

**Appunti dal corso di  
Sistemi di Telecomunicazione A.A. 2008/09  
Prof. Mario Fossi**

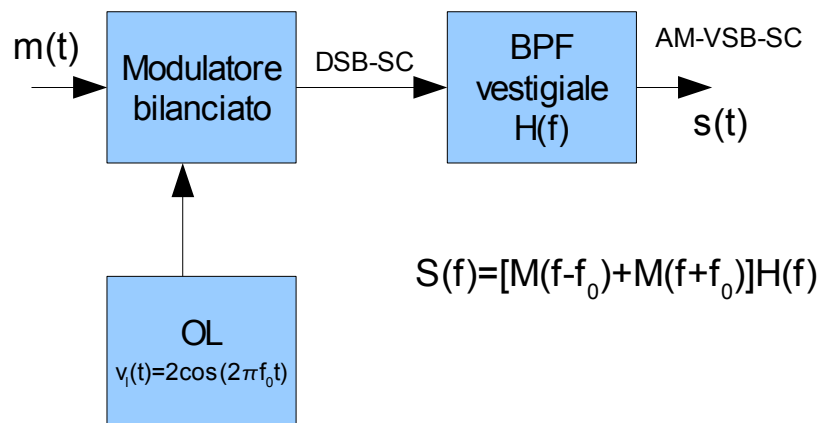
**6 - TELEVISIONE ANALOGICA (SECONDA PARTE)**

**Richiami sulla modulazione vestigiale**

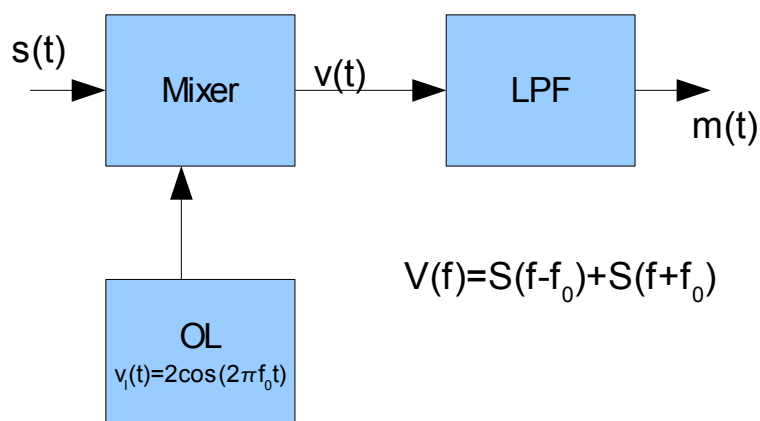
Abbiamo illustrato come la modulazione di ampiezza utilizzata per il segnale video **in trasmissione non** sia vestigiale, ma a bande asimmetriche. Tuttavia tale modulazione viene resa effettivamente vestigiale dentro il ricevitore, in quanto diversamente avremmo un segnale demodulato distorto rispetto al segnale video originario. E' quindi opportuno richiamare i concetti principali della modulazione vestigiale, che utilizzeremo per discutere la struttura del ricevitore televisivo.

Da un punto di vista generale, la modulazione vestigiale (VSB=*Vestigial Side Band*) è una modulazione di ampiezza che - come vedremo di seguito - trasmette quasi per intero una delle due bande laterali (di ampiezza  $B$ ) ed un vestigio dell'altra, di estensione  $B_v < B$  che chiamiamo banda vestigiale. La VSB può essere vista come la forma più generale di modulazione di ampiezza, avendo come casi limite da un lato la DSB (banda vestigiale tendente all'infinito) e dall'altro la SSB (banda vestigiale nulla), come vedremo.

Una prima modalità per generare un segnale VSB è quella di applicare un **opportuno** filtraggio, detto appunto vestigiale, ad un segnale DSB. Vediamo lo schema di **trasmissione**:



In **ricezione** è necessario utilizzare un demodulatore coerente:

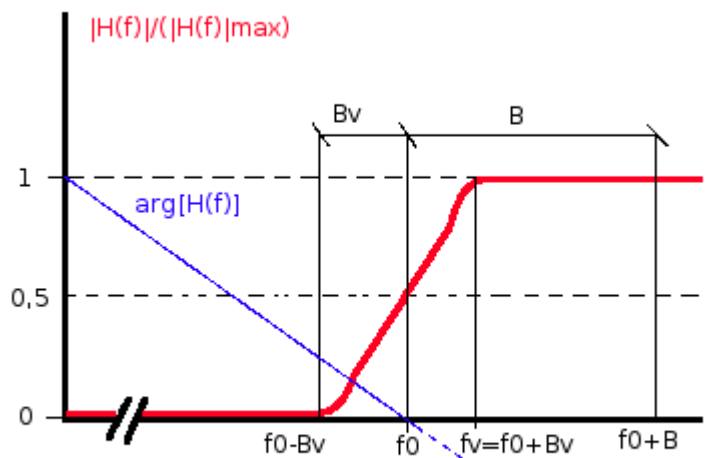


Esprimiamo la forma analitica del segnale  $V(f)$  che entra nel filtro passa-basso del ricevitore, sostituendo a  $S(f)$  la sua espressione:

$$V(f) = \underbrace{M(f)[H(f-f_0)+H(f+f_0)]}_{\text{banda base}} + \underbrace{[M(f-2f_0)H(f-f_0)+M(f+2f_0)H(f+f_0)]}_{\text{segnale a } 2f_0 \text{ tagliato dal LPF}}.$$

Un semplice filtro passa-basso è in grado di recuperare in uscita solamente la parte in banda base. Dobbiamo però verificare che l'uscita dall'LPF sia una versione fedele di  $m(t)$ , cioè che sia verificata la condizione di non distorsione lineare. A tal fine il filtro di trasmissione deve verificare la condizione:

$H(f-f_0)+H(f+f_0)=2|H(f_0)|e^{-j2\pi f t_0}$  (modulo costante e fase lineare). Affinché sia verificata questa condizione, il filtro di trasmissione deve avere una risposta in frequenza del tipo indicato come esempio dalla figura:



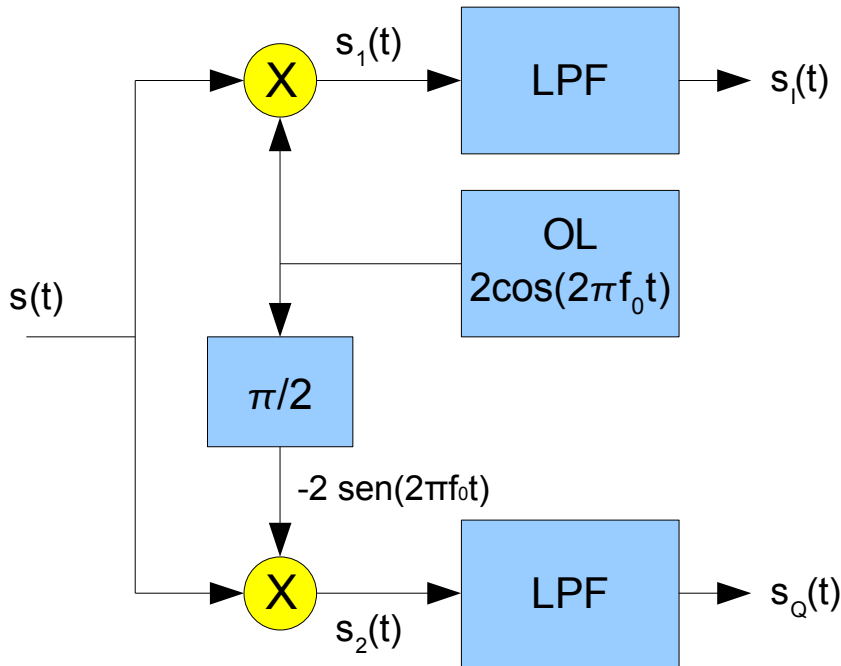
Precisamente, la risposta in ampiezza deve essere funzione dispari di  $f$  nell'intervallo  $(f_0 - B_v, f_0 + B_v)$ , **rispetto** ad un riferimento con origine nel punto  $(f_0, 0,5)$  (filtro vestigiale, detto anche con fianco di Nyquist), e costante nella banda  $(f_0 + B_v, f_0 + B)$ . Per quanto riguarda la risposta in fase, la condizione predetta impone che questa debba essere lineare entro l'intervallo  $(f_0 - B, f_0 + B)$ . In queste ipotesi abbiamo ottenuto un segnale VSB con banda vestigiale inferiore. Il filtro  $H'(f)$  con risposta in ampiezza speculare di questo rispetto a  $f_0$  fornisce similmente un segnale VSB con banda vestigiale superiore.

Si osservi che un generico filtraggio a bande asimmetriche, come ad es. quello operato nel trasmettitore TV, **non** rispetta tale condizione.

In uscita dal filtro vestigiale avremo un segnale ridotto in banda, dato che della banda inferiore viene trasmesso solo un vestigio di larghezza  $B_v$ . La nuova estensione in banda del

segnale è  $\underbrace{B}_{SSB} \leq \underbrace{B+B_v}_{VSB} \leq \underbrace{2B}_{DSB}$ .

Vediamo l'espressione nel dominio del tempo del segnale VSB, in termini di componenti in fase ed in quadratura, rifacendoci allo schema di rivelatore di inviluppo complesso riportato nella figura:



Le espressioni dei relativi segnali sono:

$$s(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_0 t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_0 t) ;$$

$$s_1(t) = s(t) 2 \cos(2\pi f_0 t) = s_I(t) + s_I(t) \cos[2\pi(2f_0)t] - s_Q(t) \sin[2\pi(2f_0)t]$$

$$s_2(t) = -s(t) 2 \sin(2\pi f_0 t) = s_Q(t) - s_I(t) \sin[2\pi(2f_0)t] - s_Q(t) \cos[2\pi(2f_0)t].$$

Le componenti a frequenza  $2f_0$  sono agevolmente eliminate dai filtri passa-basso, per cui in uscita da essi abbiamo rispettivamente la componente in fase  $s_I(t)$  e quadratura  $s_Q(t)$ .

Le corrispondenti operazioni nel dominio della frequenza sono indicate di seguito:

$$S_I(f) = \begin{cases} S(f-f_0) + S(f+f_0) & \forall |f| \leq B \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}; \quad S_Q(f) = \begin{cases} j[S(f-f_0) - S(f+f_0)] & \forall |f| \leq B \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}.$$

Se ora in ingresso a questo sistema mettiamo un generico segnale VSB il cui spettro è esprimibile come  $S_{VSB}(f) = [M(f-f_0) + M(f+f_0)]H(f)$  con  $H(f)$  filtro vestigiale e supponiamo  $H(f_0) = 1/2$ , si ottengono le componenti in fase e quadratura. Quella in fase,

$S_I(f) = M(f)[H(f-f_0) + H(f+f_0)]$  date le particolari proprietà del filtro vestigiale  $H(f)$  e l'ipotesi fatta sopra, risulta proporzionale al segnale utile  $m(t)$ :

$$S_I(f) \equiv M(f) \leftarrow F \rightarrow s_I(t) \equiv m(t) \text{ a meno del ritardo temporale } t_0.$$

Per quanto riguarda la componente in quadratura, abbiamo:

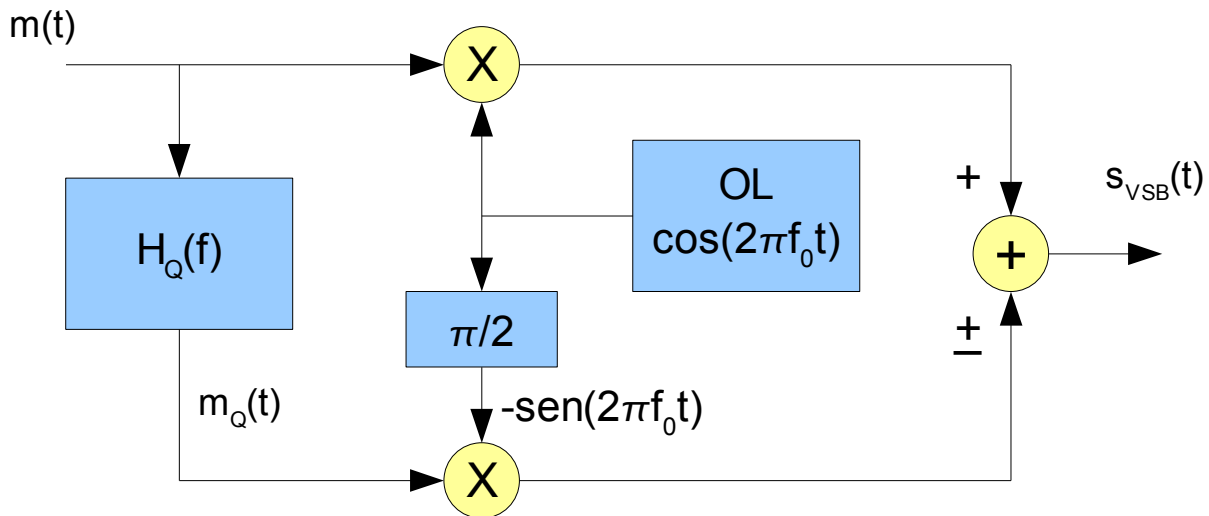
$$S_Q(f) = jM(f)[H(f-f_0) - H(f+f_0)].$$

La componente in quadratura può allora essere ottenuta filtrando il segnale  $m(t)$  con un filtro con risposta in frequenza  $H_Q(f) \stackrel{\text{def}}{=} j[H(f-f_0) - H(f+f_0)]$ .

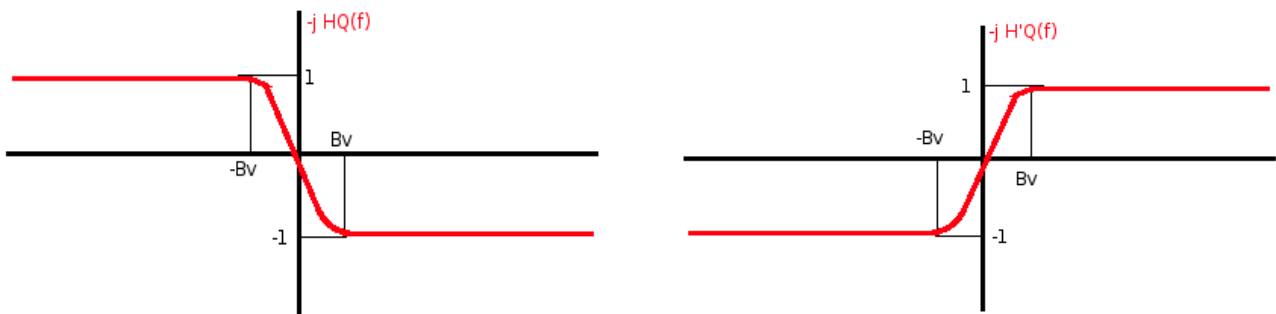
In conclusione otteniamo la seguente espressione nel dominio del tempo del segnale VSB:

$$s_{VSB}(t) = m(t) \cos(2\pi f_0 t) - m_Q(t) \sin(2\pi f_0 t), \text{ con } m_Q(t) \stackrel{\text{def}}{=} F^{-1}\{jM(f)[H(f-f_0) - H(f+f_0)]\}$$

Sulla base di questa espressione, possiamo ipotizzare il modulatore illustrato nella pagina seguente, alternativo a quello precedentemente descritto:



Si osservi che con un unico tipo di circuito modulatore possiamo ottenere un segnale VSB con un vestigio della banda inferiore oppure con un vestigio della banda superiore, a seconda che al ramo inferiore del sommatore si consideri il segno più o il meno. Se si utilizza il segno + in ingresso al sommatore, il filtro del circuito è ovviamente  $H_Q(f)$ , del quale in figura è illustrato un possibile andamento in corrispondenza di un filtro vestigiale avente funzione di trasferimento per semplicità reale; se si utilizza il segno – in ingresso al sommatore, è come se utilizzassimo nel caso precedente un filtro  $H'_Q(f) = -H_Q(f)$ . Ma tale filtro può essere ottenuto a partire da un filtro vestigiale  $H'(f)$  come prima definito (pag. 2), che dà luogo quindi ad un segnale VSB con banda vestigiale superiore.



Vediamo ora come sia possibile passare dal segnale VSB al segnale SSB: riducendo l'ampiezza della banda vestigiale  $B_v$ , si riducono le bande di transizione, ottenendo come caso limite (per  $B_v=0$ ) un filtro ideale con funzione di trasferimento pari a  $-j \operatorname{sgn}(f)$  (filtro di Hilbert). Così facendo si taglia completamente una banda, lasciando passare l'altra invariata. Si può quindi considerare il filtro di Hilbert come limite del filtro vestigiale:  $\lim_{B_v \rightarrow 0} H_Q(f) = -j \operatorname{sgn}(f) \Leftrightarrow m_Q(t) = \hat{m}(t)$ , dove  $\hat{m}(t)$  indica la trasformata di Hilbert del segnale  $m(t)$ , che rappresenta come è noto proprio il segnale in quadratura della SSB.

Il procedimento logico opposto permette di passare dal segnale VSB al segnale DSB: portando  $B_v$  all'infinito, la risposta del filtro  $H_Q(f)$ , nella banda del segnale utile, tende a zero e dal sommatore esce solo il termine del ramo superiore, che è appunto un segnale DSB.

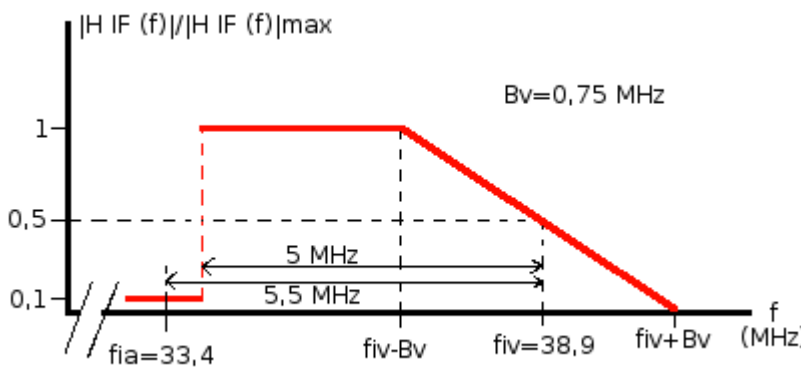
**Osservazione:** se si tiene conto del fatto che la componente in quadratura massima della VSB si ha nel caso limite della SSB, per la quale la potenza della componente in quadratura eguaglia quella della componente in fase, essendo la sua trasformata di Hilbert, mentre all'altro estremo la componente in quadratura è nulla nel caso limite della DSB, si comprende come in generale la componente in quadratura della VSB ha una potenza che decresce al crescere dell'ampiezza della banda vestigiale.

In generale risulta conveniente utilizzare la VSB quando si vuole diminuire la banda occupata a radiofrequenza senza la necessità di dover eliminare esattamente una banda come per la SSB, operazione di filtraggio difficoltosa quando il segnale modulante presenta componenti spettrali che si estendono fino a frequenze prossime a zero. Tuttavia, per ragioni storiche, in televisione il filtraggio VSB viene operato in ricezione.

### Ricevitore televisivo B/N

La struttura del ricevitore televisivo è quella di un ricevitore supereterodina a singola conversione. La catena ricevente è unica per i due segnali, video e audio, fino al demodulatore (sistema detto “intercarrier”). Lo schema a blocchi di principio è riportato nella pagina seguente. La sezione RF + convertitore (detta “tuner”) è sdoppiata a seconda della banda di frequenze: una per i canali in VHF e l'altra per i canali in UHF. Il fattore di reiezione di immagine minimo richiesto al ricevitore è di 50 dB.

Nella sezione a RF esistono anche particolari filtri elimina-banda (filtri “trappola”, non indicati nello schema), allo scopo di attenuare: 1) le frequenze della Banda II (87,5 – 108 MHz) utilizzate dalla radiodiffusione del suono in modulazione di frequenza, che impegnerebbero inutilmente e anzi dannosamente il ricevitore; 2) le frequenze nell'intorno della media frequenza del ricevitore, allo scopo di proteggere la sezione a IF da passaggi di segnale direttamente dalla RF (senza conversione). La sezione a IF deve prevedere fattori di protezione di almeno 40/50 dB.



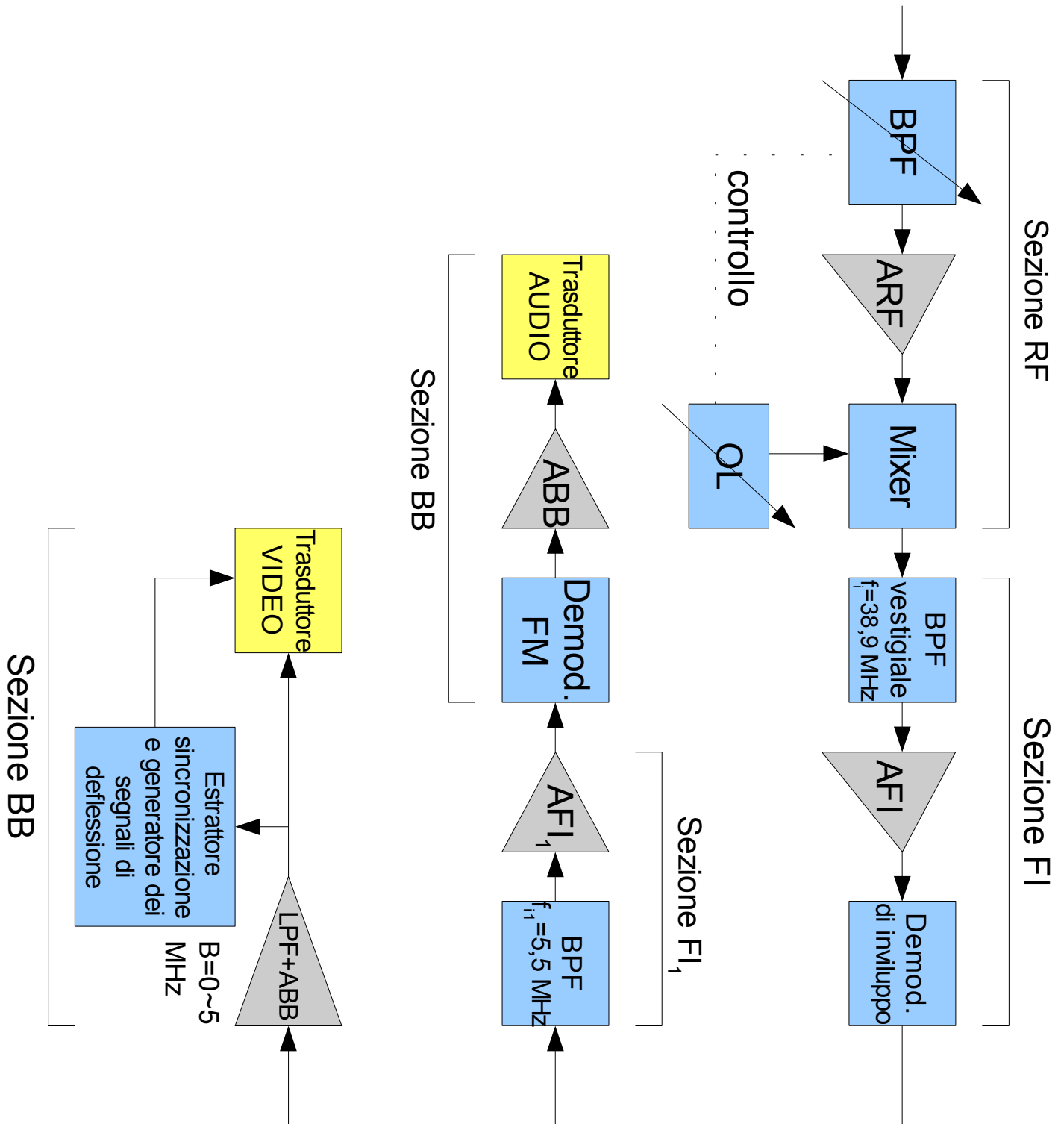
La conversione del segnale alla frequenza intermedia  $f_{iv} = 38,9 \text{ MHz}$  avviene mediante il battimento tra il segnale in uscita dalla sezione RF e il segnale prodotto dall'Oscillatore Locale. Relativamente ad esso, si effettua una scelta “High”:

$f_i = f_0 + f_i > f_i$ , di conseguenza si ha l'inversione di banda.

Il segnale passa quindi nel filtro di selezione, che deve essere **vestigiale** per quanto detto precedentemente. La risposta ideale del filtro vestigiale a FI è riportata nella figura. Esso deve presentare anche una forte attenuazione (-20 dB) nell'intorno della portante  $f_{ia} = 33,4 \text{ MHz}$  delle frequenze audio. Ciò è richiesto dal fatto che, per motivi di costo all'epoca in cui è stata introdotta la televisione, il demodulatore previsto è un semplice **rivelatore di inviluppo**: proprio questa scelta

comporta la necessità di una forte attenuazione del segnale audio rispetto a quello video e di una scelta dell'ampiezza della banda vestigiale non troppo ridotta.

Per giustificare queste affermazioni, vediamo la forma analitica del segnale in uscita dal demodulatore di involuppo ideale. Tenuto conto che la conversione a frequenza intermedia avviene con inversione di banda (e di fase), l'espressione analitica del segnale in ingresso al demodulatore è del tipo indicato nella pagina seguente:



$$s(t) = \underbrace{A[1 + k_a m(t)] \cos(2\pi f_{iv} t)}_{\text{componente in fase}} + \underbrace{A k_a m_Q(t) \sin(2\pi f_{iv} t)}_{\text{quadratura}} + \underbrace{a \cos[2\pi(f_{iv} - f_{ic})t - \varphi(t)]}_{\text{segnale audio}}$$

con  $1 + k_a m(t) \geq 0$  ; nell'espressione abbiamo indicato con  $A$  l'ampiezza della portante video e  $a$  l'ampiezza della portante audio,  $m(t)$  il segnale video composito e  $\varphi(t)$  la fase del segnale audio prima della conversione, che contiene l'informazione audio.

Ricaviamo l'inviluppo del segnale: sviluppando il termine  $\cos[2\pi(f_{iv} - f_{ic})t]$ , e ponendo in evidenza la componente in fase, possiamo scriverlo nella forma:

$$|\tilde{s}(t)| = A[1 + k_a m(t)] + a \cos[2\pi f_{ic} t + \varphi(t)] \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{k_a m_Q(t) + \frac{a}{A} \sin[2\pi f_{ic} t + \varphi(t)]}{1 + k_a m(t) + \frac{a}{A} \cos[2\pi f_{ic} t + \varphi(t)]} \right)^2}$$

Se l'espressione sotto radice fosse circa unitaria, si osserva che avremmo in banda base il segnale video composito non distorto e ritroveremmo a cavallo di 5,5 MHz il segnale audio modulato FM, come deve essere. Per far sì che l'espressione sotto radice sia circa unitaria, la parte frazionaria dovrebbe essere molto piccola, cioè il numeratore dovrebbe essere molto minore del denominatore. Vediamo come sia possibile ottenere questa condizione. Innanzi tutto se  $a \ll A$  i due termini in seno e coseno che compaiono nel rapporto possono essere trascurati: per ottenere questo, come visto, il filtro a FI introduce un'attenuazione di 20 dB al segnale audio in ricezione. Un'ulteriore attenuazione avviene peraltro anche in trasmissione: la potenza media della componente audio deve essere circa il 5~10% di quella del segnale video (con riferimento alla sua potenza massima in trasmissione). Con queste due scelte, è possibile trascurare i termini contenenti il rapporto  $a/A$ .

Per minimizzare la componente in quadratura  $m_Q(t)$ , che contribuisce anch'essa a dar luogo ad un segnale in banda base distorto, si agisce sul dimensionamento del filtro vestigiale, scegliendo una banda vestigiale non troppo ridotta:  $B_v = 0,75 \text{ MHz}$ . In questo modo la componente in quadratura è sufficientemente ridotta rispetto alla componente in fase. Con questi accorgimenti possiamo affermare che in uscita dal demodulatore di inviluppo abbiamo praticamente lo stesso segnale demodulato che avremmo avuto utilizzando un demodulatore coerente, ma con complessità realizzativa e quindi costo molto minori.

Non potendo realizzare un filtro con risposta ideale come quella della figura (risposta nulla fuori banda), per evitare interferenza dai canali televisivi adiacenti dobbiamo realizzare il filtro a IF con minimi di risposta in corrispondenza della portante del segnale audio del canale inferiore e di quella del segnale video del canale superiore.

In uscita dallo stadio rivelatore, il segnale suono viene separato dal video composito mediante un filtro passa-banda centrato a 5,5 MHz. Dopo successiva amplificazione, il segnale FM viene demodulato e quindi amplificato (dopo deenfasi) in banda base ed applicato al trasduttore di uscita audio (altoparlante).

Per quanto concerne il video composito, questo viene amplificato con un amplificatore a larga banda (5 MHz) senza distorsioni lineari, ed inviato a pilotare il trasduttore di uscita video (CRT). La corretta scansione dell'immagine è ottenuta dai generatori di deflessione orizzontale e verticale, che vengono sincronizzati dai segnali di sincronismo opportunamente prelevati dal video composito, come abbiamo discusso a suo tempo.

### Suono bicanale

Lo standard per il suono bicanale è contenuto nella Raccomandazione BS-707 dell'ITU-R. È

una tecnica che permette di trasmettere due canali audio, che secondo i servizi possono essere audio stereofonico oppure bilingue. Nel segnale a radiofrequenza abbiamo tre canali: il canale video, il primo canale audio a  $+5,5 \text{ MHz}$  e il secondo canale audio a  $+5,5+0,2421875 \text{ MHz}$ . Questo ultimo scarto si ottiene moltiplicando per 15,5 la frequenza di riga  $f_0$ . I due canali audio hanno la stessa banda base  $40\sim 15000 \text{ Hz}$ , la stessa deviazione massima di frequenza  $\Delta f = 50 \text{ kHz}$ , mentre i livelli di potenza sono diversi: il primo è il 5% della massima potenza del canale video ( $-13 \text{ dB}$ ), il secondo è l'1% della massima potenza del canale video ( $-20 \text{ dB}$ ). Il ricevitore dovrà poter distinguere tra tre diversi tipi di emissione, riportati in Tabella, dove  $A(t)$  e  $B(t)$  indicano rispettivamente i segnali provenienti dal canale sinistro e destro nel caso di trasmissione stereofonica:

Tipo di emissione	Primo canale audio	Secondo canale audio
Audio monofonico	Audio mono	Audio mono
Audio stereofonico	$\frac{A(t)+B(t)}{2}$	$B(t)$
Doppio audio	Primo audio mono	Secondo audio mono

Per fornire al ricevitore l'indicazione del tipo di emissione, si utilizza un segnale ausiliario sul secondo canale audio, ad una frequenza  $3,5 \cdot f_0$ , modulato in ampiezza al 50% secondo quanto indicato:

- se il tono modulante è assente, trattasi di un'emissione monofonica;
- se il tono modulante è a frequenza  $\frac{f_0}{133}$ , trattasi di un'emissione stereofonica;
- se il tono modulante è a frequenza  $\frac{f_0}{57}$ , trattasi di un'emissione a doppia lingua.

### Cenno sulla percezione dei colori

Nella percezione dei colori da parte dell'occhio umano sono coinvolti tre elementi:

- la **sorgente di illuminazione**;
- l'**oggetto** osservato;
- l'**apparato visivo umano (occhio e cervello)**.

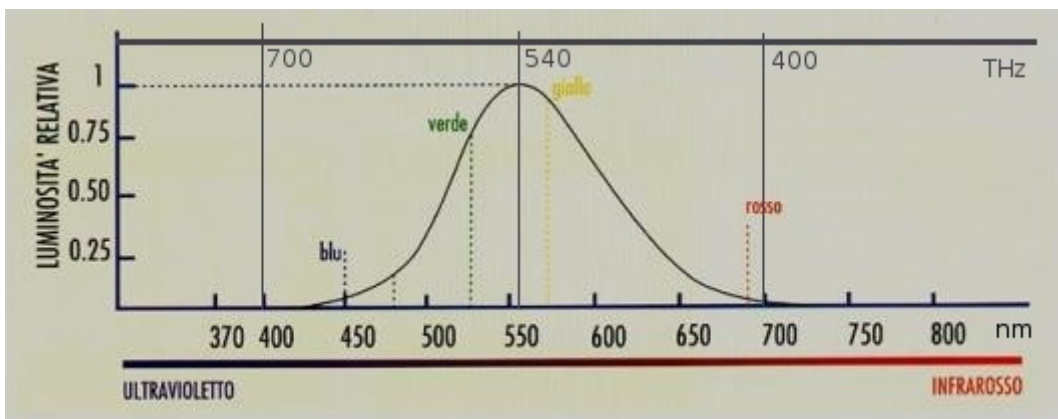
Le **sorgenti di illuminazione** possono essere naturali (Sole) o artificiali (vari tipi di lampade), e generano una luce genericamente detta bianca. Per identificare univocamente una sorgente, possiamo specificarne lo spettro di emissione. In tal modo si può quindi pensare anche ad illuminanti astratti, identificandoli sulla base dello spettro di emissione, e solo successivamente realizzare un dispositivo che generi tale spettro. Per la TV si definiscono degli illuminanti standard: in particolare per il nostro standard televisivo si utilizza il bianco detto  $D_{65}$  o  $D_{6500}$ . Questo illuminante fornisce una luce vicina a quella di un corpo nero portato a  $6500 \text{ K}$ , ed è stato scelto perché assomiglia da vicino allo spettro di emissione del Sole a mezzogiorno in condizioni di cielo sereno; risulta anche vicino all'illuminante  $C$ , che è utilizzato fin dai primordi della televisione, dallo standard nordamericano per il colore NTSC.

In generale gli **oggetti** fisici, non essendo dei “corpi neri”, non assorbono completamente tutte le radiazioni che li colpiscono, ma una parte di esse viene “riflessa” (diffusa), in una



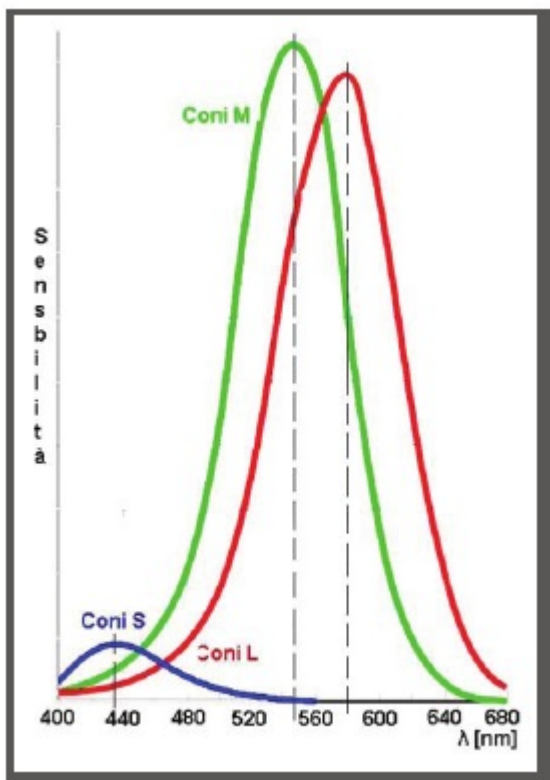
percentuale che in genere varia con la frequenza. Lo spettro diffuso dai vari corpi dà luogo alla percezione del colore da parte dell'apparato visivo umano.

Per quanto riguarda l'**apparato visivo umano**, si è osservato che esso **non** è un buon analizzatore di spettro, caratteristica questa che però consente di trasmettere sui canali radio l'informazione sul colore, cosa altrimenti impossibile per via dell'enorme larghezza di banda dello spettro visibile. Osserviamo infatti la “curva di visibilità” dell'occhio umano normale medio (il cosiddetto osservatore standard) nella figura seguente: essa rappresenta la risposta in frequenza dell'apparato visivo umano, che si estende tra circa 400 e circa 700 THz, presentando un massimo nell'intorno di 540 THz. Se quindi volessimo trasmettere un segnale con spettro pari a quello originario, dovremmo utilizzare addirittura 300 THz di banda. Ma grazie all'“imperfezione” dell'apparato visivo umano, possiamo trasmettere molta meno informazione, ma sufficiente a percepire il colore.



Infatti, studiando la struttura dell'occhio umano, in particolare della retina, si vede che su di essa sono presenti due tipi di fotorecettori: circa 6 milioni di “coni”, che l'occhio utilizza in condizioni di normale illuminazione, e circa 120 milioni di “bastoncelli”, che l'occhio utilizza in condizioni di scarsa illuminazione. I coni sono di **tre tipi**, caratterizzati da tre

diverse risposte in frequenza illustrate nella figura a lato, centrate rispettivamente su una frequenza che in termini di colore percepito dall'occhio umano corrisponde ad un rosso, un verde ed un blu.



Curve di sensibilità dei coni.

I bastoncelli, invece, hanno tutti la stessa risposta, circa uniforme con la frequenza. Quando siamo in semioscurità, agiscono solo i bastoncelli (sono più numerosi) e quindi è difficile captare i colori. I coni entrano in azione in presenza di adeguata illuminazione. Per quanto riguarda la percezione del colore, l'occhio umano funziona come un rivelatore di potenza a valle di tre filtri passa-banda rappresentati, appunto, dai tre tipi di coni. Il cervello, a seconda dei rapporti tra le potenze dei tre segnali in uscita dai coni, **associa** un determinato tipo di colore. Può quindi avvenire che spettri diversi diano luogo a percezioni

cromatiche uguali; due sorgenti che seppur con spettro differente danno luogo a uguali percezioni di colore sono dette metameriche.

Sulla base di questa caratteristica della vista umana (metamerismo) noi possiamo allora, invece che trasmettere lo spettro dell'immagine ricadente nella finestra mobile del trasduttore d'ingresso video, trasmettere 3 segnali, proporzionali ciascuno alla luminanza dello spettro che risulta da quello dell'elemento di immagine osservato, filtrato da un filtro ottico con risposta centrata rispettivamente sul rosso, sul verde e sul blu. Tali segnali vengono perciò indicati rispettivamente con  $R$  (*Red*),  $G$  (*Green*) e  $B$  (*Blue*).

In fase di restituzione dell'immagine, il trasduttore video di uscita (ad es. il cinescopio) genera 3 spettri simili a quelli dei filtri di ingresso, ciascuno con la propria luminanza e lo spettro risultante dalla loro somma (fenomeno di sintesi additiva dei colori) approssima quello di una sorgente metamerica dell'elemento d'immagine originario. Bisogna quindi in televisione fissare i tre colori (spettri) primari e il bianco di riferimento. Facendo riferimento al bianco  $C$  e al sistema di colori primari nordamericano, abbiamo che la proporzione di  $R$ ,  $G$  e  $B$  per ricreare percettivamente il bianco è **circa**:  $R:G:B=0,30:0,59:0,11$ .

Con questi rapporti si sintetizza il bianco  $C$ . I sistemi europei, invece, utilizzano il bianco  $D_{65}$  ed inoltre i tre primari sono leggermente diversi. I rapporti di luminanza necessari a sintetizzare il bianco di riferimento sono tuttavia circa uguali a quelli nordamericani.

Gli standard della televisione a colori variano, similmente a quanto avviene per gli standard B/N, a seconda dello Stato (vedi Tabella degli standard). Si hanno tre famiglie di standard:

- sistema NTSC in America;
- sistema PAL (derivato dall'NTSC) in quasi tutti i Paesi europei;
- sistema SECAM in Francia (ed ex-colonie) e in altri Paesi.

Ciascuno di essi peraltro utilizza i parametri generali dello Standard B/N valido in quel Paese. Questo perché tutti e tre gli standard sono stati volutamente progettati in modo da risultare compatibili con i ricevitori in bianco e nero. Questo vuol dire che si deve avere una compatibilità diretta, cioè un utente con un televisore in bianco e nero deve poter vedere le trasmissioni a colori, perdendo naturalmente l'informazione sul colore. Si deve anche avere una compatibilità inversa, che permette la visione sul ricevitore TVC di trasmissioni in bianco e nero. L'ultimo aspetto di compatibilità è la compatibilità a radiofrequenza, cioè il segnale a colori non deve occupare una banda a RF maggiore rispetto a quella di un segnale B/N. Poiché per il colore dobbiamo trasmettere come abbiamo visto tre segnali, ciò esclude subito la possibilità di una loro moltiplicazione in frequenza, per non aumentare l'occupazione di banda dei canali. La soluzione per tutti e tre gli Standard consiste nell'effettuare la cosiddetta “*codifica video*”, che consiste nel trasmettere non direttamente i segnali  $R$ ,  $G$  e  $B$  ma un'opportuna combinazione lineare degli stessi; questa trasformazione mira a costruire un segnale che corrisponda all'unico segnale di **luminanza** della trasmissione B/N, con l'aggiunta di due segnali, detti di **crominanza**, che portano l'informazione mancante per il colore.

Per motivi pratici, nella fase di trasmissione si esegue prioritariamente un'equalizzazione, dei 3 segnali, ovvero si rendono uguali e unitarie  $R=G=B=1$  le luminanze provenienti dai segnali in uscita dal trasduttore video d'ingresso, in corrispondenza del bianco di riferimento.

Il segnale di luminanza  $Y$  è ottenuto da essi in questo modo:

$0 \leq Y = 0,30 R + 0,59 G + 0,11 B \leq 1$ . Con queste proporzioni, se  $R=G=B=1$  si ottiene il bianco di riferimento. Il ricevitore B/N utilizza solo questo segnale. Per motivi di

compatibilità inversa i due segnali di cromaticità sono rappresentati dai cosiddetti “segnali differenza”:  $R-Y$  e  $B-Y$ .

Data la composizione del segnale  $Y$ , si ha che i segnali differenza possono assumere anche valori negativi, al contrario di  $Y$ :

$$R-Y = R - 0,30 R - 0,59 G - 0,11 B = 0,70 R - 0,59 G - 0,11 B ;$$

$$B-Y = -0,30 R - 0,59 G + 0,89 B .$$

Si è scelto di trasmettere i segnali differenza perché in presenza dei colori grigi i valori dei tre segnali sono uguali ( $R=G=B$ ) e i segnali differenza risultano corrispondentemente nulli, garantendo dunque la compatibilità inversa: un ricevitore TV a colori in presenza di un segnale televisivo trasmesso in B/N, non avendo questo la cromaticità, lo interpreta come segnale monocromatico.

In fase di trasmissione si creano dunque questi tre segnali:  $Y$ ,  $B-Y$ ,  $R-Y$ , (codifica video). Il terzo segnale differenza può essere ottenuto dal ricevitore come combinazione degli altri due:  $G-Y = -0,51(R-Y) - 0,19(B-Y)$ . Avendo i tre segnali differenza e il segnale luminanza, in fase di ricezione possiamo ricostruire  $R$ ,  $G$  e  $B$  come somma tra il rispettivo segnale differenza e la luminanza  $Y$ , operazione detta “*decodifica video*”.

Vediamo ora come si risolve il problema della compatibilità a radiofrequenza, ovvero come far coesistere tre segnali nello spazio di uno. Innanzi tutto, per motivi di compatibilità inversa, si attribuisce tutta la banda video (5 MHz nello standard italiano) al segnale  $Y$ . Gli altri due segnali vengono ridotti, in termini di banda base, ad es. da 5 a 1,3 MHz per lo standard PAL. Questo causa una forte limitazione della risoluzione spaziale dei colori, ma dato che l'occhio umano è molto più sensibile alle variazioni spaziali di luminanza di quanto lo sia a quelle di colore, ciò rappresenta una perdita di informazione accettabile.

Le componenti più forti del segnale  $Y$  sono quelle alle basse frequenze, per cui il segnale di cromaticità, mediante un'operazione di modulazione, viene traslato in frequenza nella parte più alta della banda base del segnale video, per limitare la reciproca interferenza.

Ad es. nel sistema PAL italiano si pone la sottoportante della cromaticità alla frequenza di circa 4,43 MHz, una frequenza opportunamente relazionata con la frequenza di riga ed abbastanza elevata, in modo da non disturbare eccessivamente la luminanza: la luminanza è infatti bassa alle alte frequenze, in modo da avere cromaticità poco disturbata nei ricevitori a colori e, viceversa, luminanza poco disturbata dalla cromaticità nei ricevitori B/N.

Il problema che però si pone è quello di evitare **interferenza reciproca** tra i due segnali di cromaticità, dato che essi insistono sulla stessa banda. L'interferenza tra i due segnali, a livello percettivo genera la cosiddetta “**diafonia**”, ovvero il trasferimento di una componente del colore sull'altra, in analogia al fenomeno simile che avviene in telefonia, detto “**diafonia**”. Possiamo affermare che i tre sistemi di televisione a colori sostanzialmente si diversificano per la modalità con cui affrontano il problema della diafonia.

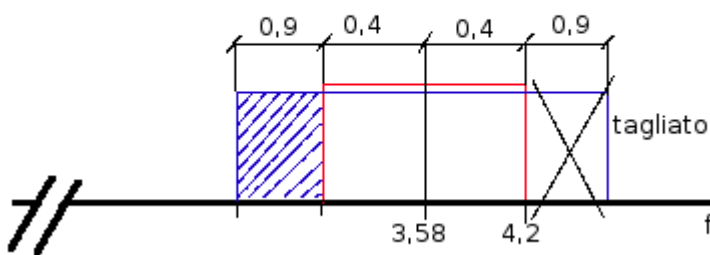
### SECAM (*SEquentiel Couleur À Memoire*)

L'idea alla base dello standard francese SECAM è di evitare la diafonia semplicemente trasmettendo **un solo** segnale differenza **per ogni riga**, alternando i due segnali da una riga a quella successiva ed utilizzando al posto del segnale mancante in ogni riga quello relativo alla riga precedente, che viene perciò opportunamente memorizzato attraverso una linea di ritardo.

Questa tecnica funziona bene nelle zone uniformi (in senso verticale) di colore, dando invece luogo ad errori di colore nelle brusche transizioni (verticali) di colore. Tuttavia essendo queste transizioni relativamente poco frequenti, tale errore risulta accettabile. Per la trasmissione del segnale di crominanza si utilizza la modulazione di frequenza.

### NTSC (*National Television System Committee*)

Il sistema statunitense utilizza per il segnale di crominanza una modulazione QAM-DSB-SC ovvero una modulazione di ampiezza a doppia banda laterale e con portante soppressa, dove un segnale di crominanza rappresenta la componente in fase e l'altro la componente in quadratura. Ponendo però per i motivi che abbiamo visto la sottoportante del colore prossima alla fine della banda base disponibile, la banda laterale superiore di ciascun segnale di crominanza risulta parzialmente tagliata (vedi figura), ottenendo un segnale a bande asimmetriche. Il taglio, che viene operato a livello di filtraggio a IF nel trasmettitore, genera una componente in quadratura che va a sovrapporsi all'altro segnale di crominanza, e viceversa, causando in ricezione l'effetto di diafotia. Per evitare questo fenomeno, si trasmette sulla componente in quadratura uno dei due segnali di crominanza a **bande simmetriche ma ridotte**, lasciando l'altro a bande asimmetriche sulla componente in fase. Il segnale trasmesso a bande simmetriche viene ridotto in frequenza a 0,6 MHz ma essendo DSB non crea interferenza sull'altro, perché ha solo la componente in fase. L'altro, essendo trasmesso con bande asimmetriche ha dunque una componente in quadratura, che va a sovrapporsi dannosamente alla componente in fase del primo.



Si nota però che il segnale a banda ridotta (in rosso nella figura) non è interferito dalla componente in quadratura del segnale a bande asimmetriche (in blu), in quanto la parte interferente di essa ricade fuori (area a righe blu) dalla banda del segnale a bande ridotte, in un range di frequenze tagliato dal filtro che tratta la componente a bande ridotte. Si ha però come

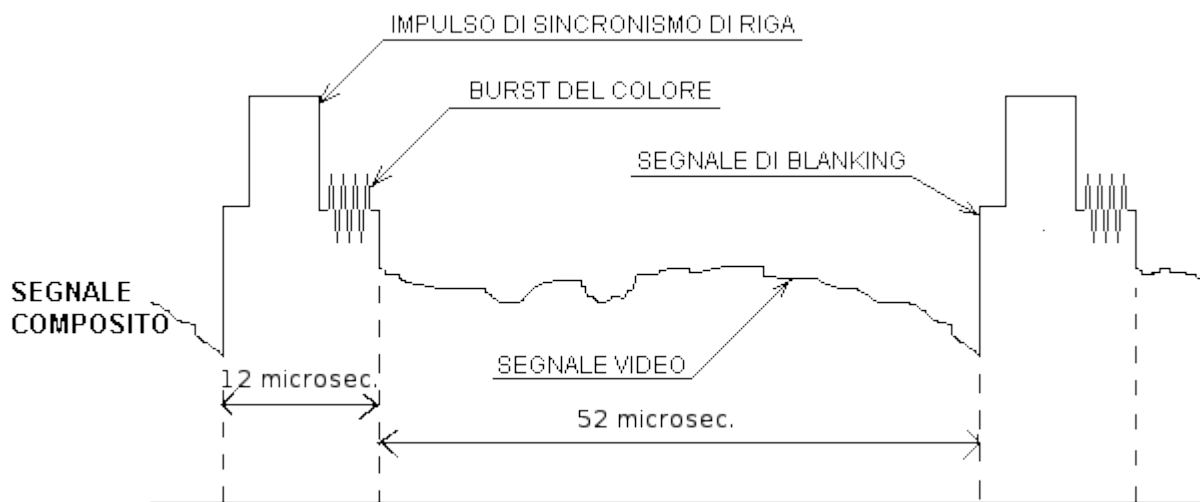
contropartita una perdita di qualità in termini di risoluzione al colore per via dell'ulteriore riduzione della banda da 1,3 a 0,6 MHz. Per rendere minimo l'effetto di perdita **percepito** dall'utente, i segnali che vanno a modulare in quadratura la sottoportante del colore non sono direttamente i segnali differenza, ma una loro opportuna combinazione lineare, precisamente: Fase:  $I = 0,74(R - Y) - 0,27(B - Y)$  (1,3 MHz); Quadratura:  $Q = 0,48(R - Y) + 0,41(B - Y)$  (0,6 MHz). Con questa scelta il segnale a banda ridotta corrisponde a tinte nei confronti delle quali l'occhio umano è meno sensibile alle variazioni.

### PAL (Phase Alternating Line)

Questo sistema rappresenta una versione migliorata dell'NTSC. In particolare si è cercato di ridurre la sensibilità dell'NTSC ad eventuali errori di fase che possono avvenire lungo la catena di trasmissione. Questi sono particolarmente dannosi in quanto la variazione della fase del segnale di cromaticità dà luogo percettivamente ad una **variazione della tinta**, che è un errore soggettivamente grave (vedere un viso verde invece che rosa...). Si può ovviare a questo errore mediante un comando manuale della tinta, per riportarla al valore normale. Il sistema PAL prevede invece una modalità di trasmissione che consente, in ricezione, di correggere automaticamente eventuali errori di fase e quindi di tinta, trasformandoli tuttavia in meno gravi, percettivamente parlando, errori di saturazione. Come vedremo lo stesso sistema contemporaneamente risolve anche il problema della diafotia.

Lo standard PAL prevede la trasmissione con segno alterno e quindi fase opposta delle righe consecutive della componente in quadratura ( $R-Y$ ) del segnale di cromaticità. La componente in fase della cromaticità ( $B-Y$ ) è invece trasmessa con segno invariante da una riga a quella successiva. La trasmissione a fasi alterne risolve sia il problema dell'errore di fase che il problema della diafotia, come ora vedremo.

Dato che sia il sistema NTSC che il PAL trasmettono la cromaticità con modulazione QAM, il demodulatore deve essere necessariamente coerente, per poter separare le componenti in fase ed in quadratura. Per facilitare l'aggancio in frequenza tra l'Oscillatore Locale che pilota il demodulatore della cromaticità e il segnale di cromaticità ricevuto, viene trasmessa una piccola porzione, detta **burst**, di una decina di periodi della sottoportante del colore, allocata nel piedistallo posteriore del segnale di cancellazione, dopo il segnale di sincronismo di riga:



Naturalmente nello standard SECAM il *burst* non viene trasmesso, dato che la cromaticità è modulata in frequenza.

Scriviamo ora una rappresentazione del segnale video di cromaticità, nello standard PAL:

$$s_c(t) = \underbrace{(B-Y)}_{\text{fase}} \sin(2\pi f_{sc}t) \pm \underbrace{(R-Y)}_{\text{quadratura}} \cos(2\pi f_{sc}t)$$

dove  $f_{sc}$  indica la frequenza della sottoportante del colore. Si noti che in questa rappresentazione si considera “in fase” la componente associata alla funzione seno.

Le righe con il segno “+” vengono dette “righe NTSC”, mentre quelle con il “-” sono dette “righe PAL”.

Possiamo anche scrivere l'involuppo complesso del segnale di cromaticità:

$$\tilde{s}_c(t) = (B-Y) \pm j(R-Y)$$

Il segnale **video** complessivo è dato dalla somma di luminanza e cromaticità:

$$s(t) = Y + s_c(t) = Y + (B-Y)\sin(2\pi f_{sc}t) \pm (R-Y)\cos(2\pi f_{sc}t)$$

Per ottenere il segnale video composito PAL dobbiamo aggiungere i segnali di cancellazione, di sincronismo ed il *burst*.

Per verificare il funzionamento di un ricevitore televisivo a colori si può utilizzare un'immagine campione detta monoscopio, la cui forma più semplice (proposta dall'EBU: *European Broadcasting Union*) risulta essere composta da otto bande verticali a luminosità decrescente, di colori bianco, nero, i tre colori primari rosso, verde, blu e i loro tre colori complementari giallo, ciano e magenta (porpora), tutti al massimo grado di saturazione; un colore è considerato complementare di un altro se sommando i loro spettri si ottiene il bianco. La figura illustra questo tipo di monoscopio:



Nella figura della pagina seguente si può vedere l'andamento del segnale video composito PAL relativo al monoscopio EBU, con i valori di luminanza dal bianco al nero e i vari valori di cromaticità. Si osserva facilmente come coppie di barre simmetriche rispetto alla mezzieria del monoscopio contengono colori complementari: infatti sommando tali coppie si ha un colore con  $R=G=B=1$ . La massima saturazione dei 6 colori è garantita dal fatto che per ciascuno di essi non sono mai attivi tutti e tre i primari.

Nella parte (b) della figura è riportato l'andamento del segnale di luminanza  $Y$ , più i segnali di cancellazione orizzontale, di sincronismo di riga ed il *burst* di sincronismo della sottoportante del colore. Occorre peraltro precisare che i valori numerici della figura sono leggermente diversi da quelli relativi allo standard italiano, in quanto si riferiscono allo standard "I" (Gran Bretagna). Nella parte (c) della figura è riportato il segnale di cromaticità: si possono facilmente verificare i valori di ampiezza delle differenti barre di colore.

Infine, nella parte (d) della figura è riportato l'andamento complessivo del video composito PAL, come ad es. potrebbe essere osservato all'oscilloscopio. Si osserva che tale segnale eccede i limiti di ampiezza ad esso assegnati nella trasmissione monocromatica, per cui si avrebbe una sovramodulazione della portante video, con conseguente distorsione in fase di demodulazione, a motivo dell'impiego come abbiamo visto di un demodulatore di involuppo. Per limitare tale sovramodulazione, si riducono opportunamente le ampiezze dei segnali differenza di colore:

$$B-Y \rightarrow U = 0,493(B-Y) \quad (\text{fase})$$

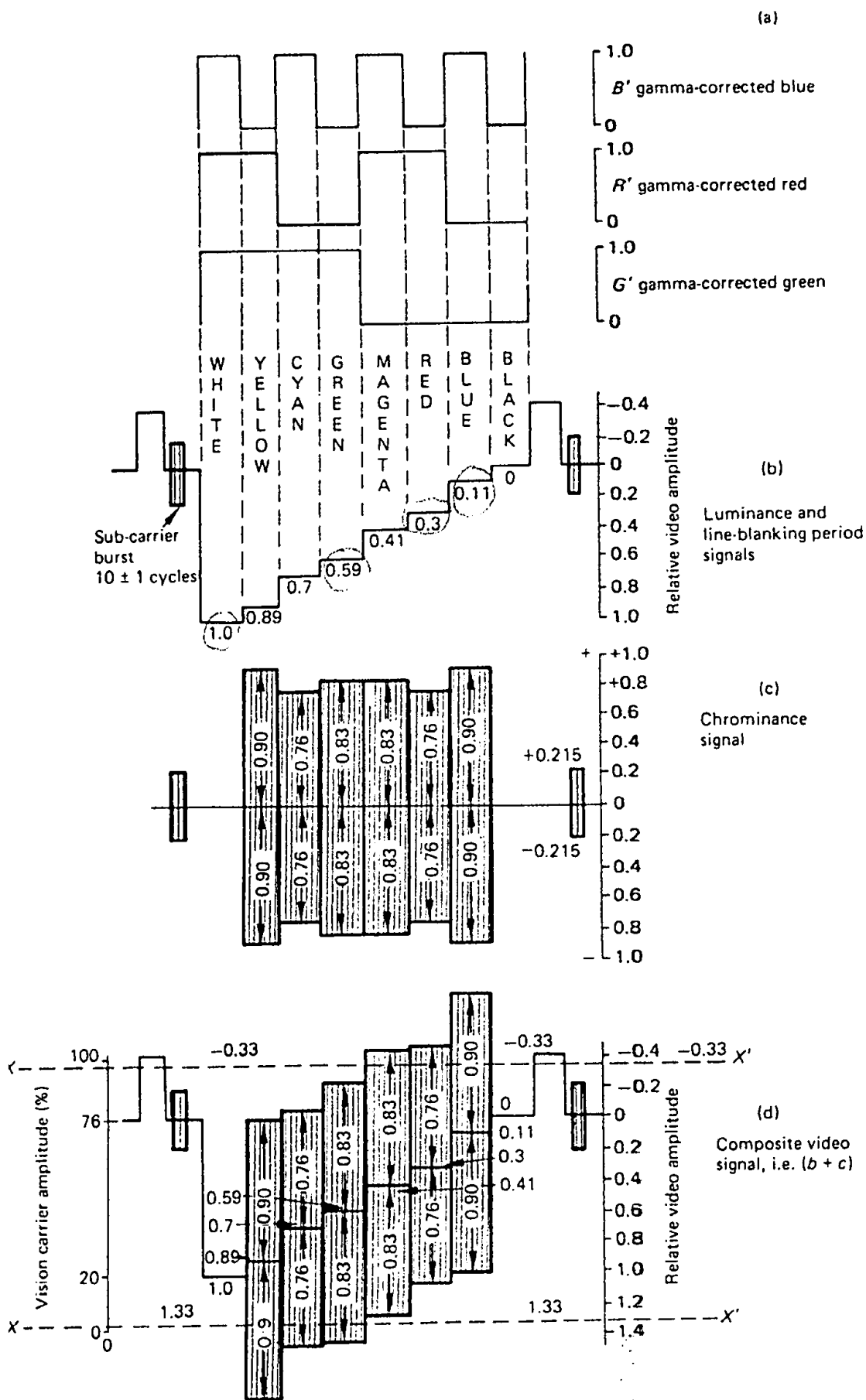
$$R-Y \rightarrow V = 0,877(R-Y) \quad (\text{quadratura})$$

Il segnale video PAL assume quindi la forma:

$$s(t) = Y + 0,493(B-Y)\sin(2\pi f_{sc}t) \pm 0,877(R-Y)\cos(2\pi f_{sc}t) =$$

$$= Y + U\sin(2\pi f_{sc}t) \pm V\cos(2\pi f_{sc}t)$$

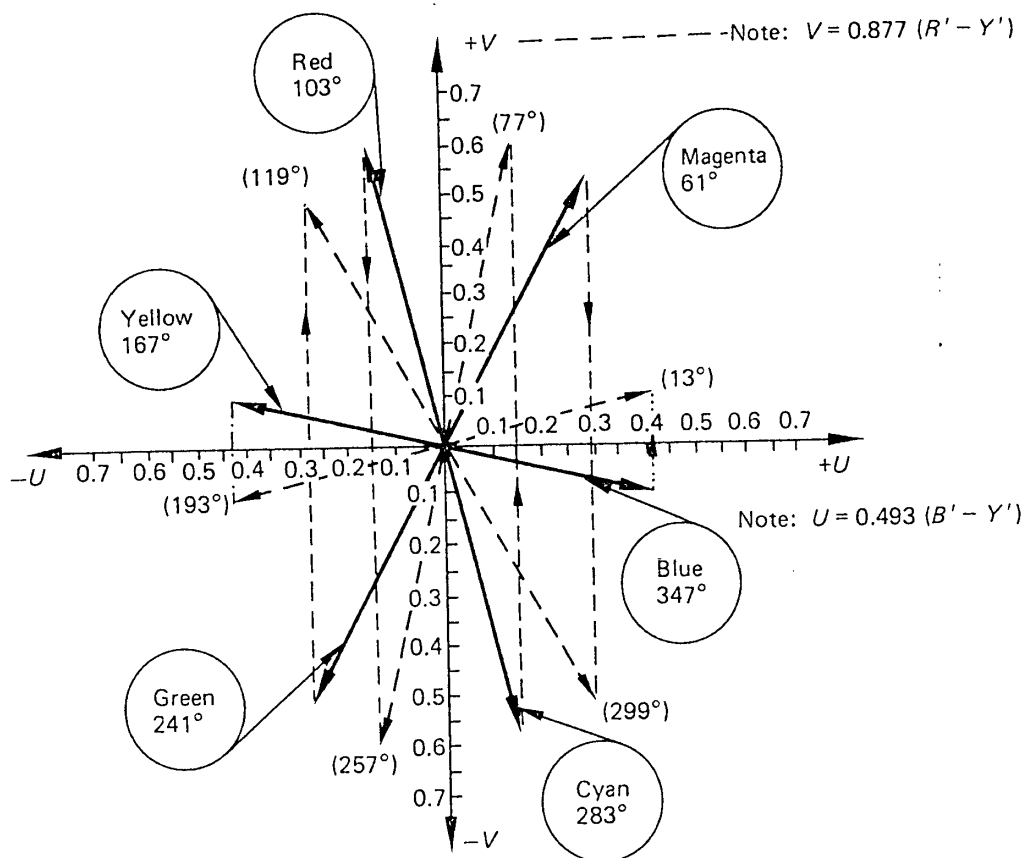
L'involuppo complesso del segnale di cromaticità sarà dunque  $\tilde{s}_c(t) = U \pm jV = a \cdot e^{\pm j\theta}$ ,



dove il cambio del segno avviene ad ogni cambio di linea e:

$$a \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{U^2 + V^2}, \quad \theta \stackrel{\text{def}}{=} \arctan(V/U).$$

Si tenga presente che questa è l'espressione del video PAL, **prima** dell'operazione di filtraggio a IF necessario per contenerlo nella banda a RF dello standard B/N adottato. Considerando tale involuppo nel piano complesso, otteniamo un vettore (o fasore) associato ad ogni tinta. Nella figura sottostante sono riportati i fasori associati alle tinte primarie e complementari, in tratto continuo per le linee NTSC ed in tratteggiato per le linee PAL. Si osserva come la tinta è associata alla fase, mentre la saturazione è associata all'ampiezza del fasore. Le barre bianche e nere hanno fasori nulli (come pure tutti i grigi), costituendo per definizione colori con saturazione di colore nulla. In tal senso, un colore è tanto meno saturo quanto più alto è il contenuto di bianco in esso presente.



Vediamo ora in che modo con la trasmissione a fasi alternate è possibile eliminare eventuali errori di fase.

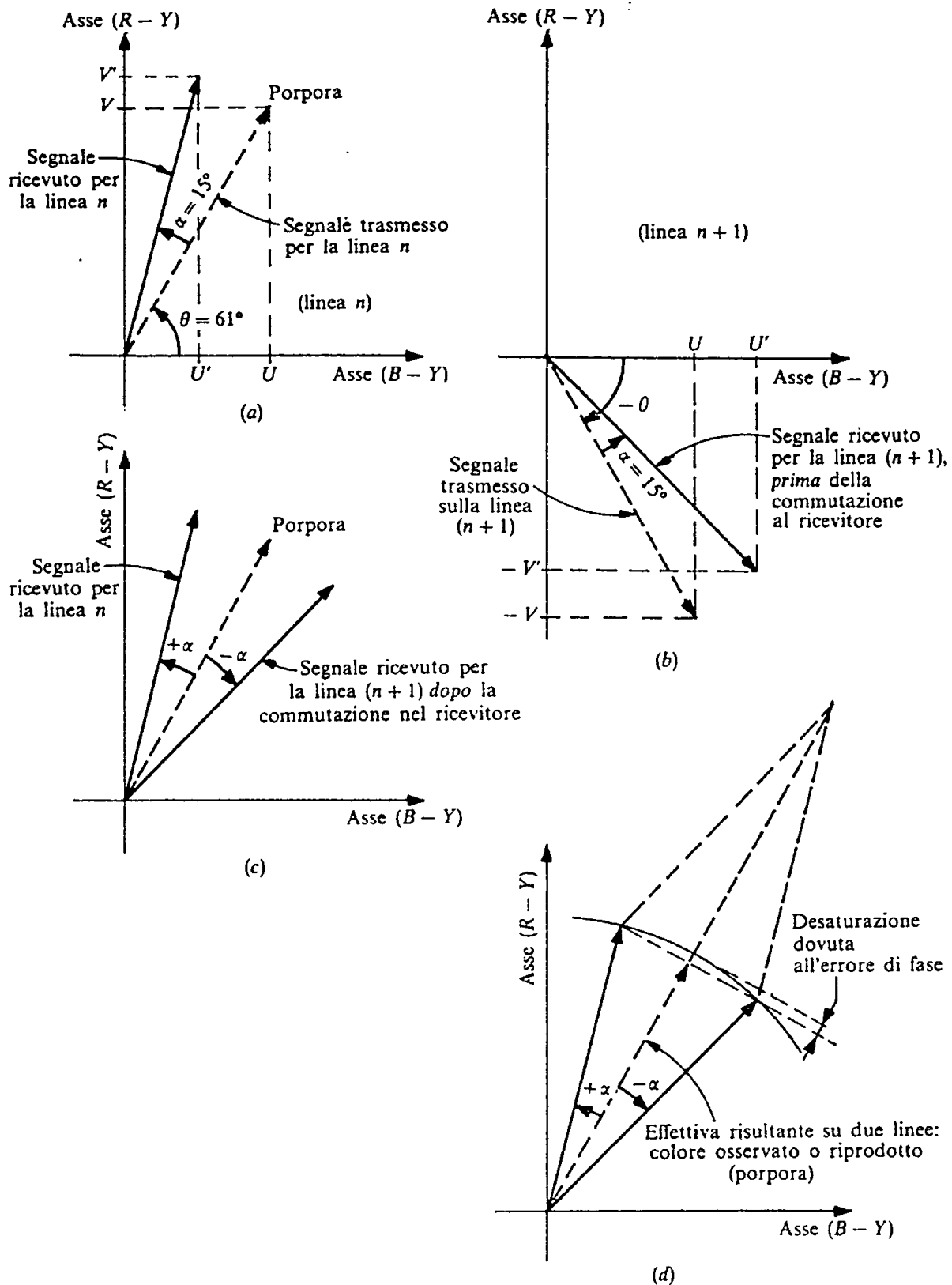
**Osservazione:** i calcoli che sviluppiamo di seguito sono riferiti, per semplicità di notazione, al caso ideale di trasmissione del segnale di cromaticanza senza il taglio di parte della banda laterale superiore, necessario come abbiamo detto per contenere la banda complessiva del video composito a colori.

Ipotizziamo che due *pixel* corrispondenti di due righe consecutive abbiano la stessa tinta (ipotesi valida in prima approssimazione, salvo che nelle zone di cambio di tinta) e lo stesso errore di fase.

Il sistema PAL necessita di una linea di ritardo per eseguire la correzione automatica



dell'errore di fase. Questo perché per eseguire la correzione necessita dell'informazione relativa a due righe consecutive. Il **principio** della correzione degli errori di fase è illustrato nella figura seguente:



nella parte (a) sono indicati il vettore trasmesso alla riga  $n$  e quello ricevuto, ruotato di  $+15$  gradi per effetto dell'errore di fase, mentre nella figura (b) sono riportati i vettori trasmesso e ricevuto relativi alla riga trasmessa  $n+1$ . Si suppone come detto che nelle due righe non cambi il colore (per quel pixel) e si mantenga invariato l'errore di fase; tuttavia, a causa dell'alternanza della fase della componente in quadratura, l'angolo di fase del vettore trasmesso è pari a  $-61$  gradi. Nella parte (c) della figura il vettore ricevuto della riga  $n+1$  viene ribaltato, per ripristinare la fase originaria. Quindi (d) si procede alla somma vettoriale con quello ricevuto relativo alla riga  $n$ , che è stato “memorizzato” tramite la linea di ritardo con ritardo pari al tempo di riga ( $64 \mu s$  nel PAL italiano); il vettore risultante viene infine dimezzato in ampiezza: si osserva come risultato che è stato annullato l'errore di fase ed introdotto un percettivamente meno grave errore di saturazione (l'ampiezza del vettore così ottenuto è minore di quella del vettore trasmesso).

Tale correzione automatica degli errori di fase è fatta nel ricevitore per mezzo di un circuito detto **separatore**, in quanto come ora mostriamo è in grado di separare la componente  $R-Y$  dalla componente  $B-Y$  del segnale di cromaticità posto al suo ingresso. Come si osserva dalla figura della pagina seguente, esso è costituito fondamentalmente da una linea di ritardo e da due sommatori.

Per semplicità di notazione, i segnali utilizzati nella figura sono gli involucri complessi degli effettivi segnali (passa-banda) che attraversano il circuito separatore.

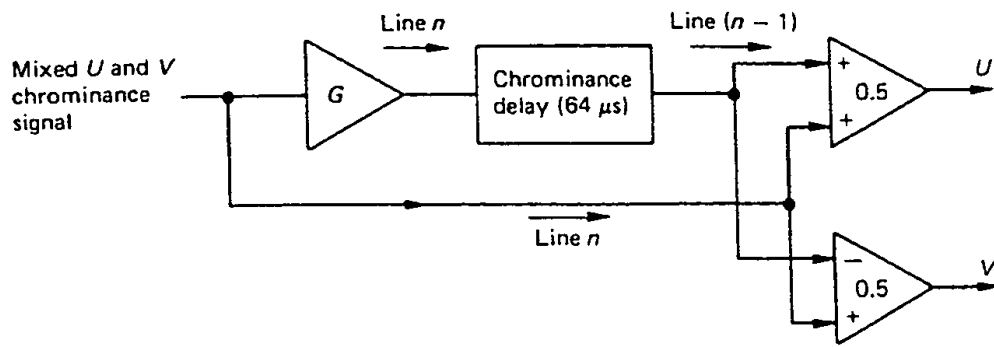
La parte (b) della figura mostra come avviene la separazione delle due componenti della cromaticità, mentre la parte (a) indica gli elementi accessori costituiti da degli amplificatori: quello in ingresso alla linea di ritardo serve a recuperare l'attenuazione che questa introduce, mentre gli altri due, di guadagno 0,5, servono come detto a dimezzare l'ampiezza del segnale in uscita. Analizziamo il funzionamento di questo circuito: in presenza di un errore di fase  $\alpha$ , l'involucro complesso ricevuto, relativamente alla riga  $n$ , vale  $a \cdot e^{j(\theta+\alpha)}$ , mentre alla riga  $n+1$   $a \cdot e^{j(-\theta+\alpha)}$ . Allora, la componente fase del segnale in uscita dal sommatore (quella in quadratura non interessa, in quanto il demodulatore che segue non è sensibile ad essa) vale:

$$\begin{aligned} a \cos(\theta + \alpha) + a \cos(-\theta + \alpha) &= a (\cos \theta \cos \alpha - \sin \theta \sin \alpha + \cos \theta \cos \alpha + \sin \theta \sin \alpha) = \\ &= \underbrace{2a \cos \theta \cdot \cos \alpha}_{2U} \leq 2U \end{aligned}$$

mentre la componente in quadratura in uscita dal sottrattore (la componente in fase non interessa, in quanto il demodulatore che segue non è sensibile ad essa) vale:

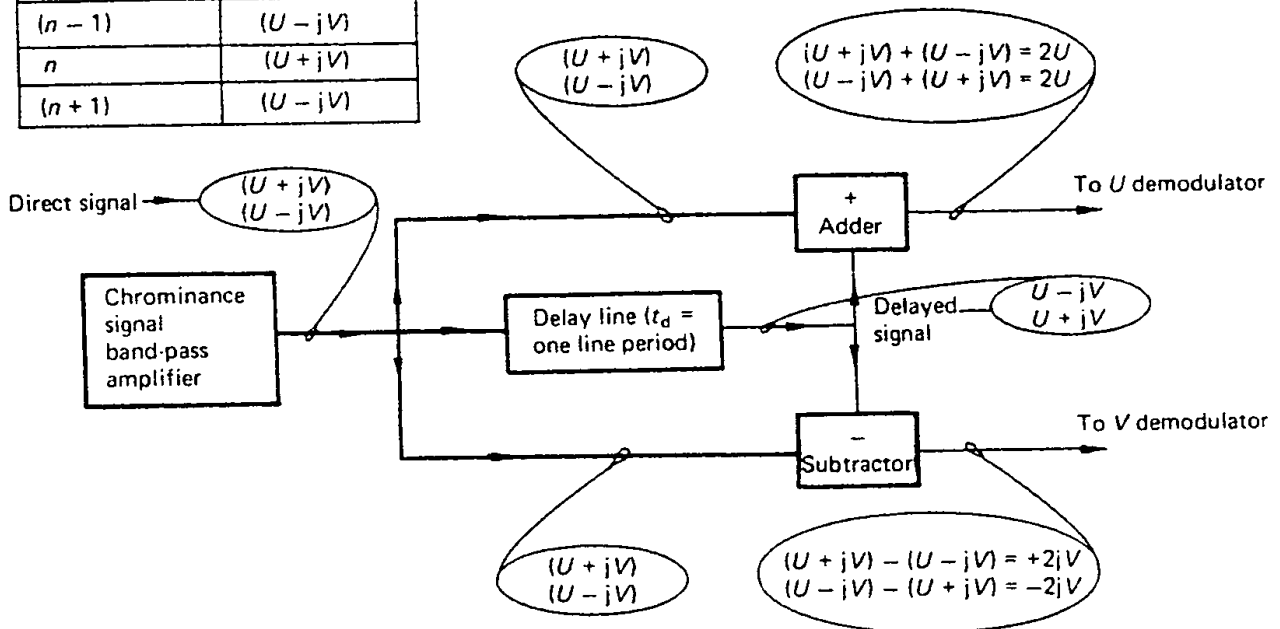
$$\begin{aligned} \pm [a \sin(\theta + \alpha) - a \sin(-\theta + \alpha)] &= \pm a (\sin \theta \cos \alpha + \cos \theta \sin \alpha + \sin \theta \cos \alpha - \cos \theta \sin \alpha) = \\ &= \underbrace{\pm 2a \sin \theta \cdot \cos \alpha}_{2V} \leq 2V \text{ in valore assoluto.} \end{aligned}$$

L'errore di fase va quindi a modificare l'**ampiezza** di ambedue i segnali di uscita di un fattore  $\cos \alpha$  (il fattore 2 è corretto dal guadagno 0,5 degli amplificatori); quindi, dato che sia  $U$  che  $V$  sono attenuati dello stesso fattore, la tinta (essendo associata alla fase) rimarrà invariata rispetto a quella trasmessa, anche se risulterà un po' desaturata, almeno per errori di fase contenuti.



(a)

Sequence of incoming lines	The 'direct' signal arriving
$(n-1)$	$(U - jV)$
$n$	$(U + jV)$
$(n+1)$	$(U - jV)$



(b)

Nella figura della pagina seguente è illustrato lo schema a blocchi del decodificatore PAL, che sostituisce nei ricevitori TV a colori la sezione in banda base relativa al video composito dello schema del ricevitore TV B/N prima analizzato. Per le restanti parti, i due tipi di ricevitore sono sostanzialmente analoghi. Nel decodificatore PAL, in aggiunta alla catena che elabora il segnale di luminanza, è presente la catena della cromaticanza, che inizia con un filtro passabanda centrato sulla frequenza della sottoportante del colore (circa 4,43 MHz per il PAL italiano), il cui compito è appunto di recuperare dal segnale video composito il segnale di cromaticanza. Tale filtro deve anche essere di tipo vestigiale, al fine - come avviene anche per la luminanza - di evitare che dopo la demodulazione i segnali differenza  $R-Y$  e  $B-Y$  si presentino distorti. Il segnale di cromaticanza viene quindi inviato, dopo cancellazione del *burst* della sottoportante del colore, al circuito separatore.

Vediamo ora in che modo il circuito separatore elimina anche la diafotia. In realtà come già detto la forma analitica dei segnali di cromaticanza finora utilizzata **non** ha tenuto conto del filtraggio asimmetrico da essi subito in trasmissione (vedi schema a blocchi del trasmettitore TV) e neanche del successivo filtraggio vestigiale che essi subiscono in ricezione prima di entrare nel circuito separatore. A causa di tali filtraggi e trascurando per semplicità di notazione gli influenti, per questi calcoli, coefficienti di riduzione, l'involuppo complesso del segnale di cromaticanza in ingresso al separatore va scritto come somma dei due segnali differenza, ognuno con una componente in fase ed una in quadratura:

$\tilde{s}_c(t) = (B-Y)_I + j(B-Y)_Q \pm j[(R-Y)_Q - j(R-Y)_I]$ . Risulta chiaramente evidenziata la nascita dell'interferenza tra i due segnali differenza, da cui il fenomeno visivo della diafotia che ne consegue. Consideriamo ora la riga PAL separatamente dalla riga NTSC:

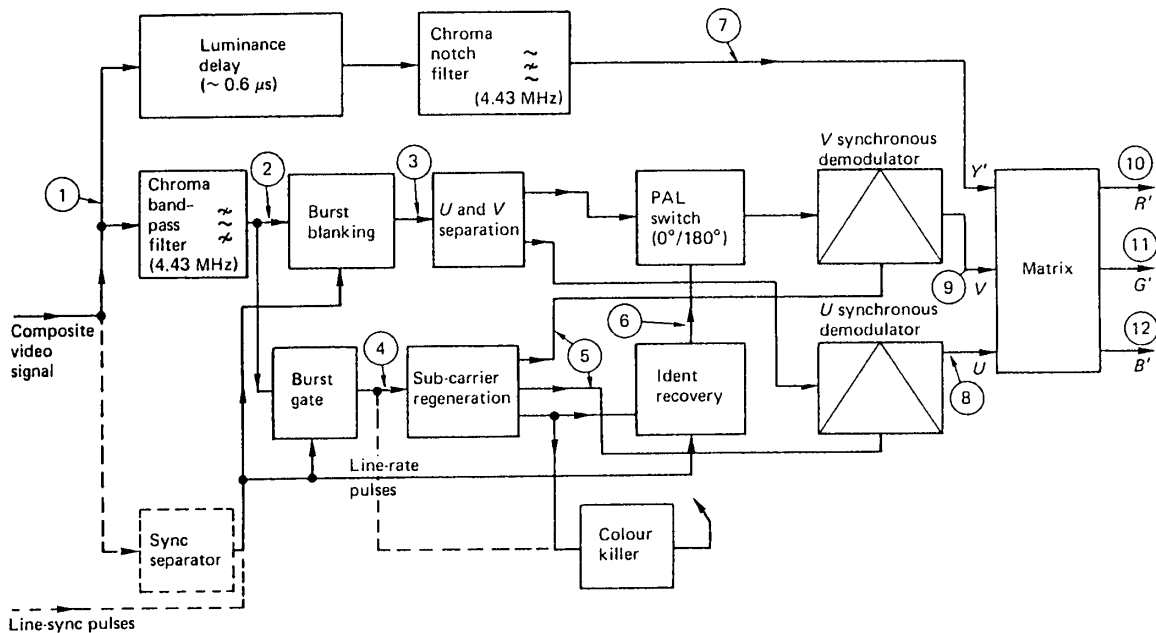
$$\begin{aligned}\tilde{s}_{c-NTSC}(t) &= (B-Y)_I + j(B-Y)_Q + j(R-Y)_Q + (R-Y)_I \\ \tilde{s}_{c-PAL}(t) &= (B-Y)_I + j(B-Y)_Q - j(R-Y)_Q - (R-Y)_I\end{aligned}$$

Questi segnali sono inviati al circuito sommatore e al circuito sottrattore. In uscita dal sommatore avremo  $2[(B-Y)_I + j(B-Y)_Q]$ , mentre in uscita dal sottrattore avremo  $2j[(R-Y)_Q - j(R-Y)_I]$ . Il decodificatore PAL è dunque in grado di separare una componente differenza dall'altra, eliminando la sovrapposizione delle stesse. In uscita dai demodulatori coerenti che seguono, avremo rispettivamente le componenti  $(B-Y)_I$  e  $(R-Y)_Q$  le quali, a motivo del filtraggio vestigiale subito dal segnale di cromaticanza, sono proporzionali rispettivamente a  $B-Y$  e  $R-Y$  come vogliamo.

Questi due segnali, assieme al segnale di luminanza  $Y$ , che è stato ritardato per rimanere temporalmente sincronizzato con la cromaticanza, ed infine "ripulito" dalla cromaticanza mediante un filtro elimina banda centrato a 4,43 MHz, entrano in un circuito "matrice" che opera la decodifica video, ovvero recupera i tre segnali originali  $R$ ,  $G$  e  $B$ . Questi infine sono applicati al trasduttore video a colori, che come prima detto genera tre spettri la cui somma rappresenta uno spettro metamerico di quello del colore originario.

La parte inferiore dello schema mostra il blocco che recupera il *burst* della sottoportante del colore: esso va a sincronizzare l'Oscillatore Locale che pilota i due demodulatori coerenti.

Nello schema sono numerati alcuni punti del decodificatore, in corrispondenza dei quali nella figura a pagina 22 sono indicati gli andamenti temporali dei rispettivi segnali.



Vediamo ora infine nella figura della pagina 23 lo schema di principio di un codificatore PAL. Abbiamo i tre segnali  $R$ ,  $G$  e  $B$  in ingresso a tre diverse matrici ( $Y$ ,  $R-Y$  e  $B-Y$ ), tutti e tre ancora con la loro larghezza di banda completa di  $5\text{ MHz}$ . Sul ramo superiore, in uscita dalla matrice  $Y$  abbiamo il segnale di luminanza al quale vengono aggiunti i segnali di sincronismo  $s_Y$ . Il segnale  $Y+s_Y$  entra in una linea di ritardo per 'attendere' la più lenta (perché più complessa) elaborazione dei segnali degli altri due rami.

Sui due rami inferiori viene sommato a  $R-Y$  e sottratto a  $B-Y$  l'involuppo del *burst* di sottoportante  $s_A$ ; i segnali differenza passano poi in due filtri passa-basso con frequenza di taglio  $1,3\text{ MHz}$  per entrare successivamente ciascuno in un modulatore bilanciato pilotato da un segnale sinusoidale a circa  $4,43\text{ MHz}$  generato da un Oscillatore Locale. L'uscita dell'oscillatore è sfasata di  $90^\circ$  e moltiplicata per un'onda quadra a semi-frequenza di riga (per ottenere l'inversione alternata della fase) sul ramo del modulatore della componente  $R-Y$ , mentre va direttamente al modulatore della componente  $B-Y$ .

I due segnali differenza modulati vengono quindi sommati tra loro ed in seguito sommati all'uscita del ramo superiore, ottenendo così finalmente il segnale video composito PAL.

Il resto del trasmettitore è analogo a quello già analizzato per la televisione monocromatica.

