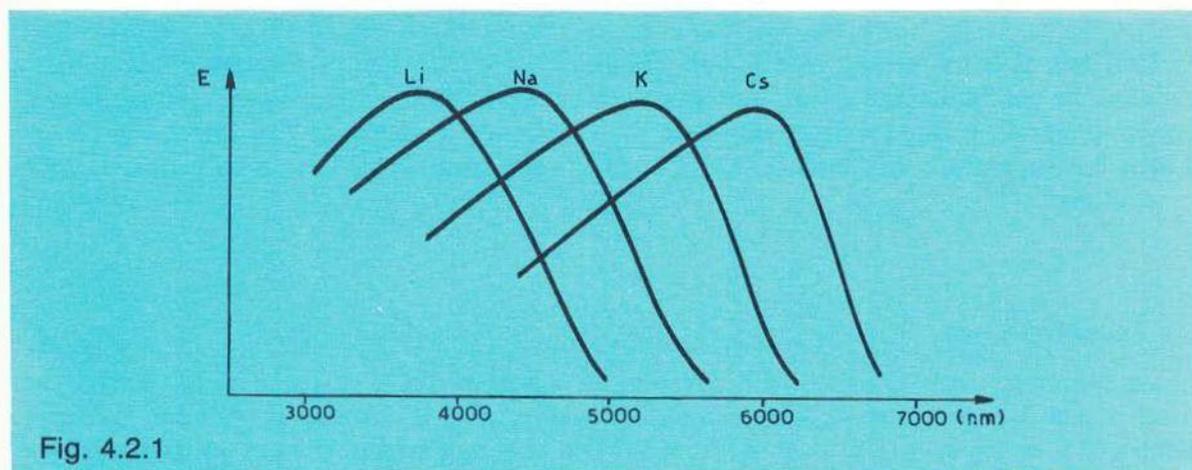


Fig. 4.2.1

4.3 Fotoconduzione

Il fenomeno della fotoconduzione consiste nell'aumento della conduttività elettrica di un materiale solido, quando su quest'ultimo incidono radiazioni elettromagnetiche, con particolare riferimento alle radiazioni luminose.

La fotoconduzione si manifesta nei semiconduttori come germanio e silicio, sostanze che, a temperatura normale, presentano elevato isolamento mentre, «drogate» con impurità, assorbono radiazioni e liberano elettroni che si muovono, rimanendo però all'interno del corpo colpito dalle radiazioni. Anche la fotoconduzione presenta caratteristiche selettive, essendo il numero degli elettroni messi in movimento funzione sia dell'intensità delle radiazioni, che della loro frequenza.

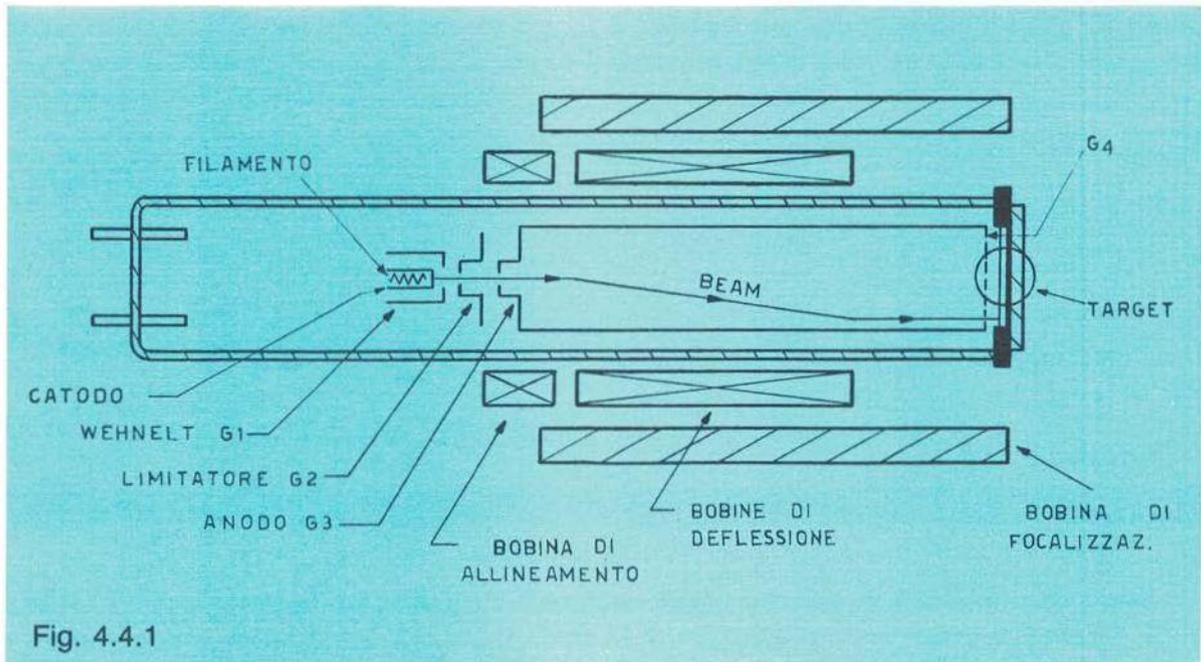
4.4 Vidicon

Questo tubo di ripresa, o convertitore ottico-elettronico, è il più semplice e meno costoso tra i tubi oggi disponibili in commercio: il suo funzionamento si basa appunto sul principio della fotoconduzione e, come vedremo, la parte qualificante di tale dispositivo è il target dove avviene la prima conversione: immagine ottica → immagine elettronica.

Sempre sul target l'elemento esploratore compirà l'ulteriore conversione elettronico-elettrica.

La struttura di un vidicon è presentata in fig. 4.4.1. Esso è costituito da un cilindro o contenitore di vetro di diametri $\frac{1}{4}$ ", 1", con lunghezze comprese tra 14 e 18 cm, nel quale è stato praticato il vuoto spinto. Si può ritenere diviso in tre zone:

- a) canone elettronico
- b) target
- c) scansione



Il cannone è costituito da un filamento riscaldante un catodo con spiccata propensione alla termoemissione; un elettrodo denominato G_1 , o griglia di controllo, regola il flusso di elettroni che, sotto l'azione della bobina focalizzante esterna al cilindro, viene focalizzato in modo da costituire un **pennello elettronico** a sezione circolare di dimensioni piccolissime.

Questo **pennello** è l'elemento esploratore cui accennato più volte nei precedenti capitoli. Pertanto è indispensabile che la sua sezione sia la più piccola possibile, in quanto da ciò dipende la capacità di discriminare o meno i più piccoli elementi di dettaglio che costituiscono l'immagine.

L'elettrodo G_1 , costituito da un disco metallico forato centralmente ed alimentato con potenziali negativi, consentirà la regolazione del flusso di elettroni che costituiscono il pennello elettronico o, con terminologia anglosassone, il *beam*. Solo gli elettroni dotati di moto esattamente assiale con il forellino di G_1 , o con angolo incidente favorevole, potranno transitare sotto la spinta accelerante degli altri elettrodi, spostandosi uniformemente verso la parte anteriore del tubo (fig. 4.4.1).

Pertanto il numero di elettroni che si spostano nell'unità di tempo è condizionato esclusivamente da G_i , per cui possiamo ritenere il beam un elemento a corrente costante. La parte anteriore del tubo è costituita dal target sul quale dovrà atterrare l'elemento esploratore o beam e ciò deve avvenire, come presto chiariremo, con un impatto morbido, per cui il beam stesso, in prossimità del target, verrà decelerato opportunamente. Come abbiamo detto, l'elemento esploratore deve essere in grado di muoversi a velocità elevata poiché, in 40 ms , dovrà esplorare due volte la superficie del target, per complessive 625 linee .

Il movimento o scansione del beam nei due sensi, orizzontale e verticale, è assicurato da opportuni campi magnetici generati esternamente al tubo stesso dalle bobine di esplorazione o deflessione come più propriamente definite. Tratteremo diffusamente questo problema nel capitolo 8; per ora è sufficiente sapere che il beam si può muovere nei due sensi con moto uniforme da sinistra a destra, dall'alto in basso e relativi percorsi di ritorno. Esaminiamo ora la parte più interessante del tubo di ripresa, ossia il target, la cui sezione è riportata in fig. 4.4.2.

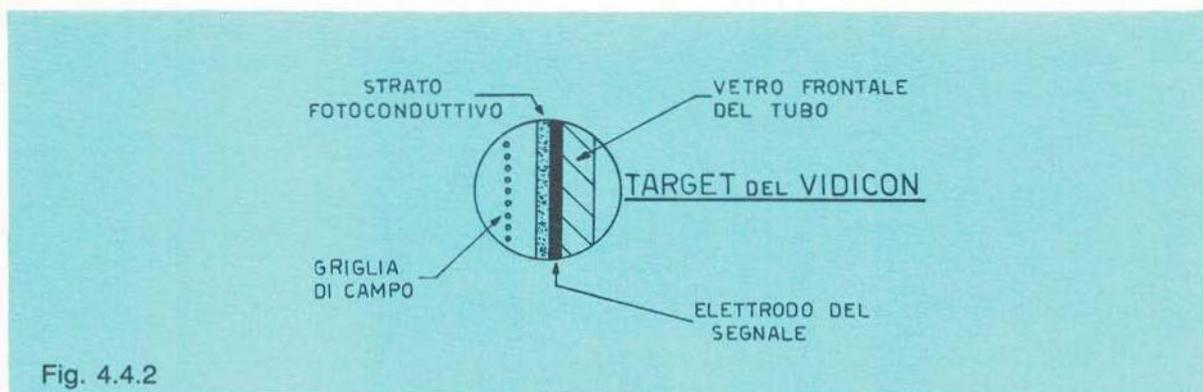


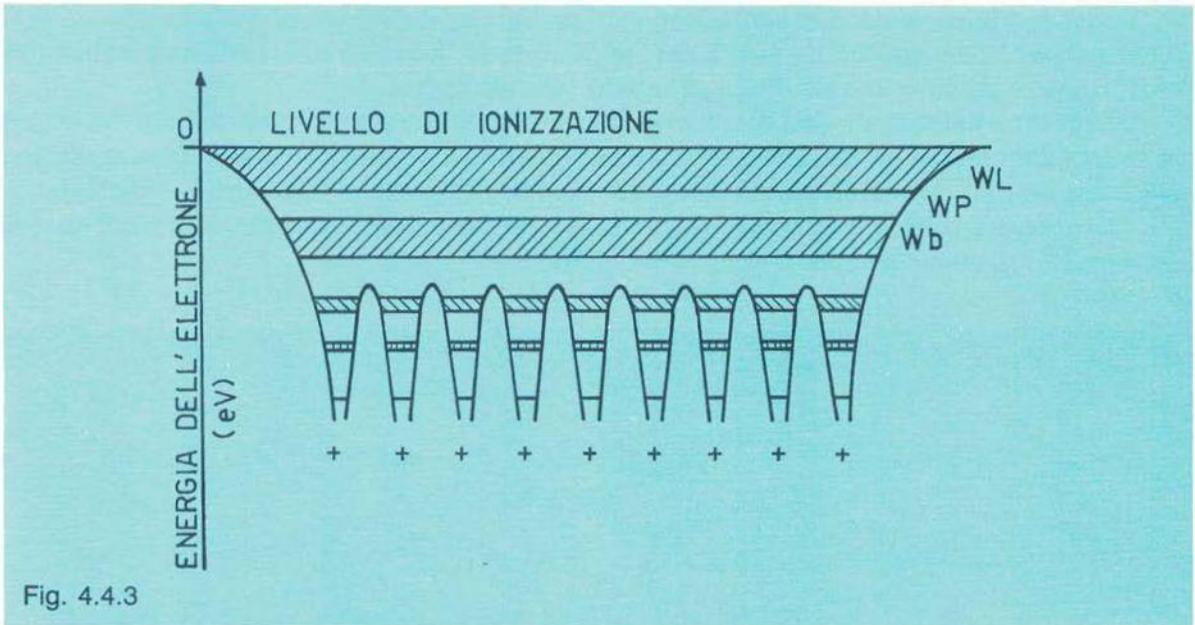
Fig. 4.4.2

Esso è costituito da una superficie realizzata mediante uno strato fotoconduttore sul quale viene focalizzata otticamente l'immagine della scena ripresa, in quanto tale strato è depositato su una lastra di vetro posta nella parte frontale del tubo. Questo "vetrino" è a facce parallele lavorate con la tecnica ottica normalmente impiegata nella costruzione delle lenti. Lo strato fotoconduttore è separato dal vetrino dall'elettrodo di segnale, costituito da uno strato metallico trasparente, che, come vedremo, verrà portato all'esterno tramite il reoforo denominato **target connection**, alimentato con potenziale positivo rispetto al catodo.

All'interno del cilindro di vetro, il secondo strato di materiale semiconduttore intrinseco è depositato sul primo (strato fotoconduttore). Riteniamo utile, prima di esaminare il funzionamento del target stesso, fare alcune precisazioni.

Nei materiali definiti conduttori vi è sovrapposizione fra le bande energetiche di ionizzazione e di valenza, con conseguente elevata disponibilità di elettroni liberi. Osservando infatti la distribuzione delle bande energetiche all'interno di un cristallo (fig. 4.4.3), la banda W_b , detta di valenza, costituisce l'elemento di coesione tra i vari atomi che costituiscono il cristallo stesso.

Oltre alla W_b , può esistere un'altra banda comune, a livello energetico superiore, detta di ionizzazione (W_L) dove gli elettroni sono maggiormente liberi nel loro movimento in quanto risentono in minor misura delle forze gravitazionali dovute al nucleo centrale del cristallo.



L'esistenza delle bande W_L è funzione del tipo di materiale e della temperatura a cui il cristallo è portato. Ora, nei materiali detti conduttori, essendo le due bande sovrapposte, se si applica un campo elettrico è possibile ottenere un movimento di cariche nel senso del campo stesso, con conseguente elevata conduzione.

Nei materiali isolanti le due bande W_b e W_L sono decisamente separate dalla banda proibita W_p la quale prevede, per l'espulsione di elettroni, un divario energetico di numerosi eV (elettronVolt); pertanto la disponibilità di elettroni spostabili è bassissima con conseguente limitata conducibilità elettrica.

Per concludere, nei materiali semiconduttori si verifica una condizione intermedia tra le due: infatti vi è ancora separazione tra la W_L e W_b con una W_p avente salto energetico di pochi eV .

Per il silicio tale salto è infatti solo di $1,11 eV$ e di $0,72 eV$ nel germanio. In questi materiali è pertanto possibile passare dalla condizione **isolante** a quella **conduttore** mediante incremento della temperatura. Riprendiamo ora l'esame del target con riferimento alla fig. 4.4.2.

Lo strato trasparente conduttore funziona da elettrodo di raccolta dell'informazione utile, o corrente di segnale, in quanto è sottilissimo e consente la conduzione alle cariche utili che transitano nello strato semiconduttore. Quest'ultimo, a seconda dei vidicon, può essere costituita da: trisolfuro di arsenico (As_2S_3), trisolfuro di antimonio (Sb_2S_3), selenio, silicio ecc. materiali questi semiconduttori con elevate proprietà di fotoconduzione.

Pertanto, in assenza di radiazioni luminose che investano la sua superficie, il target si presenta come materiale ad elevata resistività (isolante) mentre in presenza di fotoni (**quanti**, che costituiscono l'energia luminosa) la conduzione diventa rimarchevole (conduttore).

Quindi il funzionamento del target, in funzione dell'illuminazione che lo investe sulla faccia anteriore, va esaminato nelle due condizioni: assenza di luce o durante il nero, con conseguente conduttività ridottissima (lieve corrente di oscurità); presenza di luce, cioè colpito da fotoni, per cui presenterà elevata conduttività con proporzionale incremento della corrente di segnale.

Purtroppo la corrente di oscurità, che teoricamente dovrebbe essere nulla in assenza di illuminazione, ha nel vidicon un valore che, se pur ridotto, non può essere ritenuto trascurabile e ciò risulterà proprio uno dei limiti di questo tubo di ripresa.

Lo spessore dello strato fotosensibile è determinato mediante un compromesso fra esigenze discordanti: infatti un maggiore spessore incrementa l'assorbimento alle frequenze spettrali più basse ma, per la sua diminuita restitività trasversale, perde notevolmente in dettaglio.

Tale spessore verrà dimensionato in funzione dell'impiego del tubo stesso, a seconda delle esigenze alle quali deve rispondere.

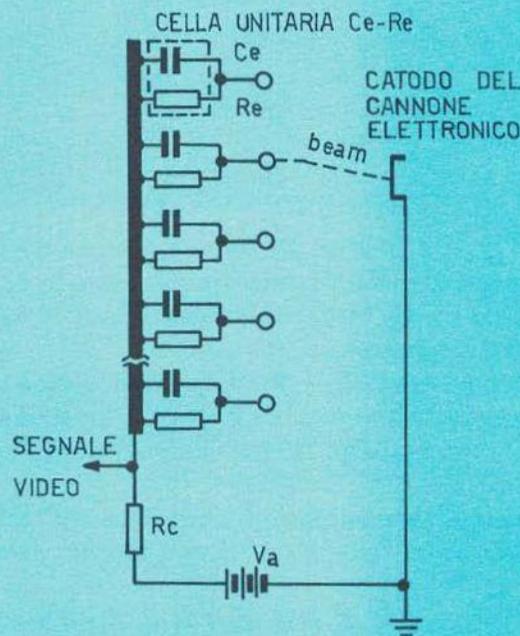


Fig. 4.4.4

La rappresentazione schematica di un target vidicon è riportata in fig. 4.4.4.

La sua superficie è assimilabile ad un'insieme di celle elementari RC in quanto, ricordiamo, il vetrino è costituito da due superfici affacciate: quella fotosensibile o semiconduttrice e quella conduttrice di raccolta. Essendo la superficie complessiva sui 300 mm^2 con spessore minimo, la capacità totale risulta dell'ordine dei 1500 pF .

Torniamo pertanto, ai fini dello studio del funzionamento, a distribuire sia tale capacità che la resistenza (R_e variabile con l'illuminamento) in tante celle, come appunto rappresentato in figura 4.4.4.

Con il target al buio la R_e presenta una resistenza molto elevata, il beam scandisce con la procedura fissata la sua superficie e, considerando il minimo elemento di dettaglio in 100 ns (capitolo 3.1), ogni elemento $R_e C_e$ unitario di 100 ns viene sondato ogni 40 ms .

Dopo alcuni semiquadri C_e risulta completamente carica con una d.d.p. pari a quella di alimentazione (V_a di riferimento della R_c) e, pertanto, non possono più atterrare elettroni su di esso, con conseguente annullamento della corrente del segnale.

Essendo però R_e della cella elementare, una resistenza elevata ma non infinita, anche al buio nei 40 ms che trascorrono tra due esplorazioni consecutive dello stesso punto, sussisterà una minima scarica da parte di C_e , che darà luogo ad una debole corrente di segnale (ordine di nA) definita appunto **corrente di oscurità** indesiderata e pertanto disturbante.

In presenza di fotoni (target illuminato), le resistenze R_e riducono il loro valore resistivo a seconda della quantità di luce che investe quell'areola elementare, con conseguente scariche differenziate delle C_e ed atterraggio più o meno copioso di elettroni con relativa elevata corrente di segnale. Risulta chiaro come la velocità di atterraggio del beam debba essere nulla; le cariche devono essere deposte lambendo la superficie, onde non provocare emissioni secondarie che falserebbero la corrente di segnale con scarsa fedeltà di conversione immagine ottica \rightarrow corrente segnale. Le variazioni di corrente così generate e proporzionali punto a punto alla luminanza della scena, vengono raccolte ai capi della resistenza di carico R_c , ottenendo pertanto una d.d.p. variabile dal nero al bianco che costituisce appunto il vero e proprio segnale video. Con valori di $R_c = 47 K \Omega$ si ottengono d.d.p. dell'ordine di $15 \div 25 mV$ ai massimi valori luminosi.

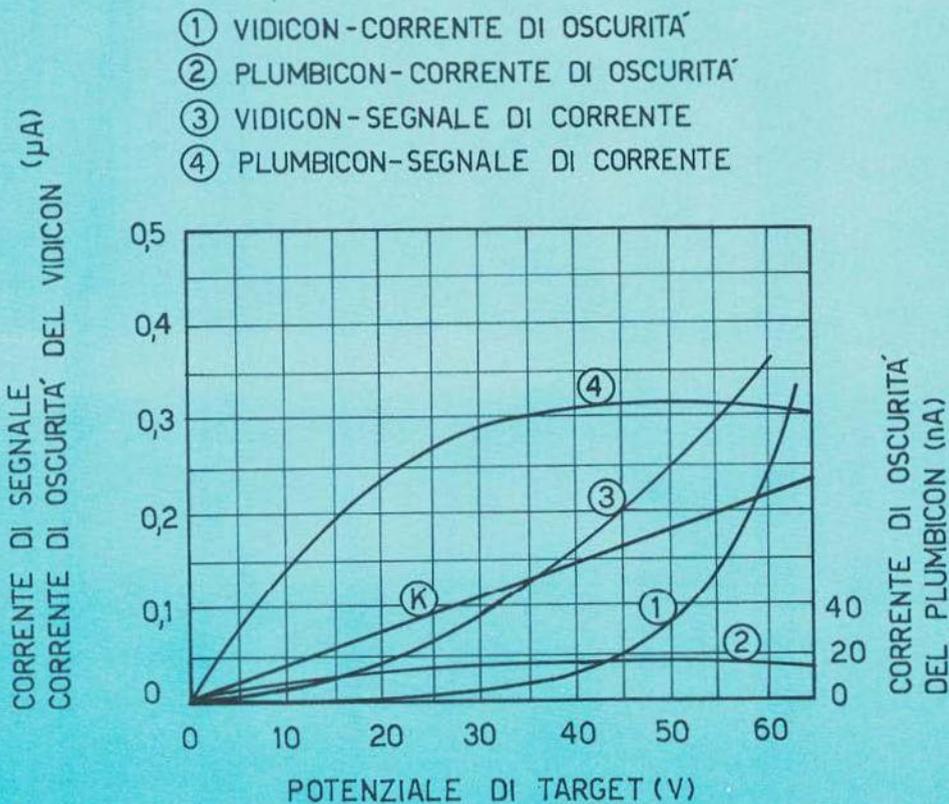


Fig. 4.4.5

Chiaro quindi che questo segnale così debole dovrà subire un processo di amplificazione, tenendo presente sia il rapporto S/d che la larghezza di banda occupata dal segnale stesso; questi argomenti verranno esaminati nel capitolo che tratta la **messa in forma** del segnale video.

La sensibilità del vidicon, ossia il rapporto tra la quantità di energia luminosa che interessa il target e la corrente prodotta, è misurata, come avviene anche per altri tipi di tubi, in $\mu A/LUX$ con sorgente luminosa a $2856^\circ K$.

Nel caso specifico del vidicon, la sensibilità è legata alla tensione di polarizzazione (vedi riferimento di R_c) e varia al variare dell'illuminazione e della temperatura.

Infatti, poiché l'elemento variabile con la luce è una resistenza (R_e), questa, per valori costanti di illuminamento, varia proporzionalmente ma non linearmente in funzione della tensione, come riporta la fig. 4.4.5; inoltre anche la corrente di oscurità aumenta fortemente all'aumentare della V_a . Le curve di sensibilità risultano pertanto significative se riferite ad un determinato valore di corrente di oscurità (fig. 4.4.6).

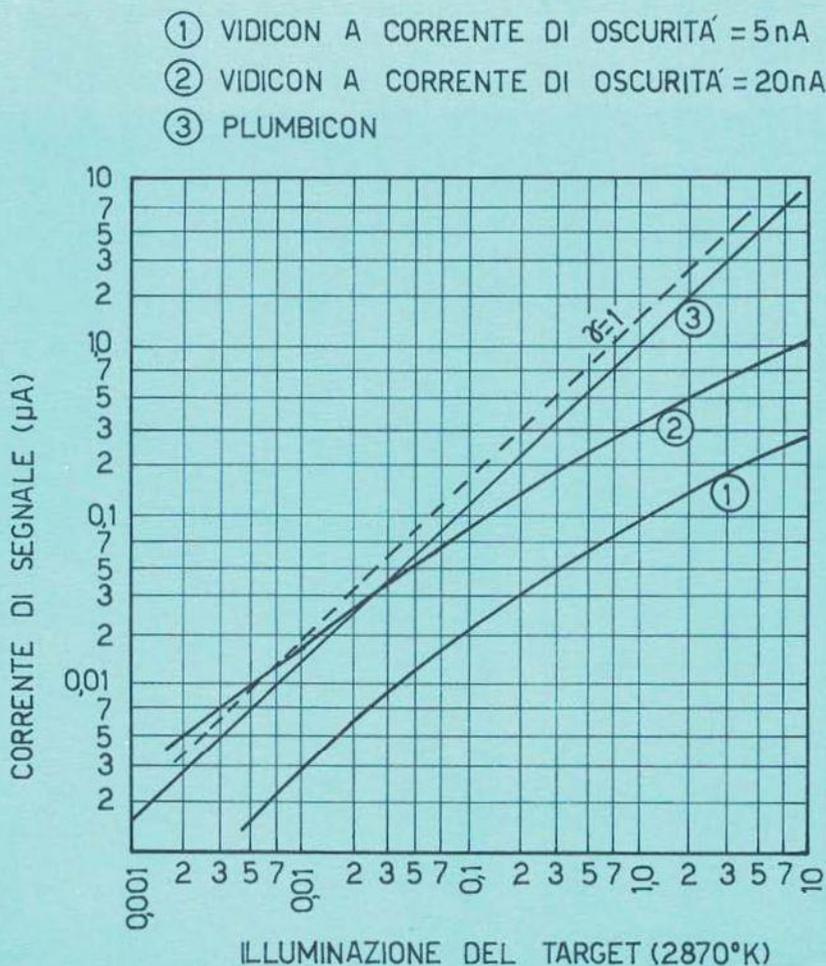


Fig. 4.4.6

Da questa è possibile altresì notare come, per un determinato valore di sensibilità, si avverta una decisa compressione del segnale ed una limitazione della sensibilità stessa per valori elevati di illuminazione.

Viene così compromessa la trasduzione lineare ottimale che consentirebbe di mantenere costanti le caratteristiche di luminosità e contrasto delle immagini riprese, durante l'intero processo ripresa - trasmissione - ricezione.

Per quanto riguarda la risposta spettrale, ossia la legge con cui varia la sensibilità del tubo in funzione della lunghezza d'onda spettrale, demandiamo al volume 2°, che tratterà i problemi specifici del colore.

In questi tubi il rapporto S/d può ritenersi soddisfacente, con un rumore distribuito sull'intero spettro della banda video anche se, nel campo specifico, il rumore di fondo di un tubo viene valutato come **rumore pesato**, in quanto esso è più o meno disturbante visivamente a seconda della zona spettrale interessata, compresa comunque sempre nella banda video considerata. Tale pesatura risponde al grafico di fig. 4.4.7, dove si può notare che il rumore è meno disturbante all'aumentare delle frequenze interessate dal segnale. Nel vidicon il rumore aumenta con la corrente di oscurità, ossia quando gli si richiede di lavorare in zone di alta sensibilità. Il disturbo aumenta anche per elevati valori di luminosità. Ciò è dovuto alla grande mobilità di cariche e quindi bassi valori R_c , per cui molte di queste cariche non concorrono alla formazione della corrente di segnale, ma esclusivamente a rumore caotico.

Ovviamente tale fenomeno è molto meno sentito che non quello ad elevati valori di sensibilità, in quanto esso è prodotto da elevata illuminazione, per cui il rapporto S/d può ritenersi per tali effetti costante.

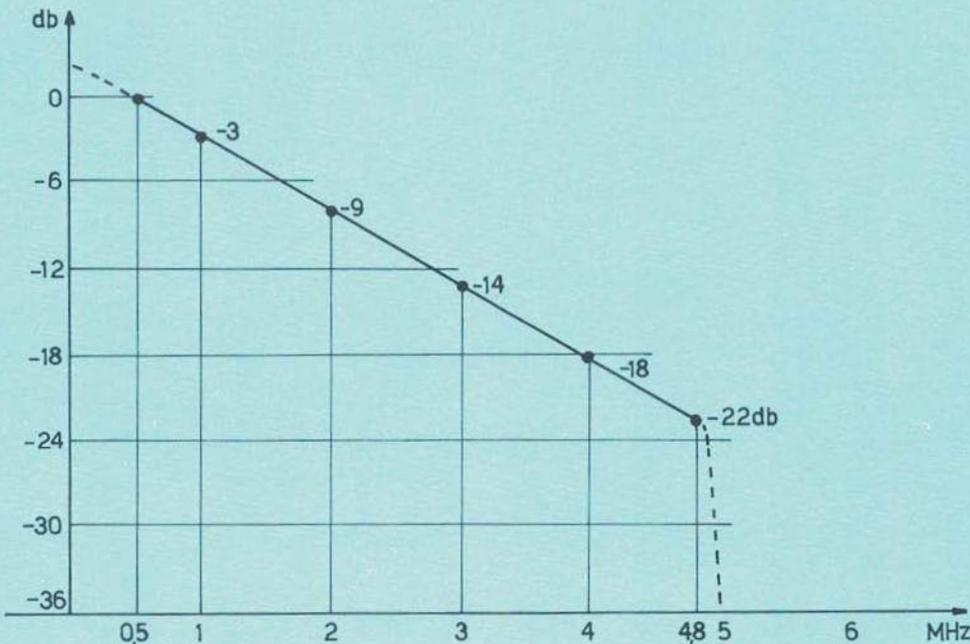


Fig. 4.4.7

Un'ultima considerazione riguarda la persistenza del tubo di ripresa, ossia il residuo di immagine elettronica pertinente a tutto un quadro, esaminata dopo tre quadri o dopo dieci quadri successivi alla scomparsa dell'immagine ottica generatrice. In un transitorio tra elevato valore di luminosità della scena ed un nero, la lentezza di abbandono del target da parte delle cariche causa un ritardo nel processo fotoconduttivo che, visivamente, comporta un disturbo di persistenza, degradante nel tempo, della primitiva informazione (elevata luminosità).

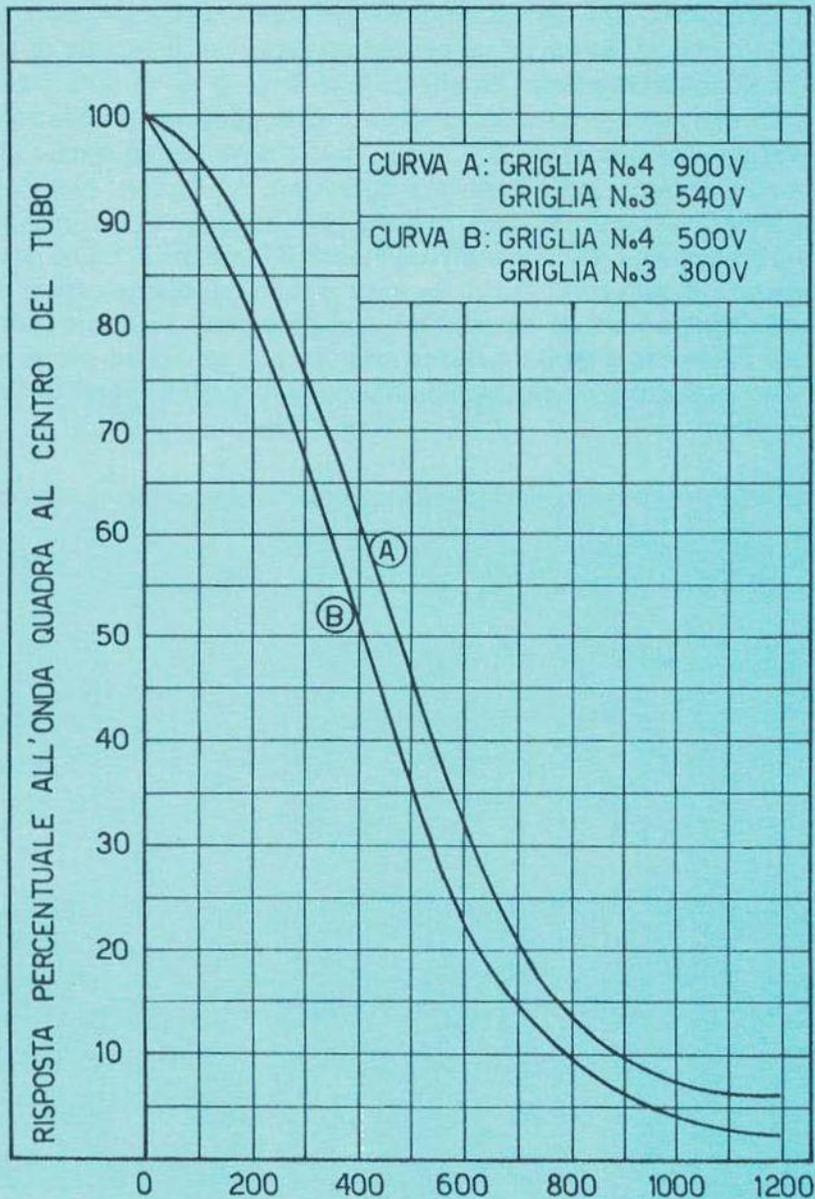


Fig. 4.4.8

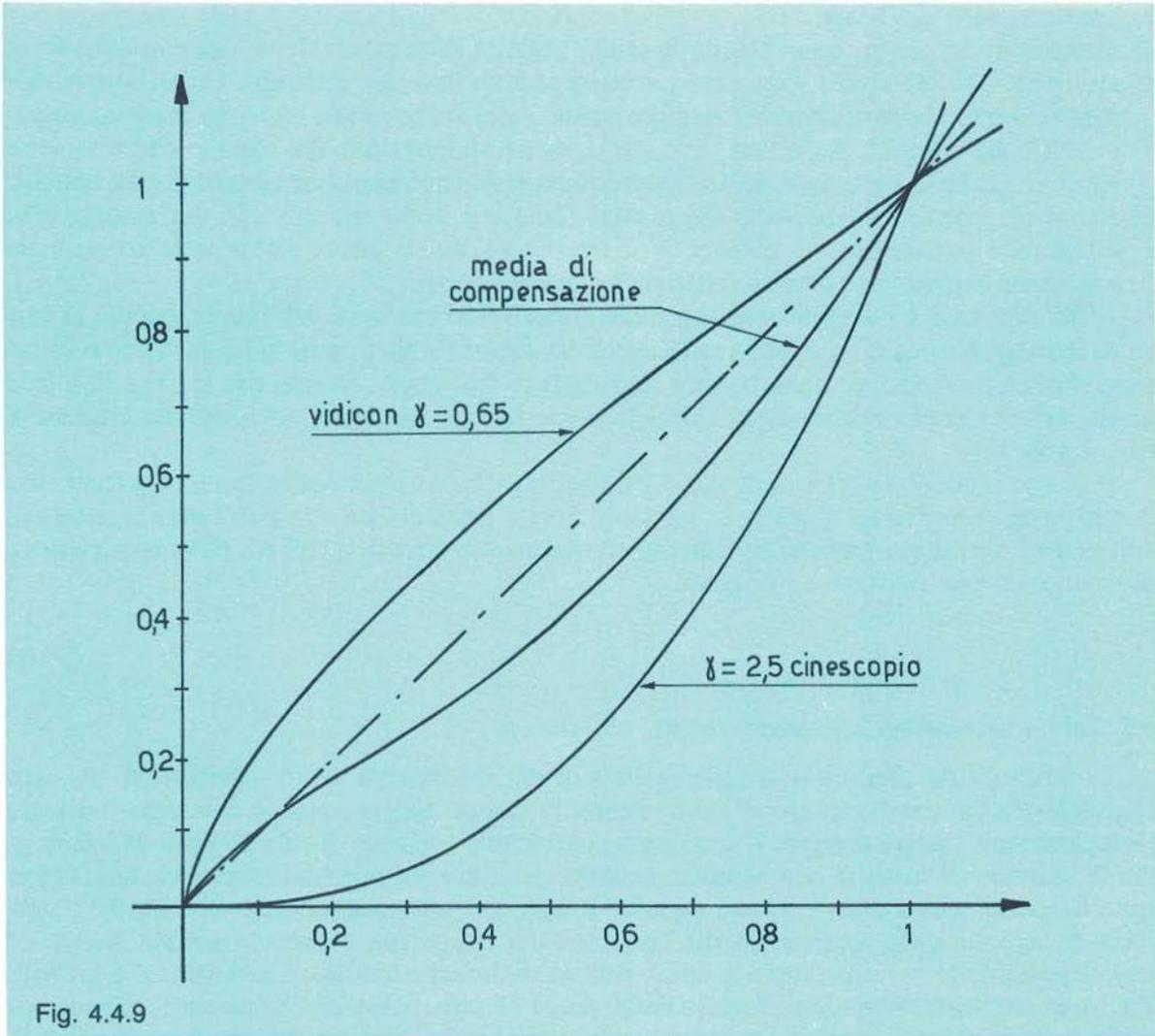


Fig. 4.4.9

Nel processo inverso (passaggio repentino nero-bianco) occorrono alcuni quadri prima che il fenomeno di variabilità del potenziale ai capi della C_c trovi l'assestamento.

Tale inconveniente (*Lag*) rappresenta un serio limite all'impiego di questo tubo in apparati per usi professionali. La definizione di un vidicon, esprimibile in linee TV, è riportata in fig. 4.4.8 dove, al limite di banda ossia 5MHz (400 linee considerando i fattori riduttivi), si avverte un segnale compreso tra il 50-60% di quello fornito alle frequenze basse, ossia al valore nominale.

Ricordiamo come la definizione di un tubo di ripresa risulti funzione di seguenti parametri:

- a) tensione di polarizzazione di G_4 che, in unione con G_3 , provvede a decelerare gli elettroni, consentendo atterraggi morbidi sul target, ed a realizzare un campo elettrico che consenta di rendere perpendicolare al massimo il percorso del beam anche nelle zone periferiche del target stesso.

- b) focalizzazione del beam.
- c) dimensioni del target, aumentando le quali, a parità di focalizzazione, essendo aumentate le dimensioni dell'areola elementare, consentono un maggior dettaglio. Quindi a maggior diametro del tubo corrisponde maggiore definizione, anche se tale aumento provoca un aumento della capacità dispersiva, con conseguente attenuazione del segnale alle frequenze elevate. Anche in tal caso la soluzione deriva da un compromesso tra esigenze contrastanti.
- d) errore di apertura dovuto alle dimensioni finite del beam rispetto alla più piccola area esplorabile considerata nel sistema. Vedremo come questo errore sia in parte correggibile adottando particolari tecniche elettroniche compensative.

Dalla fig. 4.4.6 è possibile constatare come, per valori crescenti dell'illuminazione, la curva di sensibilità subisca una compressione con un fattore γ che, per il vidicon, assume valori assai prossimi a 0,65. Per quanto detto al paragrafo 1.5, confrontando tale curva con quella media del cinescopio riproduttore, notiamo come la loro media sia assai prossima all'unità (fig. 4.4.9).

Pertanto è possibile affermare che il vidicon, con buona approssimazione, autocompensa la distorsione propria del cinescopio, anche se questa particolarità non può essere sfruttata in apparati di ripresa professionali (vedremo soprattutto in ripresa a colori), dove la precisione di compensazione richiesta è maggiore.

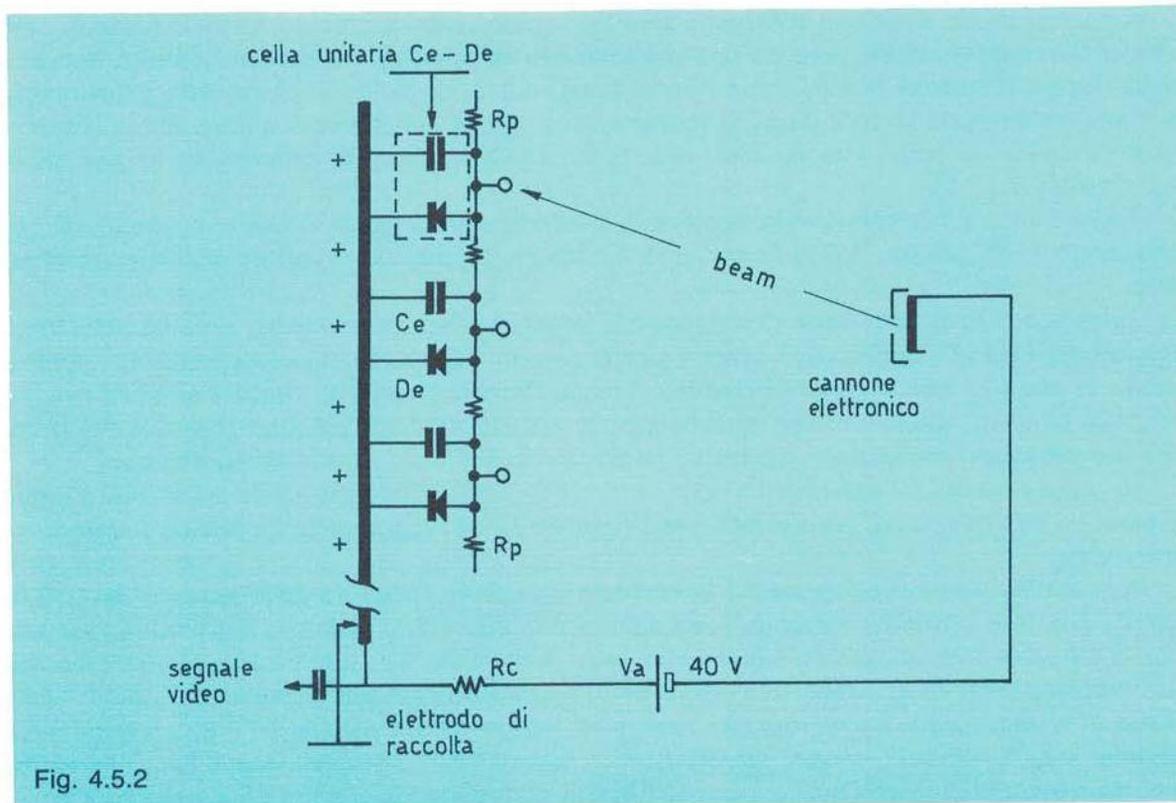
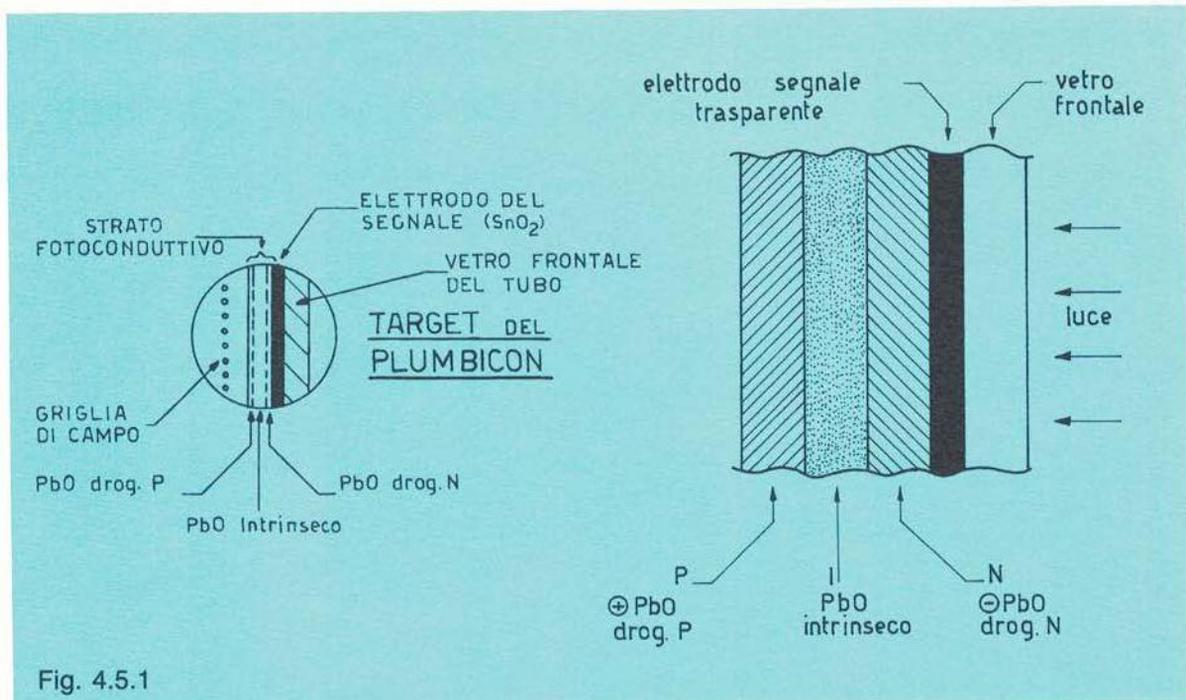
4.5 Tubi a fotoconduzione professionali. Plumbicon

La struttura del plumbicon è assai simile a quella del vidicon, ma il superamento dei problemi che limitavano l'impiego di quest'ultimo in campo professionale è avvenuto mediante l'adozione di un target diverso. Questa variante decisiva consente di ridurre a valori trascurabili la corrente di oscurità con saturazione della caratteristica corrente target/tensione target per l'intera dinamica della corrente segnale; inoltre si è ottenuta un'indipendenza della corrente di oscurità dalla tensione V_a del target e dalla temperatura, con un gamma lineare ed una risposta della corrente segnale senza ritardo di fotoconduzione. La struttura è prevista ancora in contenitori cilindrici di vetro da 30 mm e 18 mm. Salvo casi particolari, che verranno in seguito chiariti, non vi sono mutamenti significativi per quanto concerne il cannone elettronico ed il sistema di deflessione, per cui esaminiamo il nuovo tipo di target, la cui sezione è proposta in fig. 4.5.1.

Lo strato semiconduttore presente nel vidicon era costituito per lo più da trisolfuro intrinseco ossia privo di "drogatura", mentre nel plumbicon è costituito da una struttura multistrato di semiconduttore drogato e semiconduttore intrinseco che forma una giunzione. Dalla fig. 4.5.1 si nota (particolare ingrandito) la composizione dovuta a:

- a) strato sottilissimo di monossido di piombo drogato N , posto verso la parte anteriore esposta alla luce (donatore).
- b) strato intermedio ($0,1 \mu\text{m}$) di monossido di piombo intrinseco.
- c) strato sottilissimo di monossido di piombo drogato P (verso la parte esplorata dal beam) che costituisce l'accogliatore della giunzione.

Poiché il salto di banda nel PbO è assai elevato ($1,9 \text{ eV}$), tale giunzione risulta molto meno sensibile alle variazioni di temperatura, anche se creerà qualche problema nel suo impiego in telecamere a colori (canale del rosso).



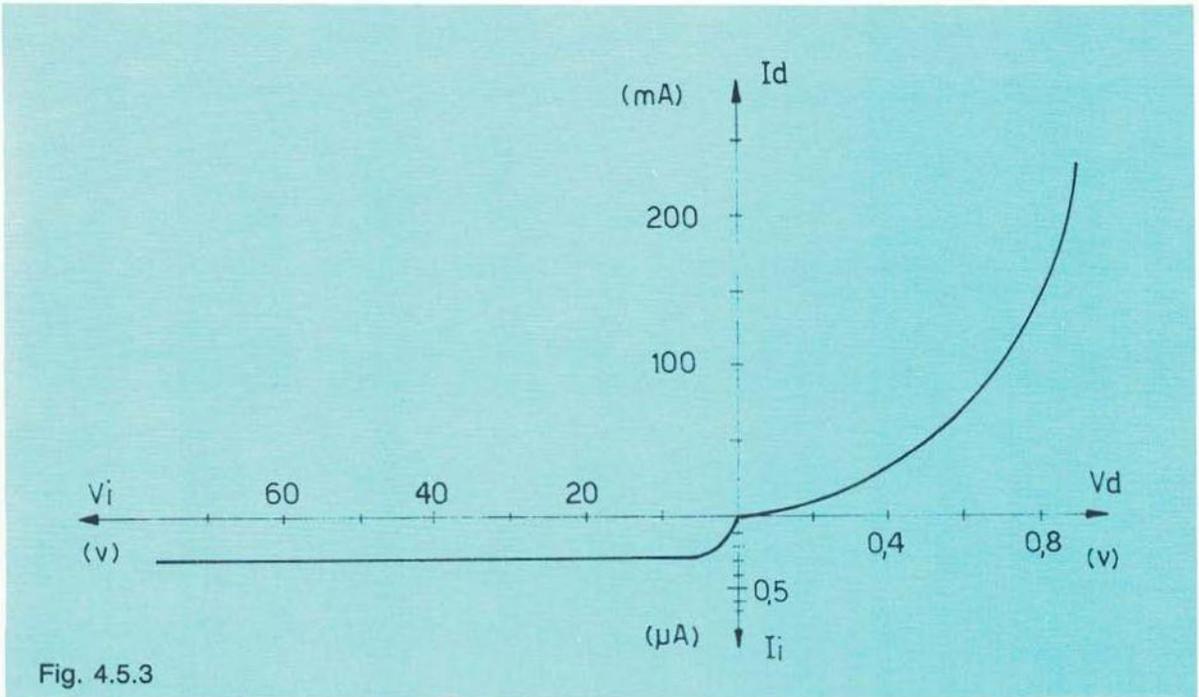


Fig. 4.5.3

Con una simile struttura, il target può essere considerato ancora come un insieme di aree elementari, rappresentate però da una capacità con in parallelo un diodo costituito appunto dalla doppia giunzione NIP , come riporta la fig. 4.5.2. La polarizzazione della giunzione fa sì che il diodo operi in condizioni di tensione inversa, per cui presenta una resistenza equivalente pressoché infinita. Ciò significa aver annullato la corrente di oscurità anche per valori crescenti di V_a .

Dalla figura 4.5.3, che riporta la curva di trasferimento di un diodo, si nota che anche aumentando V_i (V_a di fig. 4.5.2) la corrente I_i rimane costante ed in valore assoluto trascurabile.

In presenza di fotoni, ossia illuminando il target, si liberano portatori negativi nella zona intermedia I a PbO intrinseco, i quali si portano verso l'elettrodo di raccolta segnale, percorrendo la zona N , che è appunto positiva (tramite la R_c). Quindi lo strato I si trova ora carente di elettroni, ossia caricato positivamente; tali elettroni gli vengono restituiti dal beam nel suo passaggio esplorativo attraverso la giunzione PN nella direzione del campo.

Si ottiene quindi un incremento della corrente inversa, rispetto a quella ottenibile durante il nero, e l'eguaglianza di cariche positive e negative viene raggiunta in un certo numero di semiquadri.

Le caratteristiche che esprimono la corrente segnale in funzione della tensione inversa di target, con luce incidente costante, sono riportate in fig. 4.5.4. Nel caso del plumbicon, poiché la corrente di oscuramento è pressoché nulla, è possibile tracciare l'unica curva di sensibilità luce/corrente, il cui valore minimo è dovuto praticamente alla corrente di rumore. Tale curva di trasferimento è praticamente lineare ed è conseguenza diretta della saturazione della caratteristica tensione/corrente, mentre l'unico fenomeno di compressione è funzione dell'inadeguato apporto di cariche da parte del beam, con valori di illuminamento elevatissimi.

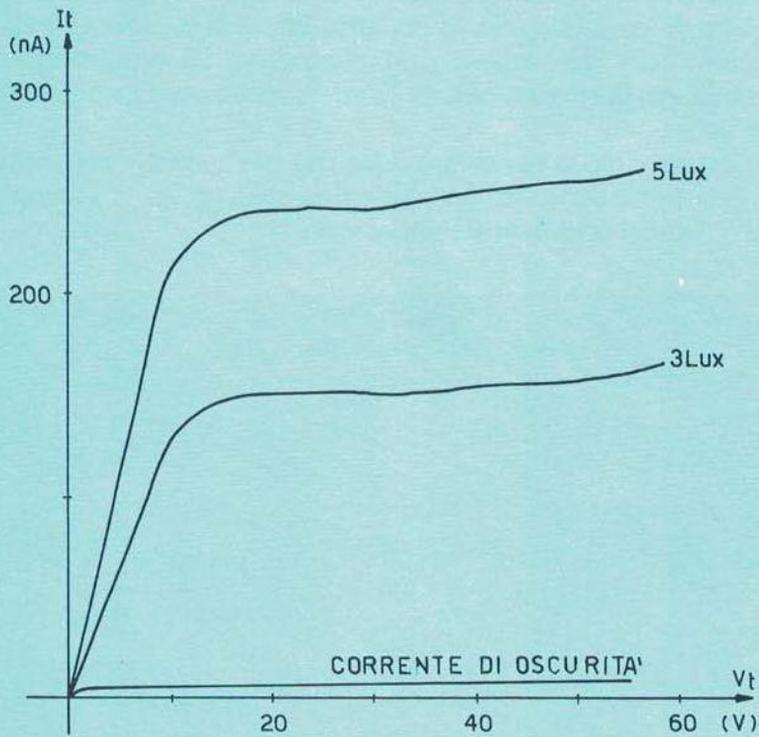


Fig. 4.5.4

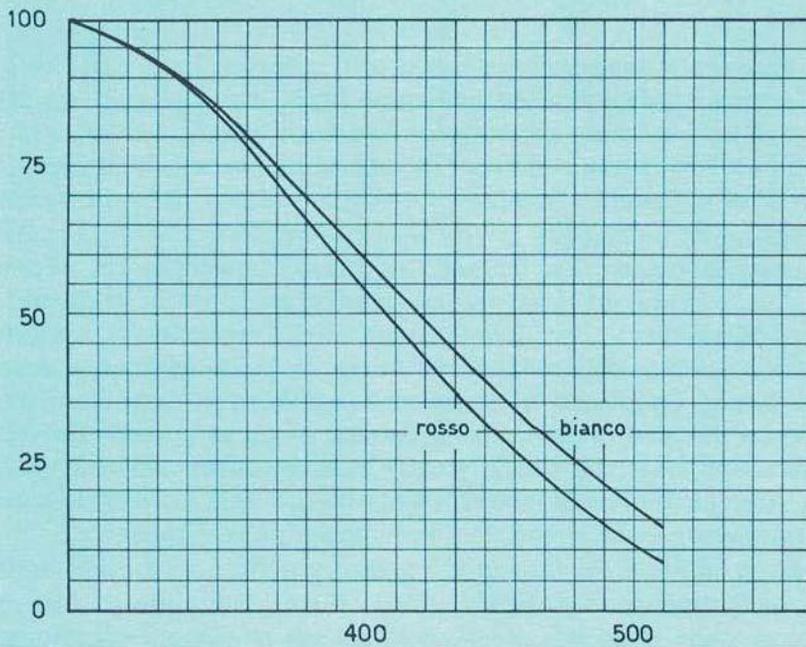


Fig. 4.5.5

Questo tubo, a differenza del vidicon, richiede il correttore di gamma in quanto, come accennato, presenta una risposta lineare, che per altro limita la dinamica di illuminamento con repentina compressione della caratteristica di trasferimento. La definizione è riportata in fig. 4.5.5 da cui è possibile verificare che, per applicazioni monocromatiche, le 400 linee sono attenuate solo più al 40%.

Anche nel caso del plumbicon parleremo della risposta spettrale nel volume dedicato alla ripresa cromatica, così come per i tubi derivati dal plumbicon (es. il saticon), nonché dei dispositivi migliorativi come il **bias light** e l'**anticometa**.

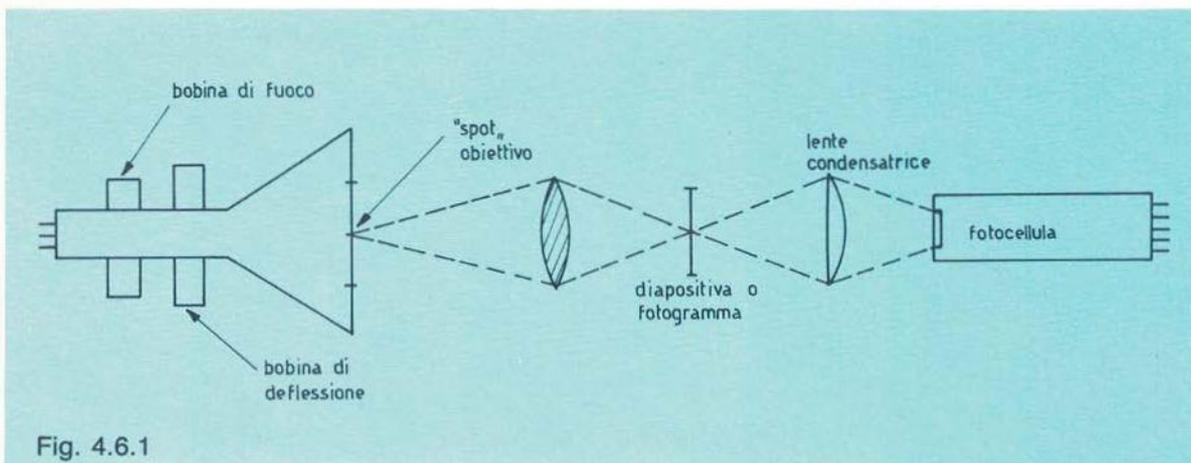
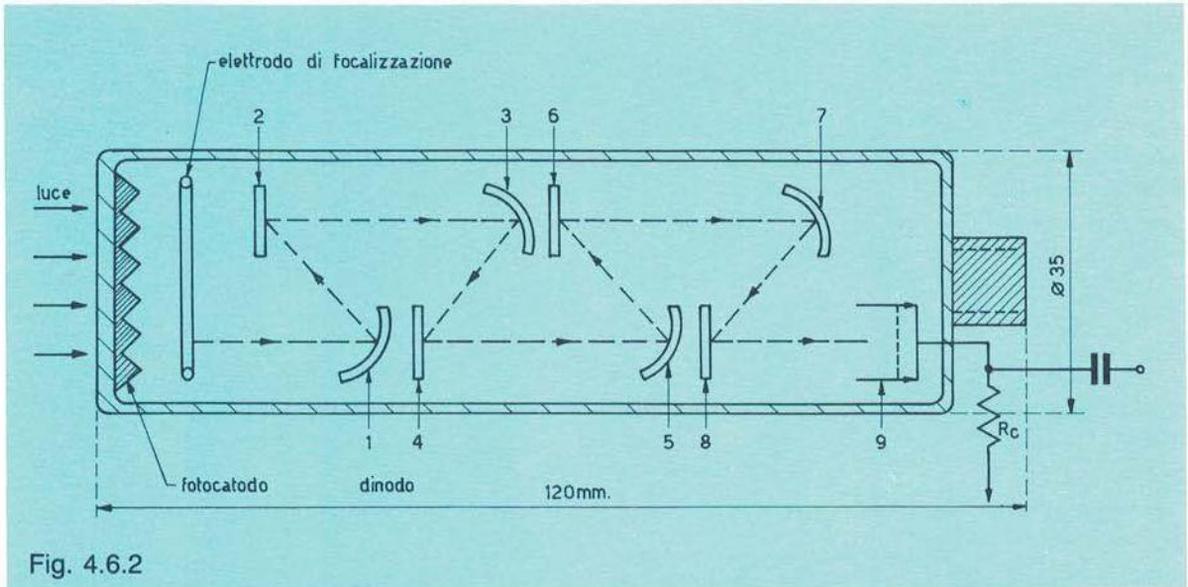


Fig. 4.6.1

4.6 Il Flying - spot

Il flying spot è un trasduttore che, per intrinseca conformazione, è dedicato ai generatori di immagini registrate su supporti trasparenti come films, diapositive; la sua struttura è proposta in fig. 4.6.1. Esso è formato da: sorgente luminosa, sistema ottico, cellula foto-elettrica. La sorgente di luce è costituita dallo spot dovuto ad un pennello elettronico, che scandisce la superficie interna di un piccolo cinescopio. Anche in tal caso il beam, generato dal solito cannone controllato in intensità dalla griglia G , viene accelerato verso la parte anteriore del tubo che, a differenza di quanto visto nei tubi di ripresa, è una superficie cosparsa di materiale luminescente. Anche in questo tubo, meglio definito analizzatore in quanto non converte informazioni, sono presenti le bobine di deflessione e focalizzazione che consentono l'esplorazione della superficie luminescente secondo un raster, in modo analogo a quanto visto per i target dei tubi di ripresa. La miscela fosforica, che costituisce lo strato luminescente, è caratterizzata da un basso tempo di persistenza. Il sistema ottico comprende l'obiettivo che focalizza il raster sulla diapositiva (fig. 4.6.1), mentre la lente condensatrice dirige la luce uscente dalla diapositiva verso la fotocellula comprendente un moltiplicatore elettronico e sul cui fotocatodo viene convogliata la luce modulata in intensità dalla diapositiva.

Per fotoemissione da parte del fotocatodo stesso, si ottiene un flusso variabile secondo i valori luminosi dell'immagine esplorata. Tale flusso, amplificato dal moltiplicatore (fig. 4.6.2), dà luogo sulla resistenza di carico R_c ad una tensione proporzionale, istante per istante, alla luminanza dell'immagine esplorata dallo spot.



Giova chiarire che, per effetto della persistenza inevitabile del materiale luminescente, non è solo il punto in cui si trova ad un dato istante il pennello elettronico ad emettere luce, ma anche quei punti che sono stati esplorati dal beam immediatamente prima. Pertanto il flusso luminoso che interessa la fotocellula non è solo quello prodotto in quell'istante dallo spot e modulato dalla trasparenza di un solo elemento della pellicola, ma è influenzato dalle situazioni precedenti, con conseguente attenuazione alle frequenze più elevate del segnale uscente su R_c . Consideriamo ora l'impiego di questo analizzatore in unione ad un proiettore cinematografico.

Come rilevato poc'anzi nel flying-spot, il raster è descritto sulla finestra del tubo catodico ed è proiettato sulla diapositiva dall'obiettivo.

Nei proiettori convenzionali le sollecitazioni cui sono soggetti i normali films sono al limite della compatibilità con le loro caratteristiche fisiche di resistenza alla trazione. Pertanto il sistema più diffuso per l'analisi dei films con flying spot è quello a doppio tragitto ottico ed otturatore sequenziale con scorrimento continuo del film.

In questo caso il raster che analizza i fotogrammi (S) ha le dimensioni verticali $3/8$ anziché $3/4$ in quanto il moto dello spot che procede dal basso verso l'alto si combina con quello del fotogramma che procede invece dall'alto verso il basso.

Lo spot prodotto sulla finestra è sdoppiato, dal sistema ottico posto tra il tubo catodico ed il fotogramma, in due spot allo scopo di analizzare le due trame di un quadro; inoltre il raster descritto dallo spot S è invertito verticalmente ed orizzontalmente.

Il meccanismo dell'analisi è quello schematicamente indicato in fig. 4.6.3. Lo spot S è sdoppiato dagli obiettivi O_1 e O_2 nei due spot S_1 e S_2 che vengono focalizzati sulla finestra F_1 F_2 dietro la quale scorre il film.

L'analisi di un fotogramma inizia quando lo spot sulla finestra è nella posizione S e lo spot S_1 è all'altezza del bordo A_2 del fotogramma. Quando questo bordo A_2 si è portato all'altezza di F_2 e lo spot S_1 all'altezza F_1 , il fotogramma è stato analizzato per l'intero semi-quadro.

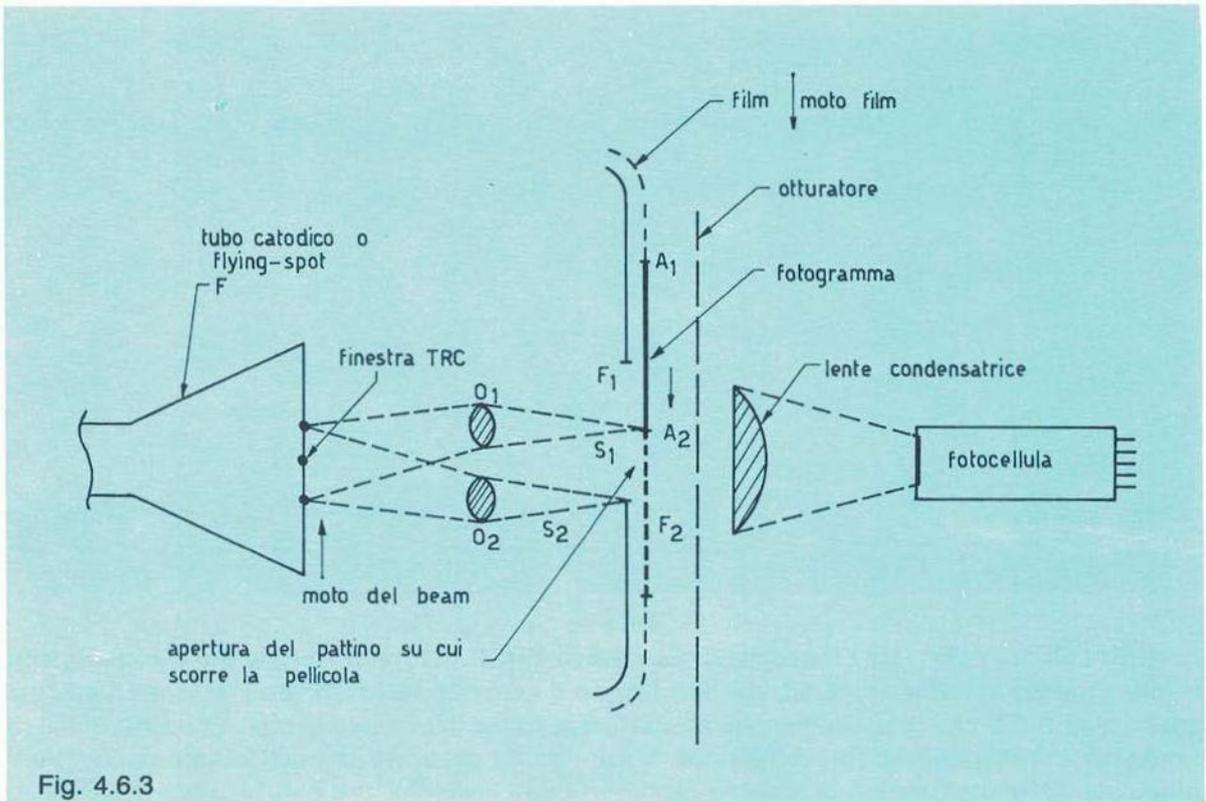


Fig. 4.6.3

Al termine di questa scansione lo spot torna indietro ed inizia l'analisi della seconda trama con lo spot S_2 quando il bordo A_2 è all'altezza di F_2 ; allorché il bordo A_1 del fotogramma è a metà altezza della finestra, è compiuta l'analisi del secondo semiquadro.

Un otturatore rotante dietro il film, che scorre di moto continuo e sincrono con la scansione verticale, fa sì che venga aperta la via verso la lente condensatrice allo spot che fa l'analisi ed interdetta quella dell'altro spot. Le variazioni di tensione, che rispecchiano le variazioni di trasparenza esistenti tra i vari punti del fotogramma, sono di polarità negativa. Dovrà quindi seguire un'amplificatore con un numero dispari di stadi onde ricavare in uscita un segnale con i bianchi positivi.

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE

5 CAPITOLO

5.1 Generalità

Esaminando il funzionamento dei tubi di ripresa abbiamo verificato come l'esplorazione sequenziale del quadro, o raster televisivo, da parte del beam implichi spostamenti temporali, sia in senso orizzontale (esplorazione della linea) che verticale (esplorazione di linee successive).

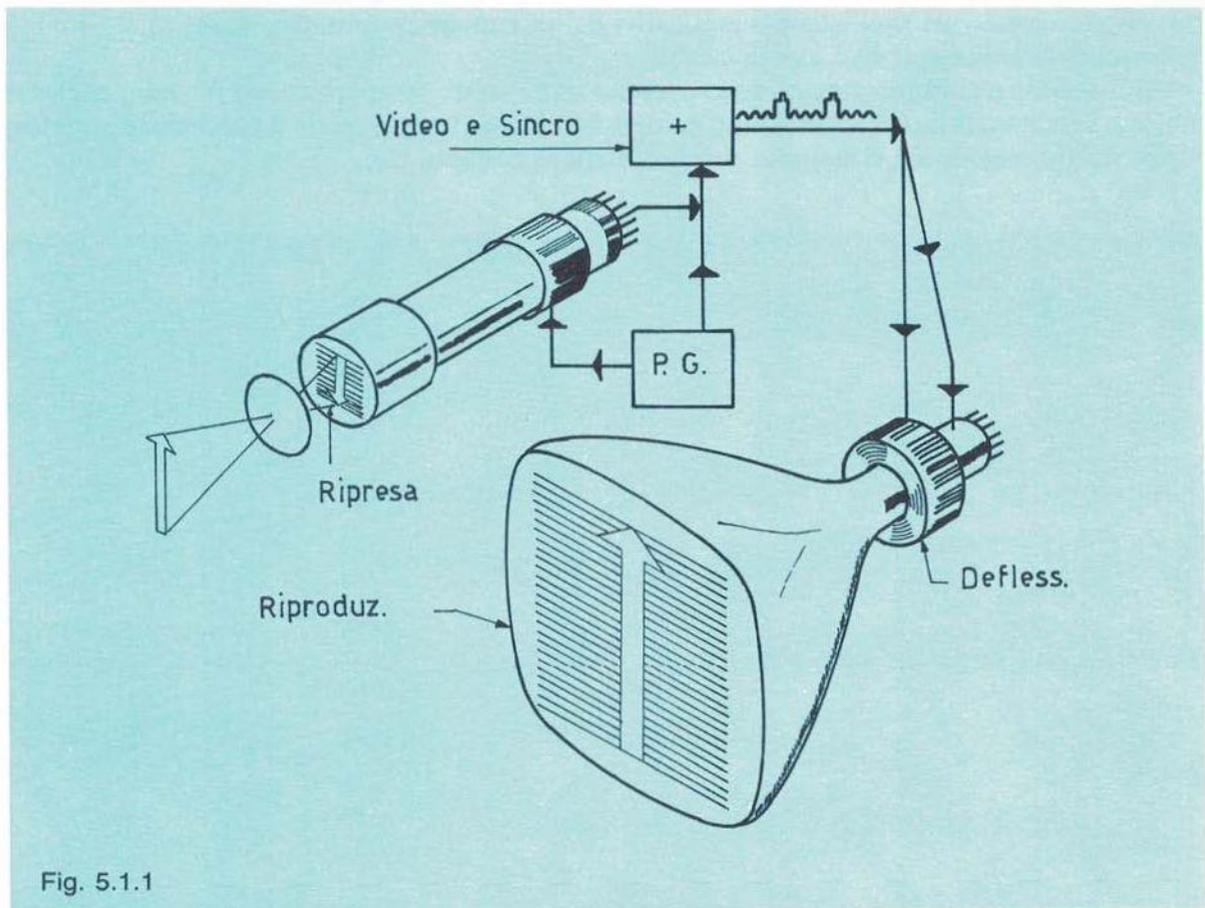


Fig. 5.1.1

Gli istanti di partenza, così come quelli di stop, dei due sistemi di analisi, oltre ad essere fissati con estrema rigosità, creano due problemi fondamentali al fine di ottenere un'assoluta coerenza geometrico-temporale. Il primo è implicante il solo sistema di trasmissione, dove gli organi che effettuano la ripresa, e pertanto corredati da tubi come elementi di conversione ottico-elettrica, sono molteplici.

Definendo la telecamera come quell'apparato che, corredato di convertitore ottico-elettrico, effettua la ripresa vera e propria della scena, è normale che essa non operi mai sola, ma in unione con altre telecamere, ognuna delle quali fornisce una propria informazione. Pertanto, supponendo che tutte le telecamere che compongono un pool di ripresa inquadrino lo stesso soggetto, è intuitivo come, in un certo generico istante, tutte debbano fornire contemporaneamente la stessa immagine. Ciò equivale a dire che tutti i generatori di immagini in quel determinato istante esplorano, ognuno con il proprio beam, il punto θ della linea ennesima del semiquadro emmesimo; solo in questo modo sarà possibile commutare verso l'utente, in modo corretto e senza disturbi, le informazioni generate dalle varie telecamere. Si richiede cioè che queste siano sincrone tra di loro.

Il secondo problema implica l'intero processo analisi (ripresa)-trasmissione-sintesi (ricezione): sul suo dispositivo convertitore elettro-ottico (cinescopio) l'utente dovrà trovare eccitato lo stesso punto della stessa linea dello stesso semiquadro, concordemente con quanto avviene alla ripresa. Evidentemente l'informazione elettrica o segnale video dovrà, all'atto della ripresa, essere pilotata nei suoi istanti significativi da un temporizzatore che, dovendo servire più generatori di immagini, sarà centralizzato.

È indubbio che l'utente dovrà essere servito dallo stesso temporizzatore il quale, anche se ubicato remoto dal luogo di ricezione, guiderà istante per istante anche il processo di ricostruzione dell'immagine sul cinescopio con la sincronia richiesta (fig. 5.1.1).

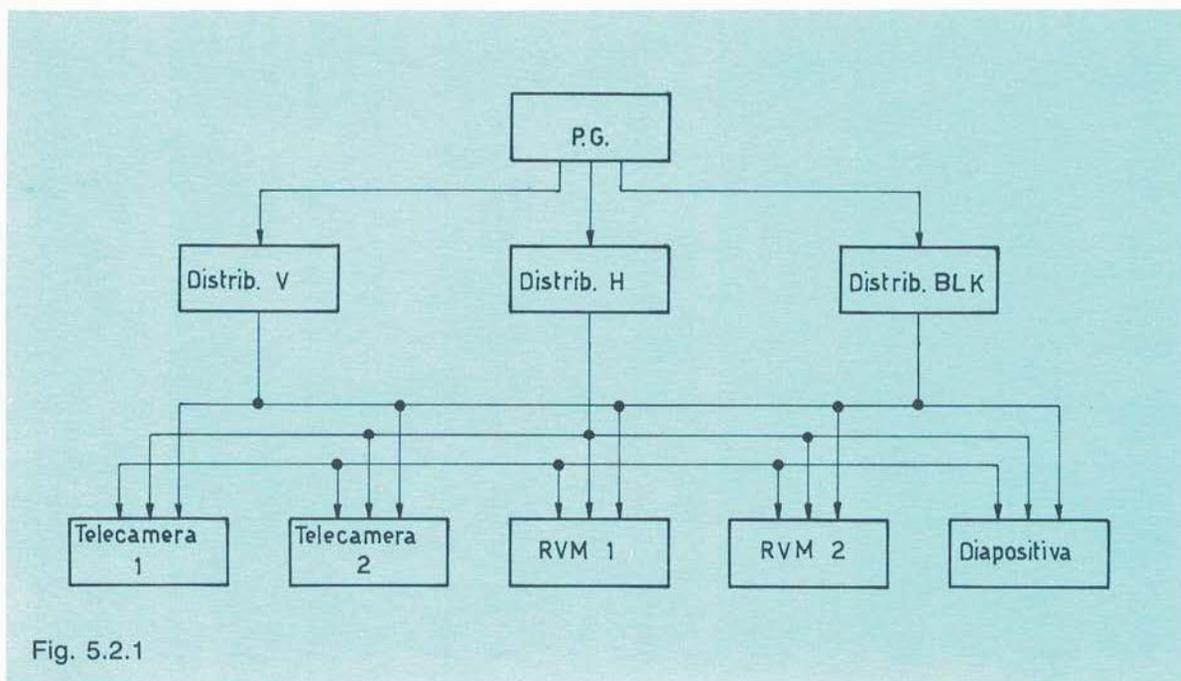


Fig. 5.2.1

5.2 Segnali pilota e di cancellazione

La correlazione temporale tra le varie macchine di ripresa e tra queste e l'elemento di sintesi è ottenuta mediante un temporizzatore denominato generatore di impulsi di sincronismo, più correntemente definito P.G., abbreviazione della denominazione anglosassone pulses generator. La fig. 5.2.1 illustra il principio della sincronizzazione nell'ambito della ripresa; vedremo in seguito come completare l'informazione video uscente dal tubo di ripresa con questi ulteriori segnali che, come abbiamo detto, dovranno inevitabilmente raggiungere l'apparato ricevente.

Nel capitolo dedicato ai tubi di ripresa abbiamo altresì accennato non solo al fatto che la durata di ogni linea e di ogni semiquadro è rigorosa, ma più volte abbiamo puntualizzato come il beam, sia a frequenza di riga che a quella di semiquadro, deve tornare indietro per iniziare i processi di analisi successivi e che tale ritorno avviene in un tempo breve, durante il quale il tubo di ripresa è interdetto, ossia non può dar luogo ad informazione video. Si tratta in altri termini di generare degli impulsi definiti di cancellazione o blanking, sia a cadenza di riga che di semiquadro, il cui compito è quello d'interdire nei tempi prestabiliti il tubo di ripresa, impedendo che durante il ritorno del beam si generi informazione video la quale, se così non fosse, risulterebbe incoerente con quella ricavata durante l'analisi vera e propria. La frequenza di questi segnali è cadenzata ovviamente come i precedenti per cui, sulla telecamera, dove cioè è ubicato il tubo di ripresa, potrebbero essere ricavati dai medesimi; ciò infatti, trova realizzazione in alcuni apparati. Ma, a questo punto, conviene una piccola precisazione. Osserviamo la fig. 5.2.2; normalmente nelle telecamere di studio sia i segnali di sincronismo *H* e *V*, denominati driving o pilota, che quelli di cancellazione *BLK*, vengono generati dal P.G. che essendo centralizzato, è lontano dalla telecamera stessa. Questi segnali, percorso il collegamento coassiale (cavo camera), giungono sul tubo di ripresa ove consentono la generazione del segnale video con le modalità viste. Tale segnale ritorna su un secondo cavo, per essere manipolato, verso gli apparati di controllo che, per semplicità, supponiamo ubicati vicino al P.G. stesso.

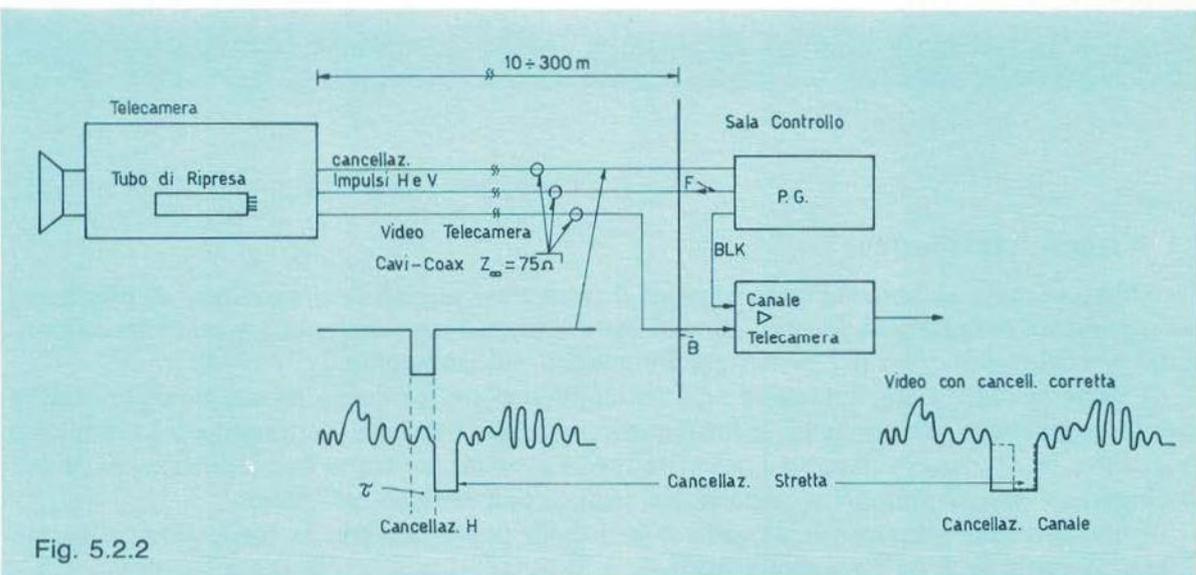


Fig. 5.2.2

Nel punto *B* di fig. 5.2.2, a causa del ritardo andata-ritorno (possono essere anche alcune centinaia di metri), l'informazione video non è più in fase con gli impulsi di partenza. Ora, per dare luogo al segnale composto, occorre sommare al video anche il segnale supersincrono che tra poco esamineremo (contiene le informazioni *H* e *V* da inviare all'utente), per cui il ritardo τ risulterà dannoso. Pertanto si generano due informazioni di cancellazione: una detta **blanking stretto**, che agisce sulla telecamera, l'altra, quella standard o di **canale** (fig. 5.2.3) che, sommata nel punto *B*, comprenderà certamente nel suo interno la prima e provvederà a cancellare, per il tempo corretto dettato dallo standard, l'informazione video come illustrato appunto in fig. 5.2.2. Evidentemente la somma del tempo di durata della cancellazione stretta e di τ , considerato per la massima lunghezza prevista del collegamento, dovrà essere minore o al limite eguale al blanking di canale. Non dimentichiamo che durante la parte terminale di questo periodo di cancellazione di riga agisce il clamp il quale, per un suo corretto funzionamento, deve trovare un livello costante, che solo il segnale di blanking può assicurare.

Esamineremo in un capitolo successivo come gli impulsi pilota consentano la generazione di grandezze, funzioni lineari del tempo, idonee alla deflessione vera e propria del beam.

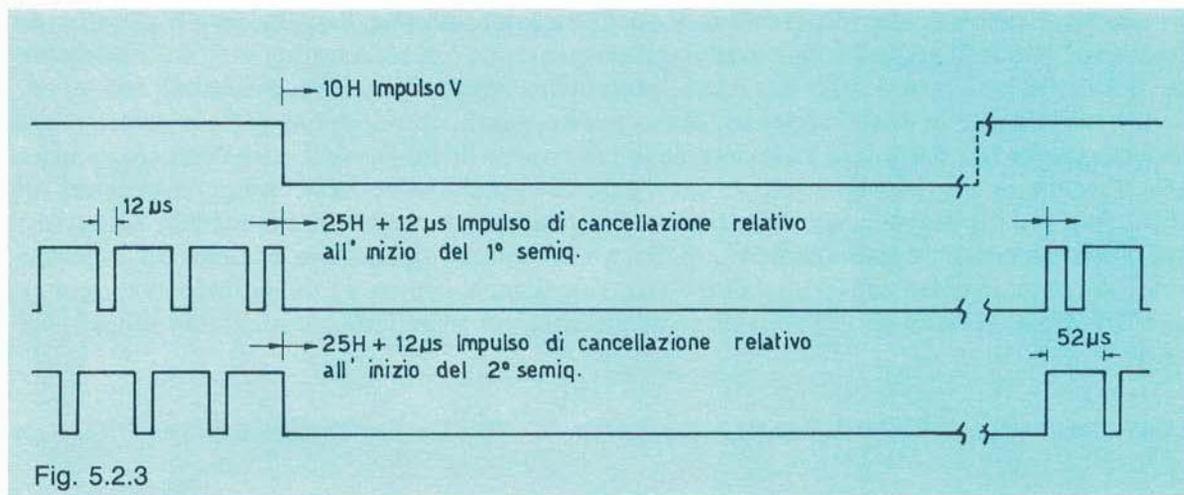


Fig. 5.2.3

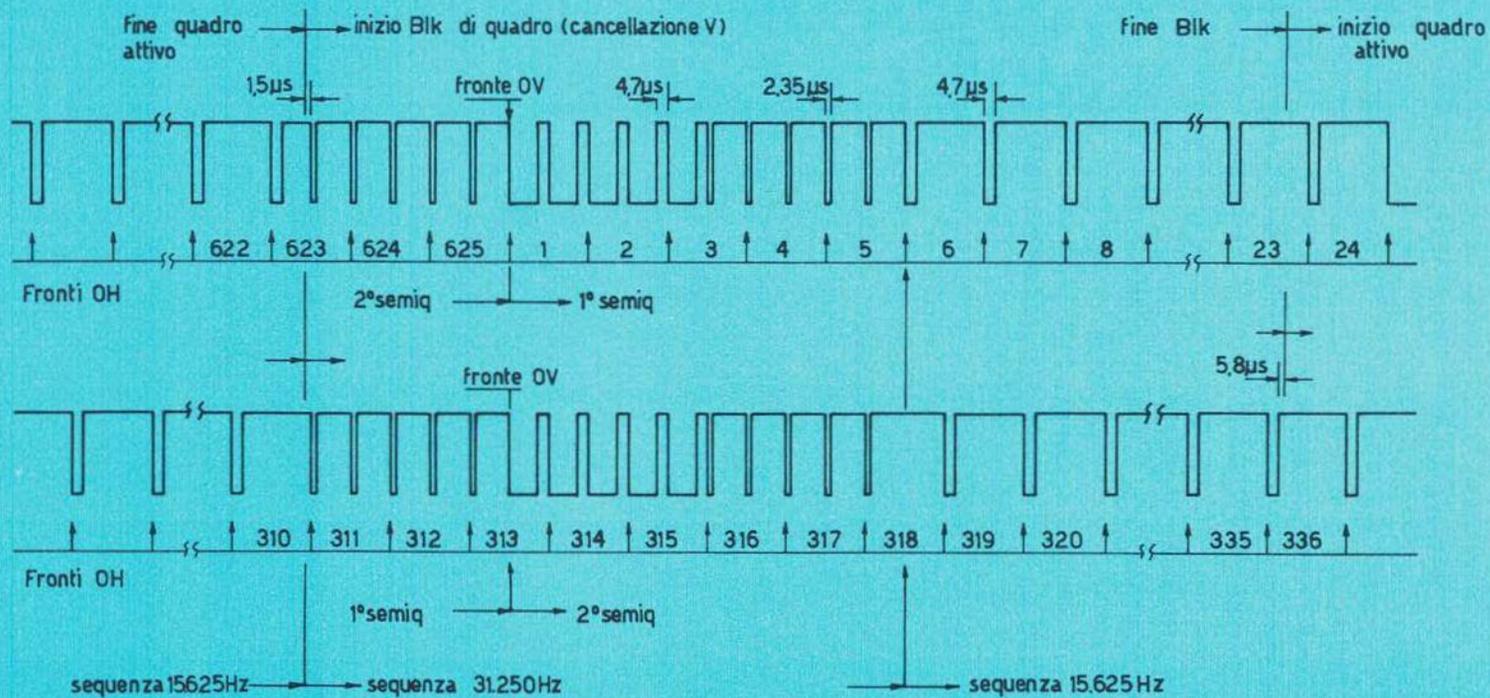
5.3 Il segnale supersincrono

Abbiamo precedentemente puntualizzato il fatto che i segnali di sincronismo di pilotaggio del generatore di immagini devono, almeno sotto l'aspetto temporale, essere gli stessi utilizzati dal ricevitore televisivo per ricostruire l'immagine sul cinescopio.

A parte la sua durata, l'impulso *H* o orizzontale potrebbe essere eguale a quello driving inviato ai generatori di immagini, mentre quello verticale *V* ha una costituzione più complessa in quanto, in ricezione, dovremo consentire che la separazione tra le due informazioni *H* e *V* avvenga con circuiti semplici e, nello stesso tempo, con estrema correttezza.

Il perfetto interlacciamento dipende infatti dalla precisione con la quale viene separato l'impulso verticale *V* ad ogni semiquadro.

Fig. 5.3.1



Ricordiamo anche che, per comodità circuitale, potremmo al limite inviare verso la telecamera gli impulsi H e V separatamente su due collegamenti fisici distinti mentre, ovviamente, ciò non è possibile verso l'utente, dove il solo segnale video composito deve contenere tutte le informazioni necessarie.

Pertanto l'impulso verticale sarà strutturato come rappresentato in fig. 5.3.1. Esso comprende, in sequenza temporale, 5 impulsi denominati pre-equalizzatori, 5 impulsi serrati di maggior durata, che costituiscono l'informazione verticale vera e propria, e 5 impulsi post-equalizzatori. La totale informazione occupa, nel nostro standard a 625 linee, 7,5 linee televisive, in quanto la loro cadenza è a 31250 Hz. Questo per consentire che, anche durante l'informazione verticale, sia presente l'informazione H , anche in considerazione dell'esistenza della mezza riga propria del sistema interlacciato.

Il completo segnale supersincrono, così strutturato, verrà sommato al video, la cui relazione fasoriale deve essere corretta in quanto sia gli impulsi H che il più complesso V , vengono inseriti nel tempo di cancellazione di canale, corrispondente al nero.

Si otterrà così il completo segnale video composito comprendente il segnale video vero e proprio e le informazioni sincronizzanti indispensabili all'utilizzatore; quest'ultima informazione (Supersincrono S.S.) è temporalmente la stessa di pilotaggio del sistema di analisi. Il processo analisi-sintesi può quindi avvenire in perfetta sincronia come riportato in fig. 5.1.1.

Anche se la separazione dei segnali H e V del segnale supersincrono è un argomento pertinente al capitolo che tratta dei ricevitori, per chiarire l'utilità di un segnale così complesso come quello a cui accennato, riteniamo di dover esaminare subito questo processo di discriminazione.

Supponiamo di potere già disporre del solo supersincrono (la cui separazione dal video verrà esaminata, come detto, nel capitolo ricevitori) e, con questo, alimentare due circuiti: uno differenziatore e l'altro integratore, rispettivamente rappresentati in fig. 5.3.2 e 5.3.3.

Il differenziatore evidenzia i fronti di discesa degli impulsi mediante un'appropriata costante di tempo che vale (fig. 5.3.2):

$$RC = C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

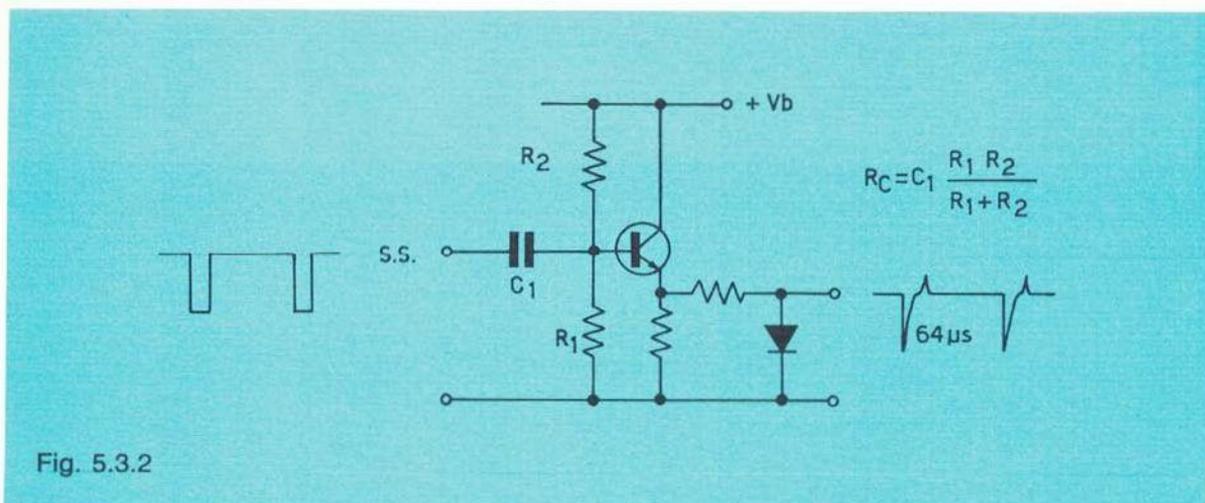


Fig. 5.3.2

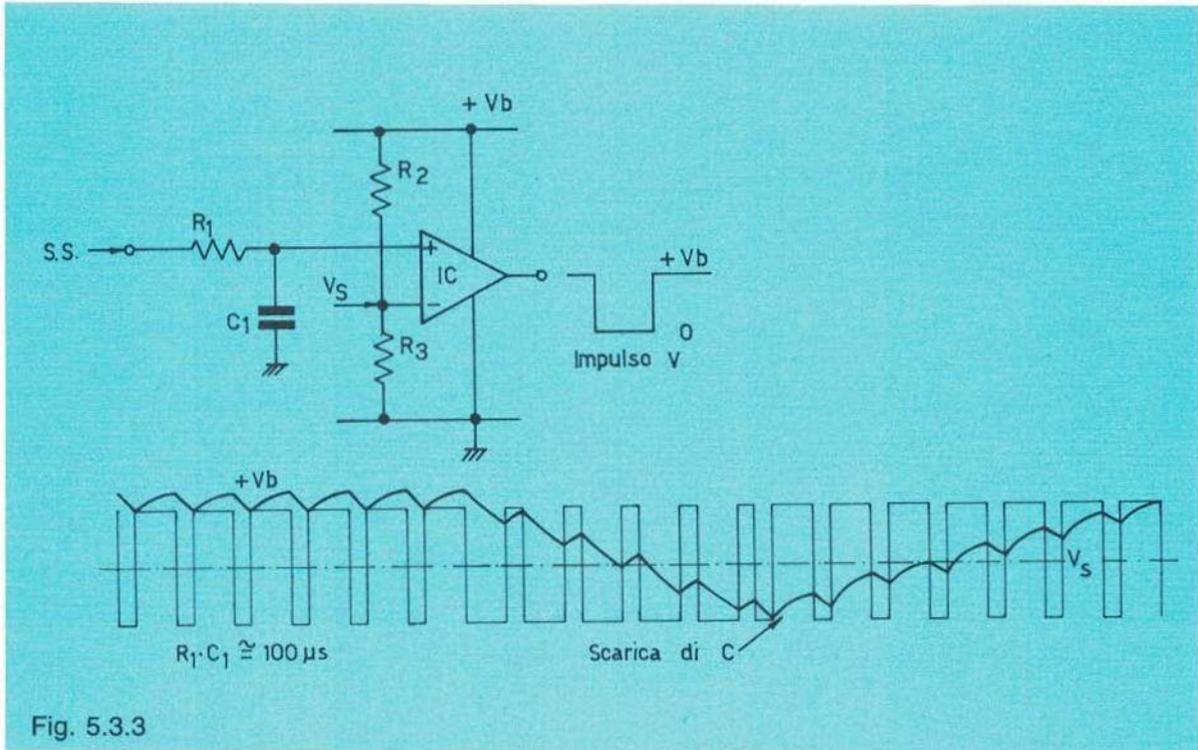


Fig. 5.3.3

In pratica è dell'ordine dei $400 \div 600 \text{ ns}$. Il diodo ha lo scopo di escludere i picchi positivi differenziati, in modo che i generatori, atti a produrre le grandezze deflettrici, possano sicuramente essere pilotati sul primo fronte dell'impulso H , essendo questo l'istante T_0 utile.

Chiaramente, durante la presenza degli impulsi a 31250 Hz contenuti nell'informazione verticale, i "guizzi" differenziati risulteranno a tale frequenza, ma vedremo come i generatori di scansione funzioneranno correttamente anche durante tale periodo, pari a metà di quello H .

In realtà, tali circuiti verranno sincronizzati ogni due impulsi, in quanto la loro frequenza in oscillazione libera è assai prossima a 15625 Hz . Il circuito integratore di fig. 5.3.3, in unione con l'operazionale IC , è chiamato nel nostro caso ad operare con $S.S.$ negativo, con una costante di tempo mediamente di $100 \mu\text{s}$.

Durante gli impulsi H e gli equalizzatori, la breve durata non consente scariche apprezzabili sul condensatore; all'arrivo dei serrati di durata assai superiore, per scariche successive la capacità si porta verso il valore negativo del picco degli impulsi, caricandosi durante i post-equalizzatori e portandosi verso lo zero Volt.

Tale procedura si ripete ovviamente ogni 50 ms . L'adozione degli impulsi pre-equalizzatori consente all'integratore, prima dell'arrivo dei serrati, di portarsi a carica nulla in entrambi i semiquadri, il che non avverrebbe se i serrati seguissero immediatamente gli impulsi H , come dimostra la fig. 5.3.4.

Poiché l'istante significativo T_1 deve essere costante, per ottenere un buon interlacciamento, la differenza τ dovuta all'alternanza pari/dispari dei semiquadri si annulla proprio durante il tempo dei pre-equalizzatori (fig. 5.3.4b).

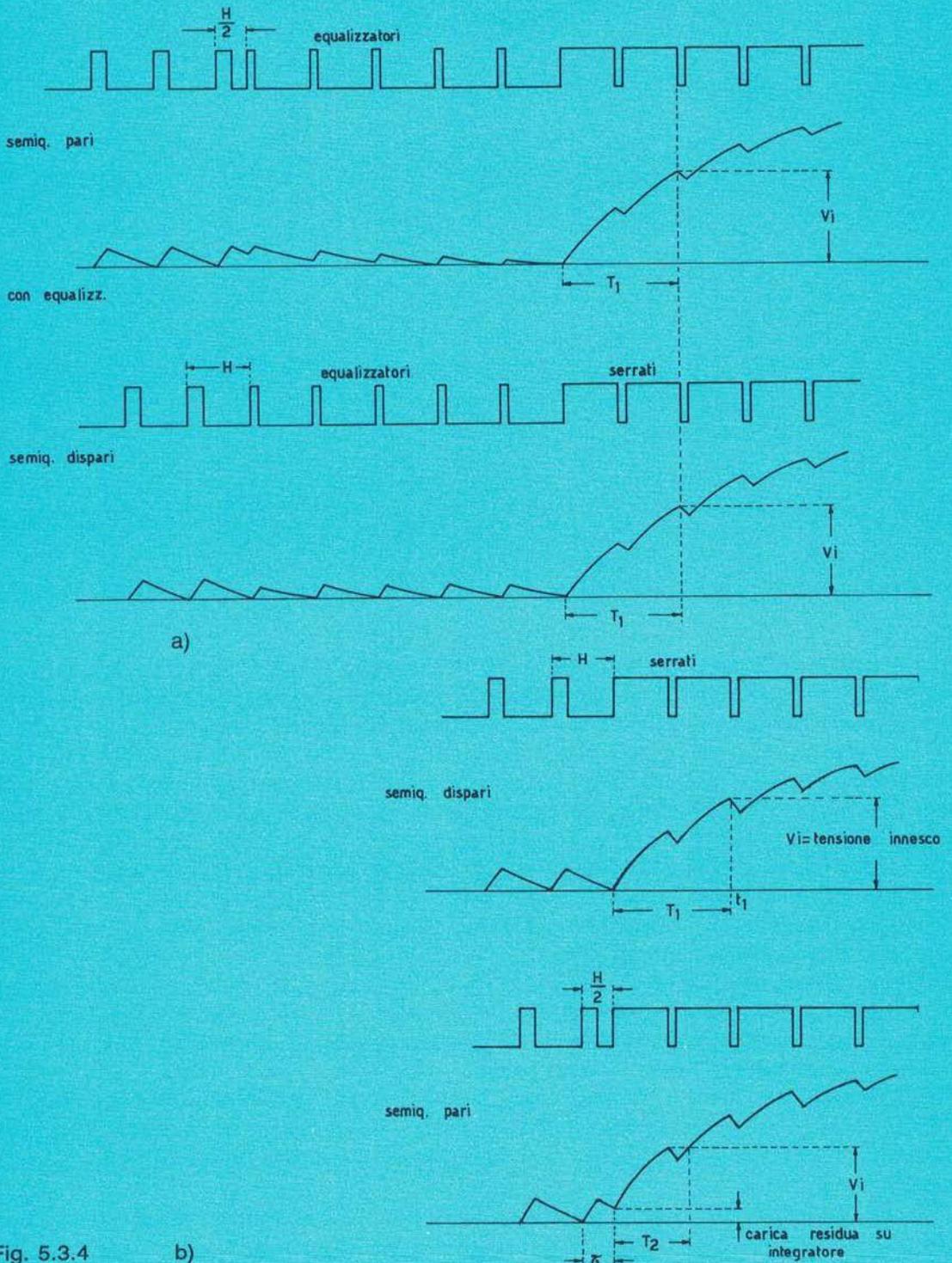


Fig. 5.3.4

b)

Il comparatore *IC* fornisce un impulso V , la cui larghezza è funzione della V_i . Puntualizziamo ancora come l'impulso V ricavato risulti ritardato rispetto all'istante V_0 prefissato dallo standard e coincida con il primo pre-equalizzatore, ma questo, come vedremo, non provoca alcun disturbo. Risulta ora chiaro come la complessità dell'impulso V consenta all'utilizzatore di ricavare le informazioni discriminate con la dovuta precisione e con discreta semplicità circuitale.

5.4 Il generatore di impulsi

Abbiamo accennato precedentemente come il *P.G.* rappresenti il generatore degli istanti significativi, ossia di tutte quelle grandezze indispensabili a compiere in sincronia il processo analisi-sintesi.

Tale apparato, che in fig. 5.2.2 abbiamo al solo scopo didattico ubicato nella sala controllo camere, è in realtà centralizzato in modo da fornire i suoi segnali a tutti i complessi di generazione di immagini.

È intuibile come la precisione e la stabilità di questo apparato debbano essere elevate e comunque contenute nei limiti di tolleranza previsti per i vari standards in sede internazionale. Pertanto l'oscillatore di partenza che pilota il sistema è alimentato da un quarzo di elevata stabilità e precisione (oscillatori al rubidio) insensibile alle variazioni di temperatura, tale quindi da fornire un coordinamento temporale all'intero sistema e la necessaria correlazione fasoriale tra le varie grandezze in modo stabile nel tempo. Anche se in questo volume trattiamo esclusivamente il segnale monocromo, è indispensabile in questa sede dare un cenno sulle grandezze che il *P.G.* deve fornire anche per un processo ripresa-sintesi a colori, in quanto ormai (1989) non ha più logica parlare di *P.G.* esclusivi per il bianco e nero.

Pertanto accenneremo a queste grandezze, i cui compiti verranno dettagliatamente approfonditi nel Vol. 2°.

Ricordiamo che le grandezze significative inerenti esclusivamente il processo monocromo sono:

- a) Impulsi di pilotaggio generatori di ripresa H e V (driving).
- b) Segnale composito (H e V) di cancellazione o blanking (BLK) canale che, sommato al video, consente la successiva somma del $S.S.$
- c) Eventuale BLK stretto per soli generatori di immagini. Detti impulsi normalmente sono costruiti nella telecamera impiegando, per gli istanti significativi (start-stop), quelli dei driving H e V .
- d) Segnale supersincrono ($S.S.$) che, sommato al video, dà luogo al segnale video composito e che comprende tutti gli istanti significativi per compiere il processo di sintesi.

In aggiunta a quelli elencati, per soddisfare la ripresa a colori secondo il sistema PAL (Vol. 2°), vi sono i segnali forniti dal *P.G.*:

- e) sottoportante cromatica: segnale sinusoidale continuo a frequenza $F_{sp} = 4433618,75 \text{ Hz}$
- f) Porta del burst (impulso largo circa $3 \mu s$) con frequenza di ripetizione 15625 Hz , opportunamente "cancellato" durante la presenza del sincronismo verticale.
- g) alternanza PAL, onda quadra, con frequenza di ripetizione $\frac{15625}{2} \text{ Hz}$.
- h) nero colore, segnale ausiliario dal quale sono ricavabili tutte le informazioni significative, indispensabili per un processo di ripresa a colori.

Vediamo brevemente l'impiego di queste grandezze: impiego che, ripetiamo, verrà ampiamente chiarito nel 2° volume, mancando in questa sede gli elementi di base per poterlo fare.

Nel colore l'informazione che esprime la cromaticità della scena verrà inserita, per ragioni di compatibilità, nel segnale di luminanza monocromo, e precisamente nella parte alta della banda video:

La frequenza di trasposizione di tale informazione è appunto la sottoportante cromatica (punto e); per ragioni di interlacciamento spettrale (ragioni che verranno chiarite nel 2° Volume), da tale frequenza verranno ricavate quelle significative del segnale di luminanza.

Poiché nel sistema PAL la trasposizione a cui accennato è attuata mediante modulazione di ampiezza a portante soppressa (capit. 7), è indispensabile trasmettere nella cancellazione di riga, precisamente nel fronte posteriore di essa, la frequenza di sottoportante (punto e) per un tempo di $\sim 3 \mu s$.

La generazione di questo "pacchetto" di frequenza F_{sp} è demandata alla **porta del burst** (P_b , punto f). Infine l'alternanza PAL ($A.P.$, punto g), la cui fase è legata a quella del burst, è un'onda quadra a frequenza $7,8 KHz$ che consente il corretto funzionamento del sistema. Essa è tipica del PAL e non trova riscontro in altri sistemi (NTSC, Secam).

Poiché il segnale $S.S.$ è quella grandezza significativa contenente tutti i segnali necessari al corretto processo di sintesi (da essa si ricavano H , V , volendo BLK), nel caso del colore esso viene completato sommandogli il burst, la cui ampiezza è di $0,3 V_{pp}$, come riportato in fig. 5.4.1. Dal nero colore sono ricavabili pertanto tutti i segnali significativi compresi nei punti a ÷ g; tale segnale è disponibile in uscita del $P.G.$ e ormai moltissimi apparati richiedono esclusivamente tale grandezza per il loro funzionamento.

La fig. 5.4.2 riporta lo schema a blocchi di un generico $P.G.$. L'oscillatore controllato $V.C.O.$ fornisce una tensione sinusoidale a frequenza di $1,25 MHz$ che, divisa per '64, dà luogo ad una frequenza di $19531,25 Hz$, la quale, comparata con analoga frequenza ottenuta dividendo per 227 la ($F_{sp} - 25$) generata da un quarzo molto stabile, dà luogo alla tensione di errore che aggancia il $V.C.O.$

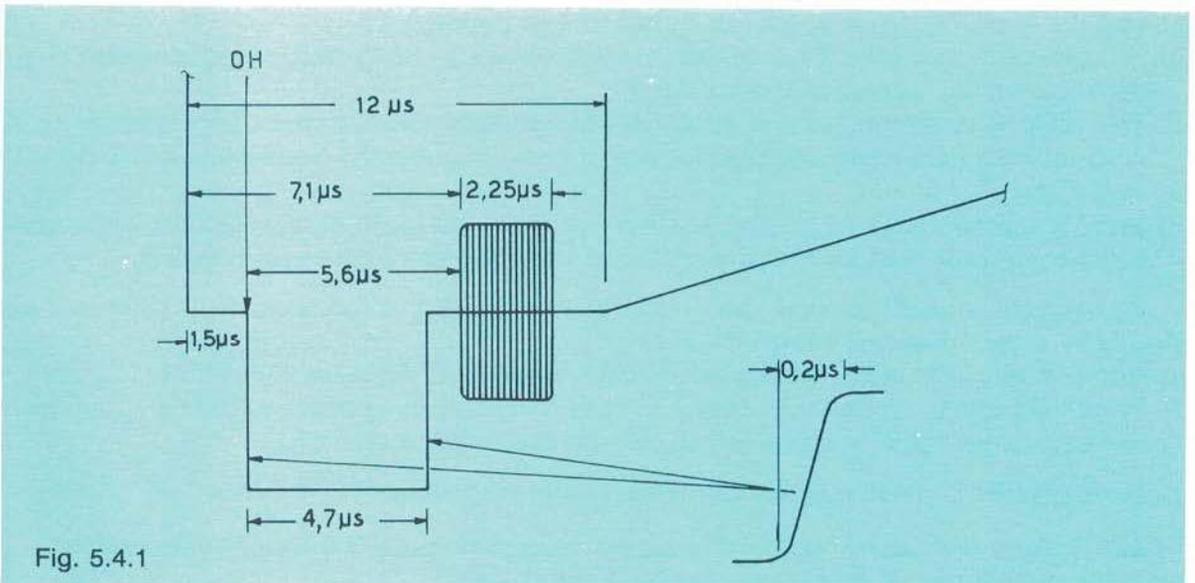


Fig. 5.4.1

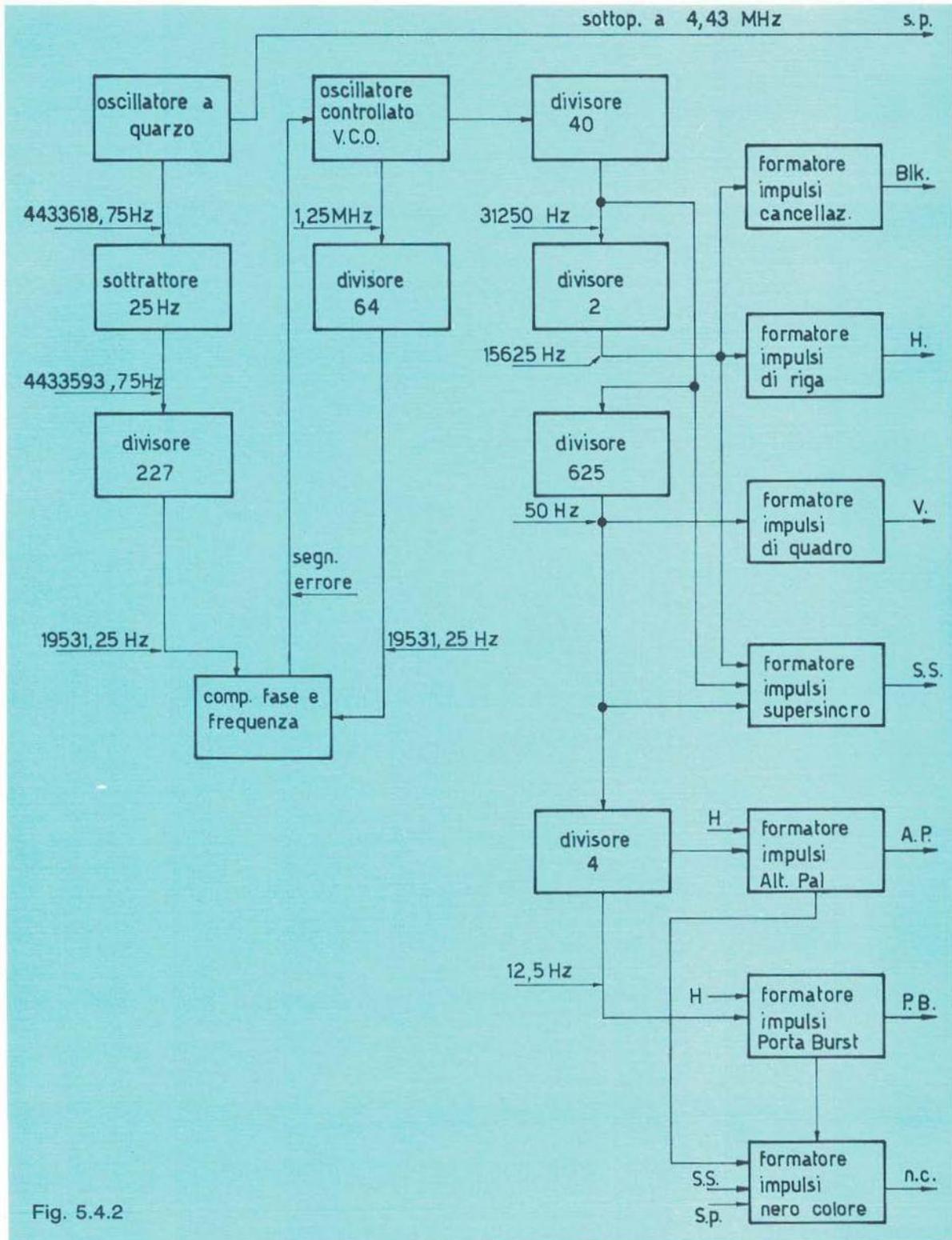
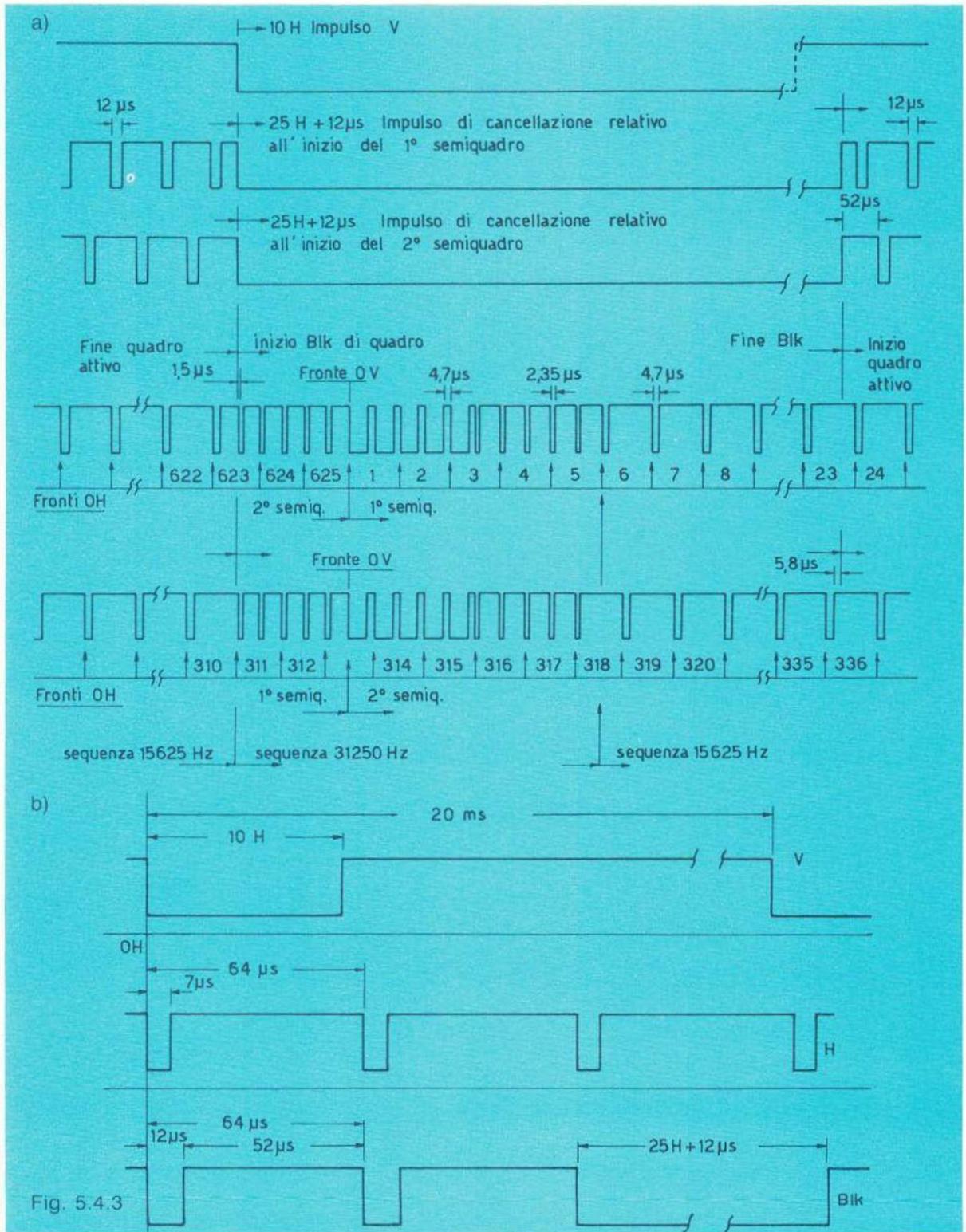


Fig. 5.4.2

5.4 IL GENERATORE DI IMPULSI



La F_{sp} è disponibile in uscita dal *P.G.* prima del sottrattore dei 25 Hz. Su quest'ultima operazione non possiamo dare ora alcun chiarimento, in quanto la sottrazione dei 25 Hz dalla F_{sp} è strettamente legata al processo di codifica PAL e pertanto solo nel 2° volume potremo essere espliciti a tale riguardo, anche se per ora tale chiarificazione non è comunque implicante. Riprendendo la descrizione del *P.G.*, la frequenza di 1,25 MHz legata alla F_{sp} viene divisa per 40 ottenendo 31250 Hz (pari al doppio della frequenza di riga) che, divisa per 2, fornisce la frequenza di 15625 Hz. Con successiva divisione per 625, tale frequenza darà luogo a 50 Hz. Seguiranno i formatori delle grandezze significative secondo i tempi ormai noti e previsti dallo standard.

Il formatore S.S. dovrà ricevere, come informazioni necessarie alla sua generazione, sia il 15625 Hz (costruzione impulsi *H*), sia il 31250 Hz (costruzione equalizzatori e serrati) ed il 50 Hz (costruzione del *V*). I formatori delle grandezze tipiche del colore verranno chiariti nel 2° Volume.

Dalla fig. 5.4.3, che riporta le relazioni fasoriali tra le varie grandezze, viene evidenziato come, per quanto concerne il sincronismo *H*, l'istante significativo sia il primo fronte di detto impulso (*OH*) che determina la partenza della cancellazione *H* e *V* (primo fronte, fig. 5.4.3b) e di conseguenza i tempi di ritorno.

La porta a $10H$ consente l'inserzione del sincronismo verticale, mentre la cancellazione a $25H + 12 \mu s$ provvede ad interdire, per l'intero tempo, i generatori di immagini in quanto, onde ottenere il rapporto dimensionale 4:3, oltre alle linee devolute per il ritorno verticale, vengono cancellate altre linee, che pertanto risultano prive di contenuto video. In seguito vedremo che un certo numero di tali linee sarà impiegato per altri scopi.

L'informazione di cadenza verticale (fig. 5.4.3a) è riferita al primo fronte del primo serrato (*OV*), istante di inizio del conteggio delle 321,5 linee del 1° semiquadro.

5.5 La distribuzione dei segnali significativi

Il paragrafo 5.2 e la fig. 5.2.1 indicano come i segnali significativi uscenti dal *P.G.* devono alimentare più utilizzatori. Questo richiede pertanto una distribuzione delle varie informazioni che normalmente giungono agli utilizzatori tramite cavi coassiali di impedenza caratteristica $Z_{\infty} = 75 \Omega$ e coefficiente di velocità di propagazione $\sim 0,72$. Poiché su tali collegamenti per ora inviamo solo i segnali sincronizzanti aventi componenti spettrali abbondantemente contenute nel megahertz, non vi è bisogno di equalizzazione della curva livello/frequenza anche per lunghezze di un certo rilievo. Vedremo come, al contrario, nel caso della distribuzione del segnale video, con particolare riferimento al codificato PAL, con cavi superiori ai $15 \div 20$ m risulti indispensabile l'equalizzazione. Tale problema verrà affrontato nel capitolo impianti.

Quindi la distribuzione dei segnali sincronizzanti (escluso il nero colore) avviene mediante dispositivi distributori (*Ds*) i quali, alimentati all'ingresso in alta impedenza da un determinato segnale, forniscono lo stesso con eguale polarità ed ampiezza (guadagno generalmente unitario) su 6 o più uscite disaccoppiate e su impedenza bassissima (fig. 5.5.1). In tal modo gli utilizzatori non interferiscono tra loro in quanto le varie uscite disponibili a $Z_{\infty} \rightarrow 0$ sono disaccoppiate; è bene che queste (anche quelle eventualmente inutilizzate) vengano tutte chiuse sulla corretta Z_{∞} che è normalmente 75Ω .

5.5 LA DISTRIBUZIONE DEI SEGNALI SIGNIFICATIVI

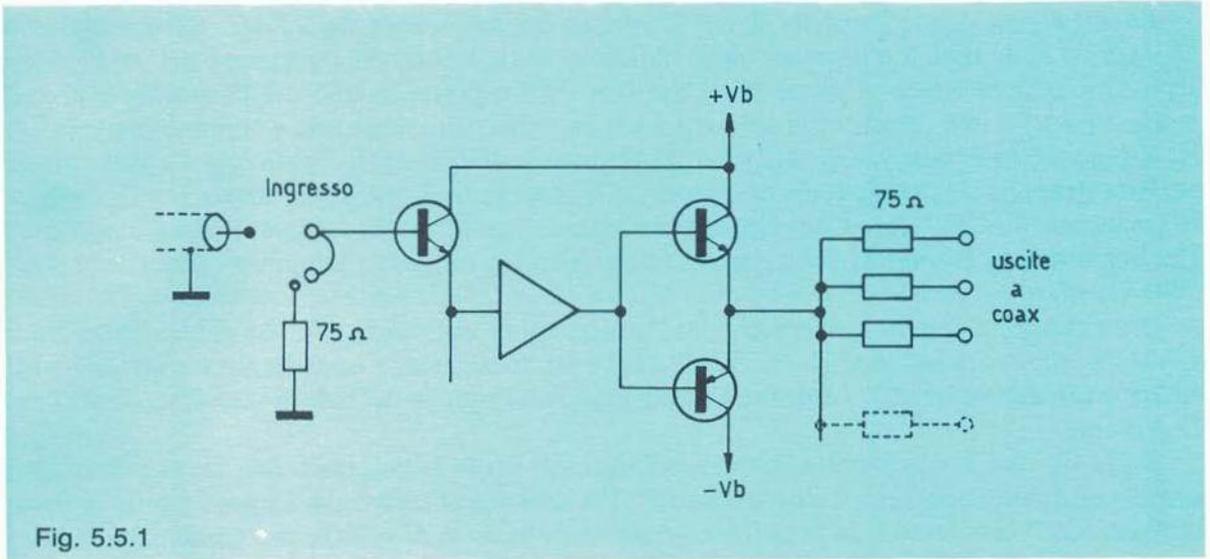


Fig. 5.5.1

IL SEGNALE VIDEO E LA SUA MESSA IN FORMA

6.1 La componente continua

Il segnale video uscente dal trasduttore ottico- elettrico si estende dal valore corrispondente al nero (assenza di informazione) a quello pertinente il massimo bianco, determinando entro questi limiti la massima dinamica entro cui il segnale stesso deve essere contenuto.

Per convenzione, tale componente si sviluppa sempre nella parte positiva del segnale composito, entro valori fissati come massima dinamica in $0 \div 0,7 V$.

Variando questa grandezza continuamente al variare della luminanza della scena ripresa, chiaramente il valore efficace della tensione che la rappresenta non acquista alcuna importanza, per cui la sua entità viene espressa in **tensione picco a picco**.

Il segnale video composito comprende, oltre a questa componente che è quella utile significativa, anche i segnali di sincronizzazione o, come definito in precedenza, il supersincrono che occupa sempre la parte negativa del segnale stesso e che in valore assoluto vale $0,3 V_{pp}$.

Ovviamente quest'ultima grandezza (negativa) è costante, per cui il segnale composito è compreso entro $-0,3 \div +0,7 V_{pp}$ e tutti gli apparati che trattano tale segnale sono in grado di sopportare questi valori estremi di dinamica, senza introdurre distorsioni (fig. 6.1.1). Se poi, nel trattamento del segnale video, tali apparati manipolano ampiezze al di fuori di tale valore, o con polarità invertite, è solamente un fatto contingente che non intacca il principio fondamentale che sui collegamenti fisici, all'ingresso e all'uscita di ogni apparato, il segnale assuma i valori riportati in fig. 6.1.1.

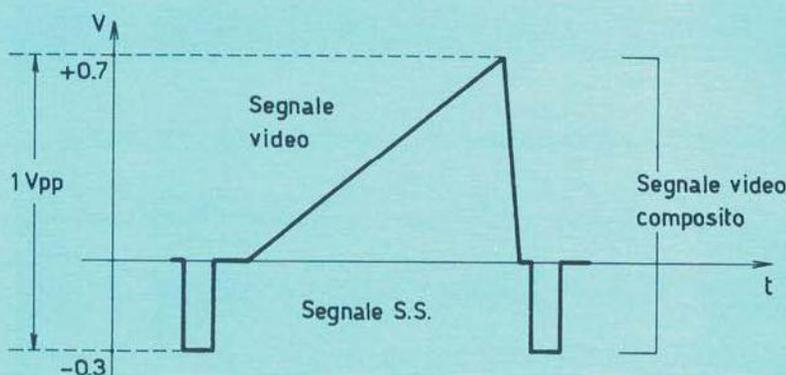


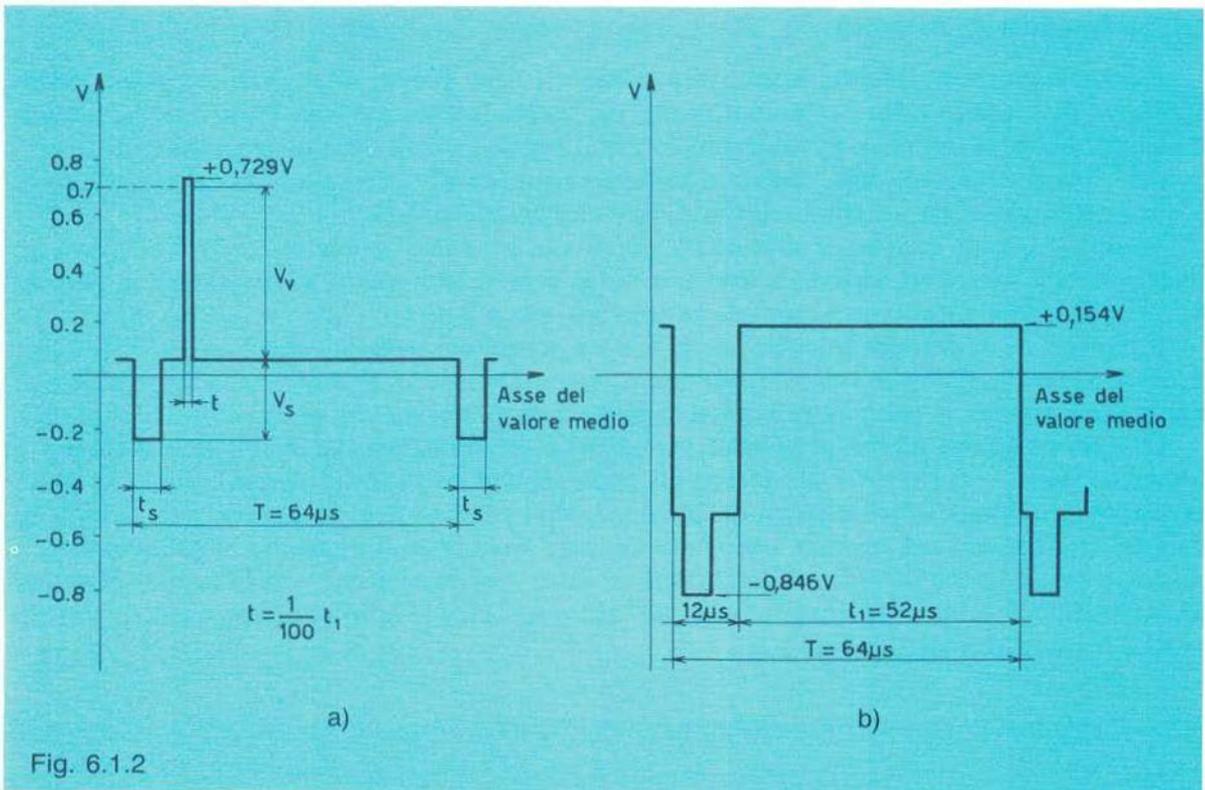
Fig. 6.1.1

6.1 LA COMPONENTE CONTINUA

Considerando il segnale video vero e proprio che, ripetiamo, si estende da $0 \div 0,7 V_{pp}$, la luminosità media dell'immagine è espressa elettricamente dalla **componente continua (C.C.)** del segnale stesso, componente che dovrà pertanto essere rispettata.

Ora, il trattamento che il segnale video subisce dalla sua generazione (tubo di ripresa) al momento della sua riconversione elettrico-ottica prevede il transito in circuiti non certo accoppiati in corrente continua ma aventi capacità in serie che bloccano appunto tale componente, dando luogo ad un segnale a valor medio nullo.

Inoltre la soppressione della C.C. comporta un intollerabile incremento della dinamica del segnale video, a parità di livello, con relativa introduzione di distorsione. Allo scopo consideriamo la fig. 6.1.2.



I valori medi video (V_{mv}) e sincronismo (V_{ms}) risultano (fig. 6.1.2b):

$$V_{mv} = V_v \frac{t_1}{T} = 0,7 \frac{52 \cdot 10^{-6}}{64 \cdot 10^{-6}} \cong 0,56875 V$$

$$V_{ms} = V_s \frac{t_s}{T} = 0,3 \frac{5 \cdot 10^{-6}}{64 \cdot 10^{-6}} \cong 0,0234 V$$

Il valore di picco positivo assunto dal segnale sarà:

$$V = 0,7 - 0,5687 + 0,0234 \cong 0,154 V$$

Se consideriamo ora l'impulso stretto (fig. 6.1.2a) avremo:

$$V_{mv} = V_v \frac{t}{T} = 0,7 \frac{52 \cdot 10^{-8}}{64 \cdot 10^{-6}} = 0,005684 V$$

A questo valore si somma V_{ms} dovuto al S.S., pari ancora a $0,0234V$, ottenendo così $0,029 V$. Pertanto il segnale risulterà di $0,729 V$.

Inoltre, nel caso di fig. 6.1.2b, il segnale si estende nella zona negativa della quantità:

$$V_{picco\ neg.} = 0,7 - 0,154 + 0,3 = 0,846 V$$

Queste due condizioni estreme indicano come, nel passaggio da una situazione all'altra, il segnale video si adagi con il suo valore medio sul valore di $0V$, con una dinamica massima compresa tra $-0,846 V$ e $+0,729 V$, ossia di $1,575 V_{pp}$, pur con un'ampiezza costante di $1 V_{pp}$, in entrambi i casi, del segnale entrante.

Inoltre è fondamentale che l'informazione elettrica sul cinescopio presenti comunque solamente la parte negativa del S.S., in quanto il segnale esistente a livelli inferiori allo $0V$ non produce alcun contributo luminoso, essendo detto potenziale quello di interdizione del riproduttore stesso. Ciò significa che, se al trasduttore finale si presentasse il segnale di fig. 6.1.2b, tutta l'informazione utile compresa al disotto dello $0V$ andrebbe persa, in quanto tale trasduttore risulta interdetto per tutta questa dinamica.

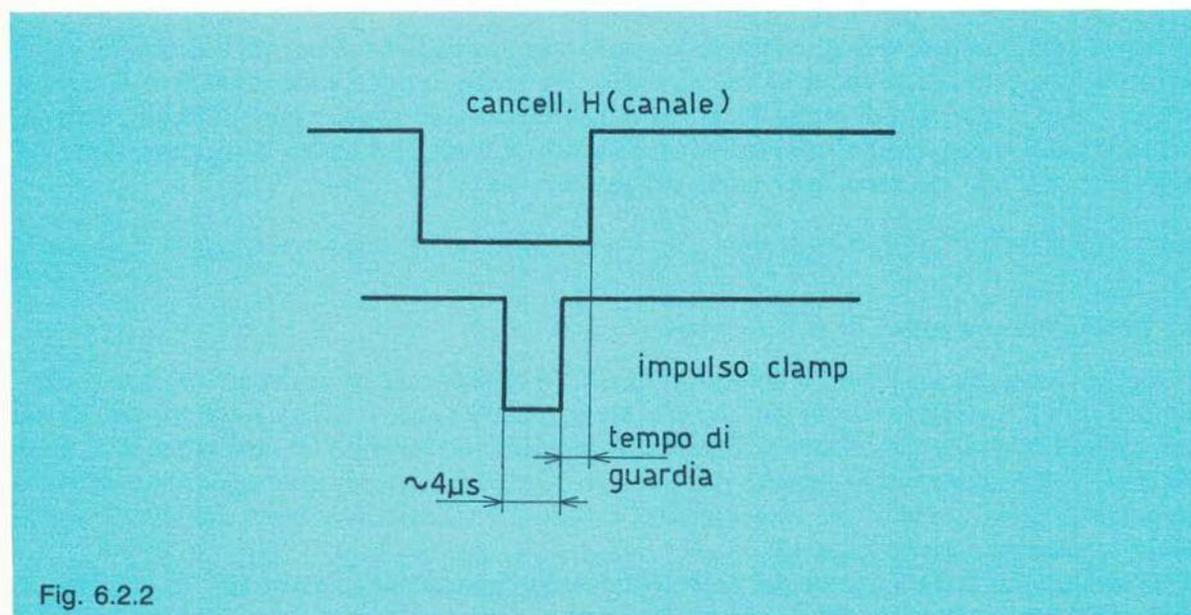
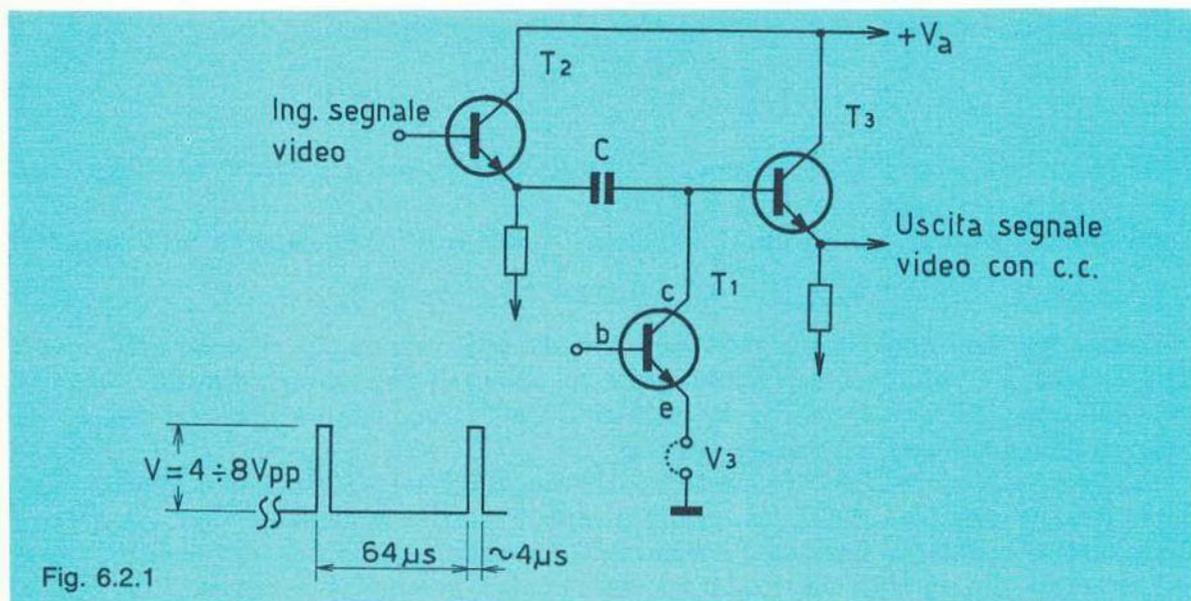
Sorge quindi la necessità di restituire il valore corretto della componente continua e, come vedremo, non solo al termine della catena video, ma anche in punti particolari dove il segnale video subisce il processo di messa in forma o di utilizzazione come: commutazioni; riallineamento dopo percorsi che possono introdurre disturbi a frequenza molto bassa; inserzione del piedistallo o livello del nero; correzione del gamma, ecc.

6.2 Restitutori controllati di C.C. (clamp)

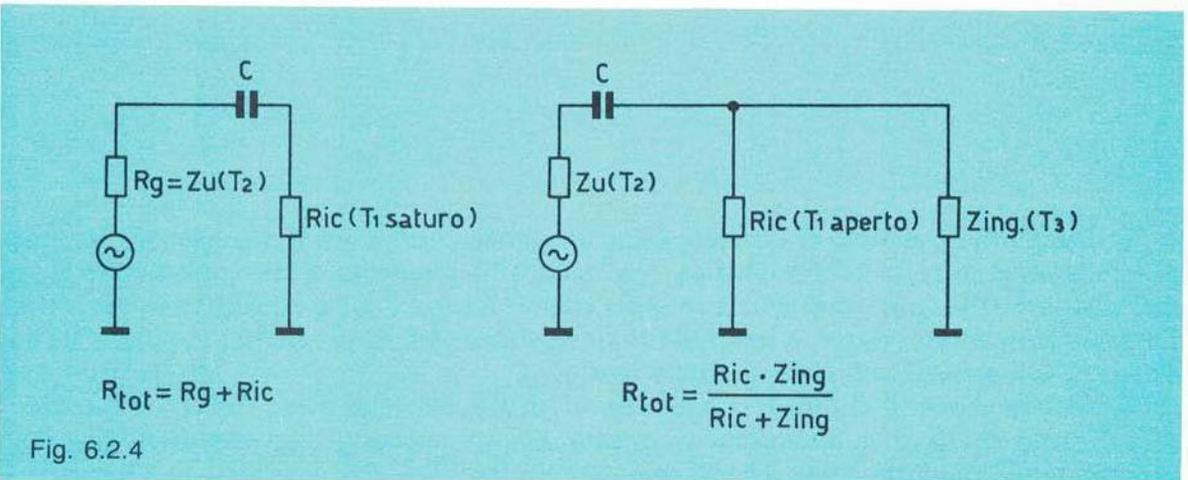
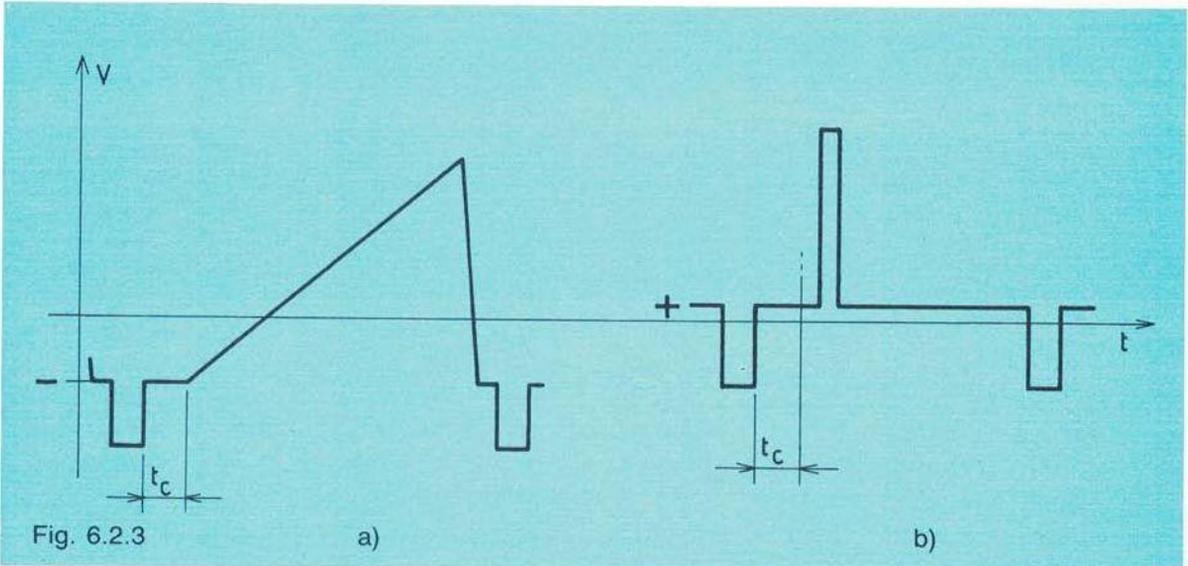
Compito dei circuiti clamp o restitutori di C.C. è di proporre un segnale video le cui componenti utili di luminanza assumano *tutte* la stessa polarità che, in senso assoluto, può anche non essere positiva se l'elemento utilizzatore lo richiede: ad esempio un cinescopio che, anziché essere alimentato con il segnale video positivo in griglia, viene, per ragioni che vedremo parlando di questi trasduttori, alimentato sul catodo. In tal caso la polarità del segnale stesso dovrà logicamente essere invertita.

L'importante è che i picchi del segnale video corrispondano a incrementi di luminosità. Pertanto il livello del nero, che funge da riferimento, deve essere rigorosamente legato allo $0V$ elettrico o, comunque, ad un livello costante che rappresenta l'interdizione del riproduttore.

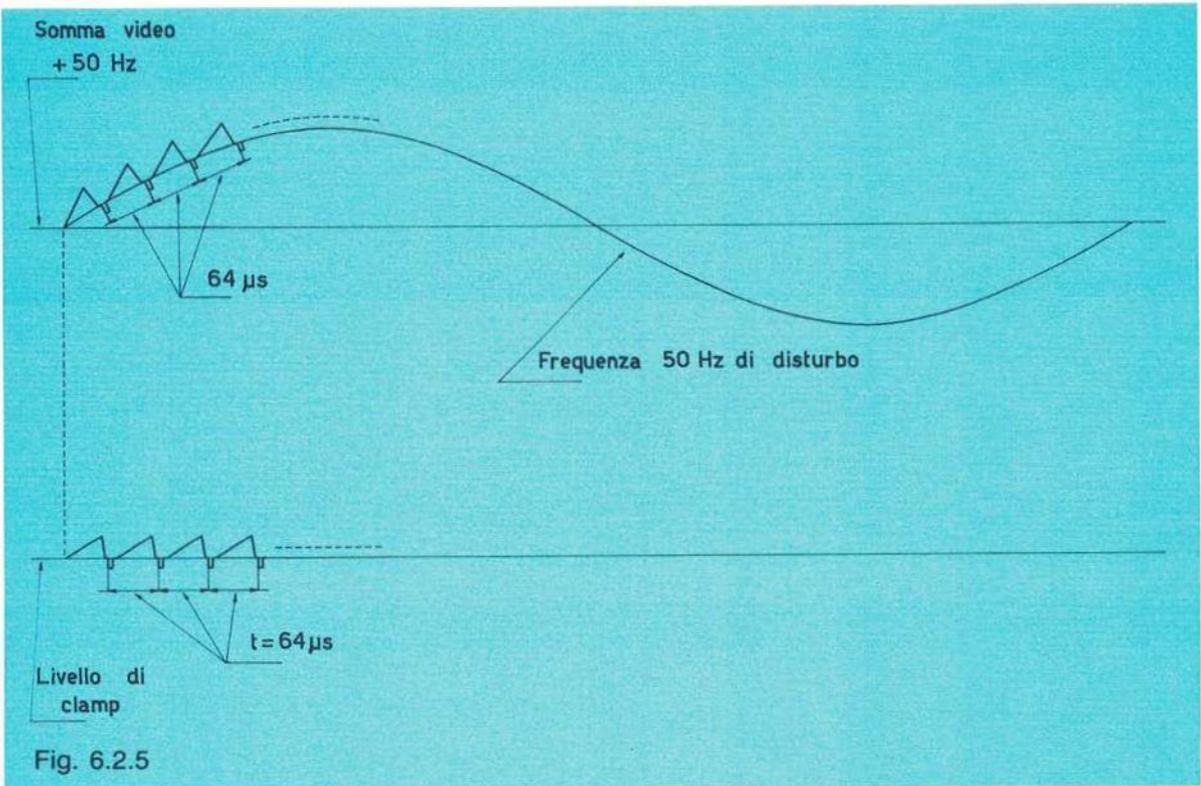
Il più semplice restitutore controllato di C.C. è riportato in fig. 6.2.1, dove i transistori T_2 e T_3 , collegati a "emitter follower", hanno il compito di alimentare il clamp vero e proprio con impedenza bassa (T_2) e di prelevare il segnale corretto con impedenza elevata. T_1 è l'elemento conduttore che, a cadenza di riga, si chiude riferendo la base di T_3 al livello di allineamento ossia a V_3 , a meno della tensione di soglia della giunzione. La base di T_1 è pertanto pilotata con impulsi a cadenza H ($15625 Hz$) di livello compreso tra $4 \div 8 V_{pp}$, la cui fase (fig. 6.2.2) corrisponde a quella della parte posteriore della cancellazione e la cui durata deve essere contenuta in tale intervallo, ossia $\leq 4 \mu s$.



Per esaminare il suo funzionamento, consideriamo due casi: segnale video con fronte posteriore negativo come da fig. 6.2.3a, ed una condizione con tale potenziale nel campo dei livelli positivi (fig. 6.2.3b). Nel primo caso, poiché durante il tempo t_c il potenziale del fronte posteriore tiene il collettore di T_1 negativo, sarà la giunzione collettore-base a consentire il fluire di cariche che scaricano la capacità C a $0V$, in quanto la giunzione emettitore-base è resa conduttiva dall'impulso presente sulla base di T_1 ; poiché le tensioni di soglia delle due giunzioni, ovviamente eguali ma di segno opposto, si elidono, durante la presenza dell'impulso H (tempo t_c) il potenziale di riferimento risulta V_3 che mediamente è lo zero elettrico.



Nel caso di fig. 6.2.3b, la presenza dell'impulso pilota porta T_1 in saturazione, con potenziale di collettore verso massa, in modo che C si scarica costringendo, per il tempo t_c , il segnale video a potenziale zero. Poiché tale operazione si ripete all'inizio di ogni riga, si può dire che, a frequenza di 15625 Hz , il segnale video viene riferito per il tempo t_c a livello zero e, tra un campionamento ed il successivo, tale potenziale verrà mantenuto dalla costante di tempo $C R_{tot}$ (fig. 6.2.4). L'impulso pilota del circuito clamp viene normalmente ricavato dal S.S. del video composito, al quale si deve restituire la C.C. o previa opportuna separazione, o con sorgente esterna sincrona. Esistono circuiti di clamp più complessi e sofisticati di quello elementare presentato, i quali si ispirano pur sempre ai principi esposti e pertanto non riteniamo di riportarli in questa sede. Ci sembra importante segnalare come detti circuiti, oltre a compiere la funzione di restituzione della C.C., possano anche concorrere ad eliminare o attenuare eventuali segnali spuri a frequenza inferiore a quella di riga, che possono essersi mischiati al segnale video come entità di disturbo.



Vediamo infatti, a titolo di esempio, come un segnale disturbante di rete (50 Hz), sommato in modo indesiderato al video, venga "spezzettato" a frequenza di riga e ricondotto al valore costante della tensione di riferimento del clamp. La fig. 6.2.5 è esplicativa in proposito. La bassa frequenza di disturbo sommata al video viene, ogni $64 \mu s$, riferita al potenziale costante V_{clamp} e pertanto allineata su questo livello.

Ricordiamo che se il disturbo, anziché sommarsi, si presentasse come elemento "modulante", il clamp risulterebbe inefficiente in quanto, come vedremo, il processo di modulazione equivale ad un prodotto e non ad una somma.

I circuiti di clamp trovano il loro impiego in apparati professionali, ma risultano valide anche soluzioni meno costose come restitutori di componente continua non controllati, che trovano il loro impiego più diffuso nei ricevitori televisivi.

La fig. 6.2.6 riporta una tale soluzione che prevede il restitutore accoppiato ad un generatore (che fornisce il video da correggere) a bassa impedenza e ad un utilizzatore ad elevata impedenza, stesse condizioni richieste anche nel clamp. Tale circuito, come vedremo, non allinea il segnale video sullo $0V$, ma sui picchi di sincronismo; volendo è possibile trasportare successivamente il valore di tensione di riferimento a condizione che il livello di allineamento risulti (ed infatti risulterà) costante. Per valori positivi di V_i il diodo è interdetto, mentre per quelli negativi la sua conduzione provoca circolazione di corrente, con valore massimo sul picco negativo (sincronismo), che carica il condensatore C . Tale carica viene incrementata ogni $64 \mu s$ sino a che C risulterà a potenziale $-V_i$ che, essendo in serie al segnale video, darà luogo al segnale di uscita allineato con i sincronismi sul potenziale $0V$ (caso specifico), a meno della tensione di soglia del diodo.

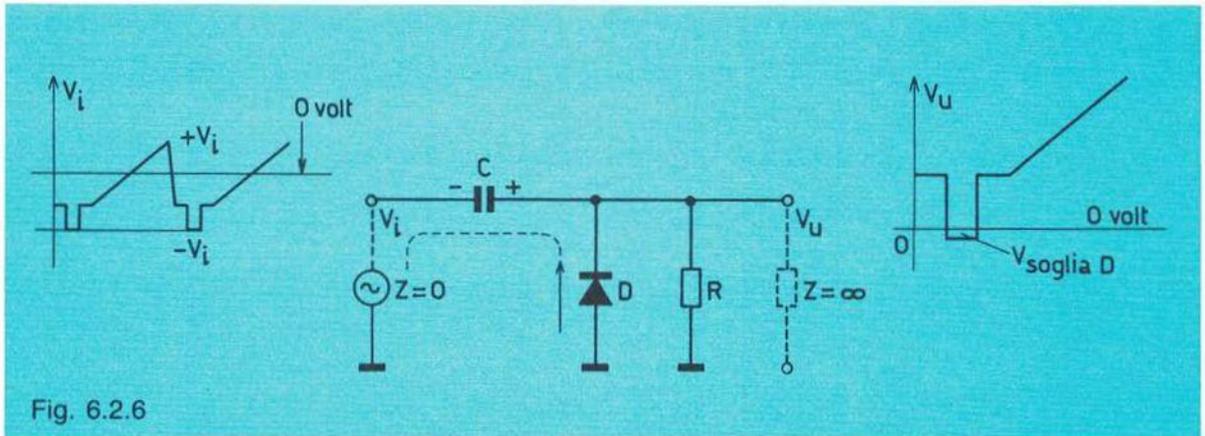


Fig. 6.2.6

6.3 Errore d'apertura e sua correzione

L'impiego di tubi di ripresa con target di piccole dimensioni, come il vidicon ed il plumbicon, aventi le diagonali dell'immagine che su essi si forma, rispettivamente di 16 e 21 mm, contro i 41 ÷ 45 mm dell'Image Orthicon, enfatizza la distorsione causata dalle dimensioni del pennello esploratore.

Consideriamo ancora l'immagine costituita da una serie di elementi bianchi alternati a neri: il numero degli elementi verticalmente discriminabili è funzione del numero di righe attive che scandiscono l'immagine e delle dimensioni della sezione trasversale del pennello analizzatore (fig. 2.2.2 cap. 2°).

Il potere risolutivo orizzontale è funzione della dimensione trasversale del pennello di analisi e della larghezza di banda del canale di trasmissione.

Abbiamo visto che al segnale elettronico uscente da un trasduttore deve competere una banda passante di 5 MHz (caso del nostro standard) affinché venga rispettato il potere risolutivo precedentemente fissato. In realtà, le dimensioni fisiche del fascetto analizzatore e la capacità parassita posta in parallelo al carico del trasduttore limitano la risposta alle frequenze elevate del trasduttore stesso.

La forma e le dimensioni della sezione del pennello di analisi definiscono la **distorsione di apertura** che limita la banda alle frequenze elevate e quantizzabile mediante l'espressione:

$$E = 20 \log \frac{\text{sen } \alpha}{\alpha}$$

dove E rappresenta l'ampiezza del segnale ed α è funzione diretta della dimensione orizzontale del pennello e funzione inversa della velocità di scansione nel medesimo senso; pertanto è possibile scrivere:

$$\alpha = \frac{\pi f r}{v} \quad [1]$$

dove:

f è la frequenza del segnale;

r (fig. 2.2.2) rappresenta la dimensione del beam nella direzione dell'esplorazione;

v è la velocità con la quale esso si muove lungo l'asse orizzontale.

Per frequenze basse, evidentemente α della [1] assume valori modesti, per cui il rapporto $\frac{\sin \alpha}{\alpha}$ tende a 1 in quanto l'arco che sottende l'angolo α ed il seno di α tendono all'egualianza, mentre per $\alpha = \pi$ il rapporto risulta zero.

Si ottiene la prima frequenza critica in corrispondenza del valore:

$$f = \frac{v}{r} \quad [2]$$

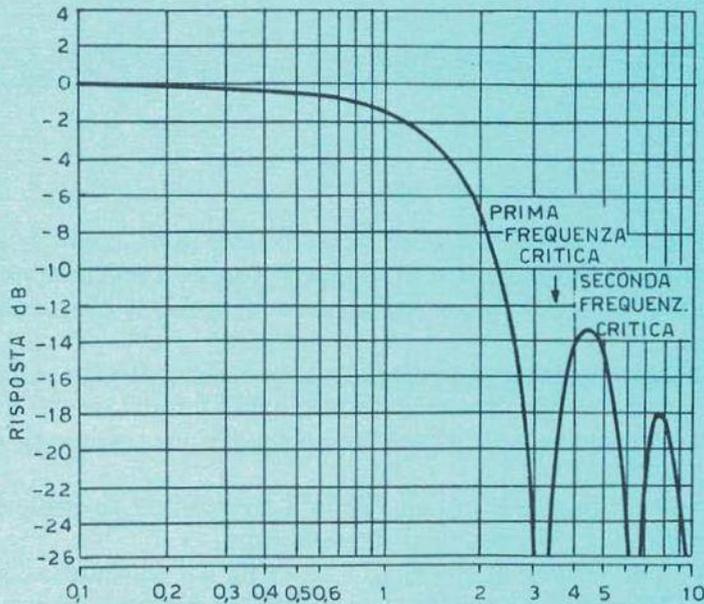


Fig. 6.3.1

La curva di risposta in funzione della frequenza del segnale uscente dal trasduttore è riportata in figura 6.3.1: da essa si rileva come il primo zero risulti sui 3 MHz con conseguente banda passante utile, ossia entro i 3 dB, di circa 1,5 MHz. Per elevare questo valore assai modesto, mantenendo v della [2] costante, è necessario ridurre la dimensione r del pennello. Per non ricorrere a valori troppo bassi di corrente nella resistenza di carico del trasduttore, si adotta il «correttore di apertura», rete di correzione contenuta nell'amplificatore video che segue il trasduttore stesso.

Tale correttore ha lo scopo quindi di compensare l'errore causato dalle dimensioni finite del pennello di analisi, le quali agiscono sul segnale elettrico arrotondandone i fronti ripidi, con conseguente perdita di dettaglio.

Si consideri la doppia transizione nero-bianco-nero della figura 6.3.2: nella posizione 1 la sezione del fascetto è tutta interessata nell'area nera, con conseguente segnale nullo. Nella posizione 2 l'asse verticale del beam interessa metà area nera e metà bianca, con il segnale video che assume la forma riportata in A e che, analogamente per le stesse ragioni, si ripete in C.

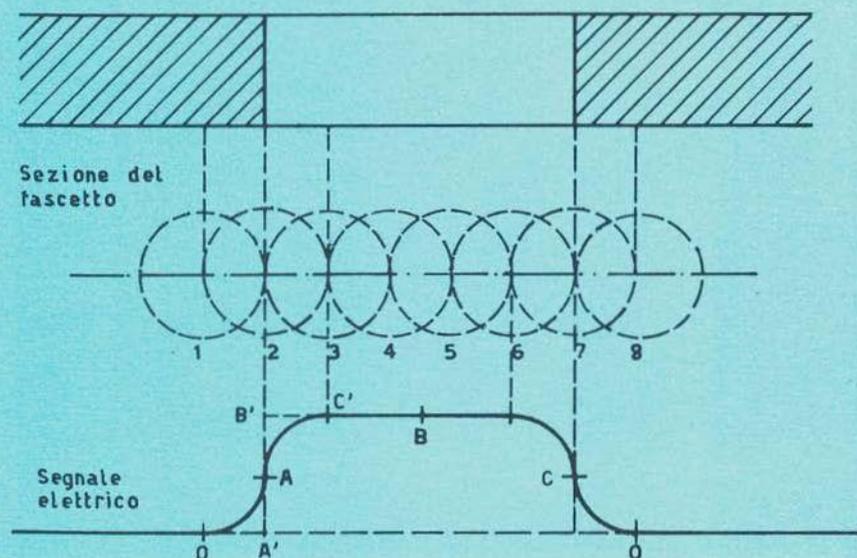


Fig. 6.3.2

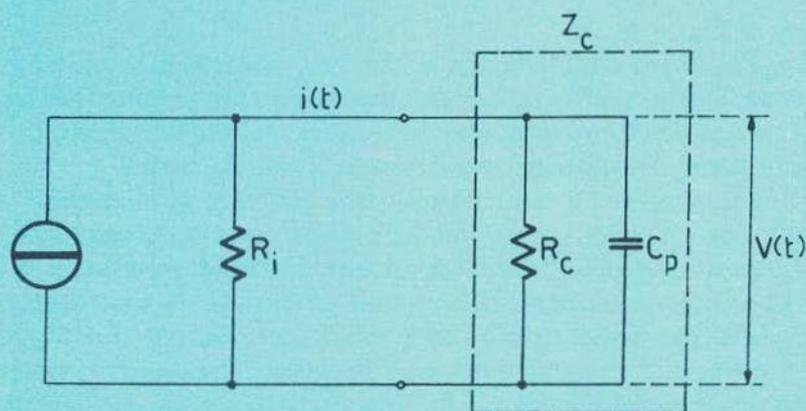


Fig. 6.3.3

La conseguenza delle dimensioni finite del beam è che, anziché il segnale video rettangolare $A'-B'-C'-B$ (sempre di fig. 6.3.2), si ottiene quello arrotondato, sfumando così i contorni delle transizioni che comportano un'immagine meno nitida e definita.

Consideriamo ancora il secondo parametro che contribuisce a peggiorare la risposta di un trasduttore alle frequenze elevate, ossia la capacità parassita di uscita. Questa è costituita dalla capacità dell'elettrodo segnale verso il potenziale di riferimento e dalla capacità parassita dovuta ai collegamenti. Come dimostra la figura 6.3.3, essa si pone in parallelo alla resistenza di carico, per cui la curva di risposta, dovuta al circuito riportato in figura, è rappresentata in

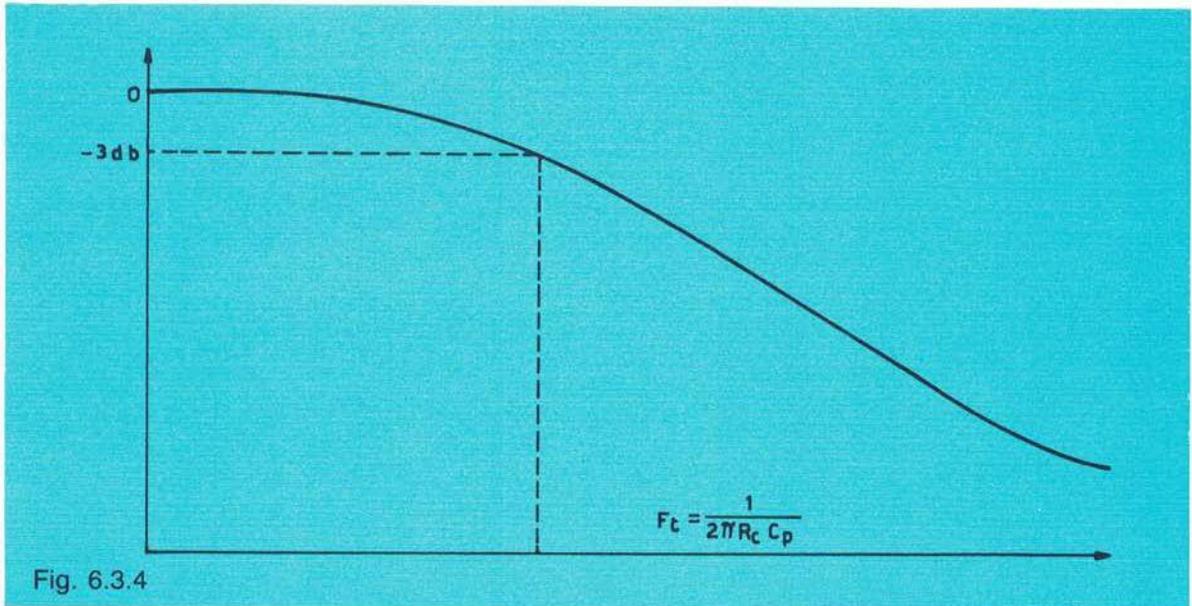


Fig. 6.3.4

figura 6.3.4, dove la frequenza di taglio che determina la banda utile è data da:

$$f_t = \frac{1}{2 \pi R_c C_p}$$

ottenuta per valori di $X_{cp} = R_c$.

Anche tale capacità dovrà essere ridotta al minimo, non volendo ovviamente ridurre R_c , mediante costruzione accurata ed adeguata compensazione nel preamplificatore video.

Ritornando al correttore di apertura, esso introdurrà, sul segnale video, un'enfasi alle frequenze elevate della banda considerata, mantenendo il *ritardo costante*.

Tuttavia una rete rispondente a tali caratteristiche consente di migliorare la risposta sulle transizioni verticali, con esclusiva correzione della definizione orizzontale dell'immagine.

Risulta pertanto assai evidente l'utilità, soprattutto per trasduttori come vidicon e plumbicon aventi target di piccole dimensioni, ricorrere ad un dispositivo che consenta, oltre la correzione suddetta, anche un miglioramento sulle transizioni orizzontali dell'immagine.

In altri termini si tratta di correggere il potere risolvante complessivo, intervenendo sul segnale elettrico con una esaltazione dei «contorni» che delimitano gli elementi di immagine.

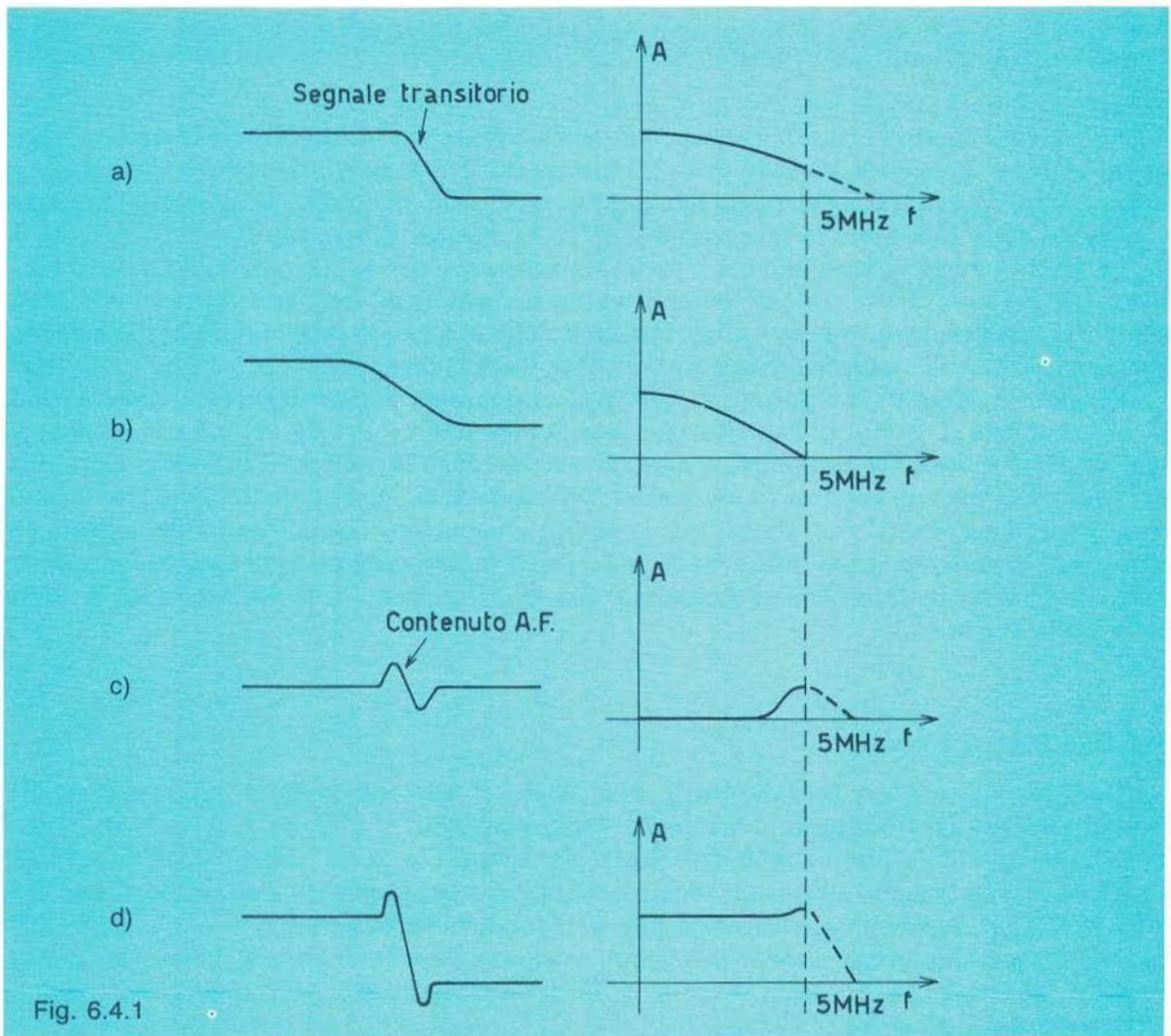
Questo tipo di correzione risulterà inoltre molto opportuna, se inserita nelle telecamere a tre tubi (vedi Vol. 2°) in quanto, essendo la luminanza funzione dei tre primari, gli inevitabili errori di convergenza che si traducono su di essa in perdita di dettaglio, vengono minimizzati con tale dispositivo.

6.4 Correttore d'apertura

Come rilevato poc'anzi, tali correttori hanno lo scopo di compensare l'errore di apertura esistente all'uscita del convertitore ottico-elettrico, esaltando le frequenze elevate senza incidere sulla caratteristica di fase. Tale correzione equivale a quella ottenibile da una rete elettrica

a ritardo costante, con curva livello/frequenza simile ad un filtro passa-basso. Il principio generale al quale questi correttori mediamente si ispirano, a prescindere dalle soluzioni circuitali adottate, è riportato in fig. 6.4.1. Il segnale da correggere viene fatto transitare in un passa-basso (p. es. linea di trasmissione a costanti concentrate) che riduce ulteriormente l'energia della parte alta dello spettro video (fig. 6.4.1b).

Il segnale così ottenuto viene sottratto a quello d'ingresso, per cui le sole informazioni all'uscita di questo stadio sono quelle a frequenza elevata (fig. 6.4.1c). La somma tra questo segnale e quello da correggere dà luogo al definitivo segnale corretto (fig. 6.4.1d). Lo schema di principio di un tipico correttore di errore d'apertura è riportato in fig. 6.4.2, il cui elemento tipico è rappresentato da una linea di trasmissione a costanti concentrate aperta all'estremo, e chiusa in ingresso sulla propria impedenza caratteristica. La lunghezza di tale linea è $\frac{\lambda}{2}$ con λ corrispondente alla frequenza da esaltare.



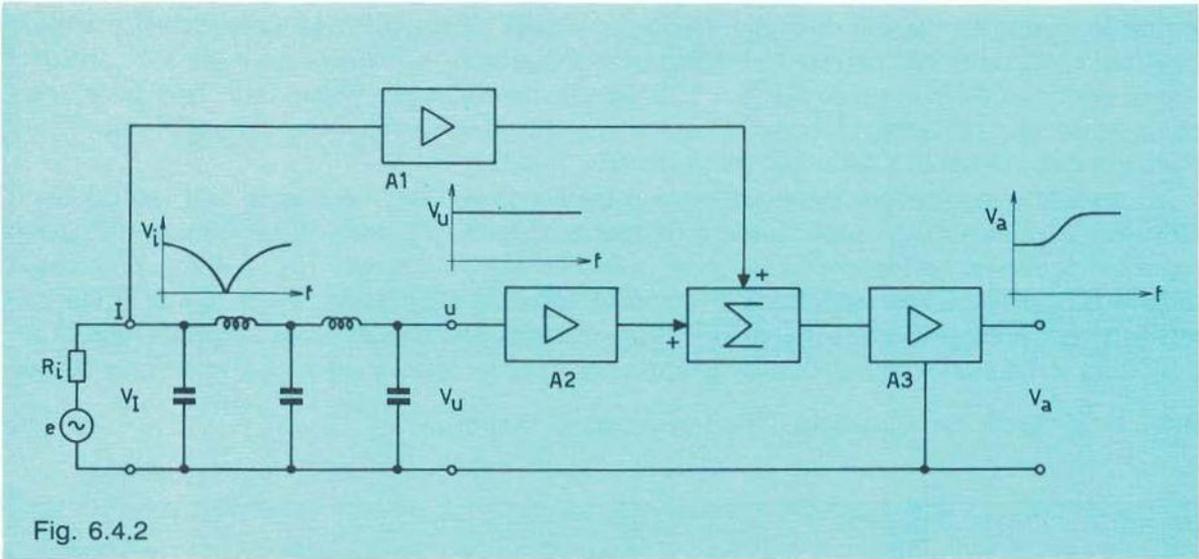


Fig. 6.4.2

All'estremo aperto la tensione assume ampiezza costante in funzione della frequenza mentre all'ingresso della linea, essendo quest'ultima aperta, l'andamento risulterà cosinusoidale a causa della riflessione. Considerando una larghezza di banda di 6 MHz , le tensioni in ingresso e in uscita dalla linea sono in fase sino a 3 MHz , ed in opposizione oltre.

La somma tra la V_u (costante con f) e la V_i darà luogo alla V_a (fig. 6.4.2) dove, senza influenzare le basse frequenze, si ottiene un'esaltazione delle frequenze elevate che però comporta inevitabilmente anche un'incremento del rumore. Se si rende regolabile il guadagno dell'amplificatore A_1 sarà possibile dosare l'entità della correzione.

Per non peggiorare il rapporto S/d, dovendo mediamente il dispositivo recuperare 6 dB a 5 MHz (rispetto a 1 MHz), viene incrementata la corrente di segnale del tubo di ripresa, a scapito ovviamente della sensibilità; questo fatto indica chiaramente che è possibile operare in tali condizioni quando la scena da riprendere è abbondantemente illuminata. Allo scopo sono stati costruiti correttori "non lineari" che operano cioè in funzione dell'entità del segnale da correggere in modo da intervenire solo per valori significativi di luminosità e quindi di segnale video, in quanto l'occhio non è in grado di apprezzare il dettaglio fine dell'immagine a valori ridotti di contrasto.

6.5 Estrattore di contorni

Il segnale di «contorno», utile per la correzione del dettaglio complessivo del segnale video generato da un trasduttore, comprende due componenti:

- componente di correzione delle transizioni orizzontali, la quale utilizza le differenze tra elementi di immagine adiacenti, appartenenti a righe successive e quindi disposti su linee verticali e denominato pertanto «estrattore di contorni verticale»;
- componente di correzione delle transizioni verticali, la quale utilizza le differenze tra elementi di immagine successivi disposti su linee orizzontali, la cui denominazione risulta: «estrattore di contorni orizzontale».

Il primo tipo di correzione prevede l'introduzione, sul segnale da correggere, di un ritardo pari a due righe televisive ottenuto con due memorie di $64 \mu\text{s}$. In tal modo è possibile disporre, per un confronto, le informazioni video delle righe $(n-1)$, n , $(n+1)$ in successione temporale, considerando logicamente come riga di trasmissione la $(n+1)$. In altri termini, se l'istante prescelto per l'inizio del nostro processo appartiene alla riga $(n+1)$ di analisi dell'immagine trasmessa, la n e la $(n-1)$ sono righe che la precedono nel tempo, rispettivamente di $64 \mu\text{s}$ e $128 \mu\text{s}$.

È possibile pertanto disporre contemporaneamente dell'informazione pertinente a tre righe consecutive; poiché il correttore opera la somma tra i segnali della $(n+1)$ e $(n-1)$, in trasmissione verrà inviato quello relativo alla riga n .

Esaminando il dispositivo di figura 6.5.1, possiamo infatti constatare che, quando nel punto C è presente l'informazione relativa alla riga $(n-1)$ e sono pertanto trascorsi $128 \mu\text{s}$, si ha quella relativa alla riga n nel punto B , ed in A quella che caratterizza la $(n+1)$ come detto precedentemente; le tre righe si succedono a distanza di $64 \mu\text{s}$.

Completando il dispositivo come riportato in figura 6.5.2, si ottiene nel punto D la media aritmetica tra le informazioni di $(n+1)$ e $(n-1)$ ossia:

$$V_D = \frac{V_{(n+1)} + V_{(n-1)}}{2}$$

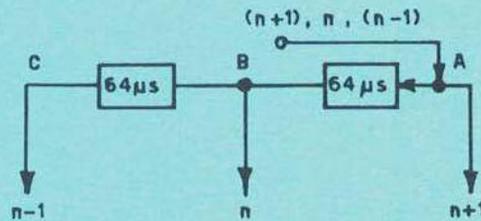


Fig. 6.5.1

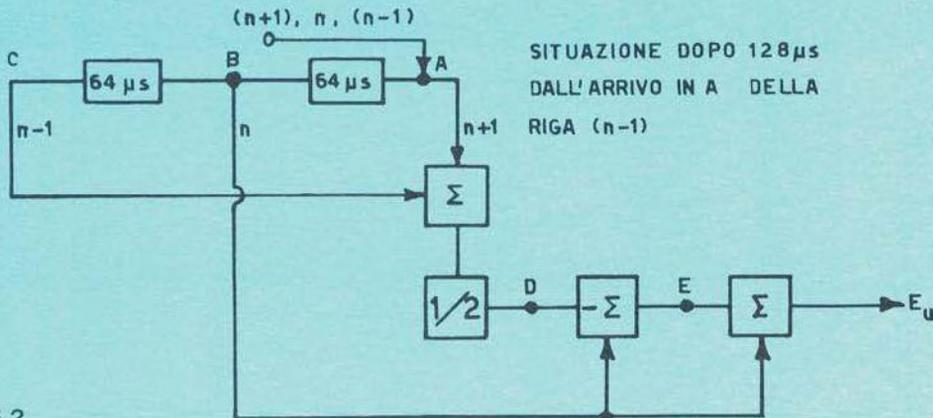


Fig. 6.5.2

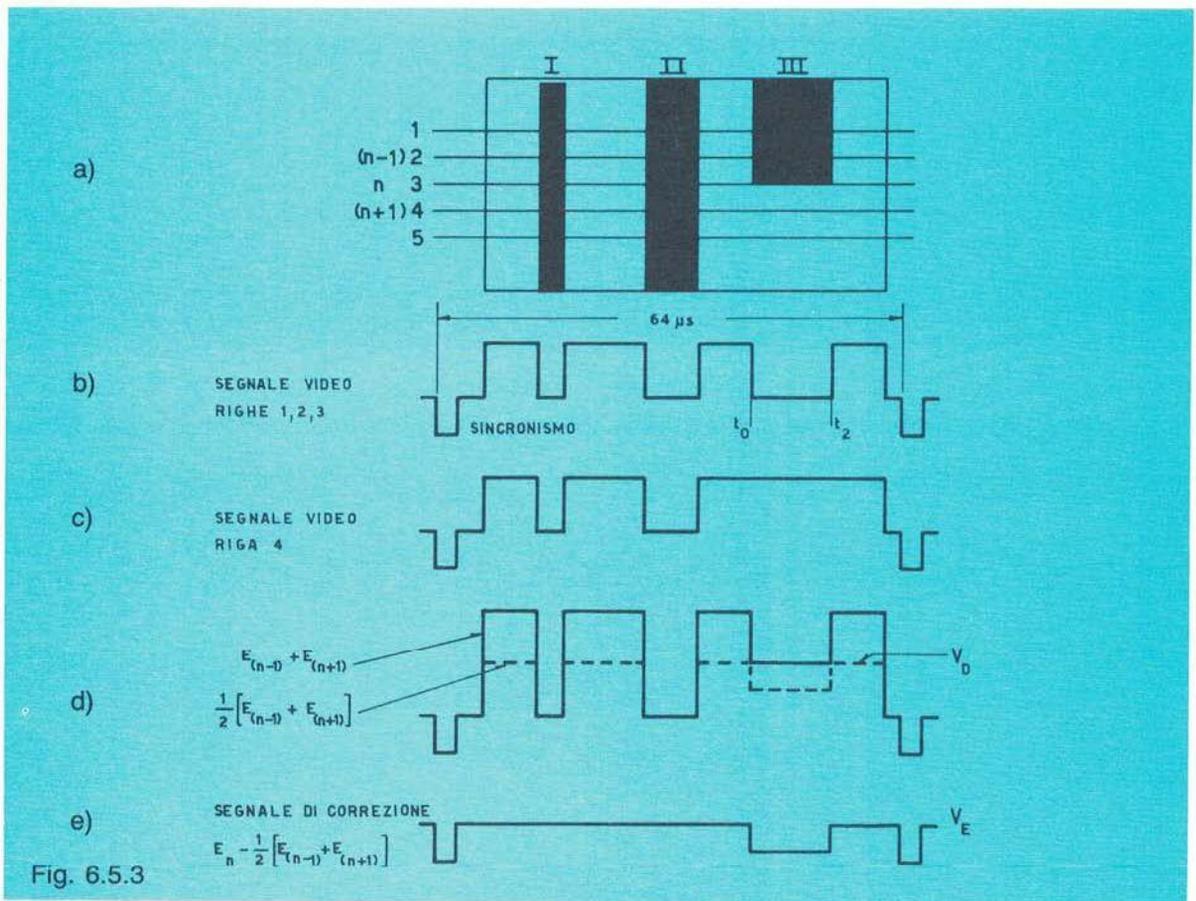
In E viene sottratta la V_D all'informazione della riga n , ottenendo:

$$V_E = V_n - V_D = V_n - \frac{V_{(n+1)} + V_{(n-1)}}{2}$$

che rappresenta la completa informazione di correzione di contorno verticale. Il segnale di trasmissione risulterà la somma tra tale grandezza e V_n ossia:

$$V_u = V_n + V_n - \frac{V_{(n+1)} + V_{(n-1)}}{2}$$

L'elemento di memoria è chiaramente costituito da una linea di ritardo ultrasonica. Per chiarire meglio quanto esposto, esaminiamo la figura 6.5.3 dove in (a) è riportata l'immagine ripresa costituita da un cartello bianco con tre barre nere di larghezza non eguale; inoltre la III barra dura circa metà quadro, a differenza delle altre due. Le linee orizzontali numerate rappresentano ipotetiche righe televisive esplorate dal pennello elettronico. Evidentemente le righe 1, 2, 3, da noi considerate, presentano un segnale video eguale in quanto l'immagine, per esse, non muta. L'esplorazione della riga 4 ci informa, con il suo segnale elettrico (fig. 6.5.3c), che, rispetto alla 3, vi è stato un mutamento. Questo consiste in una transizione



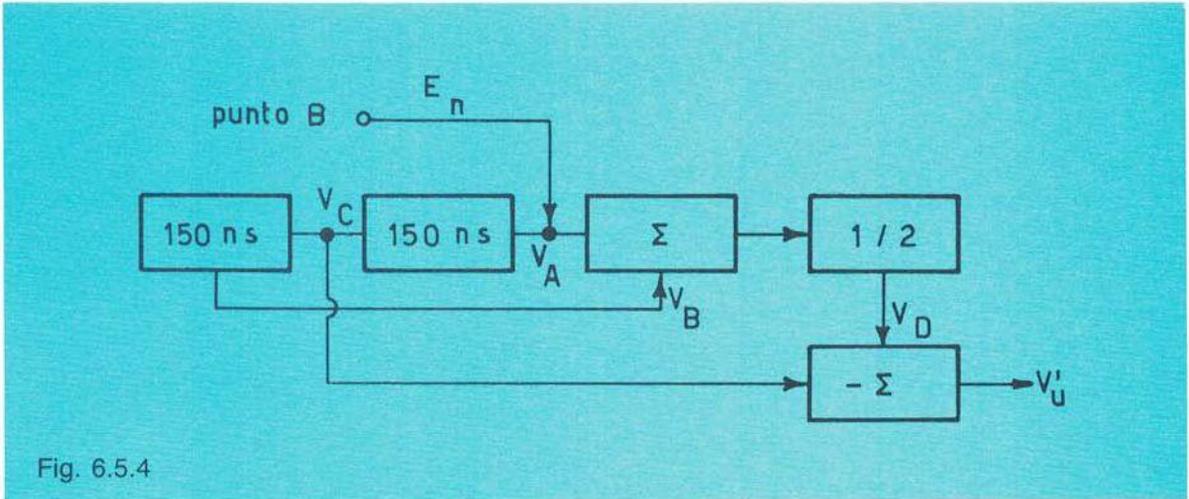


Fig. 6.5.4

orizzontale che possiamo chiaramente avvertire, comparando la riga 3 e la 4 sulle verticali tracciate ai tempi t_0 , t_2 .

La tensione di correzione deve quindi rispecchiare tale mutamento di informazione avvenuto in due righe successive, come appunto riporta la figura 6.5.3e, in cui V_E è la grandezza desiderata: sommata opportunamente a quella della riga n , dà luogo al segnale corretto V_u , il quale risulta pertanto sempre in ritardo di $64 \mu s$ rispetto al segnale di analisi. Ciò nella ripresa monocromatica non riveste alcuna importanza.

Trattandosi di telecamere per riprese a colori il problema andrà riconsiderato (Vol. 2°).

È bene ancora puntualizzare come l'entità della correzione del contorno si ottenga regolando l'amplificazione dello stadio in cui V_E transita, prima di essere sommato al segnale della riga n . L'estrattore di contorni orizzontali si basa su analogo principio, con la differenza che le memorie operano ora ritardi minori, dell'ordine dei $100 \div 150 ns$ ovviamente sulla medesima riga televisiva considerata.

Per chiarire meglio il funzionamento di questo estrattore di contorni, il cui compito è di esaltare le transizioni verticali, ci riferiamo alla figura 6.5.4.

Il segnale della riga n , prelevato nel punto B di figura 6.5.4 è quindi in ritardo, rispetto a quello pertinente alla riga di analisi considerata, di $150 ns$, e subisce un processo analogo (entità di ritardo a parte) al precedente.

Il segnale della riga n subisce due ritardi di $150 ns$, dando luogo alle grandezze V_C e V_B . La media aritmetica tra V_A e V_B (quest'ultimo in ritardo di $150 ns$) genera il segnale V_D che, sottratto a V_C , libera la V_u , tensione correttiva del contorno orizzontale.

La completa informazione di contorno è ottenibile con lo schema a blocchi del dispositivo rappresentato in figura 6.5.5.

Anche in questo caso il segnale di correzione risulta spostato di fase rispetto a quello d'ingresso.

Inoltre, sempre per incrementare il rapporto – segnale di contorno/rumore –, tale correttore è completato con un circuito a soglia in cui il segnale di uscita è presente solo per ampiezze di ingresso superiori ad un livello prestabilito, in modo che solo durante le transizioni, enfatizzate, vi sarà presenza di rumore. Se il correttore non libera segnale, tale componente di disturbo non può transitare.

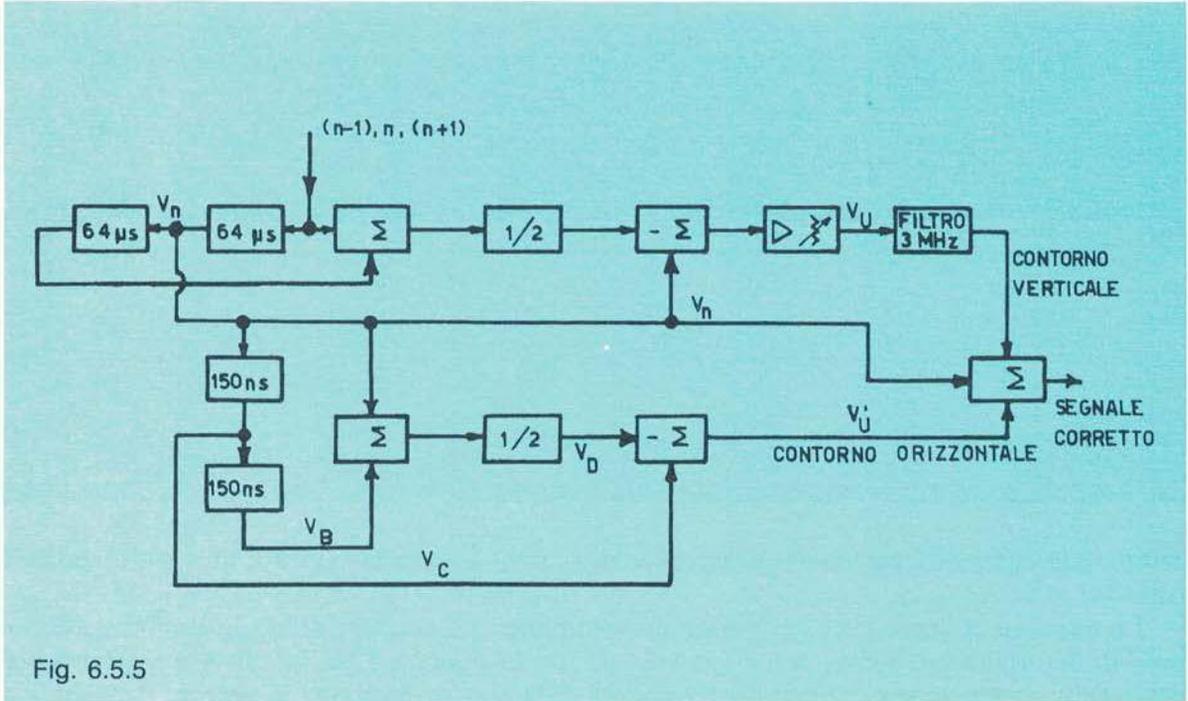


Fig. 6.5.5

6.6 Correzione del gamma

L'attuazione della correzione avviene normalmente attraverso amplificatori il cui guadagno è funzione dell'ampiezza del segnale entrante; indicando con ϑ_u la tensione di uscita e con ϑ_i quella di ingresso al quadripolo correttore, possiamo scrivere la relazione:

$$\vartheta_u = \vartheta_i \frac{I}{\gamma_1 \gamma_2}$$

dove con γ_1 indichiamo il valore di 2,2 mediamente adottato e con γ_2 il coefficiente pertinente al tubo di ripresa.

Evidentemente, poiché la rete di correzione ha come fine operativo quello di fornire in uscita un segnale elettrico di livello proporzionale alla luminosità, riferita ad un ben definito livello zero o del nero, risulta indispensabile la restituzione della componente continua, proprio per fissare tale riferimento. È opportuno puntualizzare come i livelli variabili del segnale elettrico, uscente dal trasduttore, debbano essere riferiti al livello campione rappresentato dal nero.

In realizzazioni con componenti attivi, la rete di correzione del gamma può essere rappresentata da diodi opportunamente polarizzati, posti in parallelo al segnale video come riportato in figura 6.6.1, la quale esprime un esempio di correttore.

Regolando P , la tensione di uscita può essere priva di correzione (cursore verso l'emettitore di T_4) o con entità di correzione via via crescente spostando il cursore verso l'emettitore di T_3 .

Il segnale esaminato prima e dopo la rete correttiva è rappresentato dalle forme d'onda rilevate a frequenza di riga, rispettivamente sull'emettitore di T_2 ed in base di T_3 . In questo

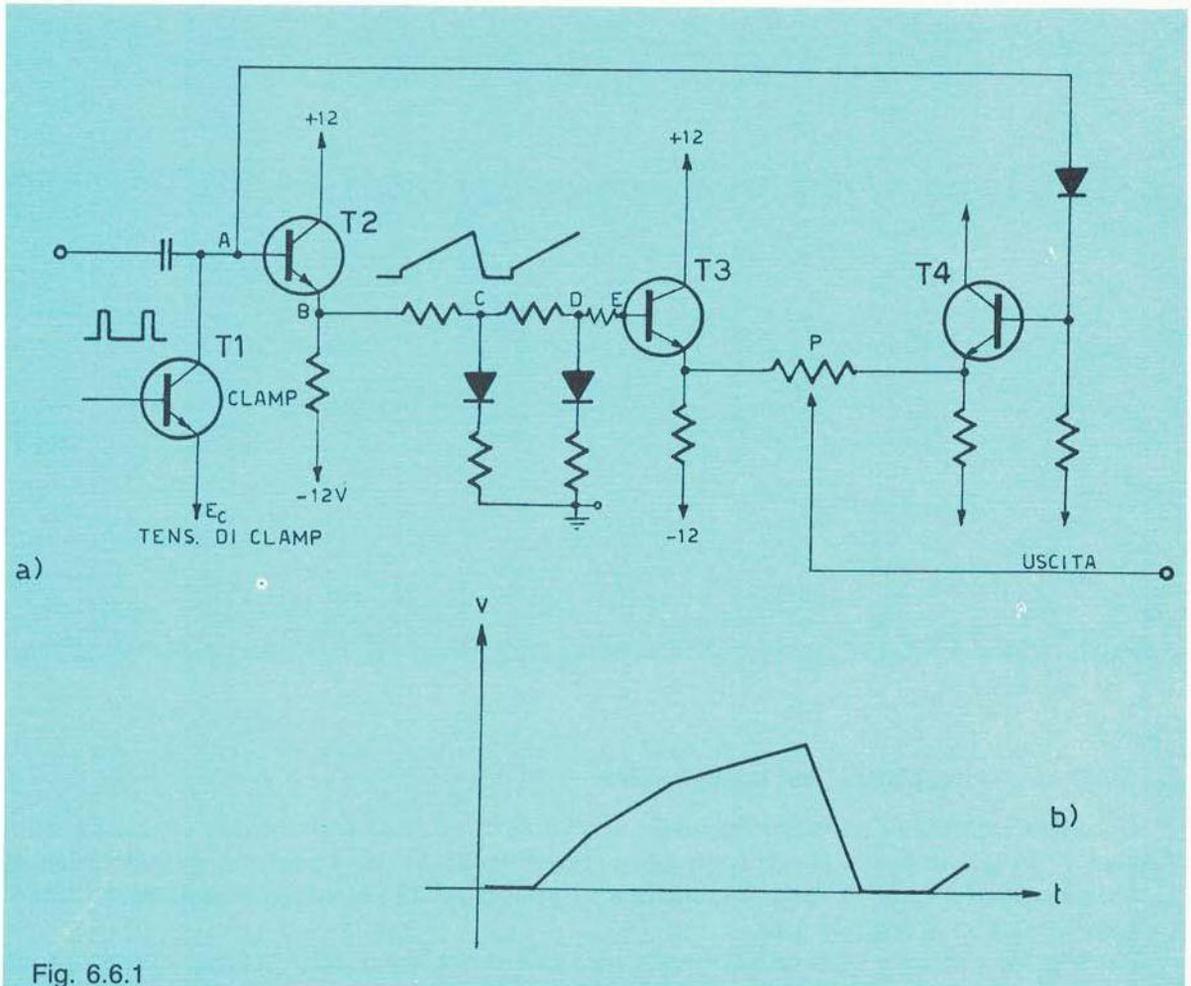


Fig. 6.6.1

quadripolo non lineare, i segnali di ingresso E_i e di uscita E_u sono legati ovviamente dalla relazione

$$I_k = K V_g^\gamma$$

con valori di γ pari a $0,4 \div 1$ a seconda della posizione del potenziometro P . L'amplificazione risulta funzione del livello del segnale, come dimostra la figura 6.6.2 e pertanto la componente di rumore, contenuto a livelli bassi di segnale, è maggiormente amplificata di quella pertinente a livelli maggiori, con conseguente maggiore visibilità.

Sotto questo aspetto, l'introduzione della correzione di gamma si ripercuote quindi con un peggioramento del rapporto segnale/disturbo al quale si cerca di ovviare, per quanto possibile, o incrementando il segnale in uscita dal tubo di ripresa, o adottando, a bassi livelli luminosi, valori di gamma che non peggiorino eccessivamente il rapporto segnale/disturbo.

Per quanto riguarda il rumore introdotto dopo la generazione del segnale corretto, il rapporto S/d migliora con la correzione stessa, in quanto in ricezione si compie il processo complementare.

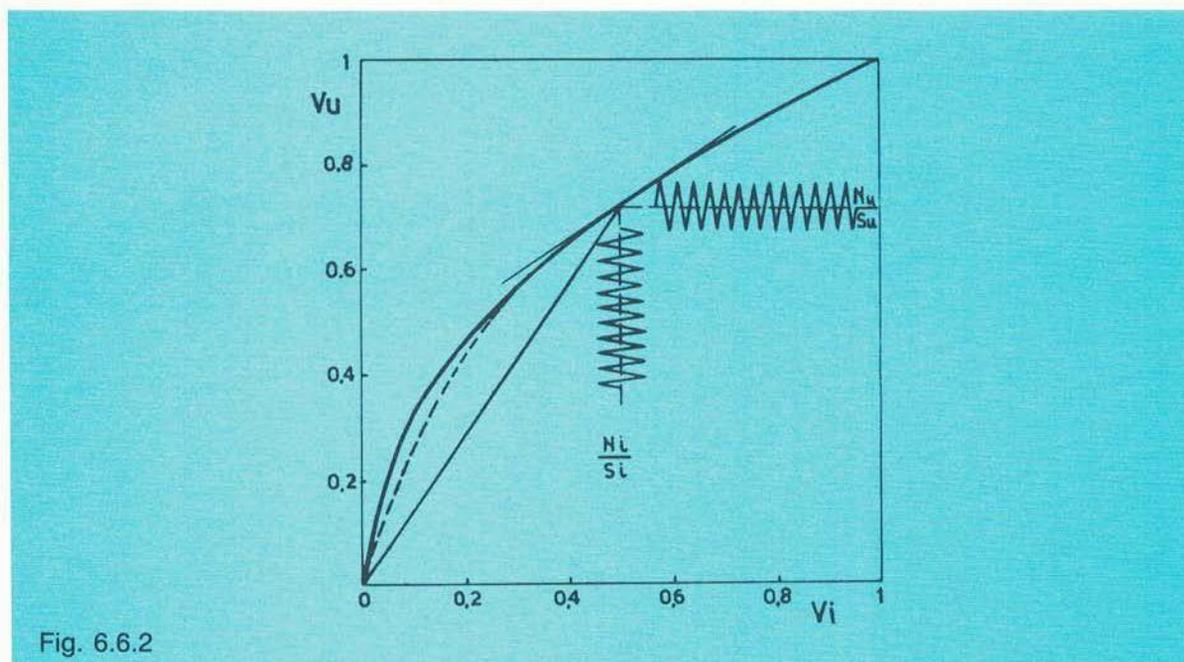


Fig. 6.6.2

6.7 Correzioni e regolazioni sul segnale video

Una delle correzioni abituali necessarie a rendere corretto il segnale video è quella dello **shading**. Con tale denominazione sono intesi segnali spuri che si producono durante l'analisi in alcuni trasduttori, dovuti principalmente a disuniformità di resa della superficie del target e che si sommano al segnale utile.

Un segnale elettrico uscente dal trasduttore che dovrebbe avere, se fosse corretto, una forma come quella in fig. 6.7.1 (a), per effetto dei suddetti segnali spuri, può assumere una forma come quella indicata in fig. 6.7.1 (b).

È ovvio che, mentre il segnale corretto darebbe in riproduzione un'immagine uniformemente illuminata, quello deformato dà invece un'immagine ombreggiata (da questa circostanza deriva la denominazione di shading data a questi segnali spuri). Poiché tali segnali spuri assumono determinate forme geometriche, possono essere compensati mescolando al segnale uscente dall'analizzatore dei segnali di correzione, che introducano deformazioni complementari a quelle presenti nel segnale.

Grazie all'aspetto ricorrente della distorsione, questi segnali di correzione sono costituiti da forme d'onda elementari, che si presentano come "denti di sega" o "parabole", a cadenza di riga e di trama, come evidenziano le fig. 6.7.1 (c), (d), (e).

Essi, adeguatamente mescolati e dosati, si sommano al segnale uscente dal trasduttore in un determinato punto della catena d'amplificazione. Per alcuni tubi possono essere sufficienti anche soltanto i segnali correttivi funzioni lineari del tempo.

Poiché, come visto, le durate degli intervalli di cancellazione, presenti nel segnale elettrico uscente dall'analizzatore, sono minori di quelle stabilite dalle norme, è indispensabile provvedere all'inserzione del segnale normalizzato di cancellazione detto anche **blanking largo**.

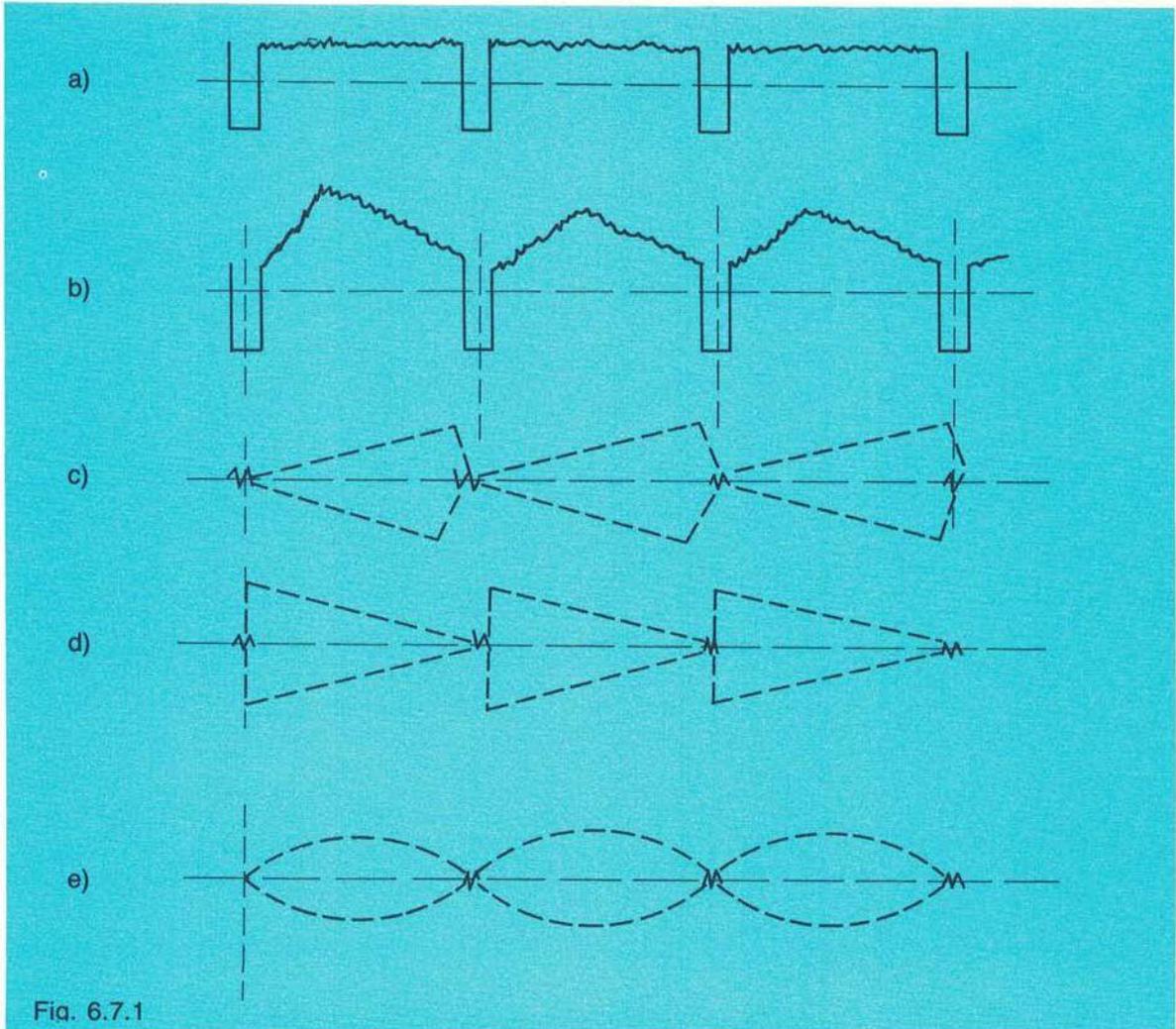


Fig. 6.7.1

La suddetta operazione consiste nel sommare al segnale proveniente dall'analizzatore il segnale di blanking, secondo il processo illustrato in fig. 6.7.2.

L'oscillogramma (a) mostra il segnale in cui è già stata compiuta l'inserzione della componente continua e che è pronto per l'inserzione del blanking.

In (b) è mostrata la forma d'onda del segnale di cancellazione come esso proviene dal P.G.

Come è stato visto in un precedente capitolo, esso consiste di una successione di impulsi a frequenza di riga, tra i quali sono intercalati impulsi che si ripetono a frequenza di trama.

L'oscillogramma (c) rappresenta il segnale risultante quando quelli corrispondenti ad (a) e (b) vengono sommati; il livello corrispondente al massimo bianco rimane inalterato, mentre quello corrispondente alla cancellazione subisce una traslazione in basso di entità pari all'ampiezza di picco dell'impulso di blanking e pertanto non corrisponde più al livello del nero relativo alla immagine che è stata analizzata. È interessante osservare alcuni livelli significativi nel segnale (c).

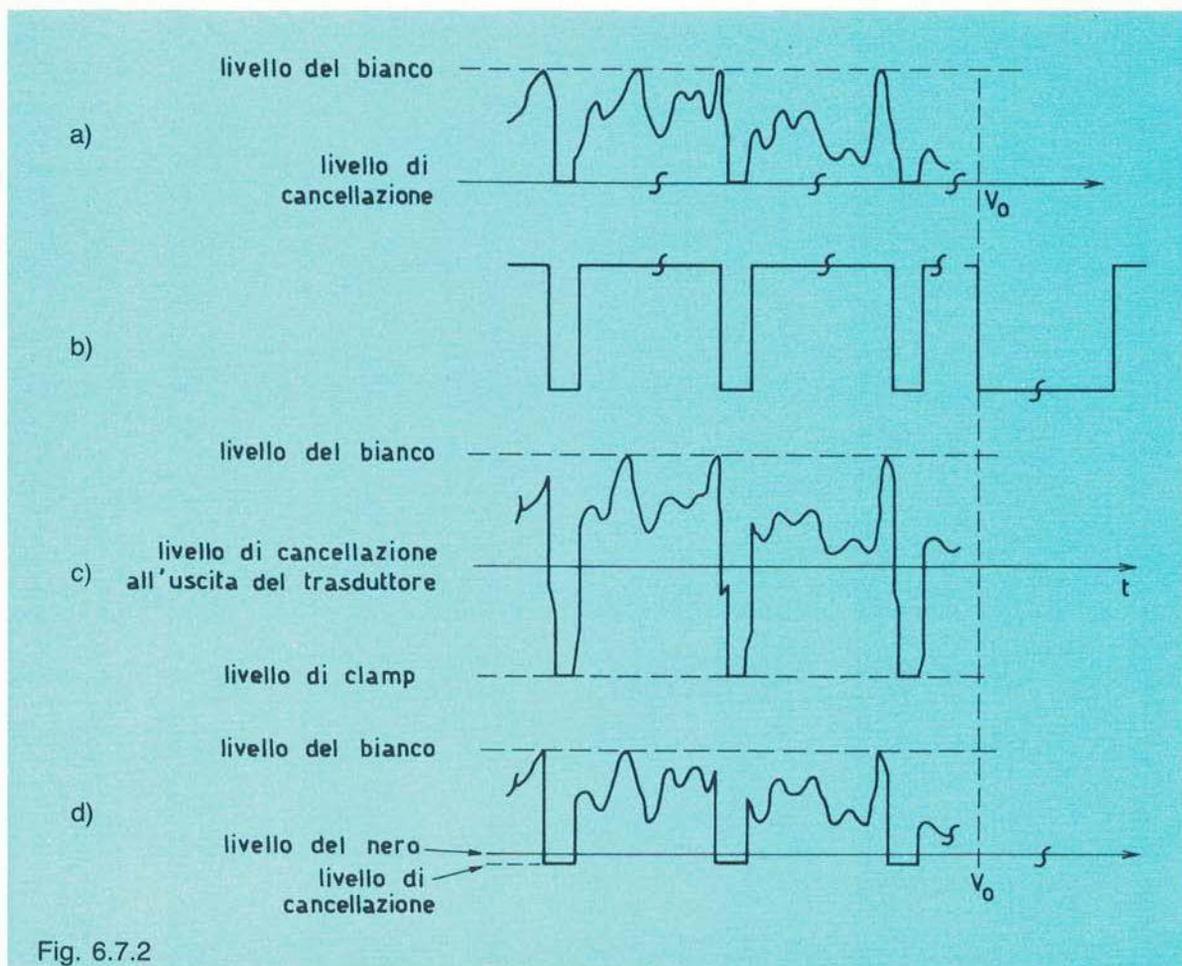


Fig. 6.7.2

Il livello di picco del bianco ha la medesima posizione occupata prima della inserzione del blanking, mentre il livello di clamp si è spostato in basso della quantità pari all'ampiezza del segnale di blanking.

La conseguenza è che il livello del nero e quello di clamp del segnale hanno due valori differenti. Il livello del nero non è però più facilmente identificabile osservando la forma d'onda (c) e pertanto deve essere ripristinato in modo netto mediante la **regolazione del piedistallo**, che consiste semplicemente nel tagliare il segnale uscente dal circuito di inserzione della cancellazione al livello che si vuole assumere quale definitivo livello di cancellazione e che, da questo punto in poi, viene assunto come nuovo livello di riferimento per tutte le operazioni successive che debbano eventualmente essere compiute sul segnale.

La fig. 6.7.2 (d) riporta l'oscillogramma che visualizza appunto tale situazione. La regolazione del piedistallo è generalmente seguita da quella denominata **taglio dei bianchi** la quale, nella maniera più semplice, viene effettuata da un circuito a diodo opportunamente polarizzato (clipper), che ha la finalità d'impedire che il bianco superi un determinato livello.

L'operazione di inserzione del segnale di supersincrono S.S. è l'ultima per la strutturazione definitiva del segnale composito.

Essa non richiede, come quelle precedenti, la restituzione della componente continua e può semplicemente essere realizzata sommando il segnale di S.S. al segnale che ha subito i precedenti trattamenti.

Lo schema in figura 6.7.3 è un circuito, riportato a titolo di esempio, che adempie alla funzione di inserire il segnale di S.S.

La regolazione dell'ampiezza del segnale video composito, che deve essere $1V_{pp}$ suddiviso, come è stato detto, in $0,7 V$ per il segnale video propriamente detto e $0,3 V$ per il segnale di sincronizzazione, si consegue operando sulla regolazione del guadagno video, sulla regolazione del piedistallo e sulla regolazione del S.S.

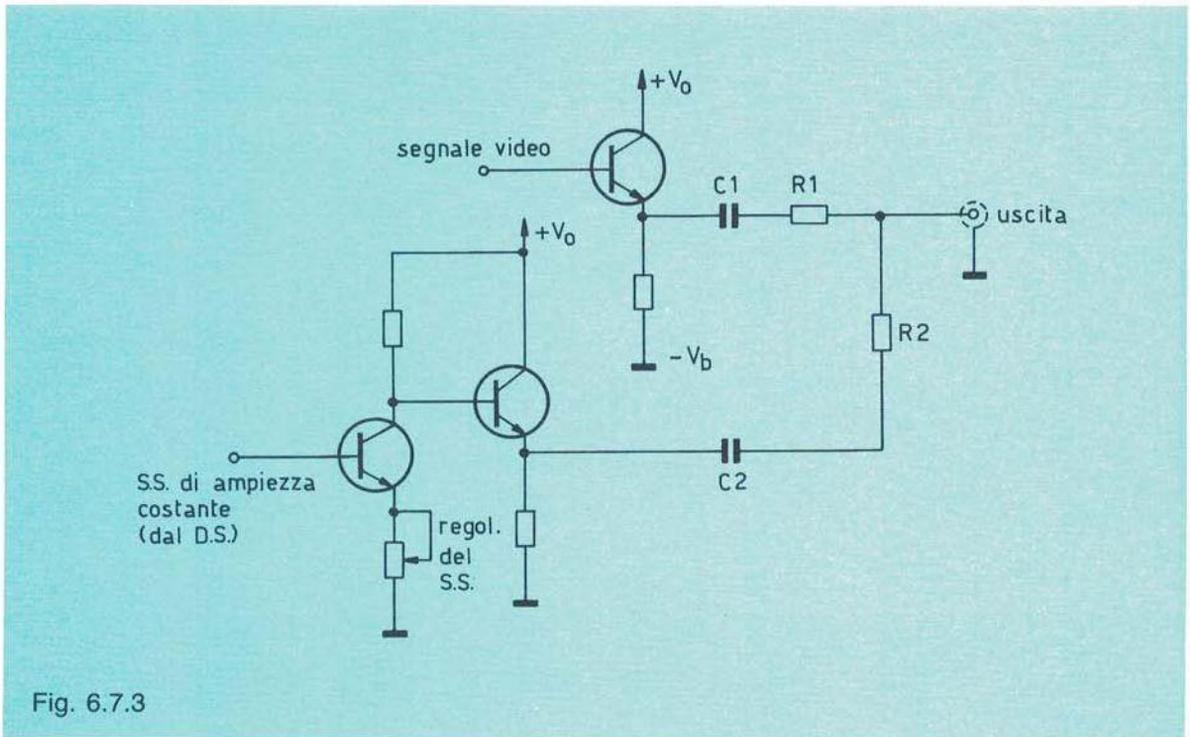


Fig. 6.7.3

7.1 Generalità

Dallo studio delle proprietà delle onde elettromagnetiche si constata come, per ottenere una irradiazione di energia efficace, occorra usare frequenze assai elevate. Tenuto conto che:

$$f = \frac{U}{\lambda}$$

ed essendo U costante, significa adottare lunghezze d'onda piccole. Infatti l'elemento radiante viene strutturato in funzione di λ e, se si desidera un rendimento di radiazione accettabile con dimensioni fisiche dell'antenna ragionevoli, si debbono utilizzare λ piccole. Questo significa che sia i suoni (compresi tra pochi Hertz e $15 \div 20$ KHz) sia l'informazione video ($0 \div 5$ MHz) non possono alimentare direttamente il sistema radiante in quanto quest'ultimo, per liberare energia, dovrebbe assumere dimensioni fisiche improponibili.

Dovendo trasmettere via radio informazioni sonore o video, tale constatazione induce ad adottare sistemi di trasposizione di frequenza atti a "spostare" le informazioni utili, dalla banda base dove sono generate in zone più confacenti dello spettro. Tali sistemi di trasposizione vengono definiti sistemi di modulazione: una grandezza a frequenza elevata, definita portante, fungerà da supporto all'informazione utile, detta modulante.

7.2 Modulazione di ampiezza

Definita la modulante come un'onda sinusoidale semplice rispondente alla relazione:

$$y = Y_B \text{ sen } \omega t \quad [1]$$

la cui frequenza è f e la cui pulsazione è

$$\omega = 2\pi f$$

e la portante con la analoga relazione:

$$y = Y_A \text{ sen } \Omega t \quad [2]$$

la cui frequenza è F e la cui pulsazione è

$$\Omega = 2\pi F$$

è possibile dimostrare che il prodotto delle due grandezze darà luogo a informazioni traslate nella parte di spettro prossima ad F e quindi aventi la possibilità di alimentare elementi radianti a dimensioni fisiche accettabili; questo in considerazione del fatto che la frequenza F di supporto o "portante" si può scegliere in modo che sia $F \gg f$.

Otteniamo pertanto una grandezza modulata in ampiezza allorché:

$$y = (Y_A + Y_B \text{ sen } \omega t) \text{ sen } \Omega t \quad [3]$$

La [3] esprime una funzione sinusoidale in cui però il valore massimo non è costante ma varia sinusoidalmente intorno al valore medio Y_A con pulsazione ω della modulante e ampiezza Y_B (fig. 7.2.1)

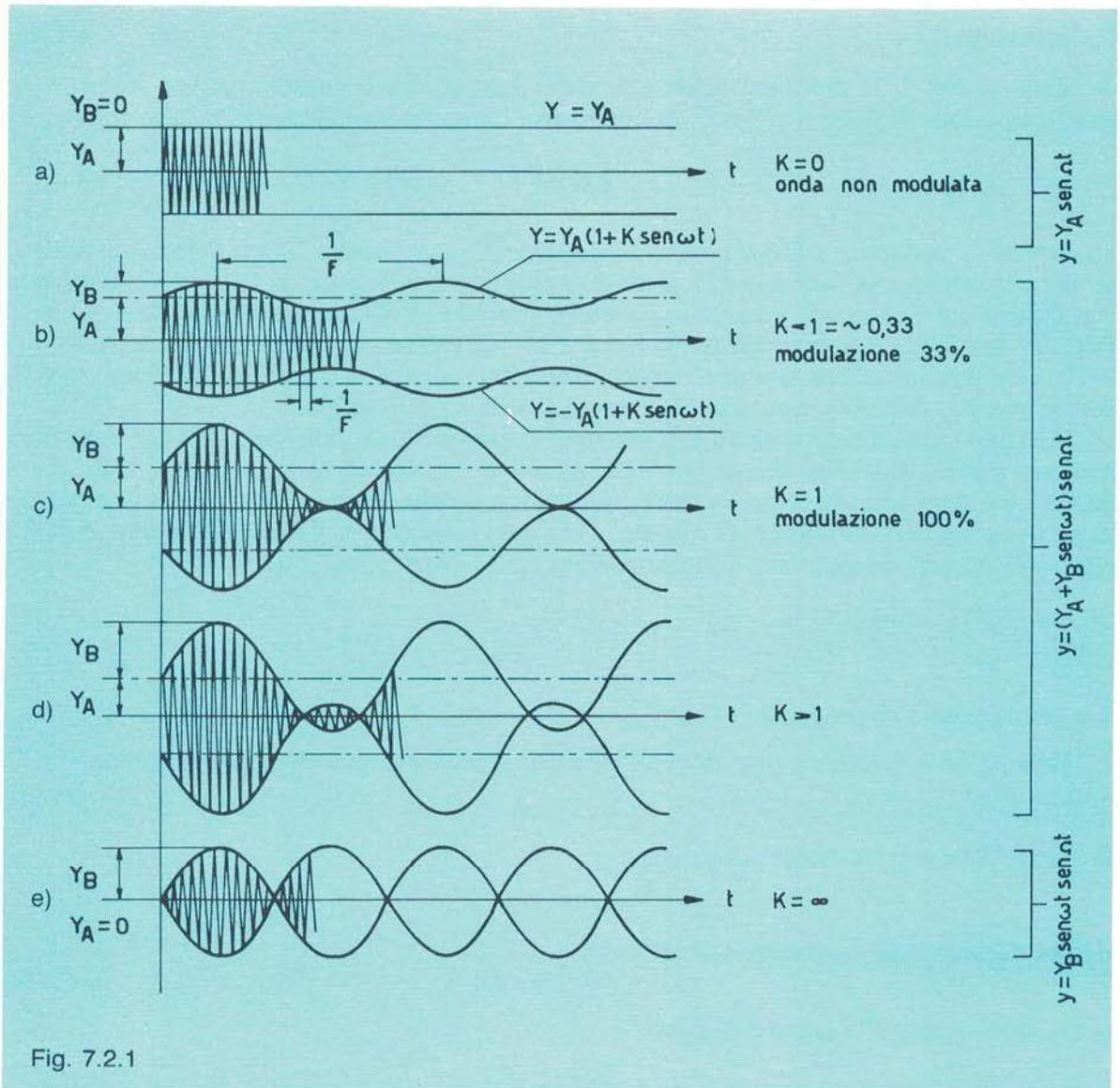


Fig. 7.2.1

Introducendo l'indice di modulazione, definito dall'espressione:

$$K = \frac{Y_B}{Y_A}$$

la [3] può anche essere espressa come:

$$y = Y_A (1 + K \text{sen } \omega t) \text{sen } \Omega t \quad [4]$$

L'espressione [3] è comunque sviluppabile nel seguente modo:

$$y = Y_A \text{sen } \Omega t + \frac{Y_B}{2} \cos (\Omega - \omega) t - \frac{Y_B}{2} \cos (\Omega + \omega) t \quad [5]$$

Dallo sviluppo [5] si nota come y sia la somma di tre grandezze di frequenza:

$$F - f; \quad F; \quad F + f$$

e, poiché abbiamo supposto $F \gg f$, chiaramente la modulante è stata trasposta in una banda di frequenza maggiore, ossia nell'intorno di F .

A titolo di esempio, modulando una portante che supponiamo pari a $F = 200 \text{ MHz}$ con una modulante di $f = 1 \text{ MHz}$ avremo, dopo il processo di modulazione, tre grandezze di cui una $F = 200 \text{ MHz}$, detta portante, ed altre due, dette bande laterali, pari a 199 MHz e 201 MHz .

Constatiamo subito che l'informazione utile di 1 MHz è stata traslata in una parte molto elevata dello spettro ossia tra $199 \div 201 \text{ MHz}$ con occupazione di banda pari a $2f$ ossia, nel caso specifico, 2 MHz .

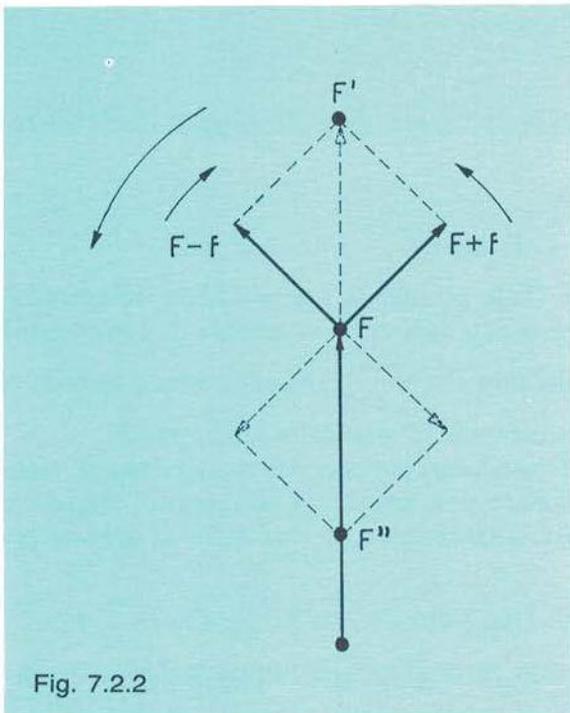


Fig. 7.2.2

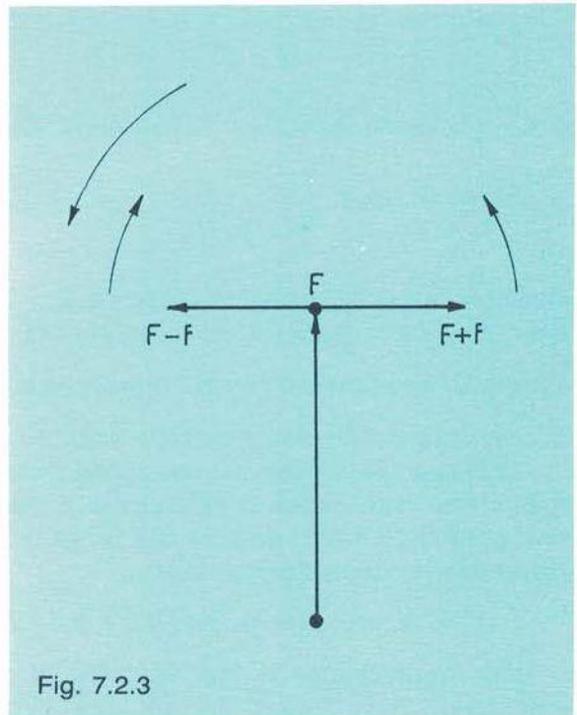


Fig. 7.2.3

Volendo visualizzare il fenomeno mediante diagramma vettoriale (fig. 7.2.2), notiamo come il sistema dei tre vettori (F ; $F+f$; $F-f$) istante per istante dia luogo ad una componente sull'asse portante (F) il cui modulo varia al variare della posizione fasoriale simmetrica delle bande laterali. Allorché la modulante si annulla (fig. 7.2.3), la portante assume il valore di riposo, ossia quello assunto appunto in mancanza della modulante. Durante il picco negativo di quest'ultima, il vettore portante diminuisce rispetto al valore di riposo (F'' di fig. 7.2.2) sino ad annullarsi per $K = 1$.

È bene subito chiarire come la modulazione sia un prodotto e non una somma tra la portante e la modulante.

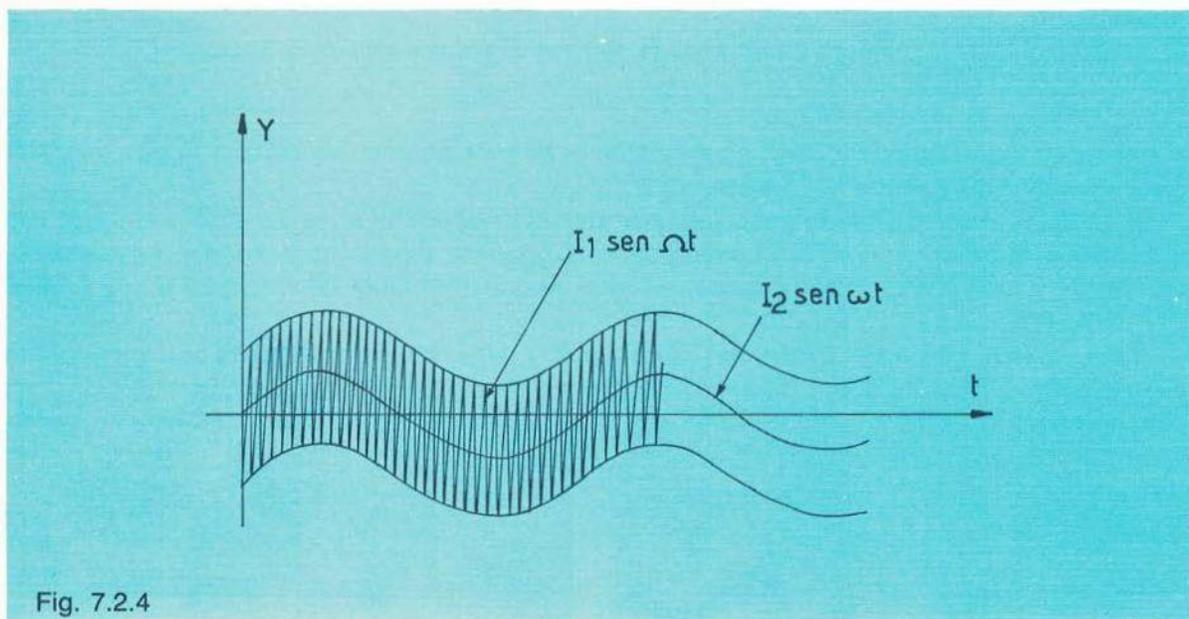


Fig. 7.2.4

Infatti se fosse:

$$y = Y_A \text{ sen } \Omega t + Y_B \text{ sen } \omega t$$

avremmo un oscillogramma come da fig. 7.2.4. Tale grandezza non è affatto la trasposizione di f (modulante) e, se fosse avviata all'elemento radiante, solamente la componente $Y_A \text{ sen } \Omega t$ irradierebbe energia in quanto la modulante $f = \frac{\omega}{2\pi}$, essendo molto minore di F , non irradierebbe e non sarebbe pertanto rappresentata affatto dalla grandezza F .

Abbiamo considerato per semplicità il caso di grandezze, sia portanti che modulanti, sinusoidali, ma nella realtà la modulante è quasi sempre una grandezza complessa, comunque scomponibile (vedere capitolo 8°) in un'onda fondamentale ed in una serie di armoniche, esprimibile secondo l'espressione:

$$X = X_1 \text{ sen } \omega t + X_2 \text{ sen } (2\omega t + \Phi_2) + X_3 \text{ sen } (3\omega t + \Phi_3) + \dots + X_n \text{ sen } (n\omega t + \Phi_n)$$

Non considerando le fasi Φ_2, \dots, Φ_n , il processo di modulazione dovrà irradiare l'onda composta:

$$y = (Y_A + Y_1 \text{ sen } \omega t + Y_2 \text{ sen } 2 \omega t + \dots + Y_n \text{ sen } n\omega t) \text{ sen } \Omega t =$$

$$= Y_A \text{ sen } \Omega t + Y_1 \text{ sen } \omega t \cdot \text{sen } \Omega t + Y_2 \text{ sen } 2\omega t \cdot \text{sen } \Omega t + \dots + Y_n \text{ sen } n\omega t \cdot \text{sen } \Omega t$$

dove ogni termine:

$$Y_n \text{ sen } n\omega t \cdot \text{sen } \Omega t$$

è scomponibile (caso precedente $n = 1$) in due onde:

$$\frac{Y_n}{2} \cos(\Omega - n\omega)t \quad ; \quad \frac{Y_n}{2} \cos(\Omega + n\omega)t$$

oltre ovviamente al termine $Y_A \text{ sen } \Omega t$.

Questo significa che lo spettro o banda passante occupata è:

$$F \pm 2f_{max}$$

La profondità di modulazione o, come da noi definito, l'indice di modulazione m è ancora individuato dal rapporto:

$$m = \frac{Y_K}{Y_A}$$

dove Y_K e Y_A assumono il significato riportato in fig. 7.2.5.

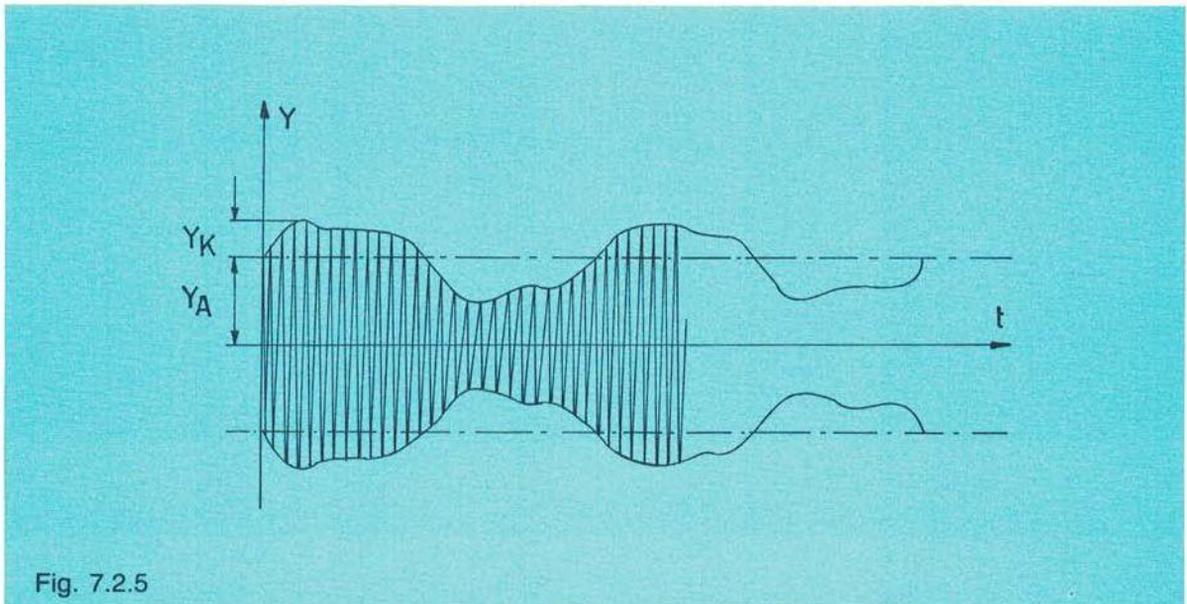


Fig. 7.2.5

Quindi, accanto all'onda portante, si ottengono bande laterali tanto più numerose quanto maggiore è la massima frequenza modulante.

Dovendo riportare la modulante nuovamente in banda base si attuerà il processo inverso ossia di demodulazione che, nel caso specifico di presenza della portante e delle due bande laterali, risulta assai semplice come dimostra la fig. 7.2.6.

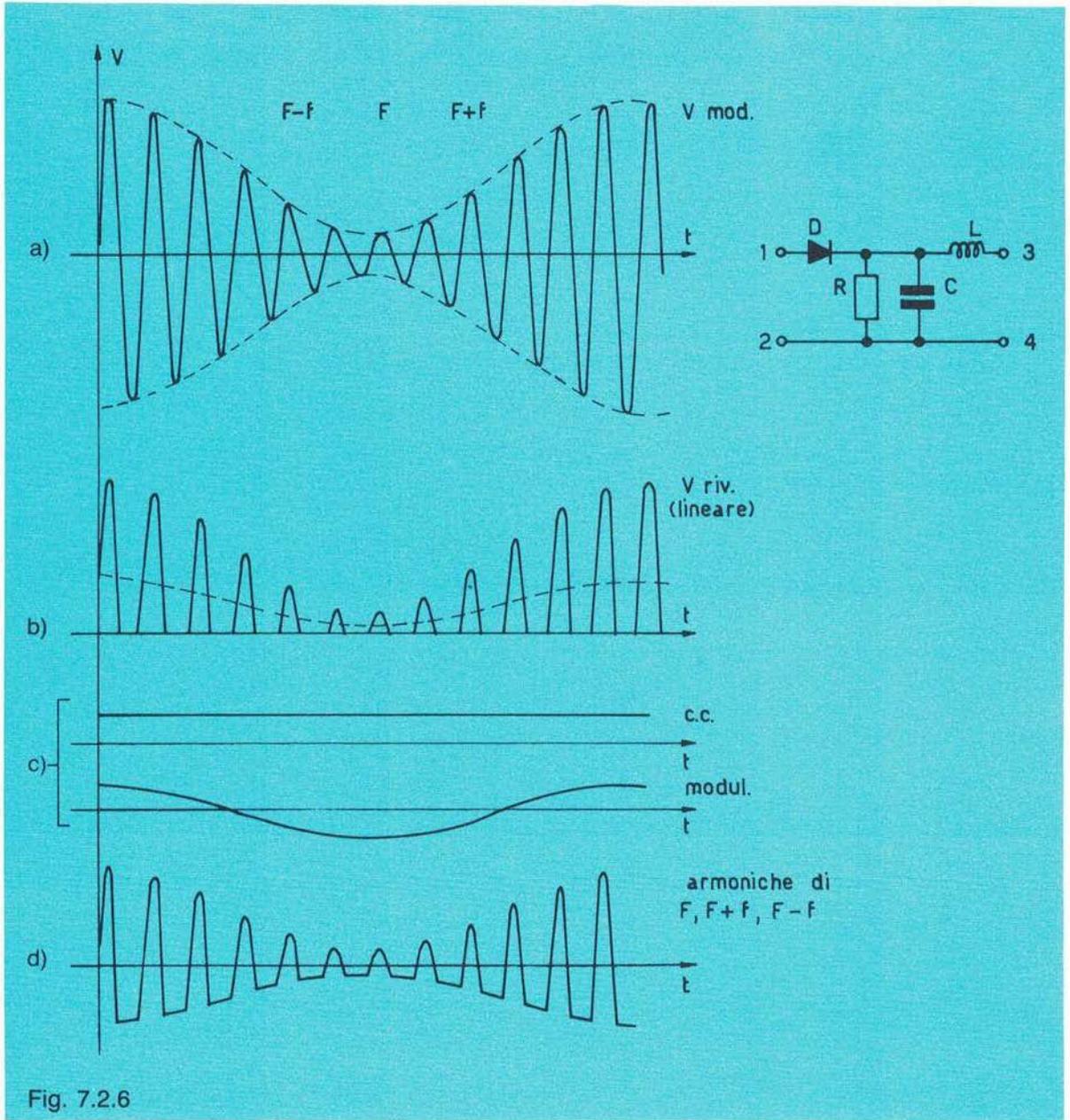


Fig. 7.2.6

Applicando al diodo (morsetti 1-2) la grandezza modulata (7.2.6a), D condurrà sui picchi positivi, per cui sul suo catodo si otterrà la grandezza di fig. 7.2.6b, il cui valore medio è appunto la modulante.

Le componenti armoniche di F , $F+f$, $F-f$ verranno eliminate dalla rete $L-C$, mentre la componente continua e la modulante saranno disponibili in uscita dal rivelatore (morsetti 3-4).

L'impiego di un semplice rivelatore d'involuppo è reso possibile in quanto la grandezza modulata presenta un involuppo che rispecchia fedelmente la modulante e ciò è ottenuto mantenendo $K \leq 1$.

Vedremo che quando l'indice di modulazione supererà tale valore, ossia moduleremo oltre il 100%, ciò non risulterà più possibile, per cui dovremo adottare un tipo di demodulazione diverso, e per altro assai più complesso.

7.3 Modulazione d'ampiezza a portante soppressa- Modulazione bifase

Dalla figura 7.2.1(e) possiamo notare come, modulando con un indice $K = \infty$, risulti:

$$y = Y_B \text{sen } \omega t \cdot \text{sen } \Omega t$$

la quale, rispetto alla [3], manca del termine $Y_A \text{sen } \Omega t$, ossia della portante.

Siamo cioè in presenza di modulazione di ampiezza a portante soppressa, dove sono presenti solamente le due bande laterali che, proprio perché simmetriche, danno ancora luogo ad un vettore sull'asse F , il cui modulo varia al variare della modulante (fig. 7.3.1).

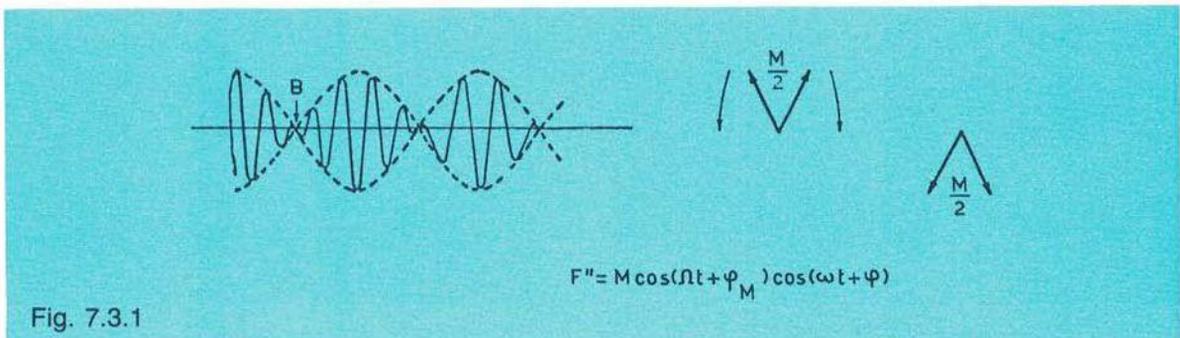


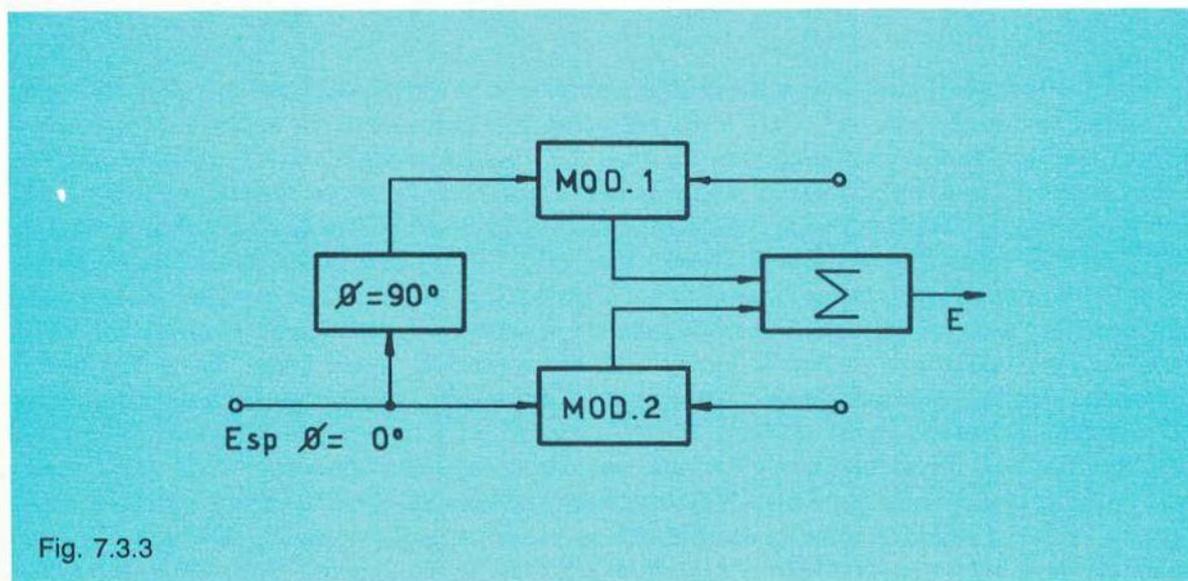
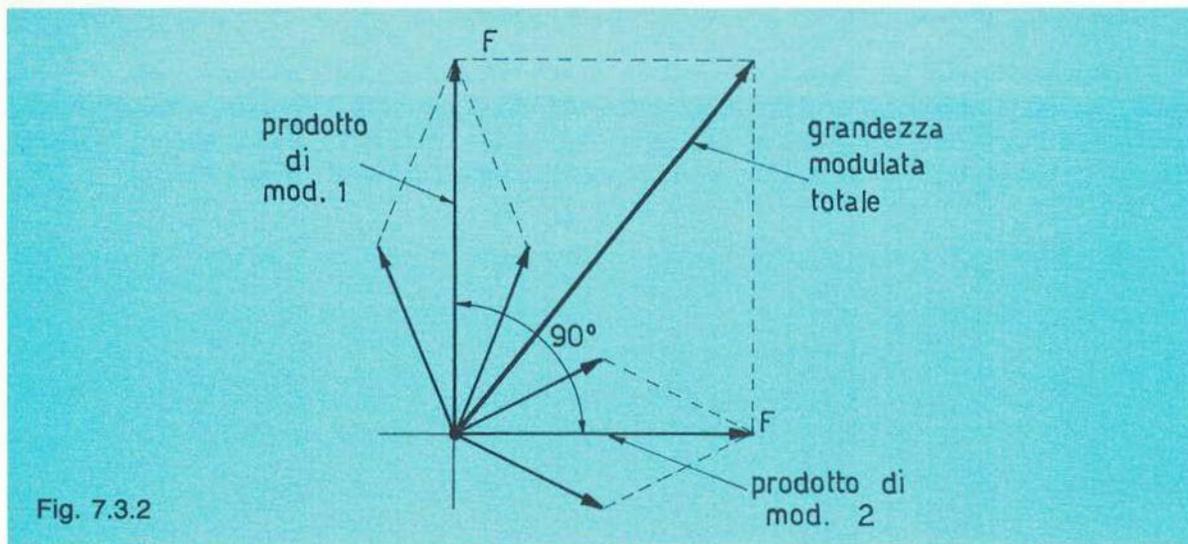
Fig. 7.3.1

In tali condizioni, cioè in assenza di modulante, non si ottiene dal processo di modulazione alcuna grandezza mentre, come visto nel paragrafo precedente, in analoga situazione si otteneva la portante F con ampiezza Y_A (fig. 7.2.1a). Dalla figura 7.3.1 notiamo che nel punto B (modulante nulla) l'uscita del modulatore non fornisce alcun segnale mentre, subito dopo, la combinazione vettoriale delle bande laterali (prodotto di modulazione) si inverte di 180° . Risulta subito chiaro come in questo caso (fig. 7.2.1e) la grandezza modulata non ha più un involuppo che rispecchia la modulante e pertanto la modulazione a portante soppressa non accetta più come elemento demodulante un rivelatore di involuppo. Per ricavare dalla grandezza modulata nuovamente la modulante, sarà necessario restituire prima la portante F soppressa, con la stessa frequenza e stessa fase, indi procedere alla normale rivelazione, come visto in precedenza.

Un tale tipo di demodulazione è definita **sincrona** e verrà ampiamente trattata nel 2° volume. Volendo impiegare un tale tipo di modulazione (ne vedremo l'adozione nei sistemi a colori NTSC e PAL) è chiaro come la complessità in ricezione risulti notevole, in quanto la ricostruzione della portante soppressa con le modalità richieste comporterà l'adozione di oscilla-

tori generalmente quarzati e, soprattutto, l'invio di un'informazione che stabilisca la fase di riferimento della portante stessa. Nei sistemi a colori vedremo altresì come, con tale tipo di modulazione, sia necessario trasmettere due modulanti contemporaneamente; ora, essendo assai complesso restituire in ricezione la portante soppressa, risulta ovvio evitare di supportare le due modulanti con due differenti portanti. Si usa pertanto la modulazione bifase che consiste (fig. 7.3.2) nel modulare a portante soppressa, ognuna con una modulante, due portanti "isofrequenziali" di frequenza F , spostate di fase di 90° .

Poiché esse sono isofrequenziali, sarà sufficiente trasmettere la somma vettoriale dei due prodotti di modulazione. La fig. 7.3.3 riporta un circuito a blocchi che attua tale condizione. Nel 2° volume, trattando i sistemi a colori, approfondiremo questi ultimi concetti.



7.4 Modulazione di frequenza

La modulazione di frequenza è un tipo di modulazione angolare in cui la deviazione di frequenza è proporzionale, istante per istante, ai valori della modulante. Durante il processo di modulazione, la velocità con cui ruota il vettore che rappresenta la portante, subisce variazioni in più o in meno, proporzionalmente ai valori positivi e negativi della modulante.

Nel caso di un segnale modulante sinusoidale, durante il semiperiodo positivo la velocità del vettore portante aumenta mentre, ovviamente, decresce durante il semiperiodo negativo. Ciò avviene con incrementi in più e in meno, proporzionali all'ampiezza del segnale modulante.

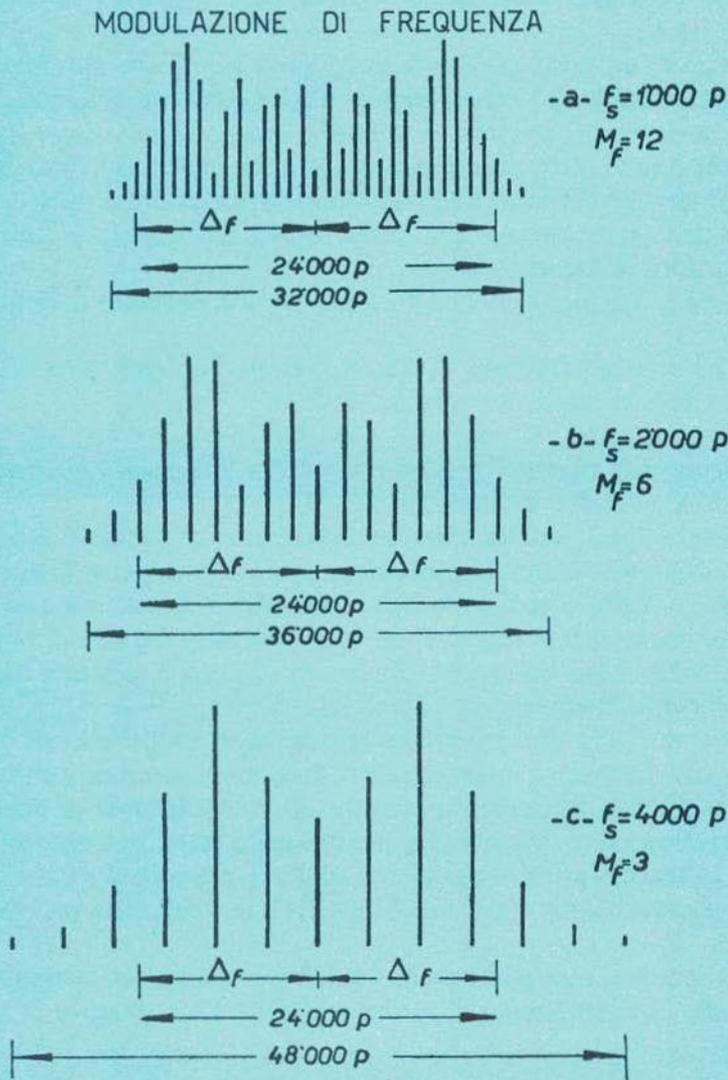


Fig. 7.4.1

La massima deviazione dell'onda modulata rispetto alla portante, viene definita «indice di modulazione»; esso rappresenta il rapporto tra deviazioni della portante e la frequenza del segnale che determina la deviazione:

$$M_f = \frac{\Delta_f}{f_{mod}} \quad [1]$$

Anche con tale tipo di modulazione si ottengono delle bande laterali ma, a differenza della modulazione di ampiezza, la potenza totale è costante e si distribuisce tra portante e bande laterali. In altre parole, per valori particolari di M_f , la potenza è trasferita interamente sulle bande laterali e quella relativa alla portante si annulla.

Dalla [1] notiamo come, raddoppiando la frequenza modulante a parità di ampiezza, l'indice di modulazione dimezza, dimezzando le linee dello spettro interessato, come riporta l'esempio di figura 7.4.1.

Lo studio analitico di un'onda modulata in frequenza con una modulante di forma qualsiasi si presenta assai complesso; considerando una modulante sinusoidale, il problema, per quanto concerne la determinazione delle componenti spettrali, può essere risolto in modo meno complesso trasformando l'equazione rappresentativa mediante l'uso delle «funzioni di Bessel». Anche in questa circostanza, non intendiamo appesantire il testo con dimostrazioni e sviluppi analitici di una certa complessità, desiderando, per quanto possibile, chiarire i vari fenomeni con spiegazioni di carattere fisico.

Un'onda modulata in frequenza risulta formata da una portante e da una serie infinita di bande laterali.

La figura 7.4.2 riporta le «funzioni di Bessel», citate poc'anzi, le quali ci permettono di stabilire le ampiezze delle componenti spettrali.

Tali funzioni sono «simili», se così ci è concesso di esprimerci, alle più note funzioni circolari e sono espresse dal simbolo $J_n(x)$ dove n è l'ordine della funzione e x l'argomento, ossia, nel caso specifico, l'indice di modulazione M_f .

Osservando la figura 7.4.2, vediamo per esempio come la portante J_0 vari la sua ampiezza in funzione di x , ossia dell'indice di modulazione; addirittura essa si annulla per indici M_f pari a 2,4048 - 5,5201 - 8,6537, ecc. ossia ogni volta che la funzione passa per lo zero.

Poiché J_0 assume anche valori negativi, ciò significa che, durante il processo di modulazione, la portante può risultare sia in fase che in opposizione rispetto al vettore rappresentativo assunto in condizione di riposo.

Le altre componenti J_1, J_2 , ecc. rappresentano le varie bande laterali distanti tra loro di una quantità eguale alla frequenza modulante e la loro ampiezza è determinabile ancora dalle funzioni di figura 7.4.2. Tale fenomeno è comune alla modulazione di ampiezza, ma il fatto importante che diversifica i due spettri è che, mentre nella M.A. vi è una sola coppia di bande laterali, nella M.F. si hanno infiniti termini che esprimono l'informazione modulante e, poiché per certi indici alcune coppie sono nulle, le altre rappresentano parzialmente l'informazione stessa.

Supponendo di modulare una portante di 50 MHz con un segnale sinusoidale di 15 KHz la cui ampiezza provochi una deviazione di frequenza di 75 KHz, l'indice di modulazione vale:

$$M_f = \frac{75 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3} = 5$$

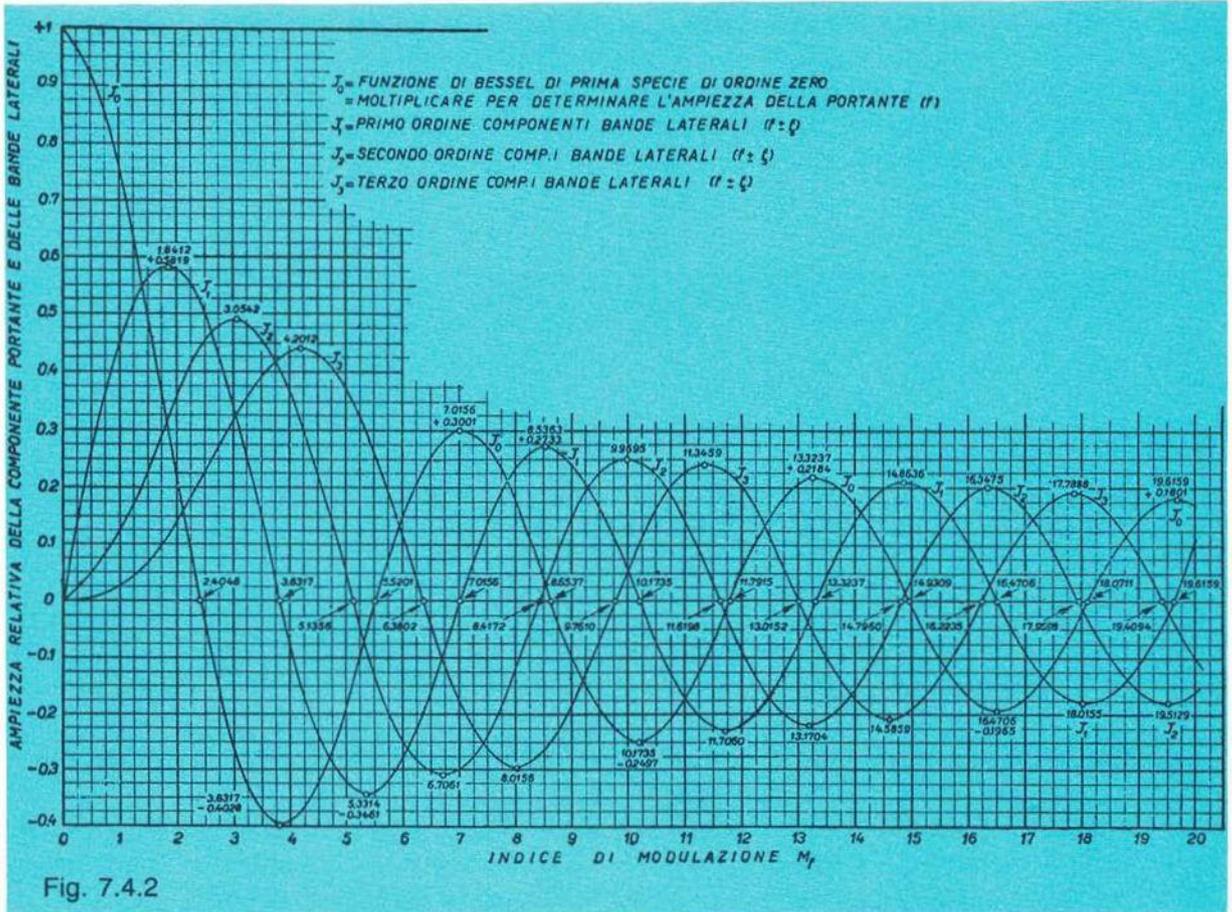


Fig. 7.4.2

Dalle funzioni di Bessel (fig. 7.4.2) con argomento 5 si ricava che l'ampiezza della portante è $J_0 = 0,177$, ossia essa si riduce al 17% del valore che le compete in assenza di modulante. Con lo stesso procedimento si possono stabilire le ampiezze delle coppie laterali, distanti dalla portante 15 KHz e suoi multipli; ad esempio l'ampiezza della J_1 risulta del 32% (riferita sempre alla portante non modulata) in quanto per indice di modulazione 5, le funzioni indicano, per le coppie J_1 , appunto il valore di 0,32.

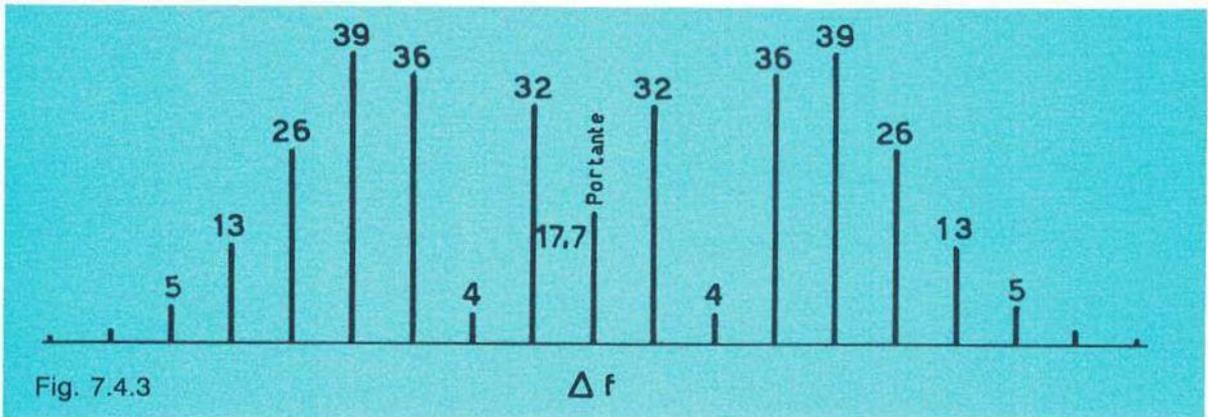
Tracciando un grafico che riporti queste ampiezze così calcolate, ricaviamo la distribuzione energetica nel dominio della frequenza, come rileva la figura 7.4.3. Considerando significativi i valori di ampiezza superiori all'1% della portante non modulata, otteniamo immediatamente la larghezza di banda occupata.

Una considerazione significativa può essere fatta osservando la sola funzione che esprime la portante J_0 , la quale si annulla per indici di modulazione (vedi fig. 7.4.2) 2,4; 5,52; 8,65 ecc. In virtù della relazione $M_f = \frac{\Delta_f}{f_{mod}}$, è possibile, noti M_f ed il valore della frequenza modulante, ricavare Δ_f .

Modulando il trasmettitore con una certa f_{mod} , si aumenta l'ampiezza della modulante sino ad un annullamento della portante; partendo dal valore massimo della portante stessa si

7.4 MODULAZIONE DI FREQUENZA

contano gli annullamenti che essa subisce, stabilendo quindi M_f . Supponiamo che, all'aumentare dell'ampiezza della modulante, la portante si annulli 2 volte: la deviazione di frequenza incognita vale 5,52, valore dell'argomento per il secondo annullamento di portante, per il valore di f_{mod} che ci è noto. Ricordiamo ancora che a parità di deviazione di frequenza, la larghezza di banda è funzione della frequenza modulante ed inversamente proporzionale a M_f .



Il legame tra le ampiezze della portante, quelle delle bande laterali e l'indice di modulazione è mantenuto appunto dalle funzioni di Bessel.

I pedici 0, 1, 2 ecc. di tali funzioni indicano l'ordine della funzione, richiamandone altresì il valore di frequenza. J_0 esprime la portante di frequenza f , J_1 la coppia di componenti laterali di frequenza $f \pm f_{mod}$ mentre J_2 la coppia a frequenza $f \pm 2f_{mod}$ e così via.

Osservando ancora la figura che le riporta, notiamo come, per modulante nulla, ossia con $M_f = 0$, J_0 assuma il suo valore nominale di riposo mentre è nullo quello delle coppie J_1 , J_2 , ecc.

Non appena l'indice di modulazione risulta diverso da zero, la portante varia nel modo riportato dalla funzione relativa ed osservando tale componente prima del suo passaggio per lo zero, notiamo che alla diminuzione del termine J_0 vi è un incremento di ampiezza che da zero le porta a valori positivi, secondo le curve J_1 , J_2 , ecc.

Per convenzione suggerita sperimentalmente, la massima deviazione di frequenza f_{dmax} , corrispondente alla massima ampiezza del segnale modulante, è contenuta in $\pm 75 \text{ KHz}$ per cui la profondità di modulazione risulta:

$$\frac{\text{deviazione di frequenza istantanea}}{75 \text{ KHz}}$$

La figura 7.4.4 confronta gli spettri di due onde modulate rispettivamente in ampiezza e in frequenza con identica frequenza modulante e profondità di modulazione (caso modulazione frequenza è il rapporto $\frac{f_d}{75 \text{ KHz}}$) con scala logaritmica delle ordinate.

Ammettendo una deviazione massima di frequenza di $\pm 75 \text{ KHz}$, la larghezza di banda risulta assai maggiore di quella stabilita per la modulazione di ampiezza.

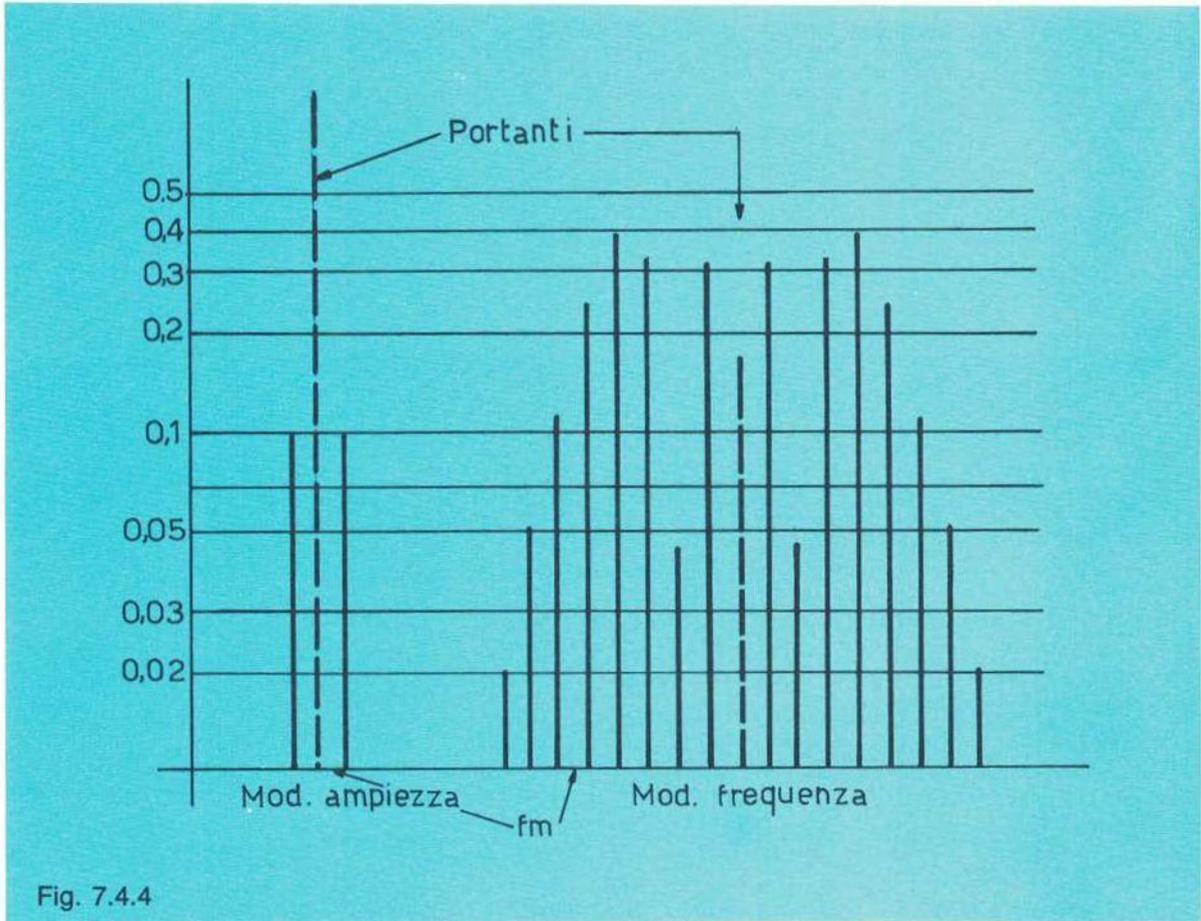


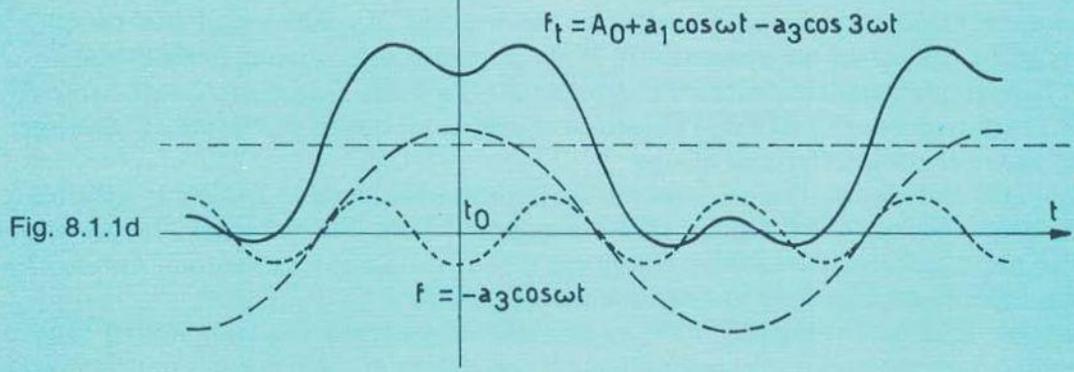
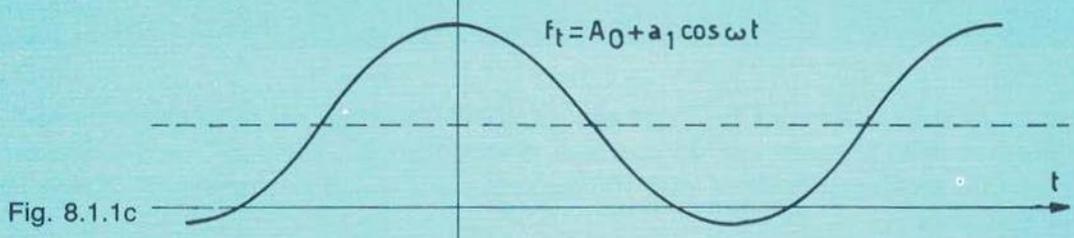
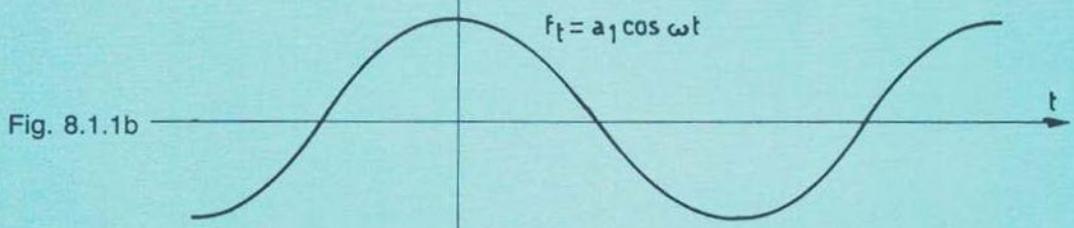
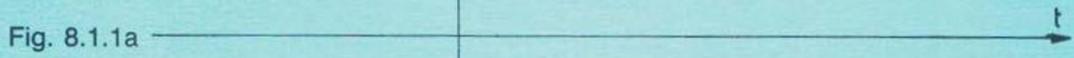
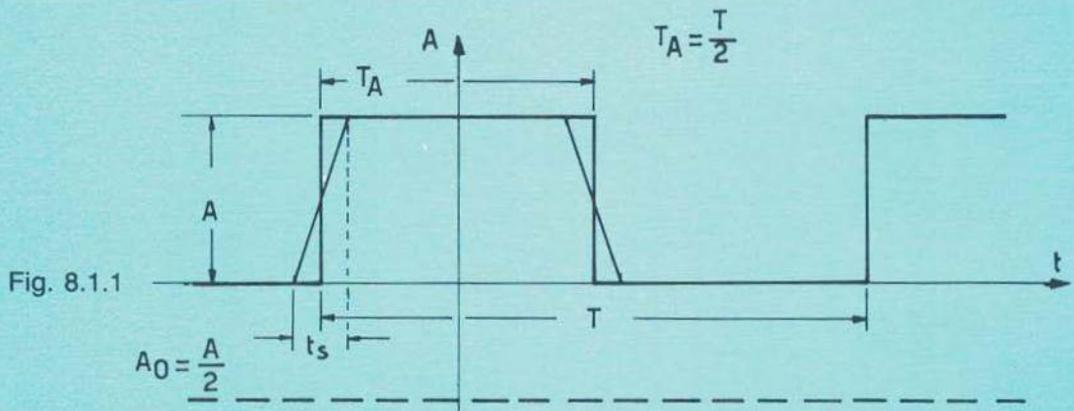
Fig. 7.4.4

Una importante differenza tra i due tipi di modulazione sta nel fatto che nella M.F. è la stessa potenza della portante che, in presenza di modulazione, si riduce e si distribuisce sulle bande laterali, mentre nella M.A. essa rimane costante e quella pertinente alle bande laterali le viene sommata.

Il più importante vantaggio, legato alla modulazione di frequenza, consiste nella maggiore protezione al rumore ed alle interferenze per cui, a parità di condizioni, l'area servita è superiore a quella dovuta ad un trasmettitore M.A. In particolare citiamo l'«effetto soffocamento» in base al quale, se due emittenti trasmettono sulla stessa frequenza, è sufficiente che una di esse venga ricevuta con intensità superiore al doppio di quella pertinente all'altra, per ricevere la prima senza interferenza alcuna.

Eventuali segnali disturbatori sono particolarmente fastidiosi se contenuti nella parte alta dello spettro udibile, dove il segnale utile è piuttosto debole. Per attenuare l'inconveniente, in trasmissione si esaltano le frequenze udibili più elevate mediante il processo di «preemphasis», con conseguente attenuazione in ricezione (de-emphasis).

I segnali modulanti vengono riportati al livello di partenza mentre i segnali disturbanti, non esaltati in trasmissione, vengono attenuati con valore di attenuazione funzione della frequenza; si ottiene così un miglioramento del rapporto segnale/disturbo.



8.1 Generalità

Consideriamo per ora a titolo d'esempio, un segnale elettrico alternativo non sinusoidale periodico, rispondente alla forma d'onda riportata in fig. 8.1.1; esso è caratterizzato dall'ampiezza A , dalla frequenza di ripetizione $F = \frac{\omega}{2\pi}$ e dalla fase φ . È dimostrabile che una funzione periodica non sinusoidale, salvo rare eccezioni, può essere scomposta nella somma di più termini così definiti:

- una **componente continua** che ne esprime il valore medio (fig. 8.1.1a).
- una **fondamentale** o grandezza sinusoidale avente la stessa frequenza di ripetizione F (fig. 8.1.1b).
- una serie infinita di grandezze sinusoidali definite **armoniche** aventi frequenza $2F, 3F, 4F, \dots, nF$, dove F è appunto la frequenza della fondamentale e quindi del segnale elettrico di figura.

In termini analitici, si può scrivere:

$$f(t) = A_o + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad [1]$$

dove A_o è il valore medio della funzione, n l'ordine dell'armonica, il cui valore è compreso tra 1 e $+\infty$ e che evidentemente esprime, con $n=1$ la fondamentale, mentre per valori $2, 3$, ecc., le armoniche superiori.

Tenendo conto che:

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos\alpha \cdot \cos\beta - \sin\alpha \cdot \sin\beta$$

e supponendo che sia:

$$a_n = A_n \cos\varphi_n; \quad b_n = -A_n \sin\varphi_n$$

la [1] può essere espressa nella forma:

$$f(t) = A_o + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad [2]$$

dove la generica armonica di ordine n è definita dalle costanti a_n, b_n rappresentanti rispettivamente l'ampiezza della componente in coseno e di quella in seno dell'armonica considerata, costanti che possono essere positive o negative.

La forma [2] è utile in quanto una generica $f(t)$ può essere sviluppabile in serie di termini coseno oppure di soli seni a seconda che le a_n o le b_n siano nulle.

Evidentemente la somma delle grandezze di cui ai punti a) e b) rappresenta una approssimazione molto grossolana del segnale elettrico preso in considerazione, come dimostra la figura 8.1.1c. Sommando ora un'altra senoide a frequenza tripla della fondamentale, l'approssimazione risulta meno grossolana, purché la sua fase sia tale che il suo massimo negativo coincida con l'istante t_0 e l'ampiezza sia quella dovuta. È intuitivo come, proseguendo tale processo di sovrapposizione di armoniche, tenendo conto della loro fase e della ampiezza, l'approssimazione risulti sempre più soddisfacente (fig. 8.1.1d). Evidentemente se il tempo di salita t_s risulta eguale a zero (condizione non reale), il numero di armoniche da sommare, per ottenere il segnale dato, risulta infinito. Poiché in pratica t_s risulta diverso da zero, sarà sufficiente considerare un numero di armoniche tanto più elevato, quanto maggiore sarà l'approssimazione desiderata.

Uno sviluppo in termini di soli coseni significa che le costanti b sono nulle e pertanto la $f(t)$, nel caso specifico l'onda quadra di fig. 8.1.1, è funzione "pari" che, ricordiamo, soddisfa alla condizione:

$$f(t) = f(-t) \quad [3]$$

La [3] indica una funzione simmetrica rispetto l'ordinata; spostando quest'ultima (fig. 8.1.2) la $f(t)$ viene invece definita dispari in quanto soddisfa alla condizione:

$$f(t) = -f(-t) \quad [4]$$

che comporta uno sviluppo in serie di soli termini seno.

Il fatto che la $f(t)$ contenga invece armoniche pari e dispari o solo dispari, è legata ad un'altra proprietà dello sviluppo in serie. Se viene soddisfatta la condizione:

$$g(t) = f(t) - A_0 = -g\left(t + \frac{T}{2}\right) \quad [5]$$

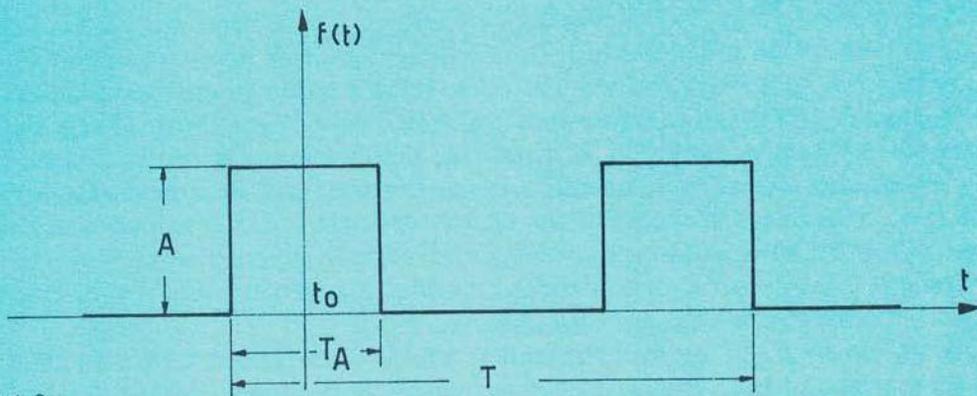
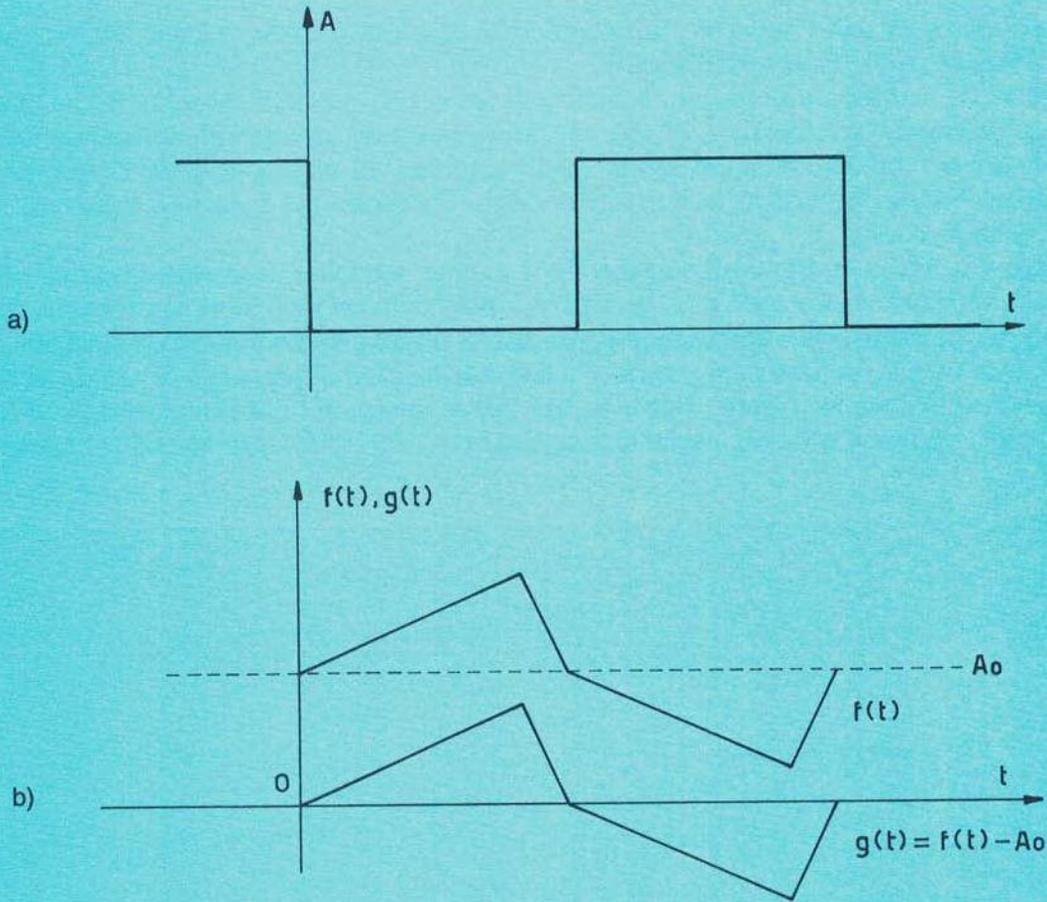
vi è presenza esclusivamente delle armoniche dispari, come per altro avviene nel caso delle forme d'onda di fig. 8.1.1 e 8.1.2. La fig. 8.1.2b illustra infatti la [5]. Esaminando ancora, a titolo di esempio, la forma d'onda di fig. 8.1.3, dove $T_A \neq \frac{T}{2}$, è possibile, con l'ordinata simmetrica rispetto all'impulso, ottenere uno sviluppo in serie di soli coseni (funzioni pari), in quanto rispondente alla [3]. È significativo il fatto che, anche traslando l'ordinata sul fronte dell'impulso di durata T_A , non si ottiene una $f(t)$ dispari con armoniche sia pari che dispari, in quanto non rispondente alla [5], che implica la sola presenza di armoniche dispari.

Lo studio dell'analisi armonica delle $f(t)$ viene per lo più condotto nel campo complesso; ricordando che:

$$\cos \varphi = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2}$$

la [1] può anche essere espressa nella forma:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \frac{e^{j(n\omega t + \varphi_n)} + e^{-j(n\omega t + \varphi_n)}}{2}$$



Riportando su un diagramma le ampiezze o le fasi di tutte le componenti armoniche calcolate con la trasformata di Fourier in funzione della frequenza, otteniamo quelli che vengono definiti spettri di ampiezza o spettri di fase.

La figura 8.1.4 riporta un esempio di spettro di ampiezza; per ogni valore di f (che ricordiamo assume valori discreti ossia $f, 2f, 3f \dots nf$), viene riportato un segmento la cui lunghezza presentata è proporzionale all'ampiezza di quell'armonica. In altre parole, la rappresentazione spettrale evidenzia la distribuzione dell'energia contenuta nel segnale considerato, in funzione della frequenza.

Nel caso dell'onda quadra, e più in generale, è sempre possibile, trasmettendo un numero limitato di armoniche che compongono lo spettro, riprodurre con sufficiente approssimazione il segnale, che ha uno spettro teoricamente infinito. Il numero di armoniche da prendere in considerazione va determinato caso per caso, a seconda del tipo di segnale e del grado di approssimazione che si vuole ottenere. La frequenza dell'armonica di ordine più elevato che viene considerata, definisce la banda passante necessaria per la corretta trasmissione del segnale.

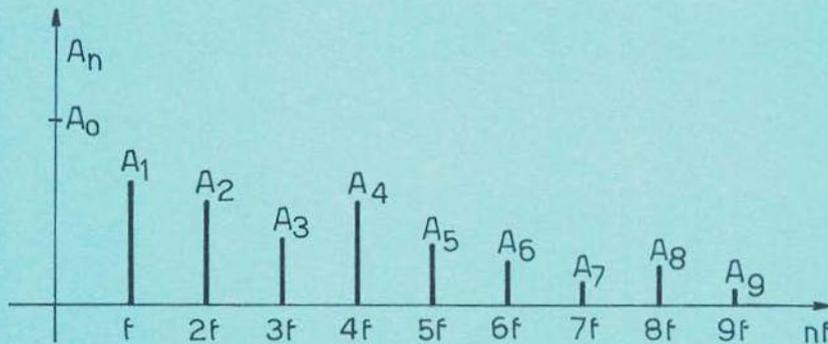


Fig. 8.1.4

8.2 Spettro del segnale sincronizzante

Dopo le considerazioni generali svolte, il cui unico scopo è di ricordare i punti fondamentali dello sviluppo in serie, che per altro può essere approfondito su testi specializzati, ci proponiamo di condurre un'indagine atta a stabilire come l'energia pertinente al segnale video si disponga nello spettro disponibile; in altri termini, desideriamo stabilire se il segnale video, comunque complesso, occupi interamente e costantemente tutto lo spettro disponibile. Per questa indagine, iniziamo dall'analisi di un segnale costante (ossia ripetitivo non sinusoidale), rispondente ad un livello di grigio supportato da un segnale supersincrono.

Anzi, come primo approccio, consideriamo, anziché il supersincrono, il solo impulso H a frequenza di 15.625 Hz con i tempi riportati in fig. 8.2.1.

Per quanto detto nel paragrafo precedente il segnale della figura è riconducibile ad una componente continua, una fondamentale ed un numero finito di armoniche superiori, poiché il tempo di salita dell'impulso è finito.

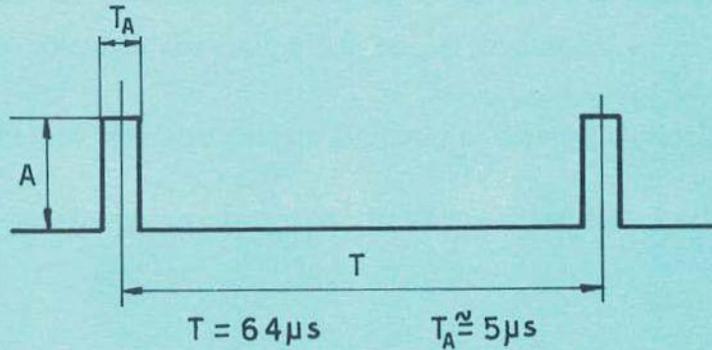


Fig. 8.2.1

La $f(t)$ proposta risulta definita, nell'intervallo di un periodo da:

$$f(t) = A \quad \text{per } -\frac{T_A}{2} \leq t \leq \frac{T_A}{2}$$

$$f(t) = 0 \quad \text{per } -\frac{T}{2} < t < \frac{T_A}{2} \quad ; \quad \frac{T_A}{2} < t < \frac{T}{2}$$

Da questa $f(t)$, che rappresenta l'andamento della funzione nel dominio del tempo, si passa alla funzione $F(n)$, che rappresenta lo sviluppo in serie di Fourier, integrando la $f(t)$ ai limiti

$\pm \frac{T_A}{2}$:

$$\begin{aligned} F(n) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T_A}{2}}^{\frac{T_A}{2}} A e^{-jn\omega t} dt = \frac{1}{T} \cdot \frac{A}{-jn\omega T} (e^{-jn\omega \frac{T_A}{2}} - e^{jn\omega \frac{T_A}{2}}) = \\ &= A \frac{T_A}{T} \cdot \frac{\text{sen } n\pi \frac{T_A}{T}}{n\pi \frac{T_A}{T}} \end{aligned} \quad [7]$$

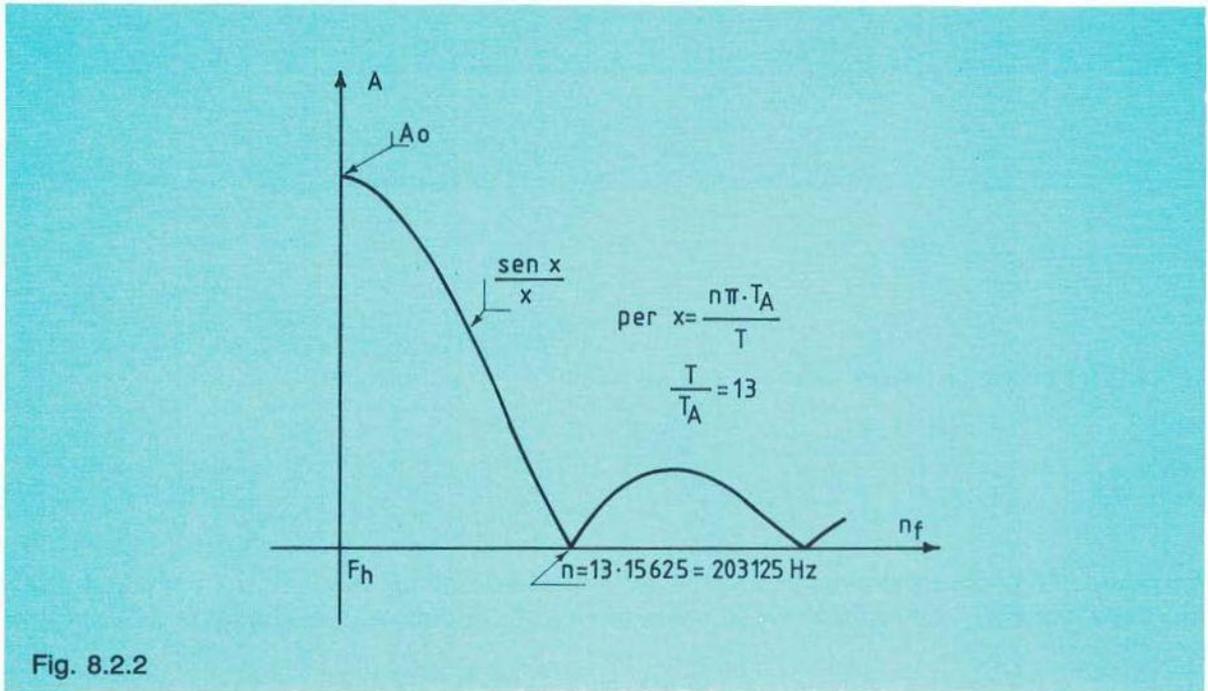
La [7] esprime lo spettro della funzione $f(t)$ composta da una componente continua $A \frac{T_A}{T}$, mentre il termine

$$\frac{\text{sen } n\pi \frac{T_A}{T}}{n\pi \frac{T_A}{T}}$$

è identificabile in una funzione del tipo $\frac{\text{sen } x}{x}$, ove è $x = n\pi \frac{T_A}{T}$.

Tale funzione rappresenta l'involuppo contenente il termine dei "segmenti" spettrali proporzionali all'ampiezza dell'armonica rappresentata. Allorché n (numero dell'armonica) eguaglia il rapporto $\frac{T}{T_A}$, essendo nullo il seno di π o di un suo multiplo, la rappresentazione spettrale presenterà un punto di zero.

La fig. 8.2.2 rappresenta appunto lo spettro di ampiezza del segnale elettrico di fig. 8.2.1.

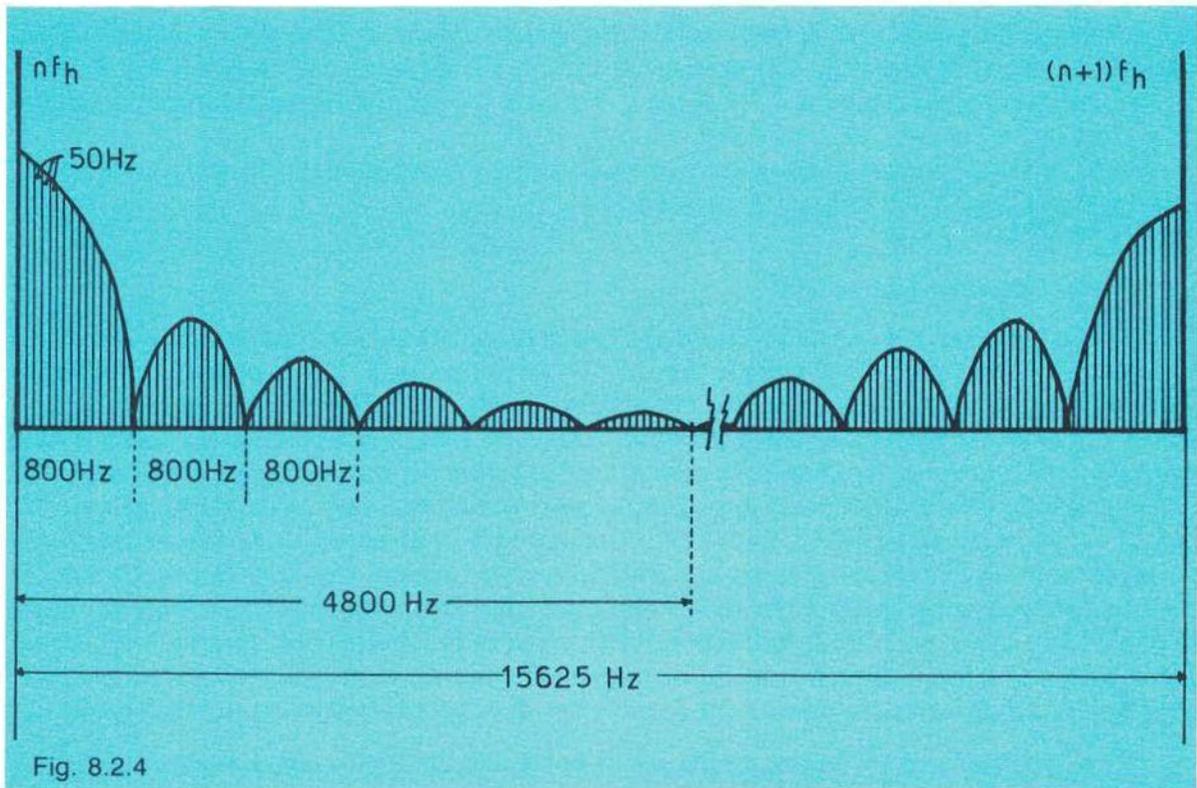
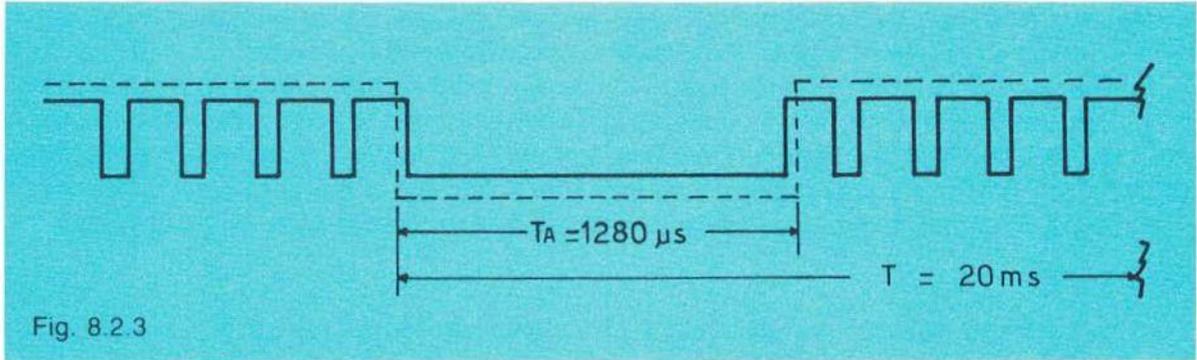


Come è possibile rilevare dalla fig. 8.2.2 il contenuto prevalente di energia è espresso dal lobo principale che termina con la 13° armonica di f_h , in funzione del rapporto $\frac{T_A}{T}$ mentre gli altri lobi esprimono un contenuto energetico sempre minore in quanto la loro ampiezza decresce secondo la legge dettata dalla funzione $\frac{\text{sen } x}{x}$.

Poiché il supersincrono non è costituito dai soli impulsi di riga, lo spettro tracciato è incompleto, pertanto dovremo considerare il fatto che durante il blanking verticale, non vi sarà presenza degli impulsi H come da fig. 8.2.3. Da questa notiamo come il segnale si presenta sotto forma di una frequenza portante non sinusoidale modulata al 100% in ampiezza (vedi paragrafo 7.1) da una modulante non sinusoidale a frequenza di 50 Hz che è appunto il segnale di cancellazione disegnato a tratteggio nella figura stessa.

Ciò significa ottenere componenti a 15625 Hz e suoi multipli con bande laterali a 50 Hz e suoi multipli, addensati questi ultimi attorno ad ogni componente armonica di f_h .

Poiché il rapporto $\frac{T}{T_A}$ dovuto al segnale di cancellazione verticale vale:



$$\frac{T}{T_A} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{1,28 \cdot 10^{-3}} \cong 16$$

tale segnale creerà dei lobi di energia con punti di zero a frequenza di:

$$16 \cdot 50 = 800 \text{ Hz}$$

Lo spettro di fig. 8.2.2 si modifica, per quanto riguarda due multipli consecutivi di f_h come riportato in fig. 8.2.4.

L'indagine spettrale dovrebbe essere ora completata tenendo conto del "treno" di impulsi equalizzatori e serrati che completano il segnale sincronizzante.

Da un punto di vista concettuale il ragionamento fin qui svolto non cambia; si tratta esclusivamente di completare lo spettro tenendo conto delle regole dettate.

La somma dei vari spettri calcolati darà luogo allo spettro totale del supersincrono; senza voler appesantire oltre il discorso, veniamo alla conclusione che lo spettro definitivo risulterà costituito da addensamenti energetici in prossimità di f_h ed armoniche superiori. Tali addensamenti sono dovuti alle componenti a 50 Hz ed a 25 Hz , che si esprimono per qualche migliaio di Hz , in quanto l'ampiezza dei lobi successivi diventa trascurabile, prima di giungere a valori di $\frac{f_h}{2}$.

In altri termini l'energia del segnale S.S. si addensa attorno a multipli di f_h e risulta trascurabile tra multipli dispari di $\frac{f_h}{2}$; inoltre, fatto estremamente importante, all'aumentare del numero dell'armonica di f_h (parte alta dello spettro video), il contenuto energetico è decisamente esiguo rispetto a quello dovuto ad armoniche espresse nel campo $0 \div 2,5 \text{ MHz}$.

Notiamo infatti dalla figura 8.2.4 come il multiplo $(n+1)$ di f_h presenti ampiezza minore di nf_h ; così sarà per $(n+2) \dots (n+m)$.

Infatti la banda passante necessaria al transito senza distorsioni del solo segnale sincronizzante si può ritenere dell'ordine del megahertz.

8.3 Interlacciamento degli spettri

Nella realtà il segnale televisivo trasmesso non è il segnale sincronizzante, ma a questa informazione viene sommato il segnale video utile vero e proprio, che è comunque variabile non solo nell'ambito di un semiquadro ma della stessa riga. L'indagine rigorosamente analitica sin qui condotta è valida se considerata per immagini fisse, ma anche questo non è il caso reale, dove l'immagine propone movimento con conseguente informazione video continuamente variabile. Nel caso di immagine fissa, lo spettro stilizzato può essere espresso come da fig. 8.3.1, dove sono riportati, ingranditi, due multipli consecutivi di f_h appartenenti alla parte intermedia dello stesso spettro; in particolare, tutti i segnali che costituiscono l'immagine fissa hanno lo stesso periodo fondamentale e pertanto la banda disponibile viene occupata in punti fissi, con energia comunque degradante verso la parte alta dello spettro. Con immagini mobili è possibile affermare che la distribuzione spettrale si modificherà da un punto di vista quantitativo, ossia tra armoniche consecutive di f_h (precisamente su multipli dispari di $\frac{f_h}{2}$) l'energia non sarà più trascurabile, ma si potrà ritenere mediamente ancora inferiore a quella addensata su multipli di f_h .

Ovviamente, da un punto di vista quantitativo, il fenomeno risulterà più o meno differenziato rispetto a quello verificato su immagine fissa, in funzione del contenuto video e quindi dell'immagine mobile ripresa.

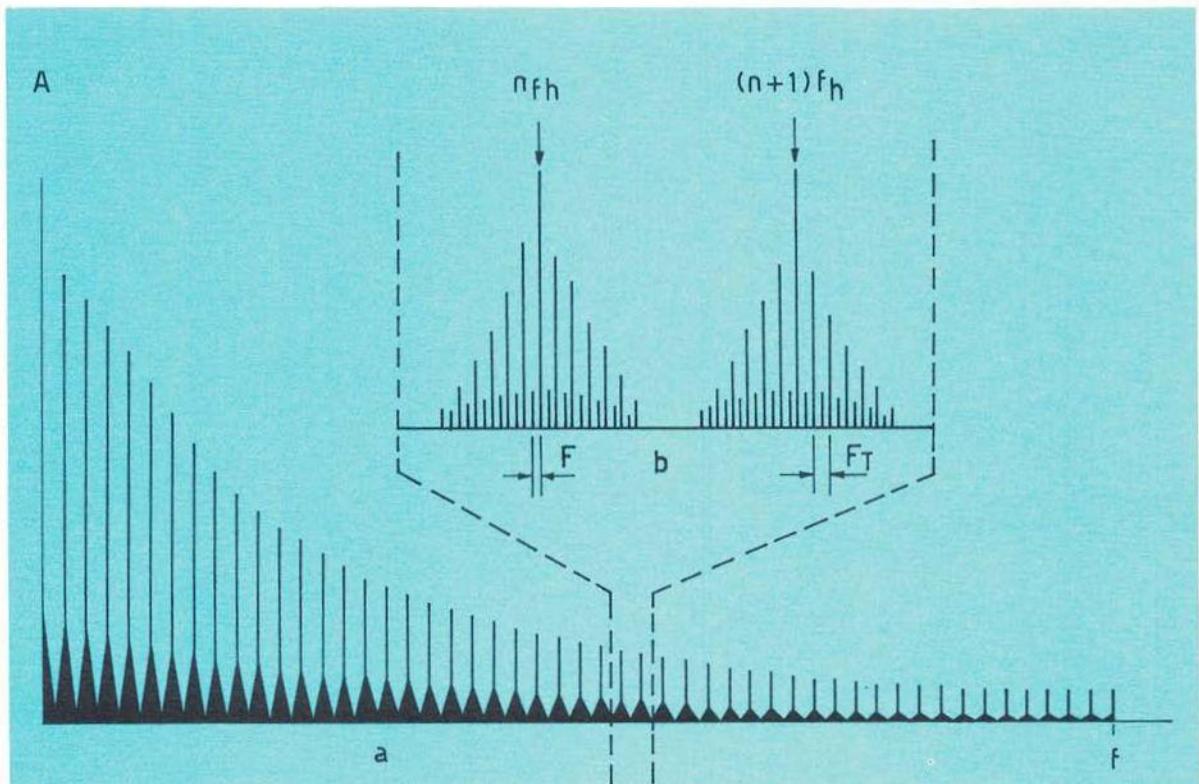
Indagini svolte su base statistica, con segnali pertinenti ad immagini molto ricche di dettaglio (contenuto energetico tra $3,5 \div 4,8 \text{ MHz}$) le considerazioni generali svolte risultano ancora valide anche se, ripetiamo, da un punto di vista quantitativo i mutamenti non sono certo trascurabili.

Concludendo, possiamo affermare che la parte alta dello spettro video del segnale composito monocromatico è interessata da un contenuto energetico decisamente inferiore a quello

presente nella parte bassa e che tale energia si addensa comunque maggiormente sui multipli di f_h .

Vedremo nel 2° volume come, trattando l'informazione cromatica, la cui struttura ripetitiva temporale non varierà se non in casi particolari rispetto a quella del segnale monocromo, lo spettro relativo possa, se trattato opportunamente, essere interlacciato al primo in modo che occupi quegli spazi dove il segnale video monocromo contiene, appunto, *mediamente* meno energia.

Pertanto questo argomento verrà ripreso e sviluppato alla luce delle esigenze di compatibilità dei sistemi a colori, che ci imporranno una "convivenza" con la minor interferenza possibile tra le due informazioni fondamentali: segnale composito monocromatico e segnale cromatico comunque codificato.



Particolare dello spettro tra due armoniche consecutive di riga (b)

f_h : frequenza di riga

F_T : frequenza di semiquadro

F : frequenza di quadro

Fig. 8.3.1

9.1 Generalità

Un sistema televisivo, sia esso in bianco e nero che a colori, richiede che i processi, a cui obbedisce, si realizzino secondo certe norme allo scopo di assicurare che le varie parti, dalla ripresa alla riproduzione, funzionino su una base comune. L'insieme di queste norme costituisce uno "standard televisivo".

9.2 Norme e parametri caratteristici

Una prima norma riguarda la forma geometrica dell'immagine che viene scandita nell'analizzatore e poi riprodotta sul teleschermo del cinescopio: essa stabilisce che la forma del raster sia un rettangolo avente un ben definito rapporto dimensionale a ("aspect ratio" o "rapporto di aspetto").

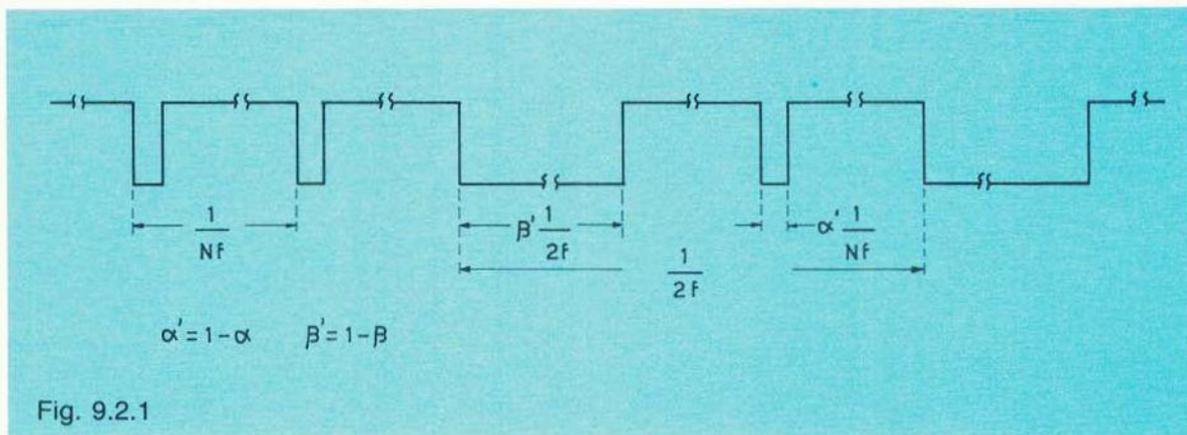
Altro parametro che caratterizza uno standard è il numero delle righe N secondo cui l'immagine viene in analisi "scandita" e quindi in sintesi riprodotta. Un'altra norma stabilisce quante volte al secondo l'immagine viene analizzata e quindi riprodotta sul teleschermo. Questo numero è denominato "frequenza di quadro" f .

Il prodotto $N \cdot f$ ovviamente definisce il numero delle righe che vengono scandite o analizzate in un secondo e costituisce la frequenza di riga, mentre l'inverso $1/Nf$ è il periodo o durata di una riga stessa. A questa norma è legato il parametro che fissa la modalità dell'interlacciamento i che prevede, cioè, la divisione di un quadro in un certo numero di trame o semiquadri, ad ognuna delle quali compete un numero di righe, frazione di quello totale N . Vengono altresì definiti dallo standard i valori dei coefficienti α e β , che rappresentano le frazioni della durata di una riga e di una trama, ossia i periodi attivi durante i quali vi è informazione video.

I valori complementari a 1 di questi coefficienti definiscono evidentemente le durate delle rispettive cancellazioni; durante questi tempi non esiste quindi alcuna informazione video, come illustra la fig. 9.2.1.

Il segnale elettrico in uscita dall'analizzatore non è da solo in grado di pilotare a distanza, in riproduzione il processo di scansione in modo sincrono con quello in ripresa.

Come visto, per conseguire la richiesta sincronia è necessario aggiungere, al segnale che contiene le informazioni video, il segnale sincronizzante S.S. completo di tutte le informazioni necessarie allo scopo.



Come noto, questo segnale è formato da una successione di impulsi rettangolari, che vengono sommati al segnale video e cadono durante le cancellazioni di riga e di trama, con polarità opposta a quella in cui si sviluppa il segnale video. Le norme relative al segnale di super-sincrono riguardano le larghezze degli impulsi di sincronizzazione di riga, la forma e la larghezza degli impulsi che costituiscono l'informazione sincronizzante di trama e la fase di questi impulsi rispetto alle due rispettive cancellazioni.

Dopo aver ottenuto un segnale video composito (segnale video + S.S.) secondo una ben determinata forma, è necessario che questo segnale venga trasmesso ed irradiato su onde elettromagnetiche modulate secondo certe norme, affinché tutti gli apparati riceventi, secondo un determinato "standard", operino su una base comune ben definita.

Queste norme di trasmissione che, come è noto, richiedono il ben noto processo di modulazione di una portante avente una frequenza adeguatamente elevata in relazione al segnale modulante affinché si verifichi l'irradiazione di energia elettromagnetica, sono previste dagli standards e riguardano il tipo di modulazione a cui è sottoposta la portante video e, nel caso che la modulazione sia d'ampiezza, la polarità del segnale video modulante, che può essere negativa o positiva. La modulazione si definisce positiva se ad un aumento (o ad una diminuzione) dei valori luminosi dell'immagine corrisponde un aumento (o una diminuzione) della portante o dell'energia irradiata. Se la modulazione della portante è in ampiezza, come detto al capitolo 7°, la larghezza massima del canale richiesto per trasmettere lo spettro delle frequenze della modulazione è il doppio della massima frequenza del segnale video modulante.

Per ridurre eventualmente questa larghezza si può sopprimere totalmente o parzialmente una delle bande laterali. Una norma riguarda appunto le caratteristiche della banda laterale parzialmente soppressa. Anche il tipo di polarizzazione dell'antenna irradiante la portante video (orizzontale o verticale) è fissata dallo standard. Poiché un sistema televisivo associa al segnale video anche un segnale audio, vengono pure definite le norme per la trasmissione di questa seconda informazione, ossia il tipo di modulazione della portante audio e, nel caso che questa sia del tipo a modulazione di frequenza, i limiti della deviazione e le caratteristiche della preenfasi. Viene altresì definita la distanza fra la portante video e la portante audio così come il rapporto in potenza delle due portanti e la totale curva ampiezza/frequenza, che scaturisce dalle modulazioni delle portanti stesse. Infine un'ultima norma stabilisce che un canale televisivo deve rientrare in una determinata banda, compresa fra quelle che in sede internazionale sono state destinate all'espletamento dei servizi televisivi pubblici.

9.3 Standard monocromatico del sistema televisivo italiano

Il sistema televisivo italiano, che è quello di molti altri paesi europei, ha uno standard che è indicato con la lettera *G*, caratterizzato dai seguenti parametri:

1) Numero delle linee per quadro	625
2) Frequenza di trama	50 Hz
3) Rapporto d'interlacciamento	2 : 1
4) Frequenza d'immagine o di quadro	25 Hz
5) Frequenza di riga e tolleranza in funzionamento non sincronizzato (numero di righe al secondo)	15625 Hz \pm 0,1%
6) Rapporto dimensionale	4 : 3
7) Senso delle scansioni	da sinistra a destra dall'alto in basso
8) Funzionamento indipendente dalla frequenza della rete di alimentazione	si
9) Valore approssimato del gamma del segnale d'immagine	0,5
10) Larghezza della banda video nominale	5 MHz
11) Larghezza di banda del canale di trasmissione	7 MHz
12) Distanza della portante video dalla portante audio	5,5 MHz
13) Distanza della portante audio dalla estremità più vicina del canale	-0,25 MHz
14) Larghezza nominale della banda laterale principale	5 MHz
15) Larghezza nominale della banda laterale parzialmente soppressa	0,75 MHz
16) Tipo e polarità della modulazione per il segnale video	AM, negativa
17) Livello del segnale di sincronizzazione in % del valore di cresta della portante	100%
18) Livello massimo del bianco in % del valore di cresta della portante	10 + 1,25%
19) Tipo di modulazione per il suono	FM, \pm 50 KHz con preenfasi di 50 μ s
20) Rapporto delle potenze apparenti irradiate tra video ed audio	5/1; 10/1

Nelle figure 9.3.1 e 9.3.2 sono rappresentate in dettaglio la forma dei segnali di sincronizzazione di riga e di trama:

<i>V</i> : periodo di trama		20.000 μ s
<i>H</i> : =1/Nf periodo di riga	100% H	64 μ s
<i>a</i> : durata del segnale di cancellazione di riga	18,5 + 19,2% H	11,8 ÷ 12,3 μ s
<i>c</i> : intervallo di guardia	2 + 2,8% H	1,3 ÷ 1,8 μ s
<i>d</i> : durata del segnale impulso di riga	7 + 7,7% H	4,5 + 4,9 μ s

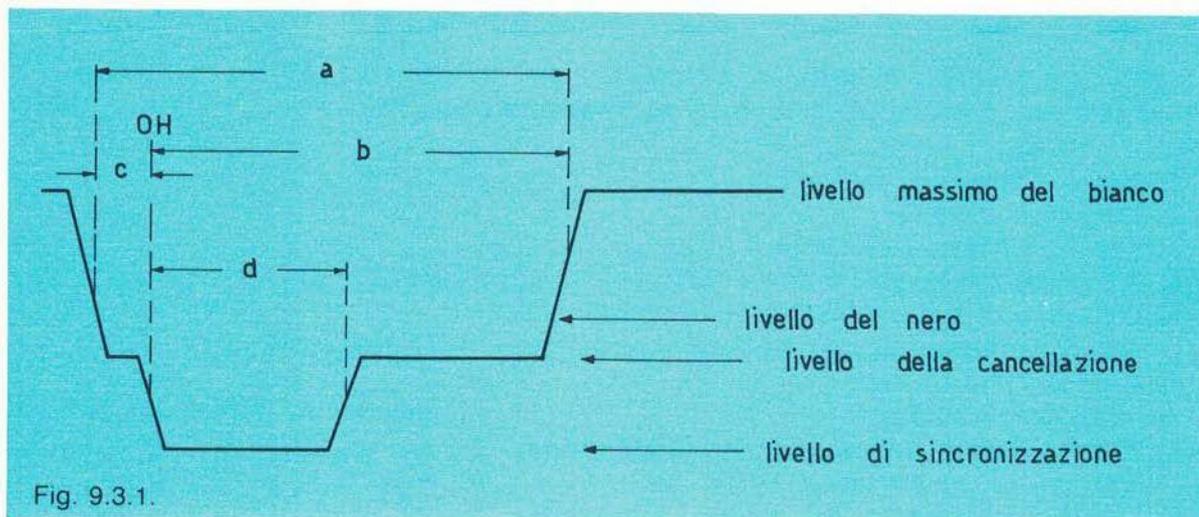


Fig. 9.3.1.

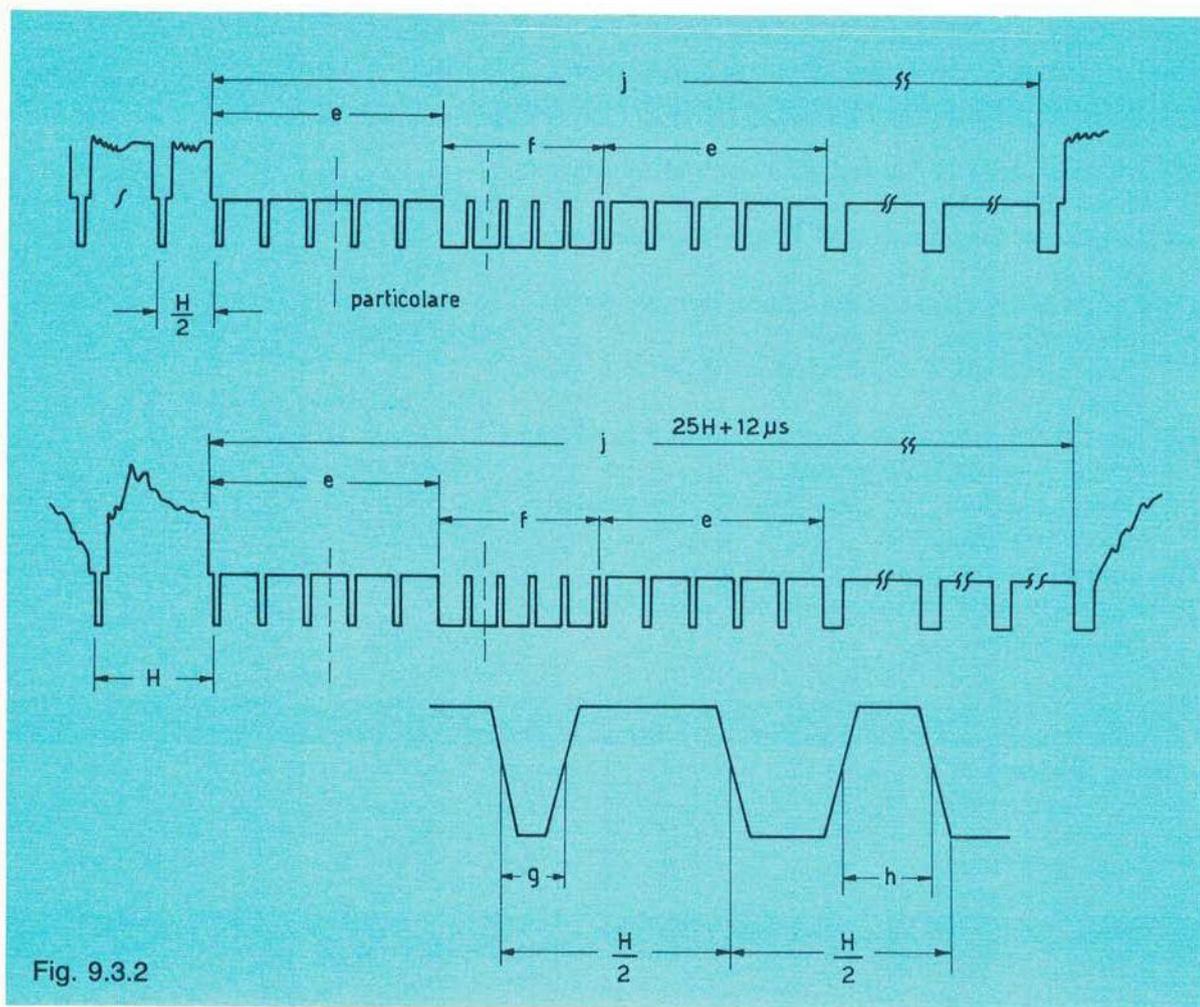


Fig. 9.3.2

L'intervallo c , fra il primo fronte del blanking di riga ed il primo fronte del sincronismo di riga, e l'intervallo $b-d$, tra il secondo fronte del sincronismo di riga ed il secondo fronte del blanking di riga, sono comunemente denominati soglia anteriore o "front porch" e soglia posteriore o "back porch".

In fig. 9.3.2 è rappresentata in dettaglio la forma dei segnali di sincronizzazione di trame di due semiquadri, con equalizzatori e serrati.

e : durata della prima e seconda sequenza degli impulsi di equalizzazione		2,5 H
f : durata della sequenza degli impulsi di sincronizzazione		2,5 H
g : durata degli impulsi di equalizzazione	$3,4 + 3,7\%$ H	$2,2 \div 2,4 \mu\text{s}$
h : intervallo tra gli impulsi di sincronizzazione di trama	$7 + 7,7\%$ H	$4,5 \div 4,9 \mu\text{s}$

Nella fig. 9.3.3 sono presentate le caratteristiche del canale video di trasmissione dei più diffusi standard.

Con queste norme, la forma tipica che assume nello standard G o B un segnale video composito è presentata in fig. 9.3.4.

Degli altri standards proposti o usati, indicati anch'essi con determinate lettere dell'alfabeto, le norme più salienti sono raccolte nella tabella 9.1.

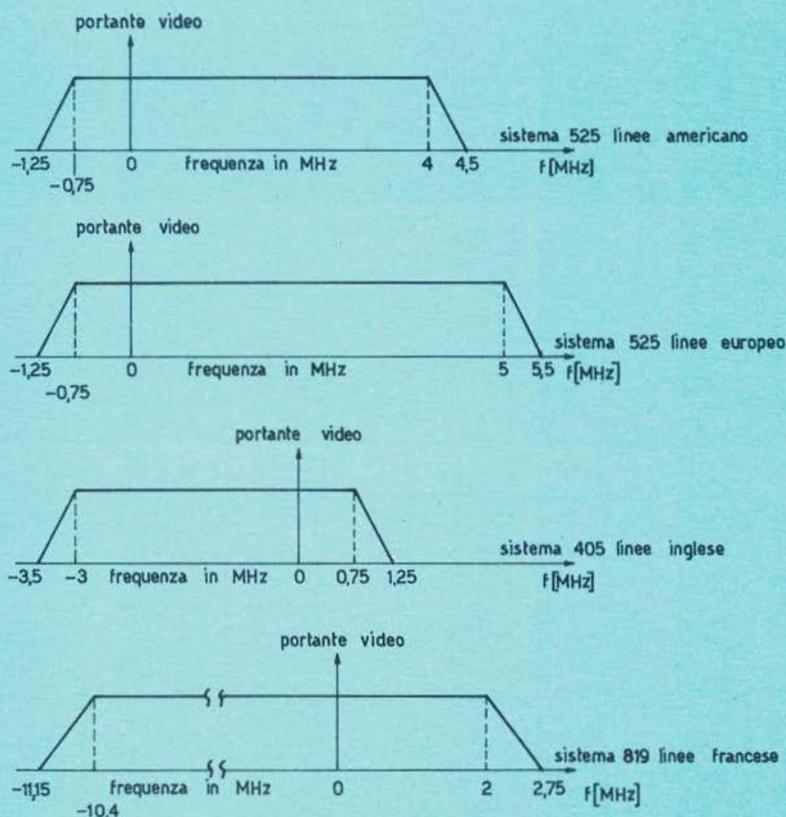


Fig. 9.3.3

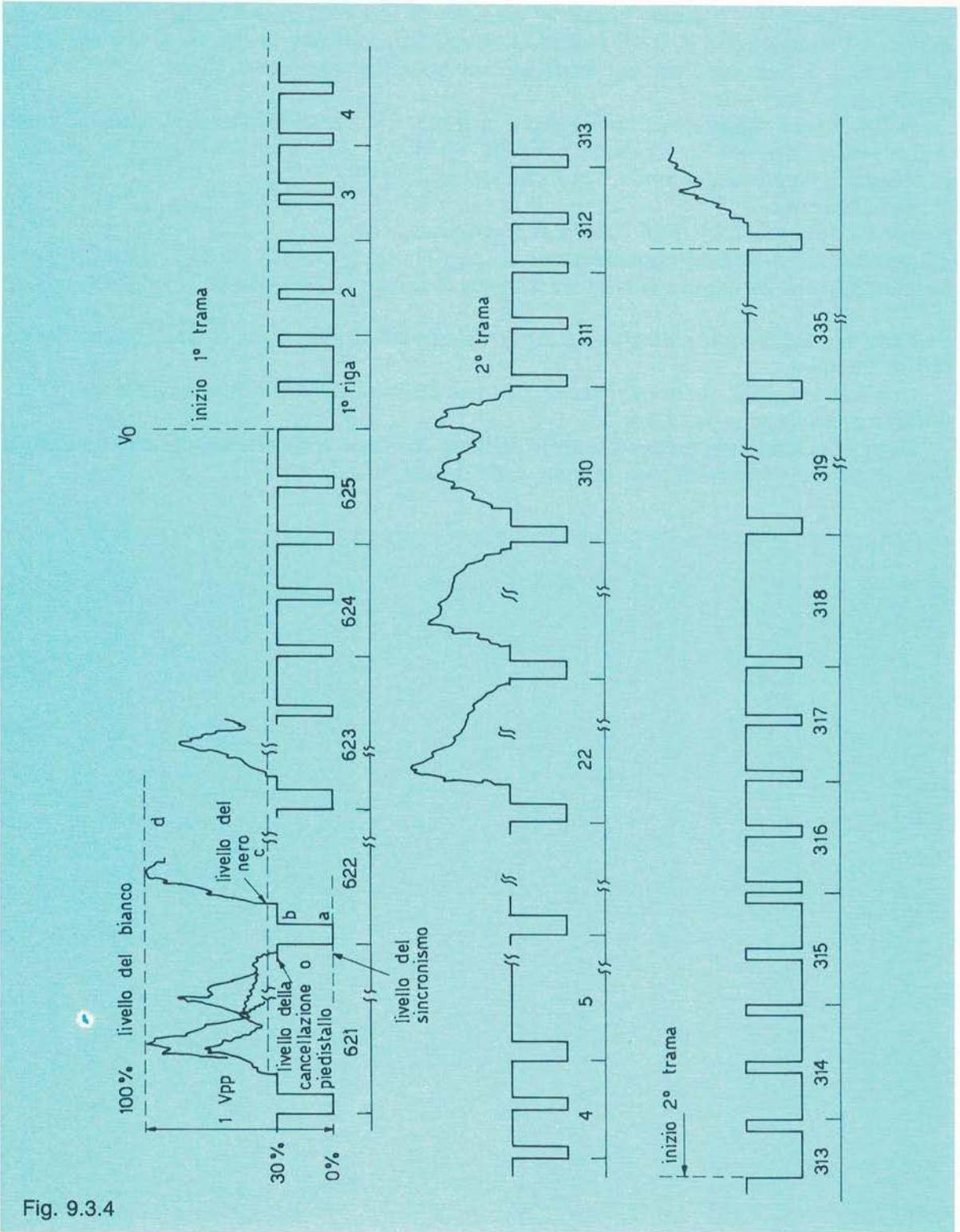


Fig. 9.3.4

	A	M	N	B	C
1	405	525	625	625	625
2	50	60		50	50
3	2 : 1	2 : 1		2 : 1	2 : 1
4	25	30		25	25
5	10125	15750		15625 ± 0,1%	15625 ± 0,1%
6	4/3	4/3		4/3	4/3
7	come G	come G		come G	come G
8	come G	come G		come G	come G
9	0,4 + 0,5	0,45		0,5	0,5
10	3 MHz	4,2	4,2	5	0,5
11	5 MHz	6 MHz	6 MHz	7 MHz	7 MHz
12	- 3,5 MHz	+ 4,5 MHz	+ 4,5 MHz		+ 5,5 MHz
13	+ 0,25	- 0,25			- 0,25
14	3	4,2		5	5
15	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75
16	AM posit	AM neg	AM neg	AM neg	AM posit
17	3	100		100	3
18	100	10 + 15		10 + 12,5	100
19	AM	FM ± 25 kHz preenf 75 µs		FM ± 50kHz preenf 75 µs	AM preenf 50 µs
20	4/1	10/1-5/1		5/1-10/1	4/1

Tab. 9.1.

(segue tabella 9.1)

	H	I	D, K, KI	L	F	E
1	625	625	625	625	819	819
2	50	50	50	50	50	50
3	2 : 1	2 : 1	2 : 1	2 : 1	2 : 1	2 : 1
4	25	25 ± 0,001%	25	25	25	25
5	15625 ± 0,1%	15625 ± 0,1%	15625 ± 0,005%	15625 ± 0,1%	20475 ± 0,1%	20475
6	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3
7	come G	come G	come G	come G	come G	come G
8	come G	come G	come G	come G	come G	come G
9	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
10	5	5,5	6	6	5	10
11	8	8	8 (8,5)	8	7	14
12	+ 5,5	6	6,5	+ 6,5	5,5	11,15
13	0,25	- 0,25	- 0,25	- 0,25	- 0,25	- 0,02
14	5	5,5	6	6	5	10
15	1,25	1,25	0,75 (1,25)	1,25	0,75	2
16	AM neg	AM neg	AM neg	AM posit	AM posit	AM posit
17	100	100	100	6	3	3
18	10 + 12,5	18 + 20	10	100	100	100
19	FM ± 50 kHz preenf 50 µs	FM ± 50 kHz preenf 50 µs	FM ± 50 kHz preenf 50 µs	AM	AM con preenf 50 µs	AM senza preenfasi
20	5/1	5/1	2/1-5/1	8/1	4/1	4/1

10.1 Cenni di ottica elettronica

Nel campo dell'ottica elettronica, assumono particolare importanza le lenti elettrostatiche, formate generalmente da sistemi di elettrodi a simmetria assiale, e le lenti magnetostatiche, che sono sistemi idonei a concentrare un flusso di elettroni divergenti emessi da una sorgente, con l'ausilio di campi magnetici.

Le lenti elettrostatiche più comuni sono:

- lente monopoteniale, in cui il potenziale del campo elettrico ai due lati di essa è lo stesso.
- lente bipoteniale, in cui i potenziali sono differenti ma costanti nei loro rispettivi valori.
- lenti a diaframma, dove l'andamento del campo lungo l'asse è di tipo esponenziale.

Gli andamenti del campo elettrico lungo l'asse sono riportati in fig. 10.1.1, rispettivamente a), b), c).

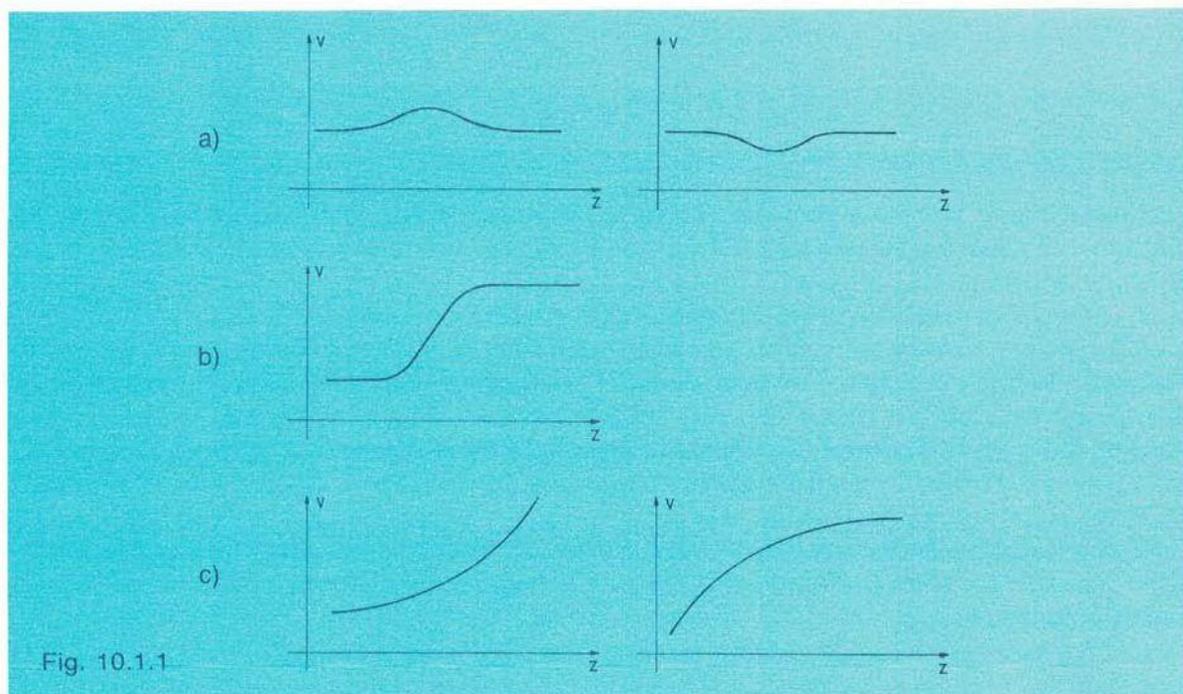


Fig. 10.1.1

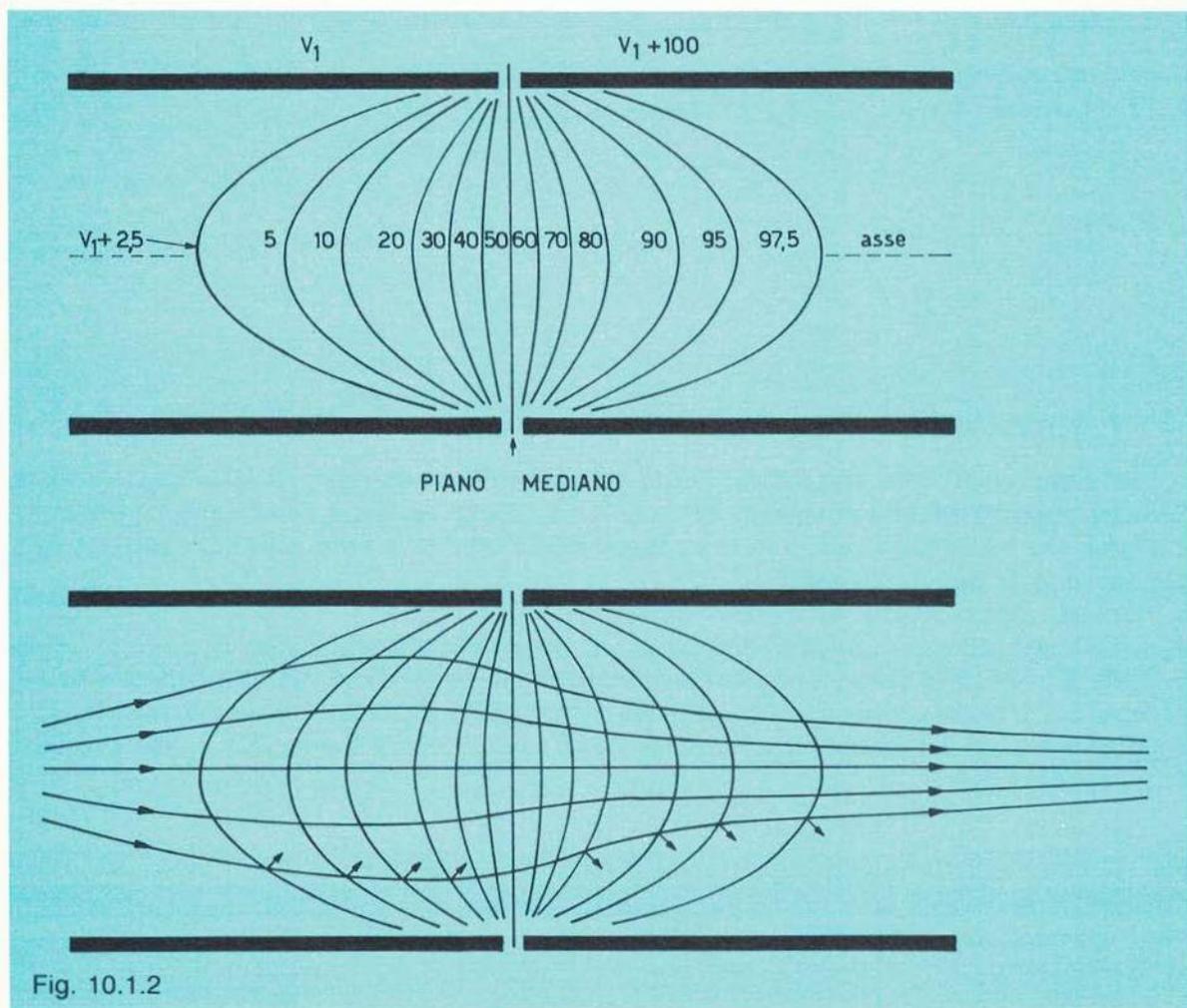


Fig. 10.1.2

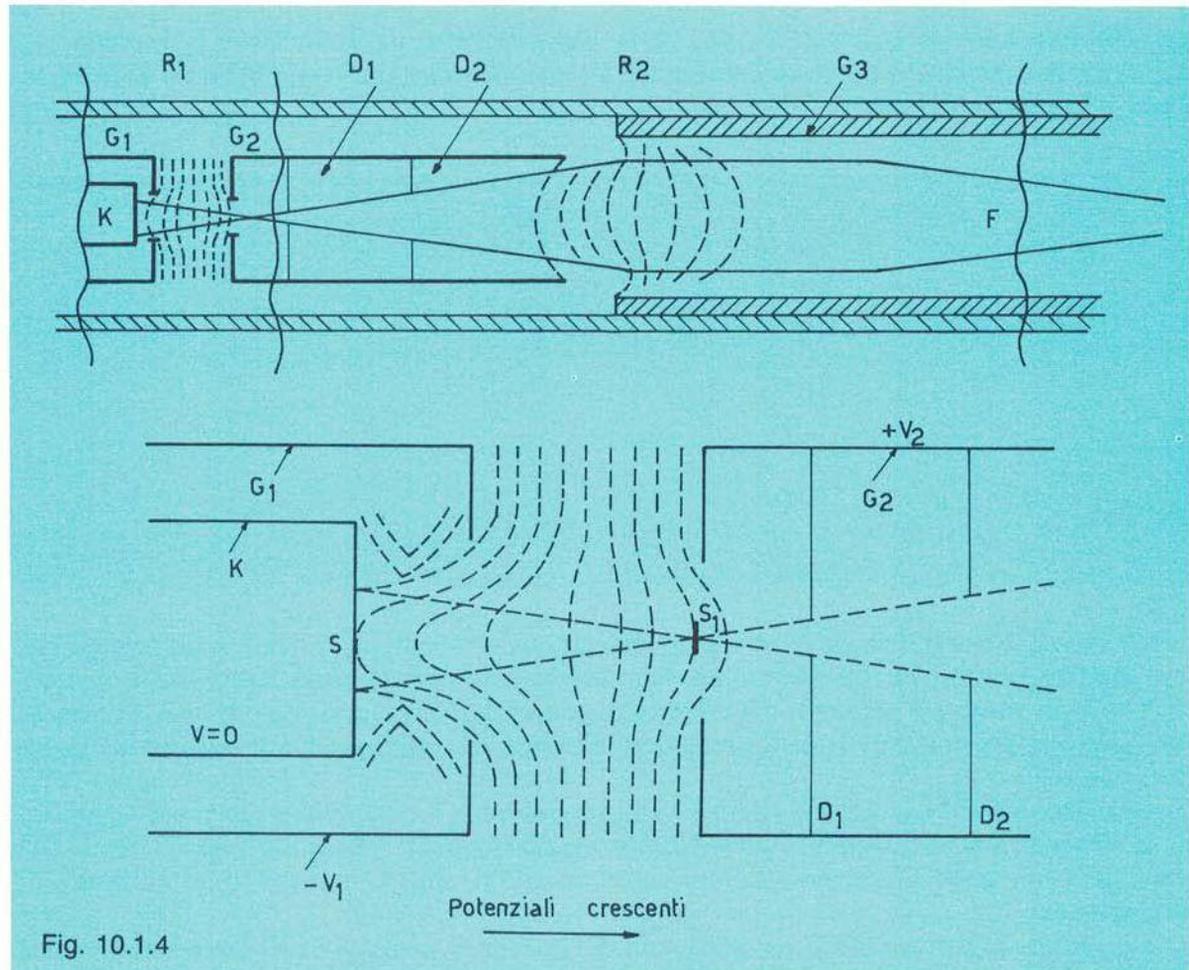
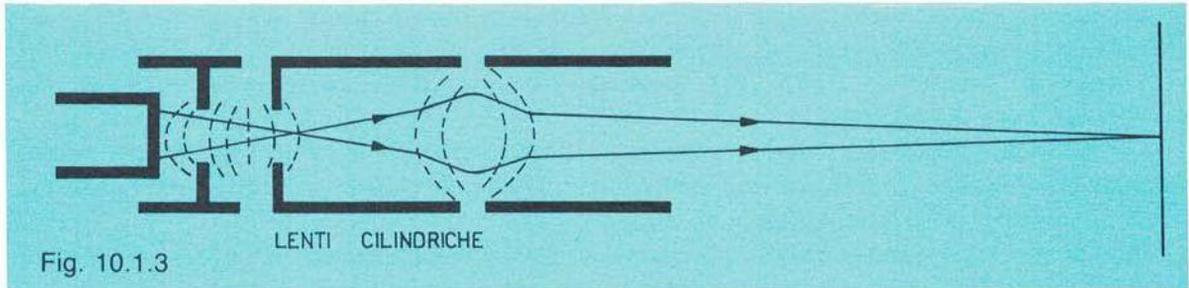
Consideriamo la lente elettronica di tipo b) costituita da due cilindri metallici dello stesso diametro, ai quali è applicata una d.d.p., con il cilindro destro a potenziale maggiore, come illustrato nella fig. 10.1.2.

Il campo elettrostatico è rappresentato dalle superfici equipotenziali.

Gli elettroni entrano nel campo ad elevata velocità e vengono accelerati verso i potenziali maggiori; le forze che agiscono sugli elettroni sono normali alle superfici equipotenziali in ogni punto del campo e presentano una componente radiale che modifica la traiettoria rendendoli convergenti. Il campo elettrico, a sinistra del sistema, tende a far convergere le traiettorie tendenzialmente divergenti rispetto all'asse, mentre il campo a destra provoca divergenza, come riportato appunto in fig. 10.1.2.

Il potere convergente è comunque maggiore poiché, nell'attraversamento del campo divergente (cilindro di destra), essendo il potenziale maggiore, gli elettroni più veloci subiscono una minore deviazione.

L'effetto globale è una concentrazione degli elettroni in un punto assiale del sistema (fig. 10.1.3).



Particolarità delle lenti ottiche è che gli indici di rifrazione variano a scatti fissi, al mutare del mezzo rifrangente, mentre in una lente elettronica le variazioni presentano carattere di continuità.

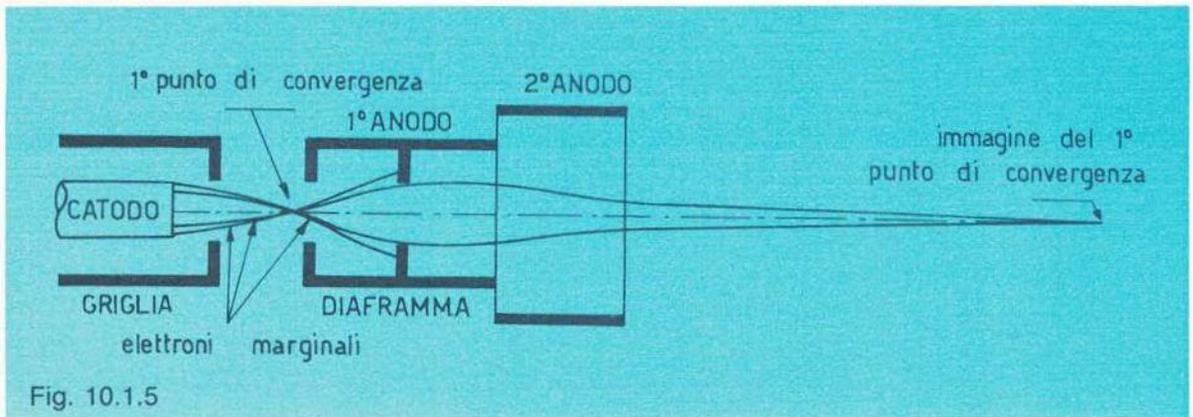
La figura 10.1.4 propone una lente elettrostatica formata da due elementi in serie: il primo comprende la superficie emittente K a potenziale $0V$ e l'elettrodo G_1 , cilindro con apertura a potenziale $-V_1$ che costituisce l'elemento regolatore del flusso elettronico; mentre il secondo è costituito dal cilindro G_2 , anch'esso con apertura assiale alimentato positivamente ($+V_2$).

La funzione di G_1 , detto anche elettrodo Wehnelt è, oltre a quella di controllo del flusso elettronico generato dal catodo K , anche di concentrare gli elettroni stessi nel punto di convergenza o di "crossover" S (fig. 10.1.4): questo punto verrà successivamente focalizzato dagli altri elettrodi del sistema.

Gli elettroni emessi dal catodo vengono accelerati verso G_2 e, sotto l'azione del campo simmetrico, vengono concentrati nel punto di crossover S_1 che si può considerare una sorgente virtuale, di posizione variabile al variare di V_{G1} .

Questa sorgente virtuale alimenta la seconda regione della lente che li fa convergere in un punto che potrebbe essere situato, ad esempio, su una superficie luminescente.

La funzione di tale lente è quella di far convergere questi elettroni su un'areola di una superficie antistante; le aperture D_1, D_2 , di G_2 rappresentano diaframmi che provvedono ad escludere dal fascetto elettronico focalizzato gli elettroni maggiormente inclinati rispetto all'asse orizzontale.



La fig. 10.1.5 presenta la struttura di un cannone elettronico con lente costituita da soli due anodi; il primo, con due diaframmi detto anodo acceleratore, posto subito dopo il punto di crossover, mentre il secondo, con diametro e potenziale maggiore, rappresenta l'elemento focalizzatore, che consente la divergenza degli elettroni che costituiscono il fascetto nel punto di convergenza.

Nel caso di lenti magnetostatiche, gli scopi sono identici a quelli esaminati precedentemente; la diversità sta nel fatto che questi scopi vengono raggiunti adottando campi e forze magnetiche, con i quali gli elettroni, emessi da un catodo ed ancora controllati da un Wehnelt, interagiscono.

Una lente magnetostatica è rappresentata dal solenoide di fig. 10.1.6, dove sono rappresentate anche le linee di forza dell'induzione magnetica prodotta dalla corrente circolante nella bobina stessa (fig. 10.1.6a).

Se un elettrone entra nel campo magnetico con traiettoria parallela all'asse della bobina (fig. 10.1.6b), la componente radiale dell'induzione esercita su di esso una forza che lo accelera fornendogli una velocità sempre maggiore, sino a che l'elettrone raggiunge il piano mediano del campo; oltre questo limite, la componente radiale di induzione si inverte provocando una graduale riduzione della velocità trasversale dell'elettrone, velocità che si annulla allorché l'elettrone si sottrae all'azione del campo, in quanto esce dalla bobina.

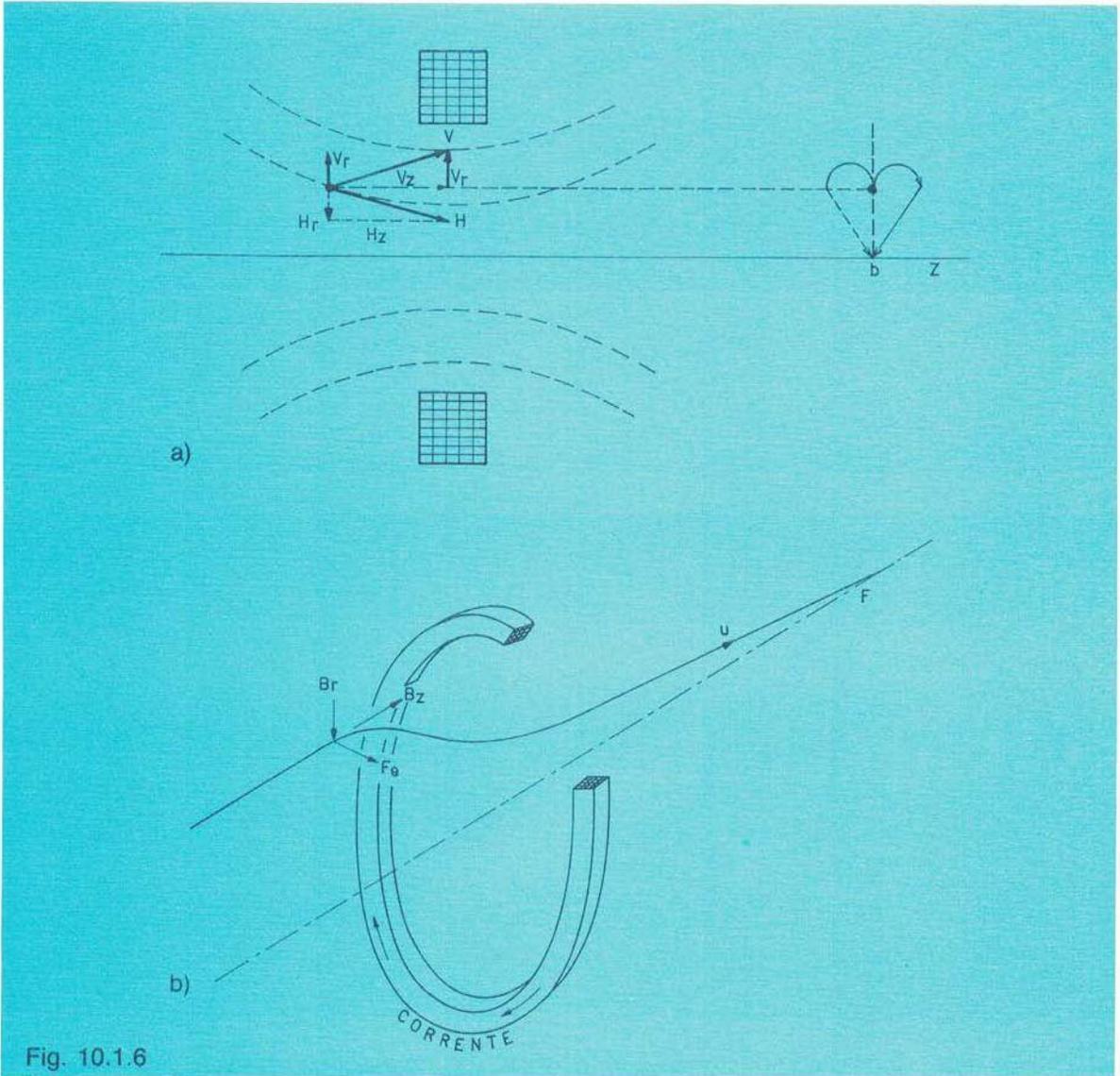


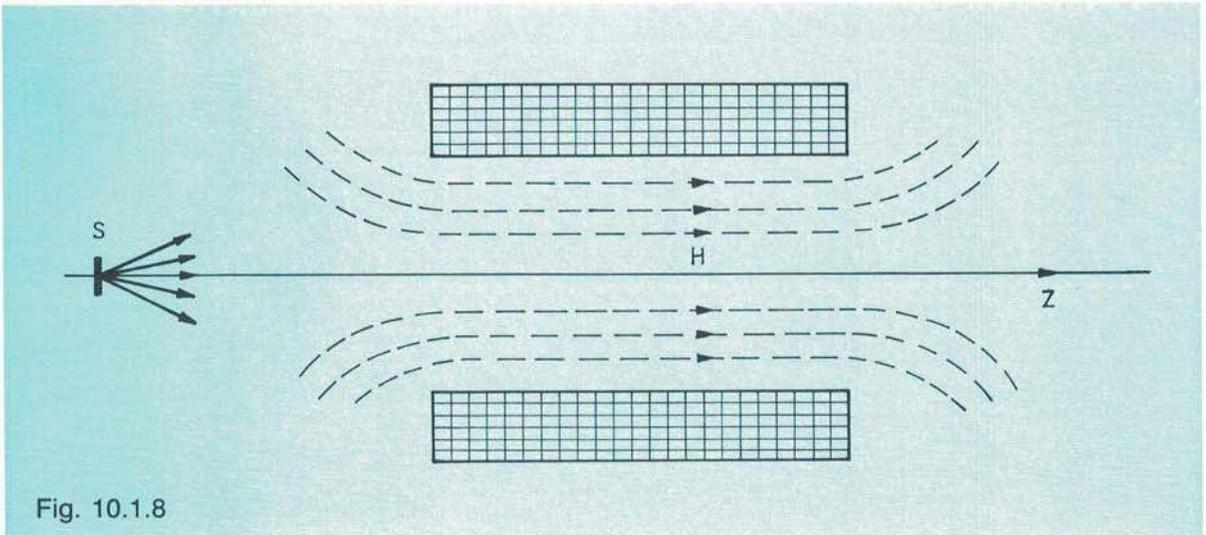
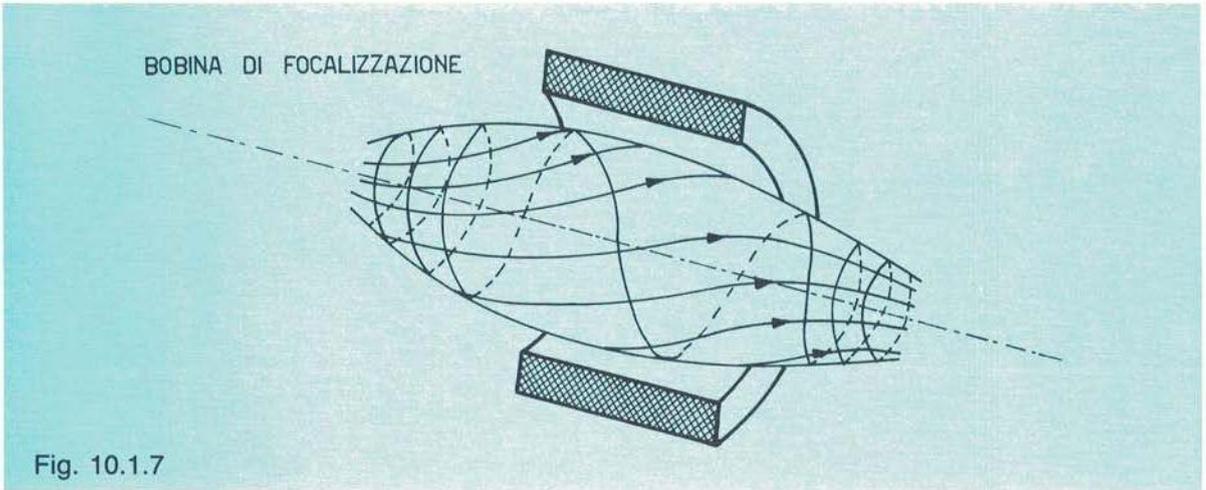
Fig. 10.1.6

Essendo il vettore, che rappresenta la velocità, perpendicolare all'asse del solenoide, la forza che ne deriva lo farà convergere verso l'asse stesso, con una traiettoria rettilinea che lo intersecherà.

In altri termini l'elettrone si muove nel campo magnetico con moto a spirale a velocità trasversale crescente nella parte "entrante" del campo e decrescente in quella uscente (fig. 10.1.7).

Invertendo la direzione del campo magnetico, l'effetto convergente sugli elettroni non varia mentre cambia il verso di rotazione attorno all'asse.

Una seconda lente magnetostatica ad effetto lungo, tipicamente focalizzatrice, è riportata in fig. 10.1.8. Se gli elettroni che compongono il fascetto elettronico avessero tutti una traiettoria assiale, privi cioè della componente radiale, la bobina risulterebbe inutile in quanto non eserciterebbe alcuna azione su di essi.



Poiché parte degli elettroni escono con direzioni inclinate rispetto all'asse della bobina, il campo assiale provoca il moto rotazionale esaminato che, combinato con il moto proprio assiale, produce il movimento elicoidale (fig. 10.1.7).

10.2 Deflessione elettrostatica e magnetica

Il pennello elettronico, focalizzato come visto mediante sistemi elettrostatici o magnetici, viene deflesso su di una superficie mediante sistemi analoghi. Esistono pertanto due modi tipici di deflessione: elettrostatica e magnetica. Il sistema elettrostatico prevede una coppia di elettrodi, definiti placchette, alimentate con una d.d.p. in modo che tra loro si stabilisca un campo elettrico perpendicolare al piano delle placchette stesse e che, con buona approssimazione, si può considerare uniforme.

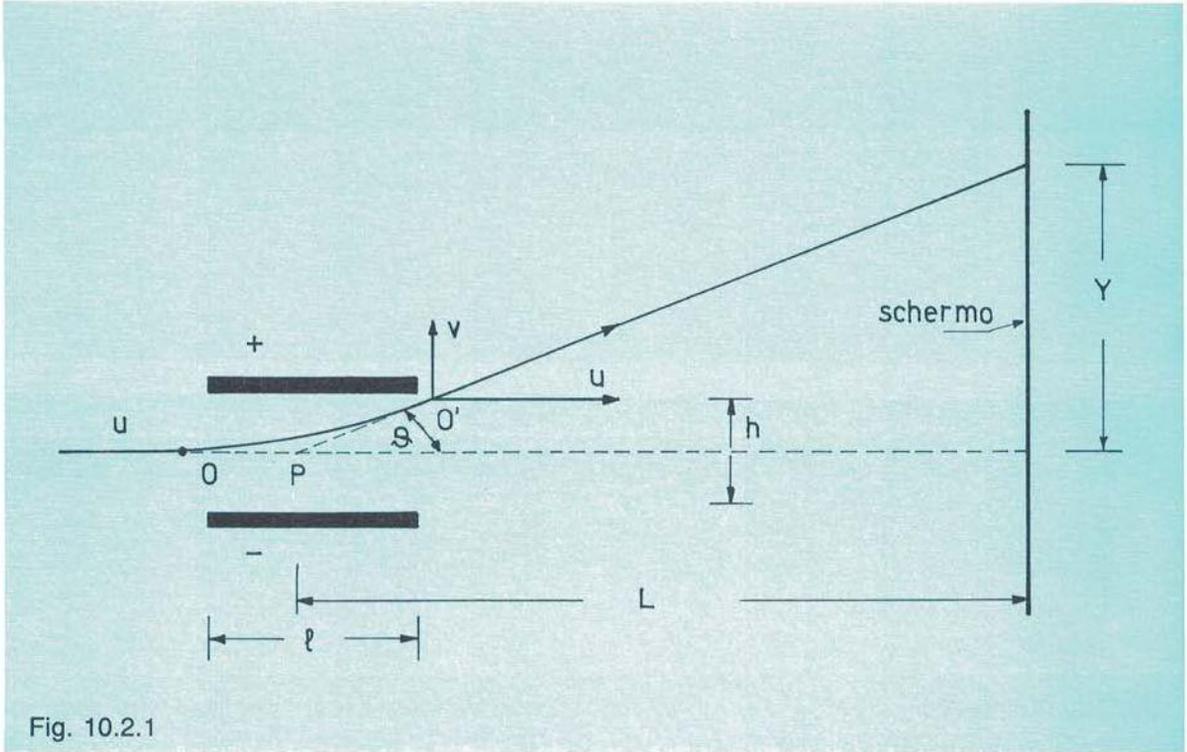


Fig. 10.2.1

Un elettrone entrante in questo campo subisce una deviazione verso la placca positiva con una traiettoria parabolica, che diviene rettilinea all'uscita del campo stesso, come illustra la fig. 10.2.1.

Il campo elettrico E agente sull'elettrone è dato dal rapporto:

$$E = \frac{V}{h}$$

dove h è la distanza fra le placchette e V la d.d.p applicata.

La sensibilità di deviazione, intesa come rapporto tra la deviazione subita dal punto focalizzato sul piano (Y di fig. 10.2.1) e la tensione V che l'ha provocata, è data dalla relazione:

$$S = \frac{l \cdot L}{2hV} \quad [1]$$

Dalla [1] si rileva che la sensibilità, normalmente espressa in mm/V , è inversamente proporzionale alla tensione acceleratrice V , a parità di h , ossia di distanza tra le due placchette. Quindi un incremento di S è ottenibile avvicinando le placchette che vengono strutturate in forma divergente (fig. 10.2.2), in modo da non costituire ostacolo alla traiettoria degli elettroni stessi.

Nei cinescopi, dove la superficie esplorata è molto maggiore di quella dei tubi oscillografici, la deflessione del pennellino elettronico è magnetica e viene effettuata mediante i campi magnetici prodotti da bobine contenute nell'unità definita, appunto, giogo di deflessione, posto sul collo del cinescopio stesso.

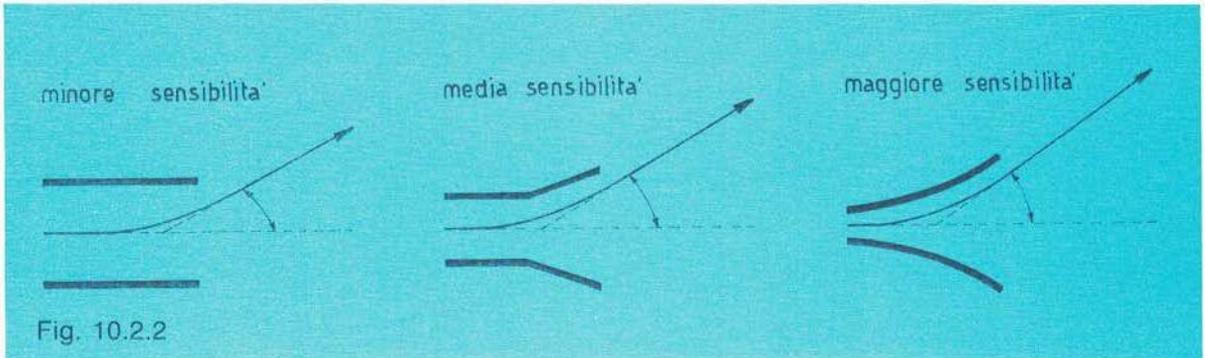


Fig. 10.2.2

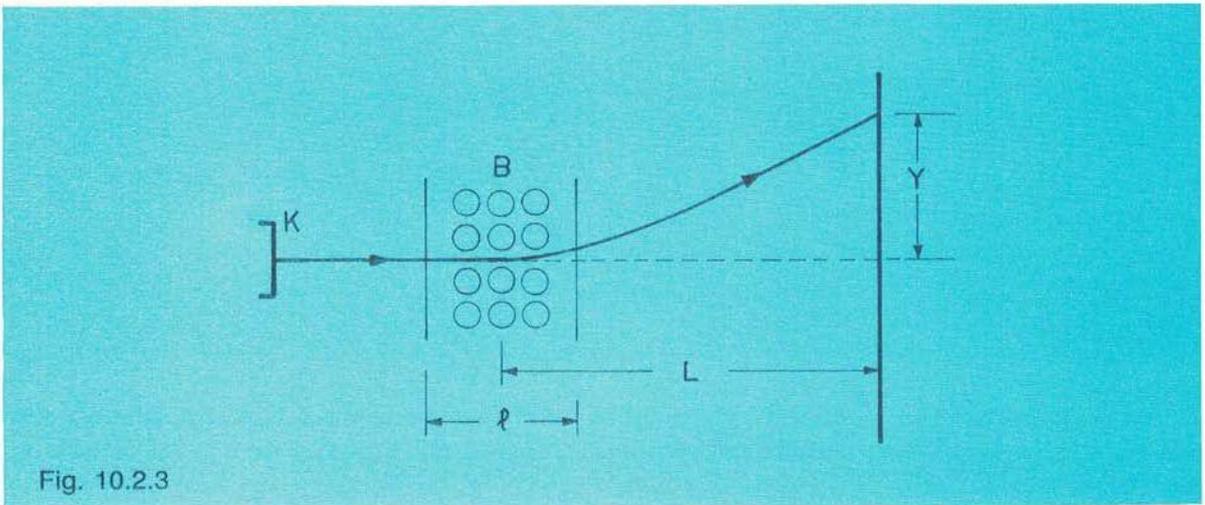


Fig. 10.2.3

In questo tipo di deviazione, con riferimento alla fig. 10.2.3, la sensibilità è definita come rapporto:

$$\frac{Y}{B} = \frac{lL}{\sqrt{V_{acc}}} \sqrt{\frac{e}{2m_e}}$$

dove:

- Y : deviazione del fascetto
- l : lunghezza assiale del giogo
- L : distanza tra il centro del giogo e lo schermo
- B : induzione magnetica
- V_{acc} : tensione di accelerazione
- e : carica dell'elettrone
- m_e : massa dell'elettrone

A parte il rapporto carica-massa, la sensibilità è inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione acceleratrice per cui, in tal caso, si possono adottare valori maggiori di V_{acc} senza penalizzare eccessivamente la sensibilità stessa.

10.3 L'oscilloscopio

La trasformazione dell'energia elettrica, posseduta da un fascetto elettronico, in energia luminosa avviene mediante l'impatto degli elettroni ad elevata velocità contro sostanze fluorescenti depositate su una superficie; il fenomeno viene definito fluorescenza.

Se terminata la causa (l'impatto violento degli elettroni), l'emissione di luce da parte della superficie perdura, il fenomeno luminoso prende il nome di fosforescenza. Si tratta di due fenomeni di emissione luminosa da parte di determinate sostanze a bassa temperatura, anche se il limite tra fluorescenza e fosforescenza non è rigoroso ma è funzione del tempo di persistenza del materiale adottato.

Possiamo classificare pertanto:

- superfici a breve persistenza, dove la durata del fenomeno di fosforescenza è dello stesso ordine di tempo richiesto per dar luogo ad una fluorescenza costante. Tale tempo varia tra $20 \mu s \div 1 ms$.
- superfici a media persistenza, in cui la fosforescenza non dura oltre qualche secondo.
- superfici a lunga persistenza, in cui la fosforescenza dura sino a qualche minuto.

Le sostanze solide, che consentono l'emissione luminosa sotto l'effetto "urto" da parte degli elettroni, vengono definite "fosforiche". I fosfori, che per loro natura non sono fluorescenti, ma divengono tali dopo aggiunta di un metallo attivatore (rame, argento, ecc.), sono definiti attivati ed in essi tale operazione condiziona la composizione spettrale. I non attivati sono ovviamente fluorescenti per natura.

I vari tipi di fosforo presentano una loro curva di risposta nello spettro luminoso con prevalenza a certe frequenze per cui, nel caso di una superficie fosforica ad emissione di luce bianca, verranno impiegati fosfori di vario tipo, il cui effetto combinato dà luogo alla luminescenza richiesta.

Nel caso dell'oscillografo, sulla superficie luminescente ricoperta da questi materiali fosforici viene visualizzato il fenomeno che si intende osservare. L'oscillografo è uno strumento di misura e di analisi dotato di un indice, il pennello elettronico, quasi privo di inerzia.

Il tubo a raggi catodici (fig. 10.3.1) in cui è praticato il vuoto spinto, è ancora costituito dal solito catodo emettitore di elettroni, il cui flusso è regolato dal Wehnelt, dal diaframma *A* che evita le dispersioni laterali degli elettroni, da due coppie di placchette deflettrici, mentre sullo schermo *S* è "fissato" il materiale luminescente.

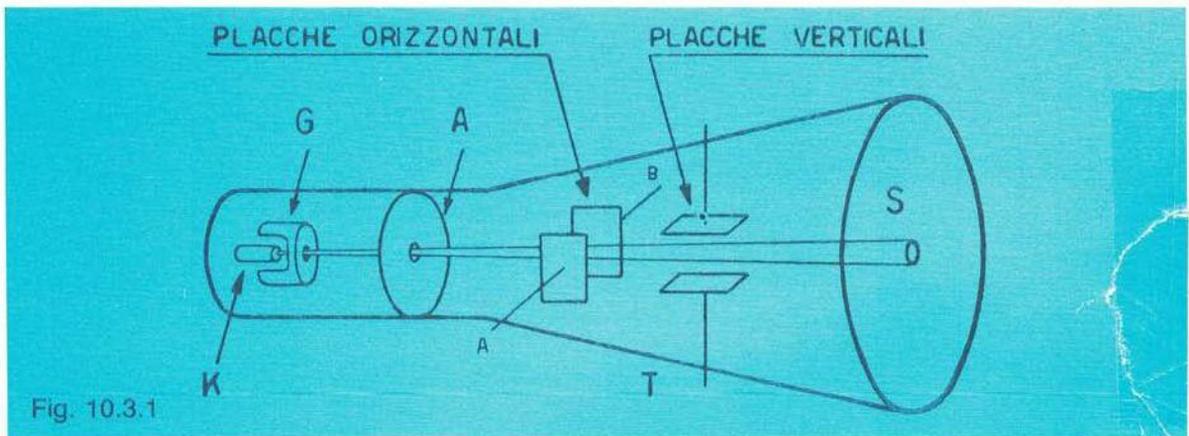


Fig. 10.3.1

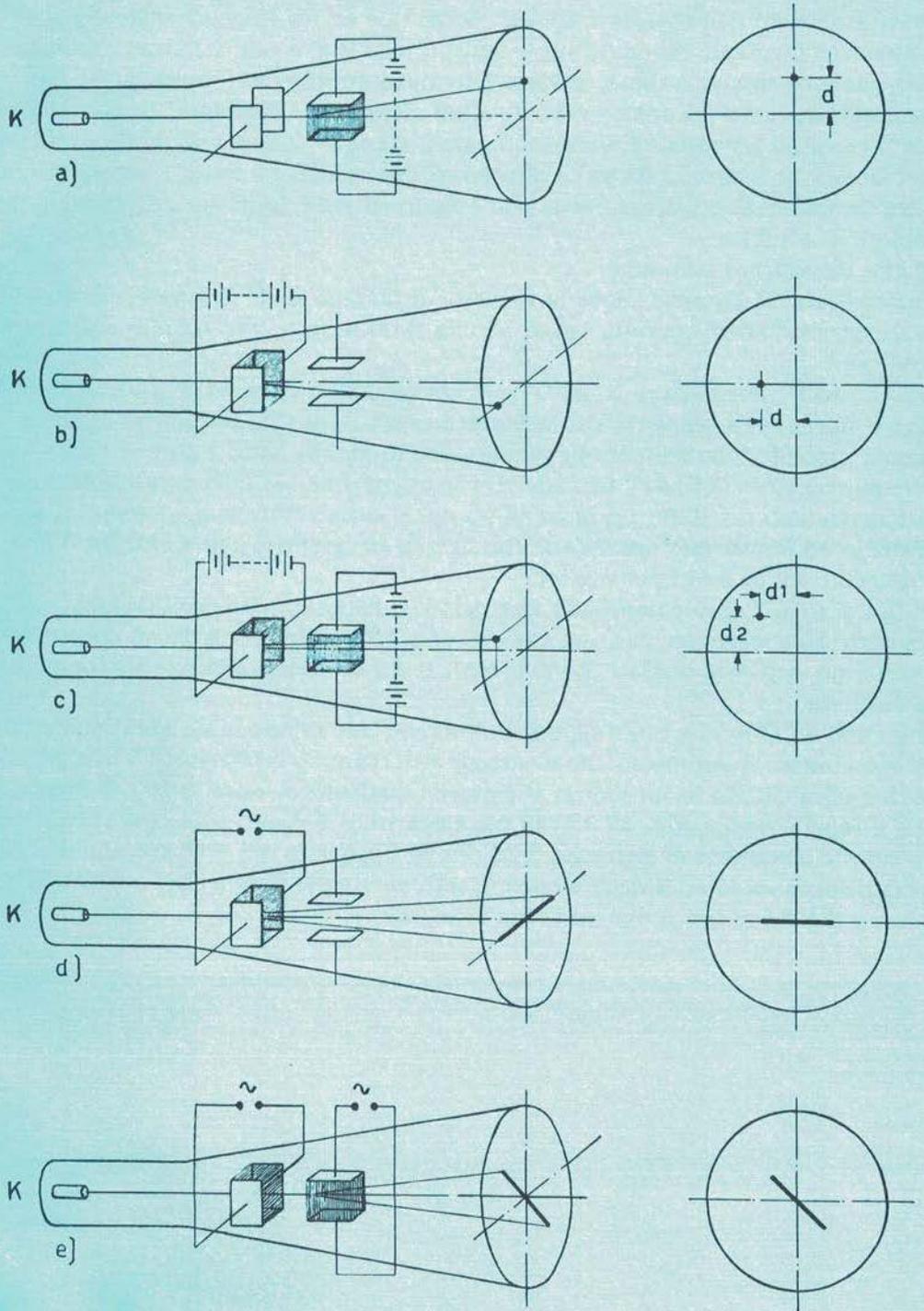


Fig. 10.3.2

DIVERSI RAPPORTI DI FREQUENZA	Rapporto fra le due frequenze	IMMAGINE	Rapporto fra le due frequenze	IMMAGINE	Rapporto fra le due frequenze	IMMAGINE
	$\frac{5}{4}$		$\frac{8}{6}$		$\frac{7}{5}$	
	$\frac{6}{4}$		$\frac{5}{3}$		$\frac{7}{4}$	
	$\frac{9}{2}$		$\frac{16}{3}$		$\frac{6}{1}$	

Sfasamento fra le due frequenze	180°	135° oppure 225°	90° oppure 270°	45° oppure 315°	0°
FREQUENZE UGUALI	 A	 B	 C	 D	 E
FREQUENZE AVENTI UN RAPPORTO 2:1	 F	 G	 H	 I	 J

Fig. 10.3.3

Dalla fig. 10.3.2 notiamo che, se alle placchette deflettrici si applicano potenziali continui, il pennello elettronico non ecciterà l'elemento luminescente al centro come in assenza di potenziale, ma in un punto di ordinata d_2 e ascissa d_1 , valori proporzionali alle d.d.p. applicate.

Infatti, in relazione all'ampiezza ed al segno del potenziale che si applica alle placchette, il fascetto risulterà spostato in un verso o nel verso opposto di una quantità pari ad un segmento più o meno grande. Se la tensione che si applica ad esempio alla coppia di placchette AB ,

indicata in figura 10.3.1, è tale da rendere la placca B positiva rispetto alla A , il fascetto si sposterà verso B , perché da essa attratto, e si sposterà verso A nel caso A sia positivo rispetto a B . Se alla coppia di placchette viene applicato un potenziale alternativo, il fascetto risulterà sottoposto ad un campo diretto alternativamente prima in un senso e poi nel senso contrario ed in tal caso descriverà sullo schermo fluorescente un segmento luminoso, la cui lunghezza dipende dal valore massimo della tensione applicata.

Se alle due coppie vengono applicate contemporaneamente due tensioni, il fascetto si troverà sottoposto a due campi di forza ortogonali l'uno rispetto all'altro ed il fascetto elettronico si sposterà secondo la risultante.

Nel caso, ad esempio, che le due tensioni sotto esame siano tensioni di uguale frequenza, sullo schermo oscillografico apparirà una retta o un'ellisse (caso particolare un cerchio) a seconda che le tensioni siano in fase o sfasate tra loro (fig. 10.3.2).

Se le tensioni sotto esame hanno frequenze i cui valori stiano in rapporto tra loro come numeri razionali, sullo schermo oscillografico appariranno le figure di Lissajous (fig. 10.3.3). Nel caso si voglia analizzare la forma di una tensione o di una corrente, sarà necessario applicare ad una coppia di placche la tensione in esame e all'altra una tensione che vari in modo lineare col tempo (asse dei tempi).

Per effettuare l'analisi di un fenomeno periodico, si applica alle placche verticali una tensione i cui valori siano proporzionali a quelli della grandezza in esame, mentre le placche orizzontali saranno alimentate con una tensione che varia linearmente nel tempo. In altri termini è necessario stabilire fra queste placche un campo elettrico capace di imprimere al fascio elettronico una velocità costante (in senso orizzontale) per tutto il tempo impiegato dal fascio per andare da una estremità all'altra dello schermo ed un ritorno rapido al punto iniziale.

Per la sua forma caratteristica, questa tensione, funzione lineare del tempo, viene denominata a dente di sega. Il primo tratto, lentamente ascendente, corrisponde al periodo di visualizzazione del diagramma. Il secondo tratto, a fronte ripido, corrisponde al periodo di ritorno. La figura 10.3.4 indica il tipico andamento di una tensione a dente di sega.

L'andamento di questa tensione si ottiene con particolari circuiti che riteniamo noti a tutti e sui quali, pertanto, non ci soffermiamo.

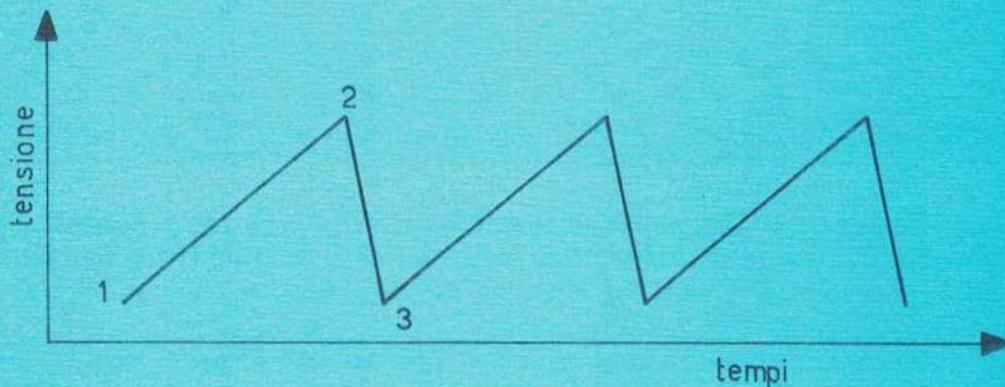


Fig. 10.3.4

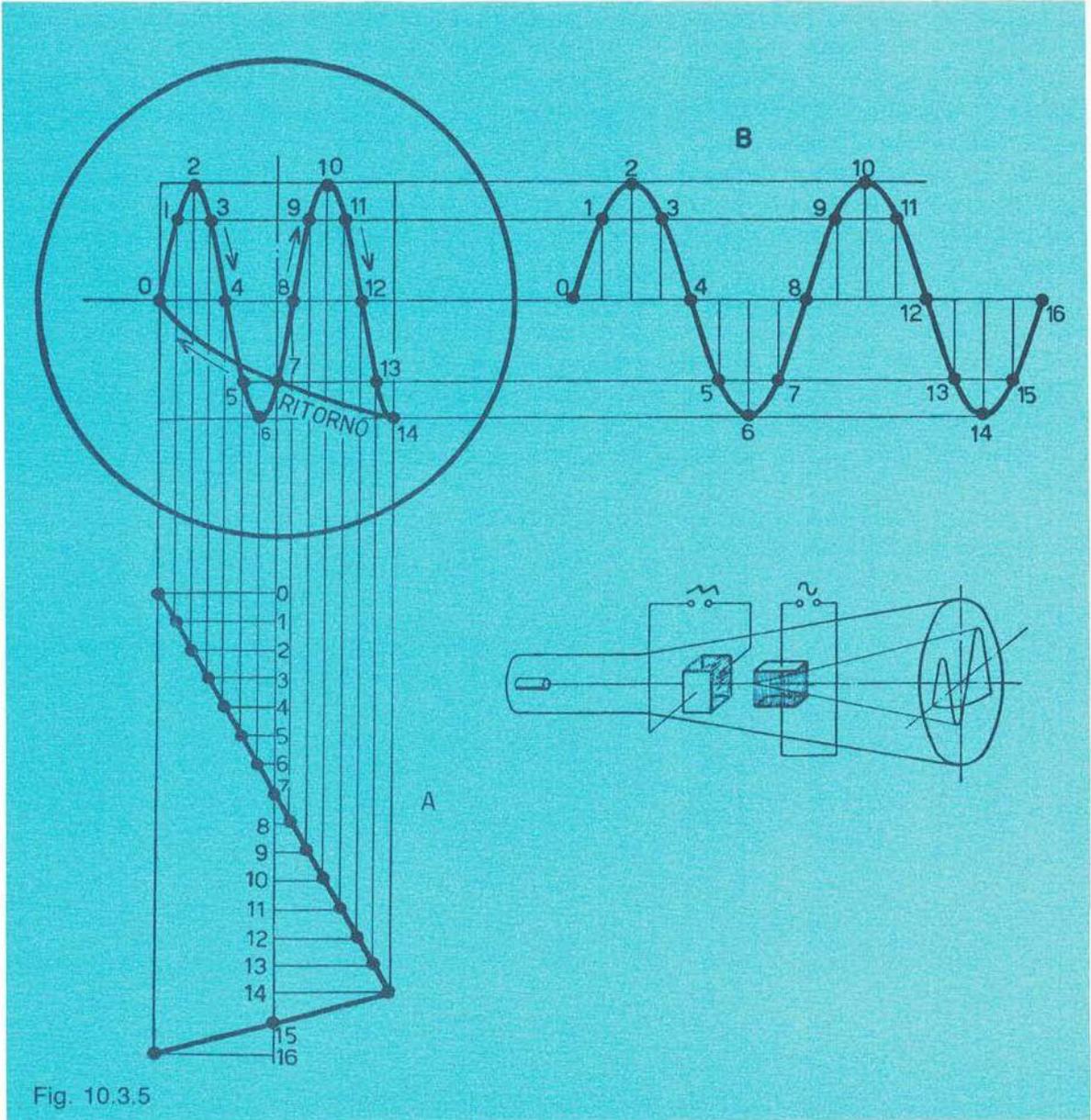


Fig. 10.3.5

Al fine di ottenere un'immagine fissa è necessario che la frequenza della tensione della base dei tempi sia uguale o multipla della frequenza della grandezza in esame.

Nel diagramma della figura 10.3.5 è indicata la curva risultante dalla composizione delle tensioni applicate alle due coppie di placche. La curva *A* è la tensione a dente di sega fornita dall'oscillografo stesso; la curva *B* è la tensione da rilevare sullo schermo che, nel caso specifico, è sinusoidale.

Per quanto riguarda l'asse verticale (grandezza in esame), la coppia di placchette deve essere alimentata tramite un amplificatore la cui larghezza di banda sia idonea ad accogliere l'informazione esaminata, con il sufficiente guadagno.

L'asse dei tempi orizzontale consentirà la generazione della tensione funzione lineare del tempo, con la frequenza (variabile a scatti e in modo continuo) e l'ampiezza adeguate alle forme d'onda esplicitate sullo schermo. Allo scopo di ottenere un'immagine fissa della forma d'onda è necessario che la frequenza della tensione a dente di sega risulti eguale o multipla di quella del fenomeno analizzato.

Un ingresso esterno permette di sincronizzare l'asse dei tempi con impulsi non generati nell'interno dello strumento, in modo da "agganciare" perfettamente, mediante regolazione portata a pannello, la deviazione orizzontale con impulsi esterni sincroni al fenomeno in visione.

Dovendo controllare contemporaneamente due o più grandezze, vengono impiegati oscillografi a doppia o anche multi-traccia dove, per il primo caso, vengono riuniti due oscillografi in uno con tubi a doppio cannone e doppia coppia di placchette deflettrici.

Con i multi-traccia è spesso impiegato un commutatore elettronico molto veloce che alterna sulla coppia verticale le varie grandezze da esaminare mentre in orizzontale l'asse dei tempi è comune alle varie tracce; pertanto i fenomeni che si controllano devono risultare sincroni tra loro.

Il centraggio dell'oscillogramma è regolabile agendo su comandi esterni che variano la polarizzazione continua alle placchette.

11.1 Cinescopio monocromo

Come visto nel capitolo precedente, il fenomeno della luminescenza viene sfruttato per osservare, su uno schermo costituito da materiali fosforici, fenomeni vari come forme d'onda, grandezze impulsive, segnali elettrici particolari, ecc.

Tale fenomeno viene sfruttato anche nel campo della riproduzione elettronica di un'immagine televisiva.

Nel cinescopio monocromo, funzionante come un tetrodo, gli elettroni emessi dal catodo e controllati ancora dalla griglia G_1 , vengono concentrati in un fascio focalizzato su uno schermo fosforico a persistenza media.

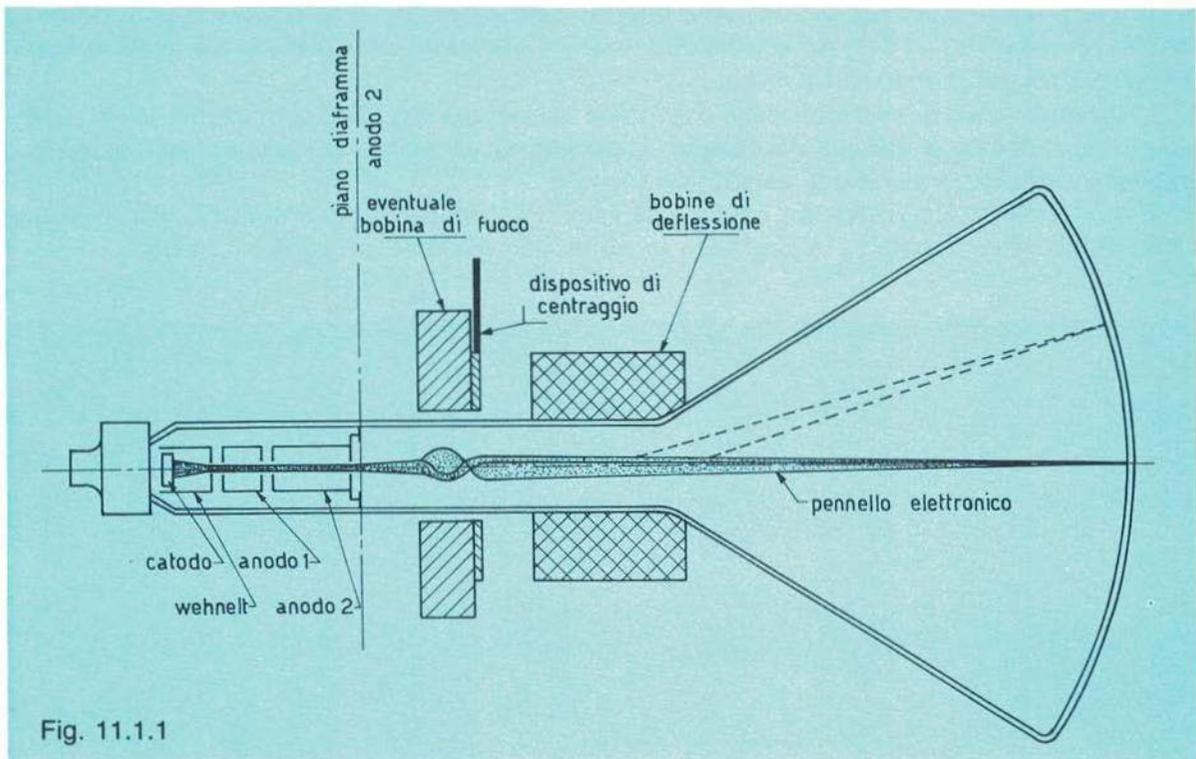


Fig. 11.1.1

Il fascetto elettronico fortemente accelerato acquista energia cinetica, parzialmente trasformata in energia luminosa mediante impatto sullo schermo luminescente.

Nel capitolo precedente abbiamo accennato sia ai sistemi focalizzanti che a quelli di deflessione, per cui in questa sede precisiamo esclusivamente il ruolo dei diversi settori componenti il tubo a raggi catodici o cinescopio (fig. 11.1.1)

Esaminiamo un cannone elettronico tradizionalmente composto:

- catodo con filamento riscaldatore per ottenere l'emissione degli elettroni costituenti il pennello.
- G_1 o elettrodo di Wehnelt con potenziale inferiore a quello del catodo con funzione di controllo del flusso elettronico.
- primo anodo con azione convergente sul fascetto; inoltre, essendo interposto tra G_1 e il secondo anodo, rende il flusso elettronico indipendente dal potenziale dell'anodo A_2 .
- anodo A_2 che, con il precedente, costituisce la lente elettrostatica ed è alimentato da una tensione elevata ($10 \div 15 \text{ KV}$) che consente la necessaria accelerazione onde ottenere la dovuta luminosità dello schermo che, con buona approssimazione vale: $K \cdot I_{\text{Fascio}} \cdot V_{A_2}$

Soprattutto nei tubi a grande angolo deflettente si adotta la focalizzazione elettrostatica sia per la maggiore stabilità che per minor ingombro e peso dovuti, nel caso di focalizzazione magnetica, alla relativa bobina.

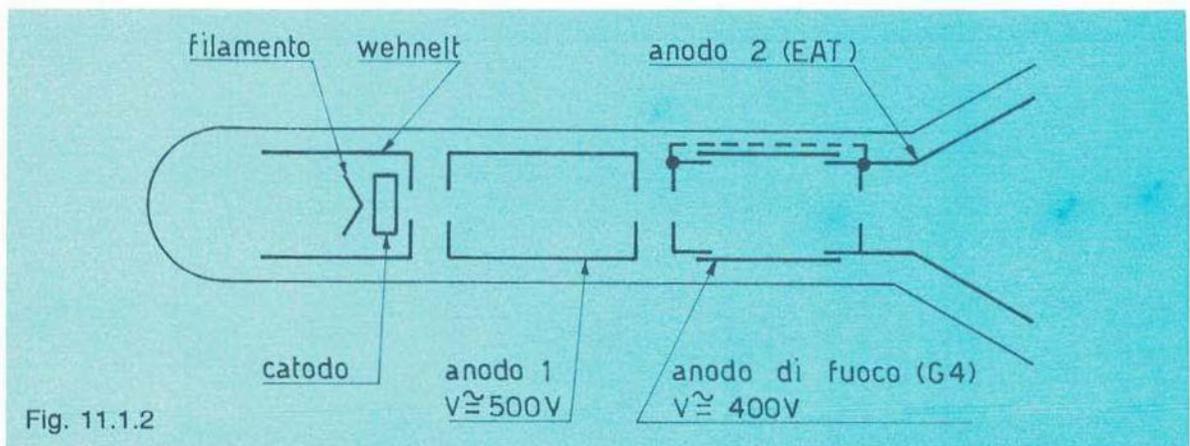
Nei tubi a focalizzazione elettrostatica il cannone elettronico è dotato di un elettrodo supplementare G_4 , come riportato in fig. 11.1.2.

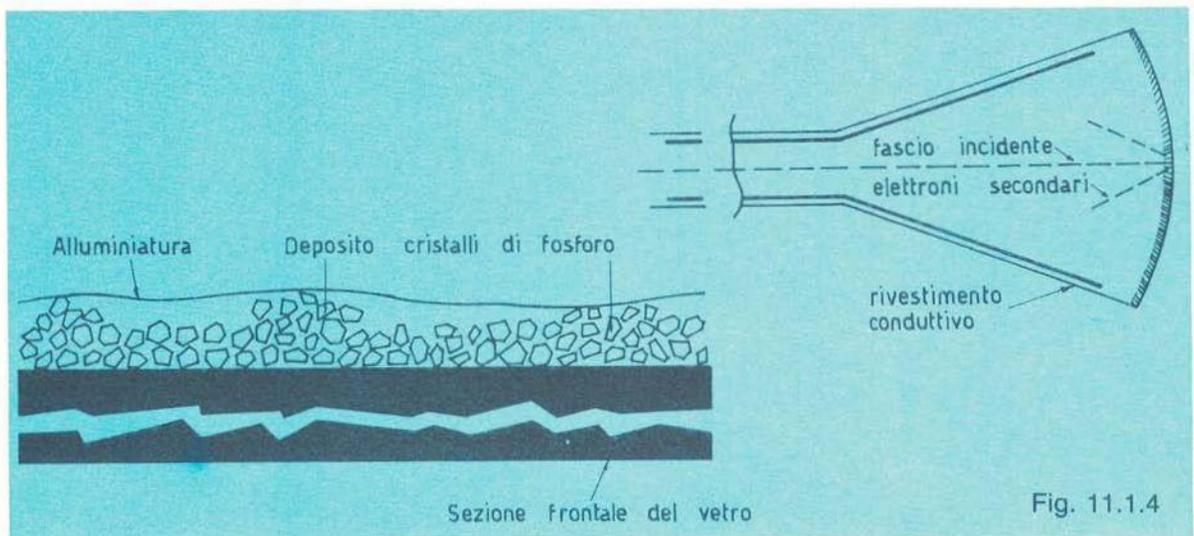
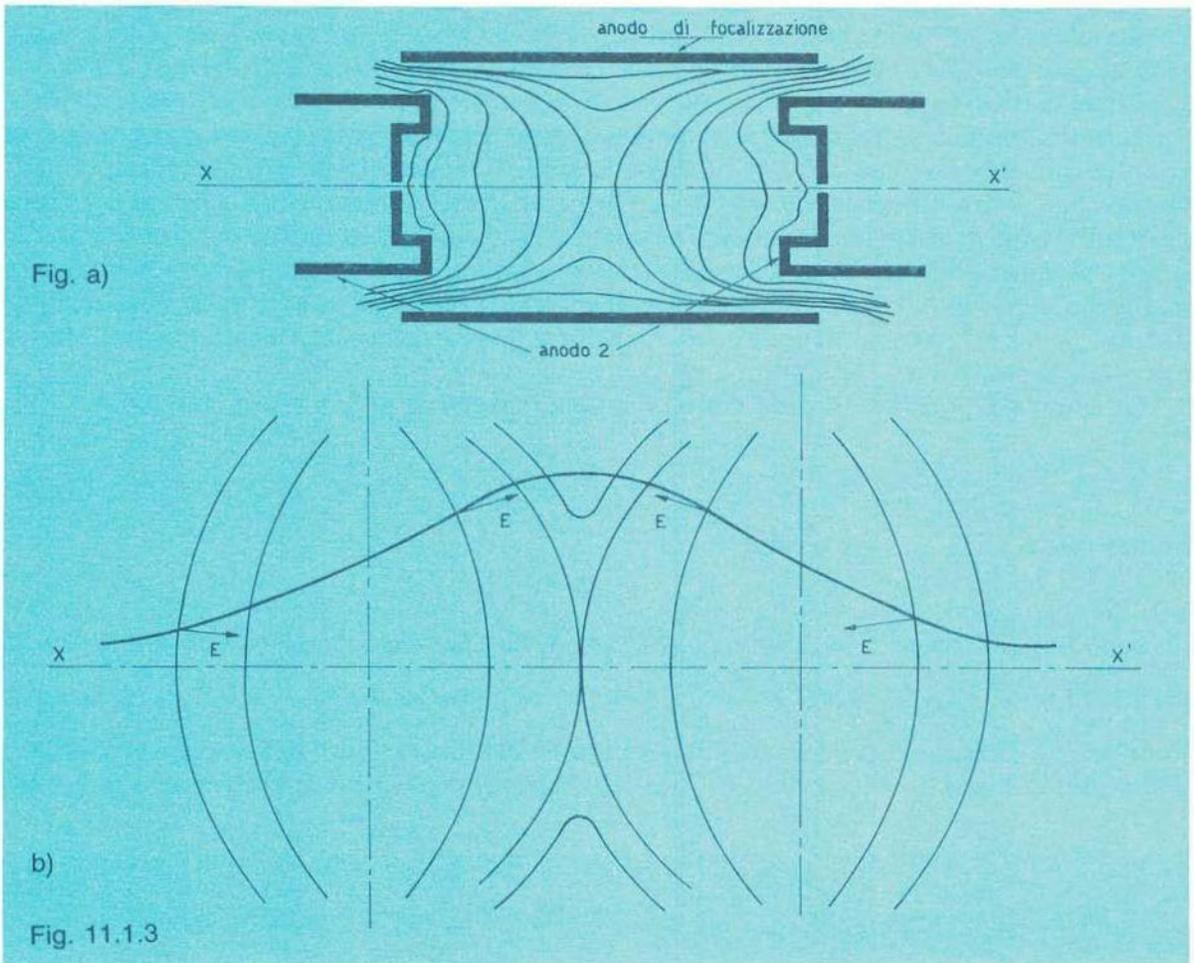
L'insieme G_4/A_2 è assimilabile ad una lente elettrostatica simmetrica, le cui superfici equipotenziali sono rappresentate in fig. 11.1.3a, mentre la fig. 11.1.3b riporta la traiettoria di un elettrone nell'attraversamento della lente elettrostatica presentata.

In quasi tutti i cinescopi la superficie interna dello schermo, oltre al rivestimento luminescente, prevede (fig. 11.1.4) un sottilissimo strato d'alluminio dello spessore di circa $0,1 \mu\text{m}$ depositato per diffusione sotto vuoto.

L'alluminatura dello schermo, che costituisce uno strato metallico conduttore, evita gli effetti deleteri di carica spaziale del fascetto incidente, anche se tale processo comporta un incremento dell'alta tensione dell'anodo acceleratore.

Essendo uno strato riflettente, esso rinvia verso lo spettatore la luce che altrimenti verrebbe orientata verso l'interno, migliorando in tal modo la luminosità ed il contrasto.





Nei cinescopi la deflessione è magnetica ed il relativo giogo comporta una coppia di bobine per la scansione orizzontale mentre una seconda provvede a quella verticale. Tale giogo è montato sul collo dell'ampolla a vuoto spinto che costituisce il cinescopio (fig. 11.1.1)

Come esaminato in precedenza, tale tipo di deflessione è vantaggioso dal punto di vista della sensibilità di deviazione (espressa in $mm/Gauss$) anche se la costruzione del giogo, e la sua alimentazione con una corrente funzione lineare del tempo, risulta più complessa, semplificando per contro quella del cinescopio. Come nel caso dell'oscillografo, anche qui il sistema deve provvedere a deflettere a velocità costante il pennellino elettronico, onde assicurare linearità al sistema. Poiché la bobina deflettitrice è costituita da una componente resistiva e da una componente induttiva, la corrente funzione lineare del tempo, circolante in essa, richiede una d.d.p. che è la somma di quella che si stabilisce ai capi della componente resistiva e della componente reattiva.

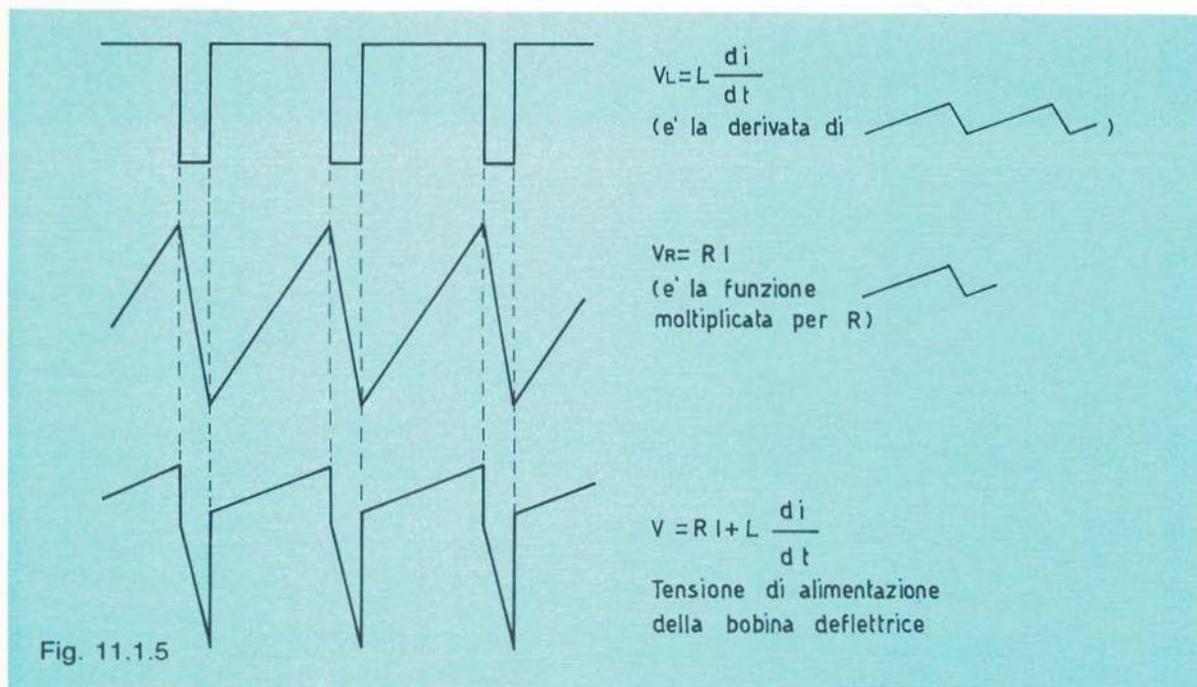
La componente reattiva i della corrente in una induttanza pura prevede una d.d.p.:

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

mentre quella ai capi di un resistore:

$$V_R = RI$$

Supposta la i , come richiesto, una funzione lineare del tempo, le grandezze V_L , V_R , i e la grandezza $V = V_R + V_L = RI + L \frac{di}{dt}$ sono come riportate in fig. 11.1.5. Se il fascetto elettronico è diretto lungo l'asse del tubo e l'azione del campo magnetico è perpendicolare a detto asse, la forza di spostamento del pennello sarà normale al piano determinato dalle due



precedenti direzioni. Il campo magnetico occupa una parte assai piccola della lunghezza del tubo così, sotto l'azione del campo magnetico, il pennello descriverà una parte di elicoide (vedi fig. 10.1.7) sfuggendo al campo stesso tangenzialmente.

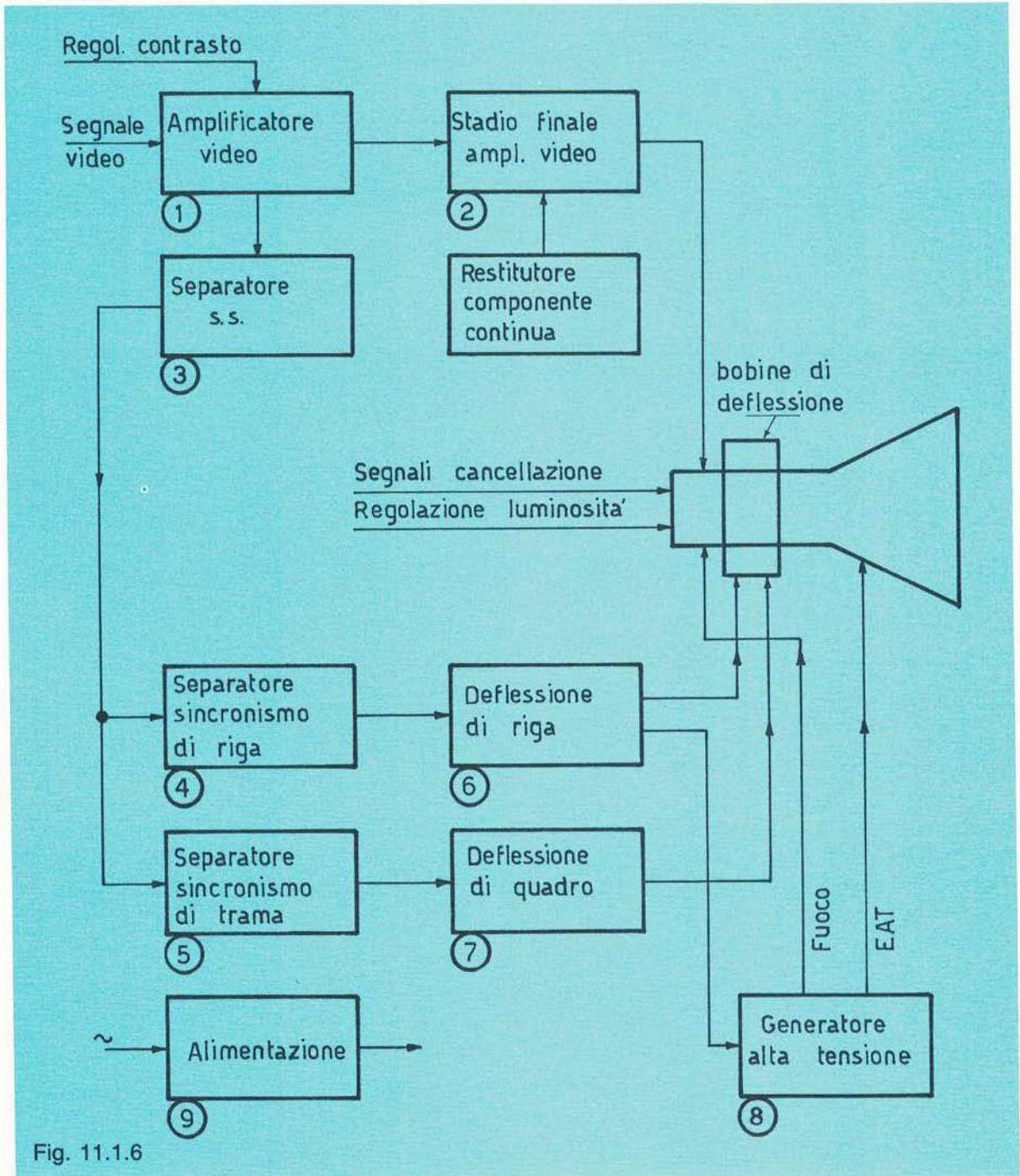


Fig. 11.1.6

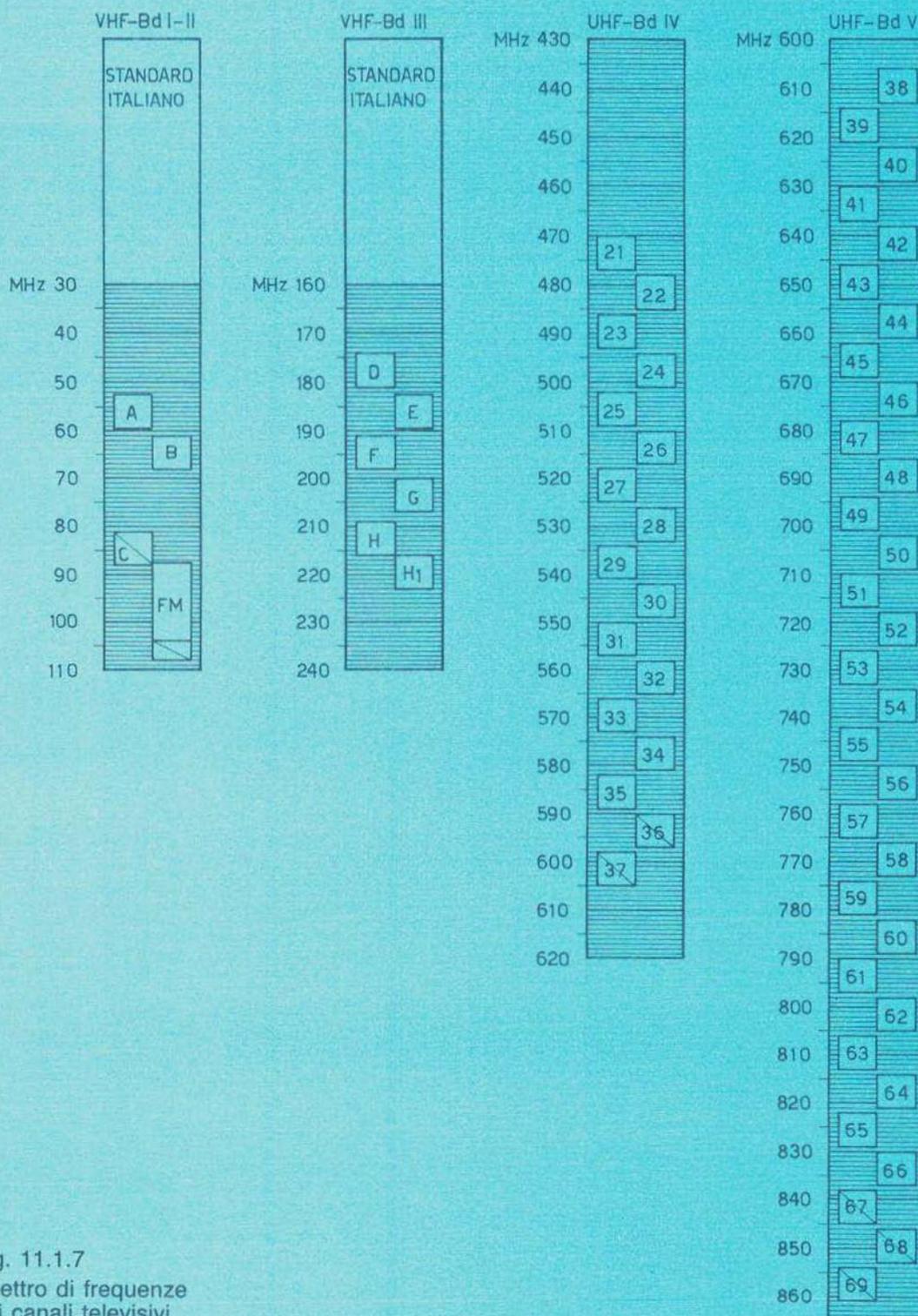


Fig. 11.1.7
Spettro di frequenze
dei canali televisivi

Le bobine deflettrici che formano il giogo saranno percorse entrambe da correnti, funzioni lineari del tempo a frequenza differente, normalmente di riga (deflessioni orizzontali) e di quadro (deflessioni verticali).

Il pennello elettronico subirà l'azione combinata dei due campi e, nel caso specifico, lo schermo televisivo risulterà esplorato per righe successive, che non saranno perfettamente orizzontali ma leggermente inclinate, proprio perché il pennello che le traccia è sottoposto all'azione combinata dei due campi magnetici.

Lo spostamento del fascetto è, come già rilevato a differenza della deviazione elettrostatica, inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione acceleratrice e direttamente proporzionale sia alla lunghezza del cinescopio che al campo magnetico H .

Il processo di trasformazione – segnale video/immagine ottica – è in relazione con la caratteristica di trasferimento i_a/V_g del cinescopio, la quale esprime quella esistente tra la tensione della G_1 (Wehnelt) e l'intensità del fascetto che, incidendo sullo strato luminescente, provoca l'emissione di luce proporzionale alla sua intensità.

Tale legge, come visto nel paragrafo 1.7, non è lineare e la sua compensazione viene attuata mediante una correzione che distorce in modo complementare il segnale video all'atto della ripresa (correzione del gamma).

Tale informazione, che rispecchia i valori luminosi dell'immagine analizzata, viene applicata appunto tra la G_1 ed il catodo in modo da modulare in intensità il fascio elettronico.

La riproduzione di un raster geometricamente corretto è demandato alle correnti deflettrici di cui abbiamo poc'anzi fatto cenno.

Le grandezze idonee a generare tali correnti sono fornite da oscillatori a rilassamento sia a frequenza di riga che di quadro. Questi ovviamente dovranno essere sincronizzati dai segnali significativi contenuti nell'informazione supersincrono inserita durante il periodo del nero. Pertanto si rende necessaria la separazione tra il segnale video vero e proprio (ricordiamo che si estende su valori positivi) ed il supersincrono (valori negativi).

Da quest'ultima informazione, mediante differenziatore ed integratore, si discriminano gli impulsi, a frequenza di 15625 Hz e 50 Hz rispettivamente, che fissano rigidamente i tempi di scansione del televisore.

La fig. 11.1.6 fornisce uno schema a blocchi che sintetizza la parte del ricevitore descritta.

Per quanto concerne i circuiti AF e FI ampiamente descritti dall'autore nel volume "Pratica della ricezione video a colori" edito dall'Antonelliana, ed al quale demandiamo, riproponiamo in questa sede i principi fondamentali.

Il segnale a radiofrequenza fornito dall'antenna ricevente e compreso tra $100\ \mu V$ e alcune decine di mV alimenta, tramite uno stadio amplificatore separatore, il convertitore di frequenza di tipo supereterodina che consente di trasporre qualsiasi frequenza portante di un determinato canale in una frequenza fissa, detta frequenza intermedia.

Poiché i canali televisivi si estendono da poche decine a molte centinaia di MHz (fig. 11.1.7), risulta evidente la difficoltà di ottenere circuiti comuni funzionanti correttamente in uno spettro di frequenze così ampio.

Al variare del canale ricevuto occorrerebbe effettuare pertanto notevoli cambiamenti circuitali, se non di taratura e messa a punto, con costi ed operatività inaccettabili.

La conversione di frequenza consente una brillante soluzione del problema e la fig. 11.1.8 ne riporta lo schema a blocchi.

Il preamplificatore seleziona una certa frequenza ricevuta F_R tra tutte quelle presenti allo stadio di ingresso d'antenna, mediante circuiti risonanti a basso Q; come accennato, questo

11.1 CINESCOPIO MONOCROMO

circuito costituisce altresì un efficace elemento separatore tra l'antenna e l'oscillatore locale F_L , in modo da evitare l'irradiazione di quest'ultimo da parte dell'antenna.

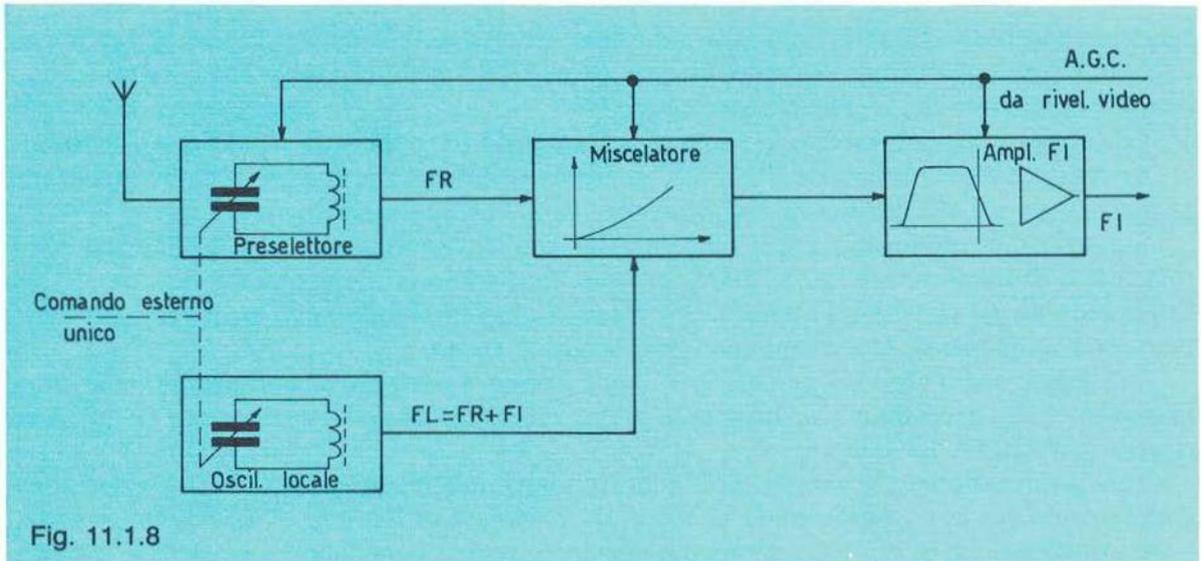


Fig. 11.1.8

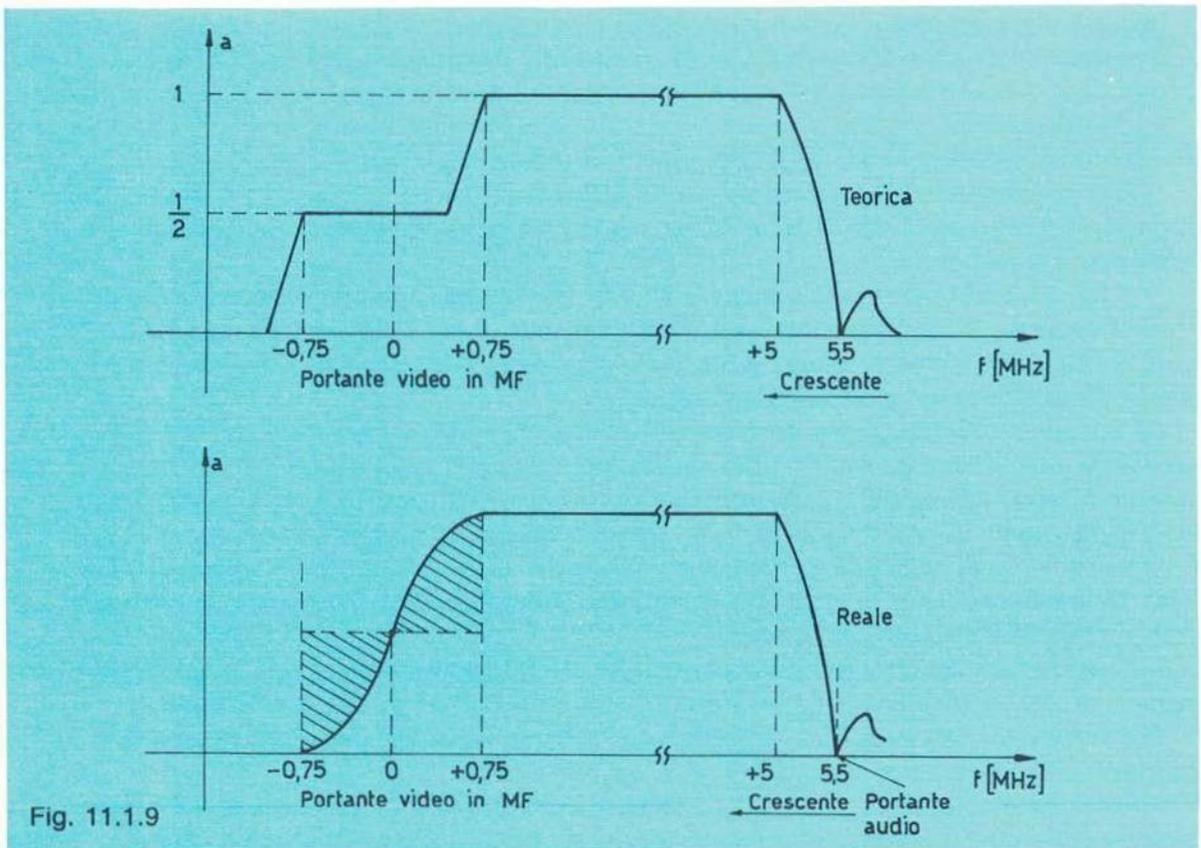


Fig. 11.1.9

L'oscillatore a frequenza variabile alimenta, così come il preselettore, il convertitore vero e proprio o miscelatore, elemento, quest'ultimo, non lineare dove la tensione di battimento viene rivelata.

Poiché F_L è stata scelta: $F_L = F_R + F_I$, la tensione di battimento rivelata e contenente come involuppo ancora quello della frequenza ricevuta, risulterà appunto F_I .

Pertanto su qualunque canale si sintonizzi, l'uscita del convertitore fornirà costantemente la frequenza $F.I.$ che, adeguatamente amplificata (si tratta ora di una banda ben precisa di frequenze costanti), alimenterà il rivelatore video il cui compito è liberare la modulante che costituisce l'involuppo della $F.I.$, ossia il segnale video in banda base.

La curva di risposta dello stadio F.I. è riportata in fig. 11.1.9.

Ricordiamo come in trasmissione, onde ridurre lo spettro di frequenza occupato da ogni singolo canale, si trasmetta con modulazione di ampiezza a banda laterale parzialmente soppressa (fig. 11.1.10).

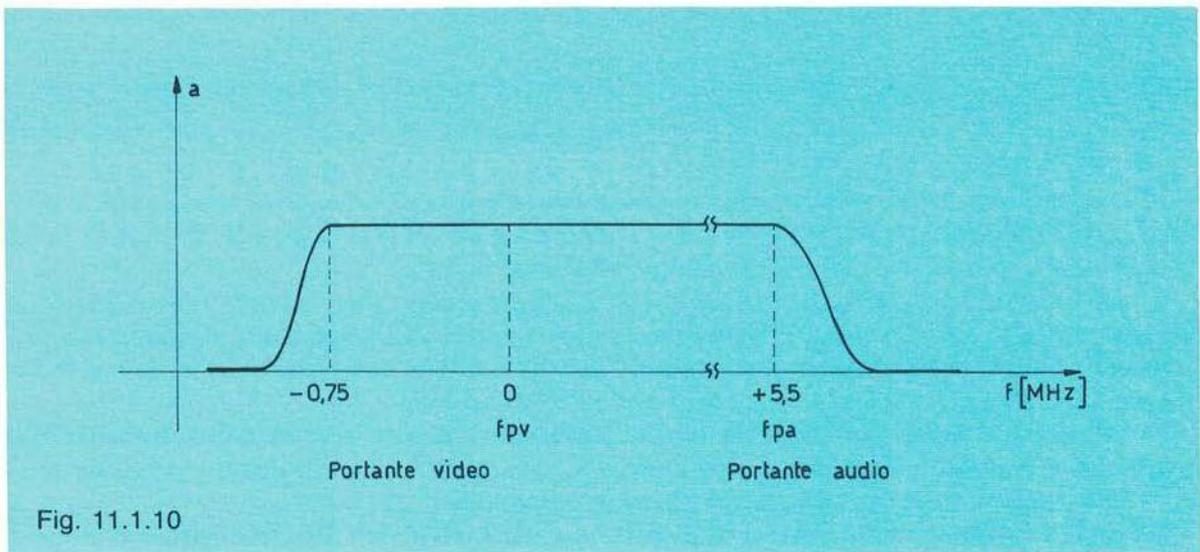


Fig. 11.1.10

La banda passante dell'amplificatore F.I. deve quindi tenere conto che le frequenze comprese in $\pm 0,75 \text{ MHz}$ rispetto alla portante vengono trasmesse a contenuto energetico doppio; è necessario pertanto che il taglio di banda, dal lato della portante trasposta, compensi quest'enfasi alle bassissime frequenze dello spettro.

Il suono abbinato al video completa il canale televisivo; esso modula in frequenza (standard 625, norma G) una portante di frequenza $5,5 \text{ MHz}$ maggiore della portante video.

Tale sistema, definito intercarrier, consente di ricavare nel rivelatore video (fig. 11.1.11) la frequenza di battimento tra le portanti suono e video, pari come detto a $5,5 \text{ MHz}$.

Questo è reso possibile dal fatto che l'informazione sonora modula appunto in modulazione di frequenza.

Tale battimento, avviato al discriminatore M.F., libera il suono in banda base.

Questo metodo di trattamento dell'audio risulta conveniente in quanto utilizza come riferimento unico la portante video, con tutte le caratteristiche di stabilità che il trasmettitore garantisce per tale grandezza.

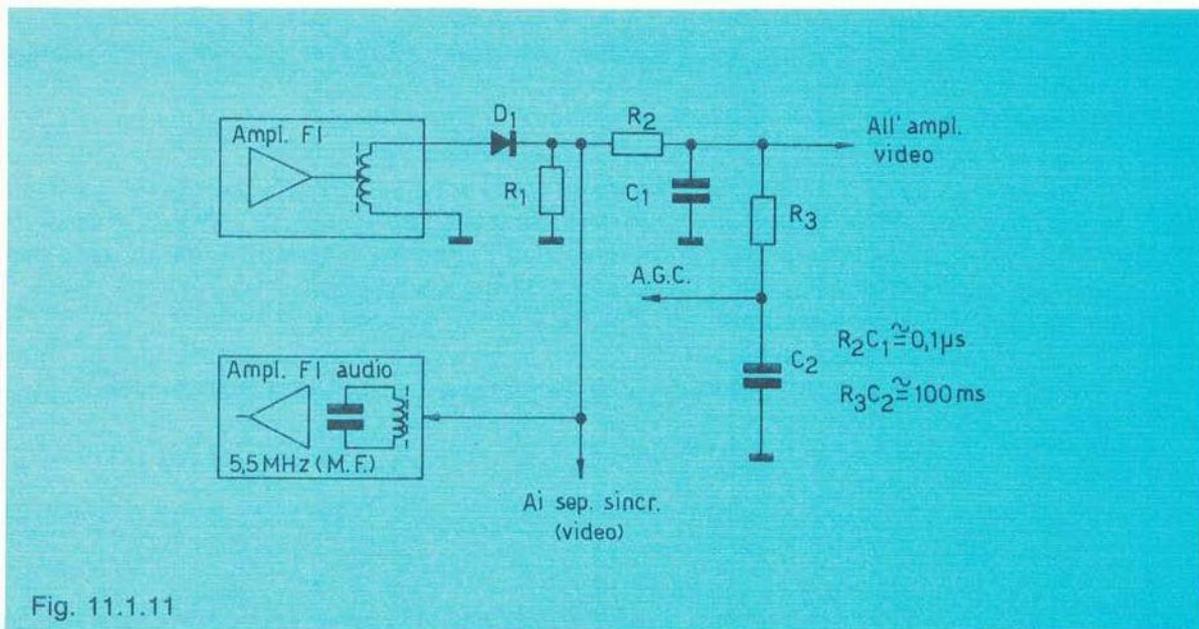


Fig. 11.1.11

Il lato negativo di tale soluzione sta nel fatto che la portante video deve sempre essere presente in quanto una sua interruzione, anche di brevissima durata, causa la mancanza della frequenza di battimento e, con essa, dell'informazione sonora.

Poiché lo standard adottato prevede che la portante video venga modulata da segnale video a polarità negativa, ad ogni sovrarmodulazione i picchi di bianco causano mancanza del suono con periodicità di semiquadro, per cui l'ascolto è in tal caso disturbato, oltre che dalla mancanza dell'audio, anche da un ronzio periodico di 50 Hz.

Sul rivelatore video (fig. 11.1.11) è altresì presente, tramite la costante di integrazione R_2-C_1 , una componente continua proporzionale al segnale R.F., con la quale è possibile controllare il guadagno degli amplificatori che costituiscono la F.I.

In tal modo, entro una dinamica di circa $20 \div 23$ dB, viene mantenuto costante il segnale sul rivelatore video e, con lui, l'immagine ed il suono del televisore. Questa tensione di C.A.G. (controllo automatico di guadagno) provoca variazioni della polarizzazione ai vari stadi F.I. e, con essa, conseguenti variazioni di guadagno; il dispositivo è munito di una soglia di intervento regolabile in sede di taratura del sistema.

È bene, a proposito del ricevitore televisivo, ricordare ancora come il segnale video applicato al cinescopio (positivo su G_1 , negativo sul catodo) deve assumere, corrispondentemente al livello del nero fissato dalla cancellazione, il valore $-V_g$ di interdizione del cinescopio stesso.

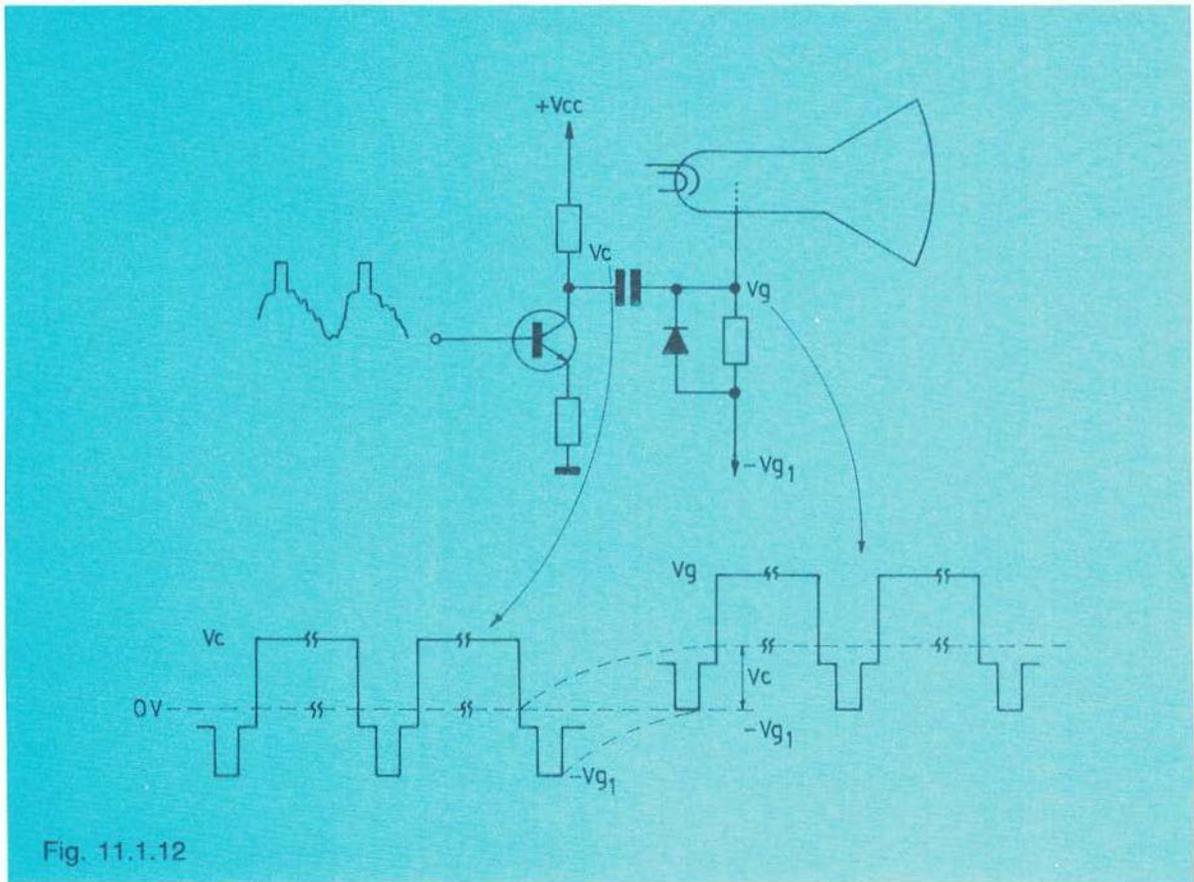
In tal modo, in mancanza di segnale video, il fascetto risulta interdetto e la sua attivazione è legata a valori positivi, funzioni della luminanza applicata. Si richiede pertanto, come già segnalato, un restitutore di componente continua che assicuri la condizione a cui accennato.

La fig. 11.1.12 propone uno schema di principio di un tale restitutore, il cui funzionamento è stato esaminato al paragrafo 6.2.6.

Un'ultima puntualizzazione riguarda la formazione dell'alta tensione ($10 \div 15$ KV) con la quale viene alimentato l'anodo acceleratore.

Generalmente è ricavata dal circuito di deflessione orizzontale ed elevata mediante trasformatore in salita e rettificata; poiché la frequenza interessata è 15625 Hz , la capacità di filtro è dell'ordine di 500 pF ed è costituita dalla capacità anodo/metallizzazione esterna del cinescopio stesso.

In molti casi questa tensione così elevata viene stabilizzata automaticamente in modo da rendere costante la focalizzazione del pennello indipendentemente cioè dalla corrente assorbita dal cinescopio in funzione del valore medio del segnale video.



12.1 Telecamera e unità di controllo

La telecamera è l'elemento preposto alla ripresa televisiva e quindi "lavora" nella platea di uno studio televisivo o, se in esterno, direttamente a contatto con la scena da riprendere.

Trattando per ora esclusivamente di riprese monocrome (nel 2° volume tratteremo catene di ripresa a colori), generalmente la testata camera è collegata con cavo multiconduttore all'unità di controllo.

Essa è montata su treppiede o su carrello che consente i movimenti richiesti dalla ripresa stessa ed è dotata normalmente di ottica a focale variabile. Il primo elemento, dopo l'ottica, è la torretta porta filtri ruotabile (non indispensabile, ma utile) e, ovviamente, il trasduttore ottico-elettrico corredato dal giogo di deflessione.

Poiché il segnale video fornito dal trasduttore è, come visto, di livello assai limitato, si richiede uno stadio preamplificatore dove avviene inoltre l'adattamento dell'impedenza di uscita propria del tubo a quella propria dell'ingresso del preamplificatore stesso.

Tale circuito è definito dall'impedenza Z_c dovuta alla resistenza di carico vera e propria, in parallelo con le capacità dispersive verso massa del target e la capacità di ingresso del primo stadio amplificatore. Onde ridurre al massimo l'effetto deleterio di tale capacità, normalmente il primo stadio attivo ad impedenza molto elevata è costituito da un Fet, saldato direttamente sull'elettrodo target del tubo trasduttore. Infatti la tensione ricavata ai capi di Z_c vale:

$$V_c = |Z_c| \cdot I_c = \frac{R_c}{\sqrt{1 + (2\pi f R_c C_c)}} I_c \quad [1]$$

dove R_c = resistenza di carico del trasduttore

C_c = capacità parassita totale.

Dalla [1] si nota come tale tensione sia funzione non solo della resistenza di carico, ma anche della capacità C_c che, risultando solo al denominatore, ne riduce l'entità in funzione di ω .

La curva livello frequenza può ritenersi lineare entro 3dB sino al valore:

$$f = \frac{1}{2 \pi R_c C_c}$$

dopo il quale la pendenza scende rapidamente.

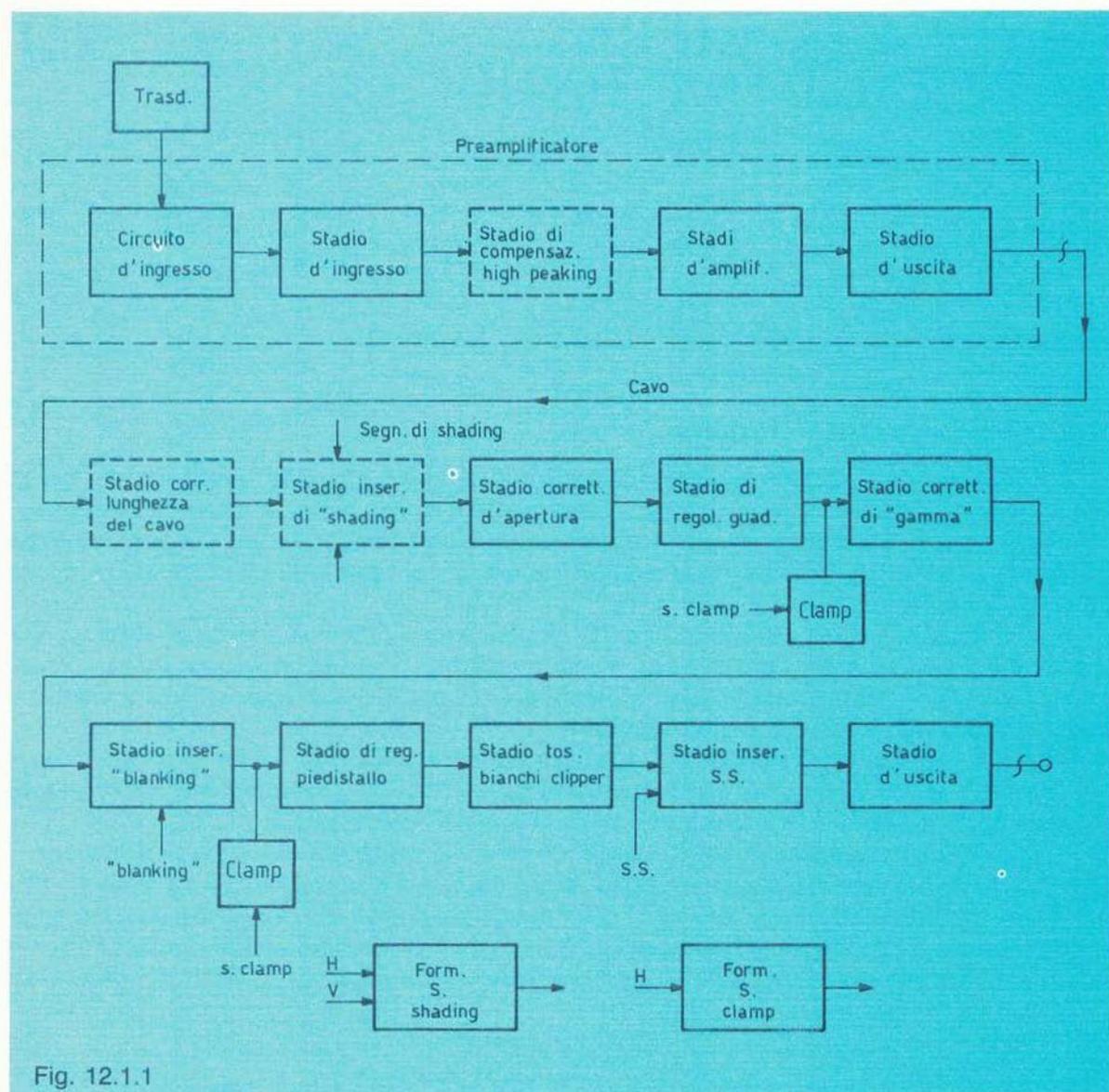


Fig. 12.1.1

Con valori normali di $R_c = 47\text{ K}\Omega$ e $C_c = 10\text{ pF}$, f risulta circa $3,3\text{ MHz}$, indubbiamente assai bassa anche se risulta difficile diminuire la capacità parassita C_c al di sotto di 10 pF .

Il segnale uscente da un trasduttore a fotoconduzione presenta un buon rapporto S/d però è assai debole e richiede valori elevati di R_c se si desidera appunto che il rumore risulti tollerabile.

Comunque le esigenze contrastanti a cui accennato costringono ad adottare per il preamplificatore una curva livello/frequenza con enfasi verso la parte alta dello spettro, tenendo conto che ciò incide negativamente sul rumore.

È bene quindi cercare di ridurre al massimo la capacità C_c senza aumentare eccessivamente R_c e adottare una curva livello/frequenza con enfasi verso i 5 MHz .

Il collegamento testata camera/unità di controllo con un cavo multiplo, comprendente alcuni coassiali per il transito del segnale video verso il controllo e degli impulsi H e V di sincronizzazione dei generatori di deflessione posti sulla testata, è mediamente compreso tra poche decine di metri e $200 \div 300$ m.

Tali lunghezze (comunque maggiori di 20 m) alterano negativamente la curva livello/frequenza del segnale ed introducono distorsioni di fase ad essa associate: si richiede pertanto una opportuna equalizzazione mediante reti aventi curve di risposta in ampiezza e fase complementari a quelle del cavo stesso.

È possibile, con discreta approssimazione, effettuare tali correzioni entro lunghezze di cavo non superiori ai 300 m, mediante reti R-C commutabili in funzione della lunghezza interessata.

Tutte le altre correzioni previste (esaminate nei precedenti capitoli) sono sintetizzate nella fig. 12.1.1.

Ricordiamo come i comandi operativi di una catena monocroma si possano così riassumere:

- a) diaframma dell'ottica
- b) tensione del tubo di ripresa (target)
- c) tensione del fuoco elettrico al tubo stesso
- d) livello del piedistallo
- e) livello video
- f) eventuali shading

Tutte le altre regolazioni fanno parte del set-up e durante la ripresa, salvo casi eccezionali, su esse non si deve intervenire.

12.2 Distribuzione dei segnali

Un sistema di ripresa è generalmente composto da più generatori di immagini (telecamera, diapositive, telecinema, RVM, ecc.) per cui tutti questi apparati che lo compongono devono essere alimentati dai segnali di sincronizzazione e di piedistallo forniti da un unico generatore: il *P.G.*

Inoltre è auspicabile che i generatori di un determinato pool di ripresa siano sincroni tra loro; nel caso del colore tale problema assumerà un'importanza assai più rilevante.

Rimane comunque il fatto che i segnali di base forniti dal *P.G.* di trasmissione (normalmente sono due, di cui uno di riserva) devono essere distribuiti a tutti gli apparati che ne necessitano.

Inoltre anche lo stesso segnale video fornito dal generatore dovrà essere distribuito alle varie utenze (mixer video, monitori, ecc.).

Si rende pertanto indispensabile disporre di distributori sia dei segnali di base che dei segnali video.

Tali dispositivi permettono di trasferire un segnale video entrante in alta impedenza su diverse uscite parallele, ognuna a bassa impedenza (normalmente 75Ω , impedenza caratteristica dei cavi coassiali).

È chiaro come le caratteristiche di tali distributori, soprattutto video, debbano essere contenute in stretti limiti di tolleranza in quanto, in impianti di distribuzione, tali elementi sono piuttosto numerosi ed anche piccole distorsioni possono divenire significative in quanto multi-

plicate per il numero dei distributori interessati.

La banda passante, con tutti i carichi chiusi su 75Ω , deve essere lineare entro $\pm 0,1dB$ sino a $10 MHz$.

Mediamente il guadagno di detti distributori è unitario; alcuni tipi consentono invece un guadagno di $+6 dB$ con segnale di ingresso $0,5 V_{pp}$; in tale condizione la curva di risposta risulta lineare sino a $5 MHz$ entro $\pm 0,1dB$.

Poiché l'uscita dei distributori è a bassa impedenza, onde evitare grossi condensatori elettrolitici a bassa reattanza per le frequenze minori della banda, normalmente tali dispositivi funzionano in continua, con livello fissato per il nero a $0V$.

L'impedenza di ingresso misurata a $1 MHz$ è di $\sim 47 K\Omega$.

Per gli altri tipi di distorsione, riprenderemo questo punto nel 2° volume dopo aver accennato ai problemi tipici del colore; introdurremo cioè le distorsioni tipiche del colore come guadagno e fase differenziale che dovranno, a maggior ragione, essere contenute entro valori bassissimi.

12.3 Principi della commutazione video

La commutazione di segnali video può avvenire per stacco in tutti quegli apparati ove sia richiesta la sostituzione immediata tra informazioni video anche non sincrone.

Tali elementi di commutazione sono per lo più matrici, sbarre a uno o più bus alimentate da n ingressi.

Quando la commutazione avviene in trasmissione ed il passaggio tra le varie fonti di segnali video può attuarsi tramite effetti elettronici, l'elemento impiegato è generalmente il mixer.

L'elemento circuitale che consente, in entrambi i casi, una commutazione rapida tra video compositi è il **cross point** il quale permette, volendo, di eseguire la commutazione di transito solo in presenza di un impulso a frequenza di trama, ossia $50 Hz$.

Questo impulso agisce in corrispondenza della prima riga di nero dopo i post-equalizzatori, nell'intervallo della cancellazione verticale.

Il segnale di attivazione proviene da un circuito logico detto **latch**, un flip-flop che presenta alternativamente due condizioni stabili: una di transito e una di blocco.

Pertanto il latch ha funzione di interblocco e, all'azione del pulsante di comando corrispondente ad un segnale video di ingresso al dispositivo (sbarra o mixer), lascia transitare un solo segnale, inibendo tutti gli altri presenti.

Poiché la commutazione video avviene in corrispondenza della cancellazione verticale, ossia fuori dall'immagine, non sarà presente alcuno scroscio impulsivo di disturbo.

Questo richiede evidentemente che i vari segnali video all'ingresso della sbarra siano non solo sincroni, ma anche in fase.

Nella sbarra di cross point i segnali video in transito vengono anche trattati in stadi "clampati". L'azione dei circuiti clamp è particolarmente importante onde assicurare un livello costante di commutazione; tale intervento è dovuto agli impulsi ricavati dal S.S. e pertanto l'azione di allineamento avviene sulla cresta dei sincronismi stessi.

Non sempre si richiede la commutazione per stacco e, soprattutto nei mixer, il passaggio tra due immagini avviene per dissolvenza incrociata tra un segnale selezionato su una sbarra ed un secondo video selezionato su una seconda sbarra.

Tale tipo di commutazione è ottenuta agendo su comandi operativi manuali (leve) abbinati in modo da comandare in senso opposto due amplificatori lineari. Il segnale uscente è la combinazione lineare dei due segnali e, per ogni istante dell'operazione di commutazione incrociata, risulta costante ed unitario. Mentre i due segnali video si combinano con la modalità descritta, i sincronismi restano fissi e sono pertinenti al segnale *A* in diminuzione, restando così la loro ampiezza costante.

Al termine della corsa delle leve un commutatore sostituisce al S.S. del video in diminuzione (ormai azzerato) *A*, quello del video *B*, che nell'operazione ha raggiunto il valore massimo (fig. 12.3.1).

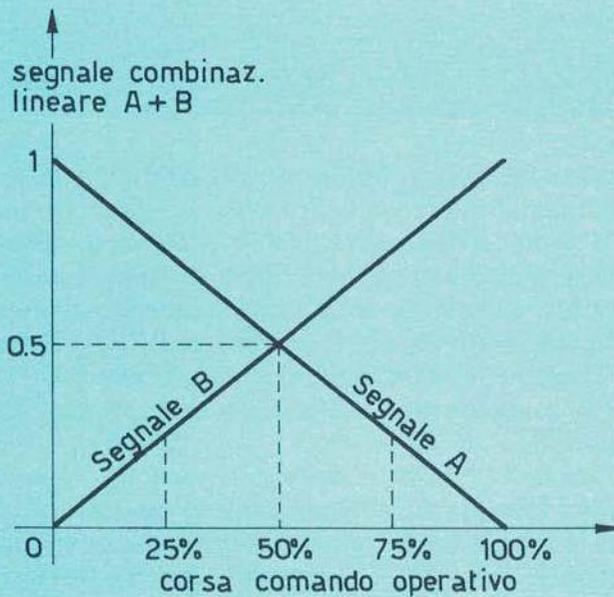


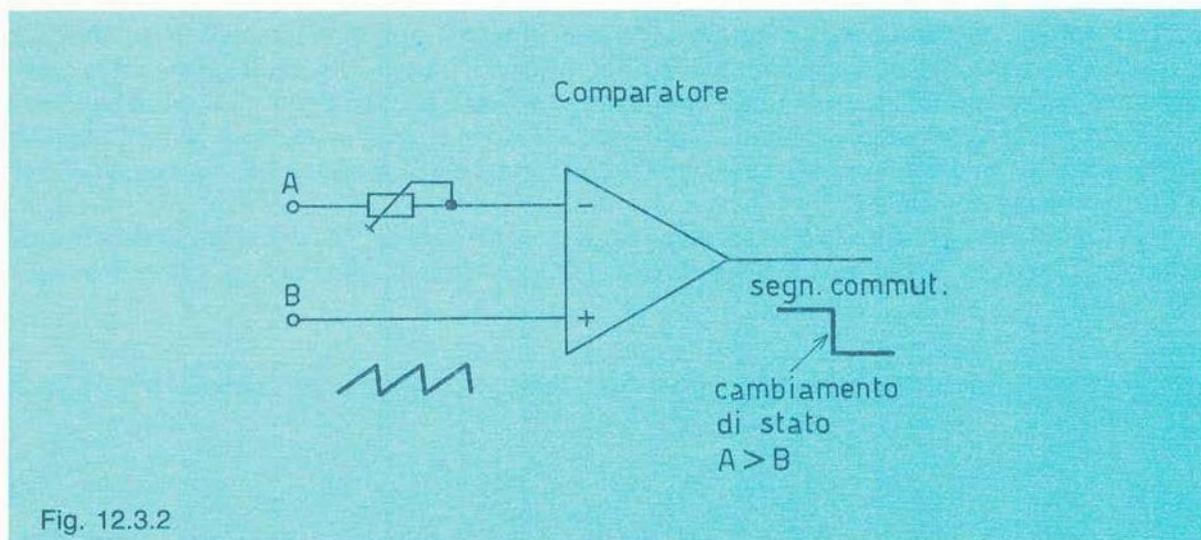
Fig. 12.3.1

Le differenze di fase tra i fronti H_0 dei due S.S. debbono essere preventivamente equalizzate mediante azzeramento, onde evitare lo spostamento orizzontale dell'immagine che, in caso contrario, si avverirebbe durante la commutazione a fine corsa.

Oltre allo stacco e alla dissolvenza, la commutazione tra segnali video può avvenire tramite particolari "effetti"; in tal caso le immagini non sono più interessate per intero, dall'inizio alla fine del passaggio, ma per aree o zone di immagine.

L'immagine *B*, in altri termini, subentra alla *A* o coesiste con questa per aree più o meno estese, cancellando la corrispondente porzione del precedente video, espandendosi gradualmente sino a completa sostituzione.

Il segnale di commutazione è fornito da un apposito generatore contenuto nel mixer; le forme d'onda che pilotano l'effetto e fornite da questo generatore possono essere posizionate, amplificate controllando gli assi X, Y, impiegando generalmente un amplificatore comparatore.



La fig. 12.3.2 riporta lo schema di principio del dispositivo, alimentato da un dente di sega a frequenza di riga o di quadro (a seconda dell'effetto desiderato) mentre la soglia variabile è applicata, tramite il comando operativo, all'altro ingresso. Quando il livello variabile (mediante la leva) in A supera quello di B , l'amplificatore cambia stato producendo il segnale di commutazione. È intuibile come le forme d'onda da inviare all'ingresso B e generate appunto internamente all'apparato (ovviamente sincrone con l'S.S. di stazione) possano essere le più disparate, con conseguente elevato numero di effetti ottenibili.

Un particolare caso di commutazione è l'intarsio, abitualmente usato per inserire delle scritte su di una immagine.

Il segnale di commutazione in tal caso è definito segnale di "chiave" ed è un normale segnale video proveniente per esempio da un generatore di caratteri.

Nell'intarsio agiscono pertanto tre informazioni video; il segnale di chiave determina la commutazione tra l'immagine di fondo ed il segnale video che dovrà riempire il "buco elettronico", dovuto al carattere (chiave) e che normalmente (caso di segnali monocromatici) è rappresentato da un bianco o da un nero.

Riprenderemo anche questo argomento nel secondo volume quando, trattando il segnale cromatico, vedremo come la tecnica del **chroma Key** estenderà l'effetto ora visto nel caso di soli segnali di luminanza, a effetti cromatici di notevole importanza nella tecnica di mixaggio.

13.1 Generalità

La trasmissione di programmi televisivi può avvenire in diretta o in differita, ma, anche nel primo caso, l'inserzione di contributi video registrati in precedenza è assai diffusa, per cui la memorizzazione risulta indispensabile in entrambi i casi.

Anziché alla pellicola che richiede i tempi di sviluppo, soprattutto nel caso di inserti in trasmissioni di attualità, si ricorre al supporto magnetico, i cui vantaggi sulla pellicola sono ormai tali e tanti per cui non riteniamo di entrare nel merito.

Inoltre, in questa sede tratteremo esclusivamente i principi generali che regolano la registrazione video magnetica (R.V.M.); nel 2° volume approfondiremo l'argomento alla luce del segnale video composito a colori, sia codificato PAL che in componenti.

13.2 Testine rotanti e trasposizione del segnale video

Il procedimento che consente di registrare su supporto magnetico un'informazione video e/o audio, consiste nell'alimentare l'avvolgimento della testina di registrazione con una corrente dovuta al segnale da registrare mentre, contemporaneamente, il supporto magnetico (nastro) scorre a velocità costante davanti al traferro della testina stessa.

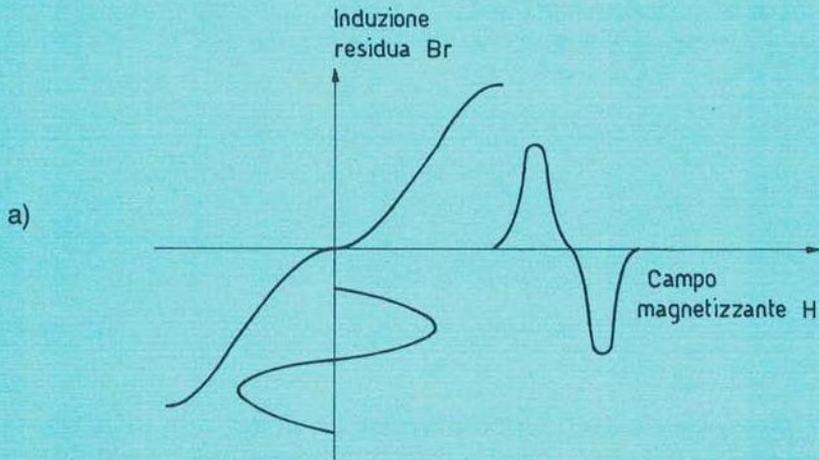
Il nastro è costituito da un supporto che, sul lato rivolto verso la testina, presenta un rivestimento di materiale magnetico ad elevata densità di informazione registrata.

Questa prerogativa consente un elevato rapporto S/d e la possibilità di riprodurre lunghezze d'onda molto piccole.

La caratteristica di magnetizzazione del nastro non è lineare, come dimostra la fig. 13.2.1a, per cui l'informazione registrata subisce una notevole distorsione che può essere contenuta utilizzando una premagnetizzazione in continua, la quale permette di riportare il punto di lavoro in un tratto rettilineo della funzione induzione/campo magnetico. Chiaramente la dinamica consentita è modesta, per cui il rapporto S/d subisce un deterioramento.

Si ricorre pertanto alla premagnetizzazione alternativa che, come chiarisce la fig. 13.2.1b, linearizza la caratteristica senza limitare eccessivamente la dinamica.

La fig. 13.2.2 propone la testina, davanti alla quale scorre appunto il nastro magnetico. La minore riluttanza di quest'ultimo, rispetto a quella del traferro, impone al flusso magnetico un passaggio obbligato attraverso il nastro, ottenendo così una magnetizzazione del supporto che è funzione del flusso generatore e quindi del valore istantaneo della corrente di segnale.



Variazione del flusso residuo in funzione del campo coercitivo

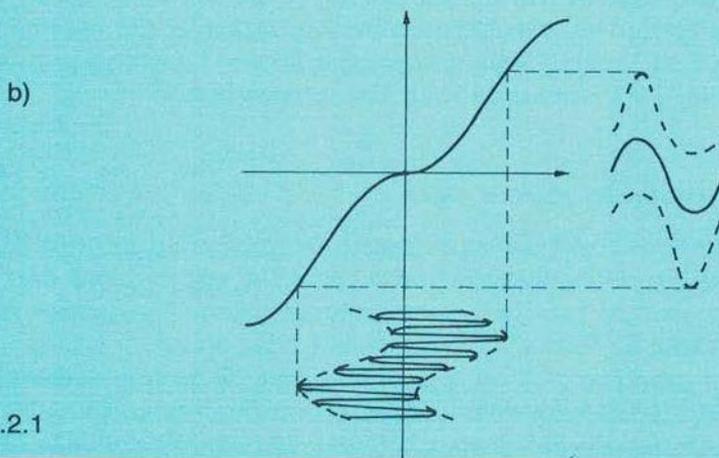


Fig. 13.2.1

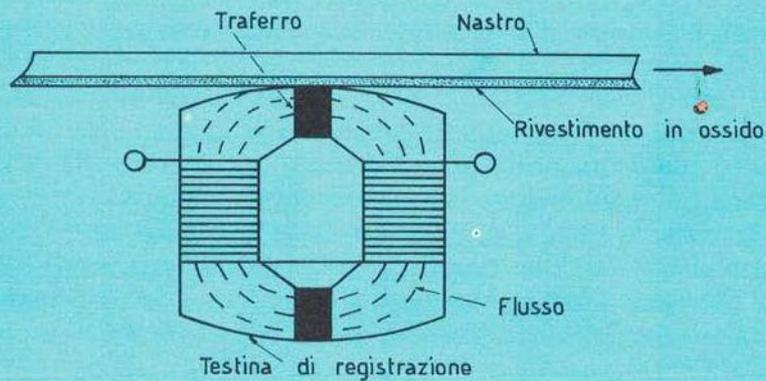


Fig. 13.2.2

Nel processo inverso (riproduzione), il nastro magnetizzato scorre innanzi alla testina di riproduzione, simile alla precedente, ai cui capi si sviluppa una forza elettromotrice:

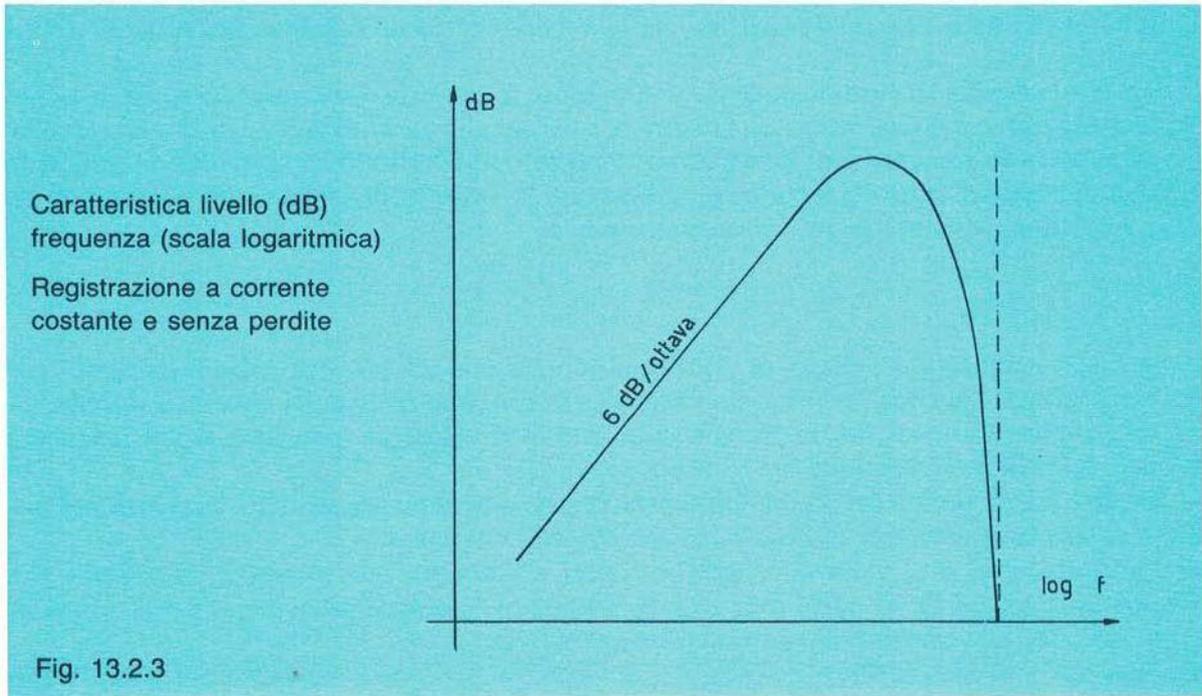
$$e = -K \frac{d\Phi}{dt} \quad [1]$$

dove K è una costante e Φ il flusso circolante nella testina a causa del movimento di scorrimento del nastro davanti al traferro. Ipotizzando una distribuzione cosinoidale del campo magnetico, e quindi di Φ , con pulsazione ω , si ottiene:

$$e = \omega K \Phi_0 \text{ sen } \omega t \quad [2]$$

In altri termini, se la registrazione avviene a corrente costante, ossia con Φ costante in funzione della frequenza, la f.e.m. in riproduzione risulta tanto più piccola quanto più bassa è la frequenza riprodotta.

La testina di riproduzione ha quindi una curva ampiezza/frequenza enfatizzata alle alte frequenze (fig. 13.2.3).



La [2] indica che, se raddoppia la frequenza, raddoppia il segnale in uscita dalla testina; in altri termini il segnale aumenta di 6dB per ottava. Risulta pertanto evidente un primo limite del sistema, in quanto un segnale video, in conseguenza dei suoi 5 MHz di banda, si estende per circa 18 ottave con una dinamica quindi di 108dB .

Il mezzo tecnico impone da un lato un limite alla corrente che genera il flusso, onde evitare fenomeni di saturazione e dall'altro un'ampiezza di segnale superiore a quella del rumore di fondo. L'artificio al quale si ricorre, per ovviare ai danni provocati da una dinamica inac-

cettabile come quella vista, è quello di diminuire la dinamica stessa mantenendo costante la banda del segnale, trasponendo in frequenza.

Con tale procedura l'informazione non viene decurtata mentre, in funzione della frequenza di trasposizione, il numero di ottave diminuisce rapidamente.

Consideriamo a titolo di esempio, di trattare un segnale compreso nella banda $0 \div 1000$ Hz, corrispondente ad una dinamica di circa 10 ottave (60dB).

Se, ad esempio, con tale informazione moduliamo in ampiezza una portante di 10 KHz, otteniamo due bande laterali: $10^4 \pm 1000$ Hz che estendono lo spettro occupato tra $9000 \div 11000$ Hz.

Pur considerando interamente le due bande laterali, notiamo come la dinamica risulti inferiore ad una ottava pur senza aver rinunciato all'integrità dell'informazione modulante, la cui larghezza di banda è stata infatti rispettata.

Nel caso specifico della R.V.M., il segnale video verrà traslato impiegando una portante modulata in frequenza.

La nuova banda di frequenze, che viene in tal modo ad essere interessata, deve risultare sufficientemente spostata verso la parte alta dello spettro, per ridurre il più possibile il numero di ottave, senza per altro interessare frequenze non riproducibili dal sistema a causa sia della velocità relativa nastro/testina, sia per le dimensioni, tecnologicamente irrealizzabili, del traferro.

Infatti la testina di riproduzione ha il suo limite a tale proposito, proprio quando la larghezza del traferro è dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda λ registrata sul nastro.

Non potendo superare certi limiti, imposti dal processo tecnologico costruttivo che fissano precise dimensioni fisiche del traferro, si aumenta la velocità di scorrimento nastro/testina.

La relazione che lega le grandezze interessate è:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

dove λ è la lunghezza d'onda, v la velocità di scorrimento ed f la frequenza interessata.

La larghezza del traferro influisce sulla curva livello/frequenza della testina di riproduzione, che presenterà in uscita un segnale nullo per quel valore di frequenza la cui lunghezza d'onda eguaglia la dimensione del traferro.

D'altra parte, prescindendo dai limiti tecnologici, una diminuzione della larghezza del traferro riduce la sensibilità e la durata nel tempo della macchina.

In pratica non si attuano dimensioni inferiori al μm ; con tale valore, considerando una frequenza massima di 15 MHz (tale valore è ottenuto approssimativamente nel processo di trasposizione), la velocità relativa nastro/testina risulta:

$$v = 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^6 = 15m/s$$

Questo significa che un'ora di registrazione richiederebbe circa 50 Km di nastro, se la pista tracciata dalla testina si disponesse longitudinalmente, come avviene nei registratori audio.

Inoltre, l'eccessiva velocità del nastro imporrebbe grossi problemi di robustezza meccanica del nastro stesso, nonché problemi al sistema di trascinamento.

La soluzione di questo fondamentale problema sta nel mantenere in limiti accettabili la velocità del nastro ed aumentare la velocità relativa nastro/testina imponendo a quest'ultima un movimento che risulterà necessariamente rotatorio.

Il moto combinato testina/nastro dà luogo alla velocità di scorrimento richiesta consentendo, per le altre variabili, valori contenuti e quindi realizzabili.

In pratica, le testine registrazione-riproduzione vengono montate alla periferia di un tamburo rotante; per effetto di questo moto rotatorio e di quello longitudinale del nastro, su quest'ultimo vengono descritte delle tracce (fig. 13.2.4) che definiscono la geometria del sistema.

A seconda di come è posizionato il tamburo rotante portatestine e del movimento del nastro, relativamente alle testine stesse, si ottengono i due sistemi: trasversale ed elicoidale.

Il sistema longitudinale si ispira a quello classico del solo scorrimento del nastro senza rotazione della testina, adottato nei registratori audio (fig. 13.2.4a).

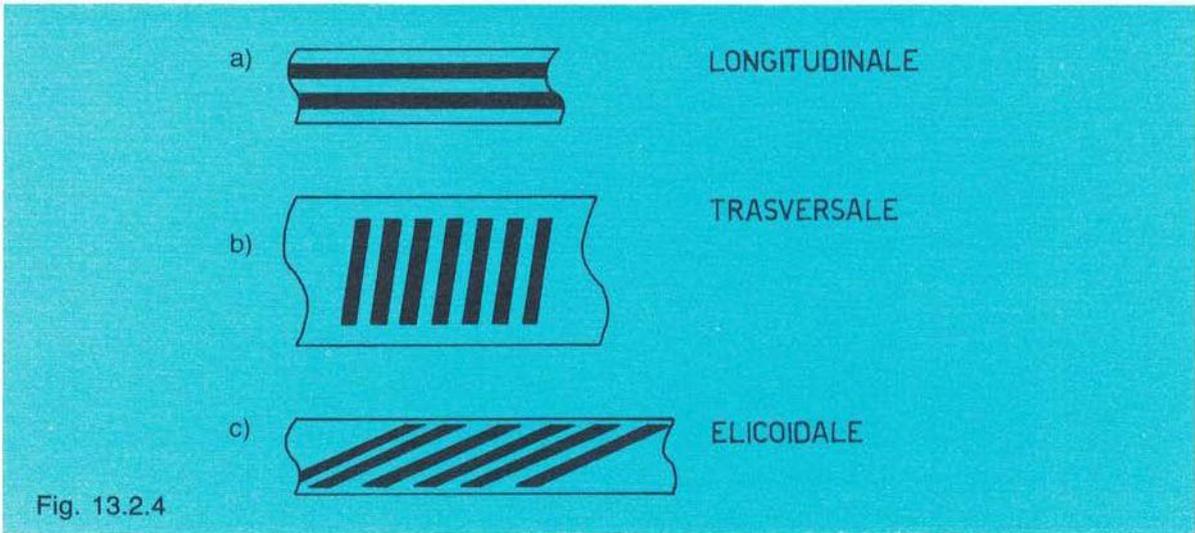
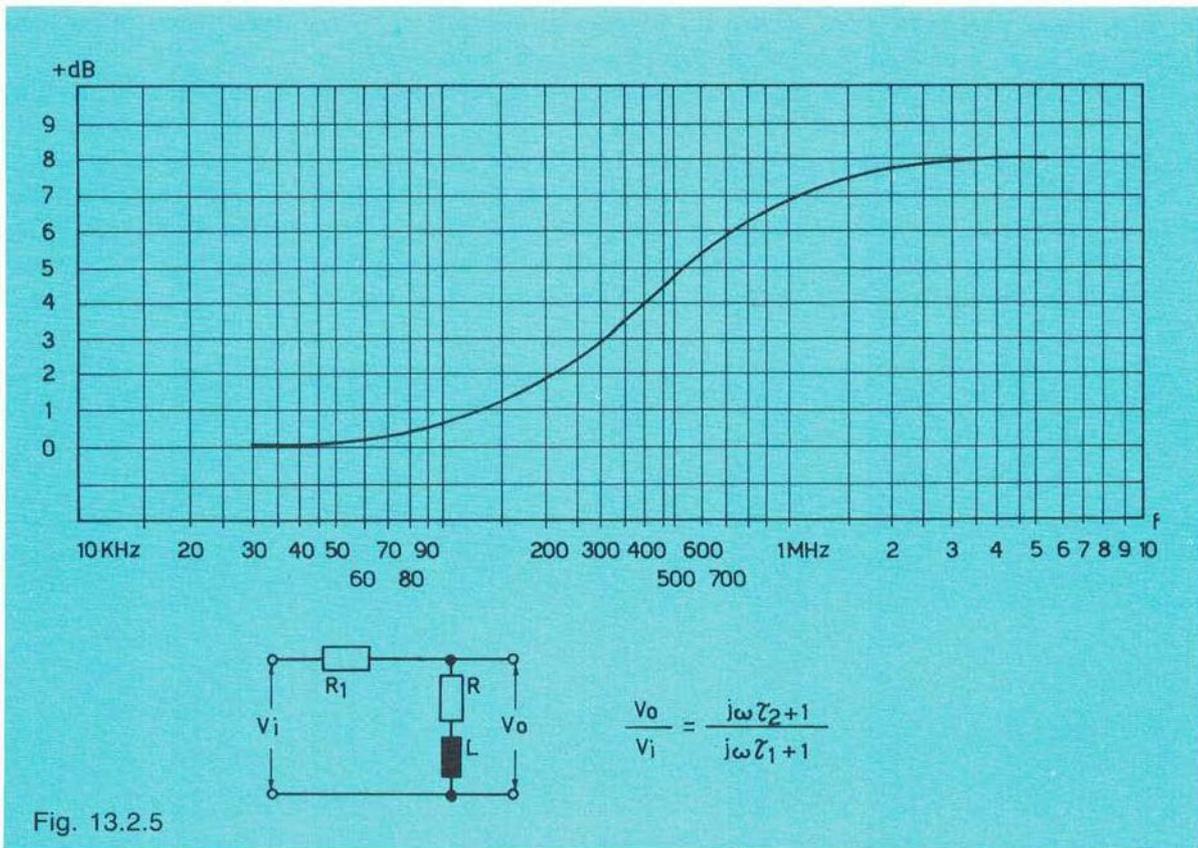


Fig. 13.2.4

Prima di esaminare i sistemi, definiamo i termini della trasposizione del segnale video che, come accennato, adotta una portante modulata in frequenza. Tale scelta è pienamente giustificata, se si considera che in tali condizioni la radiofrequenza, ottenibile in riproduzione, può subire notevoli variazioni di livello (a parità di corrente di registrazione) in funzione delle fluttuazioni a cui il contatto nastro/testine è soggetto, delle variazioni di sensibilità dello stesso nastro da punto a punto, nonché della differente sensibilità delle testine. Ora, contrariamente al processo di modulazione di ampiezza, qui tale parametro non supporta alcuna informazione utile e pertanto un affievolimento della radiofrequenza si ripercuote esclusivamente con un peggioramento del rapporto S/d, mentre sottolineiamo ancora il fatto che l'informazione utile (modulante) non subisce alterazione alcuna.

Nel formato a tracce trasversali la frequenza portante è di poco superiore a 7 MHz , valore assunto sui picchi di sincronismo, frequenza che per la massima dinamica video, corrispondente al bianco, assume un valore di poco superiore a 9 MHz .

Per le ragioni specificate in precedenza, il sistema va considerato a basso indice di deviazione; infatti consideriamo come utile la prima coppia di bande laterali che spostano la frequenza da poco più di 2 MHz a $14,3\text{ MHz}$ con larghezza di banda nominale di 5 MHz e un'occupazione di spettro con dinamica contenuta in 3 ottave.



Il segnale video, proprio in funzione del tipo di modulazione adottato, subisce il processo di pre-enfasi prima di accedere al modulatore, mediante una rete la cui caratteristica è riportata in fig. 13.2.5. Come noto, con tale processo (enfasi-deenfasi) in riproduzione migliora il rapporto S/d nella parte elevata della banda video.

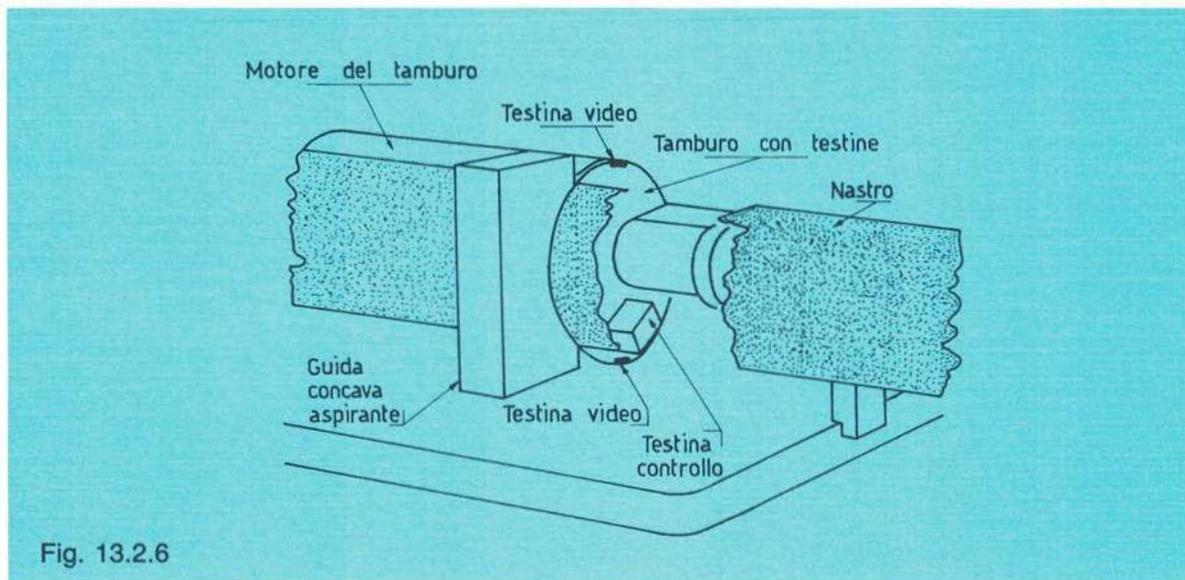
La banda laterale superiore (1° coppia) viene attenuata, onde non interessare frequenze superiori a 15 MHz.

Anche se si è scelto un valore della frequenza portante di poco superiore alla massima frequenza modulante, tale attenuazione ha lo scopo di diminuire la dinamica senza rinunciare alla larghezza di banda passante; un maggior valore della portante avrebbe permesso di diminuire ulteriormente il numero di ottave, interessando però frequenze maggiori (> 15 MHz) non tollerabili, come più volte sottolineato, dalla macchina.

Nel formato di registrazione quadruplex, significativo da un punto di vista didattico e sul quale ci soffermeremo, le testine sono quattro e vengono montate alla periferia del tamburo il cui asse è parallelo alla direzione di moto del nastro, come illustrato in fig. 13.2.6, e la cui velocità di rotazione è di 250 giri/s.

Le testine, disposte a 90°, sono contenute su un piano che ovviamente è perpendicolare all'asse del tamburo stesso.

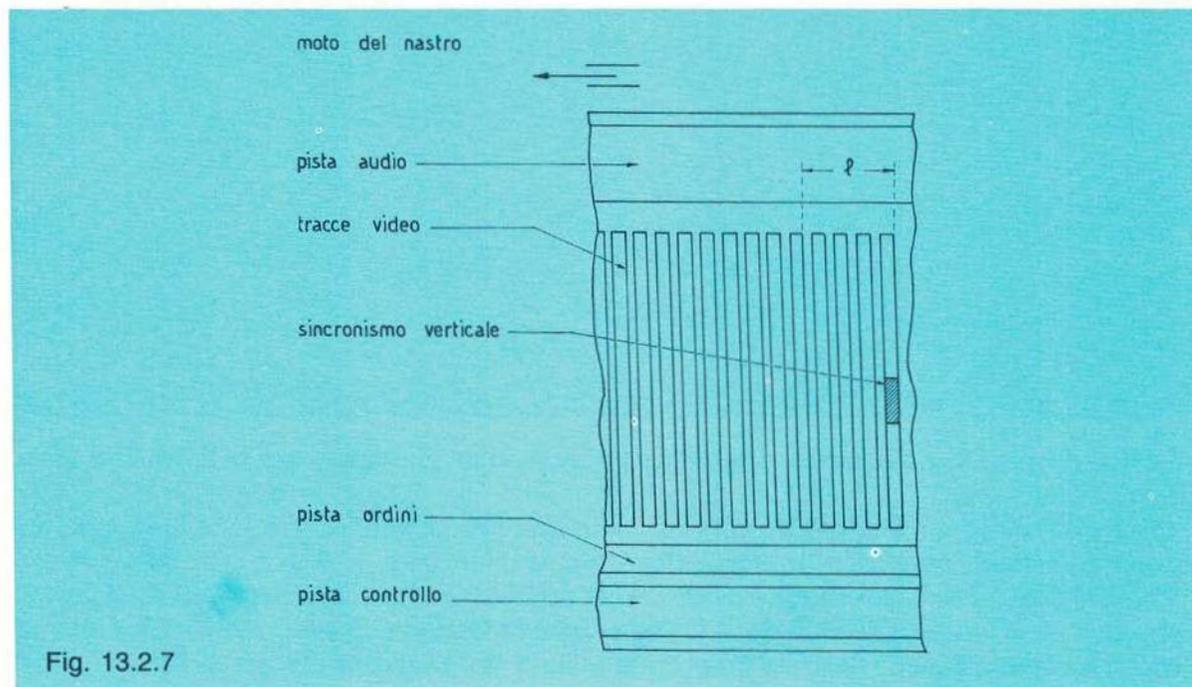
Onde assicurare una adeguata superficie di contatto nastro/tamburo, quest'ultimo (altezza 2 pollici) transita in una guida concava (fig. 13.2.6) dove si incurva seguendo il profilo del tamburo mediante la depressione a cui è costretto il nastro e prodotta da una pompa a vuoto.



Proprio innanzi alla guida concava, il nastro subisce il contatto con le testine di registrazione che descrivono così le tracce trasversali (fig. 13.2.7).

Se il nastro fosse fermo, il tamburo in rotazione descriverebbe tracce trasversali sovrapposte ma, poiché esso si sposta longitudinalmente, le 4 tracce descritte ad ogni giro si susseguono ordinatamente con lieve inclinazione rispetto alla normale della direzione di moto.

Nella guida concava il nastro abbraccia circa 120° della superficie periferica del tamburo.



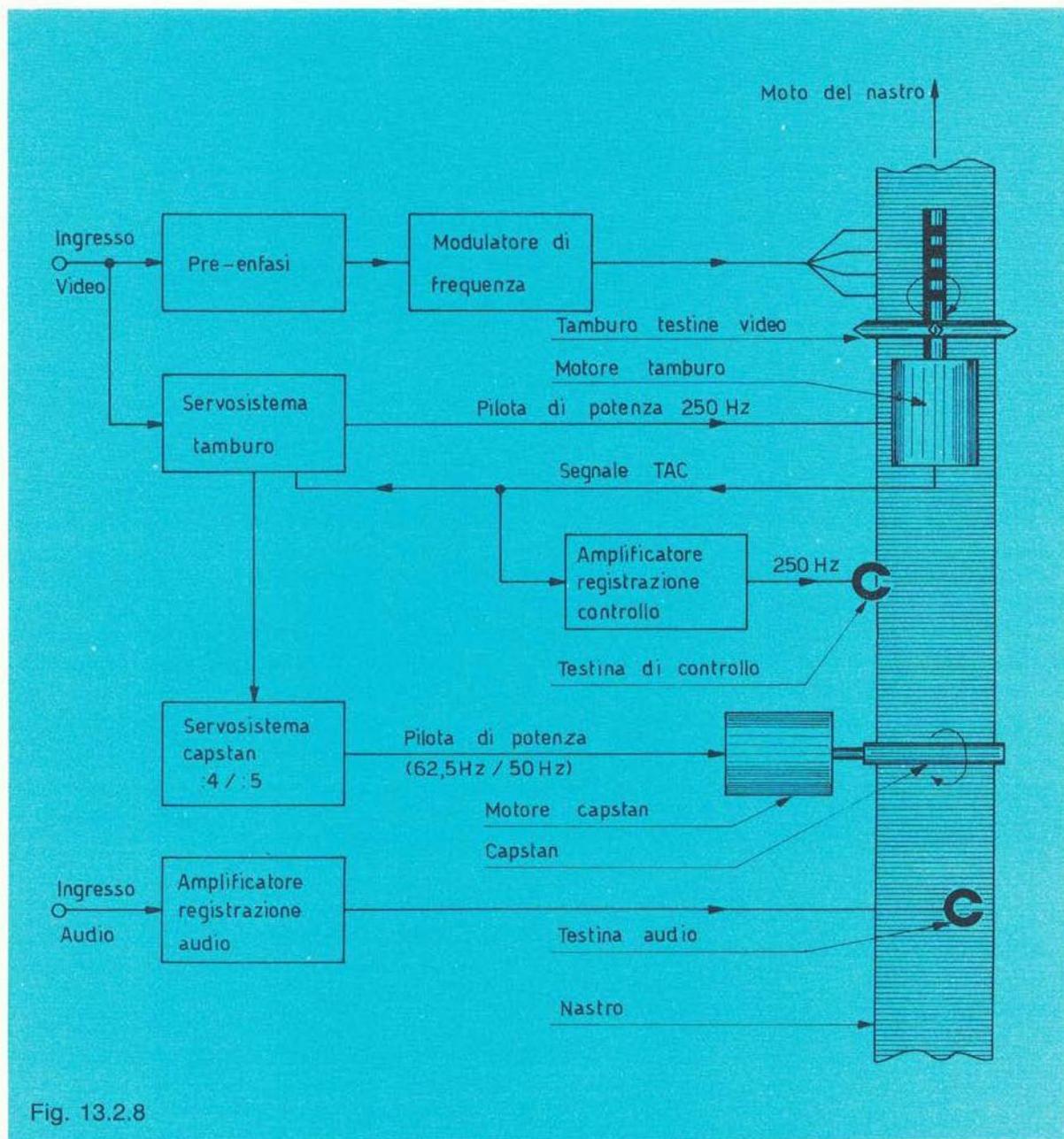


Fig. 13.2.8

Oltre alle piste video, sono disponibili anche tre piste longitudinali, una delle quali è devoluta all'audio.

In registrazione il segnale video trasposto alimenta tutte e quattro le testine mediante trasformatori rotanti, calettati sullo stesso albero del tamburo (fig. 13.2.8).

Poiché il contatto nastro-testina è dell'ordine dei 120° avviene che, mentre una testina registra una certa informazione verso il termine della propria traccia, la successiva registra la stessa informazione all'inizio della propria, in quanto le due testine distano di 90° .

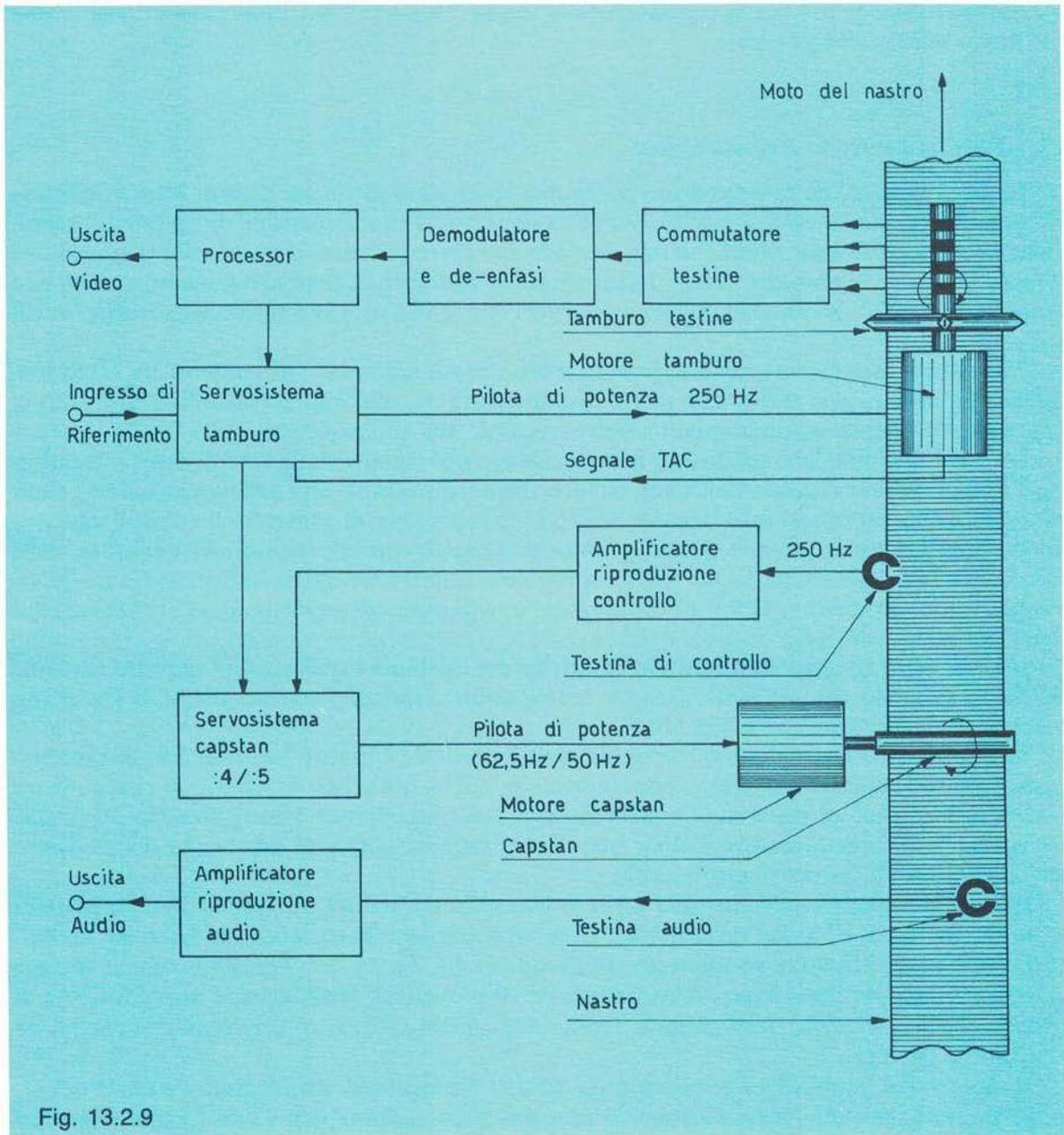


Fig. 13.2.9

In riproduzione (fig. 13.2.9) un commutatore elettronico sequenziale “sceglierà” il segnale della traccia corretta ossia a contatto del nastro, mentre chiaramente l’istante di commutazione dovrà cadere durante la cancellazione di riga evitando di rendere palese lo scroscio inevitabile della commutazione stessa.

Per ottenere quanto detto con la precisione richiesta, è indispensabile creare un’informazione sulla posizione angolare istantanea del tamburo; deve inoltre esistere una precisa correlazione fasoriale tra il moto di avanzamento del nastro e quello di tamburo.

Inoltre è importante che in riproduzione le testine “leggano” le tracce, passando su di esse nel modo più preciso possibile.

13.3 Pista di controllo e servosistemi

Le condizioni poste al precedente paragrafo sono attuabili se sul nastro, oltre alle informazioni utili (segnale video e audio), vengono registrate un'informazione di “servizio” relativa alla posizione di ogni traccia ed una seconda che corredi il moto rotatorio del tamburo con il moto di trascinamento del nastro. In tal modo ad ogni giro di tamburo il nastro avanza con moto uniforme di una lunghezza pari a quattro volte la distanza che separa due tracce (tratto / fig. 13.2.7).

Allo scopo, nel sistema quadruplex viene montato solidalmente al tamburo un disco metallico con delle tacche periferiche (disco tachimetrico) che, durante la rotazione, inducono in una apposita testina un'onda quadra isofrequenziale alla rotazione stessa.

La posizione angolare del disco è fornita, istante per istante, dalla fase di questa grandezza; l'onda sinoidale ricavata dall'onda quadra viene registrata su una pista longitudinale dedicata e ricavata sul bordo inferiore del nastro e definita **pista di controllo** o **control track**.

In riproduzione si ottiene pertanto un'informazione corrispondente alla posizione delle tracce utili registrate sul nastro ed inoltre quale delle quattro testine ha registrato quella determinata traccia in quanto, ai 90° di distanza tra due di esse, corrispondono 90° di sfasamento della sinusoide di controllo.

Inoltre, fatto molto importante, la rotazione del tamburo è asservita all'impulso verticale del video in modo che, ad ogni impulso, corrispondano quindi 5 giri del tamburo stesso (un semiquadro nello standard a 625 linee).

Se la posizione fasoriale di quest'ultimo con il verticale è inoltre ben definita, la cancellazione verticale risulterà registrata costantemente in quella posizione relativa, così che, sulla pista controllo, risulterà registrata un'informazione legata rigidamente alla posizione dei quadri televisivi che si succedono. Condizione questa che, durante la fase di montaggio del programma, si dimostrerà particolarmente utile.

Inoltre, il segnale registrato sulla pista di controllo consentirà in riproduzione la perfetta lettura delle tracce da parte delle testine, in quanto contiene la correlazione fasoriale tamburo/nastro, come più volte sottolineato. Riferendosi alla fig. 13.2.8, vediamo come il segnale video da registrare, dopo aver subito il processo di pre-enfasi, viene avviato al modulatore di frequenza dove, dopo la trasposizione, risulta disponibile su quattro trasformatori rotanti ed alimenta le testine.

Il motore del tamburo viene pilotato da un 250 Hz legato al sincronismo verticale del segnale in registrazione; l'informazione fornita dal disco tachimetrico (*TAC*) viene registrata dalla testina di controllo sull'omonima pista.

Previa divisione per 4 ($62,5\text{ Hz}$) o per 5 (50 Hz), il 250 Hz pilota il motore del capstan, ottenendo il legame richiesto tra velocità di avanzamento del nastro e velocità di rotazione del tamburo.

Nella fase di riproduzione (fig. 13.2.9), il segnale *TAC* è confrontato in fase con il 250 Hz generato da un quarzo o da un supersincrono di stazione, il quale pilota il motore del tamburo; l'informazione di errore così ottenuta regolerà la velocità del motore del capstan per cui, istante per istante, viene assicurata la relazione fasoriale richiesta tra nastro e testina.

Riassumendo quanto detto a proposito dei servo sistemi, il moto del tamburo portatestine in registrazione viene asservito alla frequenza verticale del segnale video che si sta registrando, mentre in riproduzione, ad un segnale di riferimento esterno che, generalmente, è il nero colore di stazione.

Da questo, viene separata l'informazione del sincronismo verticale che, previa moltiplicazione per 5 (standard 625/50), dà luogo ad un 250 Hz confrontato all'analogica frequenza dovuta al *TAC*; la tensione di errore farà variare di conseguenza la velocità del tamburo.

Nella fase di registrazione infatti i servosistemi assicurano il rispetto dello standard ed inoltre che il sincronismo verticale venga registrato sulla pista magnetica costantemente nella stessa posizione (fig. 13.2.7); questo fatto implica un asservimento della rotazione del tamburo alla suddetta informazione che, ovviamente, viene estratta dal segnale in registrazione.

Evidentemente non sono tollerate interruzioni del segnale video in ingresso, così come sono da evitare commutazioni del *P.G.* che, con i propri segnali, determina il video stesso, in quanto il disturbo provocato non consentirebbe un funzionamento regolare dei servosistemi per alcuni secondi.

Ricordiamo infine come, sempre nella fase di registrazione, sia indispensabile fornire, tramite la pista controllo, l'informazione di fase istantanea del tamburo in modo che, in riproduzione, le testine ripercorran esattamente le tracce registrate.

Come già segnalato, quanto è stato sin'ora detto è valido per la registrazione/riproduzione di segnali monocromi; nel caso del colore, ed in particolare con il sistema PAL, il problema della estrazione del sincronismo verticale risulterà più complesso e pertanto, onde favorire l'operazione di montaggio, vedremo come, sempre sulla pista di controllo, venga registrata un'ulteriore informazione.

La fig. 13.3.1 riporta la disposizione delle varie testine, oltre a quelle video, montate sul tamburo.

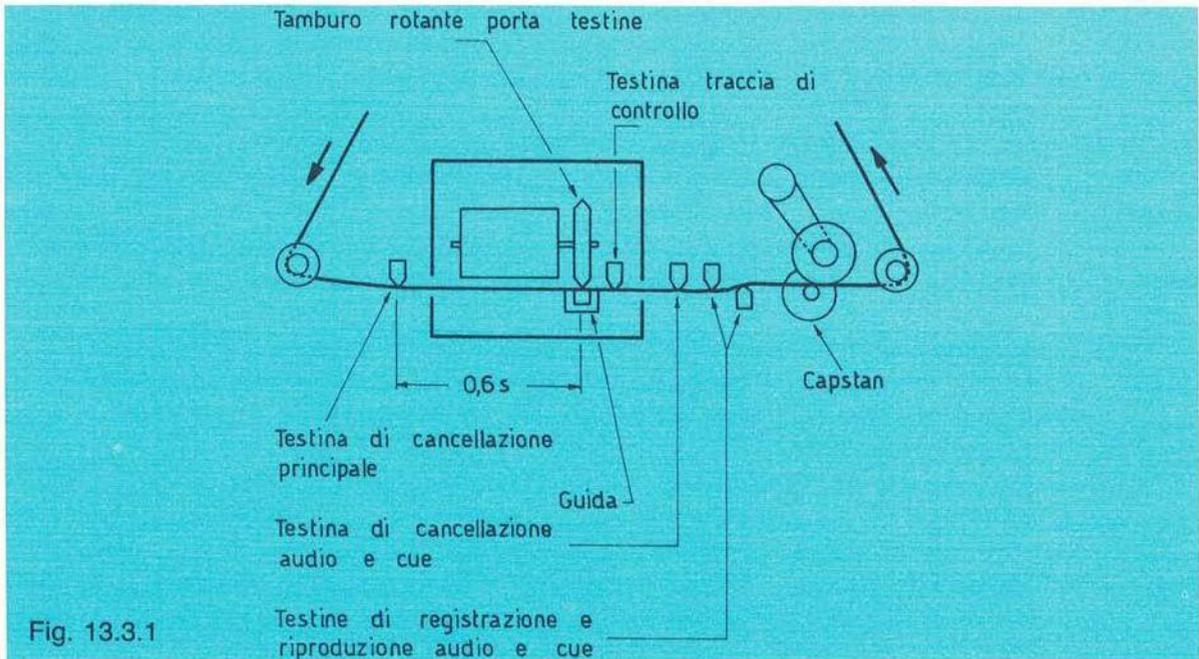


Fig. 13.3.1

13.4 Limiti del sistema - Cenni sui correttori

La presenza di quattro testine video esige una uniformità assoluta delle loro caratteristiche elettromeccaniche, almeno per quanto concerne il gruppo che correda il tamburo di una macchina.

Piccole dispersioni di caratteristiche si ripercuotono sull'immagine riprodotta in modo ripetitivo, per gruppi di 16 righe, corrispondenti a quelle contenute in una traccia.

Non solo, ma in realtà rare volte la macchina che registra è la stessa che sarà chiamata a riprodurre, per cui le tolleranze delle testine devono risultare assai strette anche tra gruppi di testine appartenenti a tamburi di macchine differenti.

Viene quindi ad assumere particolare importanza l'allineamento e la messa a punto del "gruppo testine"; tale operazione viene compiuta con il nastro campione o, meglio ancora, prima della riproduzione viene effettuato l'allineamento delle testine stesse con il nastro interessato al momento.

Vedremo come nei sistemi non segmentati, ossia dove l'informazione di un intero semiquadro è contenuta su un'unica traccia, i problemi a cui accennato risultino inesistenti.

Per evitare errori di geometria del sistema, che sarebbero visibili sul segnale video, è indispensabile inoltre, come accennato, che le testine descrivano un arco di traccia la cui lunghezza risulti eguale sia in registrazione che in riproduzione.

Se tale condizione non viene rispettata si può ottenere un segnale video utile a cui manca una porzione di riga, oppure un accavallamento di porzione di riga, a seconda che l'arco descritto in riproduzione risulti inferiore o superiore a quello dovuto alla registrazione.

Tali inconvenienti sono dovuti al particolare sistema di adesione nastro/tamburo che non ammette variazioni delle caratteristiche meccaniche, come differenze del raggio di curvatura della guida o dell'eccentricità tra differenti tamburi che, ovviamente, influiscono sull'entità della penetrazione della testina stessa nel nastro.

Poiché la precisione di allineamento richiesta, e soprattutto la sua durata nel tempo, sono difficilmente raggiungibili, con queste macchine si fa uso di correttori della base dei tempi (*TBC* o *time base corrector*) che trasformano il segnale video analogico in numerico, lo inseriscono in una memoria di sufficiente capacità, indi leggono l'informazione a cadenza campione, dettata cioè dal nero colore di stazione che funge da riferimento.

La riconversione in segnale analogico completa questo tipo di correttore. Anche su tale punto ritorneremo ampiamente nel volume 2°.

Un altro problema che coinvolge la R.V.M. sta nel fatto che anche i migliori nastri presentano, ancora vergini, qualche scroscio al minuto e tale inconveniente aumenta con l'uso dei nastri stessi.

Questo problema è stato risolto corredando la macchina con dei particolari correttori detti *D.O.C (drop-out compensator)* i quali, durante lo scroscio (mancanza di informazione video), sostituiscono al video mancante un segnale tenuto in memoria e che è il più "eguale possibile" a quello perduto.

La fig. 13.4.1 riporta un dispositivo del genere: esso prevede un rilevatore dello scroscio che "legge" l'alternazione del segnale video traslato (radio-frequenza modulata) e, prima che esso si presenti in uscita, commuta sul segnale memorizzato da una linea di ritardo di 64 μ s, contenente il video della riga precedente, ovviamente del medesimo semiquadro. Si nota come il dispositivo intervenga anche per scrosci che durano più di una riga, in quanto la memoria è sempre caricata con il video della riga riprodotto prima dello scroscio.

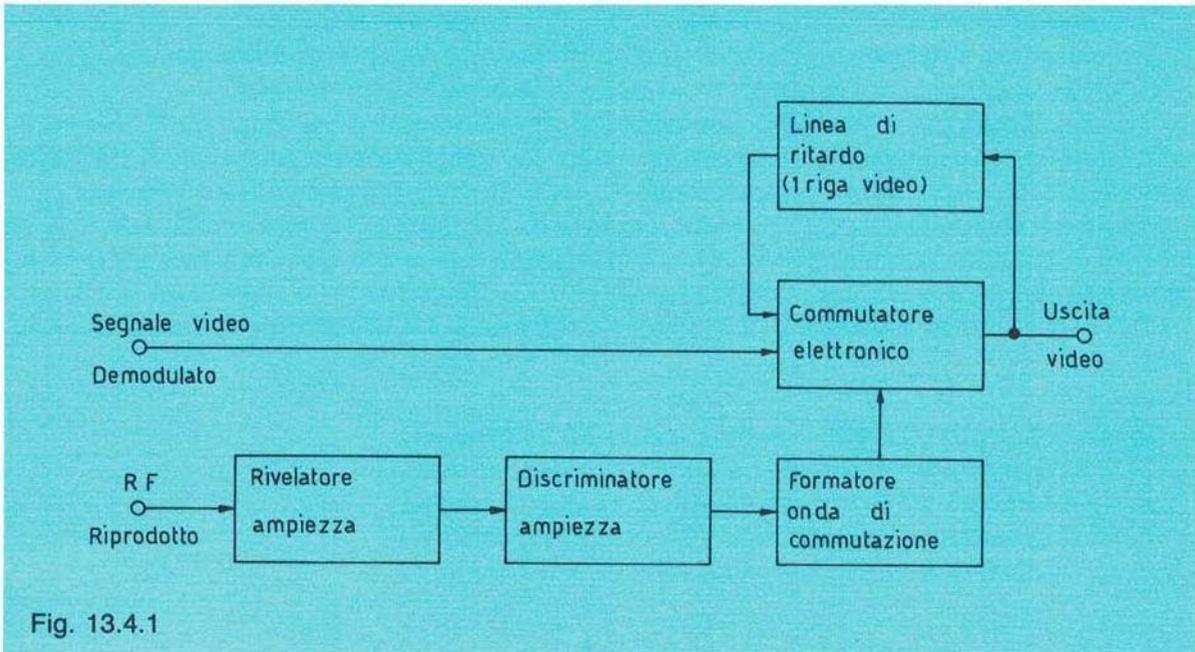


Fig. 13.4.1

Vedremo come, nel caso di un segnale a colori PAL, il dispositivo debba subire una variante dovuta alle caratteristiche intrinseche del sistema cromatico stesso; rimane comunque salvaguardato il principio generale descritto. Oltre all'informazione video e quella di servizio o di "controllo", sullo stesso nastro deve essere ovviamente registrata anche la relativa informazione audio. Come accennato, quest'operazione avviene in modo tradizionale, ossia con una testina supplementare fissa e traccia longitudinale.

Ormai nei registratori video dell'ultima generazione (1989) le piste disponibili nel sistema C, che tra poco analizzeremo, sono quattro o cinque, dovendo tenere conto del suono stereofonico e, per il montaggio elettronico, del codice di tempo.

È importante osservare che non è possibile registrare sulla stessa pista, o su una adiacente, l'audio pertinente al relativo video, in quanto sul tamburo la vicinanza dell'accoppiata testina video e testina audio risulterebbe tale da non consentirne fisicamente la realizzazione. Pertanto la testina (o le testine) audio viene montata fissa e sfalsata di un certo intervallo rispetto alla relativa traccia video.

Nel sistema quadruplex, tale spostamento è in anticipo rispetto al video di circa 0,5 secondi.

Oltre alle suddette piste audio di qualità, può essere presente un'ulteriore pista audio di servizio.

13.5 Sistema elicoidale

Come esaminato nel precedente paragrafo, nel sistema trasversale ogni traccia registrata contiene l'informazione video relativa a circa 16 righe televisive che vengono riprodotte da testine diverse; un sistema così strutturato è definito segmentato, in quanto il semiquadro televisivo è spezzettato in gruppi di righe e non è contenuto pertanto in un'unica traccia.

Nei sistemi elicoidali il nastro viene avvolto sul tamburo portatestine ad arco di elicoide, e la geometria del sistema è fissata dall'angolo di contatto nastro/tamburo, dal diametro di quest'ultimo, dall'altezza del nastro e dal numero di testine previste.

Nei tipi di registratori elicoidali professionali, su ogni traccia viene registrata l'informazione relativa ad un completo semiquadro in modo che non esistono commutazioni tra testine durante le 312,5 righe che lo compongono; pertanto questo sistema è definito non segmentato. Esistono comunque sistemi elicoidali segmentati nei quali però ogni traccia contiene un numero di righe maggiore di quelle previste nel sistema trasversale, dove le tracce sono ovviamente più lunghe e a minore inclinazione rispetto alla direzione di avanzamento del nastro. La fig. 13.5.1 illustra il sistema di avvolgimento del nastro sul tamburo nella scansione elicoidale:

- a) avvolgimento ad α per videoregistratori ad una testina;
- b) avvolgimento ad α per videoregistratori a due testine;
- c) avvolgimento ad Ω per videoregistratori ad una testina;
- d) avvolgimento ad Ω per videoregistratori a due testine;
- e) avvolgimento a D per videoregistratori a due testine.

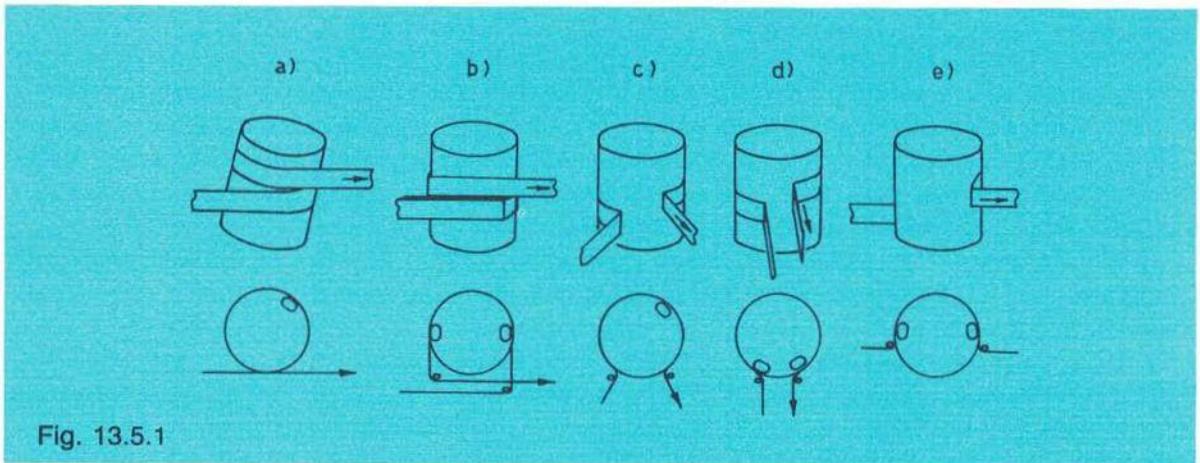


Fig. 13.5.1

Nella registrazione con il sistema elicoidale l'informazione registrata su ogni traccia è molto maggiore rispetto al sistema trasversale, per cui le tracce stesse risultano più lunghe e maggiormente inclinate e pertanto il sistema risulta più vulnerabile alle instabilità meccaniche del trascinamento del nastro, in quanto le tracce tendono ad assumere posizioni più vicine a quella di moto del nastro stesso.

In sede internazionale sono stati normalizzati, a livello professionale, due standards: il **B** segmentato ed il **C** non segmentato.

Nel sistema B l'angolo formato tra le tracce video e la direzione di avanzamento del nastro varia, a seconda del tipo di macchina, tra 14° e 20° ed il nastro di altezza $1''$ avvolge il tamburo per circa 180° .

La configurazione del tamburo e la posizione delle tracce sono riportate in figura 13.5.2 e 13.5.3 rispettivamente.

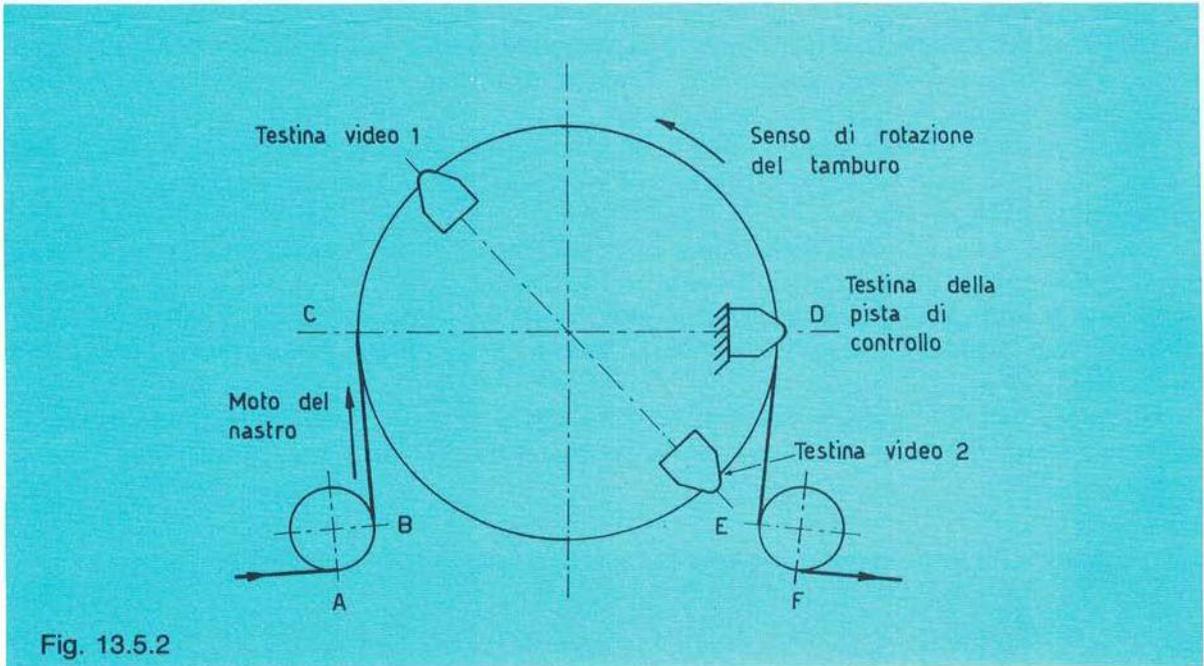
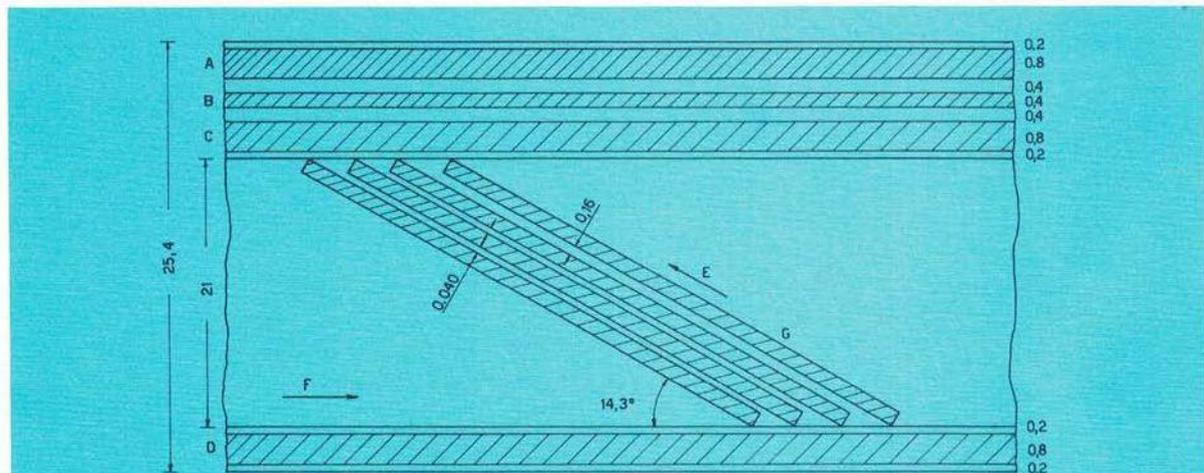


Fig. 13.5.2



Standard B (normativa europea): nastro da un pollice. Quote in millimetri. A: pista audio 1; B: pista di controllo; C: pista audio 2; D: pista audio 3; E: moto di scorrimento della testina; F: moto di scorrimento del nastro; G: piste video.

Fig. 13.5.3

Il tamburo portatestine ruota alla velocità di 150 giri/s con velocità relativa nastro/testina di $23,9 \text{ m/s}$; l'informazione relativa ad un semiquadro è distribuita su 6 tracce , ognuna delle quali contiene pertanto registrata l'informazione di circa 50 righe televisive.

Le piste longitudinali sono quattro, di cui tre dedicate all'audio ed una al "control track" il cui scopo è, come nel sistema trasversale, di consentire in riproduzione la corretta lettura

delle tracce video.

Un limite del sistema B, rispetto al C, è la maggiore complessità del fermo immagine, ottenibile, a differenza di quest'ultimo, con l'impiego di una memoria di quadro con la conseguente maggiore usura della macchina stessa.

Infatti, essendo l'informazione video di un semiquadro distribuita almeno su 6 tracce, non è possibile, come nello standard C, fare percorrere alla testina la stessa traccia contenente 1 semiquadro, a nastro fermo.

Per contro, l'inclinazione delle tracce di 14° , contro i $2^\circ 33'$ del sistema C, lo rendono meno critico agli errori meccanici di trasporto del nastro.

Nei sistemi non segmentati ogni traccia video contiene, come accennato, l'informazione di un intero semiquadro, eliminando tutti gli inconvenienti dovuti alla commutazione fra testine differenti.

Un primo grande vantaggio di questi sistemi è quello di consentire un maggiore numero di successivi riversamenti, il che incide positivamente sulla qualità del programma in fase di montaggio.

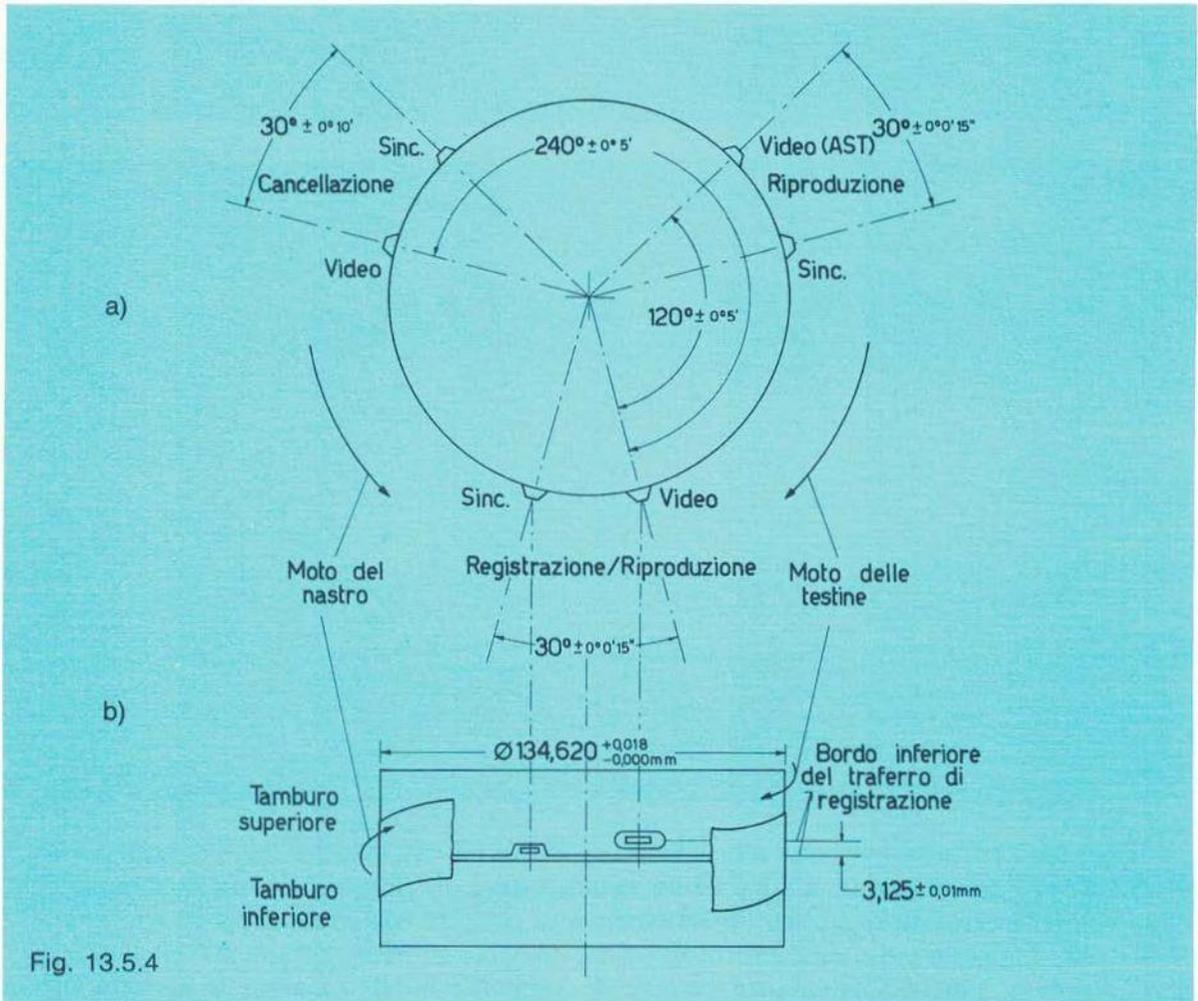


Fig. 13.5.4

Inoltre consentono il “fermo immagine” ed il rallentamento o “slow motion” in quanto, a nastro fermo, la testina di riproduzione sul tamburo rotante esplora sempre la stessa traccia.

Nei sistemi ad una sola testina video, il nastro viene avvolto sul tamburo per $345^\circ \div 360^\circ$, mentre in quelli a due testine l'angolo è leggermente superiore ai 180° .

Nel primo sistema è possibile adottare una seconda testina video “monitoria”, la quale consente una verifica del segnale in “tempo reale”, particolarmente utile sia per la messa a punto della macchina, sia per il controllo effettivo del funzionamento della macchina in fase di registrazione.

Tra i sistemi “non segmentati” proponiamo lo standard C, normalizzato in sede internazionale.

Il nastro impiegato è da 1" e viene avvolto ad omega sul tamburo portatestine (fig. 13.5.1c) con un angolo di 346° , come illustrato in fig. 13.5.4.

La velocità di rotazione del tamburo è di 50 giri/s.

Ogni traccia contiene registrata l'informazione di un intero semiquadro, ad eccezione di una dozzina di righe (lacuna verticale) appartenenti alla cancellazione verticale in quanto, durante questo tempo, la testina non è più a contatto con il nastro (angolo minore di 360°); si perde così parzialmente l'informazione di sincronismo verticale.

Lo standard C prevede a questo punto due soluzioni:

- corredare la macchina con un TBC (correttore della base dei tempi), che ricostruisce l'informazione mancante del sincronismo verticale.
- corredare la macchina con una testina supplementare, che registra solo l'informazione di sincronismo che la testina video non è più in grado di fissare sul nastro.

La seconda soluzione è denominata a “una testina e mezza”, in quanto alla testina principale video si aggiunge quella ausiliaria per il solo sincronismo verticale.

Con la soluzione a) lo spazio dedicato alla traccia del sincronismo può essere impiegato come ulteriore pista audio, opzione III della fig. 13.5.5. La velocità di avanzamento nastro è di $0,239 \text{ m/s}$ con velocità relativa nastro/testina di $21,05 \text{ m/s}$.

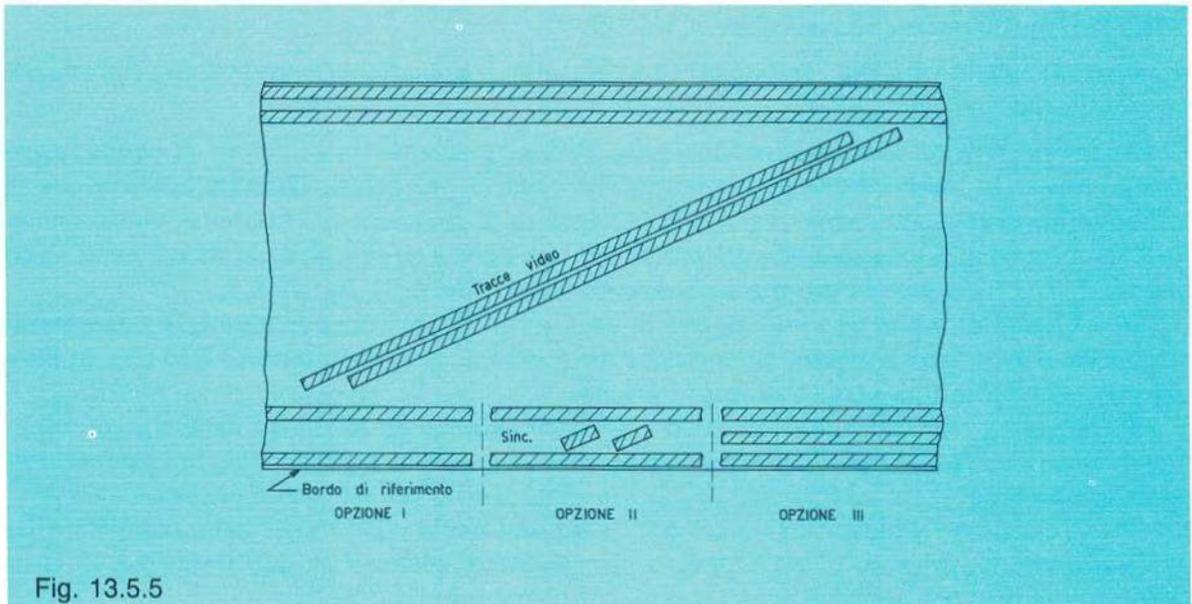


Fig. 13.5.5

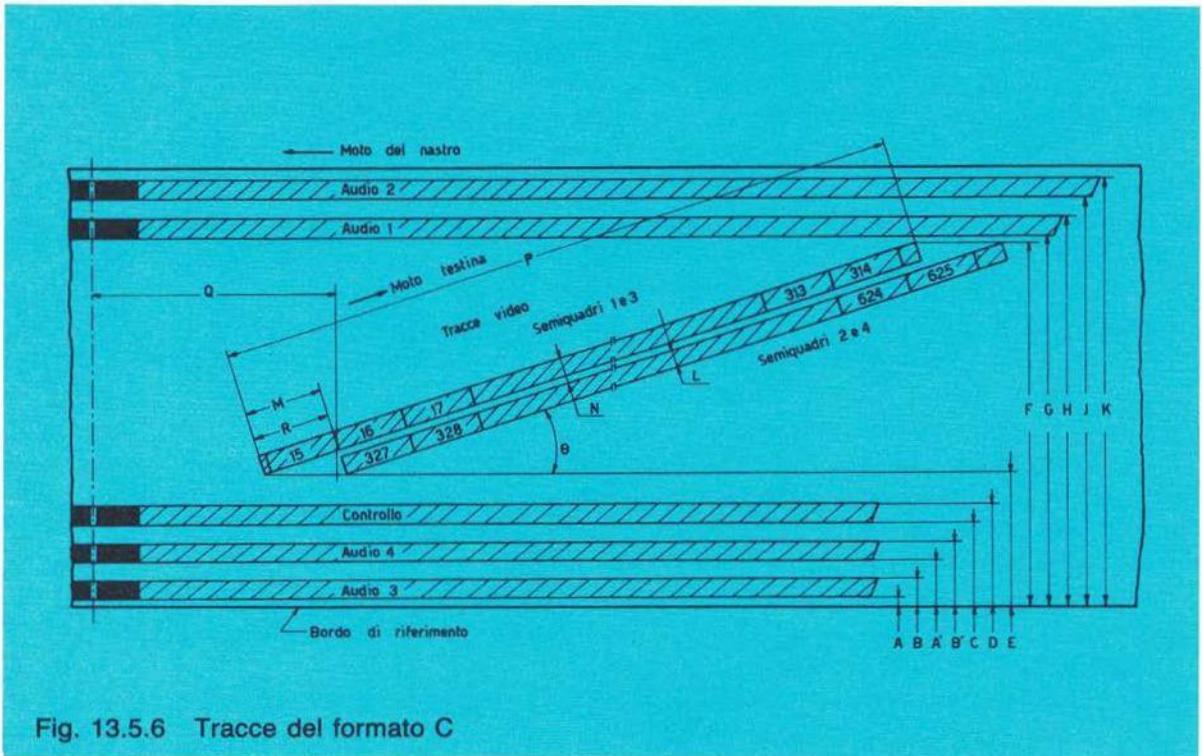


Fig. 13.5.6 Tracce del formato C

La fig. 13.5.6 riporta le tracce sul nastro con il sistema ad una sola testina, mentre la tabella 13.1 fornisce i dati relativi.

Il tamburo portatestine è provvisto di sei sedi per poter accogliere altrettante testine così impiegate:

Righe attive - testine di: cancellazione (non può più essere rigida come nel trasversale); registrazione/riproduzione; riproduzione monitoria.

Righe della lacuna verticale - testine di: cancellazione; registrazione/riproduzione; riproduzione monitoria.

Anche nel sistema C la registrazione video avviene mediante trasposizione di banda, adottando ancora la modulazione di frequenza con relativa pre-enfasi. Durante l'operazione di fermo-immagine, quando cioè vi è il solo movimento di rotazione del tamburo, viene a mancare la componente longitudinale del moto, per cui è come se le tracce, in relazione al moto del tamburo, variassero la propria inclinazione, come illustra la fig. 13.5.7.

In tal caso, la testina non può seguire la traccia con la precisione richiesta, in quanto vincolata da una traiettoria rigida; ne consegue un peggioramento del rapporto S/d che, al limite, può tradursi in una perdita di informazione.

L'Ampex ha realizzato un dispositivo correttore automatico di lettura della traccia, montando cioè la testina di riproduzione, diversamente da quella di registrazione, in modo non rigido sul tamburo.

Tale dispositivo, definito *AST* (automatic scanning tracking), consiste nel montaggio della testina di riproduzione su di un supporto piezoelettrico azionato da una frequenza di circa 800 Hz, che provoca un movimento alternativo trasversale della testina.

Tabella 13.1 - Posizione e dimensione delle tracce - (ved. fig. 13.5.6)

Simbolo	Parametro	Valore minimo	Valore nominale	Valore massimo
A	bordo inferiore audio 3	0,000		0,200
B	bordo superiore audio 3	0,775	1,025	
A'	bordo inferiore audio 4	1,500		1,700
B'	bordo superiore audio 4	2,275		2,525
C	bordo inferiore pista controllo	2,870		3,130
D	bordo superiore pista controllo	3,430		3,770
E	bordo inferiore tracce video	3,845		3,905
F	bordo superiore tracce video	22,370		22,490
G	bordo inferiore audio 1	22,700		22,900
H	bordo superiore audio 1	23,475		23,725
J	bordo inferiore audio 2	24,275		24,525
K	bordo superiore audio 2	25,100		25,300
L	larghezza tracce video	0,155		0,165
M	sfalsamento tracce video		3,5 H	
N	passo tracce video		0,2144	
P	lunghezza tracce video		300,6 H	
Q	posizione testine audio e controllo	101,8		102,6
R	posizione del verticale (semi-quadri dispari)	1,437 (1,05 H)		2,122 (1,55 H)
S	posizione del verticale (semi-quadri pari)	2,122 (1,55 H)		2,806 (2,05 H)
Φ	angolo tracce video		$2^{\circ} 33' 4''$	

— Tutte le dimensioni lineari sono in mm.



Percorso seguito dalla testina di lettura:

a: con nastro fermo

b: con nastro in movimento

θ : inclinazione delle tracce con nastro fermo

θ_0 : inclinazione delle tracce con nastro in movimento

Fig. 13.5.7

Misurando l'ampiezza del segnale trasporto riprodotto, si ricava una tensione di errore più o meno elevata, in funzione dello scostamento testina-traccia; tale tensione, sommata agli 800 Hz , di oscillazione, corregge la traiettoria mantenendo un segnale corretto anche in slow motion e in fermo-immagine. Questo dispositivo compensa anche le instabilità del trascinamento del nastro dovute a variazioni anche lievi della sua tensione, conseguenza maggiormente sentita nei sistemi elicoidali, in quanto le tracce sono disposte con inclinazioni maggiori rispetto allo standard trasversale.

Queste macchine richiedono comunque in uscita un correttore della base dei tempi (*TBC*) che ricordiamo, per ora, come un dispositivo a memoria, in cui l'informazione viene registrata in forma numerica a cadenza anche non corretta e viene letta con cadenza dettata dal sincronismo locale.

Comunque nel caso di macchine con dispositivo *AST*, durante il fermo-immagine tale dispositivo consente altresì di riprodurre l'intero quadro, in quanto la testina percorre, a nastro fermo, una sola traccia e quindi un solo semiquadro.

Essendo il semiquadro successivo compreso nella traccia immediatamente adiacente, l'*AST* consente l'esplorazione alternativa di due tracce adiacenti, ossia di 1 quadro televisivo completo.

Se così non fosse, si richiederebbe allo scopo una memoria di semiquadro, analoga cioè al *TBC* ma con capacità di immagazzinamento d'informazione molto superiore, onde riproporre due volte il medesimo semiquadro.

Comunque il dispositivo *AST* è bene impiegarlo solamente nei casi di fermo-immagine o di rallentamento, in quanto la modulazione a 800 Hz può causare un fastidioso "jetter" in normale riproduzione.

La registrazione dell'informazione audio avviene con testine fisse e tracce longitudinali e la loro posizione è in anticipo di $102,2 \pm 0,4\text{ mm}$ rispetto alla registrazione video associata.

Tale sfasamento è riportato in fig. 13.5.6, lettera *Q*.

Essendo l'audio registrato in banda base, si richiede una premagnetizzazione ad alta frequenza; il suono completo di trasmissione viene registrato sulla pista audio 1 (fig. 13.5.6) e, nel caso di suono stereofonico, il canale sinistro sulla pista 1 ed il destro sulla pista 2, mentre la pista 3 è adibita al codice di tempo (vedi vol 2°, Montaggio elettronico).

La fig. 13.5.8 riporta la forma d'onda del segnale di controllo e la sua relazione temporale con il sincronismo verticale del segnale video in registrazione.

Nella figura è compreso anche un impulso per il montaggio elettronico che identifica il semiquadro 1 nel caso del segnale a colori PAL.

Anche la registrazione del segnale di controllo viene effettuata con premagnetizzazione.

Ripetiamo ancora una volta come, nel 2° volume, verrà ripreso ed approfondito l'argomento RVM con particolare riferimento ai parametri che caratterizzano il sistema PAL.

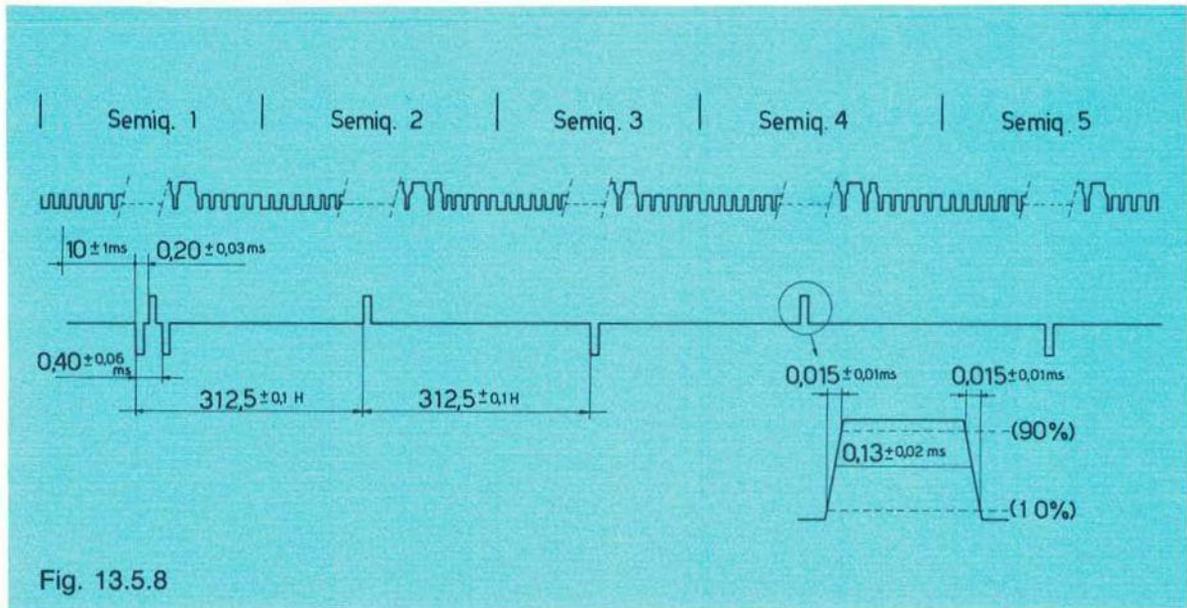
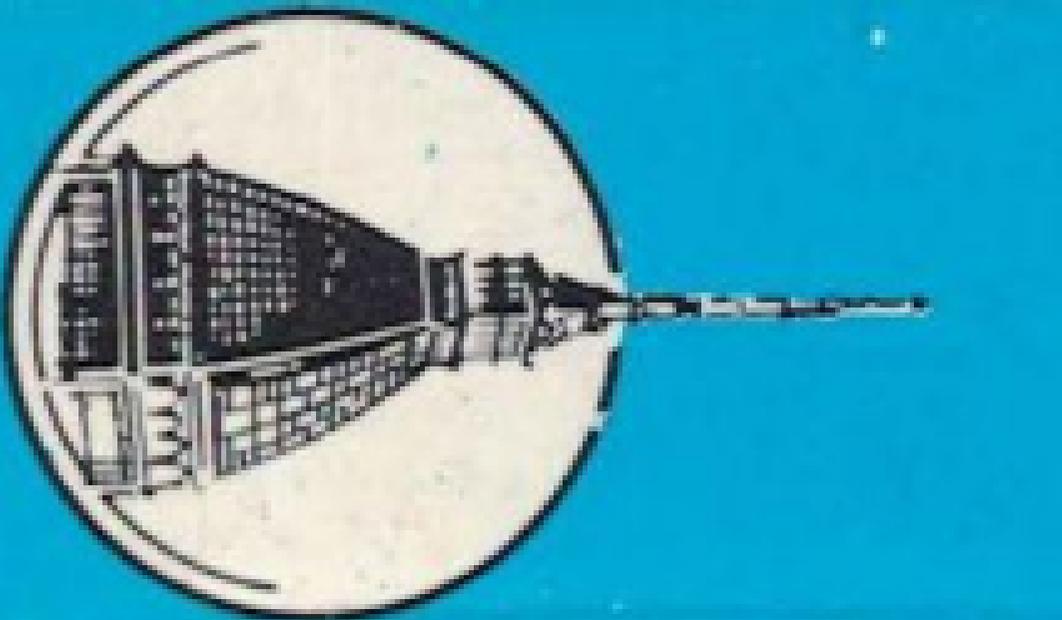


Fig. 13.5.8



COMUNICAZIONE TELEVISIVA Vol. 1