

Misura della potenza di uscita di un trasmettitore TV analogico mediante wattmetro a termocoppia (bolometro)

di Carlo Mozetic

INDICE

1. Introduzione

- 1.1. Composizione del segnale video analogico**
- 1.2. Le unità IRE**
- 1.3. Inviluppo del segnale video composito**
- 1.4. Modulazione del segnale video**
- 1.5. Distorsioni introdotte dagli amplificatori**

2. Misure della potenza erogata

- 2.1. Potenza efficace e potenza di picco**

3. Livello di potenza teorico

- 3.1. Contributo delle portanti audio**
- 3.2. Contributo del sincronismo di quadro**
- 3.3. Potenza al picco di inviluppo (Ppep)**

4. Livello di potenza reale

- 4.1. Incidenza delle distorsioni d'ampiezza sulle misure di potenza**

5. Conclusioni

1. Introduzione

Uno degli argomenti maggiormente discussi nel settore TV broadcast è quello della misura della potenza in uscita di un trasmettitore televisivo analogico attraverso strumentazione tradizionale. Mentre per un trasmettitore TV digitale tale misura è abbastanza banale, perché si tratta di misurare la potenza efficace erogata su un carico resistivo di 50 ohm, per un trasmettitore TV analogico la cosa si complica notevolmente. Infatti, mentre un tipico strumento per la misura di potenza RF fornisce solo indicazioni sulla potenza efficace, normalmente per un trasmettitore TV analogico ci si riferisce alla potenza al picco di sincronismo (per i trasmettitori TV a modulazione negativa) e la potenza con campo bianco (per trasmettitori TV con modulazione positiva).

Spesso si utilizzano fattori di conversione di dubbia origine per stabilire questi valori risalendo dalla potenza efficace misurata con un wattmetro a termocoppia (bolometro). Tuttavia tali fattori non sempre sono applicabili alla reale situazione in cui ci si trova, anzi, molte volte vengono usati impropriamente causando spiacevoli malintesi. Per esempio alcuni fattori di conversione si riferiscono a segnali video composti privi di portanti audio, altri considerano solo la portante audio mono mentre altri ancora quelle stereo o multilingua. Alcuni sono riferiti allo standard PAL, altri a quelli NTSC. Ma nessuno di essi tiene in considerazione la profondità di modulazione o la distorsione introdotta dagli amplificatori che spesso incide notevolmente su questa misura, soprattutto prima della fase di precorrezione che, il più delle volte, costringe a rivedere i livelli della potenza di uscita che tipicamente vengono alterati durante questa operazione.

Lo scopo di questo documento è quello di fare chiarezza e di fornire tutte le indicazioni necessarie per arrivare analiticamente al calcolo della potenza erogata di un trasmettitore TV analogico attraverso un normale wattmetro a termocoppia. Inoltre, sarà più evidente quanto un utilizzo sbagliato di un fattore di correzione possa incidere sul risultato finale della misura stessa. Ovviamente, per comprendere meglio il significato di questa misura è necessario conoscere molto bene l'involuppo dei segnali video e della loro modulazione su portanti analogiche. Per questo motivo in fase introduttiva verrà fornita anche una breve panoramica di questi argomenti che difficilmente sono disponibili al pubblico nella loro completezza.

Infine, questo documento sarà distribuito unitamente a un foglio di calcolo in Excel che raccoglierà e semplificherà tutte le operazioni analitiche che troverete enunciate su queste pagine, in modo da consentire a tutti gli "addetti ai lavori" un approccio più semplice e intuitivo.

1.1. Composizione del segnale video analogico

Il segnale video analogico è costituito da un involuppo avente un'ampiezza di 1Vpp su un'impedenza pari a 75ohm. Tale segnale è suddiviso sostanzialmente su due livelli opposti fra loro e con caratteristiche completamente diverse: il livello dei sincronismi e il livello di luminanza. Ciclicamente questi livelli si alternano fra loro costituendo quella che viene denominata la "trama video". La zona di congiunzione fra i due livelli viene identificata dal cosiddetto "livello di riferimento" comunemente chiamato "livello del nero" (o black level nella terminologia anglosassone) che talvolta coincide con quello del "livello di cancellazione" (o blanking level) nel sistema PAL.

- I livelli di sincronismo hanno un'ampiezza di circa -300mV (-300mV nel sistema PAL e -286mV nel sistema NTSC) e sono ripetitivi nel tempo.
- I livelli di luminanza hanno un'ampiezza di circa 700mV (700mV nel sistema PAL e 714mV nel sistema NTSC) e costituiscono la vera e propria informazione video che ovviamente avrà un andamento variabile nel tempo.

E' quindi evidente che nel segnale video analogico esiste una componente continua variabile (fluttuante) nel tempo dalla quale non si può prescindere per un'adeguata ricostruzione del segnale in fase di trasmissione. Infatti, molto spesso lungo una catena di trasmissione è possibile perdere il livello di riferimento a causa della presenza di disaccoppiamenti.

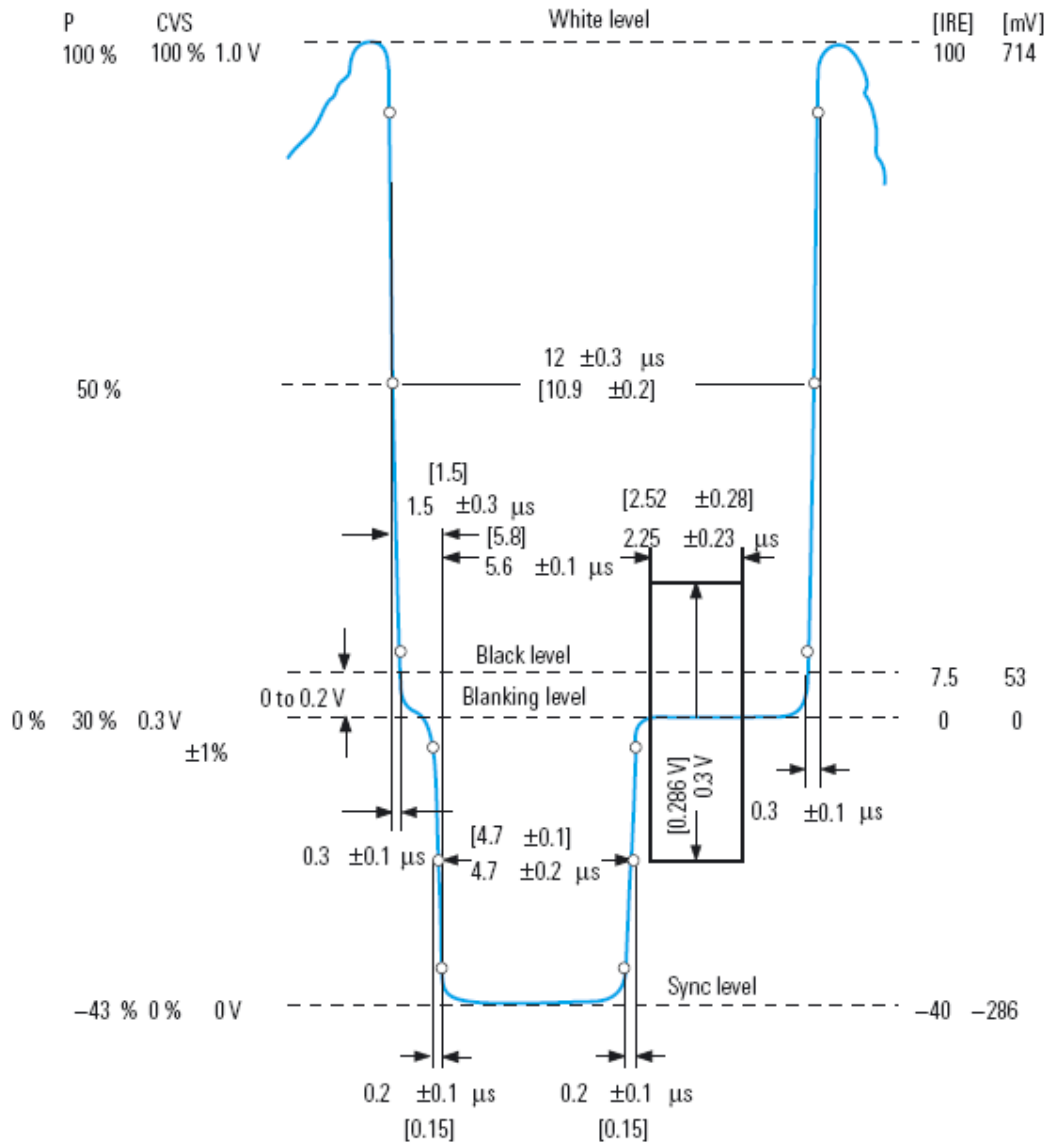


fig.1 livelli del segnale video analogico (NTSC)

La ricostruzione della componente continua è quindi fondamentale per riposizionare al valore di 0V il livello di riferimento, essa serve per garantire una perfetta sincronizzazione delle immagini sui ricevitori. A tale proposito viene preso il valore di ampiezza del sincronismo di riga per eseguire tale ricostruzione. Essendo tale valore diverso fra sistemi diversi (vedi differenze fra sistema NTSC e sistema PAL) per un'adeguata ricostruzione è indispensabile conoscere il sistema di codifica del segnale video. Nel livello di luminanza, valori crescenti di tensione identificano livelli di grigio sempre più chiari fino ad arrivare al valore massimo anche denominato "livello del bianco".

1.2. Le unità IRE

Invece di identificare i valori crescenti di luminanza attraverso un livello di tensione corrispondente, si è preferito descrivere i livelli di ampiezza di un qualunque segnale video attraverso le unità “IRE” (Institute of Radio Engineers).

Come è stato già sopra definito l’ampiezza massima del segnale video composito è pari a 1Vpp su carico di 75 ohm. Nel sistema NTSC allo scopo di coprire l’intero inviluppo costituito dai livelli di sincronismo pari a -286mV e dai livelli di luminanza pari a 714mV sono state definite un totale di 140 IRE. In particolare -40 IRE per i livelli di sincronismo e +100 IRE per quelli di luminanza (vedi fig.1). Per cui, in questo caso, ogni unità IRE corrisponde a 7,14mV (infatti $140 \times 7,14 = 999,6\text{mV}$). E’ altresì importante notare che 0 unità IRE corrisponde a 0 Volt.

Nel sistema PAL, invece, l’intero inviluppo è costituito dai livelli di sincronismo pari a -300mV e dai livelli di luminanza pari a 700mV e per questo sistema sono state definite un totale di 143 IRE. In particolare -43 IRE per i livelli di sincronismo e +100 IRE per quelli di luminanza. In questo caso, invece, ogni unità IRE corrisponde a 7mV (infatti $143 \times 7 = 1001\text{mV}$).

Pertanto, anche in questo caso non è sufficiente definire un livello del segnale video composito attraverso il numero di unità IRE corrispondente, è necessario conoscere anche il sistema di codifica al quale esse fanno riferimento.

1.3. Inviluppo del segnale video composito

E’ stato accennato che gli impulsi di sincronismo ciclicamente si ripetono nel tempo alternandosi ai livelli di luminanza. Anche in questo caso esistono differenze fra un sistema di codifica e un altro. Le caratteristiche di base dei due sistemi di codifica possono essere riassunte attraverso la seguente tabella.

Basic characteristics of video and synchronizing signals		
Characteristics	B,G/PAL	M/NTSC
Number of lines per picture (frame)	625	525
Field frequency, nominal value (fields/s)	50	59.94
Line frequency f_H	$15625 \pm 0.0001\%$	$15734.264 \pm 0.0003\%$
Assumed gamma of display device	2.8	2.2
Nominal video bandwidth (MHz)	5	4.2

Tabella 1: Caratteristiche fondamentali dei segnali video e di sincronizzazione

E’ evidente che i due sistemi di codifica sono completamente diversi. Nel sistema NTSC sono definiti due semiquadri interlacciati (fields), il primo di 262 righe e il secondo di 263 righe; ciascuna riga ha una durata di 63,555us ed è separata da quella successiva da un impulso di sincronismo di riga. All’inizio della prima riga viene inserita la prima sequenza di impulsi di equalizzazione; dopodiché c’è il primo sincronismo di quadro della durata di 3 volte quella di una singola riga, seguito da altri impulsi di equalizzazione, per un totale di 9 righe complessive. Dopodiché, nelle 10 righe che seguono viene inserito un l’intervallo di cancellazione (blanking interval) per poi iniziare il primo semiquadro vero e proprio. Al termine del primo semiquadro un altro gruppo di impulsi di equalizzazione viene alternato a un secondo impulso di sincronismo di

quadro e di seguito un altro intervallo di cancellazione della durata di 10 righe. Il secondo semiquadro di 263 righe completa la sequenza (vedi fig.2).

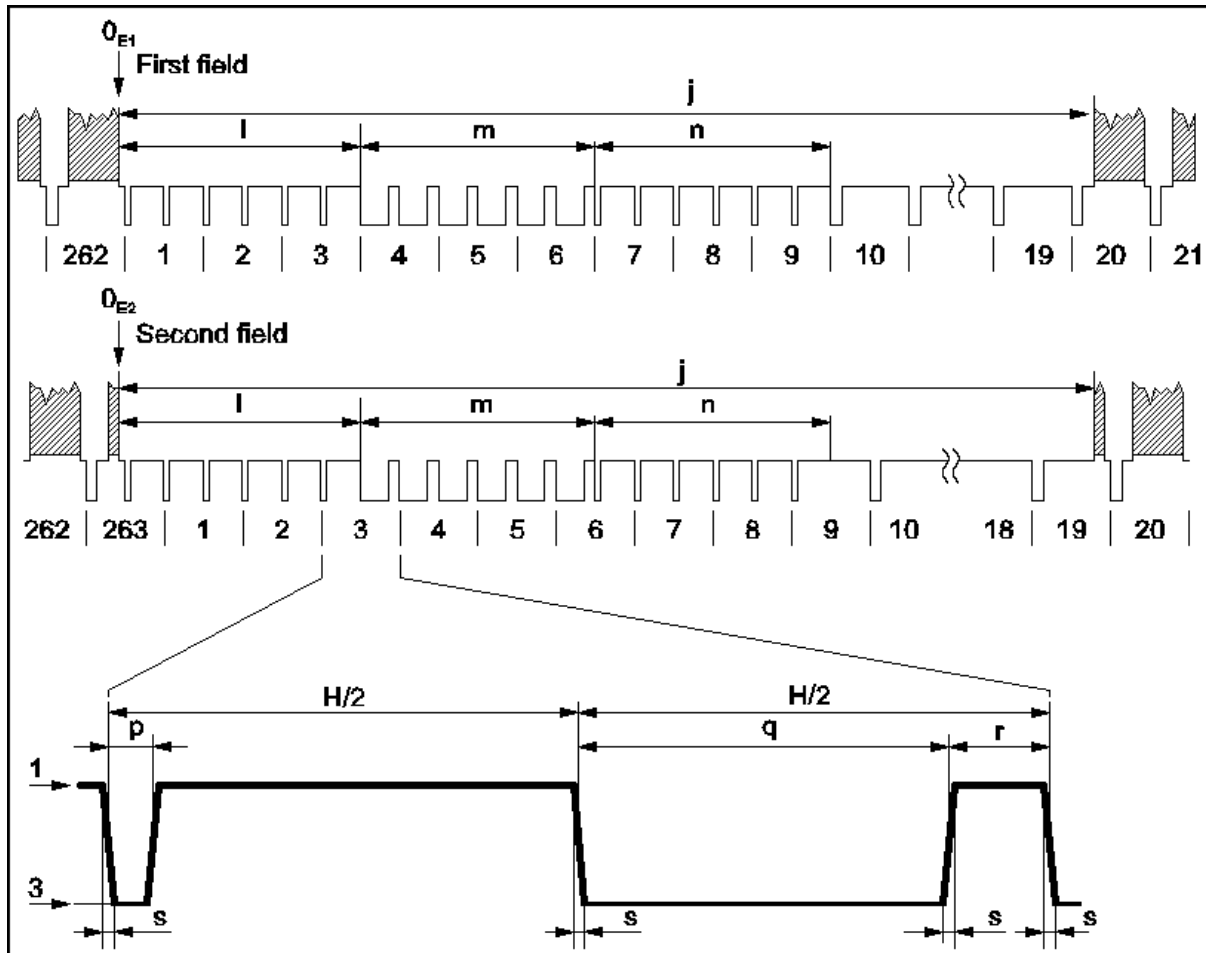


fig.2 trama e multi trama di un segnale video NTSC

Details of M/NTSC field synchronizing signals		
Durations measured between half-amplitude points on the appropriate edges		
Build-up times measured between 10% to 90% of the pulse edges		
Symbol	Characteristics	Value
v	Field Period (ms)	16.6833
j	Field-blanking interval	(19 to 21) H + a
j'	Build-up time of the edges of field-blanking pulse (μ s)	≤ 6.35
k	Interval between front edge of field-blanking interval and front edge of first equalizing pulse (μ s)	1.5 ± 0.1
l	Duration of first sequence of equalizing pulses	3 H
m	Duration of sequence of synchronizing pulses	3 H
n	Duration of second sequence of equalizing pulses	3 H
p	Duration of equalizing pulses (μ s)	2.3 ± 0.1

q	Duration of field-synchronizing pulses (μs)	27.1
r	Interval between field-synchronizing pulses (μs)	4.7 ± 0.1
s	Build-up time of synchronizing and equalizing pulses (μs)	≤ 0.25

Tabella 2: Dettaglio della composizione dei semiquadri nel sistema M/NTSC

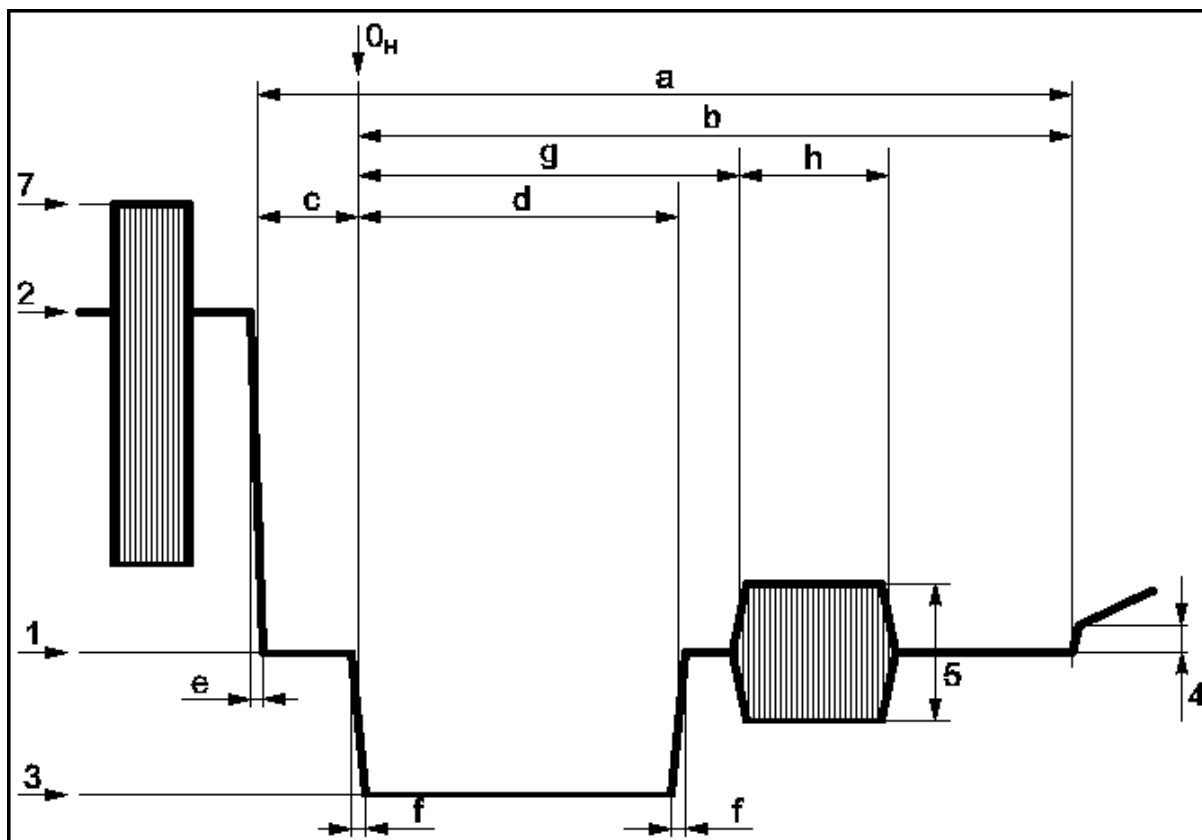


fig.3 dettaglio dell'impulso di sincronismo di riga

Nominal and peak levels of the composite video signal (%)			
Durations measured between half-amplitude points on the appropriate edges			
Symbol	Characteristics	B,G/PAL	M/NTSC
1	Blanking level	0	0
2	Peak white-level	100	100
3	Synchronizing level	-43	-40
4	Difference between black and blanking levels	0	7.5 ± 2.5
5	Peak-to-peak value of burst	43 ± 5	40 ± 4
7	Peak level including chrominance signal	133	120

Tabella 3: livelli nominali e livelli di picco del segnale video composito

Details of line synchronizing signals			
Build-up times measured between 10% to 90% of the pulse edges			
Symbol	Characteristics	B,G/PAL	M/NTSC
H	Nominal line period (μs)	64	63.5555
a	Line-blanking interval (μs)	12 $\pm$ 0.3	10.9 $\pm$ 0.2
b	Interval between time datum (0_H) and back edge of line-blanking pulse (μs)	10.5	9.2 to 10.3
c	Front porch (μs)	1.5 $\pm$ 0.3	1.27 to 2.22
d	Synchronizing pulse (μs)	4.7 $\pm$ 0.2	4.7 $\pm$ 0.1
e	Build-up time of the line blanking pulse (μs)	0.3 $\pm$ 0.1	$\leq$ 0.48
f	Build-up time of the line synchronizing pulse (μs)	0.2 $\pm$ 0.1	$\leq$ 0.25
g	Start of sub-carrier burst (μs)	5.6 $\pm$ 0.1	5.3 (4.71 to 5.71)
h	Duration of sub-carrier burst (μs)	2.25 $\pm$ 0.23 (10 $\pm$ 1 cycles)	2.23 to 3.11(9 $\pm$ 1 cycles)

Tabella 4: dettaglio del sincronismo di riga

Osservando la tabella 3 è possibile notare che per entrambi i sistemi, PAL e NTSC è prevista una sovra elongazione del picco del livello del bianco in presenza del segnale di cromaticanza (7).

Inoltre è chiaramente visibile una distinzione fra il livello del nero e il livello di cancellazione nel sistema NTSC (4). In particolare il livello di cancellazione viene definito a 0 IRE mentre quello del nero è pari a 7,5 IRE con una tolleranza di $\pm 2,5$ IRE, ovvero una differenza di un valore di tensione nominale pari a 53,55mV $\pm$ 17,85mV. Sarà necessario tenere conto di questa differenza quando si tratterà di calcolare la potenza al picco di sincronismo in un sistema NTSC con campo nero partendo dal valore della potenza efficace. La figura 4 è più indicata per chiarire questi due ultimi concetti.

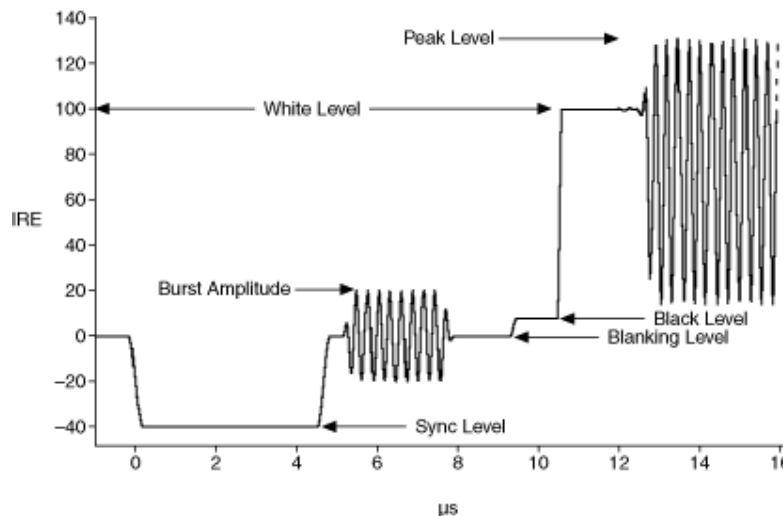


fig.4 differenze fra livello del nero e livello di cancellazione

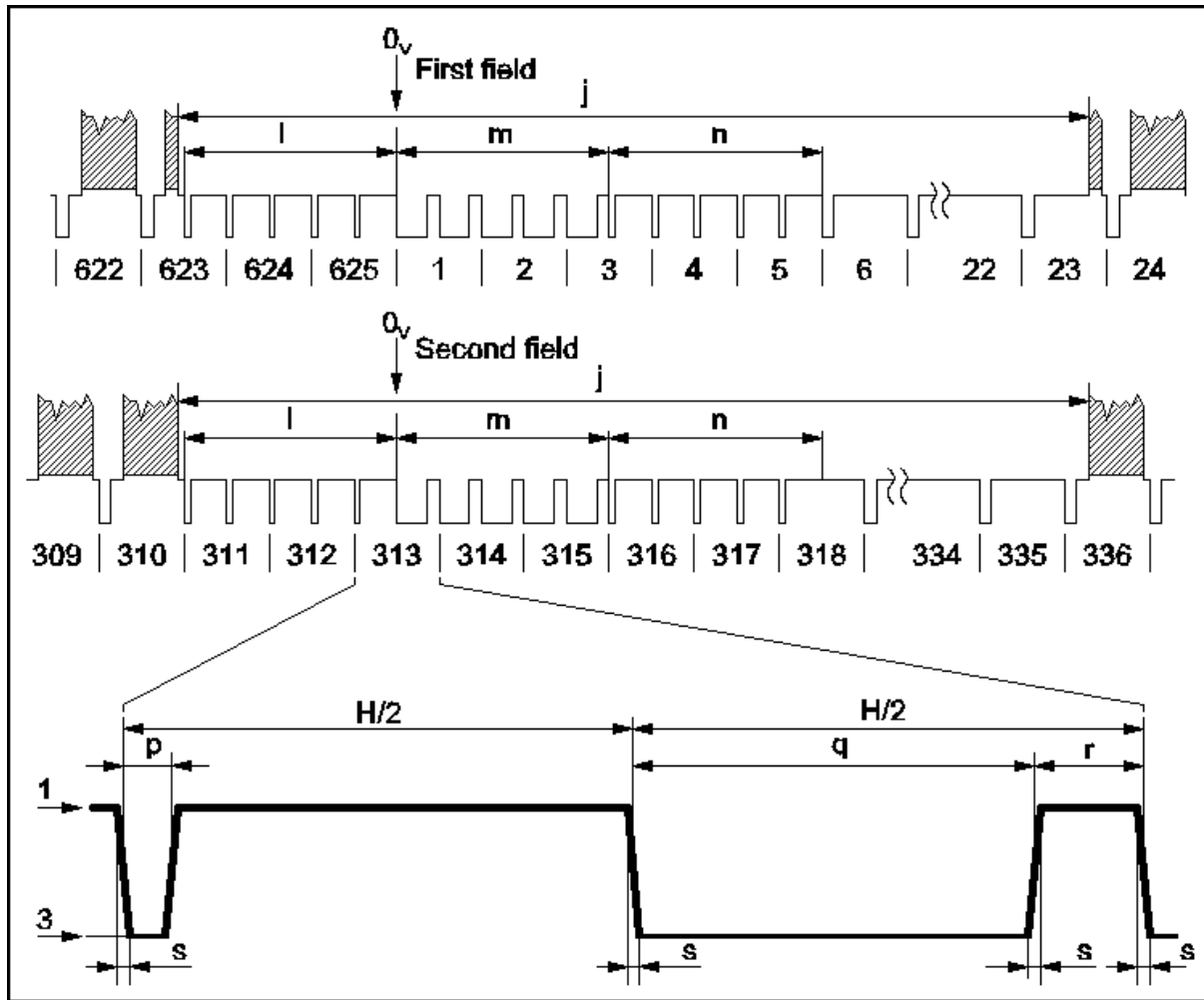


fig.5 trama e multi trama di un segnale video PAL

Anche nel sistema PAL sono previsti due semiquadri interlacciati, ma la numerazione delle righe non subisce interruzioni a differenza di quella del sistema NTSC. In questo caso la prima riga viene definita dall'inizio del primo impulso di sincronismo di quadro e non dagli impulsi di sincronizzazione come nel sistema NTSC (vedi fig.5). Inoltre, la durata degli impulsi di equalizzazione, come quella dell'impulso di sincronismo di quadro nel sistema PAL equivale alla durata di 2,5 righe contro le tre righe di durata nel sistema NTSC. Anche la durata dell'intervallo di cancellazione aumenta, si estende a 22,5 righe rispetto alle 19 complessive del sistema NTSC. I livelli di luminanza vengono inseriti al termine della riga 23 e terminano con la riga 310 del primo semiquadro, poi si salta all'inizio della riga 336 (secondo semiquadro) per terminare con la riga 623 parzialmente soppressa dagli impulsi di equalizzazione che precedono il quadro successivo.

Come si può vedere dalle figg.2 e 5 in entrambi i sistemi la frequenza degli impulsi di equalizzazione è doppia rispetto a quella del sincronismo di riga e questo vale anche per gli impulsi contenuti all'interno del sincronismo di quadro. Questa tecnica serve a garantire un perfetto aggancio dei circuiti estrattori al sincronismo di riga anche durante il sincronismo di quadro che altrimenti andrebbe temporaneamente ad accecare i circuiti di estrazione provocando un evidente disallineamento delle prime righe del semiquadro successivo.

Details of B,G/PAL field synchronizing signals Durations measured between half-amplitude points on the appropriate edges Build-up times measured between 10% to 90% of the pulse edges		
Symbol	Characteristics	Value
v	Field Period (ms)	20
j	Field-blanking interval	25 H + a
j'	Build-up time of the edges of field-blanking pulse (μ s)	0.3 $\pm$ 0.1
k	Interval between front edge of field-blanking interval and front edge of first equalizing pulse (μ s)	3 $\pm$ 2
l	Duration of first sequence of equalizing pulses	2.5 H
m	Duration of sequence of synchronizing pulses	2.5 H
n	Duration of second sequence of equalizing pulses	2.5 H
p	Duration of equalizing pulses (μ s)	2.35 $\pm$ 0.1
q	Duration of field-synchronizing pulses (μ s)	27.3
r	Interval between field-synchronizing pulses (μ s)	4.7 $\pm$ 0.2
s	Build-up time of synchronizing and equalizing pulses (μ s)	0.2 $\pm$ 0.1

Tabella 5: Dettaglio della composizione dei semiquadri nel sistema PAL

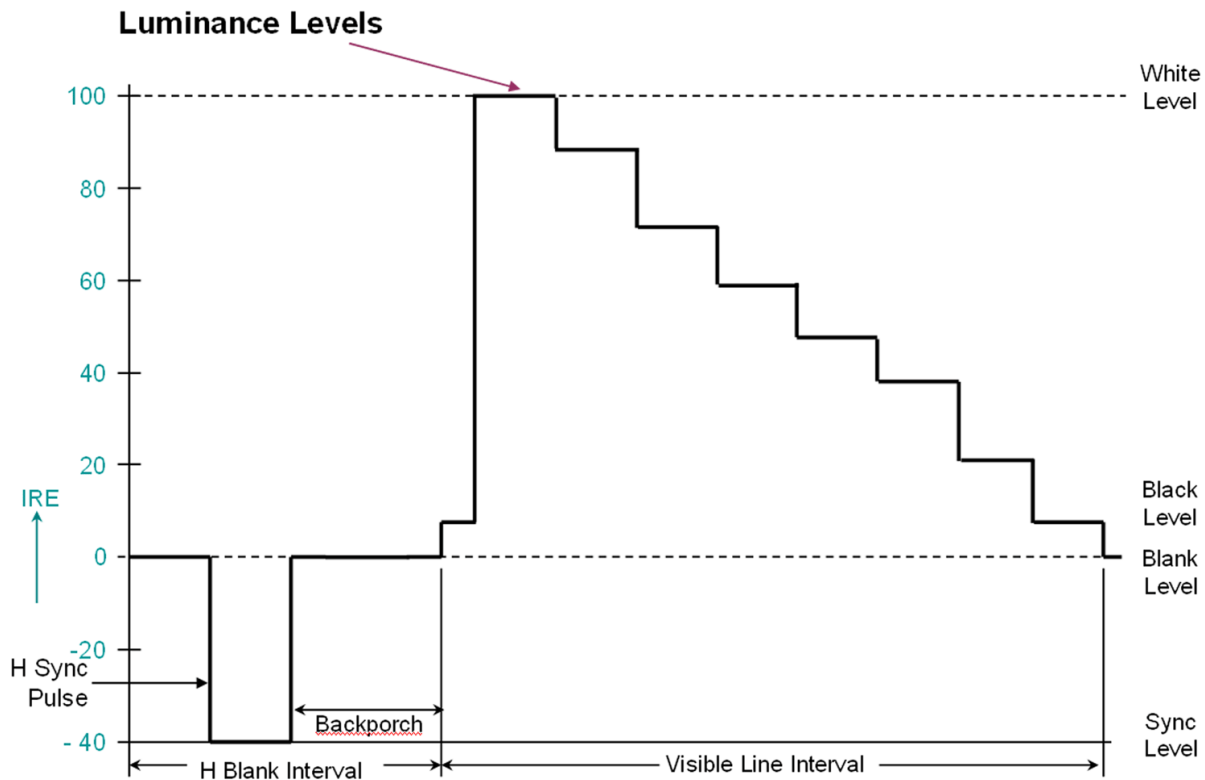


fig.6 aspetto di un segnale video composito che raffigura una scala di grigi

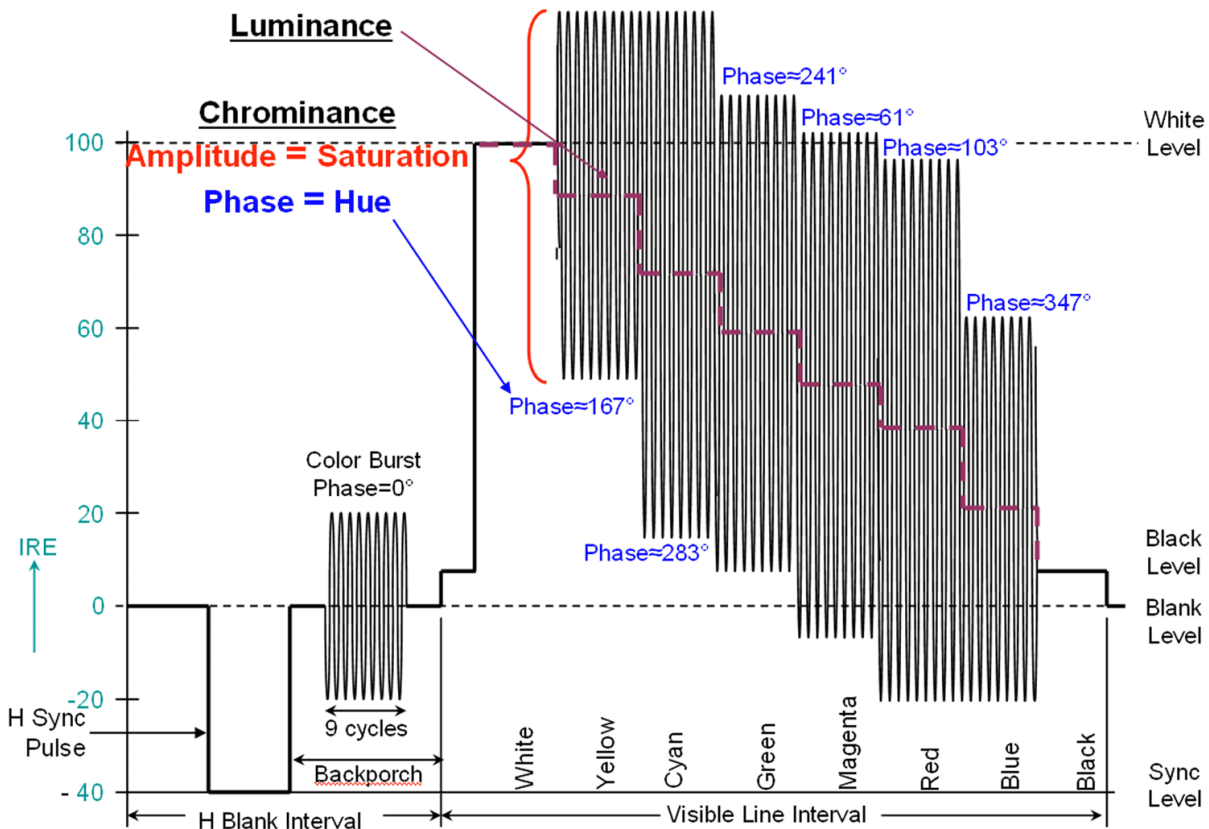


fig.7 aspetto di un segnale video composito che raffigura una scala di colori

Le figure 6 e 7 rappresentano due diverse tipologie di segnali video, rispettivamente un segnale che contiene un'immagine fissa in bianco e nero di una scala di grigi e un altro segnale che contiene un'immagine fissa di una scala di colori con intensità luminosa decrescente. E' evidente che nel primo segnale non è presente nemmeno il burst per il sincronismo della portante colore mentre nel secondo segnale esso segue l'impulso di sincronismo di riga in una zona definita "backporch" che coincide con il livello di cancellazione (blank level).

E' altresì evidente che la sottoportante del colore è visibile solo in presenza di una tinta cromatica, peraltro individuabile da una opportuna fase e ampiezza della sottoportante stessa. In assenza di una tinta il suo livello si riduce a zero come ad esempio nel caso dei colori bianco e nero. In assenza del burst di sincronismo colore, anche qualora l'immagine dovesse contenere l'informazione della tinta, essa viene visualizzata come un'immagine in bianco e nero. Analogamente ciò accadrebbe anche qualora fosse presente il burst di sincronismo colore ma nell'immagine non fosse presente l'informazione della tinta.

1.4. Modulazione del segnale video

Il segnale video composito costituisce solo uno degli elementi di modulazione: Ad esso viene quasi sempre associata almeno una seconda portante contenente l'informazione audio. La portante video è modulata in ampiezza con la banda laterale inferiore parzialmente soppressa; la portante audio è invece modulata in frequenza e viene collocata a una distanza di qualche MHz sopra quella video. Nel caso di una trasmissione stereo o bilingua vengono utilizzate due diverse portanti audio, entrambe modulate in frequenza poste a una distanza di qualche centinaio di kilohertz fra loro. In figura 8 sono rappresentati gli spettri di modulazione legati ai vari standard internazionali.

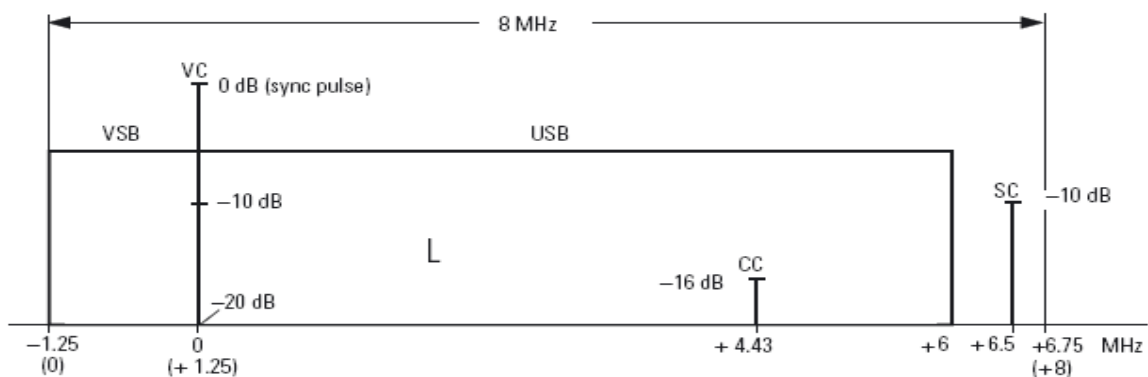
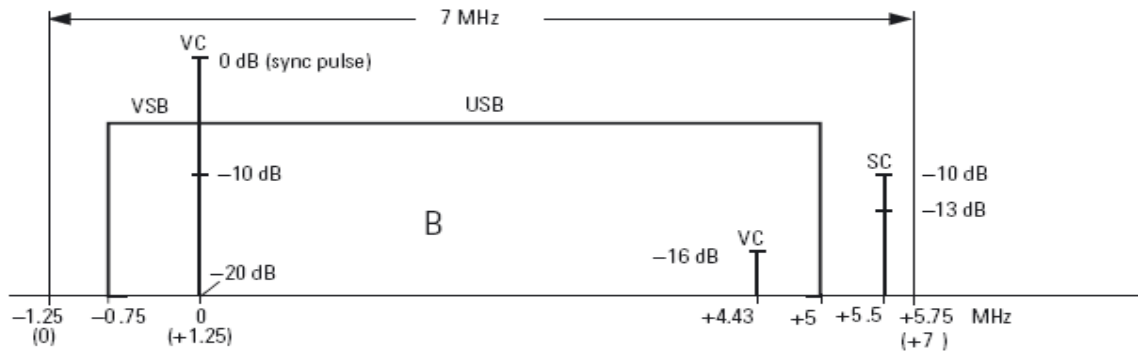
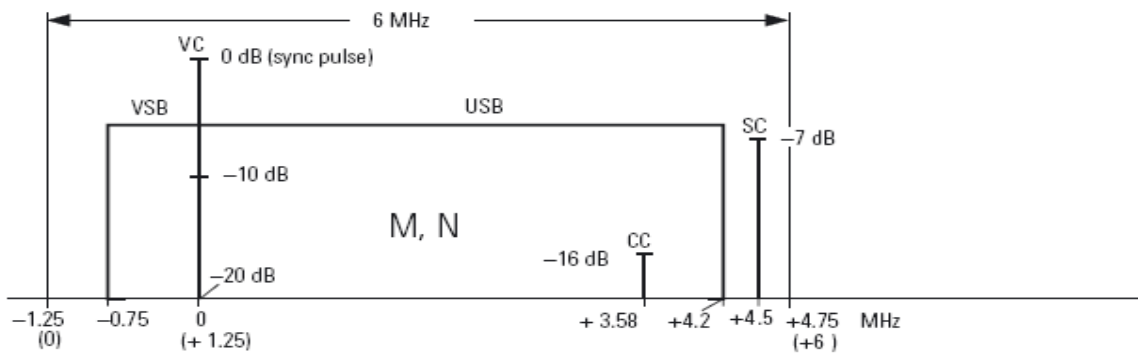
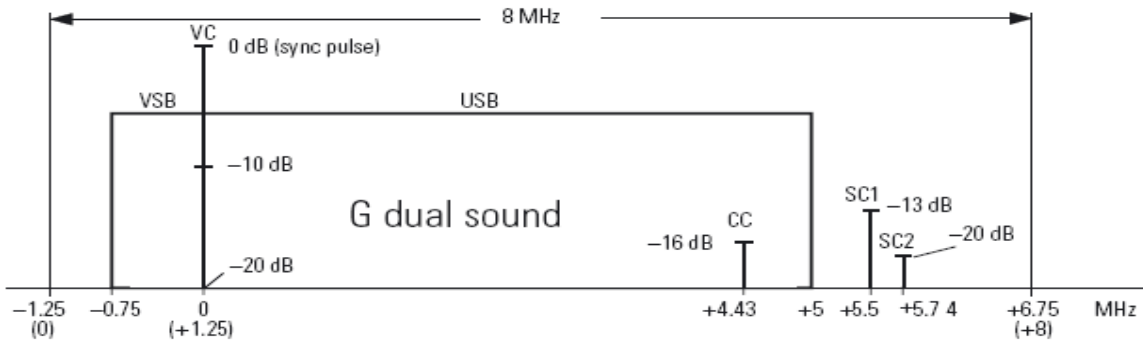


fig.8 rappresentazione di canali TV analogici di sistemi PAL e NTSC

Generalmente gli standard B e G sono adottati nel sistema PAL, ma talvolta vengono utilizzati anche dal sistema SECAM. Questo sistema utilizza anche lo standard L che prevede una modulazione positiva a differenza di tutti gli altri per quali si utilizza una modulazione negativa. Gli standard M e N sono invece tipicamente legati al sistema NTSC.

Nello Standard G il livello delle portanti audio è pari a -13 dBc per l'audio1 e a -20 dBc per l'audio2; nel caso di trasmissione mono si utilizza soltanto l'audio1 ma spesso il livello viene elevato a -10 dBc rispetto al livello di picco della portante video.

Osservando la figura 8 è evidente che il livello energetico del segnale video composito modulato è dominante rispetto a quello di tutti gli altri. Inoltre, è evidente che in tutti gli standard il livello del picco di sincronismo è quello di riferimento e ad esso viene associato il valore della potenza in uscita di qualsiasi trasmettitore. E' spontaneo domandarsi come si possa misurare il livello di potenza al picco di sincronismo senza necessariamente demodulare il segnale TV analogico per separare il contributo di tutte le altre sottoportanti. Tale argomento costituisce l'oggetto della presente trattazione e verrà di seguito analizzato nel dettaglio.

Characteristics of the radiated signal		
Levels in this table are % of peak carrier.		
Characteristics	B,G/PAL	M/NTSC
Nominal RF channel bandwidth (MHz)	B:7 G:8	6
Sound carrier relative to vision carrier (MHz)	+5.5±0.001	+4.5
Nearest edge of channel relative to vision carrier (MHz)	-1.25	-1.25
Nominal width of main sideband (MHz)	5	4.2
Nominal width of vestigial sideband (MHz)	0.75	0.75
Type and polarity of vision modulations	C3F neg.	C3F neg.
Synchronizing level (%)	100	100
Blanking level (%)	75±2.5	72.5 to 77.5
Difference between black level and blanking level (%)	0 to 2	2.88 to 6.75
Peak white level (%)	10 to 15	10 to 15
Type of sound modulation	F3E	F3E
Frequency deviation (kHz)	±50	±25
Pre-emphasis for modulation (µs)	50	75

Tabella 6: parametri di modulazione di un canale TV analogico

Innanzitutto bisogna sapere se è possibile eliminare o separare le portanti audio dal sistema di misura. Generalmente questo si può fare su tutti i trasmettitori, anche quelli che trattano l'audio combinato, tuttavia si daranno indicazioni anche su come effettuare la misura di potenza senza togliere le portanti audio, cosa questa che viene sempre eseguita durante le fasi di manutenzione degli apparati.

Per eseguire questa misura si utilizza un quadro statico in modo da evitare qualsiasi fluttuazione della potenza di uscita durante la misura stessa. Normalmente si usa un quadro completamente nero

quando si misurano trasmettitori con modulazione negativa e un quadro completamente bianco per i trasmettitori con modulazione positiva. Con queste tonalità il trasmettitore eroga la sua massima potenza efficace e ciò garantisce una misura più accurata. In ogni caso sarebbe possibile utilizzare un qualsiasi altro colore di riferimento, ma in questo caso il calcolo per risalire alla potenza di picco sarebbe estremamente più complicato. Una volta misurata la potenza di uscita efficace in queste condizioni è sufficiente aggiungere un fattore di correzione in decibel per risalire alla potenza di picco. Nelle prossime pagine esamineremo come determinare tale fattore di correzione.

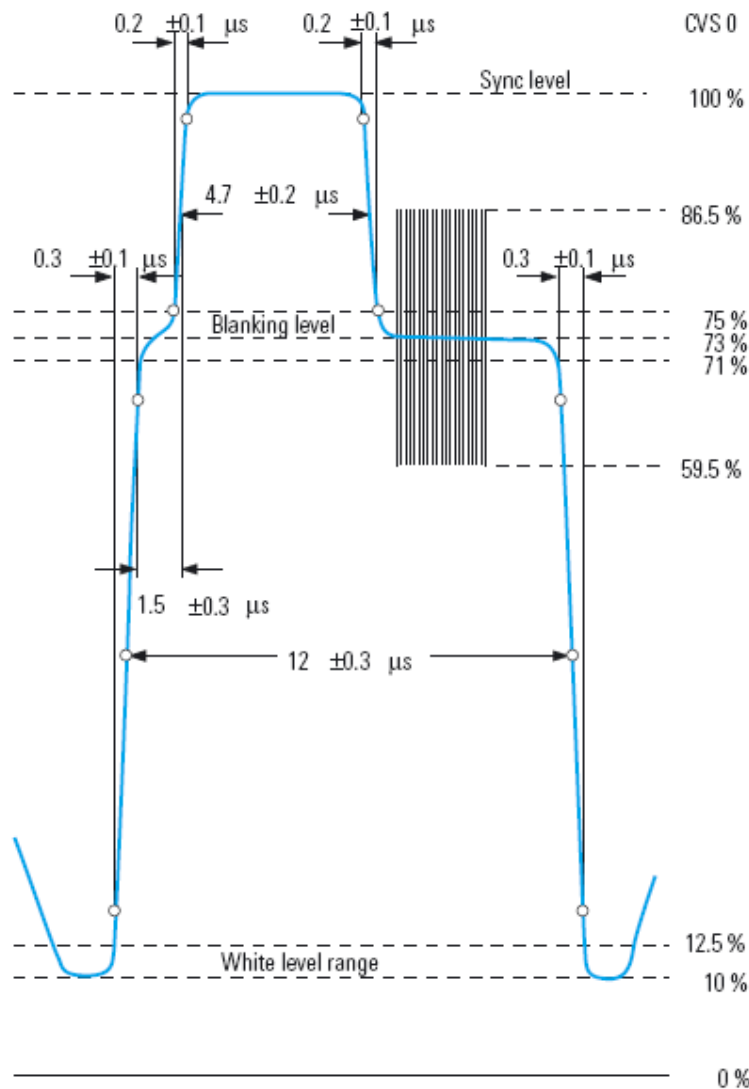


fig.9 livelli di modulazione di un canale TV analogico (profondità = 90%)

Una rappresentazione accurata di un impulso di sincronismo di riga modulato con una profondità di modulazione del 90% è riportata in figura 9. E' immediatamente visibile che tale impulso è capovolto rispetto a quello di un segnale video composito, questo perché la modulazione generalmente è negativa, salvo in casi particolari. Inoltre è possibile vedere che la sua estensione varia da un minimo del 10% di portante residua (residual carrier) fino a un massimo del 100% in corrispondenza con l'impulso di sincronismo.

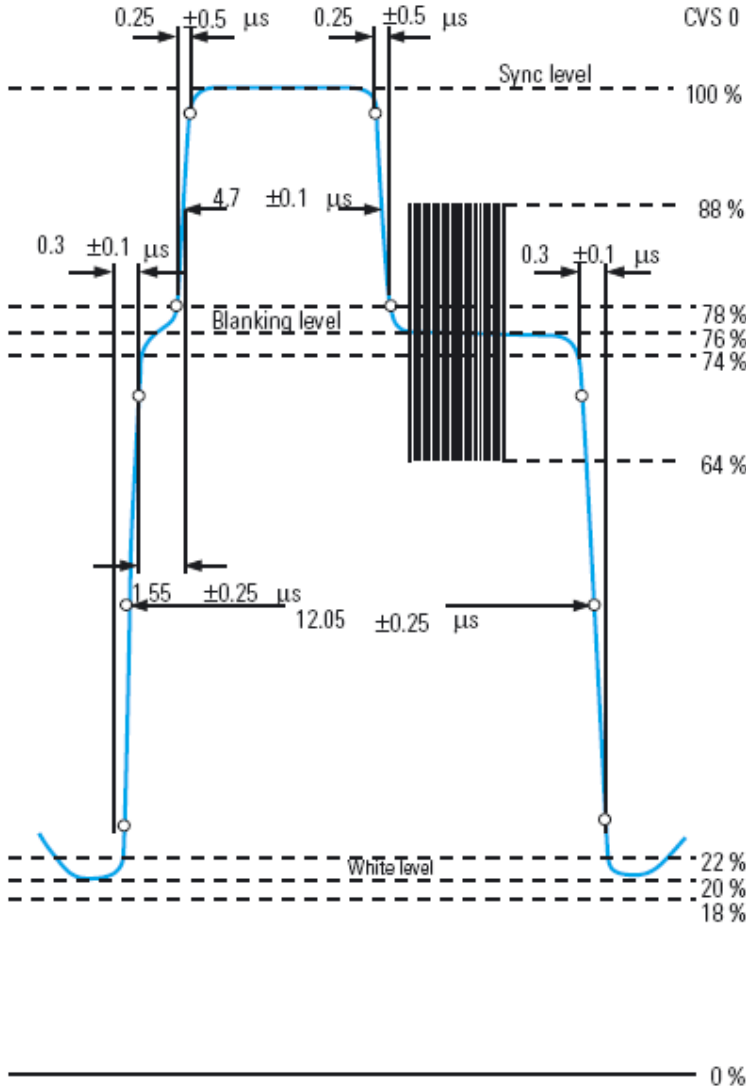


fig.10 livelli di modulazione di un canale TV analogico (profondità = 80%)

Analogamente in figura 10 è rappresentato un impulso di sincronismo modulato in negativo e avente una profondità di modulazione pari all'80%. Si può osservare che, oltre al livello di portante residua che passa dal 10 al 20% rispetto all'esempio precedente anche il livello di cancellazione subisce una compressione passando dal 73% dell'esempio di figura 9 al 76% circa.

Questo sta a significare che, a parità di potenza di picco e di segnale video composito all'ingresso, la potenza efficace di due trasmettitori aventi una differente profondità di modulazione sarà anch'essa diversa.

1.5. Distorsioni introdotte dagli amplificatori

Ammettendo di utilizzare un modulatore che offre una eccellente qualità di modulazione, lungo la catena di amplificazione questa qualità iniziale viene sempre intaccata in modo più o meno evidente. Questo dipende dalla non perfetta linearità degli amplificatori che in qualche modo introducono una distorsione del segnale RF modulato. In un trasmettitore TV una certa distorsione viene sempre contemplata e regolamentata da normative abbastanza stringenti. Allo scopo di

ottemperare a tali normative ogni trasmettitore TV viene sempre corredato da speciali circuiti che consentono di ottimizzare la linearità degli stadi di amplificazione detti precorrettori di linearità. Ovviamente, la misura della potenza in uscita di un trasmettitore viene effettuata in condizioni di perfetto allineamento di tutti gli stadi, precorrettori inclusi, altrimenti tale misura potrebbe non avere senso, soprattutto considerando che ad essa si associa il livello del picco di sincronismo che in assenza di precorrezione risulta quasi sempre compresso in modo abbastanza evidente.

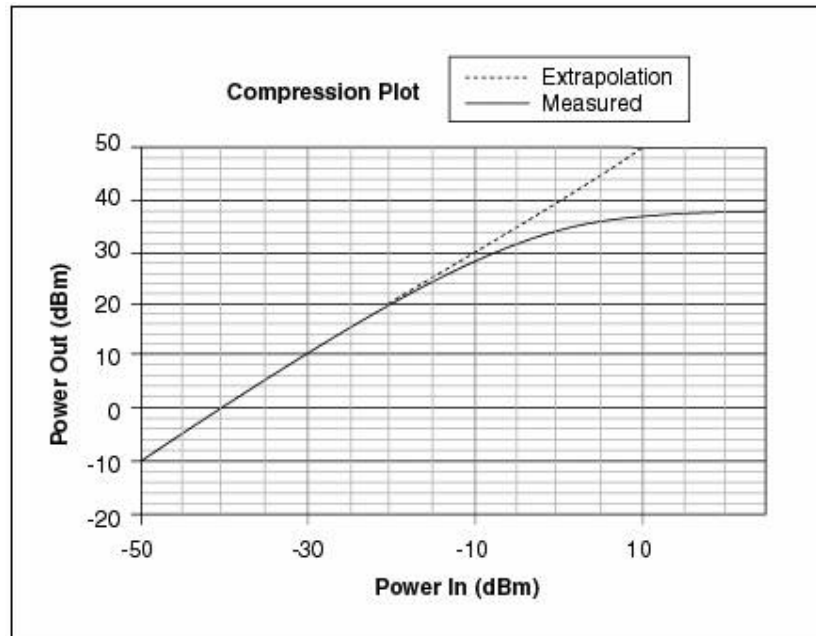


fig.11 effetto della compressione di uno stadio amplificatore

In figura 11 è rappresentato una tipica distorsione introdotta da un amplificatore. Si tratta della compressione del segnale RF di uscita all'aumentare della potenza in ingresso. E' evidente da questa figura che fino a un determinato livello di potenza l'amplificatore si comporta in modo lineare dopodiché introduce una compressione sempre più elevata fino a raggiungere la saturazione. In un trasmettitore TV si preferisce lavorare in una zona lineare fin dove possibile, ma generalmente sugli stadi amplificatori finali si raggiunge una compressione che può arrivare anche a 1dB sul picco di sincronismo. In queste condizioni è ancora possibile effettuare un'adeguata precorrezione per riportare il livello dell'impulso di sincronismo entro le specifiche, ma ovviamente avrebbe poco senso fare una misura di potenza in condizioni di distorsione applicando un fattore di conversione studiato per un segnale già precorretto, soprattutto perché in genere la massima alterazione del segnale avviene quasi sempre proprio sul picco di sincronismo il cui livello massimo coincide col valore di potenza che si intende conoscere. Una differenza anche di solo 1dB su potenze molto elevate incide notevolmente sulla potenza di uscita di un trasmettitore TV. Ovviamente la distorsione introdotta da un amplificatore RF non si limita a comprimere i segnali di livello elevato ma talvolta tende anche ad espandere i segnali di livello intermedio per questo motivo il guadagno di un amplificatore RF finale in classe AB si misura in potenza perché generalmente non coincide con quello ottenuto con piccoli segnali.

Talvolta però è necessario fare delle regolazioni su alcuni stadi di uscita di un trasmettitore in assenza di precorrezione e questo spesso causa alcune discrepanze fra le misure effettuate al banco e quelle che si effettuano al collaudo finale. Ecco un altro motivo per capire come ci si arriva a calcolare questi fattori di conversione.

2. Misure della potenza erogata

Come è stato già detto la potenza erogata da un trasmettitore TV analogico si riferisce sempre a quella emessa durante il picco di sincronismo. Poiché questa condizione si verifica solo in tempi molto brevi è necessario utilizzare uno speciale wattmetro per la misura della potenza di picco che non tutti hanno a disposizione. Qualora si volesse utilizzare un normale wattmetro a termocoppia è comunque possibile effettuare tale misura ma in questo caso è necessario utilizzare un quadro fisso noto, generalmente un quadro completamente nero e un fattore di correzione generalmente espresso in decibel.

Alla pagina 8 delle raccomandazioni ITU-R SM326-7 (Annex 1) è riportata la seguente tabella di fattori di conversione per calcolare la potenza media partendo dal livello di picco di un trasmettitore TV analogico:

<i>Amplitude-modulation television</i>				
C3F Television, vestigial sideband, picture only				
a) <i>All white</i>				
– 405 lines, 50 fields, positive modulation	(Note 4)		0.800	(–1.0 dB)
– 525 lines, 60 fields, negative modulation			0.164	(–7.9 dB)
– 625 lines, 50 fields, negative modulation			0.177	(–7.5 dB)
– 819 lines, 50 fields, positive modulation			0.742	(–1.3 dB)
b) <i>All black</i>				
– 405 lines, 50 fields, positive modulation	(Note 4)		0.080	(–11.0 dB)
– 525 lines, 60 fields, negative modulation			0.608	(–2.2 dB)
– 625 lines, 50 fields, negative modulation			0.542	(–2.7 dB)
– 819 lines, 50 fields, positive modulation			0.085	(–10.7 dB)

Tabella 7: fattori di conversione definiti dalle raccomandazioni ITU-R SM326-7

I valori espressi sulla colonna di destra sono i fattori di conversione corrispondenti al tipo di segnale televisivo indicato sulla seconda colonna; i valori fra parentesi rappresentano il valore lineare indicato sopra espresso in decibel. Come vedremo in seguito tali valori non coincidono con quelli calcolati analiticamente, esistono infatti differenze sostanziali fra i valori indicati e quelli richiesti da qualsiasi capitolato tecnico di riferimento. Infatti i valori indicati fanno riferimento alla potenza nominale del segnale video nelle condizioni specificate ma senza considerare il contributo energetico dei picchi di sincronismo che, anche se di breve durata, portano a una differenza abbastanza significativa che vedremo dettagliatamente nel prossimo paragrafo.

2.1. Potenza efficace e potenza di picco

Prima di procedere con l'analisi del rapporto esistente fra potenza efficace e quella di picco è necessario comprendere quanto viene indicato dalle figure 9 e 10. Innanzi tutto tali figure rappresentano in percentuale il livello della portante, cioè esse sono una rappresentazione lineare del segnale RF modulato. In figura 9, avere il 10% di portante residua significa che la potenza erogata durante la modulazione del livello del bianco, che coincide con la potenza minima, è pari al 10% di quella che viene erogata durante il picco di sincronismo che coincide con la potenza

massima, ovvero 0,1 volte la potenza di picco cioè pari a -10dBc. Analogamente nella figura 10 un 20% di portante residua significa un rapporto pari a 0,2 cioè una potenza inferiore a quella di picco ovvero pari a -7dBc. Se la modulazione fosse stata al 100% il valore della portante residua sarebbe stata 0 e tutti i livelli intermedi coinciderebbero con quelli del segnale video composito, ma questo è solo un esempio teorico, nella pratica una situazione del genere non è prevista. Man mano che la portante residua aumenta in percentuale aumenta in proporzione il livello di cancellazione che nel caso di una modulazione negativa con portante residua al 10% vale il 73% $\pm 2\%$ del livello di picco, mentre per una modulazione con portante residua al 20% vale il 76% $\pm 2\%$ (vedi figure 9 e 10).

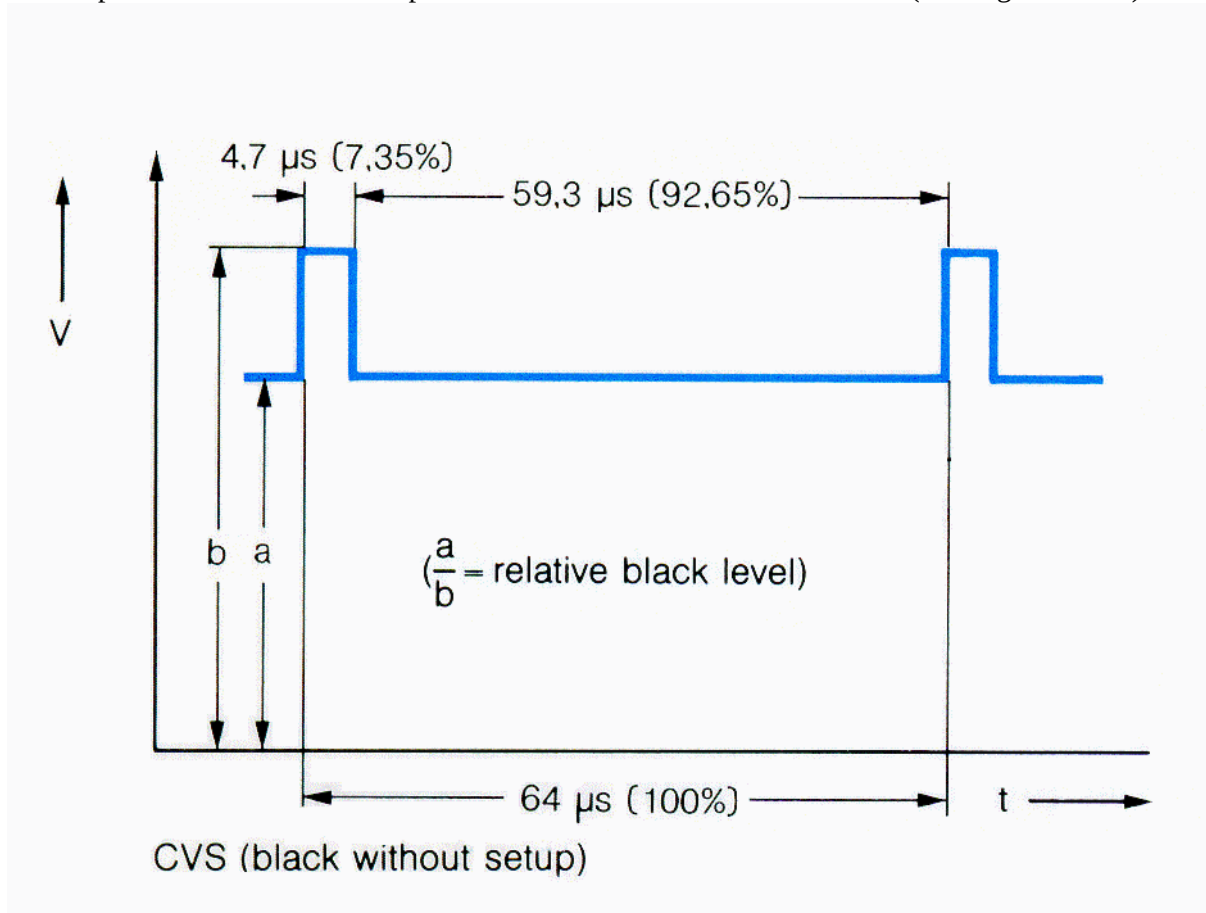


fig.12 rappresentazione del rapporto percentuale ovvero del livello “nero relativo” (PAL)

In figura 12 viene definito il cosiddetto livello “nero relativo” che coincide nel sistema PAL con il valore del livello di cancellazione sopra indicato ovvero 0,73 (73%).

Ma conoscendo questo valore è possibile definire la potenza di uscita di un trasmettitore durante la trasmissione del livello nominale di cancellazione, essa per il sistema **PAL** con un valore di portante residua al 10% vale:

$$P_{canc} = P_{black} = P_{sync} \cdot \left(\frac{a}{b}\right)^2 = P_{sync} \cdot (0,73)^2 = P_{sync} \cdot 0,5329$$

il cui rapporto in decibel vale:

$$\frac{P_{canc}}{P_{sync}} = 10 \log_{10} 0,5329 = -2,73dB$$

mentre nel sistema **NTSC** vale:

$$P_{canc} = P_{sync} \cdot \left(\frac{a}{b}\right)^2 = P_{sync} \cdot (0,7426)^2 = P_{sync} \cdot 0,55145476$$

ovvero il rapporto in dB vale:

$$\frac{P_{canc}}{P_{sync}} = 10 \log_{10} 0,55145476 = -2,585dB$$

Il valore di potenza del livello di cancellazione, a parità di potenza di picco, è leggermente diverso fra i due sistemi a causa del diverso inviluppo del segnale video composito.

Analogamente è possibile calcolare i valori delle rispettive potenze anche per tutti i sistemi che prevedono una profondità di modulazione diversa, ma generalmente essi vengono utilizzati molto raramente.

Ma sapendo che nel sistema PAL la potenza del livello del nero coincide con quella del livello di cancellazione è abbastanza semplice risalire alla potenza di picco conoscendo la potenza efficace utilizzando un quadro nero in assenza di portanti audio e di sincronismo di quadro (come vedremo la presenza del sincronismo di quadro ha un contributo del tutto trascurabile sul calcolo della potenza efficace).

Sapendo che:

$$P_{RMS} = P_{sync} \frac{t_{sync}}{t_{line}} + P_{black} \frac{t_{black}}{t_{line}} = P_{sync} \frac{t_{sync}}{t_{line}} + P_{sync} \frac{t_{black}}{t_{line}} \left(\frac{a}{b}\right)^2 = P_{sync} \left[\frac{t_{sync}}{t_{line}} + \frac{t_{black}}{t_{line}} \left(\frac{a}{b}\right)^2 \right]$$

Dove t_{line} è il tempo di una linea che vale 64us, t_{sync} è il tempo di un singolo impulso di sincronismo di riga che vale 4,7us e t_{black} è il tempo rimanente in cui viene modulato il livello del nero che vale altri 59,3us.

da cui si ricava che:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{\frac{t_{sync}}{t_{line}} + \frac{t_{black}}{t_{line}} \left(\frac{a}{b}\right)^2}$$

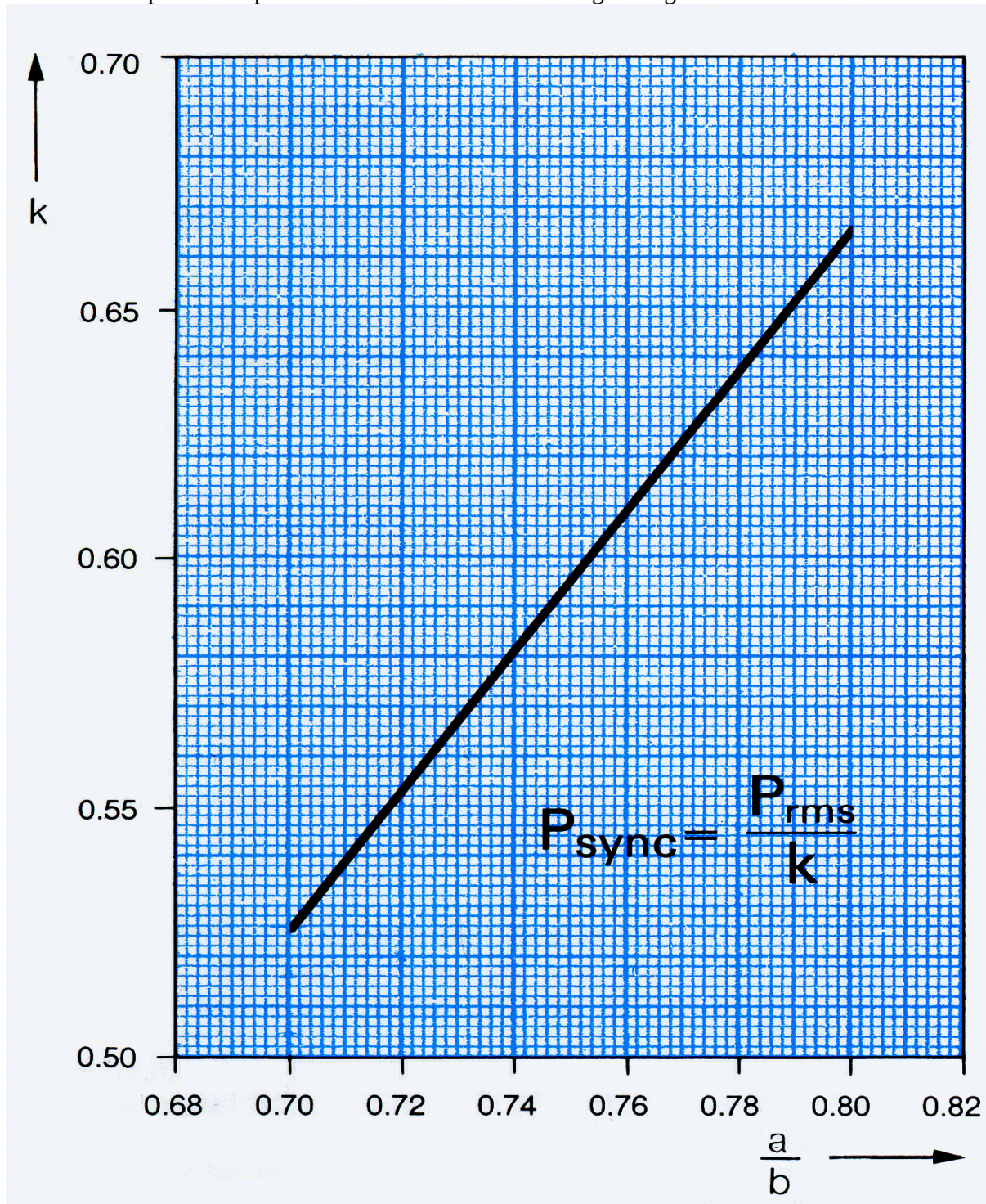
ma nel sistema PAL i rapporti temporali presenti al denominatore sono delle costanti, esse valgono:

$$\frac{t_{sync}}{t_{line}} = \frac{47}{640} = 0,0734375 \quad \text{e} \quad \frac{t_{black}}{t_{line}} = \frac{593}{640} = 0,9265625$$

Pertanto si ha:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{\frac{47}{640} + \frac{593}{640} \cdot \left(\frac{a}{b}\right)^2} = \frac{P_{RMS}}{0,0734375 + 0,9265625 \cdot \left(\frac{a}{b}\right)^2}$$

Quindi conoscendo il valore della potenza efficace (misurabile con un bolometro) e quella del livello nero relativo (generalmente pari a 0,73 per il sistema PAL per una profondità di modulazione del 90%) in assenza di portanti audio è possibile ricavare un fattore k proporzionale con il quale individuare la potenza al picco di sincronismo secondo il seguente grafico.



Il valore nominale del picco di sincronismo PAL in assenza di portanti audio quindi sarà:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,0734375 + 0,9265625 \cdot (0,73)^2} = \frac{P_{RMS}}{0,5672} \quad \text{ovvero} \quad \boxed{P_{sync} (dBm) = P_{RMS} (dBm) + 2,46dB}$$

cioè pari a 2,46dB più elevato rispetto al valore della potenza efficace misurato con un wattmetro a termocoppia all'uscita del trasmettitore.

Con una profondità di modulazione dell'80% il fattore k assumerà un valore differente, pertanto:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,0734375 + 0,9265625 \cdot (0,76)^2} = \frac{P_{RMS}}{0,5776} \quad \text{ovvero} \quad P_{sync} (dBm) = P_{RMS} (dBm) + 2,38dB$$

Ovvero una differenza di circa 0,08dB di cui sarà necessario tenere conto nei paesi in cui è prevista una profondità di modulazione ridotta all'80%.

Nel caso di un sistema NTSC il livello “nero relativo” non coincide con il livello di cancellazione, ma risulta shiftato di 7,5 IRE ovvero di circa 53mV che sommati ai 286mV del picco di sincronismo diventano 339mV. Pertanto in questo caso il valore del “nero relativo” sarà pari a circa 0,695 contro lo 0,73 del sistema PAL.

Inoltre, nel sistema NTSC cambiano i rapporti temporali a causa della differente frequenza di riga, essi saranno:

$$\frac{t_{sync}}{t_{line}} = \frac{47}{635} = 0,074 \quad \text{e} \quad \frac{t_{black}}{t_{line}} = \frac{588}{635} = 0,926$$

Pertanto nel sistema NTSC con una profondità di modulazione pari al 90% la potenza al picco di sincronismo in assenza di portanti audio e con un campo nero uniforme sarà:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,074 + 0,926 \cdot (0,695)^2} = \frac{P_{RMS}}{0,521} \quad \text{ovvero} \quad \boxed{P_{sync} (dBm) = P_{RMS} (dBm) + 2,83dB}$$

Mentre per una profondità di modulazione all'80% essa sarà:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,074 + 0,926 \cdot (0,729)^2} = \frac{P_{RMS}}{0,531} \quad \text{ovvero} \quad P_{sync} (dBm) = P_{RMS} (dBm) + 2,75dB$$

Ovvero anche in questo caso è presente una differenza di 0,08dB di cui in certi casi sarà necessario tenere conto.

Qualora nel sistema NTSC fosse richiesta la misura della potenza con un pattern di test avente un livello del nero coincidente con quello di cancellazione (0 IRE) la potenza di picco sarà:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,074 + 0,926 \cdot (0,7426)^2} = \frac{P_{RMS}}{0,5846} \quad \text{ovvero} \quad \boxed{P_{sync} (dBm) = P_{RMS} (dBm) + 2,33dB}$$

Questo valore si riferisce a una profondità di modulazione del 90%. E' altresì evidente quanto incida il tipo di pattern di riferimento con cui si esegue questa misura; rispetto al valore indicato con un pattern di test con nero a +7,5 IRE si può notare una differenza pari a 0,5dB in potenza, valore questo non trascurabile quando si eseguono misure su trasmettitori analogici di elevata potenza.

Anche se molti capitolati insistono nell'imporre il pattern a 0 IRE per la misura della potenza di un trasmettitore analogico bisogna dire che questo tipo di segnale non verrà mai applicato al trasmettitore durante il suo normale esercizio, per cui, in condizioni limite, è prevista una trasmissione con campo nero uniforme. Inoltre, anche la precorrezione dei livelli del sincronismo avviene con pattern video che prevedono una distinzione fra il livello del nero e quello di cancellazione per cui ha poco senso effettuare una misura di potenza su un trasmettitore utilizzando un pattern artefatto che costringe uno stress di 0,5dB di potenza in eccesso esclusivamente durante quella misura. Pertanto nella presente trattazione viene considerata solo la misura di potenza su un trasmettitore NTSC mediante una campo nero uniforme non coincidente con il livello di cancellazione, pertanto anche i calcoli che seguono faranno riferimento a tale situazione.

Ma nel calcolo per il sistema NTSC, oltre all'errore dovuto all'assenza nel conteggio del contributo del sincronismo di quadro, si aggiunge anche l'errore dovuto alla differenza fra il livello del nero e quello di cancellazione durante il tempo di backporch (vedi fig.7) e i 19 cicli di ritorno del raster che includono il sincronismo di quadro. Ma in ogni caso si tratta di contributi del tutto trascurabili ai fini della misura, come vedremo nel paragrafo 3.2.

3. Livello di potenza teorico

3.1. Contributo delle portanti audio

In presenza di portanti audio in combinato durante la misura della potenza i numeri sopra indicati perdono di significato, tuttavia è comunque possibile individuare il valore di potenza di picco di sincronismo partendo da un valore di potenza misurata adottando altre tabelle di valori sia per i sistemi PAL che per quelli NTSC.

La potenza misurata da un wattmetro a termocoppia è sempre la somma delle singole potenze efficaci, questo per il principio della sovrapposizione degli effetti. Di conseguenza:

$$P_{meas} = P_{RMS} + P_{audio1} + P_{audio2} = P_{sync} \left(k + 10^{\frac{\Delta P_1 (dB)}{10}} + 10^{\frac{\Delta P_2 (dB)}{10}} \right)$$

dove k rappresenta il coefficiente con cui si deve moltiplicare la potenza al picco di sincronismo per ottenere la potenza efficace con un campo nero e in assenza di portanti audio, mentre ΔP_x rappresenta la differenza di livello in decibel fra la potenza al picco di sincronismo e quella delle singole portanti audio. Ovviamente, in caso di audio mono, il fattore ΔP_2 sarà infinito.

E' evidente che l'aggiunta delle portanti audio ha un impatto identico nei due sistemi, PAL e NTSC, anche se esse potrebbero assumere livelli diversi fra uno standard e un altro (vedi fig.8). I livelli contemplati sono compresi fra i -7dBc e i -20dBc. La tabella 8 riporta i fattori di correzione Δk da aggiungere ai rispettivi fattori k sopra indicati per individuare il valore di potenza al picco di sincronismo partendo dal valore di potenza efficace misurato da un wattmetro a termocoppia in presenza di una o più portanti audio e con una profondità di modulazione del 90%.

Audio level	No audio	-7dBc	-10dBc	-13dBc	-20dBc
Δk (fattori di correz.)	0	+0,2	+0,1	+0,05	+0,01
PAL mono	0,5672	#	0,6672	0,6172	0,5772
PAL mono Δ (dB)	-2,46	#	-1,76	-2,09	-2,39
NTSC mono	0,521	0,721	0,621	0,571	#
NTSC mono Δ (dB)	-2,83	-1,42	-2,07	-2,43	#

Tabella 8: fattori di conversione k in presenza di audio e corrispondenze in dBc

Inoltre la tabella 8 riporta i rispettivi valori in decibel del rapporto fra la potenza efficace e quella al picco di sincronismo considerando la presenza di una singola portante audio. Nel caso di una profondità di modulazione all'80% sarà necessario aggiungere 0,08 al valore indicato, ad esempio nel caso di un sistema PAL con audio mono a -10dBc si passerà dagli attuali -1,76dBc ai -1,68dBc se la profondità di modulazione scendesse all'80%.

Nel caso di portanti audio stereo o dual sound è necessario sommare i contributi di due portanti audio distinte. Ad esempio, sistema PAL standard G con due portanti audio, la prima a -13dBc rispetto al valore di potenza al picco di sincronismo e l'altra a -20dBc: in questo caso bisogna sommare al fattore k relativo al sistema PAL i fattori di correzione corrispondenti ai livelli delle due portanti audio, ovvero $0,5672 + 0,05 + 0,01 = 0,6272$ che corrisponde in decibel a -2,02dBc. Questo significa che il valore di potenza al picco di sincronismo, con campo nero e con due portanti audio in condizioni di perfetta linearità è pari a 2,02dBc più elevato rispetto a quello misurato con un wattmetro a termocoppia.

I valori riportati in tabella 8 sono stati valutati simulando condizioni di perfetta linearità, pertanto gli incrementi di potenza indicati, causati dall'aggiunta di una o più portanti audio, sono difficilmente riscontrabili in una situazione reale. **Nella quasi totalità dei casi, infatti, l'aggiunta di una o più portanti audio avrà un impatto inferiore, ma tendenzialmente esso si avvicinerà ai limiti indicati sulla tabella 8 quanto più il trasmettitore lavorerà in condizioni lineari.** In genere, per la misura della potenza di un trasmettitore analogico si usa sempre togliere la portante audio e settare la potenza nominale al picco di sincronismo con campo nero uniforme. Dopodiché si aggiunge la portante audio che, per effetto della compressione, farà diminuire leggermente il valore nominale della potenza sulla portante video. Quindi si ripristina il valore di potenza sul livello del nero con l'aiuto di un analizzatore di spettro e si ottimizza il livello della portante audio rispetto a quella video secondo quanto indicato dalle normative. Solo in queste condizioni sarà possibile determinare con esattezza l'incremento effettivo di potenza efficace causato dall'aggiunta della portante audio in condizioni di non perfetta linearità. In genere, l'aggiunta di una portante audio mono a -10dB equivale ad aggiungere due portanti stereo rispettivamente a -13 e -20dB. Analiticamente, infatti, si dimostra che in entrambi i casi si raggiunge il medesimo valore di potenza RF al picco di inviluppo (P_{pep}).

3.2. Contributo del sincronismo di quadro

Osservando le figg.2 e 5 è abbastanza evidente che durante la sequenza di impulsi che costituiscono il sincronismo di quadro il valore della potenza efficace viene in qualche modo alterato. In particolare si possono distinguere tre diverse sequenze temporali: una prima sequenza costituita da una serie di impulsi di equalizzazione, una seconda sequenza costituita dal vero e proprio sincronismo di quadro e una terza sequenza costituita da altri impulsi di sincronizzazione. Al termine di queste tre sequenze, dopo un certo numero di linee completamente prive di immagini si riprende la normale sequenza di linee intervallate solo dagli impulsi di sincronismo di riga.

Vediamo quindi quanto incide il sincronismo di quadro sul calcolo della potenza di picco partendo dalla misura della potenza efficace.

Primo caso: sistema PAL

Osservando la figura 5 ci si rende conto di due informazioni rilevanti: la prima è che la durata di ogni sequenza di impulsi è pari a 2,5 volte il tempo di una riga; la seconda è che, anche se la frequenza degli impulsi di equalizzazione è doppia rispetto a quella di una riga, la durata di tali impulsi è la metà di un impulso di sincronismo. In tali condizioni, durante entrambe le sequenze di

equalizzazione non è prevista alcuna alterazione del contributo energetico efficace, anche perché nel sistema PAL il livello del nero coincide con quello di blanking, ovvero quello di cancellazione.

Pertanto, su un quadro completo di 625 righe e nel caso di una modulazione con campo nero, per 620 righe il calcolo del contributo del picco di sincronismo è rappresentato da quanto riportato sulla tabella 8, mentre per le rimanenti 5 righe è necessario aggiungere un contributo aggiuntivo a causa della diversa durata degli impulsi durante il sincronismo di quadro.

In pratica la potenza calcolata al picco di sincronismo, considerando il contributo del sincronismo di quadro senza portanti audio, con campo nero e in condizioni di perfetta linearità sarà:

$$P_{sync} = \frac{124}{125} \frac{P_{RMS}}{\frac{47}{640} + \frac{593}{640} \cdot (0,73)^2} + \frac{1}{125} \frac{P_{RMS}}{\frac{273}{320} + \frac{47}{320} \cdot (0,73)^2}$$

ovvero:

$$P_{sync} = 0,992 \frac{P_{RMS}}{0,0734375 + 0,9265625 \cdot (0,73)^2} + 0,008 \frac{P_{RMS}}{0,853125 + 0,146875 \cdot (0,73)^2}$$

cioè:

$$P_{sync} = 0,992 \frac{P_{RMS}}{0,5672} + 0,008 \frac{P_{RMS}}{0,9314} = P_{RMS} (1,74892 + 0,00859) = \frac{P_{RMS}}{0,569}$$

Pertanto, siccome il contributo del sincronismo di quadro nel sistema PAL incrementa il fattore k di meno di due millesimi (0,569 contro 0,5672), si può dire che esso è assolutamente trascurabile ai fini di una qualsiasi misura di potenza.

Secondo caso: sistema NTSC

Nel caso del sistema NTSC il conto è più complesso a causa della distinzione esistente fra il livello del nero e il livello di cancellazione (backporch). Questo significa che durante tutte le 19 righe che totalizzano l'intervallo di ritraccia è presente un livello di potenza efficace differente rispetto a quello previsto durante le righe visibili con un campo nero. Pertanto nel sistema NTSC si possono identificare ben cinque sequenze di impulsi differenti:

- la sequenza durante le righe visibili (487 righe in totale);
- la prima sequenza di impulsi di equalizzazione (3 + 3 righe per un totale di 6 righe);
- la sequenza del sincronismo di quadro (3 + 3 righe per un totale di 6 righe);
- la seconda sequenza di impulsi di equalizzazione (3 + 3 righe per un totale di 6 righe);
- la sequenza durante le righe invisibili [blanking] (10 + 10 righe per un totale di 20 righe).

Sapendo che il rapporto (a/b) nel sistema NTSC assume due valori distinti, uno durante la trasmissione delle righe con campo nero (a_1/b_1) = 0,695 e l'altro durante le sequenze di blanking e di sincronizzazione di quadro (a_2/b_2) = 0,7426, possiamo scrivere:

$$P_{sync} = \frac{487}{525} \frac{P_{RMS}}{\frac{47}{635} + \frac{588}{635} \cdot (0,695)^2} + \frac{32}{525} \frac{P_{RMS}}{\frac{47}{635} + \frac{588}{635} \cdot (0,7426)^2} + \frac{6}{525} \frac{P_{RMS}}{\frac{47}{318} + \frac{271}{318} \cdot (0,7426)^2}$$

In questo caso sono state raggruppate le righe invisibili e le righe contenenti gli impulsi di equalizzazione per un totale di 32 righe che hanno lo stesso contributo energetico che è comunque diverso da quello relativo alle righe visibili che hanno un fattore k diverso.

Sostituendo i valori si ha:

$$P_{sync} = 0,92762 \frac{P_{RMS}}{0,521} + 0,061 \frac{P_{RMS}}{0,584} + 0,01143 \frac{P_{RMS}}{0,618} = \frac{P_{RMS}}{0,525}$$

ovvero un valore di k che differisce solo di 4 millesimi rispetto al valore stimato in assenza del sincronismo di quadro riportato in tabella 8. Anche in questo caso tale differenza rappresenta un valore del tutto trascurabile ai fini della misura di potenza ($\Delta P = 0,03dB$).

3.3. Potenza al picco di inviluppo (Ppep)

Quando si parla di modulazione di ampiezza, come nel caso di una modulazione TV analogica, generalmente viene introdotto il concetto di potenza al picco di inviluppo (Ppep). In realtà essa ha senso solo in fase di progettazione degli amplificatori poiché si riferisce al valore di potenza raggiunto sulla cresta dell'inviluppo complessivo di modulazione, portanti audio comprese.

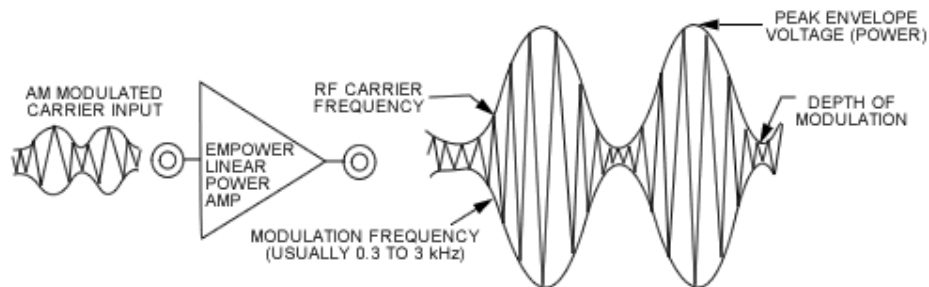


fig.13 rappresentazione di un segnale avente un inviluppo modulato in ampiezza

Conoscendo la profondità di modulazione è possibile risalire alla potenza al picco di inviluppo e viceversa, in pratica si ha la seguente relazione:

$$M(\%) = \frac{V_{PEP} - V_{PC}}{V_{PC}} \cdot 100$$

In cui V_{PEP} rappresenta la radice quadrata della potenza al picco di inviluppo e V_{PC} rappresenta la radice quadrata della potenza della portante. Ad esempio:

potenza della portante = 100W, potenza al picco di inviluppo = 400W; pertanto si ha:

$$M(\%) = \frac{V_{400} - V_{100}}{V_{100}} \cdot 100 \text{ ovvero } [(20-10)/10] \cdot 100 = 100\%$$

Le cose si complicano quando i segnali modulanti sono più di uno, come nel caso di una trasmissione TV analogica, dove, oltre alla portante video, è presente anche almeno una portante audio e una sottoportante colore modulata in ampiezza e fase. In questo caso una rappresentazione a fasori è certamente più esplicativa.

Profondità di modulazione M(%)	Incremento della potenza media per effetto della modulazione		Rapporto fra la potenza al picco di inviluppo e la potenza della portante	
	$\text{dB} = 10 \log (1 + M^2 / 2)$	$(1 + M^2 / 2)$	$\text{dB} = 10 \log (1 + M)^2$	$(1 + M)^2$
30	0.19	1.05	2.3	1.7
50	0.51	1.13	3.5	2.3
70	0.95	1.25	4.6	2.9
80	1.21	1.32	5.1	3.2
85	1.34	1.36	5.3	3.4
90	1.48	1.41	5.6	3.6
95	1.62	1.45	5.8	3.8
100	1.76	1.5	6	4

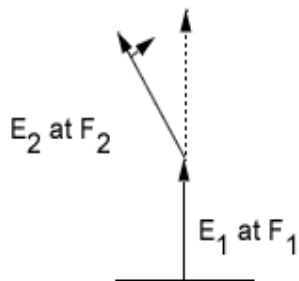
Tabella 9: effetto sulla potenza di un segnale al variare della profondità di modulazione AM

Facciamo l'esempio di una singola portante avente un valore efficace di tensione E pari a 1V su una resistenza di carico $R = 1\text{ohm}$.

$$\text{Si avrà: } P = E^2 / R = 1^2 / 1 = 1 \text{ Watt CW o PEP}$$

In questo caso la potenza in CW (continuous wave) equivale a quella al picco di inviluppo.

Adesso invece facciamo l'esempio di due portanti aventi una frequenza diversa; rappresentiamole con due fasori:



Esempio 2
 $F_1 = 10 \text{ MHz}$
 $F_2 = 10,1 \text{ MHz}$
 $E_1 = E_2 = 1\text{V}$
 $R = 1 \text{ Ohm}$

In questo esempio se ci sincronizzassimo con il fasore avente per frequenza F_1 vedremmo ruotare il fasore avente per frequenza F_2 e viceversa. Essendo due tensioni uguali esse in certi istanti si annulleranno fra loro e in certi altri si sommeranno. In questo caso esse si sommeranno ogni:

$$\text{intervallo di coincidenza} = T_c = 1 / (F_1 - F_2) = 10\mu\text{s}$$

Quando queste due tensioni si sommano si avrà una tensione doppia sul carico, ovvero:

$$P = (E_1 + E_2)^2 / R = (1 + 1)^2 / 1 = 4 \text{ Watt PEP}$$

In pratica, generalizzando questa formula per n portanti di ampiezza uguale si avrà:

$$P_{PEP} = \frac{\left(\sum_1^n E(n) \right)^2}{R}$$

Quindi, a questo punto è abbastanza facile intuire che al raddoppiare del numero di portanti di ampiezza uguale corrisponde un raddoppio della potenza efficace, ma la potenza al picco di inviluppo (Ppep) quadruplica poiché essa tiene conto degli istanti nei quali le tensioni delle due portanti si sommano sul carico.

Numero di portanti	Potenza su ogni portante per 1 Wpep	Potenza Ppep per N portanti da 1 W
N	P = 1 / N ² Watts	P = N ² Watts
1	1 W	1 W
2	250 mW	4 W
3	111 mW	9 W
4	63 mW	16 W
10	10 mW	100 W

Tabella 10: relazione fra numero di portanti e potenza Ppep

Analogamente, all'aumentare del numero di portanti la potenza al picco di inviluppo aumenta con una funzione esponenziale, sempre che esse abbiano ampiezza uguale. Nel caso in cui queste abbiano ampiezze differenti, come nel caso di una trasmissione TV analogica, è necessario sommare il contributo in tensione di ogni singola portante sul carico. Questo è il motivo per cui in una trasmissione TV con audio stereo si utilizzano due portanti audio di ampiezza inferiore a quella di una trasmissione TV con una singola portante mono. In questo modo non viene intaccata la massima potenza al picco di inviluppo rendendo così tutti gli amplificatori compatibili con segnali audio stereo o multilingua.

In genere per caratterizzare gli amplificatori di potenza si usa spesso fornire l'indicazione della potenza al picco di inviluppo, oltre al dato di punto di compressione a 1dB. Un amplificatore che è in grado di fornire 400Wpep è in grado di amplificare simultaneamente due portanti da 100Watt, ciascuna con una intermodulazione del terzo ordine contenuta entro limiti accettabili. A tale proposito ricordiamo che le intermodulazioni di ordine dispari sono quelle che maggiormente inficiano sulla qualità di un segnale televisivo, sia analogico che digitale.

4. Livello di potenza reale

Tutti i valori calcolati nelle pagine precedenti fanno riferimento a sistemi perfettamente lineari, ovvero privi di qualsiasi distorsione. Tuttavia all'atto pratico nessun trasmettitore TV è privo di distorsioni, esse sono soprattutto individuabili a valle degli stadi di potenza. Pertanto è sempre necessario eseguire un'opportuna precorrezione in fase di modulazione allo scopo di ripristinare la linearità necessaria per soddisfare i requisiti di qualità del segnale imposti dalle normative.

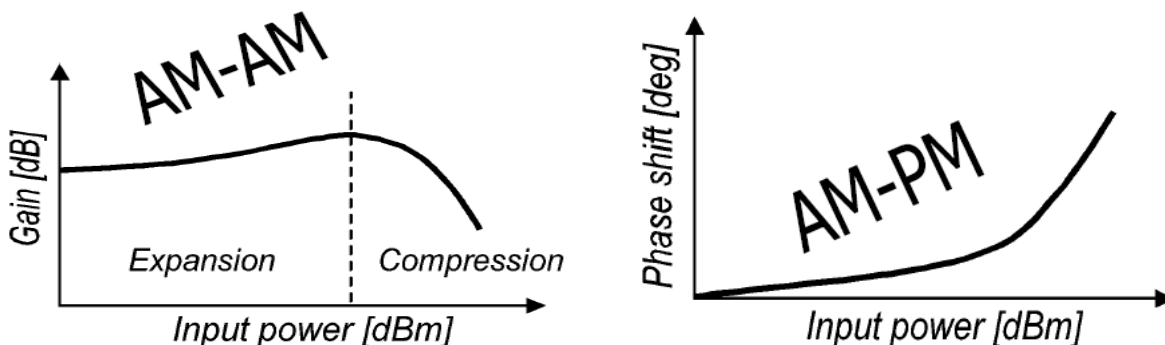
Talvolta però, durante le prove al banco, spesso si evita di eseguire la precorrezione di uno stadio RF di potenza poiché questa operazione è abbastanza lenta e farraginoso. Ovviamente in questo caso ha poco senso applicare le tabelle sopra indicate per identificare l'esatto valore di potenza al picco di sincronismo, tuttavia esse costituiscono sempre un riferimento, ma bisogna anche tenere conto degli effetti della distorsione introdotta dallo stadio sottoposto a verifica. Di seguito verranno fornite utili indicazioni in proposito.

4.1. Incidenza delle distorsioni d'ampiezza sulle misure di potenza

Esistono solo due possibili fonti di distorsione in un trasmettitore TV analogico: il modulatore e gli stadi amplificatori RF. In questa trattazione verranno considerate solo le distorsioni introdotte dagli stadi amplificatori, si darà per scontato che il segnale all'uscita del modulatore sia privo di distorsione.

Non a caso si è usato il plurale nell'indicare la distorsione introdotta dagli stadi di amplificazione RF; infatti la distorsione all'uscita di un trasmettitore TV è la somma delle distorsioni introdotte da ogni singolo stadio. In genere sono gli stadi finali di potenza a introdurre la distorsione maggiore, pertanto si tende a mantenere per quanto possibile una distorsione molto contenuta all'uscita degli stadi che li precedono. Per questo motivo si usano stadi amplificatori in classe "A" per tutti gli stadi driver e pre-driver mentre per gli amplificatori finali si usa quasi sempre la polarizzazione in classe "AB" per ottimizzare i rendimenti.

Le distorsioni che introduce uno stadio amplificatore sono di due tipi: distorsioni di ampiezza e distorsioni di fase. Anche se in teoria una distorsione di fase può tradursi nei combinatori in una distorsione di ampiezza, in genere questo tipo di alterazione è quasi influente ai fini della misura della potenza in uscita di un trasmettitore, a meno che non esistano gravi ed evidenti errori sul progetto del sistema di combinazione. Inoltre, anche le distorsioni di conversione AM/PM non alterano in modo significativo i livelli di potenza di un trasmettitore TV, esse inficiano sulla qualità di modulazione del segnale. Pertanto sarà essenzialmente considerata la distorsione di ampiezza introdotta dagli stadi di amplificazione RF. In genere queste distorsioni prendono il nome di distorsione di conversione AM/AM.



Nel dimensionamento di uno stadio amplificatore RF per uso televisivo si tiene conto dei fenomeni di espansione e di compressione che esso introduce sul segnale in transito. L'espansione è tipicamente un effetto misurabile con livelli di segnale medio basso e comunque esso non inficia più di tanto sulla misura della potenza complessiva partendo dal valore della potenza efficace. In genere, invece, viene sempre considerato un limite di linearità il punto di compressione a 1dB in CW che si ottiene in prossimità dei valori massimi della potenza in uscita (vedi fig.11). Oltre questo valore diventa difficile se non addirittura impossibile effettuare un'adeguata precorrezione per correggere la non linearità. Per essere cautelativi si evita di superare il limite di $0,6 \div 0,7$ dB di compressione alla massima potenza cioè tali valori di compressione saranno raggiunti nelle condizioni in cui il trasmettitore sta erogando la potenza massima ovvero, nel caso di una trasmissione TV analogica, durante i picchi di sincronismo.

In sostanza solo il livello del picco di sincronismo viene intaccato da questo tipo di distorsione, tutto il resto dell'involuppo rimane abbastanza costante. Ma in caso di distorsione le relazioni di

ampiezza di una eventuale portante audio viene alterata poiché essa subisce una compressione trascurabile rispetto a quella che subisce il picco di sincronismo. Facciamo un esempio: prendiamo un sistema PAL, una singola portante audio a -10dBc e una profondità di modulazione del 90% con campo nero. In condizioni di perfetta linearità la relazione fra la potenza efficace e la potenza di picco sarà:

$$P_{meas} = P_{RMS} + P_{audio} = P_{sync} \left(k + 10^{-\frac{\Delta P_1 (dB)}{10}} \right) = P_{sync} (0,5672 + 0,1) \quad \text{ovvero} \quad P_{sync} = \frac{P_{meas}}{0,6672}$$

che corrisponde a una differenza in decibel a -1,76dBc (vedi tabella 8).

Adesso supponiamo di avere un impulso di sincronismo compresso di 0,7dB per effetto di una distorsione introdotta dall'amplificatore, quindi avente una differenza in ampiezza rispetto al livello del nero pari a $2,7 - 0,7 = 2,0$ dB. In pratica tale effetto modifica in qualche modo il rapporto (a/b) perché l'intero swing di modulazione scenderà al 93% del valore massimo per effetto della compressione, ma il livello del nero rimane al 73%.

Di conseguenza il rapporto $(a/b)^2$ sarà: $(a/b)^2 = (73 / 93)^2 = (0,785)^2 = 0,616$.

Pertanto, applicando le relazioni sopra individuate, si ha:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,0734375 + 0,9265625 \cdot (0,785)^2 + 0,1} = \frac{P_{RMS}}{0,7444}$$

che corrisponde a un delta sulla misura in decibel pari a -1,28dBc , ovvero una differenza di circa +0,48dB rispetto a quella misurata in condizioni di perfetta linearità (-1,76dBc). Poiché il contributo di una eventuale ulteriore portante audio rimane inalterato, tale differenza si ripercuote anche su quelle misure in cui è prevista la presenza di una seconda portante audio.

E' evidente che un errore di 0,48dB su una misura di potenza di un trasmettitore TV non può essere sottovalutata. In realtà questa differenza non è reale perché soltanto l'impulso di sincronismo viene intaccato da un effetto di compressione mentre il resto dell'involuppo rimane più o meno costante.

Ma nel calcolo sopra indicato si è tenuto conto che l'effetto della compressione ha alterato il rapporto a/b e tale variazione è stata contemplata a carico del livello del nero e non del sincronismo come invece avrebbe dovuto essere. In pratica è come se avessimo voluto riportare il valore della potenza al picco di sincronismo a quello nominale alzando il livello di tutto l'involuppo. Se si volesse calcolare l'effetto della compressione soltanto sull'impulso di sincronismo avremmo dovuto scrivere la seguente equazione:

$$P_{sync} = \frac{P_{RMS}}{0,0734375 \left(\frac{93}{100} \right)^2 + 0,9265625 \cdot (0,73)^2 + 0,1} = \frac{P_{RMS}}{0,6573}$$

che corrisponde a un delta sulla misura pari a -1,82 dBc , ovvero una differenza di circa -0,06dB rispetto a quella misurata in condizioni di perfetta linearità (-1,76dBc). In questo caso il valore di 0,06dB di errore può essere sicuramente tollerato.

Questo rappresenta il caso reale in cui la misura è affetta da un minimo errore in presenza di distorsione per compressione del segnale RF all'uscita di un trasmettitore TV. Pertanto è sempre importante definire e settare correttamente la potenza al livello di cancellazione (backporch) quando

si effettua una misura di potenza in condizioni di non linearità, anche se il livello del picco di sincronismo non raggiunge quello nominale per effetto della compressione degli stadi amplificatori. Tale livello verrà ripristinato dopo la precorrezione e ritornerà al valore nominale senza intaccare in maniera significativa la potenza efficace all'uscita del trasmettitore.

5. Conclusioni

In questa trattazione sono stati toccati numerosi aspetti sulle misure di potenza di un trasmettitore TV analogico che hanno messo in evidenza le seguenti considerazioni:

1. esiste una relazione fra potenza efficace e potenza di picco in condizioni di linearità;
2. tale relazione è vera solo in determinate condizioni di modulazione (campo nero);
3. la relazione varia in funzione del sistema utilizzato, dello standard e delle condizioni a contorno (profondità di modulazione, presenza di una o più portanti audio, ecc);
4. la presenza degli impulsi di sincronismo di quadro non altera in modo significativo questa relazione;
5. la presenza di distorsioni sull'ampiezza del segnale può alterare le misure di potenza di un trasmettitore TV analogico se si tenta di riportare il livello del picco di sincronismo al livello nominale. In caso di distorsione si deve far sempre riferimento al livello di cancellazione.

Inoltre è stata data un'ampia panoramica sul segnale video composito, sulla costruzione delle trame e sulla modulazione di una portante video. Purtroppo alcuni argomenti di sicuro interesse sono stati omessi da questa trattazione poiché considerati superflui ai fini degli obiettivi per i quali è stato scritto il presente documento.

NOTE DELL'AUTORE:

Questa edizione speciale differisce dalla versione precedente (Rev.B - agosto 2009) soltanto per alcune integrazioni e/o precisazioni effettuate sull'ultimo capoverso del paragrafo 3.1 (pag.22) legate principalmente al metodo con cui si deve sempre operare per avere la certezza di aver regolato correttamente la potenza di un trasmettitore TV analogico in presenza di una o due portanti audio combinate.

Inoltre, la presente edizione è stata appositamente rilasciata in concessione esclusiva al sito web dell'amico Gianfilippo Mandolesi (<http://www.gianf.net/>) ovvero l'unico sito autorizzato alla pubblicazione e alla diffusione del presente documento attualmente disponibile nella revisione originale sul sito ufficiale dell'autore (http://www.carlomozetic.net/userfiles/potenza_TV_4.pdf).