

ORIGINAL

TRANSMISOR DE TELEVISION

AMPLIFICACION COMUN

Autor: ROQUE MORENO HERNANDEZ.

Tutor: MANUEL CUBERO ENRRICI.

-Amplificación común-

Generalidades:

Las características de un Transmisor de Televisión son generalmente las siguientes:

a) Modulación de Amplitud: Por la economía en emisión recepción y por la ocupación mínima en el espectro de frecuencia a utilizar.

b) Emisión en BLR (bando lateral residual).

Conserva íntegros la portadora y sus bandas laterales próximos que contienen las informaciones de mayor amplitud, se reduce el resto a una banda lateral.

La transmisión en BLR obliga a unas severas compensaciones en la fase de los distintos componentes de frecuencia debidos al recorte de la banda lateral inferior.

c) Modulación FM para el sonido, sobre otra portadora situada por encima de la de video a una distancia de 5'5 MHz.

La desviación de frecuencia es relativamente moderada y corresponde a 50 KHz.

d) Niveles de Modulación.

Las componentes de señal de video de frecuencias audibles no pueden llegar a modular con profundidad superior al 90% pues ello se traduciría en ruido en la recepción del sonido, ya que al anularse o ser débil la interportadora, se produce una ausencia de información de sonido y por tanto, un silenciamiento o una introducción de ruido parásito.

Modulación en F.I (etapas exitadoras en F.I)

Esta técnica consiste en modular directamente dos frecuencias correspondientes a las normalizadas, como intermedios en los receptores 38'9 MHz para imagen y 33'4 MHz para sonido. Esto lleva consigo el que todos los transmisores tengan en común esta cadena de F.I.

El uso de portadoras moduladas de frecuencias relativamente bajas, facilita la modalidad de hacer las correcciones principales en estas frecuencias con una anchura relativa de banda más estrecha que en banda base (video).

Particularidades:

La particularidad más importante que presenta el transmisor descrito posteriormente es la de amplificación común de las portadoras de Imagen y de Sonido (una sola cadena).

Las portadoras se diplexan después del excitador de la etapa intermedia y luego son amplificadas conjuntamente en la etapa intermedia y etapa final (etapas a tubo) ahorrándose de esta manera una cadena de amplificación que suelen ser las partes del transmisor más caras debido a su complejidad.

A continuación se describen detalladamente cada una de las partes del Transmisor, el cual, consta de tres grandes bloques:

a.-Módulos de B.F.

En ella se corrigen defectos de la señal en video-frecuencia y se adapta la señal para ser modulada.

b.-Módulos F.I.

Son los encargados de realizar las correcciones producidas por el Transmisor, así como las del medio de transmisión en la medida que es posible.

c.-Módulos R.F.

Son los encargados de adecuar a la señal para ser radiada en el canal y potencia adecuada.

La característica más importante que presenta el transmisor aquí descrito es la de la amplificación conjunta de los dos señales (Imagen y Sonido) en una sola cadena de amplificación. El eliminar una cadena de amplificación tiene las siguientes ventajas:

a.-Económicas:

Al eliminar una de las cadenas de amplificación desciende considerablemente el costo del transmisor ya que la cadena de amplificación es la parte más cara del transmisor.

b.-Al tener una sola cadena de amplificación se simplifican las fuentes de alimentación de alta tensión ya que tiene que alimentar a la mitad de los tubos en caso de ser amplificación separada.

c.- El diplexaje de ambas señales se realiza a bajo nivel (después de las etapas previas a transistores)ahorrando de esta manera material y espacio debido a que este dispositivo suele realizarse con líneas de transmisión.

La desventaja más relevante es la creación de productos de intermodulación debido a la no linealidad de la etapa final. Para paliar este defecto se ha introducido un corrector de intermodulación el cual se describe a continuación:

CORRECTOR DE INTERMODULACION.

La etapa final amplificadora trabaja en clase AB, con un rendimiento del 50%. Como todos los sistemas de amplificación trabajando en esta clase introducen distorsiones debido a la no linealidad del sistema (amplificador. En el caso que nos ocupa. Se estudiarán las distorsiones más relevantes que afecten particularmente a las señales que vamos a tratar I.y S.).

La primera distorsión a considerar es la "Distorsión de Cruce"(en la región de corrientes pequeñas, la salida es mucho más pequeña de lo que sería si la respuesta fuese lineal), en amplificadores trabajando en esta clase entre distorsión se podría desconsiderarse si trabajase con una sola señal, pero tratándose de la señal de TV completa no se puede desconsiderar ya que esta distorsión se traduce en una modulación cruzada. Entre la Imagen y el Sonido adquiriendo especial importancia en la Imagen. Particularmente, con la modulación negativa (máxima potencia corresponde a los impulsos de sincronismo) resulta una modulación en amplitud de las crestas de sincronismos sobre la señal de Sonido modulado en F.M., produciendo de esta manera cómo se demostrará una perturbación en el sonido.

Una señal modulada en amplitud toma la siguiente expresión:

$$AM = A(1+m \cos Wmt) \cos Wpt.$$

desarrollando trigonómicamente este producto tenemos:

$$AM = A \cos Wpt + mA \cos Wmt \cos Wpt$$

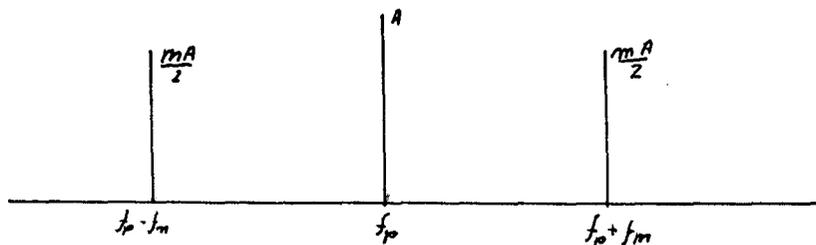
como:

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} \cos(a+b) + \cos(a - b)$$

Sustituyendo:

$$AM = A \cos Wpt + \frac{mA}{2} \cos(Wm+Wp)t + \frac{mA}{2} \cos(Wm-Wp)t$$

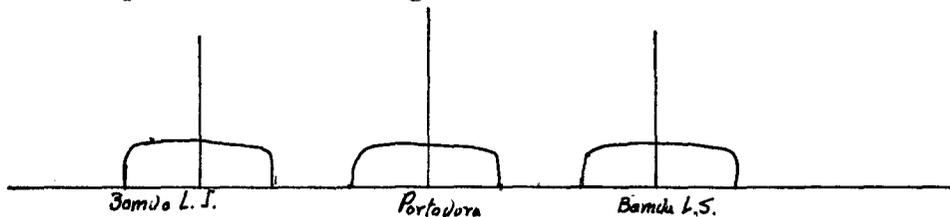
cuyo espectro en la frecuencia sería:



Si en vez de tener una portadora. Con una sola frecuencia tenemos una señal modulada en FM como portadora.

$$AM = A(1+\cos Wmt) \cos \left[ Wct + K_f \int (t) dt \right]$$

cuyo espectro es el siguiente:

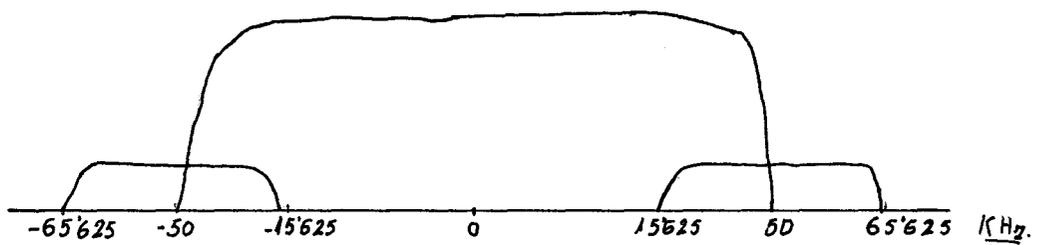


Particularizando para las señales que vamos a utilizar

Señal moduladora = I. Sincronismo 15.625 Hz.

Portadora = FM Sonido ( W = 50 KHz).

El espectro resultante sería:

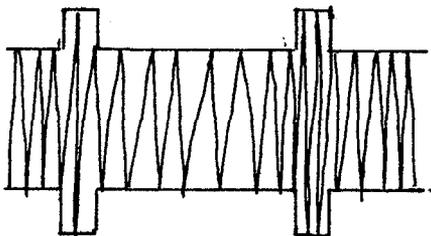


Que como demostramos el batido entre la FM y los IS cae dentro del espectro ocupado por el Sonido.

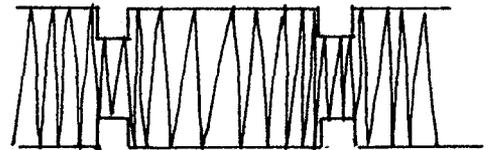
Para paliar esta distorsión lo que se hace es lo siguiente:

Se extrae de la F.I. de Imagen una muestra, la cual después de ser detectada y decrestada va a modular en la F.I. de Sonido, de tal forma que la modulación sea contraria a la que va a producir. La etapa amplificadora consiguiéndose de esta forma manipulando la amplitud de la señal moduladora, y la fase de la señal ya modulada anula este batido

Señal que sale del  
sonido separador



Señal que produce la etapa  
con presencia de Imagen y  
sonido normales sin corrección.



Otra distorsión importante a considerar en este tipo de amplificadores son los productos de Intermodulación (batido de los tres portadores tiene amplitudes importantes).

Supongamos que las tres portadoras son cosenoidales, entonces tenemos el producto siguiente:

Situación en el espectro:

a= Portadora de Imagen-----Frecuencia 0.

b= " " Sonido----- " 5'5.

c= " " Color----- " 4'43 (Norma ByG).

Productos de Intermodulación =  $\text{Cosa}_a, \text{Cosp}_b, \text{Cos}_c$

Como

$$\text{Cosa}_a \text{Cosp}_b = \frac{1}{2} \text{Cos}(a+b) + \text{Cos}(a-b)$$

Multiplicamos por  $\text{Cos}_c$

$$\text{Cosa}_a \text{Cosp}_b \text{Cos}_c = \frac{1}{2} \text{Cos}(a+b) \text{Cos}_c + \text{Cos}(a-b) \text{Cos}_c$$

Como

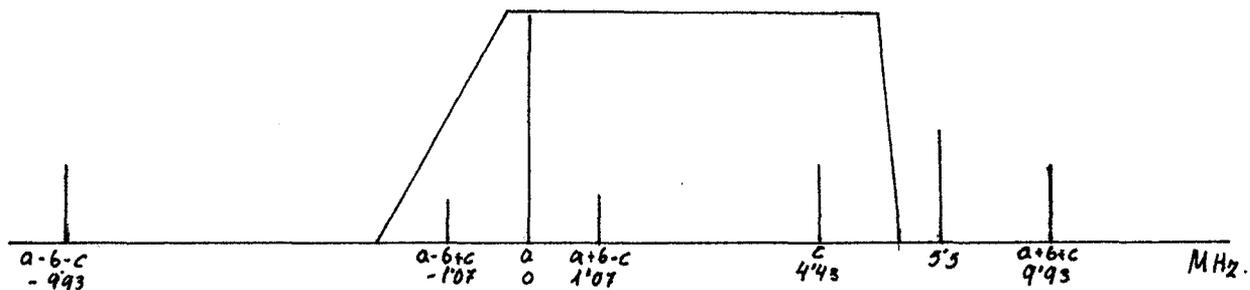
$$\text{Cos}(a+b) \text{Cos}_c = \frac{1}{2} \text{Cos}(a+b+c) + \text{Cos}(a+b-c)$$

$$\text{Cos}(a-b) \text{Cos}_c = \frac{1}{2} \text{Cos}(a-b+c) + \text{Cos}(a-b-c)$$

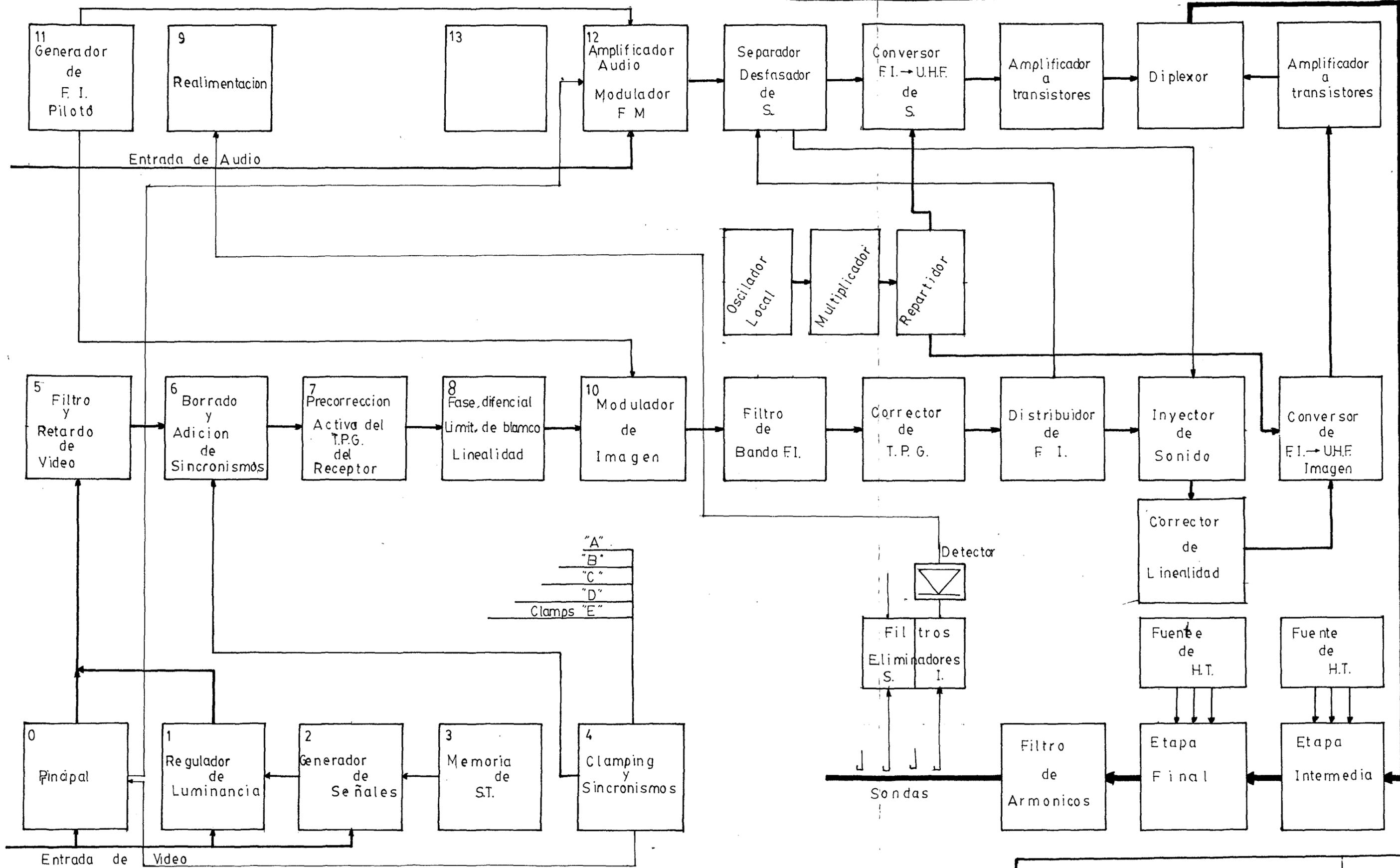
Sustituyendo tenemos:

$$\text{Cosa Cosb Cosc} = \frac{1}{4} \text{Cos}(a+b+c) + \text{Cos}(a+b-c) + \text{Cos}(a-b+c) + \text{Cos}(a-b-c)$$

Sustituyendo por sus frecuencias  $a, b, c$ . El espectro que se obtiene es el siguiente:



El único producto que nos interfiere con fuerza es  $a+b+c=1'07$  MHz. Ya que cae en la banda de Video. Para eliminarlo lo que se hace es inyectar en la cadena de Imagen una muestra de FI de Sonido de amplitud y fase variable. De esta forma al ponerlo en contrafase con el producto que va a crear la etapa final los anulamos.



Equipo: transmisor de T.V.

**DIA GRAMA DE BLOQUES**

## TARJETA PRINCIPAL -0-

El papel principal de esta tarjeta es servir de soporte al conjunto de tarjetas amovibles (-1- al -13-) del cajón modulador FI y realizar las interconexiones de estas tarjetas.

Sobre su parte trasera recibe las tensiones de alimentación +24,+12,-12 volts, las señales de entrada video, y AF, las tensiones de mando lógico proporciona las señales FI Imagen y Sonido, las señales de control, las alarmas lógicas, las líneas de telemando.

Asegura las conexiones a los órganos de mando y de señalización fijados sobre la cara delantera del cajón. Además, esta tarjeta contiene diferentes elementos que tienen una función de interconexión y de conmutación con tratamiento de las señales.

Estas son:

- El amplificador-adaptador video de entrada,
- El ajuste de la ganancia video del amplificador de conmutación cuando la cavidad de regulación de luminancia es retirada.
- El amplificador de conmutación cuyo papel es el de orientar la señal video hacia la tarjeta "Filtro y retardo video" cuando el regulador de luminancia es retirado.
- La alimentación +U2 (17 volts, regulados) utilizado en la tarjeta "Filtro y retardo video" y en los amplificadores video de la tarjeta principal.
- El inhibidor 1/2 línea que entrega, a partir de la señal de sincronismo completa, una señal de frecuencia de línea utilizada como referencia de fase/frecuencia en el sistema de control de la frecuencia interportadora del modulador Sonido.

24 puntos de test (TP) fijados en la tarjeta están previstos para realizar estos controles.

#### TARJETA "CLAMPING" Y SINCRONISMOS - 4

Esta tarjeta tiene por misión proporcionar a partir de la señal del video suministrada por el primer amplificador de la tarjeta principal 0 las señales siguientes:

- Una señal de sincronización no regenerada (línea y trama) utilizada en el regulador de la luminancia y en el modulador FM Sonido.

- Una señal de borrado de sincronismo de línea y de trama.

- Una señal de sincronización completa, regulada y regenerada que será sustituida en la sincronización de origen tras el borrado de ésta en la tarjeta 6 "Borrado y adición de sincro".

- Las señales de "clamping" que son:

- "Clamp" A sobre el fondo de los impulsos de sincronismos en las tarjetas 5 y 9.
- "Clamp" B sobre el portico de supresión, sin retardo, para las tarjetas 1 y 2 .
- "Clamp" C sobre el portico de supresión con un retardo equivalente a los tiempos de tránsito de la tarjeta 5 para asegurar el clamping de la tarjeta 6.
- "Clamp" D sobre el pórtico de supresión con un retardo equivalente a los tiempos de transito, acumulados de las tarjetas 5,6 y 7 para asegurar el "clamping" de las tarjetas 8 y 10.
- "Clamp" E sobre el portico de supresión con un retardo equivalente a los tiempos de tránsito de todas las tarjetas precedentes así como las etapas FI y RF del emisor, para asegurar el clamping necesario en el muestreo de realimentación que se opera en la tarjeta 9

(Según la presencia o la ausencia de la tarjeta 7 (optativa) los retardos de los "clamps" D y E adquieren automáticamente valores diferentes).

La tarjeta "Clamping y sincronismo" protege igualmente los circuitos de generación de "clamps" contra la presencia eventual, en la señal video de entrada, de productos parásitos situados por debajo del nivel de supresión y susceptibles de desencadenar "clamps" intempestivos durante la parte visible de la línea y de provocar sobreintensidades en las etapas RF.

## TARJETA "REGULADOR DE LUMINANCIA" 1

Y

## TARJETA "GENERADOR DE SEÑALES" 2.

Las perturbaciones de la transmisión video que pueden intervenir entre el estudio y la estación emisora hacen deseable la utilización en el emisor de un dispositivo de estabilización de la señal video. Esta estabilización solo es realizable si la señal video comporta desde su origen la información rigurosa del nivel de blanco al cual es posible referirse independientemente del contenido de la señal de luminancia, la cual varía continuamente en función de la luminación de la escena o la imagen transmitida.

El empleo generalizado de la línea test por la mayoría de las redes de televisión permite esta estabilización de forma que esta línea, situadas en el intervalo supresión trama, poseen en particular, un nivel de referencia de máximo nivel de blanco de 10 s aproximadamente de duración.

Un dispositivo de muestreo y comparación establece durante 2 a 3 s la comparación entre el nivel de blanco de cada línea test y un nivel de referencia y proporciona los impulsos "muestreo" con frecuencia de recurrencia de trama. Estos impulsos, tienen un factor de forma  $0,125 \cdot 10^{-3}$  y este débil valor se opone en la práctica a su utilización inmediata.

La transformación del factor de forma es realizada por conmutación sincrónica que permite alcanzar un valor casi igual a la unidad. La nueva señal de error obtenida así es utilizada por el control automático de ganancia por medio de una etapa de transconductancia variable que realiza el producto de la tensión continua resultante de la variación de la señal de salida.

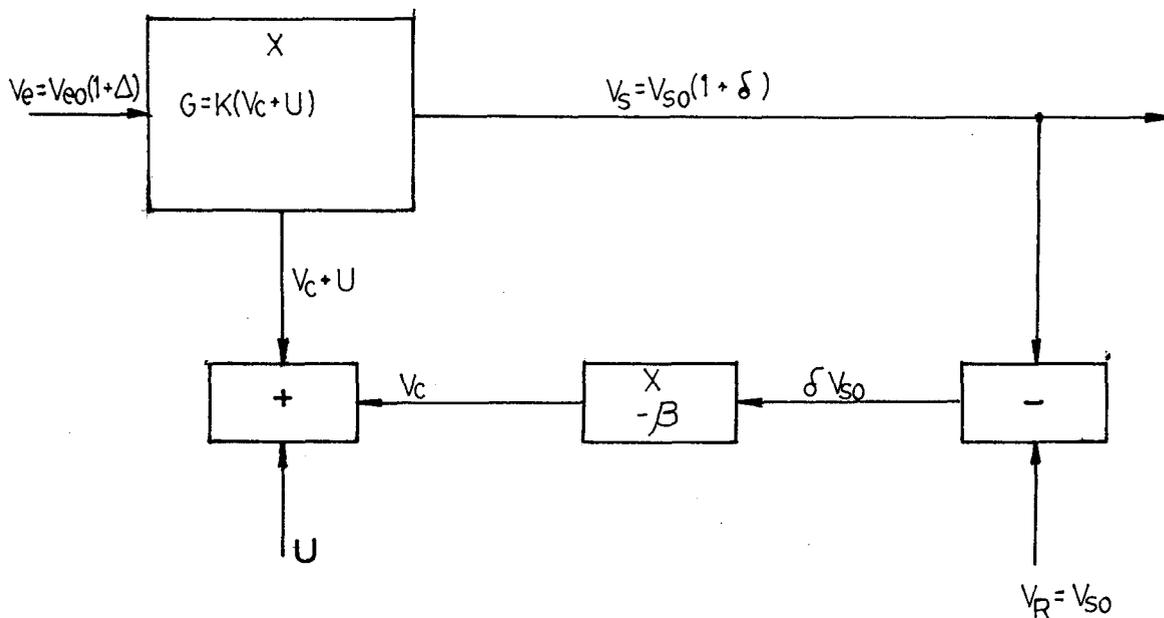


Figura b.

- 1)  $V_{eo}$  = Tensión de la señal de entrada nominal.
- 2)  $V_e = V_{eo} (1 + \Delta)$  = Tensión de entrada real.
- 3)  $\Delta$  = Desviación de tensión de entrada relativa.
- 4)  $V_{so}$  = Tensión de la señal de salida nominal.
- 5)  $V_s$  = Tensión de salida real.
- 6)  $\delta$  = Desviación de tensión de salida relativa.
- 7)  $G_o = \frac{V_{so}}{V_{eo}} = K_u$  = ganancia nominal = ganancia para  $\delta = 0$
- 8)  $K$  = Factor ganancia del amplificador de servicio.  
(por volt.)
- 9)  $U$  = Componente continua de la tensión de mando determinante  $G_o$
- 10)  $V_c =$  Componente de corrección de la tensión de mando =  $\beta \delta V_{so}$ .
- 11)  $G = G_o + K V_c$  = ganancia real por  $\neq 0$ .
- 12)  $-\beta$  = Ganancia del amplificador de señal de error.

La relación entre las tensiones de entrada  $V_e$  y de salida  $V_s$  cualquiera que estas sean está dada por la ganancia  $G$ .

$$V_s = G V_e$$

Si se consideran las relaciones 5), 10), y 11) siguientes:

$$V_{so} (1 + \delta) = (G_0 - K\beta\delta V_{so}) V_e$$

$$1 + \delta = \frac{(G_0 - K\beta\delta) V_e}{V_{so}}$$

$$1 + \delta = \left( \frac{1}{V_{eo}} - K\beta\delta \right) V_e$$

$$1 + \delta = \frac{V_e}{V_{eo}} - (K\beta\delta) V_e$$

$$\delta(1 + K\beta V_e) = \frac{V_e - V_{eo}}{V_{eo}} = \Delta$$

$$\delta = \frac{\Delta}{1 + K\beta V_e}$$

Una desviación relativa de la tensión de entrada se traduce pues por una desviación relativa de la tensión de salida reducida en la relación de  $1 + K\beta V_e$ .

Consideremos el ejemplo en que la tensión de entrada es de:

$$V_e = 1,5 \text{ volt.}$$

por una tensión de entrada nominal de:

$$V_{eo} = 1 \text{ volt.}$$

$$\Delta \frac{V_e - V_{eo}}{V_{eo}} = 1,5 - 1 = 0,5$$

Si la ganancia de la curva de corrección es de  $KB=40$ , la desviación relativa del nivel de salida será de:

$$\delta = \frac{0,5}{1 + 40 \times 1,5} = \frac{0,5}{61} = 0,0082$$

Una desviación relativa de entrada del 50% se encuentra reducida a 0,82% en salida. La ganancia de corrección es así de 36 dB. 

## TARJETA FILTRO Y RETARDO VIDEO 5

El conjunto "filtro y retardo video" tiene dos funciones principales.

a) Limitar la banda de paso video solamente al espectro útil sin deteriorar el tiempo de propagación del grupo.

b) Retrasar la señal en un tiempo igual al tiempo de tránsito del dispositivo de regeneración de sincronismo a fin de efectuar la operación de "sincronismo regenerado luminancia" en tiempo correcto en la tarjeta siguiente "borrado y adición de sincronismo".

## TARJETA BORRADO Y ADICION DE SINCRONISMOS 6

Esta tarjeta tiene por objeto substituir a los impulsos de sincronismos de la señal de video, los impulsos de sincronismos regenerados elaborados en la tarjeta 4.

Por una parte la señal de video experimenta la amputación de su parte de sincronismos bajo el efecto de la orden de señal de borrado suministrado por la tarjeta 4 y, por otra parte, el sincronismo regenerado procedente de esta misma tarjeta es corregida y puesto en forma.

La adición de video resultante es distribuída:

- Hacia la tarjeta siguiente 7 "precorrección TPG receptor",
- Hacia la tarjeta 8 "Fase diferencial" (cuando la tarjeta 7 es retirada o no existe),
- Hacia una salida de control.

## TARJETA PRECORRECCION ACTIVA DEL TPG DEL RECEPTOR 7

Esta tarjeta tiene por función modelar la curva de retardo de grupo de las frecuencias de video transmitidas por el emisor, con objeto de compensar la característica de la media de los receptores destinados a recibir la emisión. Esta característica, que depende de la norma utilizada, de la curva tipo definida por los receptores y de las tolerancias admitidas, puede variar en amplios límites según diversos criterios.

La compensación de T.P.G se obtiene por medio de células paso-banda en número máximo de ocho, constituidas por elementos activos. Este tipo de célula presenta la ventaja de no necesitar más que un solo circuito oscilante, y en consencia una puesta a punto más simple. El mismo circuito impreso es utilizado para todas las normas, solo los componentes correspondientes a las células necesarias están cableadas A título de ejemplo, la compensación de los receptores en normas B y G, según la curva tipo definida por el documento A.R.D. 5-2-1 (enero 1972), necesita del empleo de 8 células mientras que para la norma M (según las prescripciones F.C.C.) basta utilizar 3 células. Estos dos ejemplos están representados en el esquema.

Las ocho células representadas son idénticas y el funcionamiento descrito en las páginas siguientes que menciona las indicaciones referentes a la primera célula, es válido para las restantes.

Cada célula que están esencialmente constituidas por un puente, una de cuyas ramas comprende un circuito resonante paralelo (Z). La señal de entrada  $V_e$  se aplica a una diagonal del puente y la otra diagonal se conecta a la entrada de un amplificador diferencial.

El máximo desfase, entre la tensión de salida  $V_s$  y la tensión de entrada  $V_e$ , corresponde al mínimo valor de la resistencia  $R'$  y al máximo de relación  $L/C$  del circuito Z. Una particularidad esencial de este montaje es que la tensión de salida  $V_s$  permanece constante en función de la frecuencia mientras los elementos  $L, C$  ó  $R'$  varían.

Así:

$$V_s = V_{R'} - \frac{V_e}{2} = \left( \frac{R'}{Z + R'} - \frac{1}{2} \right) V_e$$

$$= \frac{2R' - Z - R'}{2R' + 2Z} V_e = \frac{1}{2} \frac{R' - Z}{R' + Z} V_e$$

De dónde el módulo de  $V_s$  :

$$\left| V_s \right| = \frac{\sqrt{R'^2 + Z^2}}{\sqrt{R'^2 + Z^2}} \frac{1}{2} \left| V_e \right| = \left| \frac{V_e}{2} \right|$$

En cambio, la fase  $V_s$  con relación a  $V_e$  está variable con respecto a  $L$ ,  $C$  y  $R'$  según la expresión:

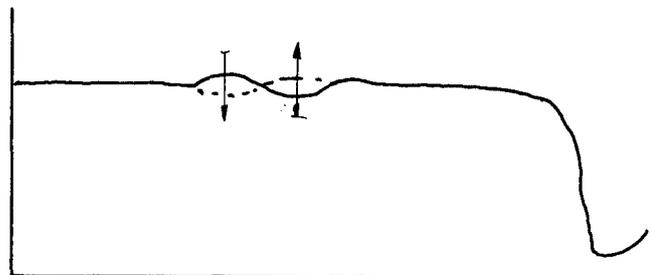
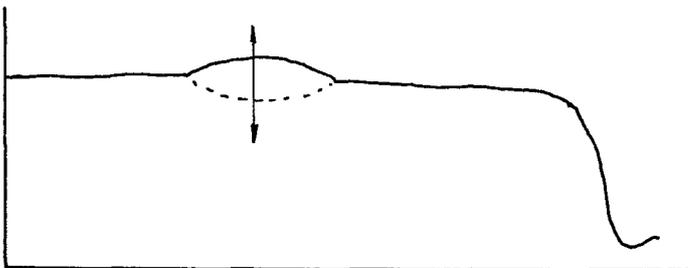
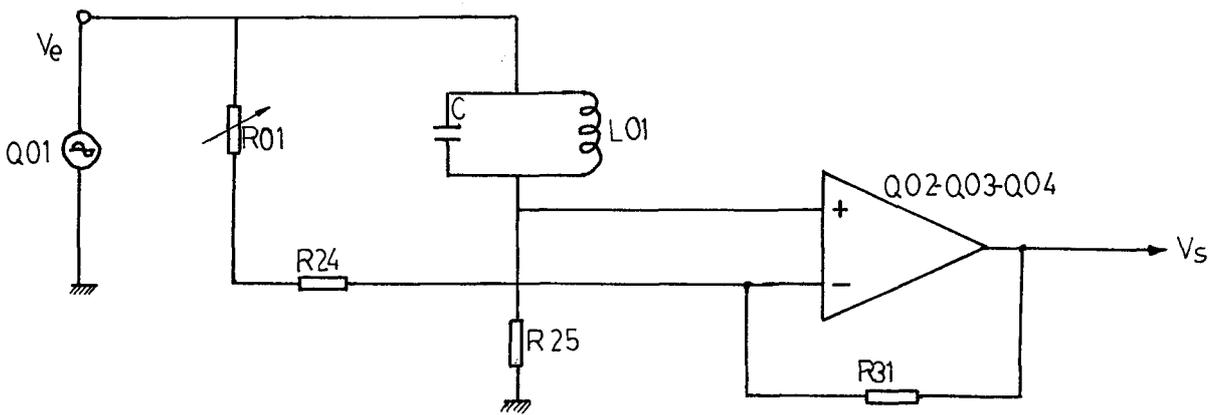
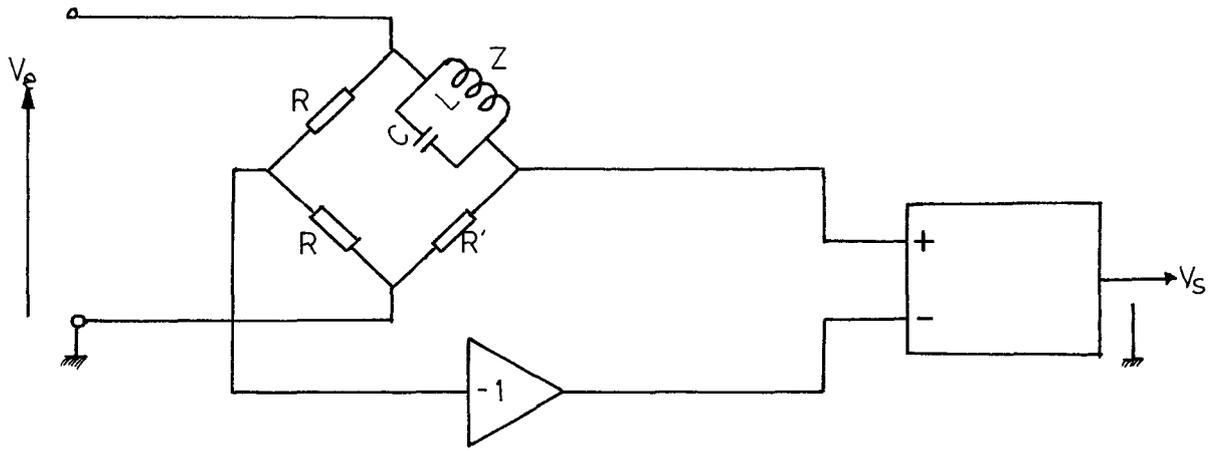
$$\varphi = \text{arc tg } \frac{L\omega}{R'} \cdot \frac{1}{1 - LC\omega^2}$$

Enunciando:

$$S = \frac{L\omega_0}{R'} \quad \text{y} \quad x = \frac{f}{f_0}$$

Se deduce el tiempo de propagación de grupo a una frecuencia cualquiera:

$$\text{tg} = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{2}{\omega_0} \frac{S(1+x^2)}{(1-x^2)^2 + S^2 x^2}$$



TARJETA FASE DIFERENCIAL - LIMITADOR DE BLANCO -  
LINEALIDAD 8

La tarjeta asume las tres funciones siguientes.

- Compensación de las distorsiones de fase de la subportadora de crominancia según las variaciones del nivel de luminancia, producidas en las etapas amplificadoras de medida o fuerte potencia. La compensación se realiza en función de la amplitud de las señales o de su emplazamiento en el espacio comprendido entre el infra-negro y el blanco. Están previstos cinco umbrales de compensación.

- Limitación por descrestado de la amplitud de las señales de luminancia a partir de un valor definido como blanco máximo con inhibición de este dispositivo para las frecuencias correspondientes a las señales de crominancia.

- Compensación de ganancia diferencial para la corrección del emisor en las frecuencias de crominancia (sistema de cuatro umbrales) y corrección de linealidad en función del contenido de la imagen (dos umbrales).

FASE DIFERENCIAL.

El corrector de fase diferencial está basado en las propiedades de una célula de atenuación constante, casi análoga a las células de precorrección del TPG receptor (2.6), utilizando una inductancia en lugar de un circuito sintonizado. La estructura de base de esta célula está representada en la figura 2.7.b.

Sea la salida abierta ( $Z = \infty$ ); el módulo  $V_s$  es independiente de la frecuencia y de la resistencia  $R'$ , mientras que la fase  $V_s$ , con relación a la  $V_e$ , es función de estos dos parámetros. Para crear la precorrección de la fase diferencial sobre una señal de la frecuencia  $f$  (fundamentalmente la frecuencia subportadora de crominancia) basta con variar  $R'$  en función del nivel de luminancia.

En la práctica, se obtiene una tensión equivalente a  $V_s$ , en los conectores de una resistencia recorrida por dos corrientes, una proporcional a la tensión  $V_e$  y otra a la tensión  $V_L$  (función de  $V_e$ , de  $f$  y de  $R'$ ) según el montaje simplificado representado por la figura 2.7.b.

El conjunto de los elementos circunscritos por la línea punteada constituye la resistencia  $R'$  que varía en función del nivel de luminancia. La resistencia  $R_{19}$ , en los conectores de la cual aparece la tensión  $V_s$  es recorrida por las dos corrientes  $I_1$  y  $I_2$ .

$$I_1 \text{ en fase con } V_e; \quad I_1 = K_1 V_e$$

$$I_2 \text{ desfasada por } R' \text{ y } L_{02}; \quad I_2 = -K_2 V_L$$

$$I_2 = -K_2 V_e \frac{jL\omega}{R' + jL\omega}$$

El factor  $K_1$  (que depende de  $R_{19}$  y de  $R_{21}$ ) y el factor  $K_2$  (que depende de  $R_{19}$ ,  $R_{29}$ ,  $R_{22}$ ) son determinados de tal forma que el funcionamiento sea equivalente al del circuito de base (figura 2.7.b) lo que realiza cuando  $K_2 = 2K_1$ . En este caso la expresión  $V_s$  se escribe.

$$V_s = K_1 V_e - 2K_1 \frac{jL\omega}{R' + jL\omega} V_e$$

$$\frac{V_s}{V_e} = K_1 \left( 1 - 2 \frac{jL\omega}{R' + jL\omega} \right) = K_1 \frac{R' - jL\omega}{R' + jL\omega}$$

en consecuencia el módulo  $\frac{V_s}{V_e} = K_1$  es una constante,

como en el caso del corrector activo del tiempo de propagación de grupo examinado precedentemente en 2.6.

Pero la fase relativa de  $V_s$  con relación a  $V_e$ , para una pulsación  $\omega$  dada y un valor  $L_{02}$  determinado  $L$ , varía en función de  $R'$  según la expresión:

$$\varphi = 2 \arctan \frac{L\omega}{R'}$$

$K_1$  representa la ganancia del conjunto constituido por los transistores Q02 y Q06.

Los transistores Q04 y Q05 tiene por única función definir los umbrales de corrección a partir de los cuales  $R'$  cambia de valor en función de amplitud instantánea de  $V_e$ .

CIRCUITO BASICO

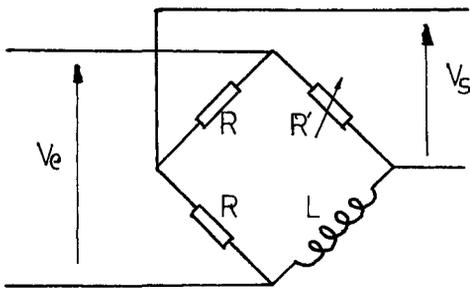


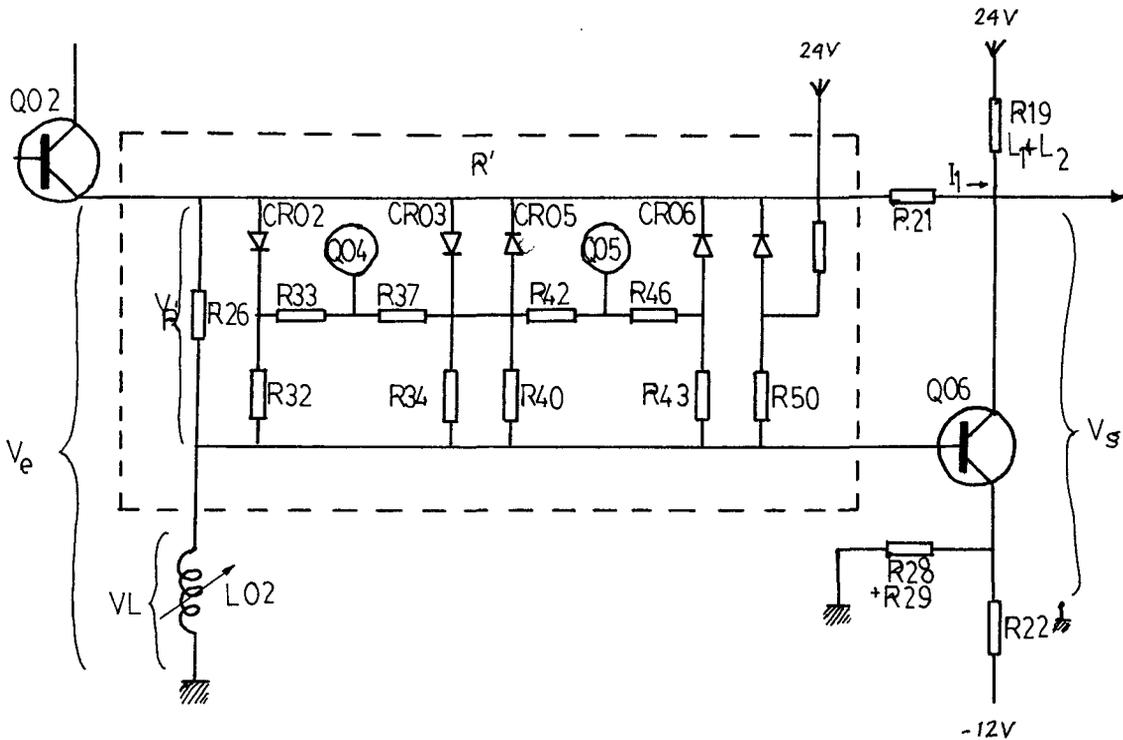
Figura a

$$V_s = \frac{V_e}{2} - V_L = C^{16}$$

$$\varphi = 2 \text{ arc fg } \frac{L w}{R'}$$

CIRCUITO PRACTICO

Figura b



$$V_s = K_1 V_e - K_2 V_L$$

$$V_s = K_1 V_e \text{ si } K_2 = 2K_1$$

$$K_1 = \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{21}} = 0.7$$

$$K_2 = \frac{R_{19} \times R_{21}}{R_{22} (R_{28} + R_{29})} = 1.4$$

$$R_{22} + R_{28} + R_{29}$$

$$\varphi = 2 \text{ Arc fg } \frac{L w}{R'}$$

## TARJETA REALIMENTACION NEGATIVA 9

Esta tarjeta recibe la señal RF Imagen detectada tomada en la salida del emisor y asume a partir de esta señal las funciones siguientes:

- Elaboración de la tensión de mando de realimentación que asegura la estabilidad del nivel de supresión de la señal de emisión de Imagen.

- Suministro de una señal de control de señal RF detectada.

- Elaboración de una tensión proporcional a la potencia de cresta utilizada por una parte, para la lectura sobre wattmetro y por otra parte, para mantener por realimentación la potencia de cresta del Imagen constante.

- Detección de presencia y de ausencia ( o insuficiencia) de la señal RF detectada con elaboración de una información lógica correspondiente a estos estados.

El piloto F.I. entrega dos señales de frecuencia idéntica. Una se utiliza como frecuencia intermedia de Imagen normalizada modulada por la señal video en la tarjeta "Modulator Imagen" y la otra se destina a obtener la frecuencia intermedia de Sonido por balido con una interportadora normalizada modulada en FM, realizándose estas operaciones por la tarjeta "Modulator FM - FI".

CARACTERISTICAS.

Señal de salida. : 1 V ef.  $\pm$  0'2 V.  
(carga 50 ohms)

Frecuencia : según norma (38,9 MHz  
en la mayoría de los  
casos).

Gama de temperatura : 0° a + 50°C

Estabilidad en las condiciones de empleo estables:

- . Sobre 1 día:  $\pm 1.10^{-7}$
- . Sobre 1 mes:  $\pm 5.10^{-7}$
- . Sobre 1 año:  $\pm 2.10^{-6}$

Estabilidad acumulada en función  
del entorno  $\pm 1.10^{-6}$

TARJETA AMPLIFICADOR DE AUDIO - FRECUENCIA

TARJETA MODULADOR F.M.

Estas dos tarjetas que constituyen, con los elementos de mando y de control situados sobre la cara delantera del cajón, el conjunto Modulador Sonido, no pueden ser disociados en funcionamiento. Ellas asumen esencialmente las funciones siguientes:

- Amplificación de la señal A.F.

- Modulación de frecuencia intermedia de Sonido por batido entre la señal "Interportadora" y la señal piloto F.I. Imagen.

- La señal Sonido "Interportadora" está suministrada por un oscilador modulado cuya frecuencia media es dependiente de la frecuencia línea de la señal de modulación Imagen con ayuda de un divisor de frecuencia programable y de un comparador de fase.

Según el sistema utilizado, tal como se especifica en el documento R624 del CCIR, el factor de división se programa como sigue:

Sistema	Frec. Interport.	/	Nº líneas	X	$\frac{1}{2}$	X	frec. trama	= D
M	$4,5 \times 10^6$	/	( 525	x	$\frac{1}{2}$	x	59,94 )	= 286
B-G-H	$5,5 \times 10^6$	/	( 625	x	$\frac{1}{2}$	x	50 )	= 352
I	$6 \times 10^6$	/	( 625	x	$\frac{1}{2}$	x	50 )	= 384
K - D	$6,5 \times 10^6$	/	( 625	x	$\frac{1}{2}$	x	50 )	= 416

En caso de ausencia de la señal de modulación de Imagen a la entrada video del transmisor, un oscilador piloto de cuarzo en la frecuencia línea es automáticamente sustituido en la señal de sincronismo de línea a la entrada del sistema de control de frecuencia.

## GENERADORES DE FRECUENCIA DE TRANSPOSICIÓN

### OSCILADOR 412/525

----

El oscilador tipo 412/525 entrega una frecuencia incluida entre 50 y 132 MHz con un nivel de +10 dBm a +13 dBm. Está situado en un recinto a temperatura controlada. Está constituido por:

- un oscilador.
- una etapa amplificadora.
- el recinto.

### MULTIPLICADOR UHF

Este módulo se descompone en tres partes principales:

Multiplicador: Compuesto de un doblador equilibrado, de un filtro seleccionador del armónico dos, de un amplificador saturado que proporciona los armónicos pares (2-4-6-8-10.....).

Filtro: Sintonizable por diodos VARICAP simultáneamente con el filtro del doblador, selecciona la frecuencia útil.

Amplificador: Banda ancha.

### REPARTIDOR DE OSCILACION LOCAL.

Este repartidor recibe la señal de transposición procedente del cuadruplicador de frecuencia. Su función es la de suministrar, por dos vía separadas, la oscilación local destinada a la transposición por los conversores de Imagen y Sonido de las frecuencias intermedias en frecuencias de emisión.

## ETAPAS F.I.

### FILTRO DE BANDA F.I.

Este filtro asegura la transmisión de la banda de paso útil por eliminación parcial de la banda lateral superior exigida por la transmisión en banda lateral asimétrica y según las normas de emisión, así como por eliminación de otros productos de modulación indeseables que aparecen sistemáticamente en la salida del modulador equilibrado de la tarjeta 10.

Está constituido por:

- Un filtro paso bajo.
- un filtro de banda vestigial (banda atenuada de Imagen).
- Un amplificador de compensación.
- Un filtro paso alto.

### CORRECCIONES DEL TIEMPO DE RETARDO DEL GRUPO - CAJA DE INTERCONEXION TIPO 405/499.

La caja de interconexiones tipo 410/499 es un receptáculo que permite colocar en serie numerosas células de corrección de tiempo de retardo del grupo tipo 404/499.

Está constituida por -un circuito impreso  
-una caja alveolar.  
-una cubierta.

El circuito impreso forma el fondo de la caja de interconexiones. Distribuye las alimentaciones y efectúa las conexiones de  $50\Omega$  entre células por medio de terminales macho rígidas.

La caja tiene nueve alvéolos en los que se colocan los CTPG tipo 404/499.

La cubierta realiza el blindaje del conjunto permitiendo el acceso a los ajustes de los CTPG.

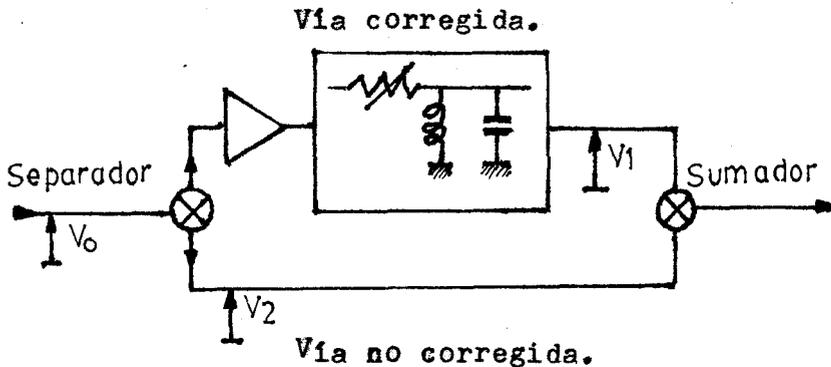
Este dispositivo permite corregir el tiempo de propagación del grupo de emisores y re-emisores de televisión en frecuencias intermedias, con objeto de obtener una característica fase-frecuencia lineal. Está situado en una caja de interconexión que realiza las conexiones de alimentación y las conexiones FI.

La asociación de varios CTPG permite también corregir anticipadamente esta característica siguiendo un galibo predefinido.

Desde la entrada, una parte de la señal es transmitida sobre un circuito oscilante paralelo...

Las variaciones relativas de fase y de amplitud de los otros componentes serán tanto más rápidas cuanto más se eleve el coeficiente de sobretensión de este circuito.

La otra parte de la señal se adicionará a la señal corregida con una fase tal como la característica amplitud frecuencia resultante sea constante.



El transistor TR1 se utiliza como amplificador.

Esto constituye un generador a impedancia constante por el circuito de corrección (L1, Co y C7) y un separador con relación a la impedancia de entrada.

Las dos etapas TR2 y TR3 componen un sumador a alta impedancia de entrada.

La etapa de salida permite de linealizar la curva amplitud frecuencia.

El diodo PIN D1 presenta una resistencia que varía con arreglo al corriente de polarización y como consecuencia al ajuste de POT 2. (Nivel de corrección del tiempo de propagación de grupo).

Así es posible de elegir el coeficiente de sobretensión del circuito oscilante paralelo L1, Co, C7. El nivel RF sobre el colector de TR1 es 6 dB mayor que el nivel transmitido por C1. La resistencia R10, permite mantener constante la amplitud máxima, a la resonancia, de la tensión a las conexiones del circuito oscilante cualquiera que sea el coeficiente de sobretensión elegido.

Llamad  $V_1$  la tensión a las conexiones del circuito oscilante,  $V_2$  la tensión transmitida en la vía directa.

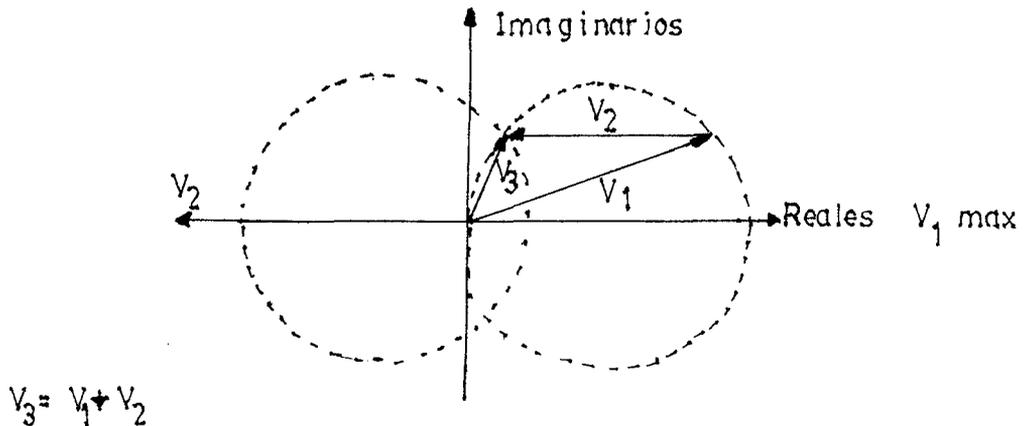
La amplitud de  $V_1$  pasa por un maximun a la frecuencia de corrección:  $V_1$  máxima.

Los dos vectores  $V_1$  y  $V_2$  son colineales y desfasados de  $180^\circ$ .

La amplitud de  $V_1$  a esta frecuencia debe ser doble de esta de  $V_2$ .

El lugar de la cúspide de VI siendo un círculo de radio  $\frac{VI \text{ máx.}}{2}$ .

El lugar de la suma VI + V2 será un círculo del mismo radio obtenido a partir del



lugar de VI en una translación de vector  $V_2 = \frac{VI \text{ máx.}}{2}$ .

Así se ve que la adición de VI y de V2 da un vector V3 de amplitud constante y de fase variable.

El potenciómetro POT1 y el condensador ajustable C10 permiten realizar un ajuste fino de la amplitud y de la fase sobre el vector V2.

#### DISTRIBUIDOR F.I. IMAGEN.

Este distribuidor recibe la señal FI Imagen del corrector del tiempo de propagación del grupo 2. Es un órgano de transmisión que consta de una entrada y tres salidas independientes. Una de las salidas está conectada al conjunto Eliminador-Inyector de Sonido 4 de la vía Imagen. Una segunda salida proporcionará la señal FI Imagen al Separador -Desfasador 13 de la vía Sonido. Esta señal, tras su limitación de crestas de sincronización. La tercera salida, está disponible para realizar un control eventual de la señal FI Imagen.

#### INYECTOR DE SONIDO.

Cumple dos funciones distintas ( en la vía imagen).

- Rechazo de los componentes video de modulación próximos a la frecuencia intermedia de Sonido para evitar toda modulación indeseable superpuesta a la portadora de Sonido por los componentes video eventuales situados más allá del espectro video útil.

-Inyección de una señal FI sonido cuya amplitud y fase son determinadas en el sub-conjunto "Separador de Sonido". Los productos de batido creados por esta señal en las etapas siguientes están destinados a anular los productos de intermodulación debidos a la etapa de potencia de amplificación común del tubo de potencia.

#### CORRECTOR DE LINEALIDAD F.I.

El corrector de linealidad es el elemento de la cadena FI cuya característica amplitud/amplitud es ajustable con una flexibilidad suficiente como para obtener una precorrección de la señal modulada capaz de compensar rigurosamente las distorsiones debidas a las etapas de amplificación de potencia RF.

Estas distorsiones son de dos órdenes:

a) Compresión de la señal de salida debida a la saturación en la proximidad de la cresta de potencia. Este fenómeno aparece en toda etapa de potencia cualquiera que sea su clase de funcionamiento.

b) Compresión de la señal de salida para las amplitudes pequeñas debido a la disminución progresiva de la pendiente del tubo cerca del "cut off". Este fenómeno es característico sobre todo en las etapas que funcionan en clase B.

El corrector está compuesto de dos correctores distintos destinados a la compensación de cada una de estas distorsiones.

Por construcción estos correctores trabajan con ganancia rigurosamente constante y necesitan ser utilizados en el interior de su margen dinámica correspondiente a niveles de señal bien determinados. Para centrar su punto de funcionamiento en el interior de este margen y adaptar el conjunto a los niveles de potencia requeridos por la cadena de amplificación que ha de ser corregida, dos etapas lineales de ganancia variable, situada una a la entrada y otra a la salida, están integradas en el corrector.

Su ganancia puede ser controlada por una tensión continua que puede ser:

- De nivel constante y ajustada a voluntad por un divisor de tensión en caso de funcionamiento sin estabilización automática del nivel de supresión (sin C.R.).

- de nivel variable y entregada por el sistema de retro-reacción es el caso de funcionamiento con estabilización automática del nivel de supresión (con C.R.).

- Esto permite realizar a voluntad el ajuste, en más o en menos, del corrector según el caso particular propio de cada tipo de emisor.

El corrector de amplitudes elevadas comporta tres vías de corrección provistas cada una de dos parámetros ajustables, uno determinante del nivel del umbral de corrección, otro determinante del grado de eficacia de esta corrección.

Para las necesidades de ajustes del conjunto, las correcciones son eliminables globalmente por rechazo de tres umbrales simultáneamente fuera del de la margen normal de funcionamiento.

El corrector de amplitudes pequeñas sólo comporta dos vías de corrección. Puede ser puesto fuera de servicio por una conmutación "by-pass", en caso de emisores para los que no es necesaria tal corrección. Cuando está en circuito sus correcciones pueden ser eliminadas por el rechazo simultáneo de los dos umbrales fuera de su margen de funcionamiento normal.

#### PRESENCIA RF SONIDO.

El módulo "presencia R.F. Sonido" está fijo tras la guía izquierda del cajón "Modulador F.I.". Este módulo realiza la adición de las informaciones "Defecto Modulador Audio", "Nivel portadora Sonido demasiado débil" para su utilización por las señalizaciones y las lógicas de sustitución y de acoplamiento.

## CONVERTIDOR IMAGEN O SONIDO

Este subconjunto, marcado 7 en el emisor básico, reúne en una tarjeta los módulos operacionales siguientes:

- Un corrector de banda, función -11-, que precorrege, en la señal FI, la respuesta de frecuencia del mezclador al que se aplica la señal FI.

- Un mezclador, función -8-, que asegura la mezcla de la señal FI, Imagen o Sonido, y de la oscilación de frecuencia de transposición procedente del repartidor de oscilación local, con el fin de obtener una señal RF a la frecuencia de transmisión, Imagen o Sonido, del emisor.

- Un filtro de banda -9- que selecciona la frecuencia de transmisión entre los productos de modulación del mezclador.

- Un amplificador -10- que eleva la potencia de la señal RF al nivel de ataque de las etapas de amplificación RF transistorizadas 102.

### MEZCLADOR FI/RF

El mezclador FI/RF está realizado sobre un circuito impreso, montado sobre un soporte formando caja y fijación.

Está constituido por:

- Un mezclador propiamente dicho (mezclador equilibrado).
- Un amplificador que permite elevar la señal RF a un nivel compatible con el de explotación (ganancia alrededor de 20 dB).
- Un circuito de entrada FI compuesto por un atenuador ajustable y un atenuador fijo.

Este circuito tiene por objeto permitir el ajuste de la sensibilidad del equipo en el que se utiliza el mezclador (Ajuste por POT 1). Dos puntos de prueba están previstos para medir la corriente en el amplificador.

## FILTRO UHF CON FILTRO ELIMINADOR DE BANDA 406/485

Filtro UHF montado en una caja paralelepípeda y compuesto de 3 polos sintonizables L2,C3 -L3,C4- L4,C5 (realizados por líneas planas reducidas por capacidad en cabeza) acoplados entre ellos por bucles C02 y C03 (Fig 20)

Las adaptaciones de entrada y de salida están realizadas por capacidades ajustables C1 y C7.

Dos circuitos "filtro eliminador de banda" siguiendo la misma técnica que los polos están previstos para dar dos hendiduras adicionales fuera de la banda de paso:

- L1 - C2 Acoplada por C01
- y L5 - C6 Acoplada por C04

### CORRECTOR DE BANDA -11-

Como generalmente la respuesta amplitud-frecuencia global del emisor no es constante en un canal determinado, hay que corregir ligeramente esta respuesta, aumentando la ganancia hacia las frecuencias superiores del canal (caso general) o, a veces, la ganancia hacia las frecuencias inferiores.

En banda IV, esta corrección se realiza en FI antes del mezclador de transposición con un corrector de banda I-II.

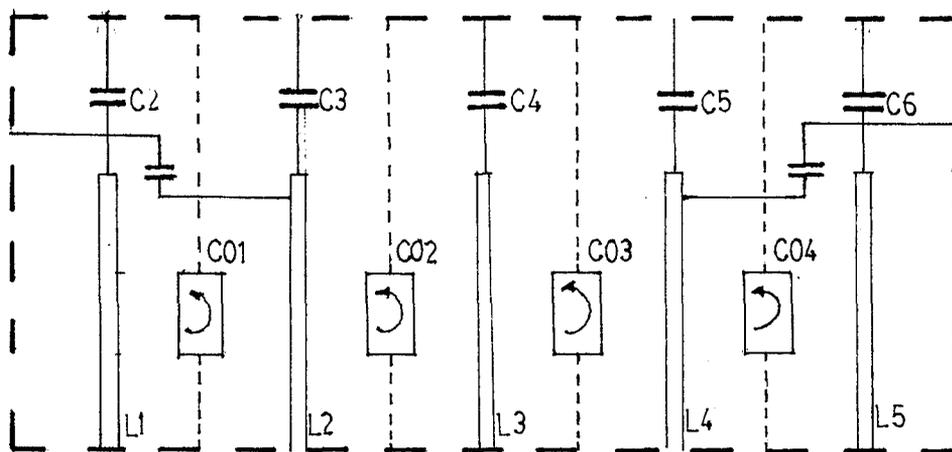
La corrección se efectúa por un corrector variable no adaptado, ocultándose la desadaptación en cada extremidad por un amplificador atenuador. La atenuación de este circuito a ambas partes de su frecuencia de sintonía es función del valor de su coeficiente de sobretensión, la cual es determinada por la relación L/C. La rigidez de los flancos de la curva en forma de "campana" del corrector se ajusta para uniformizar la transmisión amplitud/frecuencia del canal, utilizándose la parte izquierda en caso de pérdida de ganancia en las frecuencias superiores y la parte derecha en caso contrario (figura b).

Este amplificador UHF de banda ancha incluye dos canales simétricos unidos a la entrada y a la salida por dos unidades de acoplamiento de 3 dB. Cada canal comprende tres transistores conectados en cascada.

El primer transistor de cada canal funciona a una tensión de polarización fija. La corriente que pasa por los dos transistores finales se puede controlar. Las corrientes se miden por medio de dos circuitos de shunt.

La adaptación interetapas se obtiene por inductores de circuitos impresos, condensadores chip y condensadores variables. Las unidades de acoplamiento de 3 dB aseguran la adaptación de la entrada y la salida.

Fig 20



DETECTOR LINEAL Bandas IV-V 17.

Asegura la detección de la señal RF imagen tomada a la salida de la etapa de potencia por la sonda DH05 y tras el rechazo de los componentes de Sonido. La señal video resultante es tratada en la tarjeta -9- del cajón moduladores FI para asumir las funciones siguientes:

- Contra-reacción del nivel de supresión y, eventualmente, del nivel de creta de sincronización.
- Indicación de la potencia Cresta de Imagen.
- Control exterior sumario de la señal demodulada (video).
- Indicación de baja de potencia o de ausencia de tensión RF a la salida del emisor.

## ETAPA AMPLIFICADOR U.H.F. TRANSISTORIZADO

30 W -BANDAS IV $\frac{1}{2}$ -V

----

Proporciona a partir de las señales RF Imagen y Sonido entregadas por las etapas precedentes (ampli RF de los subconjuntos convertidores I y S) la excitación del tubo TH 327.

Antes del multiplexaje, el amplificador da una potencia de 40W sobre la vía Imagen y 12W sobre la vía Sonido; tras el acoplador 6 dB la potencia de cresta de sincronismo Imagen es de 30W y 3W para el Sonido.

Comporta dos vías distintas hasta el multiplexaje de las señales Imagen y Sonido. La vía Imagen comprende 3 módulos amplificadores la vía Sonido 2 módulos.

Los amplificadores de las vías Imagen y Sonido comportan cada uno una seguridad térmica que intervienen ante una subida excesiva de la temperatura (85°) con ruptura de la cadena de seguridad.

### MULTIPLEXAJE IMAGEN Y SONIDO

El multiplexaje de las señales RF Imagen y Sonido se opera por medio de un acoplador directivo 6 dB DHY 01-102.

Este último presenta las particularidades siguientes:

- Aislamiento entre entradas  
J01 (Imagen) y J02 (Sonido): 25 dB
- Transmisión : J04/J01 = 3/4  
(en potencia)  
J04/J02 = 1/4  
J03/J01 = 1/4  
J03/J02 = 3/4

La señal multiplexada útil está disponible sobre la salida J04 del acoplador, es decir, 3/4 de la potencia Imagen (30W) y 1/4 de la potencia Sonido (3W) aplicada respectivamente a las entradas J01 y J02.

Entre el acoplador y la cavidad TH 327 están insertados un circulador y un ramal de medida.

- El circulator DH H01 - 8 tiene por función evitar las reacciones de la etapa de potencia sobre la etapa transistorizada canalizando la energía reflejada hacia la carga AT 02.

- El ramal de medida DH y 02 -9 permite el control de la tensión RF de salida.

Este amplificador U.H.F. de banda ancha comprende 2 partes:

- El amplificador U.H.F. constituido por dos vías amplificadoras idénticas, transistores doble simétricos (TDS) montada en paralelo por dos acopladores 3 dB, lo que permite obtener una adaptación de entrada y de salida con una onda de vuelta sobre  $50\Omega$  - 18 dB. Una detección positiva permite el control de la potencia de salida.

- Cada vía es protegida por un fusible y el control de funcionamiento de cada transistor se asegura por un circuito manteniendo constante el corriente del transistor con arreglo a la temperatura.

#### Amplificador U.H.F.

Cada amplificador UHF comprende un transistor TDS utilizado en "Push-Pull".

Los circuitos de entrada y de salida se realizan con bobinas, en líneas impresas, y condensadores permitiendo transformar las impedancias a la entrada y a la salida en un valor próxima de 25 por cada 1/2 transistor, después un transformador simétrico de razón 1 reagrupa en fase cada 1/2 circuito.

#### Circuito de Polarización

Tiene por función mantener constante la corriente colectora de los transistores U.H.F.

Lo comprende cuatro etapas idénticas (una para 1/2 transistor TDS). El transistor asegura la regulación del corriente surtido al colector del transistor U.H.F. En efecto, toda variación del corriente del transistor U.H.F. producirá una variación de tensión a las conexiones de las resistencias emisoras de los amplificadores continuos y como consecuencia, una variación del corriente base del transistor U.H.F.

El módulo está compuesto por un circuito impreso y un radiador.

## ETAPA INTERMEDIA AMPLIFICADOR

### A TUBO TH 327

Excitada por la señal R.F Imagen y Sonido entregada por el amplificador transistorizado, esta etapa proporciona la potencia de salida a la etapa final. Está compuesta por un conjunto de cavidades coaxiales (circuitos de entrada rejilla y primario-secundario) equipado de un tubo electrónico tétrodo TH 327 funcionando en clase A%B. Este modo de amplificación, con un punto de funcionamiento bien regulado, permite obtener una buena linealidad sobre la señal modulada. El rendimiento es del orden de 50%.

Caracterizada por una impedancia de entrada pequeña, el montaje de rejilla a la masa, naturalmente blindado, es mucho más estable, riesgo de auto-oscilación reducido, que el montaje cátodo a la masa.

En su aspecto general se presenta bajo forma de tubos concéntricos verticales recubiertos de una fina película de plata. Los pistones de sintonía y adaptación de entrada, los del sintonía primaria y secundaria se deslizan en el interior de estos tubos. En la parte alta del conjunto encontramos el tubo amplificador. Los contactos en los electrodos están asegurados por láminas montadas sobre coronas circulares. Para un buen funcionamiento es imprescindible una excelente conexión eléctrica.

### Circuito de Entrada

La señal H.F. salida del amplificador transistorizado entra por la toma coaxial J01 en la cavidad.

Un transformador de impedancia (analogía), cerrado por el pistón de adaptación Z04 es necesario para convertir la impedancia de la línea ( $50 \Omega$ ) y adaptarla a la impedancia de entrada del tubo (5 a  $10 \Omega$ ). El pistón Z05, coaxial en Z04 permite la sintonización deseada a la frecuencia de emisión.

### Circuito de ánodo

El tubo TH 393 proporciona una amplificación media en potencia de 16 dB. Esta energía es recuperada en el circuito primario sintonizado en frecuencia por el pistón Z01. Este pistón está taladrado para obtener el acoplamiento con el circuito secundario (inductancia mutua). Este acoplamiento está definido por las dimensiones geométricas de los orificios. Conviene por tanto cambiar el pistón para lograr un nuevo acoplamiento. La sintonización del circuito secundario está realizada con el pistón Z02. La energía es transmitida inmediatamente desde el circuito secundario a la salida.

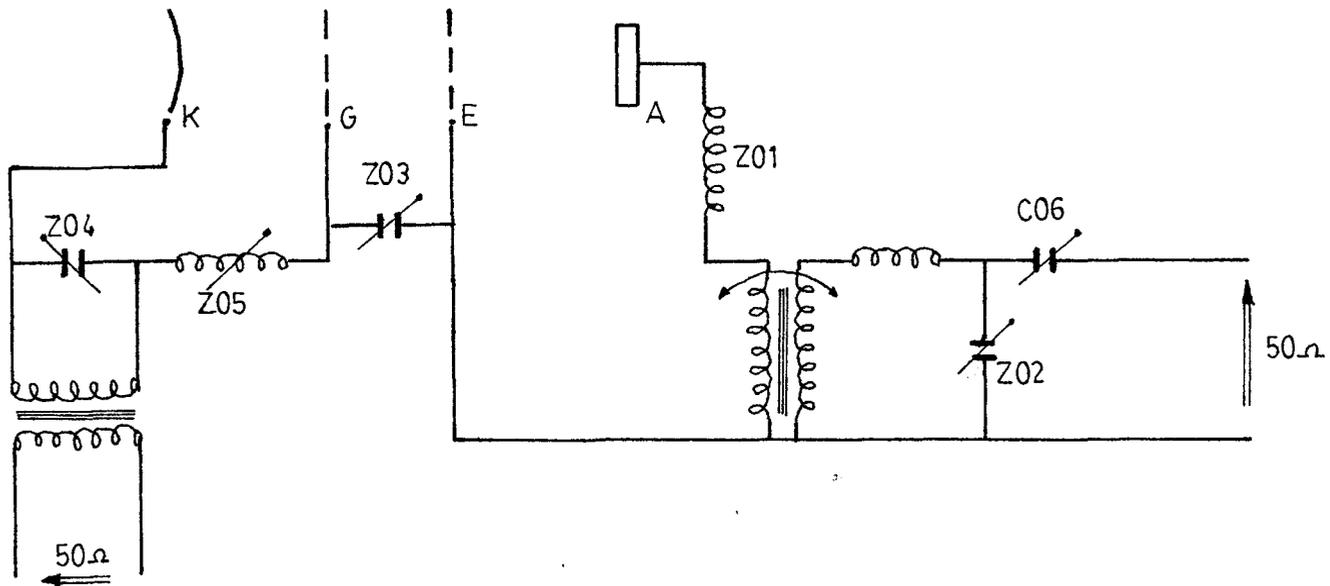
### Circuito de salida.

El acoplamiento entre el circuito secundario y la carga se efectúa por el condensador C06 (núcleo de sumersión).

La neutralización se utiliza para evitar las interacciones salida sobre entrada, y de ahí un buen aislamiento entre circuitos cátodo-rejilla (entrada) y circuito salida (pantalla-ánodo). Esta neutralización se realiza por la puesta en paralelo de una reactancia regulable (cerrada por Z03) sobre la capacidad parásita rejilla pantalla. Cuando el punto capacitivo interelectrodos está equilibrado (fig. pag.4) el aislamiento es correcto.

ESQUEMA PSEUDO-ELECTRICO DE LA ETAPA AMPLIFICADOR A TUBO

TH327



## ETAPA FINAL AMPLIFICADOR

### 5kW - UHF - BANDA V

-----

Esta etapa está excitada por la señal RF salida de la etapa intermedia estudiada previamente. Proporciona la potencia de salida a la antena. Está compuesta por un conjunto de cavidades coaxiales equipadas con un tubo electrónico tétrodo TH 382 que funciona en clase A-B, rejilla a masa.

Caracterizado por una débil impedancia de entrada, el montaje rejilla a masa, naturalmente blindada es mucho más estable (riesgo reducido de auto-oscilación) que el montaje cátodo a masa.

La refrigeración del ánodo se realiza por un doble circuito hidráulico, la ventilación de cavidad por circulación forzada de aire.

El bloque cavidades se presenta bajo forma de 5 tubos concéntricos verticales recubiertos de una fina película de plata. Los pistones de ajuste de entrada y rejilla, neutralización ajuste ánodo y ajuste salida se deslizan por el interior de estos tubos formando cavidades. En la parte alta alta del conjunto se encuentra el tubo amplificador. Los contactos eléctricos con los electrodos están asegurados por láminas montadas sobre coronas circulares.

#### Circuito de entrada

La cavidad de entrada está constituida por tres cilindros coaxiales:

- El cilindro exterior unido a la rejilla del tubo por la capacidad CO3. (banda de Kapton arrollada en torno al cilindro exterior, apretada por un cilindro hendido y conectado a la rejilla del tubo). El cilindro se cierra por el pistón Z04 del corto-circuito.

- La cavidad formada por el cilindro medio y el cilindro interior es cerrada por el pistón de corto-circuito Z05.

- La excitación de esta cavidad se opera por la capacidad C09, paleta cubierta de beflón ajustable con relación al cilindro interior.

El acoplamiento entre las 2 cavidades que componen el circuito de entrada se hace magnéticamente por L02. Este acoplamiento es realizado por dos aberturas perforadas en el tubo medio del circuito de entrada y hechas variables por un sistema mecánico maniobrable desde el exterior.

#### Circuito de neutralización

El circuito de neutralización se compone de una cavidad formada por dos cilindros coaxiales.

- el cilindro interior que no es otro que el cilindro exterior del circuito de entrada.

- el cilindro exterior está unido a la pantalla del tubo TH 382 por intermedio de C04. Esta capacidad está constituida por una banda de Kapton ajustada entre el interior del cilindro y el exterior de una pieza cilíndrica hendida longitudinalmente y en contacto con la rejilla pantalla.

- La cavidad de neutralización es cerrada por el pistón Z03.

#### Circuito de salida

El circuito de salida se compone de un conjunto de 2 cilindros coaxiales:

- el cilindro interior que no es otro que el cilindro exterior del circuito de neutralización.

- el cilindro exterior.

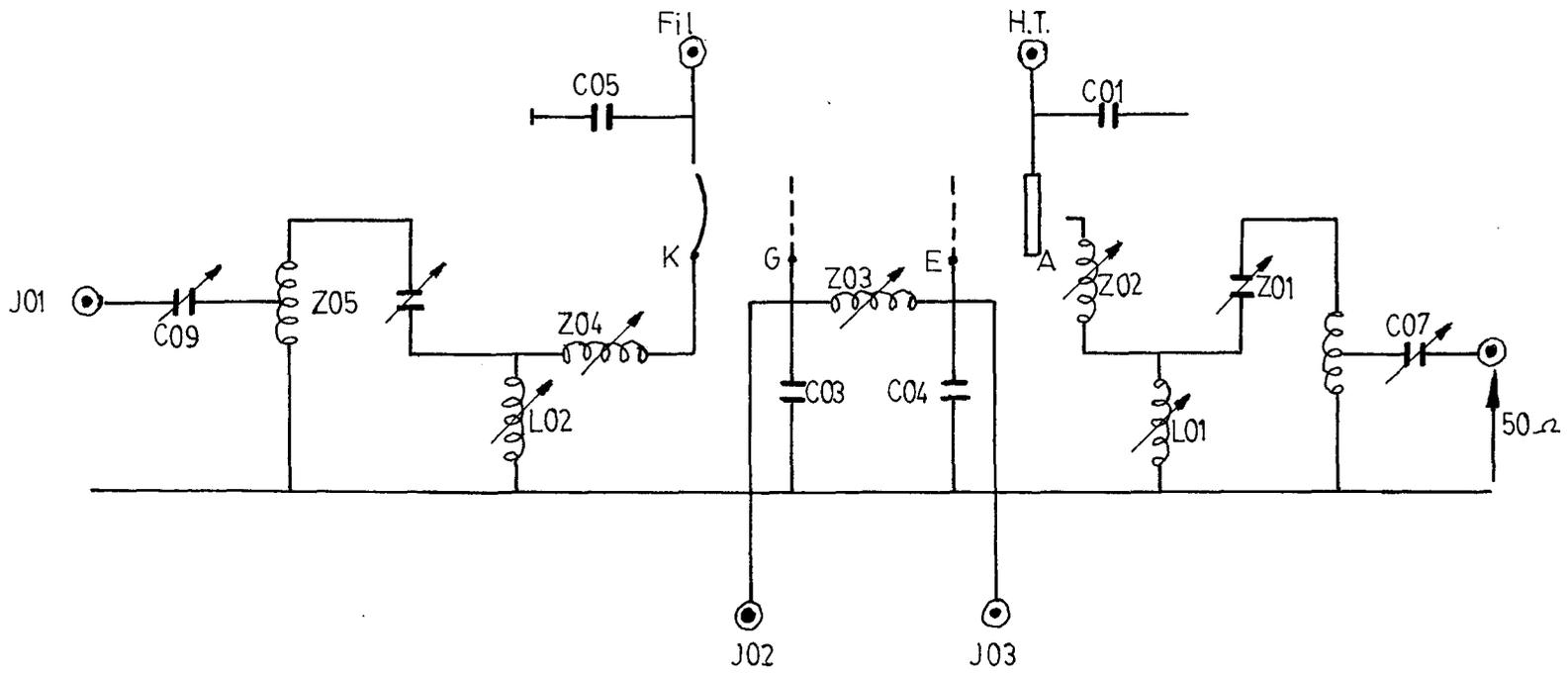
El espacio comprendido entre el cilindro interior y el cilindro exterior forma la cavidad de ánodo y de salida. Esta doble cavidad es cerrada por el pistón Z02 (sintonía ánodo + acoplamiento ánodo/salida) y por el pistón Z01 (sintonía salida). El acoplamiento de salida comprende dos condensadores diametralmente opuestos C07 y C08 constituidos por dos paletas ajustables con relación al cilindro interior.

Estas dos capacidades, se conectan a 2 líneas de impedancia 100 se ensamblan ellas mismas por una T al alimentador principal ( $50\Omega$ ).

ESQUEMA PSEUDO-ELECTRICO DE LA ETAPA AMPLIFICADOR A TUBO

5 KW - UHF - Banda V

TH382



## FILTRO ELIMINADOR DE SALIDA FL 01

### BANDAS IV - V

Situado a la salida del conjunto de emisión, este filtro atenúa los componentes de intermodulación de las portadoras de Imagen y Sonido.

El filtro bandas IV y V es un filtro ajustable sobre el conjunto de las bandas IV y V de Televisión.

Se compone de dos resonadores paso-banda, de cuatro resonadores en eliminación, de un ajuste de acoplamiento K12 sobre estos mismos resonadores y de 2 líneas 50 de entrada y de salida.

El filtro se presenta como un paralelepípedo con un exterior de aluminio bruto fundido.

Los resonadores, ajustes de acoplamientos y líneas son de latón plateado 15 .

Los diversos ajustes de sintonía y acoplamiento están provistos de un sistema simple y eficaz de bloqueo mecánico.

Las uniones entrada-salida se hacen por líneas 50 sobre conectores;

- con brida norma E.I.A.

Cada filtro está provisto de taladros en las partes superiores e inferiores para asegurar su fijación.

## CAJA FILTROS ELIMINADORES

### IMAGEN Y SONIDO

-----

Esta caja, comprende dos filtros marcados FLO1 y FLO2 y un detector.

Cada uno de los filtros recibe, en las entradas una información RF procedente de sondas directivas dispuestas en el feeder de salida del emisor, utilizados en la función 9 del convertidor imagen y sonido.

La función del filtro FLO1 consiste en rechazar las componentes "imagen" de la señal muestreada con el fin de aislar las componentes "sonido". Para obtener este resultado, el ajuste de los polos y de los eliminadores tendrá que llegar a la respuesta amplitud-frecuencia de la figura 1a.

La función del filtro FLO2 consiste en rechazar las componentes "sonido" de la señal muestreada con el fin de aislar las componentes "imagen". Para obtener este resultado, el ajuste de los polos y de los eliminadores tendrá que llegar a la respuesta amplitud-frecuencia de la figura 1b.

La portadora "sonido" disponible en la salida del filtro FLO1, es detectada en su valor pico a pico por el detector. La información, disponible en la salida JO2, se transmite al chasis "protecciones contactores" y se utiliza como dispositivo de control de la potencia "sonido".

La portadora "imagen", disponible en la salida JO4, se transmite al emisor básico como información de realimentación.

## SONDAS DE MONITORADO DE R.F.

El conjunto de emisión está provisto de dos clases de sondas de monitorado R.F.:

1) Sondas directivas no detectoras TH-CSF, utilizadas para funciones internas de cada emisor, o por medidas al exterior que están provistas cada una de:

a) De una carga de 50 retenida por una cadeneta y capaz de disipar una potencia máxima de 1watt. Esta carga puede ser conectada sobre uno u otro de las bases BNC que, tras el ajuste, constituirán la salida "onda directa" y la salida "onda reflejada" de la sonda.

b) De un anillo corredizo, con tornillo de bloqueo. Este anillo permite, durante los ajustes y cuando esté bloqueado, definir una introducción precisa de la sonda en su soporte y efectuar su rotación sin ninguna incidencia sobre su distancia con relación a la línea coaxial central recorrida por la energía R.F.

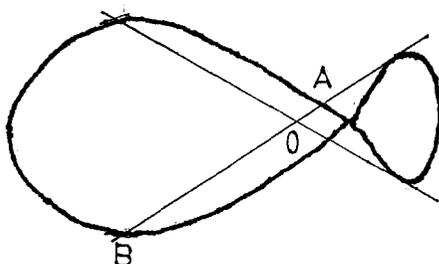
Por otra parte, el soporte cilíndrico en el que la sonda está más o menos introducida está asimismo provista de un bloqueo que debe ser apretado cuando se obtenga el ajuste preciso.

2) Una sonda directiva detectora utilizada como punto de partida del mando automático de ganancia de la vía Sonido.

Esta sonda, no comporta más que una única salida (BNC). La carga y el diodo detector son internos. El dispositivo de bloqueo y de ajuste es el mismo que el de las sondas precedentes.

Las sondas presentan en general un diagrama como el de la Fig. 1. La directividad de semejante sonda (es decir, su orientación) es correcta cuando la relación  $\frac{OB}{OA}$  es máximo.

Fig. 1



## MEDIDA DE LA POTENCIA DE UN EMISOR

Un emisor de televisión es siempre definido por su potencia CRESTA IMAGEN.

En el caso de la modulación negativa, la señal de sincronismo representa esta cresta. Las relaciones H.F. entre la sincronización y la señal al nivel de supresión son respectivamente 25% y 75% de la amplitud de la señal video.

Existen dos métodos:

### Medida sobre carga refrigerada por aire.

El emisor es cargado sobre una carga refrigerada por aire, comportando una sección de medida con detector correspondiente a la gama de frecuencia y de potencia del emisor. La medida de potencia es directa y debe confiarse a un solo detector.

En presencia de las portadoras Sonido e Imagen, la indicación dada por este aparato de medida es equivocada, haciendo el detector en este caso una suma vertical. Muy a menudo la calidad de esta medida puede ser alterada por la presencia de armónicos de salida del emisor o por una resonancia parásita sobre la frecuencia armónica del sistema. Se prefiere entonces utilizar el método de medida por antena de agua.

### Medida sobre antena refrigerada por agua.

El principio de esta medida está basado sobre los cambios caloríficos. La energía es disipada en la resistencia de la antena artificial y utilizada para recalentar el agua que circula en la proximidad de esta resistencia. La antena artificial es enfriada por esta circulación de agua. El método calorimétrico es uno de los más precisos.

La potencia suministrada por el emisor para recalentar este agua es dada por la relación:

$$P = 0,069 \cdot \Delta \theta \cdot Q$$

P = potencia en Kw.

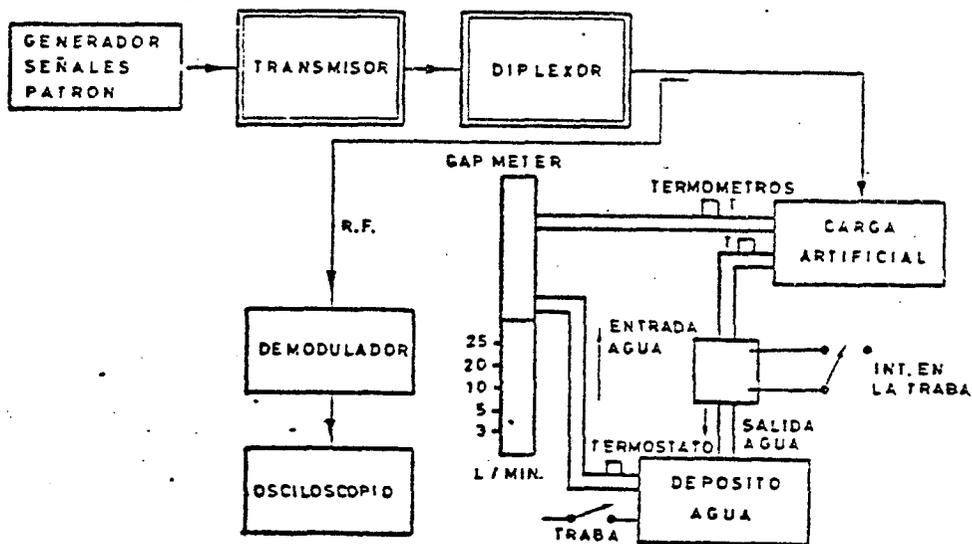
$\Delta \theta$  = desviación de la temperatura en ° C

Q = Caudal en litro/minuto.

La medida de cantidad de temperatura se efectúa con ayuda de termómetro de líquido coloreado graduados en  $1/10^\circ$  de graduación (sea  $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$  esta elevación de temperatura en  $^\circ\text{C}$ ).

Habrá de esperarse que las temperaturas sean estables antes de realizar la medida. Esta observación es primordial cuando hacemos la medida para diferentes índices de modulación.

La medida de la cantidad de agua recalentada se efectúa con ayuda de un contador de agua o caudalímetro. Los aparatos son instalados establemente en el circuito hidráulico de la antena artificial. El caudalímetro indica directamente el caudal  $Q$  en litros/minuto, pero su precisión es débil (5%). Por esta razón preferimos utilizar el contador de agua de aguja ( 1%).



## MEDIDA DE IMPULSION $\sin^2 2T$ Y $\sin^2 20T$ MODULADA A 4,43 MHz.

Se mide la amplitud del impulso  $\sin^2$  refiriéndola a la amplitud de la barra; estas dos señales están situadas sobre la misma línea. Se podrá notar eventualmente la duración a media-altura del impulso desmodulado.

. Impulso  $\sin^2 2T$  (correspondiente al detalle más fino que puede ser transmitido por el sistema).

Una marca o exceso de amplitud puede traducir un defecto de la curva amplitud/frecuencia en la inmediata vecindad de la portadora imagen (tolerancia: 3% de la luminancia).

Una simetría no conforme a la señal de entrada puede introducir un retardo ( $\approx -100$  ns) o avance ( $\approx +100$ ns) de T.P.G. entre la portadora imagen  $Y + 1,5$  MHz.

. Impulso  $\sin^2 20T$  modulada en 4,43 MHz

- Una amplitud de salida débil denota una falta de amplitud relativa de la crominancia con relación a la luminancia.

- Una amplitud de salida elevada denota un exceso de amplitud relativa de la crominancia con relación a la luminancia.

- Simetría:

La figura 22 hace aparecer un avance de tiempo relativo de la crominancia (T.P.G. negativo a 4,43 MHz con relación al conjunto).

La figura 23 hace aparecer un retardo del tiempo relativo de la crominancia (T.P.G. positivo a 4,43 MHz con relación al conjunto).

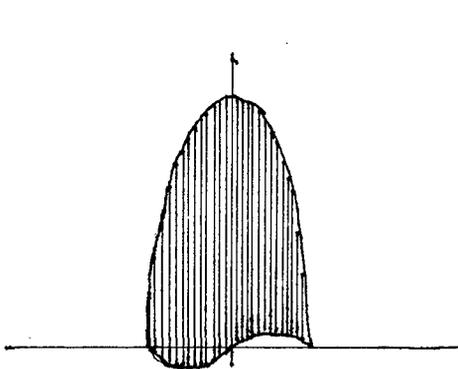


Fig.22

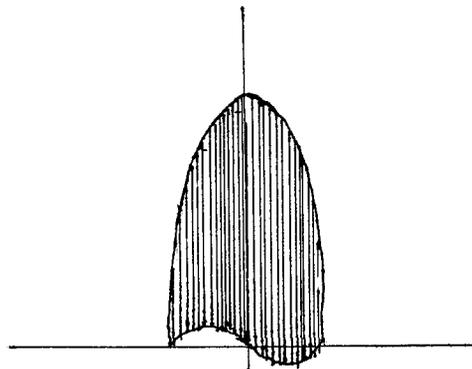


Fig23

## RESPUESTA A LOS TRANSITORIOS.

La medida consiste en verificar que la forma de la señal transitoria está comprendida en los límites definidos por los galibos de las especificaciones con ayuda de un demodulador sin eliminador de sonido.

La respuesta del emisor a las señales rectangulares a 250 KHz permite analizar la corrección del tiempo de grupo cerca de la portadora imagen.

La señal de medida (250KHz) su amplitud luminancia limitada a 280 mV para reducir el defecto de cuadratura de modulación NYQUIST de envolvente (para las señales demoduladas, el efecto de cuadratura acentúa los arrastres en la parte inferior de los frentes y desplaza el punto de la característica proporcionalmente al índice de modulación.

La señal observada tras el tratamiento por el emisor de televisión y desmodulación debe corresponder, proporcionalmente a la forma de onda impuesta en la entrada. Los tiempos de subida y bajada (medidos entre 10% y 90% de la amplitud de la barra) deben ser inferiores a 0,15 s (150ns). Se señala más particularmente:

- 100 ns para las normas D.K.L.
- 110 ns para las normas B.G.
- 120 ns para las normas M.N.

El valor medio de la señal de luminancia no debe afectar esta medida.

## RESPUESTA BAJA FRECUENCIA 50 HZ

Es la medida de la respuesta en frecuencia de trama con la señal de 1/2 imagen en nivel blando. Esta medida concierne a:

- Los arrastres medianos (1° línea) y los arrastres largos (conjunto de señal).
- El funcionamiento de los dispositivos de alineamiento de los circuitos de C.R. Y de restitución de la componente continua.

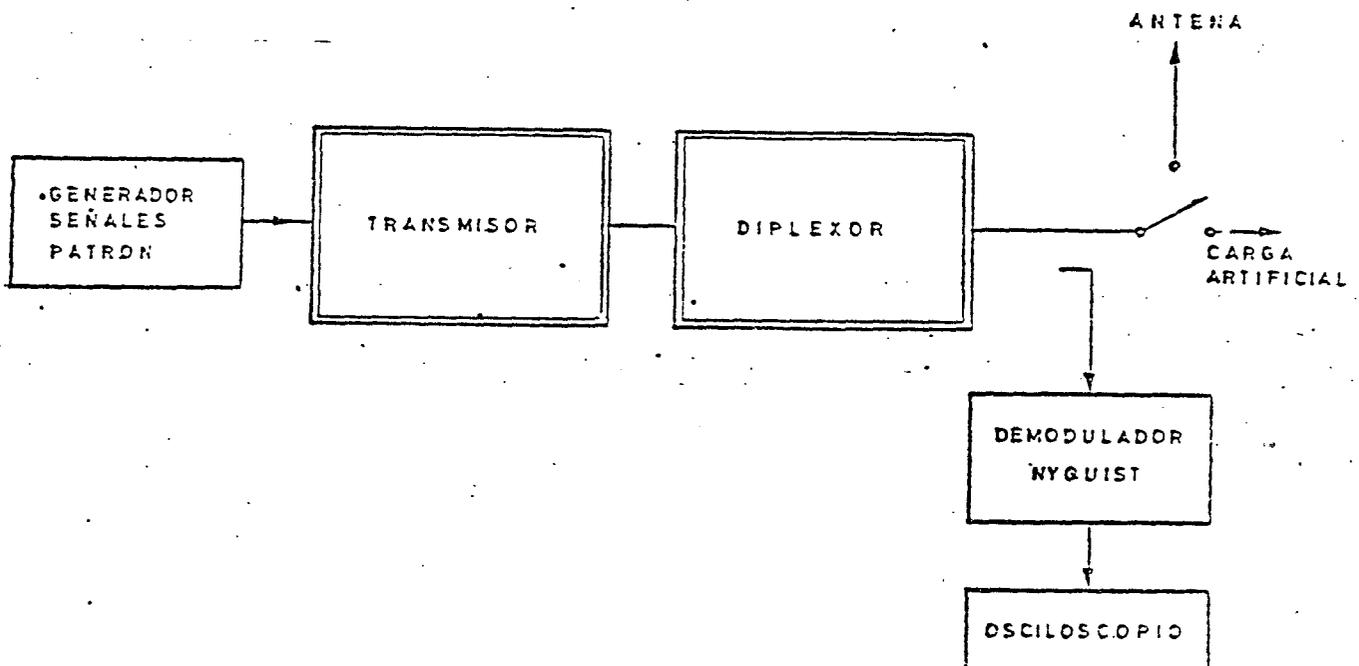
La señal debe ser observada con transmisión de la componente continua (al menos para las débiles velocidades de barrido  $< 1\text{ms/cm}$ ), y si es posible, sobre una posición que no haga intervenir el atenuador de alta impedancia del osciloscopio, posición 50 mV/cm, caudal variable en el mínimo.

La medida concierne a todas las líneas de señal a 1/2 trama. Se notará que la primera línea ha de tomarse en consideración para esta medida, con la tolerancia dada por la declinación de la señal de trama.

La utilización del "clamp" es evidentemente excluida.

Se cuadrará la señal de luminancia entre 0 y 100% de la cuadrícula.

La señal no debe presentar irregularidades superiores a 2% de la luminancia, o sea 14 mV para una luminancia de 700mV.



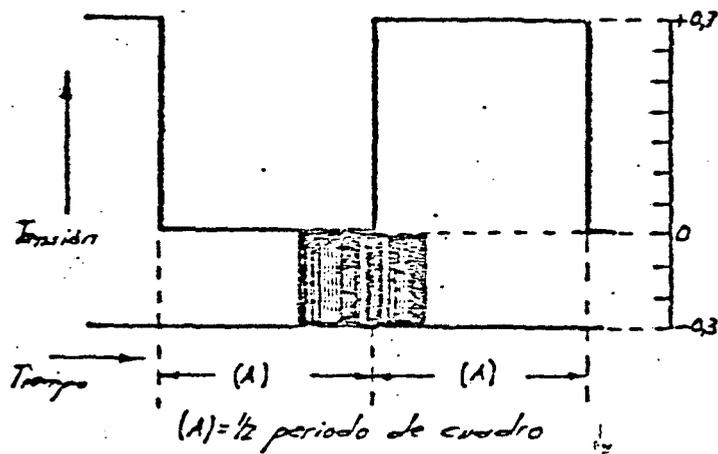


Fig. 1a Señal de prueba n° 1.

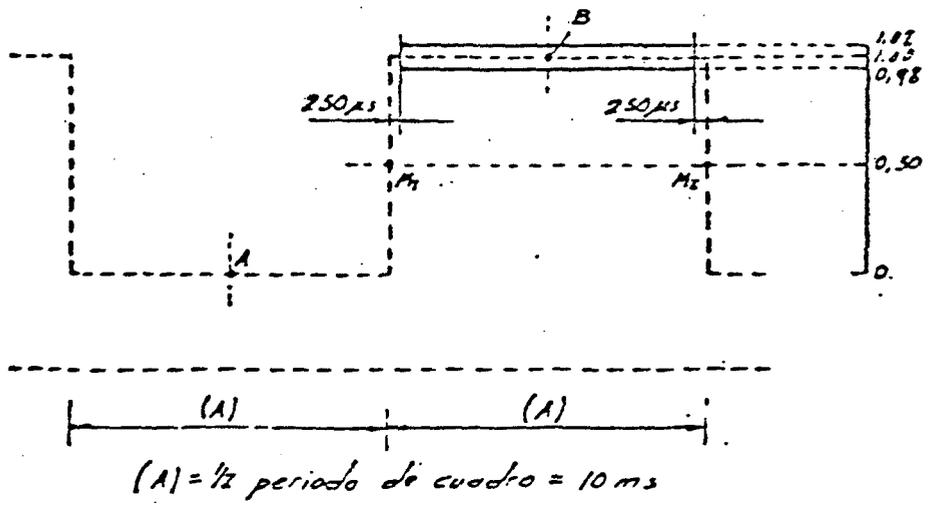


Fig. 1b Tolerancia de la señal de prueba n° 1.

## DISTORSION A FRECUENCIA DE LINEA

Es la medida de la distorsión aportada sobre la barra de duración una línea; arrastre medio y arrastre largo.

El montaje es idéntico al precedente.

Se utiliza la línea test en blanco de duración  $40 \mu s$ . Para aumentar la precisión de la medida sobre la foto, se podrá escalar la ganancia de forma de tener 200 mV sobre cinco cuadros y se tomará únicamente el nivel de blanco. Velocidad de barrido  $10 \mu s/cm$ .

### 1) Refiriéndose al arrastre largo y a la señal 50 Hz;

La inclinación máxima sobre toda la duración de la línea tomada a  $1 \mu s$  de los frentes debe ser inferior a 3%, sea 21 mV.

### 2) Refiriéndose a las tolerancias sobre el arrastre línea-senal 1/2 línea:

El desvío del nivel de la barra según el frente debe ser comprendido en un límite de 2% de la amplitud de la barra.

## MEDIDA DE INTERMODULACION

Es la medida de la amplitud del producto de la intermodulación entre la frecuencia Sonido  $F_S$  y la frecuencia de modulación Imagen FM (sub-portadora crominancia) que puede variar en la banda video.

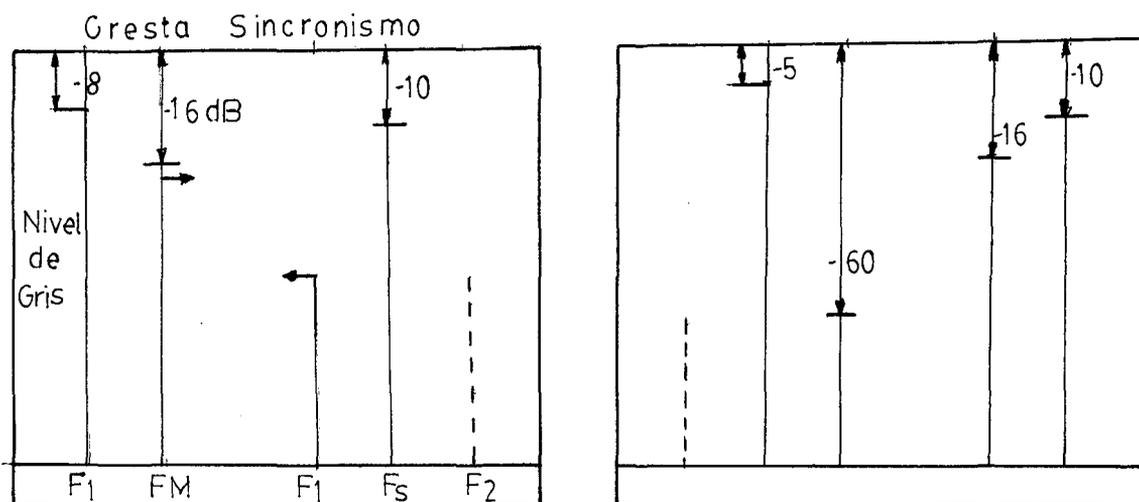
La intermodulación entre estas dos frecuencias produce una frecuencia parásita situada en la banda de frecuencia  $F_1 = F_S - FM$  y una frecuencia parásita fuera banda  $F_2 = F_S + FM$ .

La medida es cómo sigue:

- Se superpone a una línea de gris medio una modulación sinusoidal de frecuencia (variable manualmente punto por punto) comprendida entre 0,5 MHz y 5 MHz (medida de intermodulación general).

- Se superpone a una línea de 150 mV de amplitud una modulación sinusoidal de frecuencia fija 4,43 MHz (medida de intermodulación correspondiente a la frecuencia roja saturada).

Las potencias nominales del sonido y de la imagen son calibradas rigurosamente, y el nivel de frecuencia moduladora se ajusta a -16 dB con relación a la cresta imagen con ayuda de un analizador de espectro. Un atenuador situado a la entrada de este último permite evitar toda saturación.



## MEDIDA DE FASE DIFERENCIAL

Una señal HF de 4,43 MHz de 100 mV cresta a cresta es superpuesta a la escalera de la línea test según la figura 14. La distorsión diferencial de fase crea una modulación de fase de esta señal HF que está en función del nivel del escalón de luminancia. La distorsión puede también variar en función del valor medio de la señal video.

Si estas variaciones de fase son nulas, la transmisión de los colores es perfecta, pero desde que ellas alcanzan una decena de grados, los cambios de matiz son perceptibles sobre la imagen recibida, sobre todo en el sistema NTSC donde la señal de crominancia es la suma de dos ondas en cuadratura moduladas en amplitud cuya resultante es una onda modulada a la vez en amplitud y en fase.

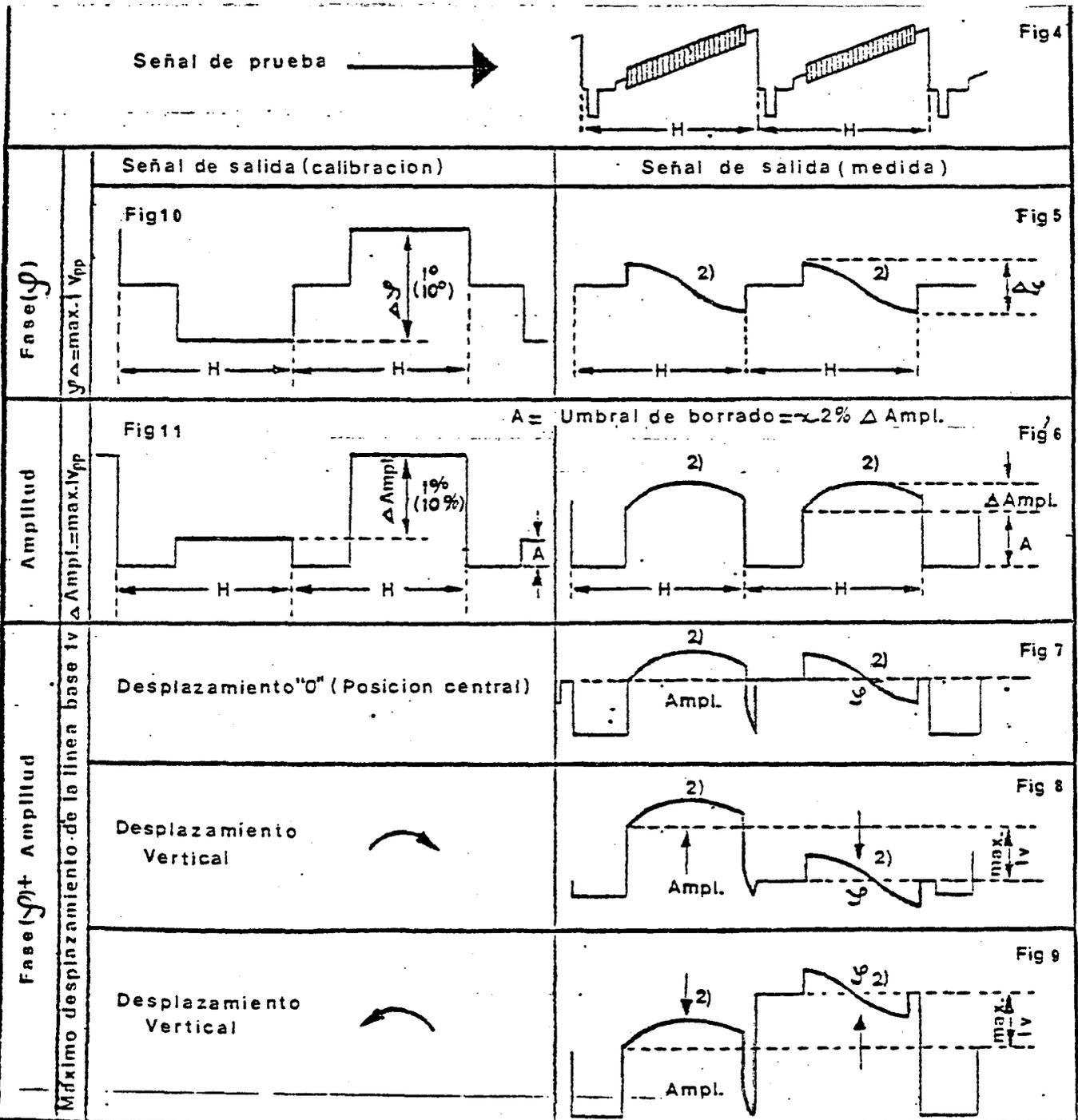
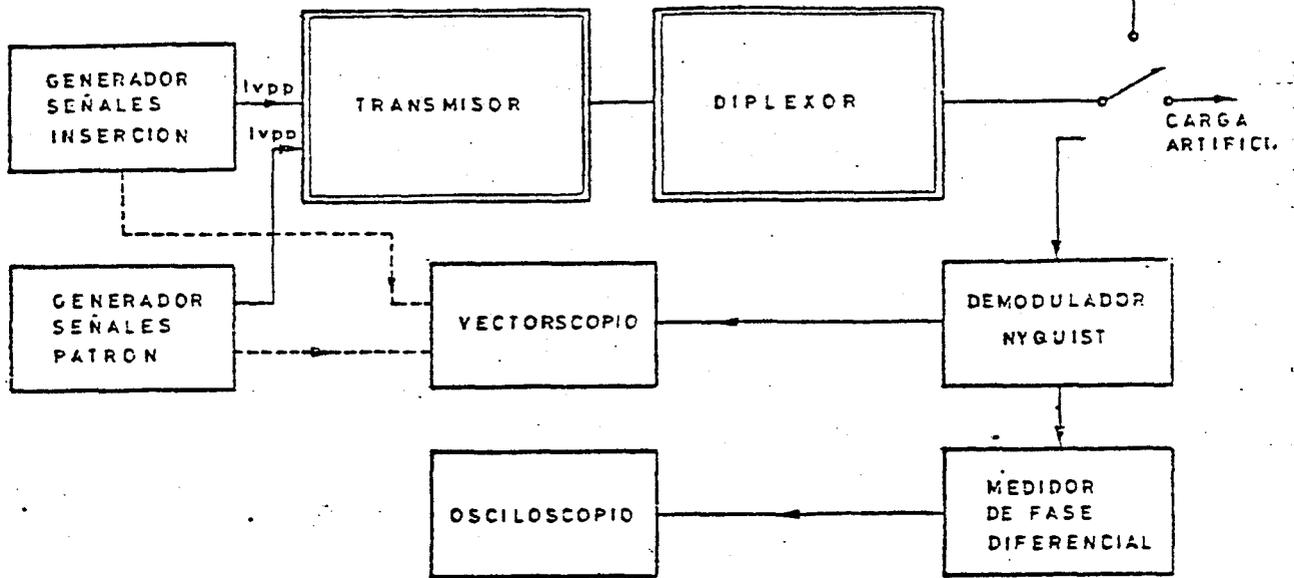
En el sistema PAL, que es un perfeccionamiento de NTSC, la inversión de fase línea a línea del vector de crominancia permite realizar una compensación, en el decodificador, sobre los errores de matiz provocados por la fase diferencial. Puede ser admitida una veintena de grados.

El sistema SECAM, en el cual la sub-portadora de crominancia es modulada en frecuencia, es insensible a este fenómeno en tanto que la señal no presente variación brusca, pero el error de fase se traduce por una modulación de frecuencia parásita en el momento de las transiciones rápidas que arrastran franjas coloreadas parásitas.

Esta medida puede ser efectuada con ayuda del vectorscopio o midiendo la fase diferencial sobre la línea test tras el filtrado.

El vectorscopio hace una comparación entre la fase de señal a la entrada y la de la señal a la salida desmodulada del emisor y visualiza sobre un osciloscopio esta diferencia.

DIAGRAMA GENERAL



## MEDIDA DE GANANCIA DIFERENCIAL

Una señal diferencial de 4,43 MHz es superpuesta a un diente de sierra variable de 0,2 V a 0,95V. La distorsión de amplitud crea una modulación de señal HF que depende del nivel del escalón que soporta esta señal y del valor medio de la señal de luminancia.

La medida es realizada con la señal representada en la fig. 13 y una sub-portadora de 150 mVcc. Pudiendo variar la tasa de distorsión con la componente media de la señal video, la medida se hará ya sobre la línea test, pudiendo variar el contenido de la imagen del negro al blanco, sea sobre un diente de sierra las cuatro línea, estando las otras 3 líneas en negro o en blanco.

La señal a 4,43 MHz, extraída de la señal video por el filtro paso-alto del osciloscopio, es seleccionada sobre la línea en diente de sierra. Se mide la pérdida de amplitud en porcentaje con referencia a la amplitud máxima de la señal filtrada.

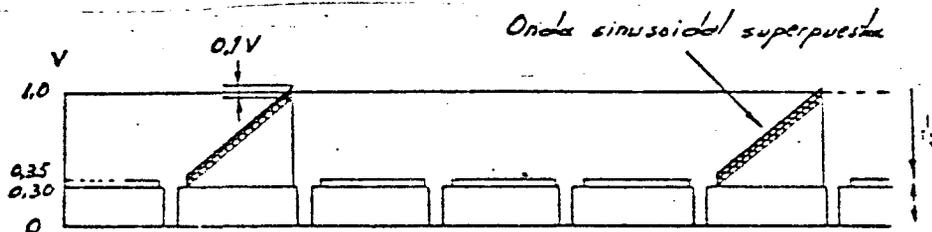


Fig. 1 . . . Señal de prueba nº 3.

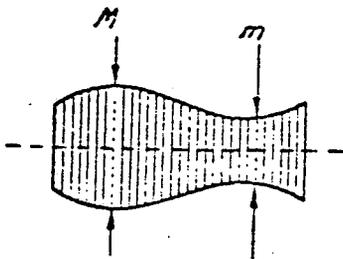


Fig: 2 . Señal en diente de sierra modulado, después de filtrar.

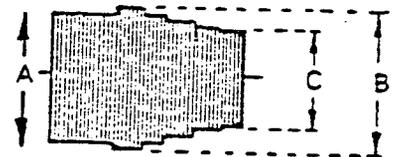


Fig. 3 . Señal en escalera modulada, después de filtrar.

## IMPEDANCIA DE ENTRADA VIDEO

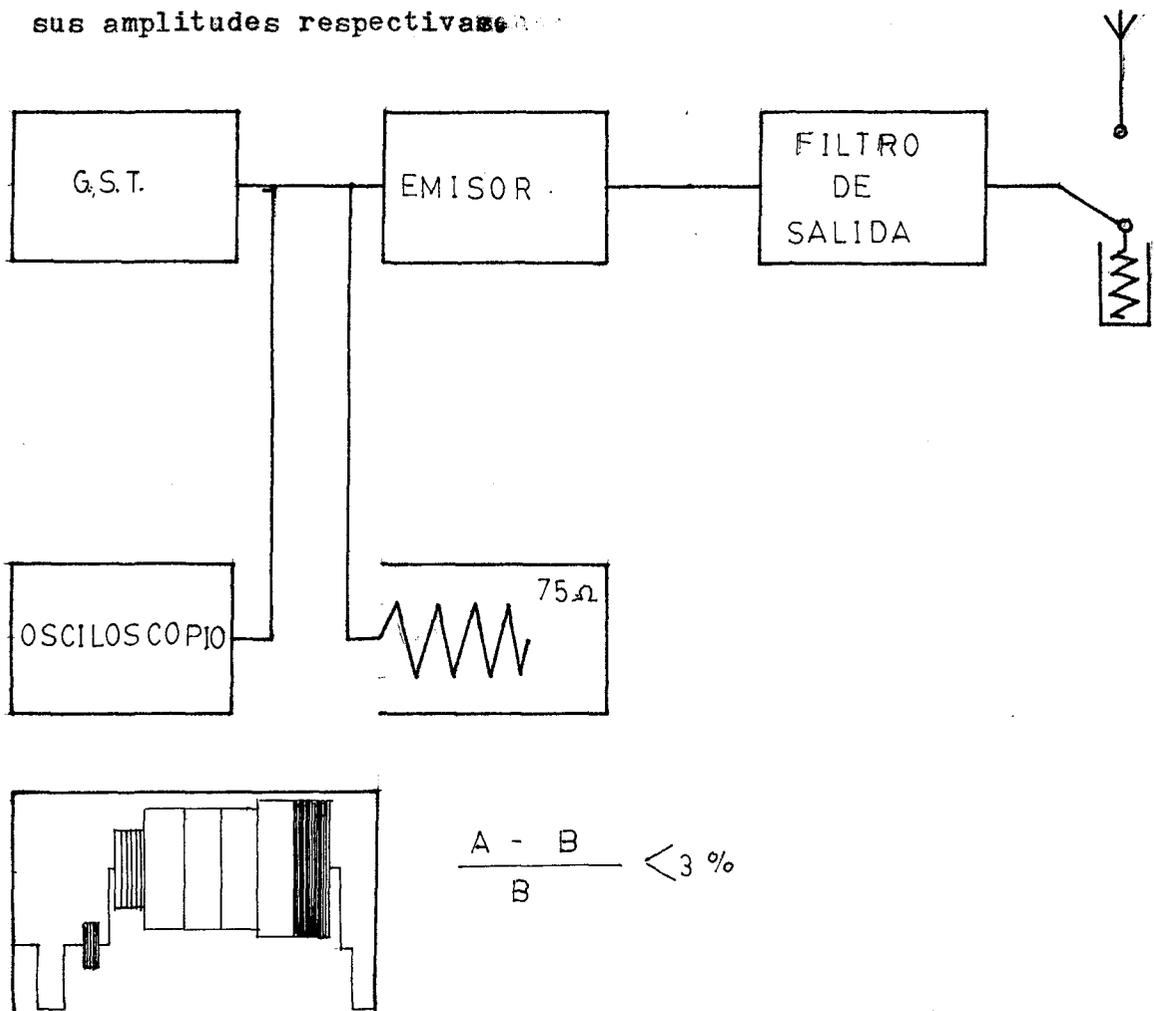
La impedancia de entrada del emisor deberá ser de 75  $\Omega$ , siendo esta medida por comparación con una carga patrón.

### 1) Frecuencias bajas:

La desviación del nivel de luminancia medida directamente con el osciloscopio debe quedar en la tolerancia especificada, cualquiera que sea el punto de medida tomado en toda la duración de la barra de la línea en blanco (ausencia de arrastre).

### 2) Frecuencias altas:

La impedancia para las frecuencias medias y altas es correcta si la desviación de amplitud de las salvas es inferior a 3% es decir, que prácticamente las salvas conservan sus amplitudes respectivas.



## MEDIDA DE T.P.G. (tiempo de propagación de Grupo)

El retardo de grupo es una forma de distorsión donde las diferentes frecuencias de la banda video a transmitir no tienen el mismo tiempo de tránsito en el interior del sistema utilizado (este retardo es sobre todo provocado por las sobretensiones de los circuitos tales como los filtros de puesta en forma de banda lateral atenuada a corce de banda). La posición relativa, en el tiempo, de estas diferentes frecuencias va a encontrarse modificada para alterar la calidad de la transmisión.

En un emisor, el tiempo de propagación de fase ( tiempo invertido por la raya de pulsación  $\omega$  para atravesar la cadena de transmisión es la relación (fig. 15):

$$t_p = \frac{\varphi}{\omega} \quad (W)$$

El T.P.G. es el tiempo de transmisión de un grupo de ondas que ocupa una anchura de banda infinitamente pequeña. Esta está representada por la pendiente de la curva; esta es la derivada de la característica de fase:

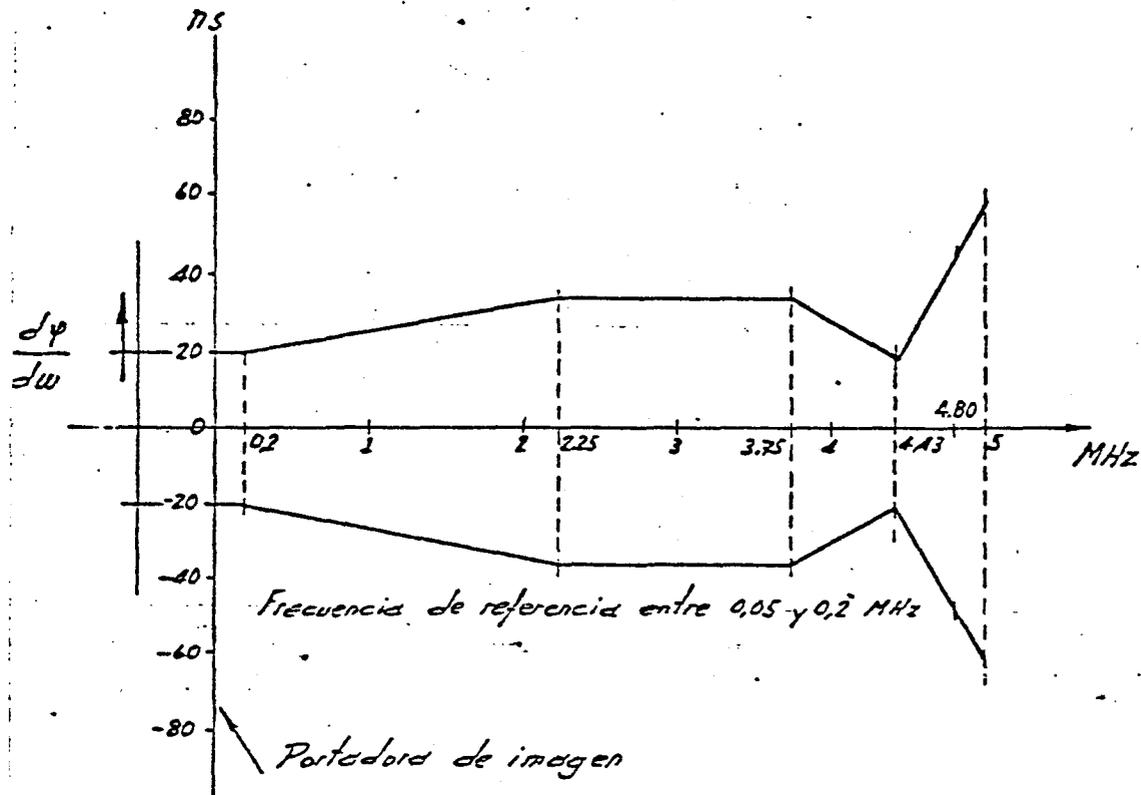
$$t_g = \lim_{\Delta \omega \rightarrow 0} \frac{\Delta \varphi}{\Delta \omega} = \frac{d\varphi}{d\omega}$$

$$W \rightarrow 0$$

Este T.P.G. debe presentar un valor aproximado constante y  $t_g - t_{g0}$  debe estar comprendida en el límite del galibo de la especificación. La referencia  $t_{g0}$  estará tomada en una frecuencia de referencia  $f_0$  (fig. 16).

El principio de la corrección de T.P.G. consiste en retrasar algunas de las frecuencias más favorecidas para reponerlas en posición con relación a las que son retardadas.

Se compara entre la entrada del emisor y la salida del demodulador (sin eliminador) la fase de una señal 20KHz modulando una señal video en la banda 100 KHz a 7 MHz. La desviación sobre el T.P.G. hace aparecer una desviación del desfase de las señales 20 KHz que es medida por ejemplo con ayuda de una línea de retardo escalonada. Traducido directamente en mansegundos por el L.F.M., este desfase es visualizado sobre el videoscopio.



Frecuencia (MHz)	$d\phi/d\omega$ (ns)	Tolerancia (ns)
0,2	0	$\pm 20$
1,00	0	$\pm 25$
2,25	0	$\pm 35$
3,00	0	$\pm 35$
3,75	0	$\pm 35$
4,43	0	$\pm 20$
4,80	0	$\pm 45$
5,0	0	$\pm 60$

CARACTERISTICA DE RETARDO DE GRUPO DEL EMISOR  
 SIN FILTRO CORRECTOR DEL RECEPTOR.  
 DIAGRAMA DE TOLERANCIAS.

Fig.1

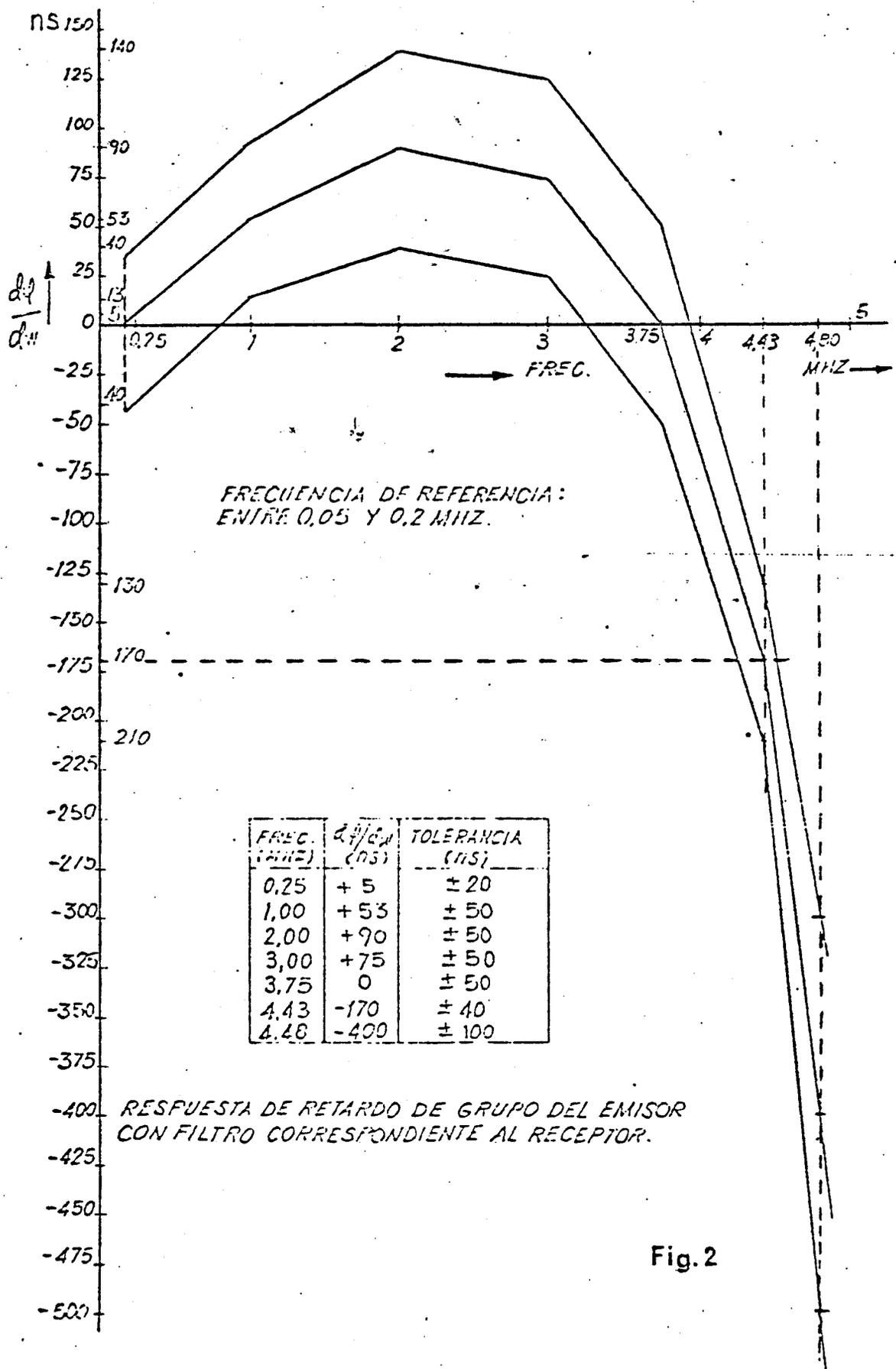
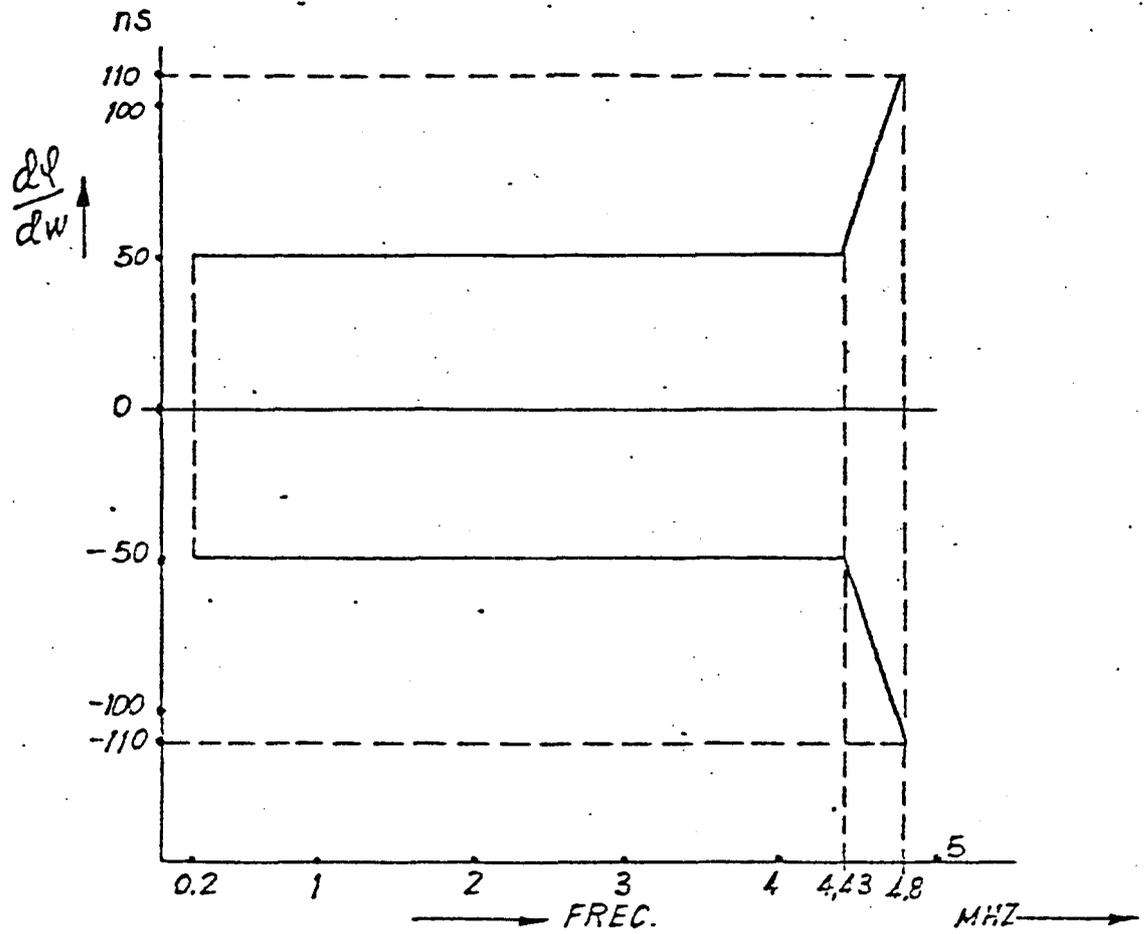


Fig. 2



FRECUENCIA DE REFERENCIA:  
ENTRE 0,05 Y 0,2 MHZ.

RESPUESTA DE RETARDO DE GRUPO  
DEL CONJUNTO (EMISOR+DEMODULADOR.)

Fig.3

## RESPUESTA AMPLITUD FRECUENCIA

### Anchura de Banda R.F.

La característica amplitud-frecuencia de la señal R.F. es tomada en el analizador de espectro, fotografiadas con wobulación para las medidas simplificadas y trazadas simultáneamente punto por punto en el galibo de la especificación.

El conexionado de los aparatos es el de la fig.9.

El punto de referencia en amplitud es tomado a 1,5 MHz de la frecuencia portadora imagen.

En el lado de la banda lateral atenuada, los puntos característicos son -0,5 MHz, -0,75MHz.

A partir de -1,25 MHz, todas las amplitudes deben ser inferiores a -20 dB y el -4,43 MHz inferior a -32 dB.

En el lado banda transmitida, los puntos característicos serán +4,43 MHz y a partir de +5,5 MHz cualquier subida fuera de banda debe ser inferior a -20 dB.

### Anchura de Banda Diferencial

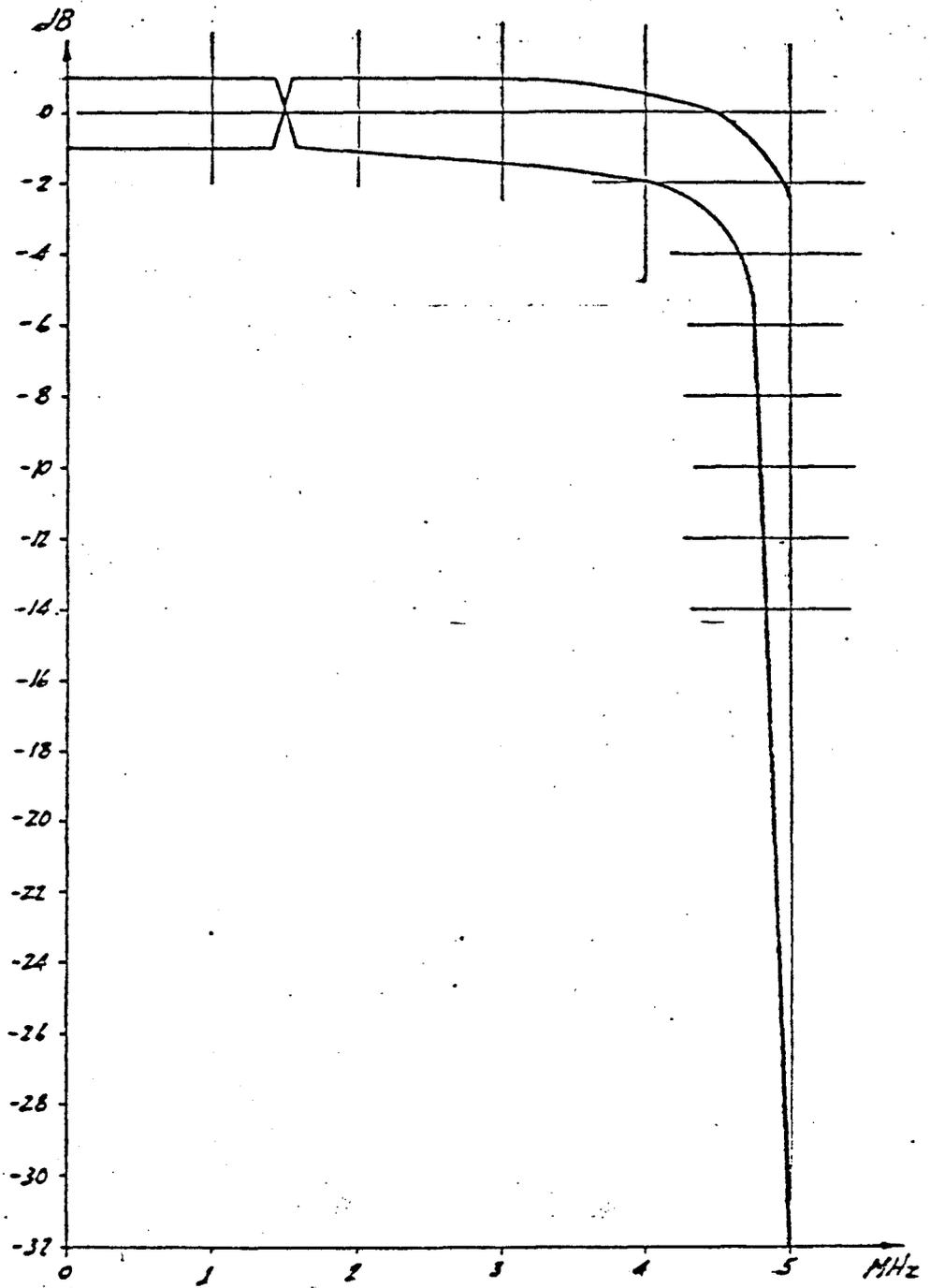
Es la medida de la ganancia en función de la frecuencia efectuada con ayuda de una señal sinusoidal de frecuencia video y de amplitud constante, superpuesta a un nivel de ganancia variable (400 a 900 mV).

La conexión de los aparatos es realizada según fig. 10.

La medida del analizador de espectro es difícil por debajo de 100 KHz. La amplitud de la señal wobulada es de 100 mV c/c en negro y después en blanco. Esto permite verificar el comportamiento del emisor para débiles señales. En presencia de distorsiones no lineales y siguiendo de banda de paso de video tras la detección los dos tipos de medidas pueden dar resultados ligeramente diferentes.

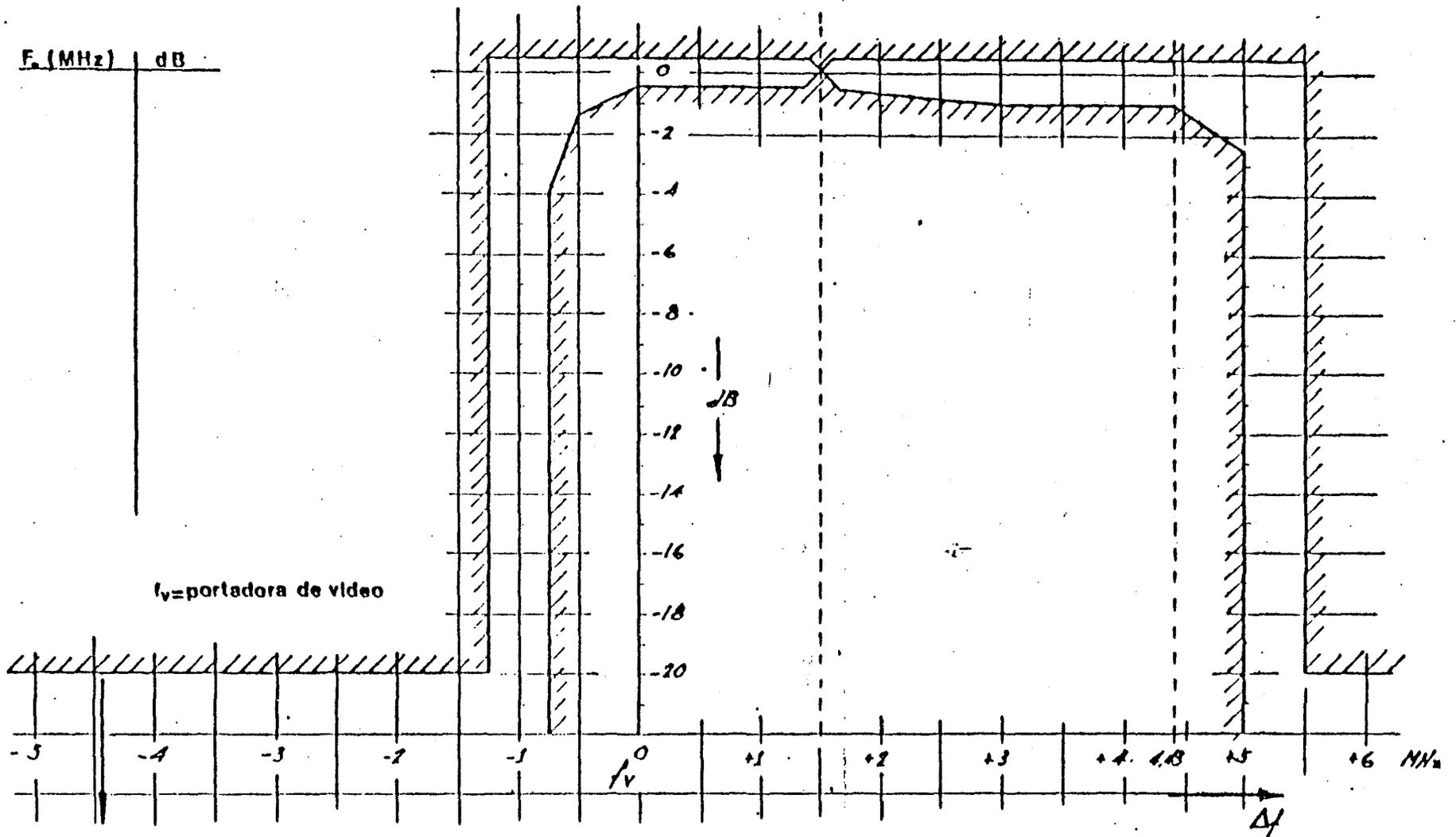
La medida con filtro eliminador de sonido sobre desmodulador aporta una distorsión al pie de portadora debida al desmodulador. La banda se ve así afectada a las frecuencias elevadas.

f (MHz)	tol. (dB)
0-0,15	+1/-1
1,5	nivel de referencia
3	+1/-1,5
1	+0,5/-2
4	0/-2,5
4,75	-1/-6
5	-2,5/-32,5



CARACTERISTICA AMPLITUD/FRECUENCIA GLOBAL DE EMISOR DE IMAGEN + DEMODULADOR NYQUIST. DIAGRAMA DE TOLERANCIAS.

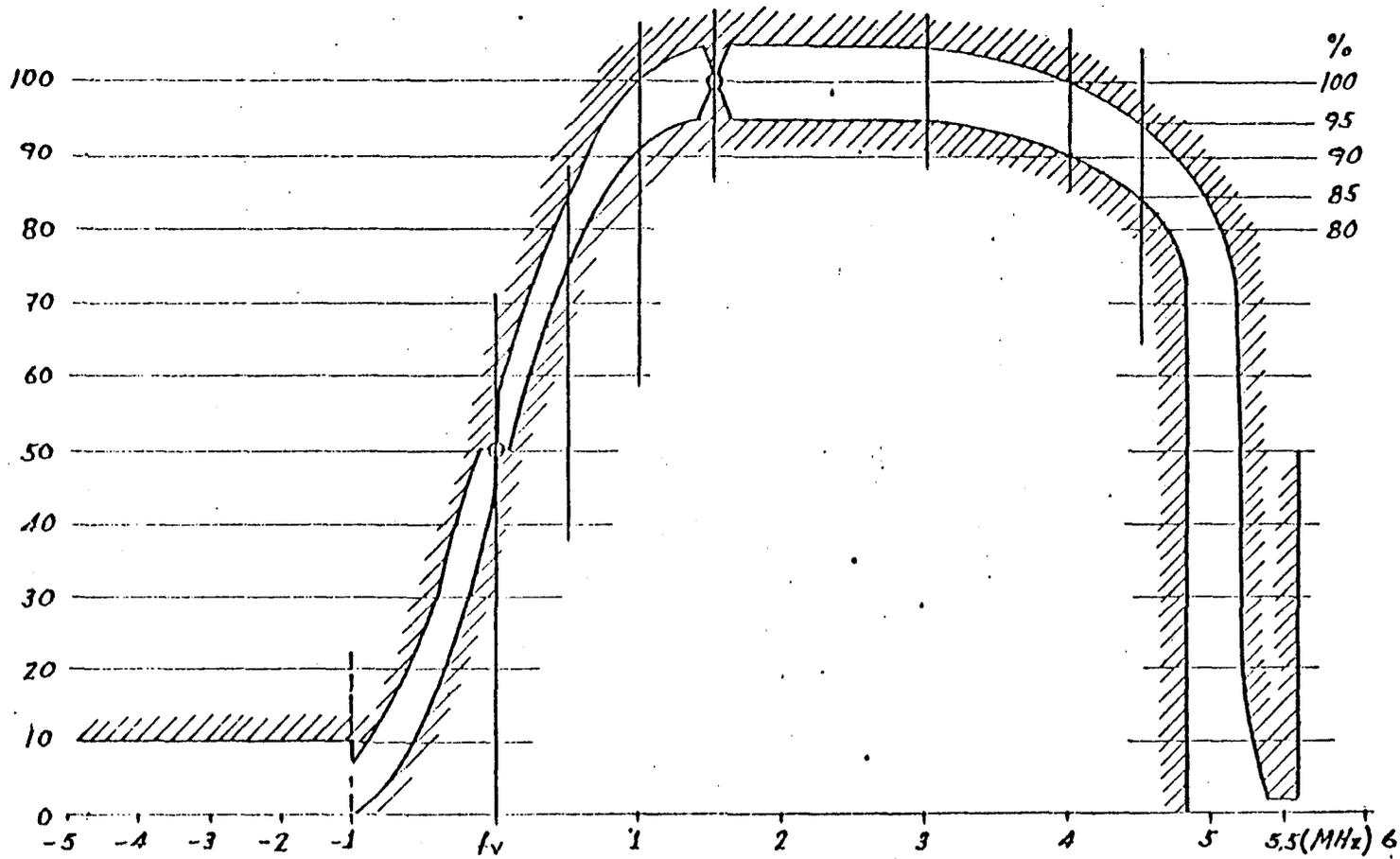
Fig.2



CARACTERÍSTICA AMPLITUD/FRECUENCIA DEL EMISOR DE IMAGEN.  
 DIAGRAMA DE TOLERANCIAS.

Fig.1

— Antena artificial — — Antena real



CARACTERÍSTICA AMPLITUD/FRECUENCIA DEL DEMODULADOR NYQUIST  
 DIAGRAMA DE TOLERANCIAS.

Fig 1

## MEDIDA DE LINEALIDAD EN BAJA-FRECUENCIA

Entre el negro y el blanco de una imagen toda la gama de grises debe ser reproducida con fidelidad. Para ello las señales son necesariamente transmitidas con una curva de respuesta lineal de la amplitud de salida en función de la amplitud de la entrada.

La amplitud de los peldaños de una escalera lineal sufre una modificación debida a las no linealidades de los amplificadores. Se mide la respuesta amplitud-amplitud para las frecuencias bajas ( 1 MHz) por derivación de señal para aumentar la precisión de la medida.

La presencia de la sub-portadora color sobre una de las tramas puede modificar la tasa de distorsión. Se distingue entonces:

- La trama de luminancia sola, escalera sin sub-portadora.
- La trama de luminancia + sobre portadora.

La tasa de distorsión puede así variar con la componente media de la señal video. La medida podrá entonces hacerse sobre la línea test, el contenido de la imagen puede variar del negro al blanco o sobre una escalera en todas las cuatro líneas, escande las tres líneas restantes alternativamente en negro o en blanco.

La señal en escalera, tras el paso un filtro paso bajo, presenta impulso proporcionales a la amplitud de los peldaños. Se podrá analizar separadamente las tramas con sub-portadora y sin sub-portadora así como la señal al negro y luego al blanco.

La linealidad BF está limitada por la pérdida de amplitud en porcentaje del más pequeño impulso de una escalera sobre la misma trama.

Se podrá verificar la desviación entre las dos tramas por la diferencia de amplitud de los dos peldaños del mismo nivel de luminancia, una con sub-portadora, otra sin sub-portadora.

## CIRCUITO DE TRABA

### AUTOMATISMOS

El circuito de traba se encarga del conexonado, progresivo en el orden conveniente de los distintas etapas del transmisor o la red eléctrica, así como la vigilancia del cumplimiento de este orden y de la protección de las distintas unidades de potencia más delicada de la instalación.

### PUESTA EN FUNCIONAMIENTO DEL EMISOR

Presionando el botón pulsador "Marcha" del panel de mando y señalización 110 (un impulso, es aplicado sobre las bobinas I de 4 los relés bienestables C1, C2, C4, C5, hace bascular estos sobre su posición correspondiente a la excitación de estas bobinas.

Los relés entregan 4 informaciones principales:

- Orden conexión ventilación/caldeo (+12V) por el relé C1.
- Orden conexión HT (masa) por el relé C2.
- Orden conexión RF Imagen (masa) por el relé C4.
- Orden conexión RF Sonido (masa) por el relé C5.

La señalización de estas informaciones está asegurada por los 4 visores LED verdes A1, A2, A4, A5 que son alimentadas.

#### Ventilación/caldeo

Condiciones necesarias:

- Orden conexión ventilación/caldeo
- Presencia y rotación correcta de las fases del sector.
- Presencia 24 Voltios.

#### Aplicación del caldeo a semi-tensión

Condiciones necesarias: Informaciones de ventilación

1,2,3 presentes:

#### Caldeo a plena tensión tras temporización de 50 segundos

Condición: Informaciones de caldeo-presente.

#### Alimentación de la cadena de seguridad tras temporización

de 10 segundos

- Condiciones necesarias:
- ventilaciones efectivas.
  - fin de precaldeo a U nominal

### Aplicación de la polarización

- Condiciones necesarias:
- orden conexión HT (relé
  - cadena de seguridad alimentada y cerrada.
  - sin fallos.

### Aplicación de la tensión de ánodo

- Condiciones necesarias:
- orden conexión
  - orden conexión ventilaciones
  - órdenes de polarización efectuados
  - informaciones de presencia polarización

### Aplicación de la tensión de pantalla

Condición: Presencia de HT

### Aplicación de RF Imagen

- Condiciones necesarias:- tensiones pantallas efectivas
- orden conexión RF Imagen

### Aplicación de la RF Sonido

- Condiciones necesarias: -tensiones de pantallas efectivas
- orden conexión RF Sonido

### Parada del emisor

Presionando sobre el botón-pulsador "parada" del panel de mandos y señalización un impulso es aplicado sobre las bobinas II de los relés bienestables C1,C2,C4,C5 hace bascular estos sobre su posición correspondiente a la excitación de estas bobinas. Los niveles de las cuatro informaciones que entregan estos relés para la función "marcha" son invertidos y van a bloquear los mandos lógicos de los relés de puesto en funcionamiento provocando así la parada del emisor.

### Post-ventilación

La ventilación del emisor es mantenida tras la parada durante una duración ajustada a 5'

## Funcionamiento fraccionado

La puesta en funcionamiento (o parada) del emisor puede efectuarse por etapas por medio de 4 inversores A1, A2, A4 y A5.

- Una presión sobre A1 hace bascular el relé biestable C1 sobre la posición I, de ahí la aplicación de la información "orden conexión ventilación caldeo". El emisor está puesto en funcionamiento hasta el estado "fin de precaldeo a tensión nominal".

- Una presión sobre A2 hace bascular el relé biestable C2 sobre la posición I, de ahí la aplicación de la información "orden conexión HT". El emisor prosigue su funcionamiento hasta la aplicación de la tensión pantalla.

- Una presión sobre A4 hace bascular el relé biestable C4 sobre la posición I, de ahí la aplicación de la información "orden conexión RF Imagen". El emisor puede proporcionar la potencia RF Imagen.

- Una presión sobre A5 hace bascular el relé biestable C5 sobre la posición I, de ahí la aplicación de la información "orden conexión RF Sonido". El emisor puede proporcionar la potencia RF Sonido.

## CORTE SECTOR

### Corte sector de duración inferior a 5 segundos

En caso de que el corte del sector no exceda a los 5 segundos las temporizaciones de 50 segundos de precaldeo a semi-tensión y de 10 segundos de precaldeo a tensión nominal, son suprimidas.

### Corte sector de duración superior a 5 segundos

El ciclo de funcionamiento se desarrolla normalmente, con temporización de 50 segundos de precaldeo a semitensión y temporización de 10 de 10 segundos de precaldeo a tensión nominal.

### PARADA POR FALLO

El funcionamiento del emisor puede ser interrumpida al nivel de la aplicación de la polarización por:

- Una sobre intensidad en el circuito de ánodo,
- Una sobre intensidad en el circuito de pantalla,
- Un R.O.E. de antena excesivo

Si el (o los) fallos persiste o se repite más de 3 veces en 10 segundos el emisor se pone sobre "parada por fallo". Alimentación desaparecido el fallo, la vuelta a funcionamiento no es posible más que efectuando una vuelta a cero de la memoria "parada por fallo".

Las informaciones de fallo proceden por una parte de la alimentación HT por las sobre intensidades Anodo y Pantalla y, por otra, en el caso de R.O.E. de la sonda situada en salida del emisor y asociada a un detector.