

CAPITULO 6

Amplificador de video

VI-1) Función y características del amplificador de video

La etapa amplificadora de video en los televisores transistorizados cumple una función similar al amplificador de video de los televisores a válvula. De acuerdo al esquema del receptor visto en el Cap. III-4. esta etapa sirve de nexo entre el detector y el tubo de rayos catódicos (Fig. 154). A su vez, desde el amplificador de video se toman señales para el canal de sonido, el control automático de ganancia y el separador de sincronismos.

La necesidad de un amplificador previo al tubo de rayos catódicos se debe al hecho que el detector entrega una señal de 3 Vpico aproximadamente, necesitándose una señal de 60 Vpico para excitar convenientemente al T.R.C.

Antes de analizar en detalle esta sección del televisor, es importante recordar algunas de las características de la señal de video compuesta, tal Como aparece a la salida del detector.

La portadora de video, modulada en amplitud. lleva la información correspondiente a imagen o video acompañada de la información de sincronismo.

Una vez detectada esta portadora se obtiene en definitiva la señal de video y sincronismo conocida como señal de video compuesta (Fig. 155).

En el espacio comprendido entre el máximo valor de tensión Vmax. (100%) y el 75% de su-valor se encuentran los pulsos de sincronismo.

Fig. 154.- Ubicación relativa del amplificador de video.

Estos valores de tensión no dependen de la figura transmitida. Entre el 75% y el 10% aproximadamente se encuentra la señal correspondiente a la información de video: esta forma de onda dependerá de la imagen transmitida. El valor mínimo que alcanza esta señal (10%) corresponde al máximo blanco (máxima corriente en el T.R.C.).

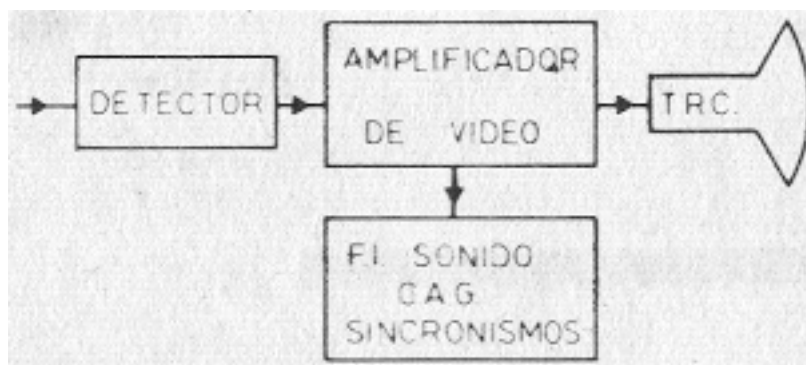
Por debajo de esta 10% queda una zona sin información que sirve como margen de seguridad para el proceso de inter modulación que produce la frecuencia intermedia de sonido (inter portadora de 4,5 MHz).

Cuando se hizo referencia al detector de video se analizó el fenómeno producido por la presencia de dos portadoras de distinta frecuencia (portadora de video y sonido respectivamente) en el circuito alineal que presenta el diodo. En realidad, a la salida del detector se encuentra la señal de video compuesta sumada a la inter-portadora de sonido de 4,5 MHz (Fig. 156).

Si bien la inter-portadora de sonido no tiene nada que ver con la imagen propiamente dicha, por razones prácticas suele amplificarse a través del amplificador de video juntamente con la señal de video. De esta manera se obtiene una preamplificación adicional de F.I. sonido.

Los 4,5 MHz actúan como una interferencia para la señal de video, siendo necesario recurrir a filtros que eviten su llegada al T. R. C.

El rango de frecuencias que cubre la señal de imagen es muy amplio. En las normas argentinas se extiende desde frecuencia cero (tensión continua) hasta frecuencias de 4 MHz (III-1).



Para tener una idea de la magnitud de estas cifras la Fig. 157 compara el espacio ocupado por una señal de imagen y el espectro de frecuencias correspondientes a las emisoras de radio en onda larga y corta, incluyendo además las frecuencias de audio.

Fig. 155.-Señal de vídeo compuesta (salida del detector).

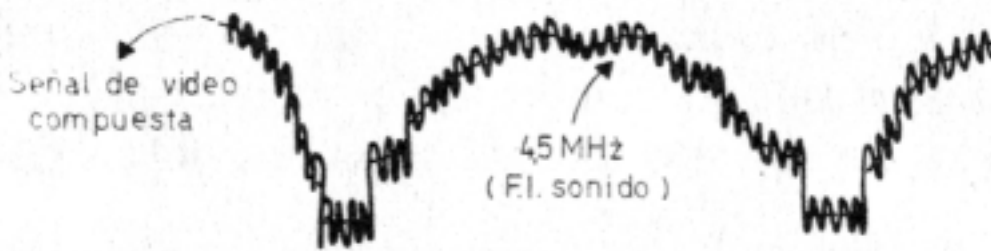
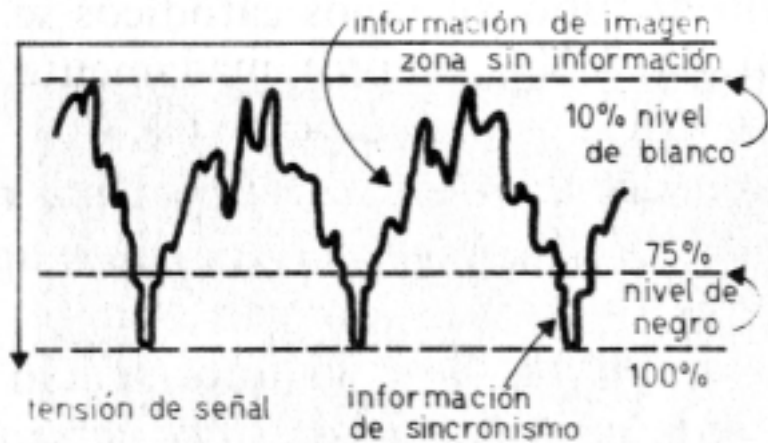
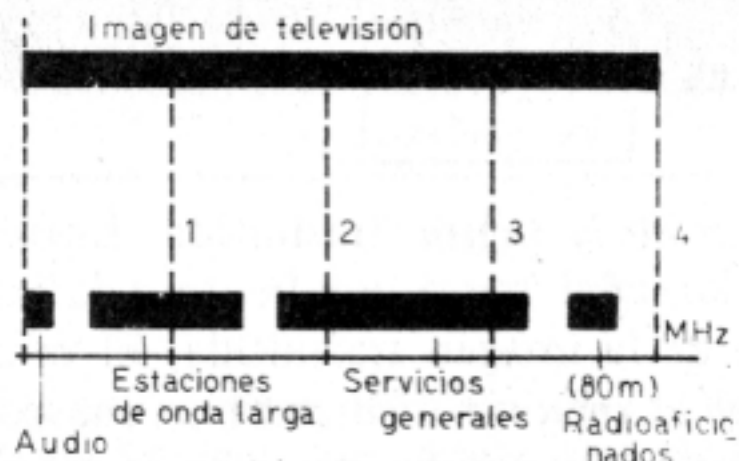


Fig. 156.- Inter-modulación entre la portadora de vídeo y sonido (4,5 MHz).

MHz).

Fig. 157.- Espacio ocupado por la señal de imagen en el espectro de frecuencias.



VI-2) Limitaciones del amplificador en frecuencias bajas

La única limitación para frecuencias bajas que existe en los amplificadores reside en el acoplamiento capacitivo entre etapas. La presencia de un capacitor elimina drásticamente la componente continua que pueda existir en cualquier señal. Un amplificador de vídeo ideal debería estar compuesto de etapas acopladas en forma directa, o en otras palabras, debe actuar como amplificador de continua desde el detector hasta el T.R.C. Este tipo de amplificador no se encuentra frecuentemente en los televisores comerciales, aunque técnicamente no presenta problemas de diseño difíciles de superar.

En lo que respecta a frecuencias bajas, un capacitor de acoplamiento representa un camino de alta impedancia que reduce las posibilidades de amplificación del circuito.

Fig. 158.-- Limitación en baja frecuencia.

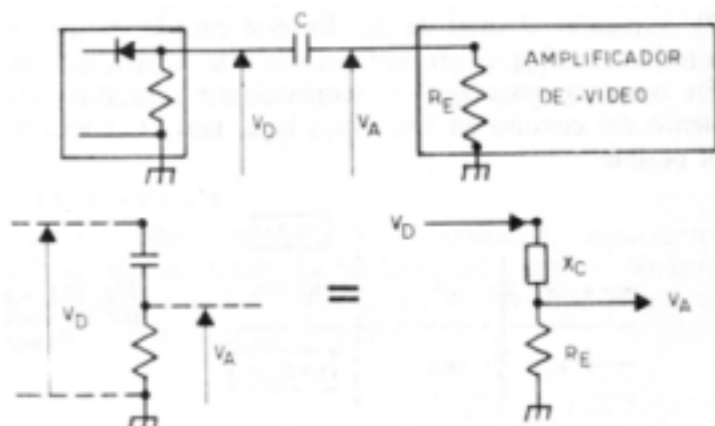


Fig. 159.-
Efecto de
la
reactancia
capacitiva.

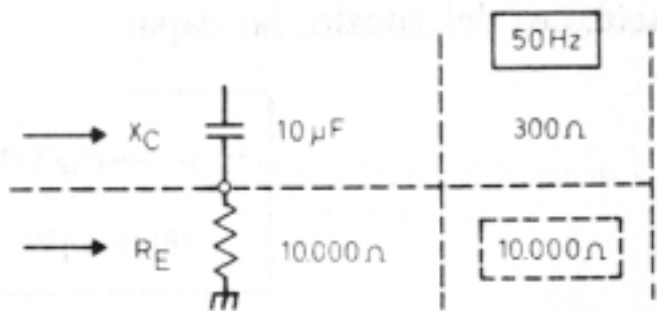
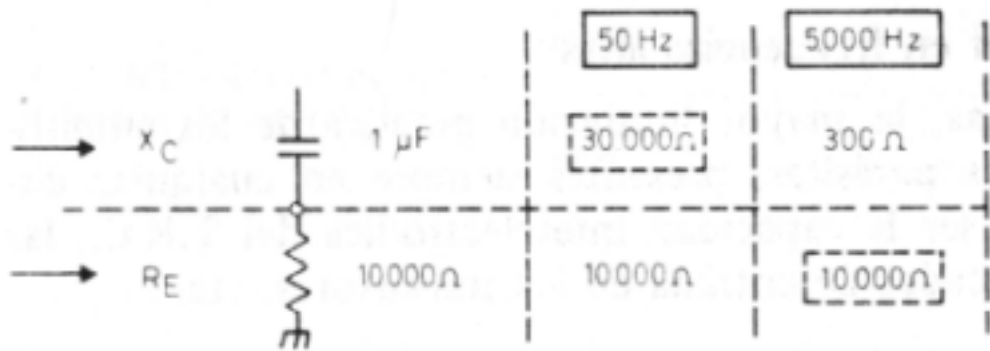


Fig. 160.- Al aumentar C. se reduce su reactancia Xc.

Supongamos el caso de una etapa (por ejemplo el detector) acoplada a una segunda etapa (el amplificador de video) por medio de un capacitor (Fig. 158).

El circuito formado por el capacitor (reactancia Xc) y la resistencia de entrada del amplificador (indicado como un resistor Re) es un divisor de tensión; la tensión VA dependerá de

los valores que tomen ambos componentes. Mientras que Re no modifica su valor para cualquier frecuencia, la reactancia del capacitor Xc depende de la frecuencia de la señal de entrada VD- Por ejemplo, la Fig. 159 muestra un circuito formado por un capacitor de 0,1 μF y un resistor de 10.000 ohms. Se observa que para una frecuencia de 50 Hz el capacitor tiene una reactancia de aproximadamente 30.000 ohms, tres veces mayor que el valor del resistor. Prescindiendo del problema de fases que introduce este capacitor se deduce que la tensión sobre el resistor (VA) será apreciablemente menor que la tensión de entrada.

Si la frecuencia fuera 5.000 Hz, la reactancia del capacitor sería de solamente 300 ohms. Comparando este valor con el resistor notarnos que casi toda la tensión de entrada aparecerá sobre Re, puesto que Xc es pequeña.

Si deseamos que una señal de 50 Hz no sufra una atenuación tan apreciable podemos emplear dos caminos:

1) Aumentar el valor de C (Fig. 160). En este caso la reactancia capacitiva disminuye, aumentando la tensión de salida.

2) Aumentar el valor de Re. En este caso la comparación entre la reactancia y la resistencia deja de ser desfavorable y la tensión de salida aumenta (Fig. 161).

En resumen, para que el acoplamiento capacitivo no perturbe el comportamiento del circuito en frecuencia baja, tanto C como R deben tener el mayor valor posible.

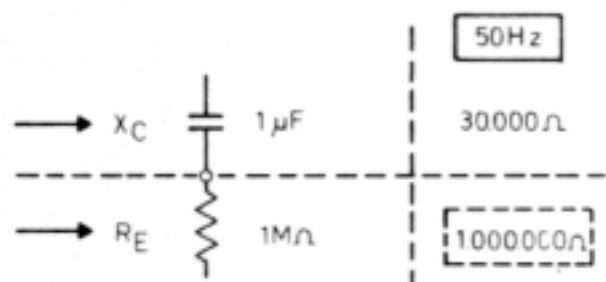


Fig. 161.- Xc es despreciable comparado con el alto valor de RE

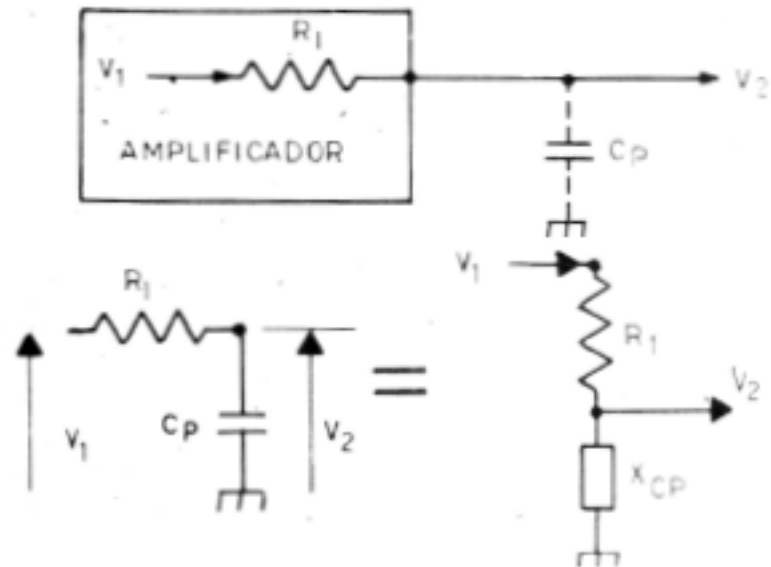
VI-3) Limitación del amplificador en frecuencias altas

En el caso de frecuencias altas, la mayor limitación práctica de los amplificadores reside en las capacidades parásitas, presentes siempre en cualquier circuito. Estas capacidades pueden ser la capacidad interelectrónica del T.R.C., las capacidades del zócalo, las capacidades de entrada de los transistores, etc.

Fig. 162. (sin comentario)

Todo amplificador tiene una dada resistencia interna, propia del diseño de su circuito. A su vez, las capacidades parásitas aparecen en paralelo con la salida de este amplificador (Fig. 162). Debido a esto, la salida de un amplificador real será un divisor de tensión formado por R_i (resistencia interna) y X_{cp} (reactancia capacitiva parásita).

Veamos qué sucede para distintas frecuencias si R_i vale 10.000 ohms y C_p vale 50 pF (Fig. 163). Cuando la frecuencia de la señal de entrada es 10 KHz, la reactancia capacitiva tiene un valor mucho mayor que R_i (300 Kohms contra 10 Kohms). Esto significa que la tensión V_2 va a diferir muy poco de la tensión V_1 .



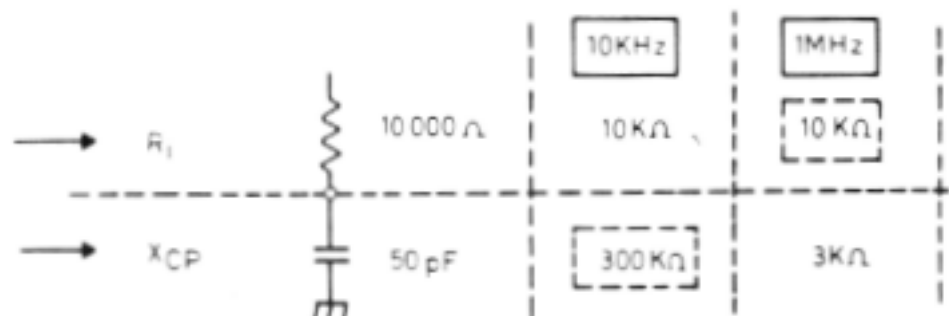
Cuando la frecuencia es alta, por ejemplo 1 MHz la reactancia capacitiva se reduce a sólo 3.000 ohms. En este caso la tensión V_2 va a ser menor que V_1 . Si aumentáramos aún más la frecuencia, la salida del divisor de tensión bajaría aún más.

Por tratarse de un circuito donde los componentes se encuentran invertidos con respecto al circuito visto en la Fig. 158, los efectos sobre la señal son inversos.

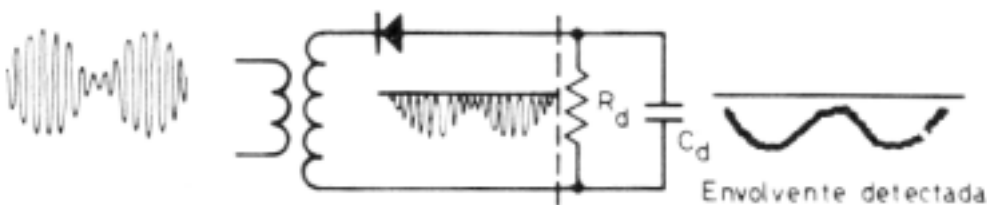
VI-4) Capacidades a la salida del detector

El detector con diodo, destinado a modulación de amplitud, requiere un capacitor en paralelo con el resistor de salida. La finalidad del mismo es obtener la envolvente de la portadora: los picos de tensión cargan el capacitor, el que se descarga con cierta lentitud sobre el resistor R_d (Fig. 164).

Fig. 163.-- Efecto de la reactancia capacitiva.



Fig, 164 - Detec-



ción de la envolvente,

Fig. 165:- Distor-
sión de la señal
de salida para
frecuencias
elevadas.

Si el capacitor C_d o el resistor R_d son grandes, el tiempo de descarga también será grande. Ocurriendo lo que muestra la Fig. 165, en lugar de obtenerse la envolvente se produce una señal de salida de menor amplitud, y distorsionada, Fig. 165b.

Por esta razón los detectores de video, que requieren detectar envolventes con componentes de frecuencia alta, utilizan valores de capacidad y resistencia reducidas (C_d : aprox. 70 pF y R_d : aprox. 3.000 ohms).

Aquí nos encontramos con un circuito que puede sufrir los efectos de las capacidades parásitas. Estas aparecen en paralelo con C_d , aumentando su valor y disminuyendo la respuesta del circuito para frecuencias altas.

VI-5) Amplificador con transistores: Etapa de entrada tipo seguidor-emisivo.

Cuando se trata de realizar un amplificador transistorizado de vídeo para acoplar, al detector surge un problema incómodo, los transistores tienen resistencia de entrada baja y capacidad relativamente elevada. Si bien desde el punto de vista de respuesta a frecuencias altas ambos factores se compensan cuando forman parte de la carga del detector. La baja impedancia exige que esta etapa entregue una cierta cantidad de potencia no siempre fácil de conseguir.

Para solucionar este inconveniente, en prácticamente todos los televisores transistorizados actuales se utilizan un recurso expeditivo entre la salida del detector y la entrada del amplificador se intercala un circuito adicional que actúe como adaptador de impedancias. Este circuito no es otra cosa que un preamplificador realizado con transistor conexión colector común, conocido también con el nombre de seguidor emisor.

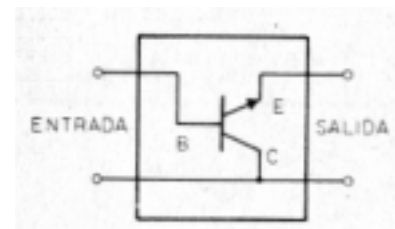


Fig. 166 - Seguidor Emisivo.

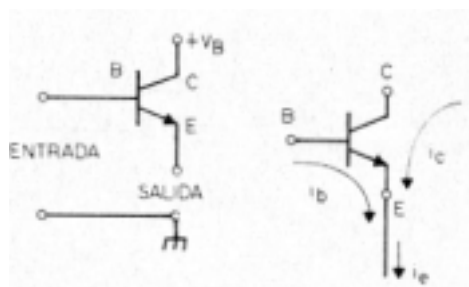


Fig. 167 - Corrientes de entrada (i_b) y salida (i_e)

En el Capítulo 1 se han tratado las distintas posibilidades que existen al conectar un transistor (I-10), El caso que nos interesa corresponde a la Fig. 166, donde se aprecia que la entrada del circuito es la base del transistor, y la salida es el emisor.

Las características, principales del seguidor emisor son las siguientes:

- 1) Alta impedancia de entrada
- 2) Baja impedancia de salida.
- 3) Amplificación prácticamente unitaria. (La tensión de salida es aproximadamente igual que la tensión de entrada).

Por medio de algunos ejemplos demostraremos estas características, analizando las ventajas que reportan al amplificador de vídeo.

Amplificación unitaria (A=1).

El punto clave del funcionamiento de los transistores es su capacidad de amplificar corriente (1.3).

Si fluye una corriente dada por el circuito base-emisor (i_b), Esta corriente muchas veces mayor (entre 100 y 500 veces son valores típicos) por el circuito de colector (i_c). Por el emisor circulan ambas corrientes en el mismo sentido (Fig. 167). La amplificación de corriente suele denominarse en los manuales con el término h_{fe} ó h_{21} , (la nomenclatura antigua la designaba beta)

Ejemplo: la ganancia de un transistor promedio del tipo BC148 es 300 veces. Si por la base circula corriente de 0,05 mA (i_b), por el colector circulará una corriente 300 veces mayor, o sea 15 mA (i_c).

La corriente de emisor es la suma de ambas, o sea 15,05 mA (i_e). Para los fines prácticos podemos redondear cifras y decir que la corriente de emisor es aproximadamente igual a 15 mA. O en otras palabras: la corriente de emisor es, salvo ligero error, igual a la corriente de colector.

Veamos ahora qué sucede en un seguidor emisor (colector común) con las tensiones de entrada y salida (Fig. 168).

Supongamos que circulan las corrientes del ejemplo anterior: corriente de base (i_b) = 0,05 mA y corriente de emisor (i_e) aproximadamente = 15 mA. De acuerdo a datos del Manual sabemos que la resistencia existente entre base y emisor del transistor es de 5.000 ohms, Fig. 168b. Con estos datos es muy fácil calcular las tensiones sobre la resistencia base-emisor (r_{be}) y la resistencia de 1.000 ohms.

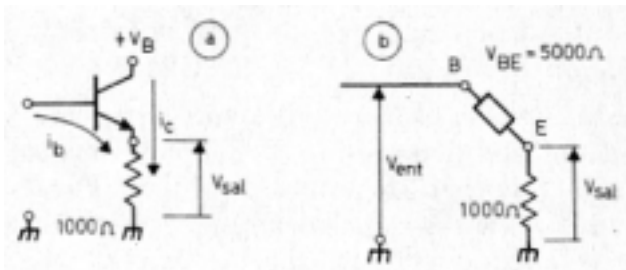


Fig. 168 - Análisis de tensiones y corrientes en un seguidor emisor con 1000 Ohms en emisor.

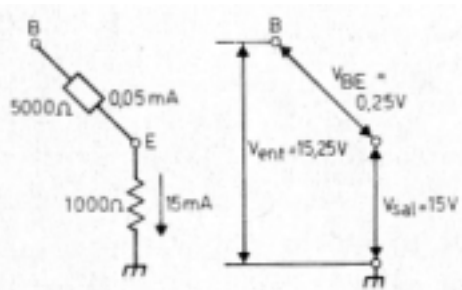


Fig. 169 - Tensiones en el circuito equivalente.

Fig. 170.- Seguidor emisor con 500 ohms en emisión.

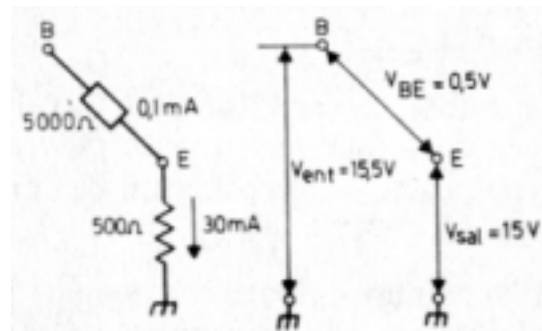
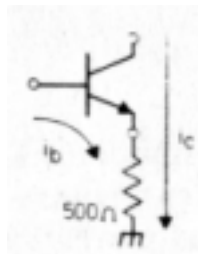


Fig. 171.- Tensiones y corrientes en el circuito equivalente.

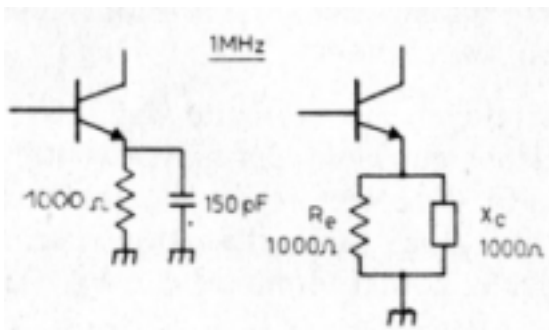


Fig. 172.- Conexión de un capacitor (150 pF) a la salida de un seguidor emisor: su reactancia (1 MHz) prácticamente no modifica el valor de amplificación unitaria.

En la Fig. 169 se indica el cálculo de estos valores; la tensión base-emisor (V_{be}) resulta 0,25 V y la tensión sobre el resistor de 1.000 ohms (V_{sal}) es 15 volts. Para conocer la tensión total de entrada basta con sumar ambas tensiones, lo que da un resultado de 15,25 V (V_{vent}).

Esto significa que si aplicamos entre base y masa una tensión de 15,25 V circularán por el transistor las corrientes indicadas, produciéndose entre emisor y masa una tensión de salida de 15 V. Puede observarse que las tensiones de entrada y salida son prácticamente iguales, lo que significa que la amplificación de este circuito es prácticamente igual a uno. A primera vista un amplificador que no amplifique no tiene ninguna utilidad. No obstante esta cualidad es muy importante para la función que debe cumplir en un amplificador de video. Para confirmar esto, presentaremos otro ejemplo.

En el circuito de la Fig. 170 se ha reemplazado el resistor original por otro de 500 ohms. Supongamos que ahora la corriente de base es 0,1 mA, y en consecuencia la corriente de emisor es aproximadamente 300 veces mayor, o sea 30 mA. Las tensiones serán las siguientes (Fig. 171):

Este resultado indica que si se aplica una tensión de 15,5 volts de base a masa, la salida será 15 volts. Nuevamente nos encontramos con un ejemplo que muestra cómo la tensión de salida es aproximadamente igual a la tensión de entrada. O sea que la ganancia sigue siendo prácticamente igual a uno.

Analicemos qué sucede si en paralelo con el resistor del primer ejemplo (1000 ohms) conectamos un capacitor de 150 pF y aplicamos una señal de entrada cuya frecuencia sea 1 MHz. La reactancia del capacitor a esta frecuencia es de 1000 ohms (Fig. 172). O sea que el paralelo de R_e y X_c estará en los 500 ohms (no es exactamente 500 ohms, por tratarse de componentes que producen defasajes distintos). De acuerdo a lo expuesto, tanto con 1.000 ohms como con 500 ohms la amplificación sigue siendo prácticamente uno, de donde se infiere que la presencia del capacitor afecta poco el comportamiento del circuito.

Con o sin capacitor habrá sólo una ligera diferencia en la tensión de salida. Este capacitor está representando en forma exagerada las capacidades parásitas, o la capacidad de entrada del amplificador de video con transistor.

En resumen, a la salida de un seguidor emisor podemos conectar circuitos de baja impedancia o capacidades parásitas relativamente grandes sin que por ello se afecte su comportamiento y tanto para frecuencias bajas como para frecuencias altas funcionará bien.

Los ejemplos dados se eligieron con corrientes y tensiones que permitieran un cálculo simple. En general el seguidor emisor utilizado en los televisores trabaja con señales de tensión más reducida.

Todo lo expuesto se sintetiza diciendo que el seguidor emisor es un amplificador de ganancia unitaria y baja impedancia de salida. Esto concuerda con las conclusiones sacadas anteriormente al hablar de la respuesta a frecuencias altas (VI-3; Figs. 162 y 163).

VI-6) Impedancia de entrada del seguidor emisor

Interesa conocer qué características tiene el seguidor emisor en la entrada. Para calcular la resistencia de entrada (entre base y masa) del ejemplo de las Figs. 168 y 169, podemos utilizar la ley de ohm.

Tensión de entrada (V_{ent}) = 15,25 volts Corriente de entrada (I_b) = 0,05 mA.

La resistencia de entrada será el resultado de dividir tensión por corriente: esta operación nos da un valor de 305.000 ohms, lo que representa una gran resistencia de entrada. Cuando el resistor de emisor es 500 ohms; haciendo un cálculo similar llegamos a una resistencia de entrada de 155.000 ohms, que también es un valor apreciable.

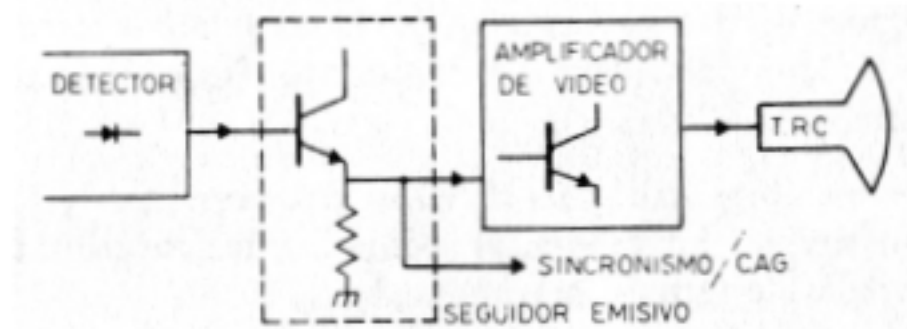
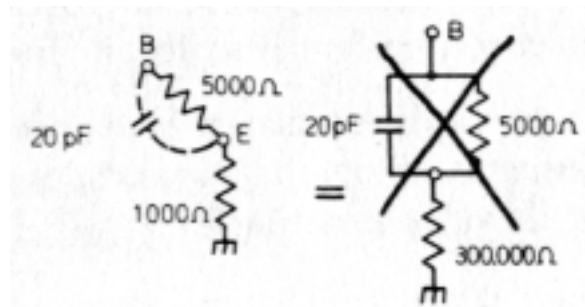
El seguidor emisor aparece a la entrada como un circuito de alta impedancia. El valor de esta impedancia es aproximadamente igual al producto de la impedancia de emisor por la ganancia de corriente (por ejemplo: 300 veces más grande que el resistor de 1.000 ohms). Si existen reactancias (capacidades parásitas) en emisor, éstas aparecen a la entrada como reactancias mucho mayores (por ejemplo: 150 pF en emisor aparecen en base como un capacitor de 0.5 pF).

El efecto de multiplicación de impedancias se produce sobre la impedancia de emisor solamente. Si queremos tomar en cuenta la resistencia y la capacidad propias del transistor entre los terminales de base y emisor, éstas se encontrarán en serie con la impedancia amplificada emisor-masa (Fig. 173).

En los ejemplos vistos la impedancia base-emisor es despreciable con respecto a la impedancia amplificada emisor-masa.

Fig. 173.- La resistencia y capacidad del transistor entre base y emisor están en serie con la impedancia amplificada.

Fig. 174.- Amplificador de vídeo completo.



Esta peculiaridad del seguidor emisor (alta resistencia y baja capacidad de entrada) lo convierten en un circuito apropiado para conectar a continuación del detector de vídeo.

La Fig. 174 muestra el esquema de un amplificador de vídeo completo. El seguidor emisor actúa

como circuito adaptador entre el detector y el amplificador de vídeo conectado al T.R.C. Es frecuente que las señales necesarias para las etapas de sincronismo y C.A.G. se tomen también desde este circuito: la baja impedancia de salida tolera cómodamente el agregado de las capacidades parásitas que implican estas derivaciones adicionales.

En algunos casos el transistor del seguidor emisor se emplea como preamplificador para F.I.S. (4,5 MHz), como se verá en el ejemplo del Sony 120 DW.

VI-7) Circuito Sony 120 DW

La Fig. 175 muestra el seguidor emisor utilizado en el receptor Sony 120 DW.

La señal de vídeo detectada se aplica a la base del transistor por medio de un capacitor electrolítico de 10 pF.

Se utiliza un valor alto de capacidad para obtener buena respuesta en frecuencias bajas. Es evidente que la presencia de este capacitor anula la componente continua de la señal de vídeo.

La tensión de salida se toma desde emisor. Por tratarse de un transistor PNP, el emisor se conecta a través del resistor de 2.700 ohms al potencial positivo de la fuente. Como la fuente cuenta entre sus extremos con capacitores de filtro de alta capacidad con respecto a la señal, este punto se puede considerar conectado a masa.

La señal de vídeo se aplica por un lado al amplificador de vídeo a través del capacitor electrolítico de 50 pF y por otro lado se deriva al circuito separador de sincronismos. Los resistores de 18 Kohms y 120 Kohms, actúan como polarización del transistor.

Para comprender cómo se polariza un seguidor emisor basta con tener en cuenta la característica de amplificación unitaria de este circuito. La tensión alterna de señal que llega por medio del capacitor se superpone a una tensión continua, dada por el divisor resistivo de base. A la salida (emisor) ambas tensiones aparecen prácticamente iguales debido a la ganancia uno.

Si no se superpone esta tensión continua, la señal alterna tomaría valores tanto positivos como negativos: al ser positiva el diodo base-emisor estaría polarizado en sentido inverso y no conduciría, quedando bloqueada la salida del amplificador.

En realidad la tensión continua de salida tiene un valor menor que la tensión continua de entrada debido a que el diodo base-emisor requiere una pequeña tensión inicial antes de iniciar la conducción (Fig. 176).

Un detalle interesante de este circuito es el método empleado para tomar la señal correspondiente a la frecuencia intermedia de sonido (4,5 MHz). Para esta frecuencia el transistor opera como un circuito del tipo emisor a masa.

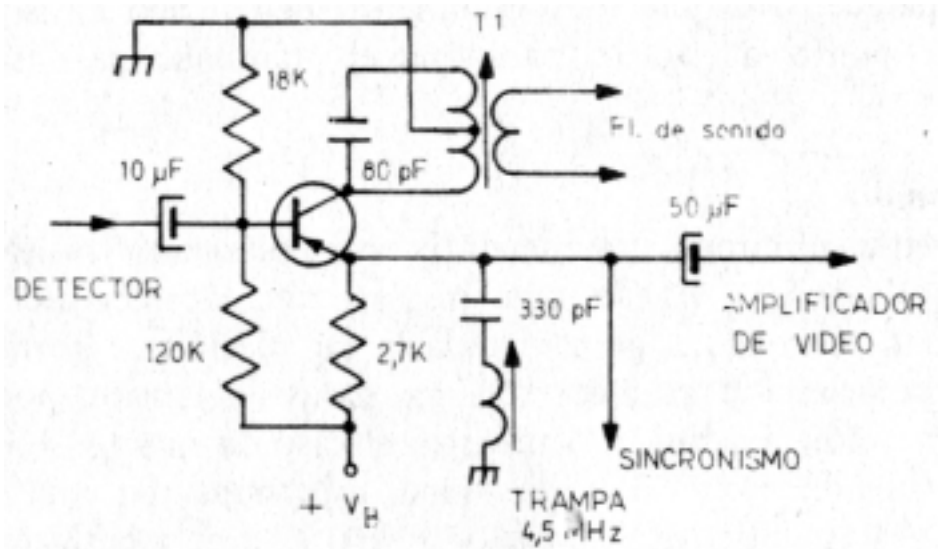
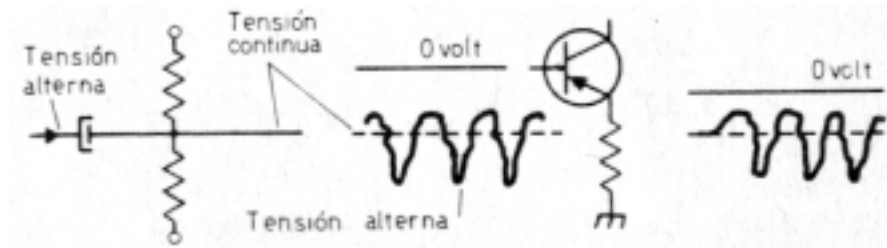


Fig. 175.- Seguidor emisorio del receptor Sony 120 DW.

Fig. 176.- La tensión continua de salida es menor que la de entrada.



Con el fin de anular el efecto interferente de 4,5 MHz sobre el amplificador de vídeo, se ha colocado en emisor un circuito resonante serie cuya frecuencia de resonancia es justamente 4,5 MHz (trampa 4,5 MHz). Esto significa que el emisor del transistor encuentra un cortocircuito a masa, siendo su salida nula para 4,5 MHz.

Esto significa que el emisor del transistor encuentra un cortocircuito a masa, siendo su salida nula para 4,5 MHz.

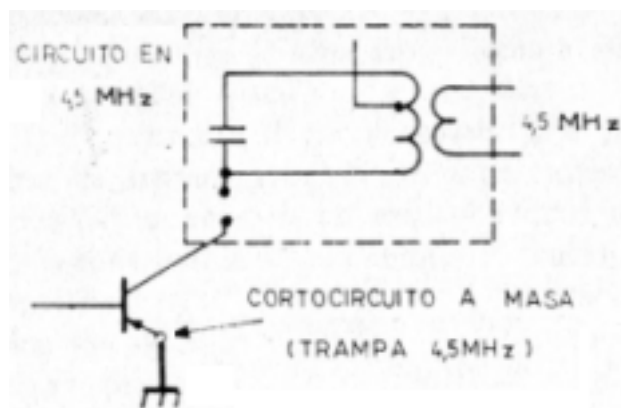


Fig. 177.- Para la frecuencia de 4,5 MHz, el circuito actúa como amplificador con emisor a masa.

A su vez, el transistor tiene conectado en colector un circuito resonante paralelo ajustado para la frecuencia intermedia de sonido.

El circuito equivalente, por lo tanto, será el de la Fig. 177, siendo un amplificador típico de radiofrecuencia con emisor a masa. Dado que este tipo de circuito tiene alta ganancia se consigue una amplificación adicional para el canal de F.I.S., empleando un único transistor con dos funciones simultáneas.

La interferencia debida a 4,5 MHz aparece en la pantalla del televisor como un granulado muy fino. Retocando la sintonía del circuito resonante por medio del núcleo de la bobina correspondiente a la trampa se puede observar que en un punto este granulado desaparece. Cualquier desplazamiento del núcleo en ambos sentidos alrededor de este punto de ajuste hace que el granulado se observe nuevamente.

VI-8) Perturbaciones en sonido

Si por fallas de componentes el circuito se encuentra mal polarizado (resistores del divisor de base fuera de valor), puede ocurrir un defecto típico de este circuito. La señal de vídeo determina en gran medida la circulación de corriente por el transistor, y si la polarización es incorrecta los picos de tensión podrá llevarlo al corte o a la saturación. La Fig. 178 muestra el caso de una tensión de polarización insuficiente. Cuando

la tensión de vídeo superpuesta a una baja tensión continua alcanza valores positivos (transistor PNP), el diodo base-emisor no conduce, cesando en consecuencia la corriente de colector (transistor bloqueado).

Fig. 178.- insuficiencia de la tensión de polarización.

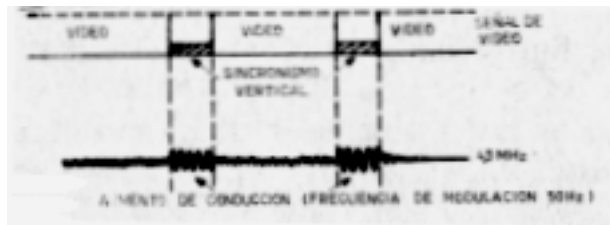
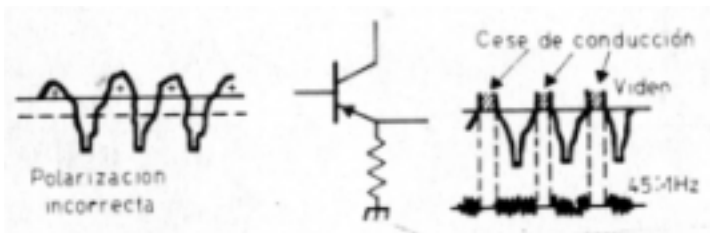


Fig. 179.- La superposición de modulación anormal produce ruido en audio (tableteo de baja frecuencia).

Durante estos instantes el amplificador no funciona y en consecuencia la señal de 4,5 MHz aparece interrumpida. La conducción del transistor ocurre principalmente en la zona correspondiente a los pulsos

de sincronismo, por tratarse de la parte más negativa de la señal de vídeo.

Debido a esto, el canal de frecuencia intermedia de sonido recibe su señal fuertemente modulada en amplitud. Cuando se trata de interrupciones relacionadas con la frecuencia de línea (15'625 Hz los circuitos de audio no se ven afectados mayormente, pero si tenemos en cuenta el ritmo impuesto a esta modulación anormal por la frecuencia de campo (frecuencia vertical: 50 Hz), nos encontramos con una frecuencia audible que produce un desagradable tableteo en el parlante (Fig. 179).

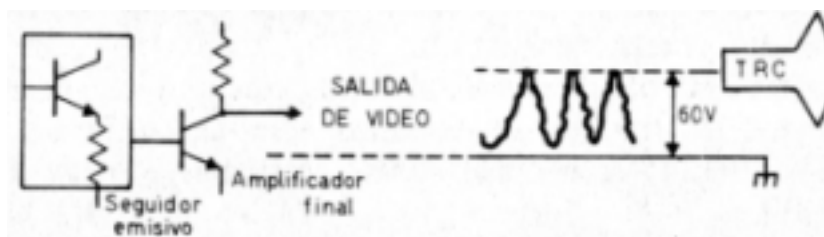


Fig. 180.- El amplificador de vídeo debe entregar altos niveles de señal al T.R.C.

Un proceso similar ocurre si la polarización es excesiva. En este caso los pulsos de sincronismo alcanzan valores muy negativos que llevan el transistor a la saturación.

El transistor saturado tampoco puede funcionar como amplificador de F.I. sonido, repitiéndose así el proceso de modulación sobre 4,5 MHz. Este último caso es más grave que el anterior y puede coincidir con una imagen en la pantalla del televisor razonablemente estable.

Para evitar estos problemas, en algunos receptores comerciales se prefiere tomar la señal de F.I.S. directamente desde la salida del detector, aceptándose en este caso una cierta pérdida de ganancia en 4,5 MHz.

VI-9) Amplificador final de vídeo

La versatilidad que brinda el seguidor emisor permite utilizar un amplificador transistorizado conectado con emisor a masa, sin ninguna dificultad. El problema que existe en el amplificador final de vídeo no es circuital sino fundamentalmente tecnológico. Los actuales tubos de televisión requieren una tensión de vídeo de 60 volts pico para alcanzar un contraste suficiente. Esa tensión pico debe ser entregada por un transistor, lo que implica que éste necesita trabajar con tensiones de ese orden entre sus terminales de salida (colector-emisor). Por esta causa los transistores destinados a amplificadores finales de vídeo son transistores especiales cuya característica sobresaliente es la máxima tensión de trabajo, (Fig. 180).

Como referencia citaremos una familia de transistores utilizados en circuitos comerciales:

Transistor BF177: VCEO máx. = 60 V (para televisores de pantalla chica)

Transistor BF178: VCEO máx. = 115 V (para televisores de pantalla grande).

Además, estos transistores deben ser capaces de amplificar señales de frecuencia alta (4 MHz como mínimo). La frecuencia de corte del transistor BF177 es 120 MHz. Para que las capacidades de salida tengan poca influencia sobre la respuesta hasta estas frecuencias, el resistor de colector debe tener valor bajo, como se vio anteriormente (Figs. 162 y 163). En consecuencia, el transistor también debe admitir corrientes de colector relativamente altas.

El problema de los primeros televisores transistorizados en esta etapa no era el diseño sino el transistor. La tecnología moderna de los transistores de silicio ha resuelto satisfactoriamente esta dificultad.

VI-10) Compensación de frecuencias altas

La respuesta a frecuencias altas de un seguidor emisor es suficientemente amplia como para cubrir los requisitos de un amplificador de video. Esto no es válido para el amplificador final, debido a que la resistencia de salida del amplificador es relativamente alta.

Para trabajar con tensiones altas en colector y con corrientes no muy elevadas (en general los transistores de salida admiten corrientes máximas de aproximadamente 50 mA) se necesita contar con un resistor de colector de 8.000 ohms (Fig. 181).

Las capacidades parásitas del circuito, entre las que se incluyen la capacidad inter-electrónica del tubo de rayos catódicos, del zócalo, cableado, capacidad colector-emisor, etc., pueden alcanzar valores entre 10 y 15 pF (C_p).

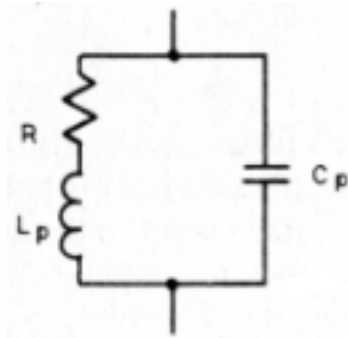
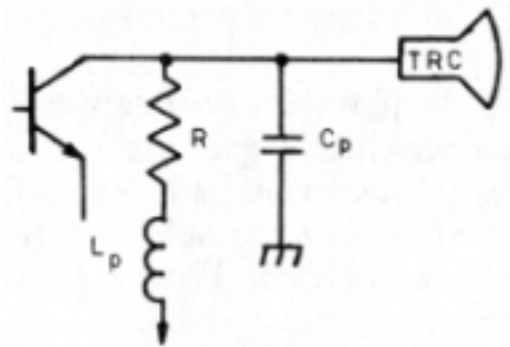


Fig. 181.- Circuito resonante paralelo de colector.

Para una frecuencia de 2 MHz, la reactancia de esta capacidad toma un valor de 8.000 ohms, comparable al valor de la resistencia de colector. Esto significa que a partir de esta frecuencia la ganancia del amplificador comienza a disminuir apreciablemente. Como no es posible utilizar resistores de valor mucho más bajo ni tampoco suprimir la capacidad parásita, se emplean métodos para compensar esta pérdida de ganancia.



resistores de valor mucho más bajo ni tampoco suprimir la capacidad parásita, se emplean métodos para compensar esta pérdida de ganancia.

Fig. 182.-Compensación paralelo mediante el agregado de un inductor.

Fig. 183.- Efecto de la resonancia sobre la respuesta del amplificador.

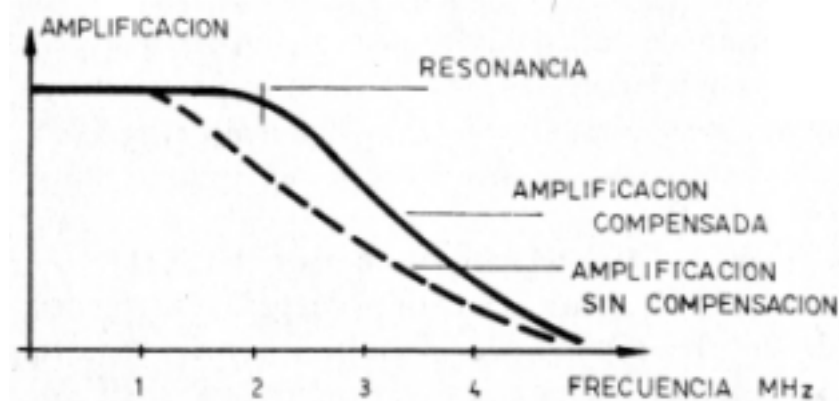


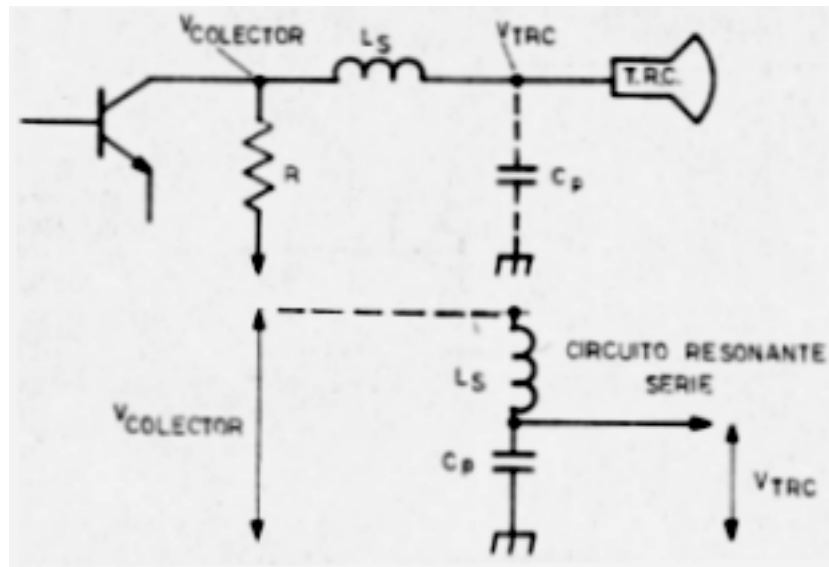
Fig. 184.-Compensación serie.

VI-11) Compensación por resonancia

Por medio de circuitos resonantes se puede aumentar la ganancia en frecuencias altas sin afectar el funcionamiento del amplificador en frecuencias bajas.

a) Compensación paralelo: (Fig, 182) -

Agregando un inductor en serie con el resistor de colector se consigue formar un circuito resonante paralelo, formado por R y L_p en una rama y por C_p en la otra.



Eligiendo convenientemente el valor de L_p se consigue que el circuito resuene a una frecuencia más alta que la frecuencia en la que el amplificador comienza a reducir su ganancia. La Fig. 183 muestra el efecto de esta resonancia, observándose que la respuesta del amplificador es plana hasta frecuencias mayores que en un amplificador sin compensar.

Dado que el resistor en serie con el inductor reduce apreciablemente el Q del circuito, este método tiene una eficacia limitada. Es práctica emplearlo juntamente con los métodos que se verán más adelante.

La respuesta a frecuencias bajas no se ve afectada ya que, en ese caso, la reactancia del inductor es mínima, pudiéndose considerar que la salida del transistor está determinada pura y exclusivamente por el resistor R.

b) Compensación serie: (Fig. 184)

Esta compensación se hace intercalando un inductor entre la salida del transistor (colector) y el tubo de imagen (T.R.C.) L_s y C_p forman así un circuito resonante serie. Para comprender el efecto de este circuito, supongamos que la resonancia ocurre en 3 MHz. En esta frecuencia se presenta al colector un circuito de baja impedancia (algo que se aproxima a un cortocircuito). La corriente producida por la señal se deriva fundamentalmente por el circuito resonante ($I_{col.}$), circulando poca corriente por el resistor. La capacidad parásita

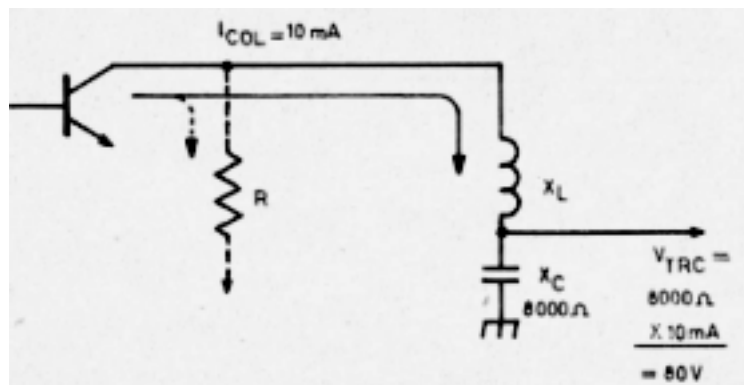
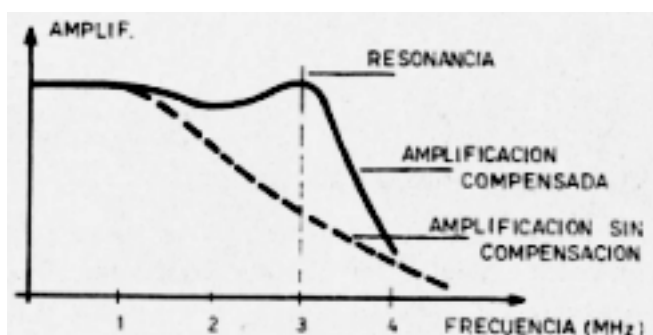


Fig. 185.- Tensiones y corrientes en el circuito resonante serie.

Fig. 186.-- Curva de respuesta con compensación serie.



(C_p) ha disminuido su valor, ya que las capacidades que se encuentran antes del inductor no intervienen (capacidad del transistor, etc.), quedando solamente en juego las capacidades relacionadas con el T.R.C. Para darle un valor, digamos que esta capacidad es 7 pF aproximadamente; para 3 MHz la reactancia vale 8.000 ohms, valor similar a la resistencia de R.

En frecuencias bajas prácticamente toda la corriente circulaba por R, produciendo una tensión $V_{colect.}$ dada: circulando 10 mA la tensión de colector sería 80 V.

En 3 MHz, los 10 mA circulan por el circuito resonante. Sobre el capacitor se origina una caída de tensión igual al producto de la corriente por la reactancia (10 mA multiplicados por 8.000 ohms). Esta tensión vale 80 V igual que la tensión en frecuencias bajas, (Fig. 185).

La Fig. 186 muestra la curva de respuesta de un amplificador compensado en esta forma. El pico de resonancia ocurre en 3 MHz: si la compensación está muy alejada de las frecuencias donde el amplificador sin compensar tiende a bajar la ganancia, la respuesta no será totalmente plana. Este inconveniente se mejora utilizando una compensación combinada del tipo serie-paralelo (Fig, 187). El efecto de ambas compensaciones permite obtener una curva de respuesta suficientemente plana para los fines de un amplificador final.

En la compensación serie la respuesta a frecuencias bajas tampoco se altera, ya que la reactancia del inductor en esas frecuencias es despreciable, apareciendo sobre el tubo de imagen toda la tensión de colector desarrollada sobre R.

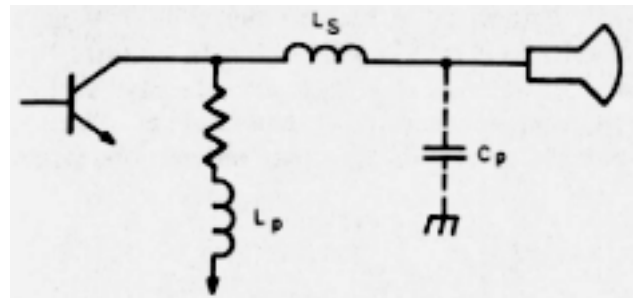


Fig. 187.- Compensación serie-paralelo,
Fig. 188.- Compensación por realimentación.

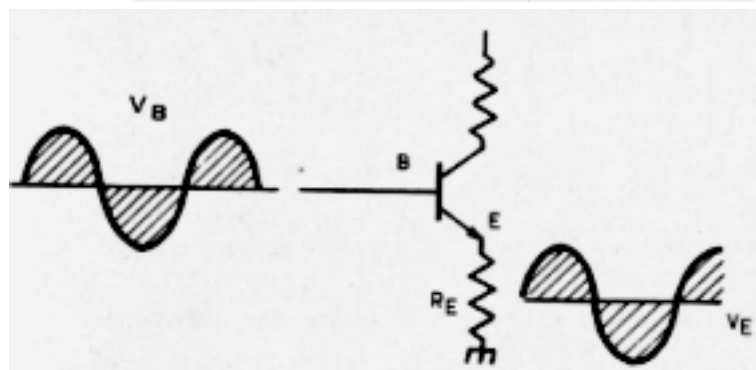
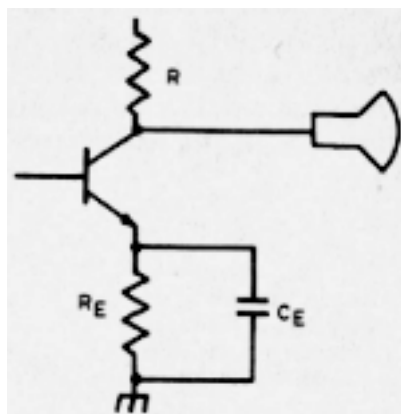


Fig. 189.- Realimentación en frecuencias bajas: el capacitor CE se desprecia por su alta reactancia,

VI-12) Compensación por realimentación

Empleando realimentación selectiva se compensan también los amplificadores de video. La desventaja de este sistema con respecto a los anteriores reside en que la compensación se consigue a costa de pérdida de ganancia del amplificador.

El circuito de compensación por realimentación selectiva se encuentra en la Fig. 188. El capacitor C_e es el encargado de producir realimentación selectiva para frecuencias bajas. Su valor se elige de manera que su reactancia en frecuencias bajas sea grande, pudiéndose considerar el circuito como si fuera el de la Fig. 189. La tensión de entrada (V_B) hace circular corriente por el transistor. Esta corriente produce una tensión sobre el resistor R_e con la misma fase, en un proceso muy similar al que ocurría en el seguidor emisor.

Con el fin de comprender el efecto de la realimentación sobre la ganancia daremos un ejemplo simplificado. En un amplificador de video aplicamos una tensión entre base y masa de 1 V (señal alterna). Esta tensión hace circular por colector una corriente de 5 mA, lo que implica una tensión sobre el resistor de 10.000 ohms, igual a 50 volts. Nos encontramos así con un amplificador cuya ganancia es de 50 veces (50 volts de salida para 1 V de entrada: (Fig. 190 A).

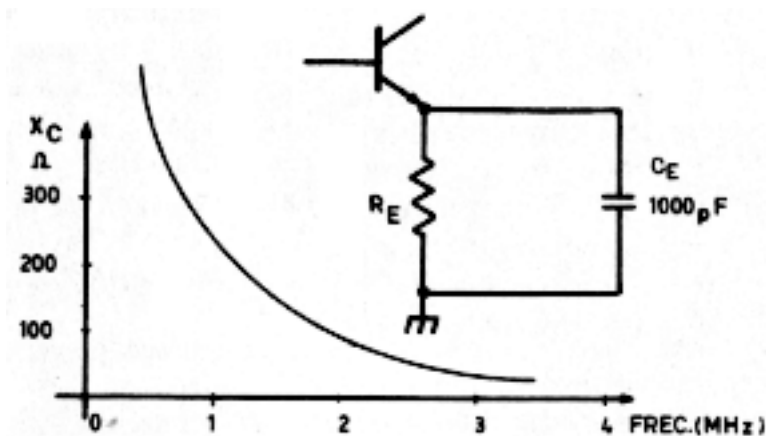
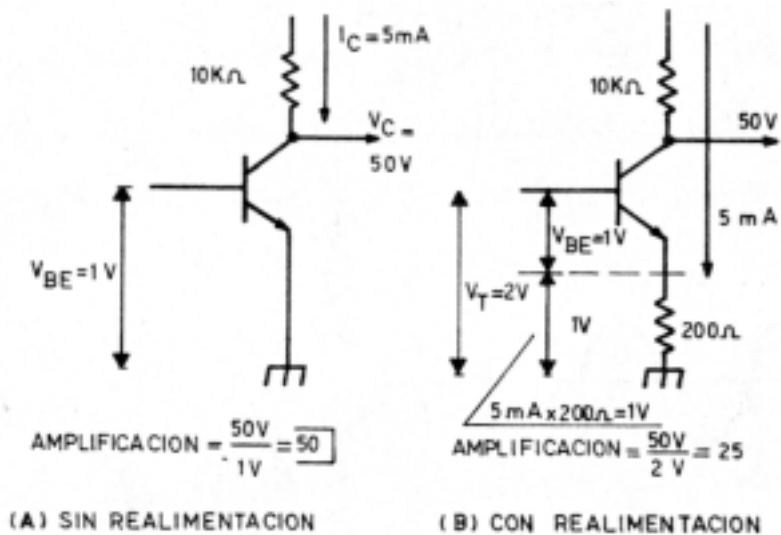
Si se conecta en emisor de este amplificador un resistor de 200 ohms, las cosas se modifican fundamentalmente.

Para que haya 50 V a la salida, la corriente debe seguir siendo 5 mA. Pero esta corriente circula también por el resistor de 200 ohms (la corriente de emisor es prácticamente la misma que en colector), produciendo una caída de tensión de 1 V.

En el caso anterior se requería una tensión entre base y emisor de 1 V para que circulen los 5 mA de colector, y esto sigue siendo válido en este circuito. Por lo tanto la tensión que debe aplicarse entre la base y masa en este caso será la tensión base-emisor (V_{be}) más la tensión existente entre emisor-masa, desarrollada sobre R_e . La tensión total de entrada al amplificador para obtener una salida de 50 volts ahora es 2 volts. Esto implica que el amplificador (Fig. 190 B) tiene una ganancia de 25 veces (50 V de salida para 2 V de entrada) en lugar de las 50 veces del caso anterior.

Fig. 190.- Ganancia de un amplificador de video.

Fig. 191.- Variación de la reactancia de CE (realimentación variable con la frecuencia).



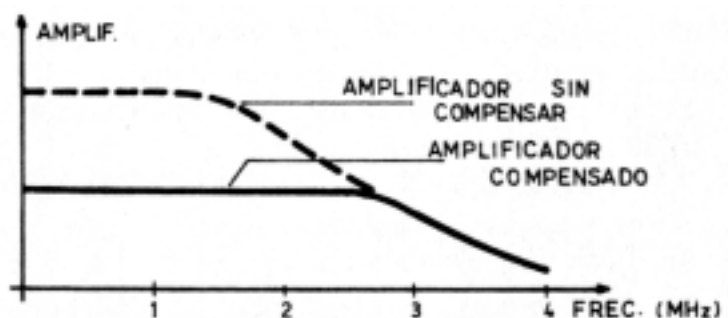
Conectemos ahora en paralelo con R_e un capacitor de 1.000 pF (Fig. 191). La reactancia del capacitor es de 180 ohms para 1 MHz, bajando rápidamente de valor a medida que aumentamos la frecuencia. En cambio, la reactancia sube abruptamente cuando disminuimos la frecuencia.

Esto significa que para frecuencias altas el capacitor actúa reduciendo la realimentación, mientras que para frecuencias bajas la realimentación se hace cada vez mayor. De esta manera las pérdidas de ganancia a la salida del am-

plificador se compensan por la menor realimentación de la entrada.

Fig. 192.- Respuesta de amplificador compensado.

La Fig. 192 muestra la curva de respuesta de un amplificador sin compensación y un amplificador compensado. Nótese que no se aumenta la ganancia en frecuencias altas, sino que se reduce la ganancia en frecuencias bajas.



Evidentemente la ganancia total del amplificador es menor que la máxima ganancia obtenible en frecuencias bajas.

VI-13) Compensación en la entrada

En algunos circuitos comerciales se utiliza compensación en la entrada de transistor del tipo resonante serie. El proceso de compensación es el mismo que el referido a la salida, con la diferencia que las frecuencias altas reciben un pré-énfasis antes de llegar al amplificador final. El efecto es similar a la compensación en la salida, dado que las pérdidas de ganancia se equilibran con el aumento de señal en la entrada.

VI-14) Circuito Zenith modelo T 2667W1

Corno ejemplo de un amplificador final de video que utiliza las compensaciones vistas, puede citarse el televisor Zenith (U.S.A. 1968), cuyo circuito muestra la Fig. 193.

Fig. 193.- Amplificador final de video Zenith Mod. T. 2667 W 1.

Este amplificador cuenta con compensación serie/paralelo y compensación por realimentación selectiva. El inductor de $155 \mu\text{H}$ se ha amortiguado por medio de un resistor (incluido en la misma bobina), para evitar que aparezcan picos de sobre-compensación. El resistor de 10 ohms , en serie con 1.000 pF del circuito de emisor modifica ligeramente las características de la realimentación selectiva, si bien el principio de funcionamiento del sistema es similar al visto.

Como detalle particular de este circuito puede verse que en emisor se encuentra un circuito resonante paralelo, ajustado a la frecuencia de $4,5 \text{ MHz}$ (trampa de F.I. sonido). La alta impedancia que presenta este circuito en $4,5 \text{ MHz}$ produce una fuerte realimentación, disminuyendo drásticamente la ganancia del amplificador en esta frecuencia, impidiendo así que llegue esta señal al T.R.C.. Para las restantes frecuencias la impedancia del circuito es despreciable, no alterando el comportamiento del amplificador. Para máximo contraste este amplificador entrega 72 volts de señal de video.

El acoplamiento al T.R.C. es por medio de capacitor, perdiéndose la componente continua.

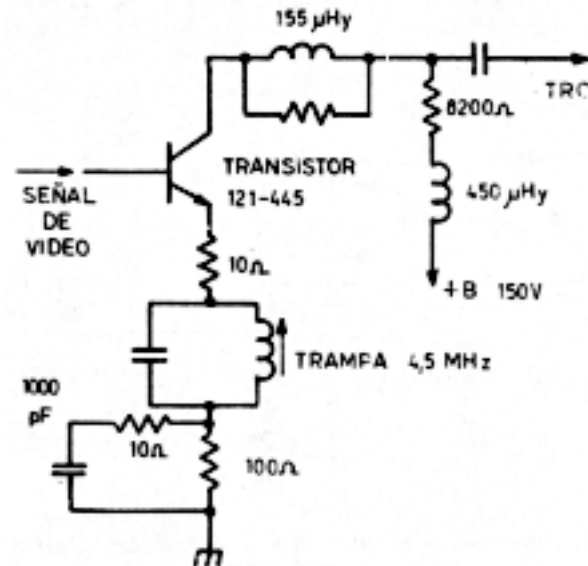
VI-15) Control de contraste

La experiencia demuestra que la imagen brindada por un televisor debe adecuarse a la iluminación del medio ambiente donde éste se encuentra, para que los espectadores puedan observarla con comodidad. En una habitación oscura el contraste de la imagen (relación entre negros y blancos) que se requiere es inferior al contraste necesario para mirar confortablemente la misma imagen a pleno sol. Por esta razón, los televisores tienen un control de nivel de imagen o control de contraste.

Este control se ve complementado con el llamado control de brillo, que tiene la finalidad de fijar el nivel medio de iluminación de la pantalla.

Para modificar el nivel de la imagen normalmente se actúa sobre la ganancia del amplificador de video. Aunque los recursos utilizables son varios, es frecuente encontrar dos tipos de soluciones típicas:

- a) Control de contraste por potenciómetro;
- b) Control de contraste por realimentación.



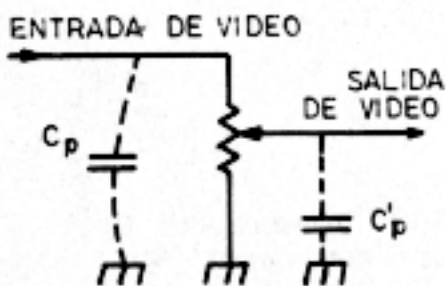
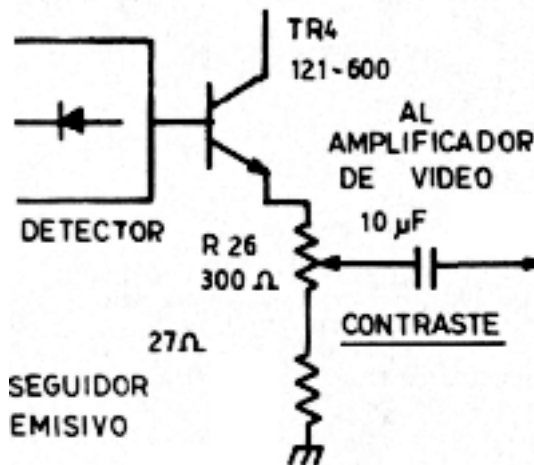


Fig. 194.- Control de contraste por potenciómetro,

Fig. 195.- Control de contraste del televisor Zenith Mod. T. 2667 W 1.



VI-16 Control de contraste por potenciómetro

La misma técnica de usar un potenciómetro para controlar el nivel de los amplificadores de audio se repite también en algunos televisores (Fig. 194). La diferencia entre ambos casos consiste en el amplio rango de frecuencias que debe cubrir un amplificador de video. Las capacidades parásitas de un potenciómetro son importantes (C_p , C_p'), agravándose la situación por la capacidad de los conductores que conectan físicamente el potenciómetro, por motivos de montaje usualmente alejado del amplificador, con el circuito.

Cuando se utiliza esta solución se prefiere colocar el potenciómetro a la salida del seguidor emisor; de esta manera las capacidades parásitas tienen menor influencia. Además, se recurre a potenciómetros de baja resistencia. Esto colabora con la reducción de los efectos de las capacidades, como se vio anteriormente.

Un circuito que usa este tipo de control se encuentra en el televisor Zenith Mod. T2667W1, cuyo amplificador final de video se ha dado en la Fig. 193. El potenciómetro de contraste ste R26: 300 ohms (nótese su bajo valor), forma parte de la resistencia de emisor del seguidor emisor (Fig. 195). Dado que existe un límite mínimo de contraste, más allá del cual la imagen es prácticamente nula, se agrega un resistor de 27 ohms en serie con el potenciómetro para evitar que el cursor llegue hasta masa (salida cero).

Fig. 196.-Control de contraste por realimentación.

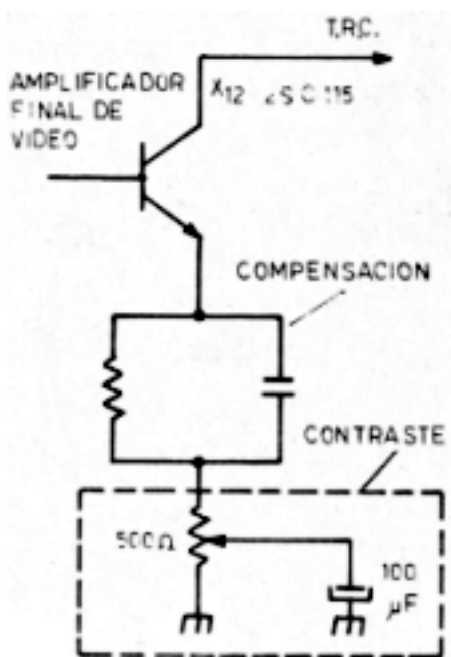
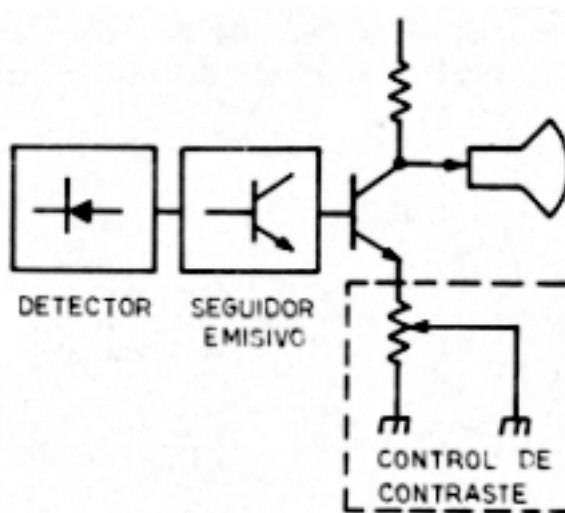


Fig. 197.- Control de contraste del televisor Sony 120

VI-17) Control de contraste por realimentación

En párrafos anteriores se analizó el efecto que produce la presencia de un resistor conectado en el emisor del amplificador final: la realimentación introducida reduce apreciablemente la ganancia del mismo. Si en lugar de un resistor fijo se coloca uno variable, se consigue modificar la realimentación, y en consecuencia se controla la ganancia del amplificador. Por lo tanto, la señal de video que alcanza al T.R.C. puede ser aumentada o disminuida a voluntad (Fig. 196). Las capacidades parásitas no afectan tanto a este sistema por que indirectamente el resistor variable actúa como

compensación para las frecuencias altas. Aquí no existe el problema de pérdida de altas frecuencias sino, por el contrario, el riesgo reside en un exceso de compensación cuando el resistor toma su máximo valor (mínimo contraste).

En algunos circuitos el cursor del potenciómetro no se conecta directamente a masa, sino a través de un capacitor electrolítico (televisor Sony 120DW: Fig. 197). Por este camino solamente se cortocircuita el resistor en lo que respecta a señales alternas, sin modificar su valor para la continua; los cambios de contraste no producen cambios en la polarización.

VI-18) Control de brillo

El tubo de imagen es el único componente de los televisores transistorizados que funciona como una válvula de alto vacío. La función básica del T.R.C. es producir un haz de electrones enfocados y acelerados de manera que sean capaces de bombardear la pantalla luminiscente, produciendo un punto muy definido. La deflexión de este haz no depende del T.R.C. sino de otros componentes exteriores al mismo. La luminosidad de este punto sobre la pantalla depende de varios factores, entre los cuales se cuenta la intensidad de corriente del haz electrónico,

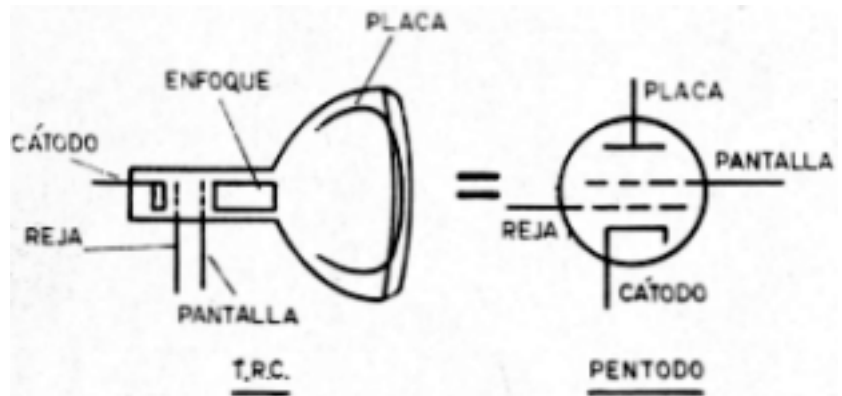


Fig. 198.-Comparación del TRC con una válvula pentodo

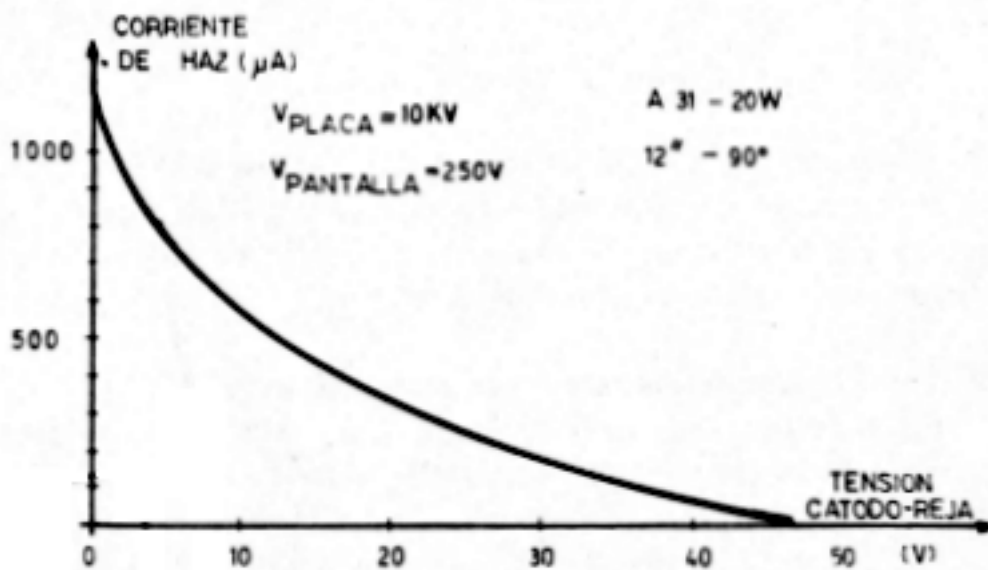


Fig. 199.-
Curva de
funcionamiento
del TRC
A31-20 W.

que se puede controlar en idéntica forma que en el caso de las válvulas. En la Fig. 198 se muestra la similitud del T.R.C. con una válvula pentodo.

Para tensiones fijas de placa y pantalla, la corriente depende-

rá de la tensión existente entre cátodo y rejilla. La señal de video que llega al T.R.C. modula la luminosidad del punto, modificando la tensión entre estos dos electrodos (señal de video) Puede observarse en la curva característica de un T.R.C. típico (A31-20W) cómo esta tensión de control hace variar la corriente desde cero (desaparición del punto) hasta 1,2 mA (punto con máximo brillo), Fig. 199.

El control puede hacerse por dos caminos: dejando fija la tensión de cátodo y modificando la tensión de rejilla (control por rejilla) o dejando fija la tensión de rejilla modificando la tensión de cátodo (control por cátodo).

En los televisores se prefiere este último método porque el cátodo presenta menos capacidad inter-electrónica que la rejilla (la capacidad del cátodo se produce principalmente por su proximidad a rejilla; la rejilla tiene próximos al cátodo y la pantalla, lo que acarrea un aumento de capacidad).

Si se conecta la reja a masa y se aplica una tensión positiva al cátodo de aproximadamente 45 V, el T.R.C. no puede conducir, porque aplicar una tensión positiva a cátodo produce el mismo efecto que aplicar una tensión negativa en reja. Nos encontramos así con el nivel de negro de la señal de video. Si la tensión en cátodo es próxima a cero, la diferencia de potencial reja-cátodo es casi nula, y la corriente del T.R.C. es máxima. Esto corresponderá al nivel de máximo blanco en la imagen.

Se ha visto que los amplificadores de video suelen conectarse al tubo de rayos catódicos por medio de un capacitor. Esto significa que la señal de video perderá su componente continua, trasformándose en una señal alterna (Fig. 200 A). Si se conectara esta señal al T.R.C., los semi-ciclos negativos en cátodo harían conducir el diodo formado por cátodo-reja y la señal se vería seriamente afectada.

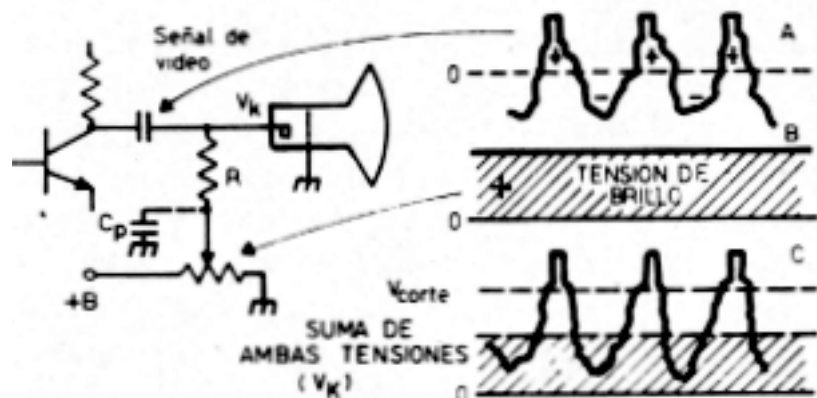


Fig. 200.- Control de brillo.

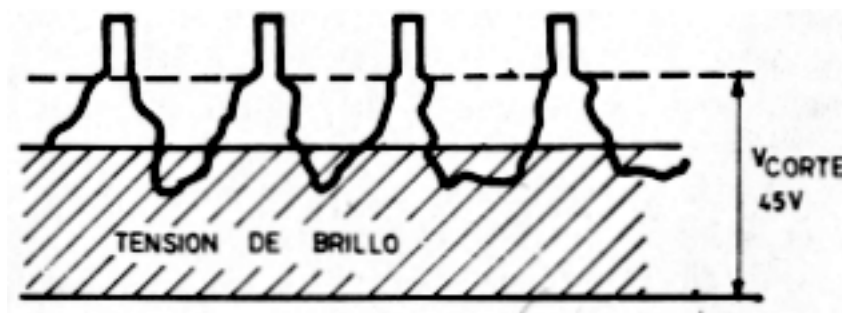


Fig. 201.- Señal de video pequeña (poco contraste): el brillo se ajusta para que el TRC llegue al corte con los pulsos de sincronismo

Para evitar esto y restaurar en parte (no totalmente), la componente continua de la señal, se requiere agregar una tensión positiva continua (tensión de brillo: Fig. 200 B) a la señal alternada de video. De este modo se obtiene la señal total que muestra la figura 200 C, donde los potenciales nunca llegan a hacerse negativos.

Obsérvese que eligiendo correctamente la tensión de brillo, los pulsos de sincronismo quedan por encima de la tensión de corte del T.R.C., instante durante el cual no debe haber brillo en la pantalla.

El ajuste de esta tensión se realiza por medio de un potenciómetro (control de brillo). El resistor R se coloca para separar la conexión del cátodo de las capacidades parásitas del potenciómetro y sus cables de conexión. Su valor suele ser elevado, y se lo conecta físicamente próximo a la salida de video,

El ajuste de brillo dependerá del nivel de la señal de video: cuando ésta es pequeña (mínimo contraste) debe aumentarse la tensión positiva para que los pulsos de sincronismo coincidan con la tensión de corte del T.R.C. (Fig. 201).

Ambos ajustes: brillo y contraste, dependen, en definitiva, de los gustos del espectador, si bien automáticamente se tiende a cumplir con las condiciones vistas. VI-19 Amplificadores de video comerciales

Como resumen a todo lo dicho, se analizarán brevemente algunos circuitos de equipos comerciales.

Como resumen a todo lo dicho, se analizarán brevemente algunos circuitos de equipos comerciales.

Circuito FAPESA (Fig. 202)

A la salida del detector de video se encuentra el transistor TRIO (BC 148) actuando como seguidor emisor. Anteriormente se hizo referencia a la necesidad de polarizar el transistor por medio de una tensión continua. Dado que el transistor se conecta directamente al detector, la tensión de polarización se aplica a través de este, por medio del divisor resistivo R48-R49. El capacitor C50 actúa como filtro para la señal alterna de video.

Aprovechando la corriente de señal existente en colector, se obtiene una salida adicional (al separador de sincronismo), colocando el resistor R56. La presencia de este resistor no altera el funcionamiento de TR10 como seguidor emisor. La trampa de 4,5 MHz es el circuito resonante serie en emisor L8-C52.

Para evitar que restos de radiofrecuencia (portadoras de F.I.V.) lleguen al cable que une TR10 con TR201, se colocó un capacitor de bajo valor C24: 68 pF. De este modo no hay peligro de regeneración entre esta etapa y el canal de F.I.V. El amplificador final está pre-compensado en frecuencias altas por el inductor L17, amortiguado con un resistor en paralelo (R307).

Un detalle interesante de este circuito es el modo en que se monta el amplificador final de video. Para reducir al máximo las capacidades parásitas, el transistor se arma en un circuito impreso sobre el mismo zócalo del T.R.C. Este montaje evita la necesidad de compensar la salida por medio de inductores bastando con la compensación por realimentación en emisor (R201C203). El control de contraste es por realimentación (R206), agregándose un pequeño capacitor para filtrar aún más los posibles restos de radiofrecuencia.

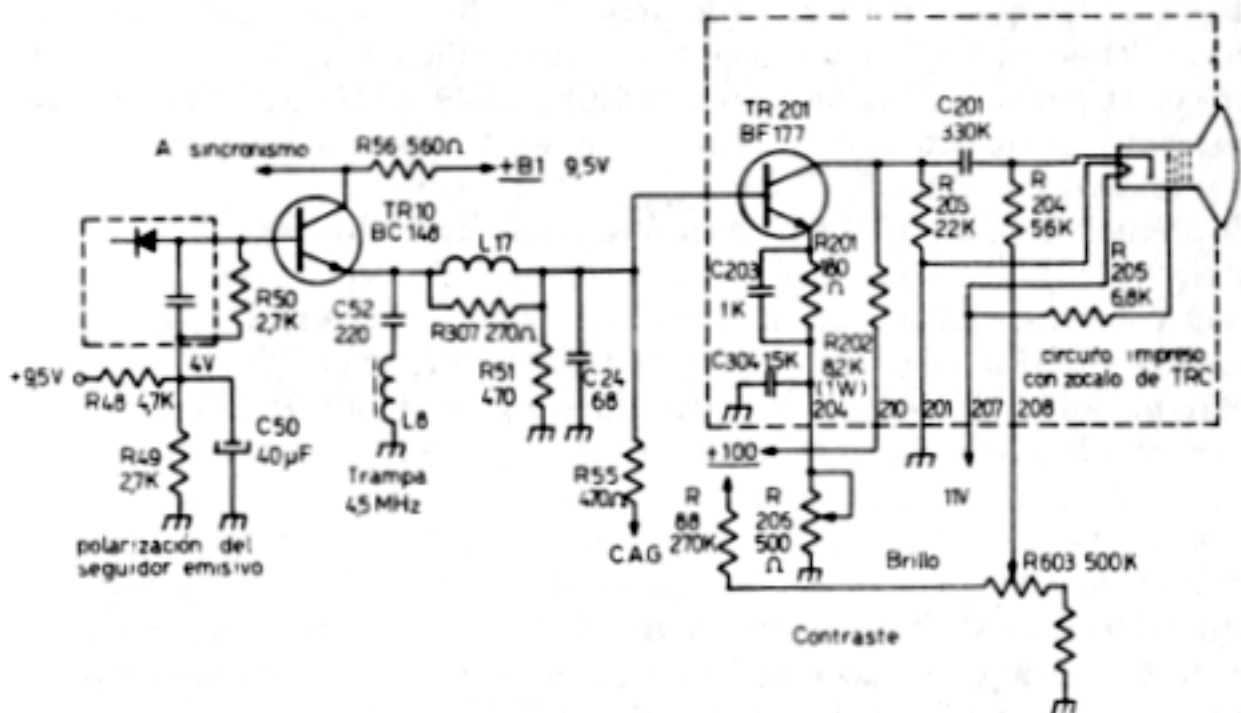


Fig. 202.- Amplificador de video del circuito FAPESA TV200.

Como la fuente de alimentación sobrepasa los límites del transistor (alimentación de 100 V), el circuito de colector está formado por un divisor de tensión que la limita (R202-R203). El acoplamiento al cátodo del tubo de imagen es a través de capacitor (C201), controlándose el brillo de la manera analizada en párrafos anteriores (R603).

Este amplificador se destina a tubos de imagen de pantalla chica (A28-13W de 11" o A31-20W de 12").

Circuito Noblex Micro 12

La Fig. 203 muestra el circuito total del amplificador de video correspondiente a este televisor. El transistor TR 205 actúa simultáneamente como seguidor emisor para la señal de video que llega desde el detector, y como preamplificador de F.I.S. (conexión emisor común para 4,5 MHz).

Desde el punto de vista de la señal de 4,5 MHz el emisor se encuentra conectado a masa debido a la baja impedancia del circuito resonante serie L207/C233 (trampa de 4,5 MHz). Por tratarse de un amplificador con emisor común, es posible contar con una ganancia apreciable en colector (circuito resonante paralelo C301/T301: toma de sonido). Se ha agregado además el capacitor de neutralización C302.

La polarización de este transistor se realiza por los resistores R219/R221, los que fijan la tensión de base a través del resistor de salida del detector (R220).

Como salida de video se emplea el transistor TR207-BF178. El acoplamiento a la etapa previa se efectúa por el capacitor C232, perdiéndose así la componente

Como la fuente de alimentación sobrepasa los límites del transistor (alimentación de 100 V), el circuito de colector está formado por un divisor de tensión que la limita (R202-R203). El acoplamiento al cátodo del tubo de imagen es a través de capacitor (C201), controlándose el brillo de la manera analizada en párrafos anteriores (R603).

Este amplificador se destina a tubos de imagen de pantalla chica (A28-13W de 11" o A31-20W de 12").

Circuito Noblex Micro 12

La Fig. 203 muestra el circuito total del amplificador de video correspondiente a este televisor. El transistor TR 205 actúa simultáneamente como seguidor emisor para la señal de video que llega desde el detector, y como preamplificador de F.I.S. (conexión emisor común para 4,5 MHz).

Desde el punto de vista de la señal de 4,5 MHz el emisor se encuentra conectado a masa debido a la baja impedancia del circuito resonante serie 1.207X233 (trampa de 4,5 MHz), Por tratarse de un amplificador con emisor común, es posible contar con una ganancia apreciable en colector (circuito resonante paralelo C301/T301: toma de sonido). Se ha agregado además el capacitor de neutralización C302.

La polarización de este transistor se realiza por los resistores R219/R221, los que fijan la tensión de base a través del resistor de salida del detector (R220).

Como salida de video se emplea el transistor TR207-BF 178. El acoplamiento a la etapa previa se efectúa por el capacitor C232, perdiéndose así la componente continua. Dado que la señal de video presenta en la base una tensión alterna, con polaridad tanto positiva como negativa, se superpone a la misma una polarización de continua por medio de un divisor resistivo R229/R230. A su vez, el transistor se encuentra protegido contra pulsos espurios de polaridad negativa (ruidos de gran amplitud) por el diodo D203.

El control de contraste está formado por el potenciómetro R247 y el capacitor electrolítico C236 (control de contraste por realimentación).

Para compensar ganancias en frecuencias altas se recurre al sistema de realimentación selectiva en emisor y a compensación paralelo (L208).

Uno de los mayores enemigos del transistor es la sobre-tensión. Si bien los transistores de salida de video están previstos para trabajar con tensiones relativamente altas, existe la posibilidad de descargas en el tubo de rayos catódicos, que no afectan el comportamiento del televisor, pero pueden ser suficientes para destruir el transistor. Para evitar este riesgo se han incluido dos pequeñas lámparas de neón NL-1 y NL-2. Cualquier sobre-tensión que exceda la tensión de encendido de estas lámparas encontrará un camino franco de conducción hasta masa, eliminándose la posibilidad de que el transistor sea dañado. En condiciones normales de operación las lámparas no reciben suficiente tensión para encender, quedando como simples circuitos abiertos que no interfieren en el circuito.

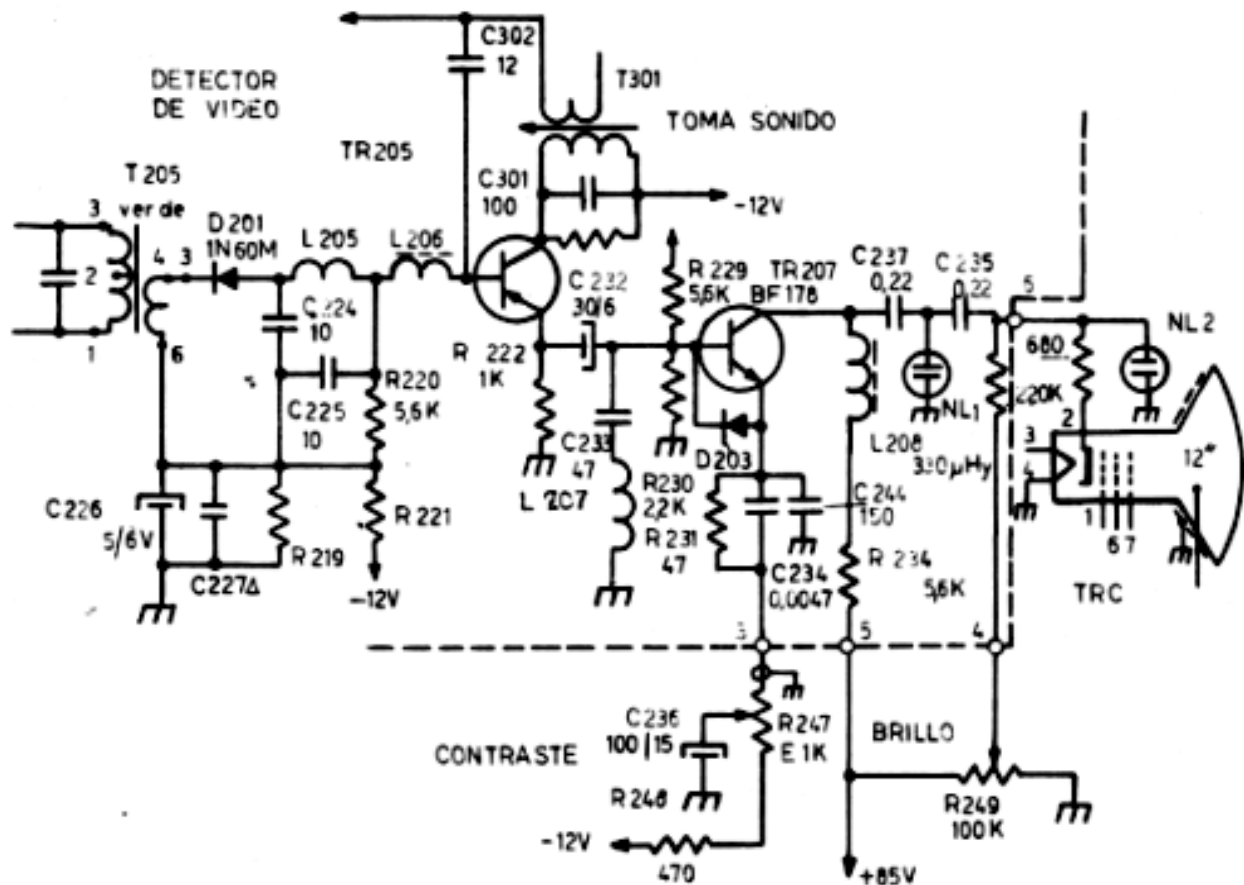


Fig. 203.-Amplificador de video del televisor Noblex Micro 12.

Circuito Motorola - Modelo XT 621D

El circuito total del amplificador de video de este equipo se muestra en la Fig. 204. De acuerdo con lo visto, también encontramos las dos etapas típicas: un seguidor emisor (transistor Q4: M4841) y una etapa amplificadora de salida (transistor Q5: A 1S).

El transistor Q4 cumple además otras funciones:

- 1) Inversor de la señal de video para las etapas separadora de sincronismo y C.A.G.
- 2) Toma de sonido desde emisor.

Como se verá más adelante, ciertas etapas separadores de sincronismo requieren una señal de video cuyos pulsos de sincronismo sean de polaridad positiva. Como esto no se obtiene ni en el detector ni en emisor del transistor, se recurre a tomar la señal de video desde colector del mismo transistor Q4. Parte de esta señal se emplea además para los circuitos de control automático de ganancia.

Por medio del circuito resonante serie C128/T100 se deriva la señal de 4,5 MHz a las etapas de F.I.S.

El amplificador final de video (transistor Q5) se acopla directamente al seguidor emisor. La polarización de este último transistor depende de la polarización de Q4, la que se ajusta por medio del potenciómetro 8120. Como detalle interesante puede observarse que la tensión de alimentación del amplificador es 235 volts, lo que implica el empleo de un transistor con capacidad de manejar tensiones elevadas en colector. La compensación de frecuencias altas se consigue por medio de L112 (compensación paralelo), L113 (compensación serie) y la realimentación selectiva de emisor (R125-C130). Como trampa de 4,5 MHz se encuentra el circuito resonante paralelo C135-T200.

La señal de video se aplica al tubo de rayos catódicos por el acoplamiento capacitivo C 131, si bien se

mantiene parte de la componente continua debido a la presencia del resistor R218.

El amplificador está protegido contra descargas en el T.R.C. por medio de E200. Este componente es un pequeño chispero entre cuyos extremos se produce un arco cuando la tensión sobrepasa un determinado valor, evitándose así que cualquier sobre-tensión anormal alcance al transistor.

El control de contraste se realiza variando la realimentación de la última etapa (potenciómetro R130). En algunos modelos se incluye un control denominado Optimizer (R128C) cuya función es modificar ligeramente las características de respuesta a frecuencias del amplificador. Al intercalar un resistor variable entre el seguidor emisor y la base del transistor final, se consigue variar la resistencia de salida de Q4. El aumento de esta resistencia hace que la influencia de las capacidades parásitas sea mayor. Disminuyendo la amplificación en frecuencias altas. Esto puede ser ventajoso cuando se reciben señales muy débiles, reduciendo el efecto del ruido (nieve) sobre la imagen.

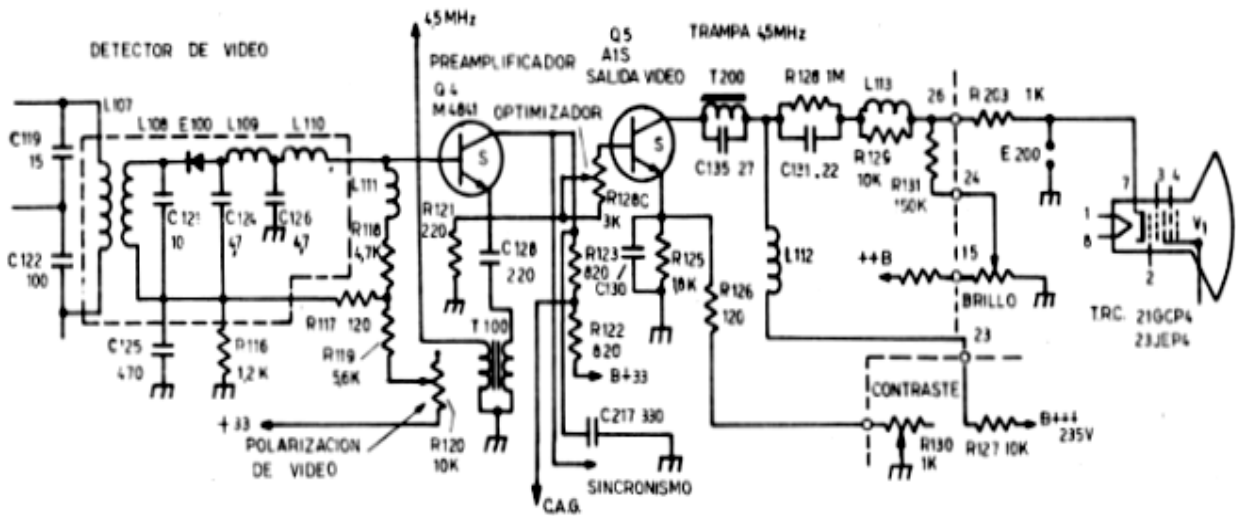


Fig. 204 – Amplificador de Video del TV Motorola Mod. XT621D

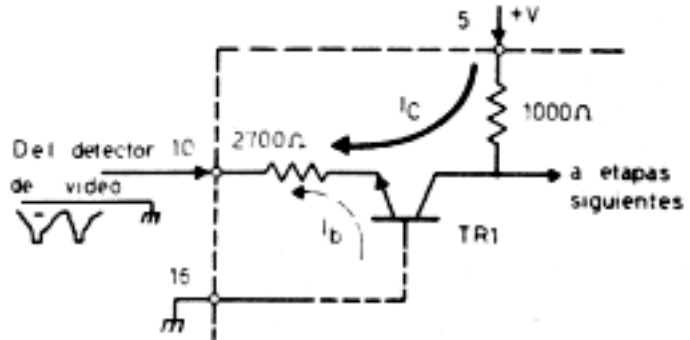


Fig. 205.- Etapa de entrada del CI TAA 700.

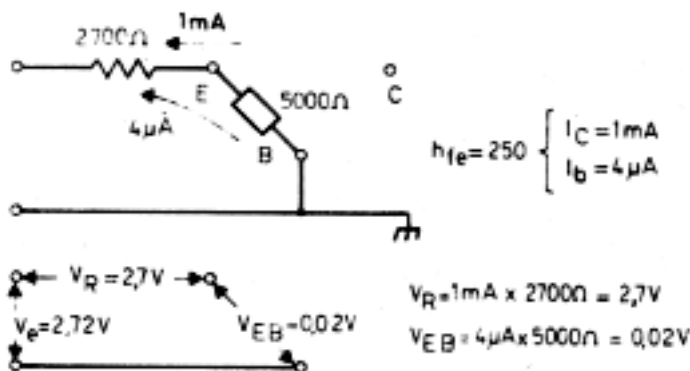


Fig. 206.- La resistencia de entrada (emisor-base) es despreciable frente al resistor de 2.700 Ohms

VI-20) El amplificador de video en circuitos integrados

Actualmente no existen circuitos integrados destinados solamente a cumplir la función de amplificador de video; no obstante, existen algunos tipos que incluyen, entre otras etapas del televisor, circuitos que operan como reemplazo del preamplificador de video convencional (seguidor emisor).

En general, las soluciones circuitales adoptadas distan de ser sencillas, si bien todas las posibles complicaciones quedan confinadas al conexionado interno del CI. El criterio de diseño del preamplificador difiere de acuerdo a la finalidad del mismo. Por ejemplo, en el CI RCA-CA3068 (V-20) el preamplificador es la continuación natural del circuito detector incorporado en el integrado, operando como adaptador de baja impedancia de salida entre éste y el amplificador de salida de video del televisor.

En cambio, el preamplificador incluido en el CI Philips TAA700 está previsto para ser conectado directamente a la salida del detector de un canal de F.LV. transistorizado (Ver Apéndice 10).

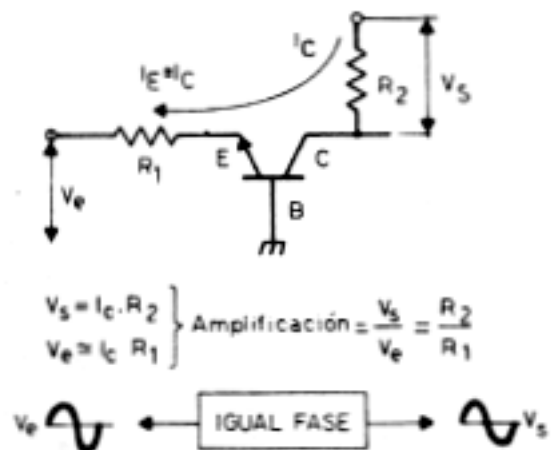
La resistencia de entrada del preamplificador es de aproximadamente 3.000 ohms, pudiéndose eliminar el resistor de carga del diodo. Además, la estructura del circuito no requiere polarización externa, reduciendo así el número de componentes periféricos. Todo esto se obtiene empleando un transistor en conexión base común, acoplado al detector por un resistor de 2.700 ohms (ambos componentes forman parte del CI), como muestra la Fig. 205. Si a la entrada del resistor se aplica un potencial negativo, el diodo emisor-base conduce (I_b) haciendo circular corriente por colector. Como la señal de video detectada (Fig. 155) es siempre de esta polaridad, no es necesario ningún potencial adicional de polarización para que el transistor opere. Por otra parte, prácticamente toda la resistencia de entrada del preamplificador queda determinada por el resistor conectado al emisor, debido a que la resistencia del circuito tipo base común es comparativamente muy reducida. Esta última característica puede demostrarse con un ejemplo (Fig. 206): suponiendo que la corriente de colector del transistor es 1 mA, y que su ganancia de corriente es $h_{fe} = 250$, la corriente que circula por la base será $1 \text{ mA}/250 = 0,004 \text{ mA}$ (I_b).

Aplicando la ley de Ohm, se obtiene que la caída de tensión sobre el resistor es 2,7 V (2.700 ohms x 1 mA), mientras que la caída sobre la resistencia base-emisor (5.000 ohms) es 0.02 V (5.000 ohms x 0,004 mA). La tensión total de entrada es la suma de ambas, o sea 2,72 V.

Puede observarse que prácticamente toda la tensión depende del resistor y no del transistor; a pesar del alto valor de la resistencia base-emisor, la caída de tensión es pequeña a causa del bajo valor de I_b .

Si se quiere calcular la resistencia de entrada del sistema, basta dividir la tensión (2,72 V) por la corriente (1 mA), lo que da por resultado 2.720 ohms; es evidente que el transistor aparece como aportando solamente 20 ohms sobre el total del circuito. Para estos cálculos se ha despreciado la corriente de base que circula por el resistor de 2.700 ohms, debido a su reducido valor comparado con la corriente de colector.

Fig. 207.- La ganancia del amplificador depende de la relación entre la resistencia de carga (R_2) y la resistencia de entrada (R_1).



Las señales de entrada y salida del amplificador con base a masa tienen la misma fase, tal como en el caso del seguidor emisor. Si se aumenta la tensión negativa de entrada, circula mayor corriente por el diodo emisor-base, lo que implica un aumento de la corriente de colector. Al circular mayor corriente por el resistor de colector se incrementa la caída de tensión, disminuyendo la tensión entre colector y masa: una disminución de tensión positiva equivale a una variación en el colector de signo negativo. Si se disminuye la tensión negativa de entrada (variación en sentido positivo), ocurrirá un proceso inverso al anterior, es decir, en colector aumentará la tensión. Generalizando: toda variación de la tensión de entrada produce una variación en colector (salida) del mismo signo. La ganancia de tensión de este amplificador depende fundamentalmente de la relación entre los resistores de entrada y salida (carga).

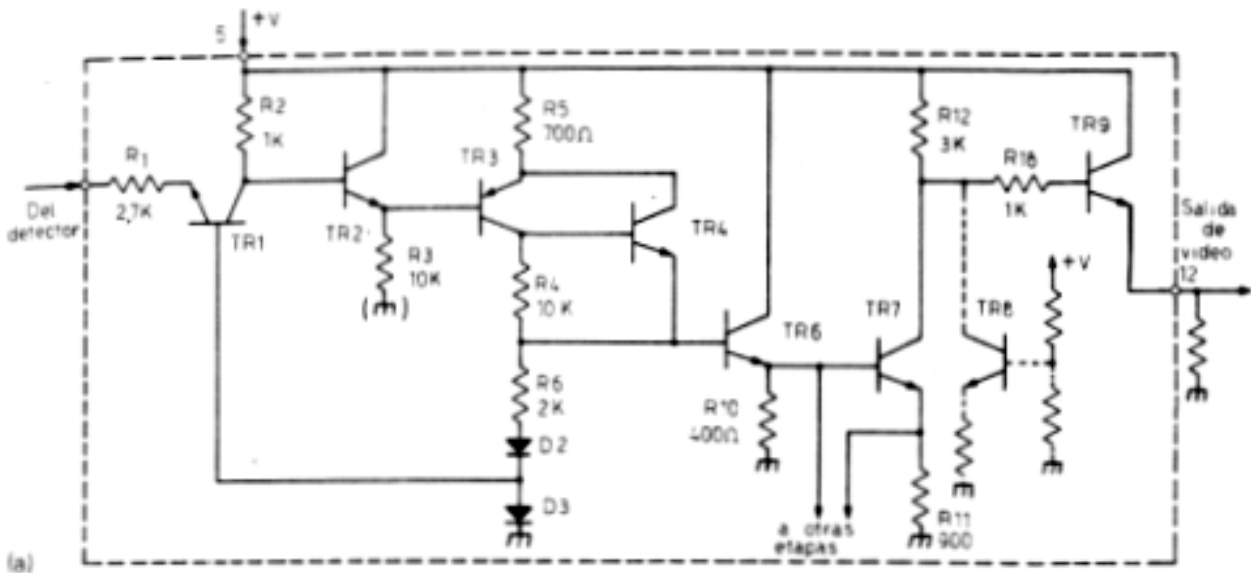
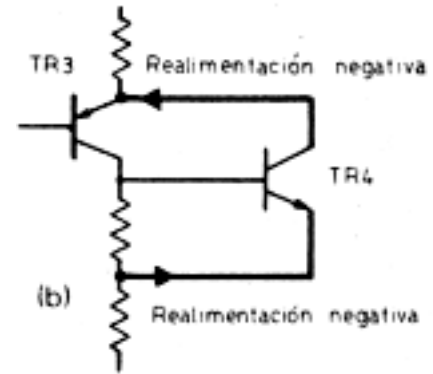


Fig. 208.-Preamplificador de video del CI Philips TAA700.

Se ha visto que la tensión de entrada es prácticamente igual al producto de la corriente de colector por el resistor de emisor. A su vez, la tensión de salida es el producto de esa misma corriente por el resistor de colector. Eso significa que ambas tensiones son proporcionales a la relación entre ambos resistores (Fig. 207).

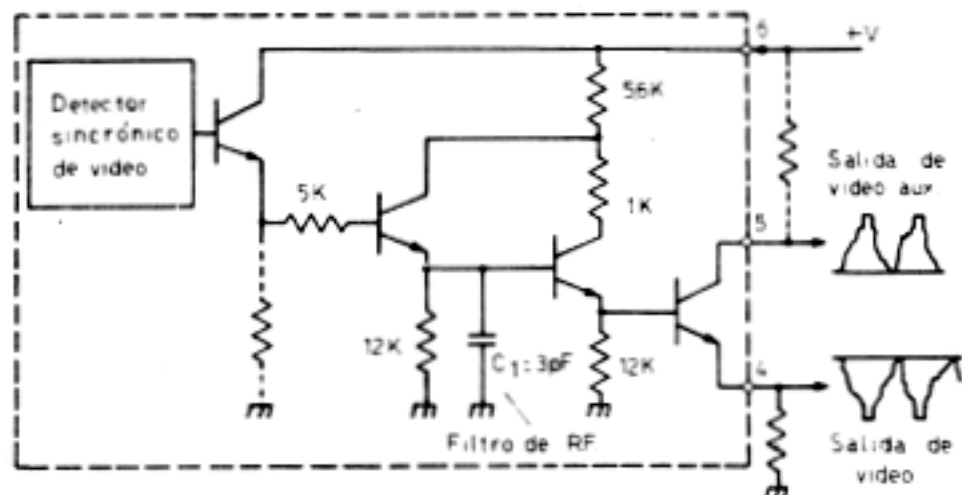
En el circuito del CI TAA700, la ganancia de la etapa es inferior a la unidad porque el resistor de salida (1.000 ohms) es menor que el resistor de entrada (2.700 ohms); las etapas posteriores del preamplificador compensarán esta disminución de manera que la ganancia total del sistema se aproxime a la unidad.



El circuito completo del preamplificador de video se encuentra en la Fig. 208; las etapas siguientes a la entrada son una serie de amplificadores en cascada que desembocan en un seguidor emisor final (TR9); de esta manera la salida representa una baja impedancia (el resistor de emisor de este transistor es exterior respecto del circuito integrado). Para que la ganancia sea estable y dependa poco de los transistores, las etapas con salida en colector están fuertemente realimentadas. Por ejemplo TR4 realimenta negativamente al emisor de TR3 y éste a su vez, realimenta al emisor de TR4 (Fig. 208 b). El diodo D3 actúa a modo de Zener de baja tensión (aprox. 0,7 V), entregando una tensión de polarización a la base de TR1 para que opere aún con pequeñas tensiones negativas de entrada.

Fig. 209.-
Preamplificador de video del CI Motorola MC1330.

El transistor TR8 cumple una función secundaria; es decir, en base recibe una muestra de la tensión de alimentación, modificando su corriente de colector de acuerdo a los cambios que ocurran en ésta. Debido a que su corriente circula



por el resistor de colector de TR7, producirá una caída de tensión en oposición a las variaciones de la tensión de fuente, obteniéndose así que la tensión de salida del amplificador permanezca prácticamente constante.

Otro caso de preamplificador incorporado a un circuito integrado es el CI Motorola MC1330 (V-10 y Apénd. 3f). El mismo consiste en cuatro seguidores emisivos conectados en cascada (Fig. 209); se incorpora un filtro de alta frecuencia para eliminar las señales de radio frecuencia provenientes del detector (capacitor C1). El transistor de salida actúa como seguidor emisor (terminal 4). pudiéndose tomar una señal de video de polaridad invertida desde su colector (terminal 5) para aplicar a otros circuitos del televisor.

Libro Digitalizado por «E-Bridge Argentina» para «PACO School» con la autorización por escrito del Autor:

Ing. Ulises J P Cejas.

Quedan reservados los derechos de la digitalización, prohibida su reproducción.

Para consultas sobre Televisión diríjase a paco@apae.org.ar

Índice general

CAPITULO 6	1
Amplificador de video	1
VI-1) Función y características del amplificador de video	1
VI-2) Limitaciones del amplificador en frecuencias bajas	2
VI-3) Limitación del amplificador en frecuencias altas	4
VI-4) Capacidades a la salida del detector	4
VI-5) Amplificador con transistores: Etapa de entrada tipo seguidor-emisivo.	5
Amplificación unitaria ($A=1$).....	6
VI-6) Impedancia de entrada del seguidor emisor	7
VI-7) Circuito Sony 120 DW	8
VI-8) Perturbaciones en sonido	9
VI-9) Amplificador final de vídeo	10
VI-10) Compensación de frecuencias altas	11
VI-11) Compensación por resonancia	12
VI-12) Compensación por realimentación	13
VI-13) Compensación en la entrada	15
VI-14) Circuito Zenith modelo T 2667W1	15
VI-15) Control de contraste	15
VI-16) Control de contraste por potenciómetro	16
VI-17) Control de contraste por realimentación	16
VI-18) Control de brillo	17
Circuito FAPESA (Fig. 202)	18
Circuito Noblex Micro 12	19
Circuito Noblex Micro 12	20
Circuito Motorola - Modelo XT 621D	21
VI-20) El amplificador de video en circuitos integrados	23