

881217

14
24



UNIVERSIDAD ANAHUAC

VINCE IN BONO MALUM

**FACULTAD DE INGENIERIA
CON ESTUDIOS INCORPORADOS A LA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**A N A L I S I S G E N E R A L
DE RECEPTORES DE TELEVISION BLANCO-NEGRO
Y CROMATICOS CON DISCUSION TEORICA DE
AMPLIFICADORES DE VIDEO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICO
AREA: SISTEMAS ELECTRICOS Y ELECTRONICOS**

**P R E S E N T A :
EDUARDO ROBLES ROBLES**

**DIRECTOR DE TESIS:
ING. JOSE ANTONIO JIMENEZ MONTAÑEZ**

MEXICO, D. F.

TESIS CON
FALLA IE OR GEN

1987.



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**ANALISIS GENERAL DE RECEPTORES DE TELEVISION BLANCO-NEGRO Y
CROMATICOS CON DISCUSION TEORICA DE AMPLIFICADORES DE VIDEO.**

INDICE.

Objetivo.

Alcances y limitaciones.

I. INTRODUCCION.....	1
II. SINTONIZADOR DE RADIO FRECUENCIA.	
2.1. Concepto.....	3
2.2. Concepto de Heterodinación.....	4
2.3. Operación de los sintonizadores de radio frecuencia.....	5
2.3.1. Sintonizador VHF.....	5
2.3.2. Sintonizador UHF.....	9
2.4. Selectividad de los sintonizadores de R.F....	10
2.5. Sistemas de control de sintonía para los sintonizadores de R.F.....	12
2.5.1. Sintonizador Mecánico.....	13
2.5.1.1. Sintonizador de torreta para VHF..	15
2.5.1.2. Sintonizador de obleas o de conmutador rotatorio.....	16
2.5.2. Sintonizador electrónico.....	18
2.5.2.1. El varactor.....	20
2.5.2.2. Características de utilización del varactor.....	21
2.5.2.3. Circuito sintonizado mediante varactor.....	22
2.5.2.4. Inconveniente del circuito sintonizado mediante varactor, en comparación a un circuito sintonizado empleando una red LC.....	25
2.5.2.5. Sistemas de alimentación de la tensión de sintonía al varactor...	25
2.6. Radiación del oscilador local del sintonizador.....	33
2.7. Curva de respuesta de R.F.....	35

III. SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

3.1. Concepto.....	36
3.2. Constitución de la sección de frecuencia intermedia de acuerdo a su evolución.....	36
3.3. Curva de respuesta de la sección de frecuencia intermedia.....	37
3.3.1. Curva de respuesta ideal de la sección de frecuencia intermedia.....	38
3.3.2. Curva de respuesta real de la sección de frecuencia intermedia.....	41
3.4. Etapas de amplificación discretas acopladas con redes LC.....	43
3.4.1. Amplificadores de FI.....	44
3.4.2. Redes de acoplo LC.....	45
3.4.3. Trampas de onda.....	54
3.5. Unidades de amplificación en circuitos integrados y redes externas LC.....	59
3.6. Dos bloques. Filtro SAW y unidad de amplificación en circuito integrado.....	60

IV. CIRCUITOS DE VIDEO.

4.1. Detector o demodulador de video.....	63
4.1.1. Concepto.....	63
4.1.2. Tipos de detectores de video.....	64
4.1.3. Polaridad de la señal de video detectada.....	71
4.2. El amplificador de video.....	73
4.2.1. Concepto.....	73
4.2.2. Características de la señal de video aplicada al tubo de imagen.....	73
4.2.2.1. Brillo.....	76
4.2.2.2. Contraste.....	77
4.2.3. Requisitos del amplificador de video...	79
4.2.4. Dificultades para cubrir los requisitos del amplificador de video.....	80
4.2.4.1. Análisis en régimen permanente....	82
4.2.4.1.1. Banda media.....	90
4.2.4.1.2. Banda baja.....	91
4.2.4.1.3. Banda alta.....	98
4.2.4.1.4. Conclusiones.....	107
4.2.4.2. Análisis en régimen transitorio...	108
4.2.4.2.1. Conclusiones.....	115
4.2.4.3. Metodología de extensión.....	116
4.2.4.3.1. Conclusión.....	121
4.2.5. Consideraciones del amplificador de video para reproducir una imagen adecuada en el tubo de imagen.....	121

4.2.5.1. Amplificador de video acoplado en alterna.....	124
4.2.5.2. Amplificador de video acoplado en continua.....	128
4.2.5.3. Métodos de compensación.....	128
4.2.6. Formas de manejo del contraste y brillo...	138
4.2.6.1. Manejo del contraste.....	138
4.2.6.2. Manejo del brillo.....	141

V. CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA. (C.A.G.).

5.1. Concepto.....	142
5.2. Funcionamiento del C.A.G.....	143
5.3. Circuitos de C.A.G.....	146
5.3.1. C.A.G. simple.....	146
5.3.2. C.A.G. llaveado.....	148
5.3.3. C.A.G. retardado.....	149
5.4. Disminución de la ganancia del transistor por medio del C.A.G.....	154
5.4.1. C.A.G. directo.....	154
5.4.2. C.A.G. inverso.....	157
5.4.3. Consideraciones del transistor en el que se emplea el C.A.G.....	157
5.4.4. Tensión de control de C.A.G.....	164

VI. EL CANAL DE SONIDO.

6.1. Separación de la señal de sonido.....	170
6.2. Partes constituyentes del canal de sonido...	174
6.2.1. Detector de interportadora.....	175
6.2.2. Filtro pasabanda de 4.5 Mhz.....	176
6.2.3. Amplificador de segunda FI de sonido y limitador.....	177
6.2.4. Detector de FM.....	179
6.2.5. Red de deénfasis.....	190
6.2.6. Amplificador de audio y bocina.....	191
6.2.7. Controles de tono y volumen.....	195

VII. EXPLORACION HORIZONTAL Y VERTICAL.

7.1. Concepto.....	197
7.1.1. Problemas relacionados a la presentación de la imagen al ojo humano.....	198
7.1.2. Exploración entrelazada.....	202
7.1.3. Frecuencias y tiempos de exploración...	206
7.2. Deflexión del haz de electrones.....	207

7.2.1. Deflexión electromagnética.....	207
7.2.2. Deflexión electrostática.....	209
7.2.3. Comparación entre las deflexiones electromagnética y electrostática.....	210
7.3. Características de la corriente de deflexión aplicada a las bobinas de deflexión horizontal y vertical.....	211
7.3.1. Forma de onda de la corriente de deflexión.....	214
7.3.2. Amplitud de la corriente de deflexión..	218
7.4. Generación de la corriente de deflexión....	221
7.4.1. Generación de una corriente en diente de sierra.....	221
7.4.1.1. Para las bobinas de deflexión horizontal.....	221
7.4.1.1.1. Amplificador horizontal.....	227
7.4.1.2. Para las bobinas de deflexión vertical.....	230
7.4.1.2.1. Amplificador vertical.....	231
7.4.2. Corrección S para la corriente de las bobinas de deflexión.....	234
7.5. Osciladores.....	235
7.6. Pulsos de borrado.....	242
7.6.1. Horizontales.....	242
7.6.2. Verticales.....	243

VIII. CIRCUITOS DE SINCRONIA.

8.1. Introducción.....	244
8.1.1. Pulso de sincronía horizontal.....	245
8.1.2. Pulso de sincronía vertical.....	246
8.1.3. Pulsos igualadores.....	249
8.1.4. Amplitud de los pulsos de sincronía....	251
8.2. Circuitos.....	252
8.2.1. Separador o recortador de sincronía....	253
8.2.2. Diferenciador.....	257
8.2.3. Control automático de frecuencia.(CAF).	265
8.2.4. Integrador.....	272

IX. CIRCUITOS ADICIONALES PARA COLOR.

9.1. Introducción al color.....	282
9.1.1. Tubos de imagen en color.....	283
9.1.2. Compatibilidad entre receptores blanco y negro y en color.....	287
9.2. Circuitos de color.....	288

9.2.1. Sección de luminancia.....	289
9.2.1.1. Señal de luminancia.....	289
9.2.1.2. Formación de la señal de luminancia.....	291
9.2.1.3. Circuitos de la sección de luminancia.....	293
9.2.2. Sección de cromina.....	296
9.2.2.1. Señal de cromina.....	296
9.2.2.2. Consideraciones para la transmisión de la señal de cromina en el canal de televisión.....	299
9.2.2.3. Formación de la señal de cromina.....	303
9.2.2.4. Combinación de la señal de cromina con la señal de luminancia, para su transmisión.....	312
9.2.2.5. Circuitos de la sección de cromina..	316
9.2.3. Sección de matizado.....	330
9.2.3.1. Matizado en el tubo de imagen....	331
9.2.3.2. Matizado en los amplificadores de salida de vídeo.....	332
9.2.4. Sección de convergencia.....	334
9.2.4.1. Fallas de convergencia estáticas..	334
9.2.4.2. Fallas de convergencia dinámicas..	336

X. FUENTES DE ALIMENTACION.

10.1. Fuente de alimentación de baja tensión.....	339
10.1.1. Transformador.....	340
10.1.2. Rectificador.....	342
10.1.3. Multiplicador de tensión.....	350
10.1.4. Filtro.....	353
10.1.5. Regulador de tensión.....	358
10.2. Fuente de alta tensión.....	363
10.2.1. Flyback con rectificador de media onda y filtro por capacitor.....	367
10.2.2. Flyback con multiplicador de tensión..	368
10.2.3. Flyback integrado.....	368
10.3. Extracción de energía del flyback.....	370
10.3.1. Alta tensión para bajo consumo.....	370
10.3.2. Baja tensión para alto consumo.....	371

XI. RESUMEN.....	374
Conclusiones.....	383
Bibliografía.....	386

OBJETIVO

Proveer a todos aquellos que han terminado e estén cursando la licenciatura en Ingeniería Electrónica, de un material didáctico en el campo de las comunicaciones, específicamente en televisión, que les permita comprender la constitución y funcionamiento de las partes de un receptor de televisión.

ALCANCES Y LIMITACIONES:

Este trabajo constituye una ayuda para todas aquellas personas que de una u otra forma se dedican a aspectos relacionados a la televisión, ya que los dota de conocimientos que les permite entender cómo funciona el receptor de televisión, para que si en un momento tienen que actuar en él, como por ejemplo al efectuar reparaciones, comprendan cual es el problema y puedan contribuir a hacer cambios que eviten estos errores y mejoren la tecnología.

La tesis puede tomarse como texto para impartir un curso para gente que desee penetrar en el campo de la televisión.

La presente obra no pretende enseñar al lector a diseñar un receptor o a realizar reparaciones en éste.

El lector requiere tener conocimientos básicos de electricidad, de los dispositivos electrónicos esenciales, como son el funcionamiento del diodo y del transistor y comprender los procesos de análisis de señales y modulación.

I. INTRODUCCION.

La televisión monocromática comenzó por el año de 1945, cuando la Comisión de Comunicaciones Federales de los Estados Unidos de Norteamérica especificó los estándares para transmisión y recepción y asignó los canales 2 a 13 de VHF. Desde entonces la televisión ha venido evolucionando.

En 1949 las compañías Columbia Broadcasting System (CBS) y Radio Corporation of America (RCA), presentaron sistemas experimentales para transmitir y reproducir la televisión en color.

En 1952 se asignaron los canales 14 a 83 de UHF para proveer más estaciones de televisión. En 1953 la National Television Systems Committee (NTSC), propuso los estándares usados actualmente para televisión comercial en color en la mayoría de los países de América del Norte y Sur. En otros países como en la mayoría de Europa, existen otros estándares, pero las diferencias son muy pequeñas. Este trabajo hace referencia únicamente al sistema NTSC.

En la tesis se exponen las secciones que componen un receptor de televisión. En ocasiones se describen circuitos específicos, por ser indispensables para fijar una idea del fun-

cionamiento en forma más precisa. En otras, sólo se da el diagrama de bloques, pero esto basta para formarse una idea de la función de estos circuitos.

La televisión es el resultado de un trabajo en equipo donde existen una serie de partes que realizan una función específica. Comprendiendo como opera cada una de las secciones, entender el funcionamiento en conjunto se torna una labor muy simple. Mucha gente sufre y se decepciona cuando trata de estudiar o aprender algo usando escritos que son muy avanzados, por no comprender de lo que hablan. Esta tesis rompe esta barrera, pues la forma como se estudia la televisión hace que una vez comprendido el tema, la lectura de cualquier otro texto más específico sea clara y se capte su contenido con facilidad.

Por todas estas razones, aumentará el interés en este campo, y por ende, los avances tecnológicos que tantos beneficios brindan a la humanidad.

Al final del trabajo se da un resumen, donde se muestra la unión de todas las partes que constituyen el receptor.

II. SINTONIZADOR DE RADIO FRECUENCIA.

2.1. CONCEPTO.

La sección del sintonizador es la etapa de entrada al receptor de televisión. Su función es seleccionar la señal del canal deseado disponible en la antena y excluir todas las demás. Para esto, convierte las señales de radio frecuencias del canal elegido a valores de frecuencia intermedia, que son las que maneja el receptor. Solo las señales de frecuencia intermedia serán lo suficientemente amplificadas a un nivel tal que la demodulación de la información en la portadora pueda llevarse a cabo.

Esta sección consta de dos sintonizadores separados:

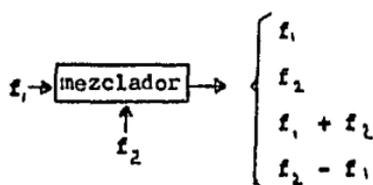
1. Sintonizador VHF; para sintonizar en forma selectiva cualquiera de los canales de televisión en las bandas baja (54MHz a 88MHz) y alta (174MHz a 216MHz) de VHF (canales 2 a 6 y 7 a 13 respectivamente).

2. Sintonizador UHF; para sintonizar cualquiera de los canales en la banda (470MHz a 890MHz) de UHF (canales 14 a 83).¹

1. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcano, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, pp. 326,350.

2.2. CONCEPTO DE HETERODINACION.

Al aplicar dos señales de diferente frecuencia a un mezclador que utiliza un dispositivo no lineal, como se muestra en la Fig. 2.1, a la salida se obtienen señales que contienen las frecuencias originales, su suma y su diferencia. A este proceso se conoce como heterodinación o batido entre las dos señales.



Donde:

f_1 = frecuencia de la señal 1.

f_2 = frecuencia de la señal 2.

$f_1 \neq f_2$

FIG. 2.1. Heterodinación.

La heterodinación se lleva a cabo, cuando las dos señales, previamente unidas mediante medios inductivo o capacitivo, pasan a través del mezclador. El mezclador es un dispositivo no lineal, ya sea un diodo o un transistor operando en clase B, que rectifica las señales. A la salida del mezclador se suele colocar un circuito sintonizado que permite únicamente el paso de la señal que contiene la diferencia de

frecuencias. Esta última señal se suele llamar señal de frecuencia intermedia.²

2.3. OPERACION DE LOS SINTONIZADORES DE RADIO FRECUENCIA.

La Fig. 2.2 muestra un diagrama a bloques simplificado de la sección del sintonizador, únicamente con el propósito de explicar su funcionamiento.

2.3.1. SINTONIZADOR VHF.

Las señales de radiofrecuencia llegan a la antena y de ahí, a través de la línea de transmisión pasan al amplificador de R.F. (R.F. significa radiofrecuencia), que se sintoniza a la banda de 6MHz del canal deseado, por lo que únicamente se amplifican las señales del canal elegido. Este amplificador es del tipo sintonizado tanto a la entrada como a la salida, tiene una ganancia típica de 15 a 20 dB y debe introducir el menor ruido posible.³ Las señales de R.F. del canal así amplificadas se aplican a un mezclador que además de añadir una ganancia de 10 a 15 dB, opera en una región altamente no lineal por lo que rectifica y por lo tanto heterodina o

2. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, p. 549.
3. K.BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.6.

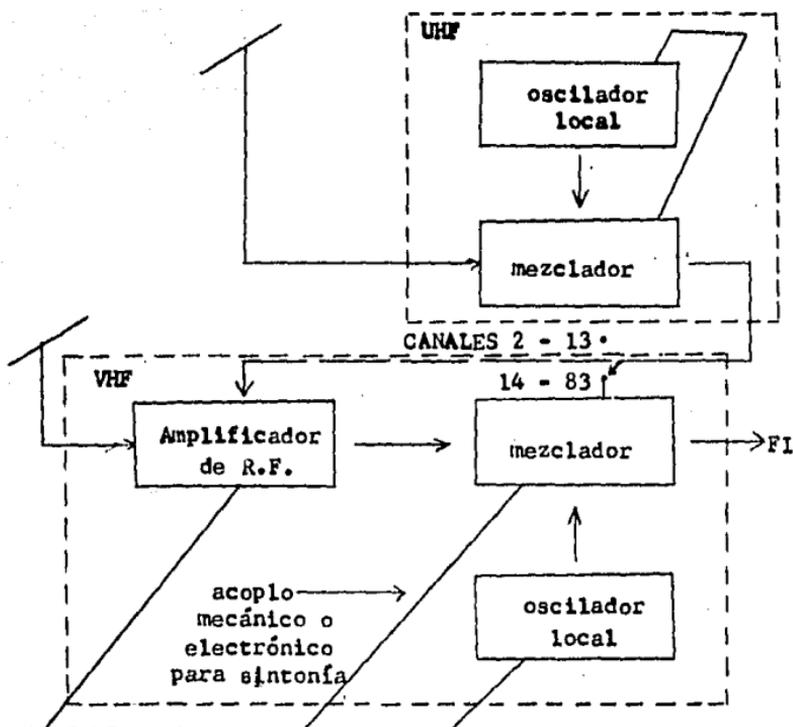


FIG. 2.2. Etapas básicas de la sección del sintonizador de R.F.

bate estas señales con la señal de un oscilador local de onda continua y frecuencia única. Al mezclador algunas veces se le llama primer detector.⁴ Es práctica estándar sintonizar el oscilador local a una frecuencia 45.75 MHz por encima de la frecuencia de la portadora de video del canal sintonizado, con el objeto de que al producirse la heterodinación se obten-

4. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, p. 176.

SAN como señales de frecuencia intermedia 45.75 MHz para la portadora de video y 41.25 MHz para la portadora de sonido.

Ejemplo para sintonía del canal 3:

Las frecuencias que abarca el canal 3 son de 60 a 66 MHz. Además las frecuencias de la portadora de video es de 61.25 MHz y la de la portadora de sonido 65.75 MHz. Esto se muestra claramente en la Fig. 2.3.

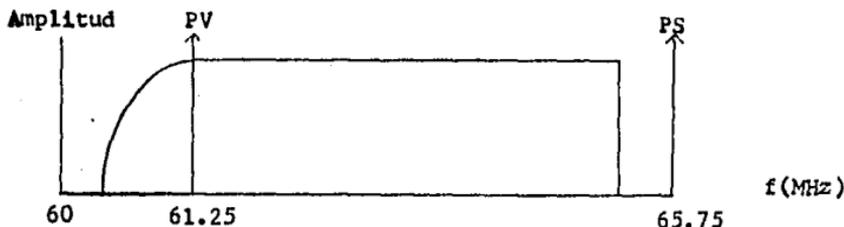


FIG. 2.3. Canal 3 de T.V.

En la Fig. 2.4. se muestra el sintonizador VHF de la Fig. 2.2., indicándose las frecuencias y niveles asociadas al canal 3 a la entrada y salida del amplificador de R.F. También se muestra el canal de frecuencia intermedia que se obtiene a la salida del mezclador. Las frecuencias intermedias para portadora de video y portadora de sonido se obtie-

don como sigue:

$$\begin{aligned} FI_{PV} &= F_o - PV \\ &= 107 - 61.25 \\ &= 45.75 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} FI_{PS} &= F_o - PS \\ &= 107 - 65.75 \\ &= 41.25 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Donde:

FI PV = frecuencia intermedia de la portadora de video.

FI PS = frecuencia intermedia de la portadora de sonido.

Fo = frecuencia del oscilador, (su valor es 45.75 MHz mayor que la portadora de video, es decir 107 MHz).

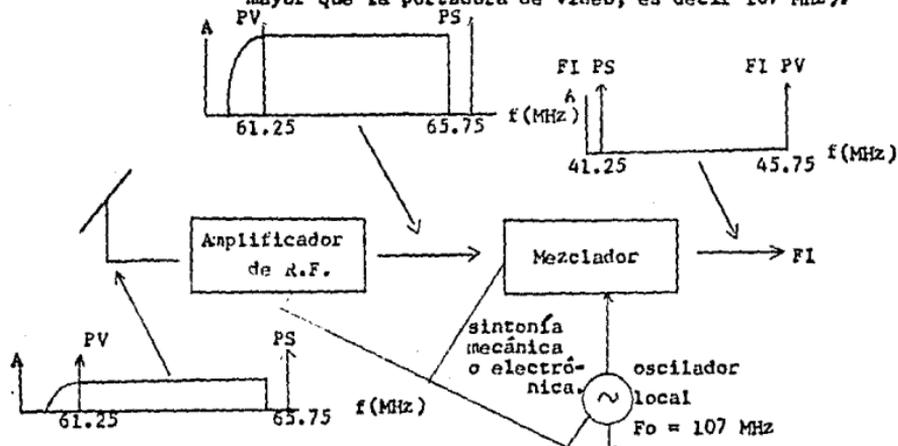


FIG. 2.4. Sintonizador VHF. (Se encuentra sintonizado al canal 3, del cual se muestran sus niveles de amplitud y frecuencias asociadas).

2.3.2. SINTONIZADOR UHF.

Para operar este sintonizador se requiere colocar el sintonizador VHF en posición de UHF (generalmente esto corresponde a lo que sería el canal 1). Al hacer esto, se desconecta la alimentación de los circuitos amplificador de R.F. y oscilador local del sintonizador VHF. Al mismo tiempo se alimentan los circuitos del sintonizador UHF. (ver Fig. 2.2). La señal de radiofrecuencia llega a través de la antena a un mezclador, el cual en la mayoría de los casos es un diodo de cristal. En el mezclador se heterodinan las señales de radiofrecuencia del canal sintonizado con la frecuencia de un oscilador local, cuyo valor es también 45.75 MHz mayor que la portadora de video del canal elegido. Este batido o heterodinación entre las señales produce a la salida del mezclador la señal de frecuencia intermedia, en la que los valores de la portadora de video es de 45.75 MHz y la portadora de sonido de 41.25 MHz, como ya se había indicado. La señal de FI (frecuencia intermedia), así obtenida, se acoplaba antiguamente al amplificador de R.F. En este caso tanto el amplificador de R.F. como el mezclador del sintonizador VHF operan como amplificadores de FI. Actualmente la señal de FI se suele acoplar al mezclador de VHF, el cual opera en este caso como amplificador de FI. En este último caso el amplificador de R.F. permanece desconectado. El oscilador local de VHF permanece desconectado en ambos casos.

La razón por la cuál la amplificación en el sintonizador UHF sea después de la heterodinación, es que debido a las ultra altas frecuencias, amplificar al principio tendría una muy baja eficiencia.⁵ Además se debe hacer notar que por operar el sintonizador de R.F. a ultra altas frecuencias, no se deben mover los componentes de UHF, ya que esto afectaría su capacidad.

Los sintonizadores VHF y UHF son muy semejantes, solo que en estos últimos se emplean segmentos de líneas de transmisión para los circuitos de sintonía en lugar de bobinas.

2.4. SELECTIVIDAD DE LOS SINTONIZADORES DE R.F.

Por selectividad de un sintonizador se entiende la habilidad del mismo para captar y dejar pasar un canal deseado, eliminando los demás.

Para lograr una banda pasante selectiva del sintonizador VHF en receptores de color se utilizan dos circuitos de sintonía, que son:

5. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.6, 13.7.

1. Preselector. Es un circuito de sintonía simple colocado entre la entrada de antena y el amplificador de R.F.

2. Red intermedia. Circuito de doble sintonía, colocado entre el amplificador de R.F. y el mezclador.

En estos circuitos se selecciona la frecuencia del canal deseado variando su inductancia, capacidad o ambas, mediante sistemas de control para sintonía (ver sección 2.5).

A la salida del mezclador se coloca un circuito sintonizado a la banda de frecuencia intermedia.

En los receptores monocromáticos la red intermedia es un circuito de sintonía simple.⁶

Con estos circuitos se pueden captar las señales del canal elegido con un nivel superior a las demás. Sin embargo existen ciertas señales que aún logran pasar con un nivel que puede ocasionar problemas de interferencia. Para evitar este problema, generalmente en la sección de entrada de los sintonizadores de la banda VHF se colocan los filtros y trampas que se indican a continuación:

1. Filtro pasa altos; evita el paso de señales cu-

6. Ibid. p. 13.73.

yas frecuencias son inferiores a 54 MHz, es decir, todas aquellas señales anteriores al canal 2.

2. Trampa de FI; rechaza las señales colocadas en la banda de frecuencia intermedia (41 a 47 MHz), ya que cualquier señal de alguna de estas frecuencias que logre pasar será posteriormente amplificada en la sección de FI.

3. Trampa de FM; rechaza señales de la banda de radiodifusión comercial (88 a 108 MHz) que ocasionarían problemas de interferencia.

En algunos receptores se suelen incluir trampas para evitar la interferencia de señales producidas por transmisoras que operan en la banda de policía y aficionado.

En cuanto al sintonizador de UHF, la selectividad se logra mediante un filtro sintonizable preselectivo de doble sintonía, colocado entre la entrada de antena y el mezclador. Además a la salida del mezclador se utiliza una red sintonizada a la banda de FI.⁷

2.5. SISTEMAS DE CONTROL DE SINTONIA PARA LOS SINTONIZADORES DE R.F.

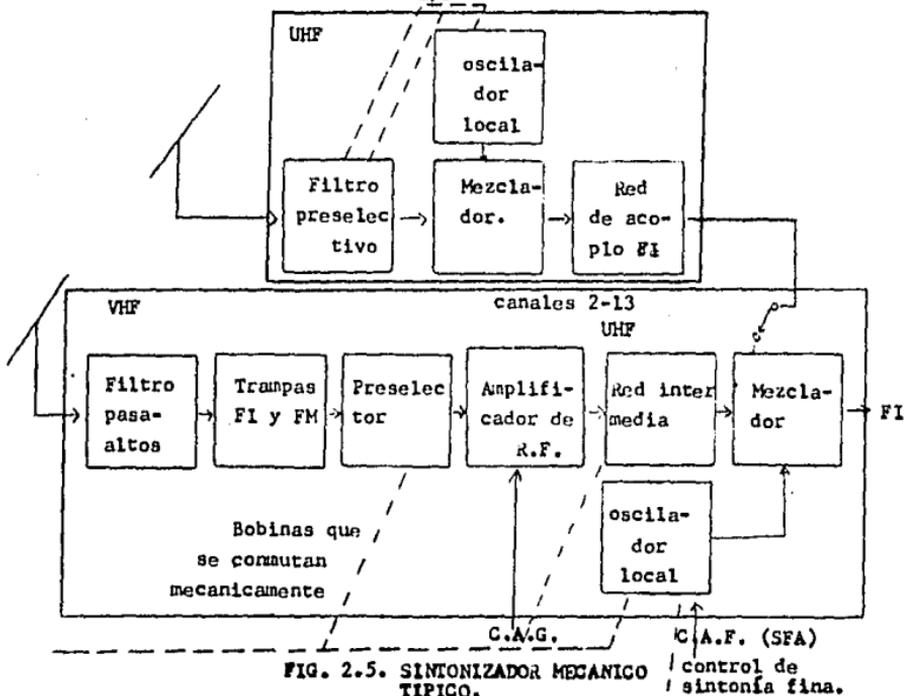
Existen dos formas de controlar la sintonía en un recep-

7. Ibid. pp. 13.73, 13.74, 13.77.

for de televisión, que son: en forma mecánica o en forma electrónica. De acuerdo a esta clasificación los sintonizadores se dividen en mecánicos y electrónicos.

2.5.1. SINTONIZADOR MECANICO.

En la Fig. 2.5. se muestra un diagrama de bloques de un sintonizador mecánico típico.



La operación del sintonizador, así como la razón de cada uno de los bloques ya han sido explicadas. En la Fig. 2.5. se indican tres señales adicionales. La primera consiste en una señal aplicada al amplificador de R.F., denotada en la figura con las siglas C.A.G. que significan control automático de ganancia. Esta señal sirve para regular la ganancia del amplificador (en el capítulo 5 se explica el C.A.G. detalladamente). Las dos señales restantes a las que nos referimos se aplican al oscilador local. Una de ellas es el control de sintonía fina, el cuál varia la frecuencia del oscilador local, para lograr una sintonización perfecta. La otra señal, indicada en la figura como C.A.F., es un control automático de frecuencia, para corregir las posibles desviaciones en frecuencia que pudiera ocurrir en el oscilador al cambiar las características de sus componentes por calentamiento o envejecimiento. El C.A.F. es mejor conocido como S.F.A., que significa sintonía fina automática. Este control asegura que la frecuencia del oscilador se mantenga 45.75 MHz por encima de la portadora de video del canal seleccionado. Por último, las líneas punteadas indican que se utiliza un sistema de control mecánico para sintonizar el canal deseado.⁸

8. Ibid. p. 13.7

Existen dos tipos de sintonizadores mecánicos para recepción de VHF. Estos son el sintonizador de torreta y el sintonizador de obleas o de conmutador rotatorio.

2.5.1.1. SINTONIZADOR DE TORRETA PARA VHF.

Este sintonizador se muestra en la Fig. 2.6. Está compuesto por conjuntos de tres bobinas, agrupadas formando tiras y montadas en un tambor o torreta. Al girar el tambor se conectan las bobinas de una de las tiras mediante contactos, a los circuitos preselector, red intermedia y oscilador local, para sintonizar un canal determinado. Se tienen 13 tiras de bobinas o posiciones; 12 para los canales de la banda VHF y la restante para operar el sintonizador de UHF. Cuando se conecta el sintonizador en la posición de UHF, se cancela la alimentación al amplificador de R.F. y al oscilador local de VHF; se alimentan los circuitos del sintonizador UHF y se conecta la señal de salida de este último al mezclador de VHF que opera como amplificador con banda pasante de frecuencia intermedia.⁹

9. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, p. 540.

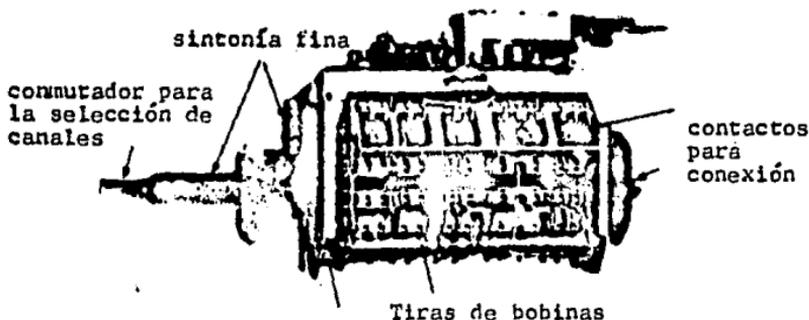


FIG. 2.6. Sintonizador de Torreta.

2.5.1.2. SINTONIZADOR DE OBLEAS O DE CONMUTADOR ROTATORIO.

Este sintonizador contiene 3 discos; uno para cada uno de los circuitos preselector, red intermedia y oscilador local para VHF (Ver Fig. 2.7.a.). Cada disco contiene varias bobinas conectadas entre sí, con 12 taps o derivaciones para los canales de la banda VHF y una posición extra para la conexión a UHF (ver Fig. 2.7.b.). Los discos están mecánicamente acoplados a una flecha común y contienen unos contactos que al girar la flecha agrupan el número de bobinas necesarias para sintonizar un determinado canal. En la posición de UHF se procede en la misma forma como se indicó para el sintoni-

zador de Torreta.¹⁰

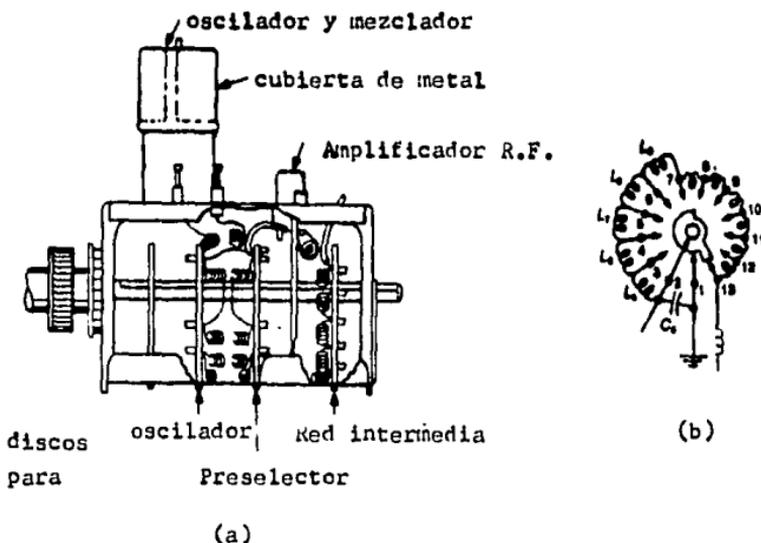


FIG. 2.7. Sintonizador de obleas.

- a). Esquema del sintonizador.
- b). Disposición de las bobinas en uno de los discos del sintonizador.

En estos sintonizadores, el de Torreta y el de obleas, la sintonía fina consiste en una perilla conectada en el selector de canales, que al presionarla engrana una rueda de plástico que a su vez mueve el núcleo de la bobina del oscilador, variando su inductancia y por lo tanto su frecuencia.¹¹

10. Ibid. pp. 542, 543, 558.

11. KILVER Milton S. FUNDAMENTOS DE LA TELEVISION EN COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1981, p. 178.

En cuanto al sintonizador mecánico de UHF, la sintonía se controla mediante un conmutador rotatorio, al que se encuentran conectadas en una flecha común, las placas móviles de tres capacitores variables con dieléctrico de aire. En el otro extremo del capacitor se conectan tramos de líneas de transmisión, para formar los circuitos de sintonía del preselector y oscilador local de UHF.

La sintonía en UHF es en forma continua al variar las placas de los capacitores, aunque a veces se colocan retenes mecánicos para indicar los canales.

En todos los sintonizadores UHF se debe poder sintonizar cualquiera de los canales 14 a 83.¹²

2.5.2. SINTONIZADOR ELECTRONICO.

Estos sintonizadores se consideran electrónicos, ya que la sintonía del canal elegido se realiza aplicando tensión inversa a los terminales de un diodo llamado varactor, con lo cual se varia a la vez la capacitancia de este y con esto la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado. En la Fig. 2.8. se muestra un diagrama de bloques de un sintonizador electrónico típico.

12. ZBAR, Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985.

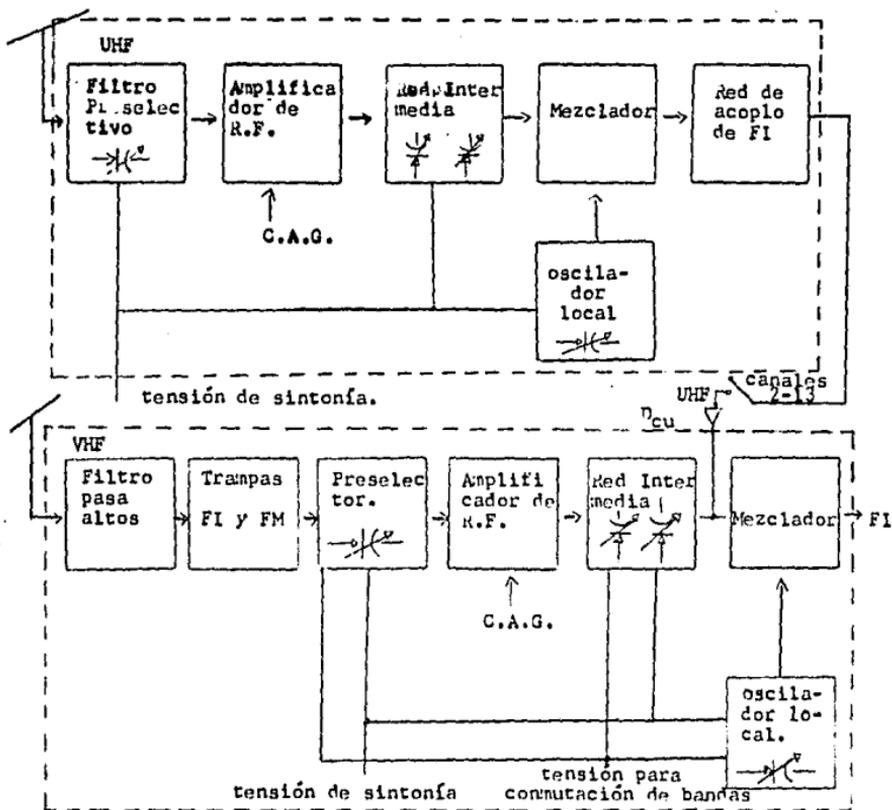


FIG. 2.8. Sintonizador Electrónico.

En lo que respecta a los circuitos empleados, el sintonizador electrónico es muy semejante al sintonizador mecánico. Las diferencias se encuentran en que el sintonizador electrónico requiere un amplificador de R.F. y una red intermedia en el sintonizador UHF. Esto se debe a que los circuitos sintoni-

zados no tienen la misma selectividad cuando se emplean varactores.¹³

2.5.2.1. EL VARACTOR.

El varactor, también llamado varicap o diodo capacitivo, cuyo símbolo se muestra en la Fig. 2.9., es un diodo, generalmente de silicio, que opera como capacitor al aplicarle tensión inversa. La capacidad del varactor disminuye conforme aumenta la tensión inversa aplicada entre sus terminales.

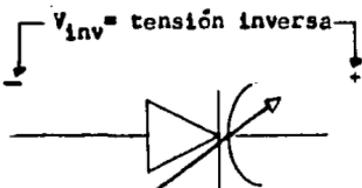


FIG. 2.9. Símbolo del varactor.

En la Fig. 2.10. se muestra la curva que indica las relaciones entre tensión inversa aplicada al varactor y capacidad obtenida.¹⁴

13. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 561, 562.
14. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.83.

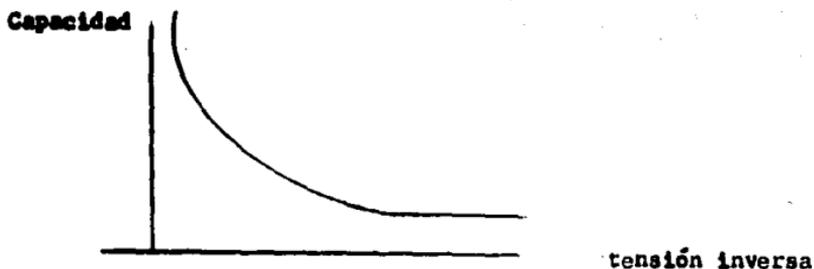


FIG. 2.10. Curva de capacidad-tensión inversa en el varactor.

2.5.2.2. CARACTERISTICAS DE UTILIZACION DEL VARACTOR.

Los varactores empleados en aplicaciones de sintonía en los receptores de televisión requieren tener las siguientes características:

1. Usarse siempre en la zona inversa. La tensión inversa mínima para que funcione el varactor como capacitor es de aproximadamente 2 volts. Si se aplican 4 volts de tensión inversa a los terminales del varactor se obtiene una capacidad de 20 picofarads.¹⁵

15. **GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION.** Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1982, p. 563.

2. La relación entre tensión inversa aplicada al varactor y la capacidad obtenida debe ser lo más lineal posible. Si esto se cumple, la relación entre tensión inversa aplicada al varactor y la frecuencia de resonancia del circuito de sintonía será lineal.

2.5.2.3. CIRCUITO SINTONIZADO MEDIANTE VARACTOR.

En la Fig. 2.11. se muestra un circuito sintonizado mediante varactor.

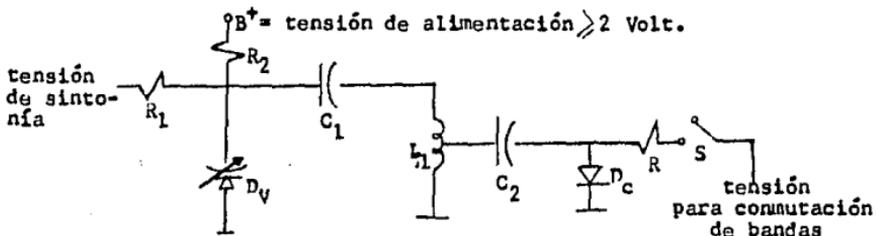


FIG. 2.11. Circuito sintonizado mediante varactor.

La operación del circuito es la siguiente: C_1 es un capacitor que previene que la tensión de alimentación se vaya a masa a través de L_1 . El valor de este capacitor es del orden de 1 nanofarad,¹⁶ por lo que su reactancia a la frecuencia de

16. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRÁCTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACIÓN EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, México, 1985, p. 335.

resonancia es tan pequeña que se puede despreciar, quedando un circuito resonante formado por L_1 y la capacitancia del varactor. La tensión de alimentación aplicada a través de R_2 es fija y hace resonar al circuito a cierta frecuencia cuando la tensión de sintonía aplicada es cero. Conforme aumenta la tensión de sintonía, la capacidad del varactor disminuye y por lo tanto la frecuencia de resonancia aumenta, permitiendo variar la sintonía del circuito.

Tomando en cuenta que la relación entre las frecuencias, superior para la banda alta de VHF (216 MHz) e inferior para la banda baja de VHF (54 MHz) es de 2 octavas, el rango de frecuencias que se manejan es demasiado grande comparado con las que se pueden abarcar cambiando la capacidad del varactor al aplicarle tensión inversa. Para solucionar este problema, se conecta un conmutador, representado por el contacto S en la Fig. 2.11. Para sintonizar los canales de la banda baja de VHF (canales 2 a 6), el contacto S permanece abierto. Cuando se quiere sintonizar algún canal de la banda alta de VHF (canales 7 a 13), se cierra el contacto S. Al hacer esto se aplica tensión positiva al ánodo del diodo conmutador D_c , el cuál cortocircuita una parte de L_1 , con lo que se aumenta la frecuencia resonante del circuito. El capacitor C_2 , al igual que C_1 , impide que la tensión de sintonía para cambio de banda se vaya a masa a través de L_1 .

Aunque no se muestra en la Fig. 2.11, cuando se sintonizan los canales de la banda baja de VHF, además de que el contacto S permanece abierto, se aplica tensión positiva al cátodo del diodo conmutador D_c , para asegurar que éste no conduzca y que el circuito sintonizado emplee L_1 completa.¹⁷

Las características que debe tener el diodo conmutador son baja resistencia cuando conduce (valor típico 0.7 ohms), y baja capacidad con polarización inversa (un valor típico es 1 picofarad cuando la tensión inversa aplicada es de 20 volts.¹⁸)

Para recepción de los canales de UHF se aplica tensión positiva al ánodo del diodo conmutador D_{cu} de la Fig. 2.8, con lo que se ponen en corte el amplificador de R.F. y el oscilador local de VHF y se sintoniza a la banda de frecuencia intermedia el mezclador de VHF.

Se emplean circuitos del tipo de la Fig 2.11 para cada uno de los circuitos de sintonía mostrados en la Fig. 2.8. e indicados mediante el símbolo del varactor.

17. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, p. 565.
18. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.83.

2.5.2.4. INCONVENIENTE DEL CIRCUITO SINTONIZADO MEDIANTE VARACTOR, EN COMPARACION A UN CIRCUITO SINTONIZADO EMPLEANDO UNA RED LC.

El varactor tiene una resistencia en serie, lo que provoca que la selectividad del circuito de sintonía sea menor que la que tendría una red LC. Para compensar este efecto, se añade al sintonizador UHF un amplificador de R.F. y una red intermedia, haciéndolo muy parecido al sintonizador VHF. Se debe tener en cuenta que la resistencia serie del varactor disminuye conforme aumenta la tensión inversa aplicada.¹⁹

2.5.2.5. SISTEMAS DE ALIMENTACION DE LA TENSION DE SINTONIA AL VARACTOR.

Se pueden clasificar en dos tipos: síntesis de tensión y síntesis de frecuencia.

1. SINTESIS DE TENSION: En este sistema se aplica una tensión al varactor tomada de una tensión de referencia. La tensión se puede obtener mediante dispositivos analógicos o digitales.

a) Empleado dispositivos analógicos.

La tensión de sintonía se toma del brazo de

19. Ibid. p. 13.84.

control de un potenciómetro conectado a una fuente de tensión continua estable, como se muestra en la Fig. 2.12. En esta configuración todos los diodos varactores son gobernados por la misma tensión de sintonía, por lo que deben de operar todos igual.

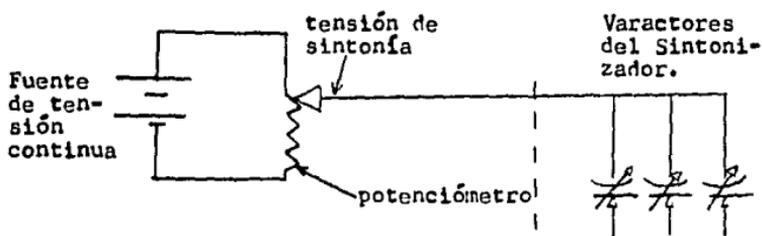


FIG. 2.12. Alimentación de la tensión de sintonía al varactor mediante potenciómetro.

Si se quiere tener una selección discreta de canales se puede realizar un arreglo de potenciómetros, los cuales se conectan entre una fuente de tensión continua estable y masa, como se indica en la Fig. 2.13. La tensión de sintonía se toma conectando el potenciómetro apropiado a los varactores del sintonizador, empleando un conmutador rotatorio o botones pulsadores, en los cuales se indica el canal correspondiente. El control de sintonía fina consiste en variar el brazo de control del potenciómetro asociado al canal seleccionado.

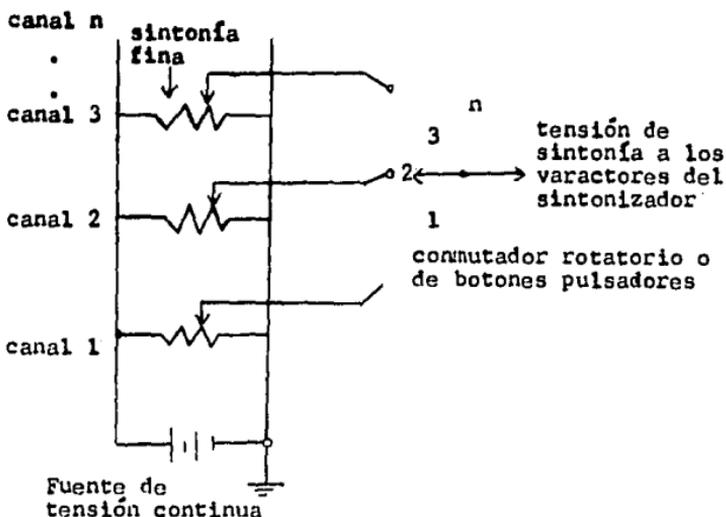


FIG. 2.13. Alimentación de la tensión de sintonía al varactor mediante un arreglo de potenciómetros para selección discreta de canales.

b) Empleando dispositivos digitales. &

Este sistema se muestra en la Fig. 2.14. Consiste en almacenar en una memoria la información del canal y la banda a la que pertenece en forma de una palabra (comunemente de 14 a 17 bits). El número de canales que se pueden almacenar depende del tamaño de la memoria, aunque generalmente son para 20 canales. Usando el teclado se elige un canal, y al hacerlo éste envía una señal a un procesador de control, que puede ser un circuito lógico o un microprocesador. El pro-

& Este símbolo indica que la sección requiere de conocimientos básicos de electrónica digital. Se puede omitir sin pérdida de continuidad.

cesador se encarga de encender los segmentos del led del canal elegido y extrae de la memoria la palabra correspondiente. Parte de la palabra (de 12 a 14 bits) pasan a través de un convertidor digital analógico, del cuál se obtiene una tensión que se filtra y corresponde a la tensión de sintonía requerida en ese canal. El resto de la palabra se utiliza para enviar una señal que selecciona la banda que le corresponde al canal.

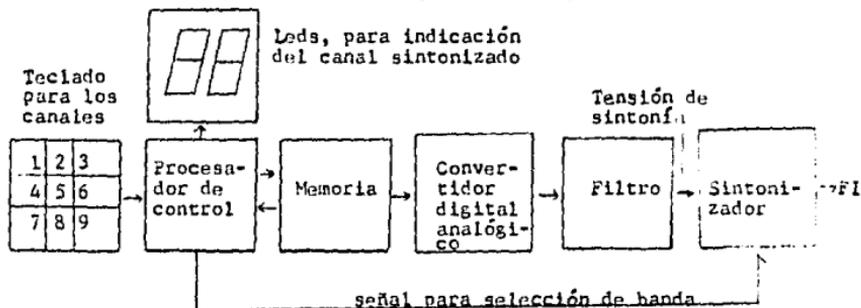


FIG. 2.14. Alimentación de la tensión de sintonía por medios digitales.

2. SINTESIS DE FRECUENCIA: En este sistema, la tensión que se aplica al varactor se obtiene comparando la frecuencia

del oscilador local del sintonizador con una frecuencia de referencia, que corresponde a la frecuencia que debería tener el oscilador para el canal seleccionado. Se pueden distinguir dos tipos de sistemas según que la comparación de frecuencias se realice en forma continua o a intervalos definidos de tiempo.

a) Por comparación de frecuencias en forma continua.

Este sistema se indica en la Fig. 2.15. Mediante el teclado se selecciona un canal. Al hacer esto el microprocesador se encarga de encender los segmentos de los leds adecuados y genera una onda cuadrada que representa la frecuencia del oscilador del canal deseado en una escala menor. Es decir, la frecuencia del oscilador pasa a través de un divisor (por 256 en este caso), por lo que las frecuencias para los canales de las bandas VHF y UHF (54 a 890 MHz), quedan comprendidas entre 0.38 MHz y 3.6 MHz. Se requiere realizar esta conversión ya que las frecuencias del oscilador son muy elevadas como para ser manejadas en el microprocesador. La frecuencia de la señal de onda cuadrada se compara con la frecuencia del oscilador local del sintonizador, que previamente ha pasado a través de un divisor por 256, para que coincida con la frecuencia de referencia. Si existe alguna diferencia entre las frecuencias se produce a la salida del comparador un tren de pulsos de error, que pasan por un filtro integrador RC produciendo una tensión continua de bajo nivel, que se amplifica y se

aplica a los varactores para lograr así la sintonía correcta. También se origina una señal en el microprocesador, de acuerdo al canal elegido, para colocar la tensión apropiada al selector de bandas del sintonizador.²⁰

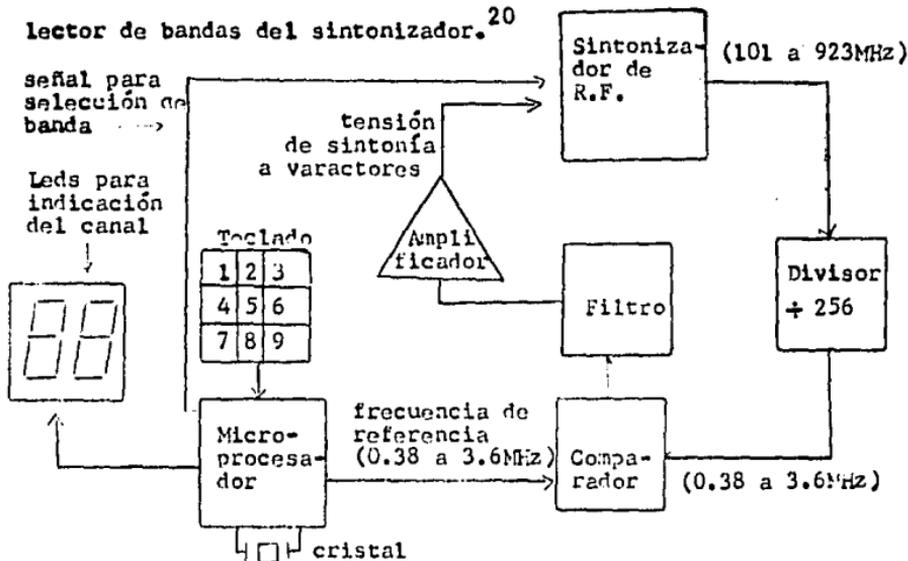


FIG. 2.15. Alimentación de la tensión de sintonía al varactor por comparación de frecuencias en forma continua.

20. Ibid. pp. 13.7, 13.9, 13.10, 13.88, 13.89, 13.90.

b) Por comparación de frecuencias a intervalos definidos de tiempo.

Este sistema se indica en la Fig. 2.16. Al seleccionar un canal, por medio del teclado, el microprocesador carga un contador de frecuencia. La frecuencia del oscilador local del sintonizador, previamente dividida por 256, se emplea para decrementar la cuenta del contador. Si la frecuencia del oscilador es correcta, el contador quedará con cuenta cero. Si la frecuencia es menor, el contador queda con una cierta cuenta; esto lo detecta un circuito de carga cerrando el contacto S_1 , con lo que se carga el condensador C. Esto aumenta la tensión de sintonía, lo que hace que disminuya la capacidad del varactor y a la vez aumente la frecuencia del oscilador. (Esto se sigue de que la frecuencia de un circuito resonante es $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$). De manera semejante, si la frecuencia del oscilador es mayor, el contador quedará con cierta cuenta, que al ser detectada por el circuito de carga cierra el contacto S_2 , con lo que el condensador C se descarga. Esto disminuye la tensión de sintonía, aumenta la capacidad del varactor y por lo tanto disminuye la frecuencia del oscilador. El microprocesador también se encarga de elegir la banda adecuada.²¹

21. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, pp. 337, 338.

En los sintonizadores completamente electrónicos no hay partes móviles, por lo que su volumen es una tercera o cuarta parte de los sintonizadores mecánicos.²²

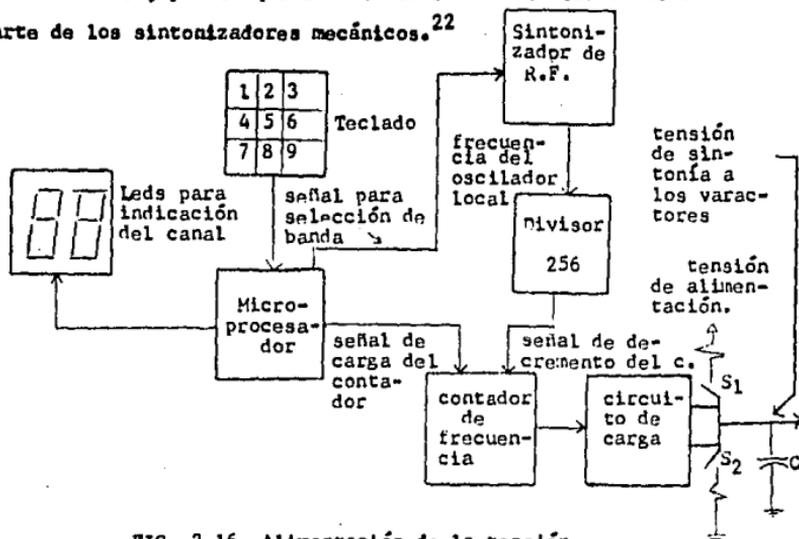


FIG. 2.16. Alimentación de la tensión de sintonía al varactor por comparación de frecuencia a intervalos definidos de tiempo.

22. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.7.

2.6. RADIACION DEL OSCILADOR LOCAL DEL SINTONIZADOR.

La radiación del oscilador puede interferir a los servicios localizados entre las bandas baja y alta de VHF, arriba de la banda alta de VHF y a los canales de UHF.

La radiación del oscilador proviene de tres fuentes principales: de la conexión del oscilador a la antena, de cables conectados del sintonizador a otras partes del chasis, o de radiaciones del chasis, o caja de metal que contiene al sintonizador.

a) De la conexión del oscilador a la antena.

Si la energía del oscilador llega a la antena, ésta será radiada. Para evitar esto el amplificador de R.F. se emplea como separador, es decir, como aislamiento entre el oscilador y la antena.

La potencia del oscilador local debe tener un valor adecuado, ya que se debe satisfacer el compromiso de que sea estable y que el mezclado sea correcto, sin que se generen falsas señales durante la heterodinación.

b) De cables conectados del sintonizador a otras partes del chasis.

Para evitar estas radiaciones se utilizan capacitores atravesados de desacoplo. La Fig. 2.17. muestra el aspecto físico de un condensador de desacoplo y su símbolo. El condensador de desacoplo es una pieza de metal muy compacta y

con muy baja inductancia. Un extremo del capacitor se conecta al chasis del sintonizador y el otro, además de que se conecta al cable que va al sintonizador, contiene un gancho que sirve para conectar el equipo de prueba.

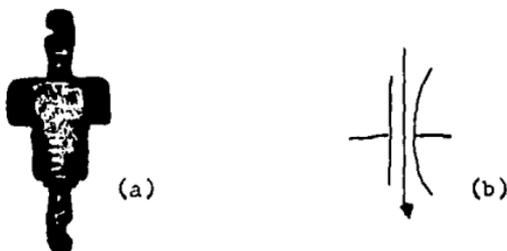


FIG. 2.17. Condensador de desacoplo.
a). aspecto físico.
b). símbolo.

c) Radiaciones del chasis, o caja de metal que contiene al sintonizador.

El sintonizador se encuentra en una caja de metal, separada del chasis principal del receptor de televisión. Para evitar las radiaciones desde esta estructura de metal, se realiza una conexión separada de los circuitos del sintonizador a masa.²³

23. Ibid. p. 13.76.

2.7. CURVA DE RESPUESTA DE R.F.

La curva de respuesta de R.F., se mide desde la entrada de antena del receptor hasta la entrada del mezclador del sintonizador. La curva debe ser idealmente plana con un ancho de banda de 6 MHz. En la práctica suele tener 10 MHz y no es plana. La variación máxima permisible de amplitud de las frecuencias que componen esta curva son:

a) Variación de $\pm 30\%$ de la amplitud de la portadora de video y sonido en receptores monocromáticos.

b) Variación de $\pm 10\%$ de la amplitud de la portadora de video y sonido en receptores de color.

Mientras el nivel de amplitud de las frecuencias correspondientes al canal elegido se mantengan dentro de estos márgenes, la calidad de la imagen será adecuada.

En la Fig. 2.18. se muestran las curvas de R.F. para un receptor monocromático y uno de color.²⁴

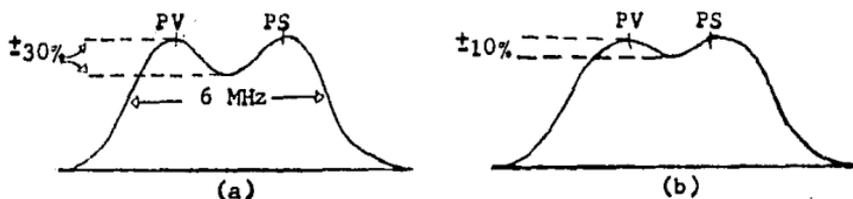


FIG. 2.18. Curva de respuesta de R.F.
a) en un receptor monocromático.
b) en un receptor de color.

24. KIVER Milton S.. FUNDAMENTOS DE LA TELEVISION EN COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1981, p. 58.

III. SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

3.1. CONCEPTO.

La salida del mezclador del sintonizador VHF se conecta a la sección de frecuencia intermedia del receptor de televisión.

La función de esta sección es amplificar las señales de frecuencia intermedia generadas en el mezclador del sintonizador de R.F. por heterodinación, hasta el nivel adecuado para que la demodulación se pueda llevar a cabo. La amplificación debe ser lineal. Por otra parte, esta sección debe proveer la selectividad adicional que se requiere en el receptor para evitar las interferencias.²⁵

3.2. CONSTITUCION DE LA SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA DE ACUERDO A SU EVOLUCION.

Los medios que se han empleado para lograr la ganancia y selectividad adecuada en la sección de FI son:

1. 1950 - 1975. Etapas de amplificación discretas acopladas con redes LC.

25. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, México, 1985, pp. 37, 38, 210.

2. 1975 - 1980. Unidades de amplificación en circuitos integrados y redes externas LC.

3. 1980 - 1986. Dos bloques. Filtro SAW (Las siglas SAW en inglés significan onda acústica superficial) y unidad de amplificación en circuito integrado.²⁶

Antes de estudiar en que consisten estas 3 técnicas, se debe comprender cual debe ser la curva de respuesta que debe proporcionar la sección de frecuencia intermedia y su razón de ser.

3.3. CURVA DE RESPUESTA DE LA SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

La curva de respuesta de la sección de frecuencia intermedia depende de como se realice la separación de la señal de sonido en el receptor (ver capítulo 6). Actualmente se utiliza el sistema de separación de interportadora para la señal de sonido, por lo que la curva de respuesta descrita en esta sección se refiere a estos receptores. Se considera que la sección de frecuencia intermedia termina a la entrada del demodulador de video, por lo que la curva de respuesta de la sección de FI abarca desde la salida del mezclador del sinto-

26. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.93, 13.104.

alizador de R.F. hasta este punto.

3.3.1. CURVA DE RESPUESTA IDEAL DE LA SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

La curva de respuesta ideal para la sección de FI en los receptores monocromáticos y de color se muestra en la Fig. 3.1.

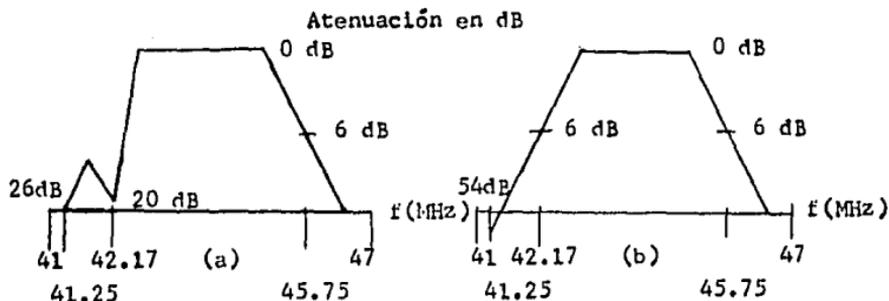


FIG. 3.1. Curva de respuesta ideal para la sección de FI.
a). EN receptores monocromáticos.
b). En receptores de color.

Se debe tomar en cuenta que la curva de respuesta de la sección de FI se encuentra invertida con respecto a la curva de respuesta de R.F. Es decir, las señales de FI de menor valor corresponden a las señales de radio frecuencia de mayor

valor. Así mismo, las señales de FI de mayor valor corresponden a las señales de R.F. de menor valor del canal de T.V. Esto se debe a que al llevarse a cabo la heterodinación en el mezclador del sintonizador de R.F., la frecuencia del oscilador es 45.75 MHz mayor a la frecuencia de la portadora de video del canal en cuestión. La frecuencia de las señales de FI resulta de la diferencia entre la frecuencia del oscilador y cada una de las frecuencias de las señales de R.F. del canal sintonizado. La diferencia será menor para las frecuencias de las señales de R.F. que se encuentren más cercanas a la frecuencia del oscilador.²⁷

Las razones por las cuales las curvas de la Fig. 3.1. deben tener esta forma son: compensar la transmisión de doble energía ocasionadas por la transmisión del canal de T.V. en banda lateral vestigial y evitar un batido indeseable.

a). Compensación de la transmisión de doble energía ocasionada por la transmisión del canal de T.V. en banda lateral vestigial.

En la Fig. 3.2. se muestra el canal de T.V. normalizado. En él se ve que las frecuencias cercanas a la portadora de video se transmiten con doble banda lateral y por consiguiente con doble amplitud.

27. Ibid. pp. 13.95, 13.97.

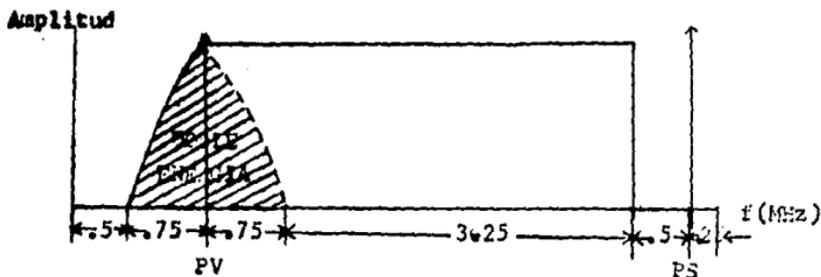


FIG. 3.2. Canal de T.V. normalizado.

Por lo tanto, para lograr una respuesta plana de video, la portadora de FI de video se atenúa el 50% de su amplitud total, es decir, se atenúa 6 dB.

b) Evitar un batido indeseable.

Al realizarse la demodulación de video (ver capítulo 4), se puede producir un batido entre las señales de FI de sonido (cuya portadora de FI es 41.25 MHz) y las señales de FI de color (cuya subportadora de FI suprimida es 42.17 MHz). Esto da como resultado una señal de 920 KHz que ocasiona interferencias en la información de video. Tomando en cuenta que cuando se modula en frecuencia la amplitud no es tan importante, se decidió atenuar la portadora de FI de sonido. Para que la imagen no sufra distorsiones se requiere que la amplitud de la portadora de FI de sonido sea del 2 al 10% de su valor total.

En los receptores monocromáticos, se suele atenuar 26 dB. En los receptores de color se puede atenuar hasta 54 dB, ya que la señal de sonido se separa antes de llegar al detector de video.

Otro batido que puede ocurrir durante la demodulación es entre la portadora de FI de video y las señales de FI de color, originándose una señal de 3.58 MHz que afecta la información de video. Para evitar esto, en los receptores monocromáticos se cuida que la frecuencia correspondiente a la subportadora de FI de color suprimida quede atenuada 20 dB y en los receptores de color 6 dB.²⁸

3.3.2. CURVA DE RESPUESTA REAL DE LA SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

En la Fig. 3.3. se muestran las curvas de respuesta reales que se tienen en la sección de FI en los receptores monocromáticos y de color.

Como se observa, la curva tiene forma gaussiana. Además, se deben notar en ella dos cuestiones muy importantes.

a). La portadora de FI de video del canal adyacente superior al que está sintonizado el receptor, se debe atenuar

28. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, p. 213.

por lo menos 40 dB, es decir, prácticamente se debe eliminar.

b). Lo mismo se puede decir para la portadora de FI de sonido del canal adyacente inferior al que está sintonizado el receptor.²⁹

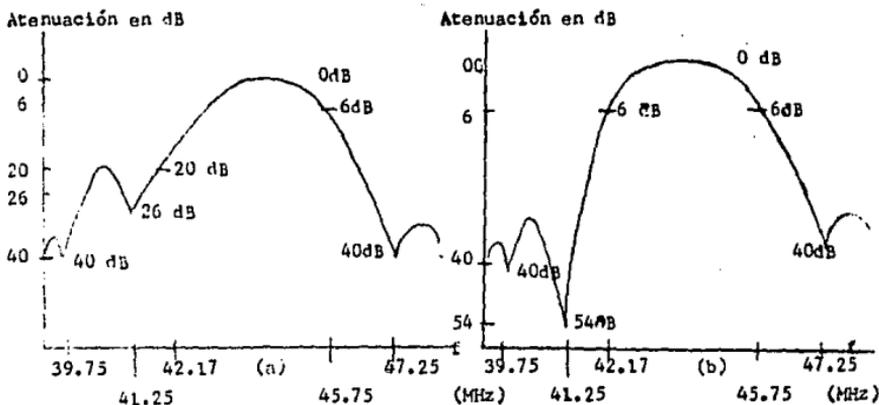


FIG. 3.3. Curva de respuesta real para la sección de FI.
a). En receptores monocromáticos.
b). En receptores de color.

29. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 519, 520.

3.4. ETAPAS DE AMPLIFICACION DISCRETAS ACOPLADAS CON REDES LC. (1950 - 1975).

En la Fig. 3.4. se muestra por bloques las partes que componen la sección de FI cuando se utilizan etapas de amplificación discretas. Esta forma de construir la sección de FI se considera la técnica clásica, ya que se utilizó por muchos años. Al principio se utilizaron tubos y después transistores para la amplificación. Los diseños suelen contener de 2 a 4 etapas de amplificación, siendo 3 lo típico.

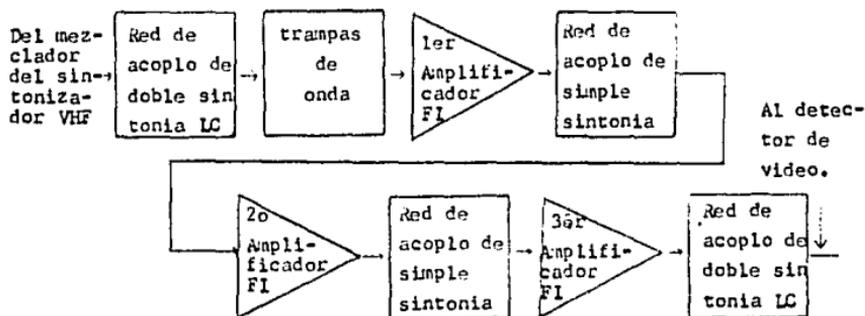


FIG. 3.4. Sección de frecuencia intermedia empleando etapas de amplificación discretas acopladas con redes LC.

Como se observa en la Fig. 3.4., esta configuración consta de 3 elementos: Amplificadores de FI, redes de acoplo LC de

simple y doble sintonía y por trampas de onda.³⁰

3.4.1. AMPLIFICADORES DE FI.

Estos amplificadores son del tipo sintonizado, tanto a la entrada como a la salida, pero a diferencia del amplificador de R.F., la sintonía nunca cambia.

Los amplificadores comúnmente empleados son en configuración de emisor común.³¹ La ganancia de un amplificador de este tipo es función directa de la impedancia de carga e inversa de la impedancia del emisor, si la salida se toma del colector, como se ilustra en la Fig. 3.5.

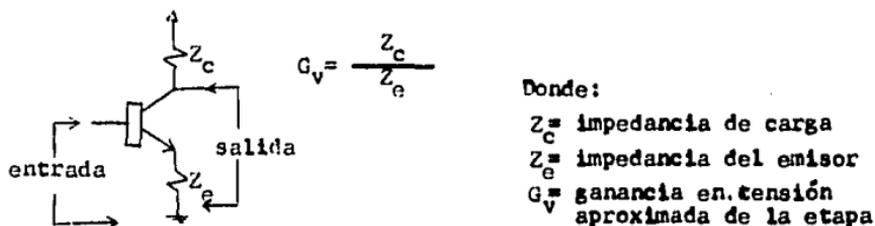


FIG. 3.5. Amplificador de emisor común.

30. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.93, 13.94.
31. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, p. 119.

Si se coloca un circuito resonante paralelo como impedancia de carga del amplificador y se sintoniza a una cierta frecuencia, la ganancia dependerá de la respuesta de impedancia del circuito resonante. Además, si se conectan varias etapas en cascada, la ganancia total es el producto de los valores de ganancia para cada etapa.

Los amplificadores de FI deben amplificar en forma lineal y por lo tanto operar en clase A y ser estables para evitar la distorsión de la señal³²

3.4.2. REDES DE ACOPLO LC.

Las redes de acoplo LC son circuitos resonantes del tipo paralelo, ya sea de simple o doble sintonía.

1. CIRCUITO RESONANTE PARALELO DE SIMPLE SINTONIA.

Consiste en una inductancia y una capacidad conectados en paralelo, como se ilustra en la Fig. 3.6.

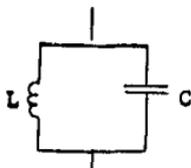


FIG. 3.6. Circuito resonante paralelo de simple sintonía.

32. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 507, 508.

En la Fig. 3.7. se muestra la curva de respuesta de impedancia ideal que debería tener un circuito resonante paralelo.

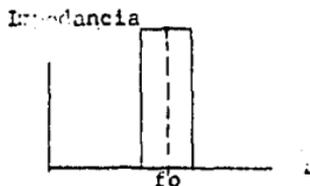


FIG. 3.7. Curva de respuesta de impedancia ideal de un circuito resonante paralelo.

En realidad la curva de respuesta es como se indica en la Fig. 3.8.

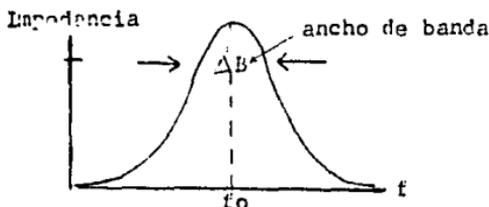


FIG. 3.8. Curva de respuesta de impedancia real de un circuito resonante paralelo.

Se deben tomar en cuenta dos factores, muy relacionados a un circuito resonante paralelo, que son: frecuencia de resonancia y ancho de banda.

a). Frecuencia de resonancia.

La frecuencia de resonancia es aquella para la

cual se presenta la máxima impedancia del circuito. Se obtiene cuando la reactancia inductiva es de igual valor que la reactancia capacitiva, es decir:

$$\begin{aligned}X_L &= X_C \\2\pi fL &= 1/2\pi fC \\f^2 &= 1/4\pi^2 LC \\f_0 &= 1/2\pi \sqrt{LC}\end{aligned}$$

Donde:

X_L = reactancia inductiva.
 X_C = reactancia capacitiva.
 L = inductancia.
 C = capacidad.
 f_0 = frecuencia de resonancia.

b). Ancho de banda.

El ancho de banda es la diferencia entre las frecuencias para las cuales la curva de respuesta ha disminuido al 70% de su amplitud total, es decir, se tiene una atenuación de 3 dB. A estas frecuencias se les llama frecuencias de corte superior e inferior.

Existe una relación entre el ancho de banda y la amplitud de la curva de respuesta. Esta relación es inversa, es decir, entre mayor ancho de banda, menor será la amplitud de la curva de respuesta. Además, entre menor sea la amplitud de la curva, menor la selectividad.

El factor que relaciona la amplitud y el ancho de banda del circuito resonante se denomina factor de calidad o factor de amortiguamiento y se representa con la letra Q.

El factor de calidad está dado por la ecuación:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta B}$$

Donde:

Q = factor de calidad.

f_0 = frecuencia de resonancia.

ΔB = ancho de banda.

El factor de calidad es mayor entre mas aguda sea la curva de respuesta, es decir, entre menor sea el ancho de banda. El valor del factor de calidad se puede afectar colocando una resistencia en paralelo al circuito sintonizado. Entre menor sea el valor de la resistencia, menor será el factor de calidad. En la Fig. 3.9. se indican las curvas de respuesta de impedancia real para un circuito sintonizado con factores de calidad alto y bajo.

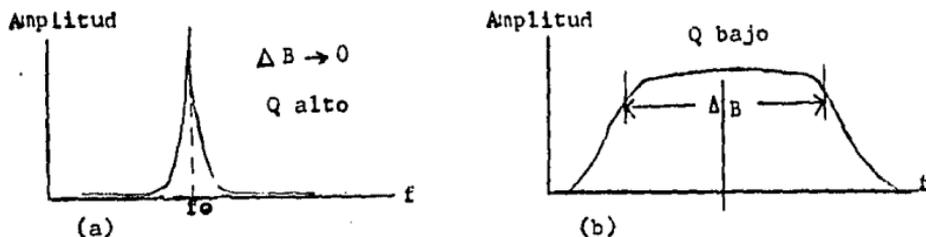


FIG. 3.9. Curvas de respuesta de impedancia de un circuito resonante paralelo.
a). Con factor de calidad alto.
b). Con factor de calidad bajo.

Toda bobina tiene asociada una capacidad parásita y una resistencia, por lo que el factor de calidad dependerá de que tanta resistencia tenga asociada la bobina. Una bobina, como las que se emplean en la sección de FI tiene un factor de calidad típico de 80.³³

Los circuitos resonantes de la sección de FI suelen tener valores de factor de calidad del orden de 20. Si el circuito tiene una frecuencia de resonancia de 44 MHz, su ancho de banda será 2.2 MHz. Un valor típico de impedancia de carga en la resonancia, para un circuito con estos valores es de 6 Kilo ohms.³⁴

Si todas las etapas se sintonizaran a un mismo valor, el ancho de banda sería muy pobre. Para obtener una curva de respuesta de la sección de FI con un ancho de banda adecuado, se sintonizan las etapas en forma escalonada, es decir, las mayores etapas se sintonizan con valores de frecuencia de resonancia mayor. En la Fig. 3.10. se indica la curva de respuesta que se obtiene al combinarse las curvas de respuesta de las 3 etapas contenidas en una sección de FI.

33. Ibid. p. 510

34. Ibid. p. 511

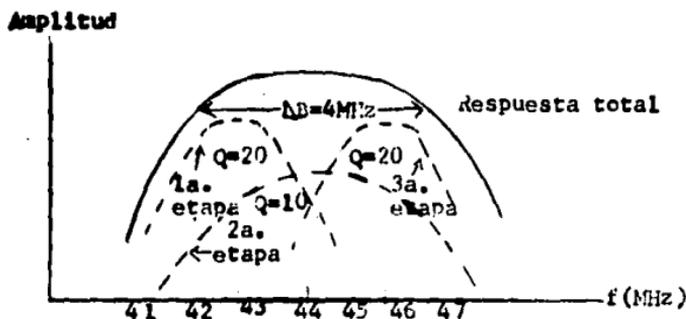


FIG. 3.10. Curva de respuesta de la sección de FI, al combinarse 3 etapas de amplificación.

Se debe tomar en cuenta que según los factores de calidad de los circuitos sintonizados de las etapas que componen la sección de FI será la curva de respuesta total. En la Fig. 3.10. el factor de calidad de la etapa intermedia se eligió de la mitad del valor de las otras dos etapas, para lograr una respuesta plana para todo el ancho de banda.

Las bobinas bifilares presentan la misma curva de respuesta que los circuitos de sintonía simple. Una bobina de este tipo se muestra en la Fig. 3.11. Consiste en dos conductores gemelos aislados entre sí y devanados en el mismo núcleo. Se emplea generalmente entre dos etapas de FI. Presenta la ventaja de que por estar acopladas las bobinas en forma induc-

tiva, no se requiere condensador de acoplamiento.³⁵



FIG. 3.11. Bobina bifilar.
a). aspecto físico.
b). símbolo.

2. REDES DE ACOPLO LC DE DOBLE SINTONIA.

Estas redes consisten de dos circuitos resonantes en paralelo, acoplados entre sí en forma inductiva o capacitiva por una impedancia mutua. La forma general de una red de doble sintonía se muestra en la Fig. 3.12.

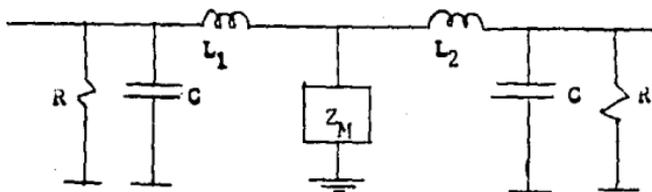


FIG. 3.12. Forma general de una red de doble sintonía.

35. Ibid. p. 514.

La curva de respuesta de una red de doble sintonía depende de como estén-acoplados los circuitos. El tipo de acoplamiento se suele indicar mediante un coeficiente de acoplamiento designado por la letra k . En general existen 3 tipos de acoplamiento, de acuerdo a como sea la curva de respuesta. Estos son: acoplamiento bajo ($k < 1$), acoplamiento crítico ($k = 1$), y sobreacoplamiento ($k > 1$). Las curvas de respuesta para una red de doble sintonía según el tipo de acoplamiento se indican en la Fig. 3.13.

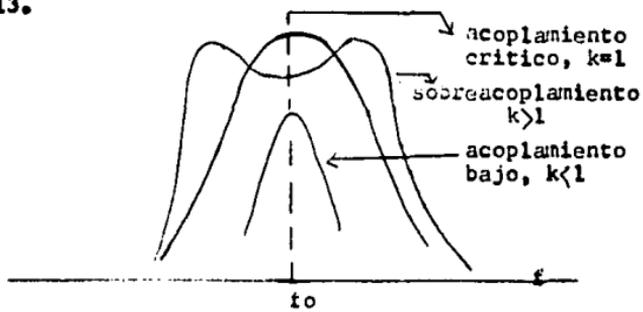


FIG. 3.13. Curva de respuesta para una red de doble sintonía según el tipo de acoplamiento.

A. CIRCUITOS RESONANTES ACOPLADOS EN FORMA INDUCTIVA.

En este tipo de acoplamiento se puede emplear un transformador. El acoplamiento es mayor entre más cercanas estén las bobinas de los devanados del transformador. Este

tipo de acoplamiento se muestra en la Fig. 3.14.

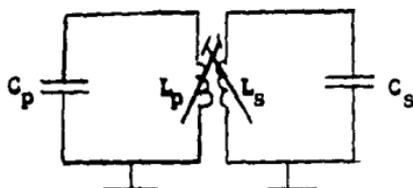


FIG. 3.14. Acoplamiento inductivo.

2. CIRCUITOS RESONANTES ACOPLADOS EN FORMA CAPACITIVA.

Este acoplamiento consiste en unir los circuitos resonantes mediante un capacitor. El valor del acoplamiento es proporcional al capacitor de acoplo. Se pueden distinguir dos tipos de acoplamiento capacitivo, según que los circuitos entren en contacto por tensión o por corriente. Estos tipos de acoplamiento se muestran en la Fig. 3.15.

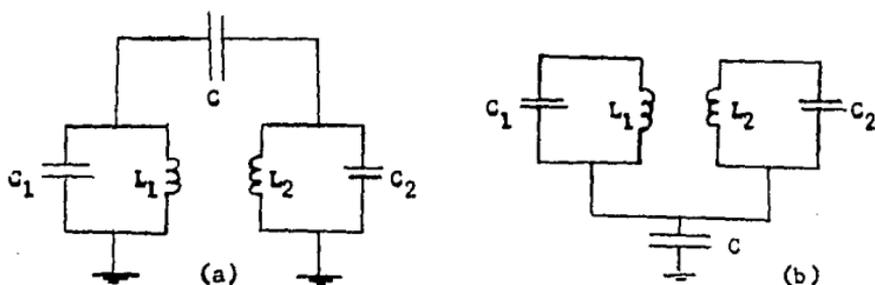


FIG. 3.15. Acoplamientos capacitivos.
a). Por tensión.
b). Por corriente.

3. ACOPLAMIENTO INDUCTIVO Y CAPACITIVO.

Un tipo de acoplamiento, inductivo y capacitivo a la vez, se llama acoplamiento por eslabón. Este acoplamiento se emplea generalmente entre la salida del mezclador de VHF y la entrada de la primera etapa de FI. Consiste en dos acoplamientos del tipo inductivo, unidos por medio de un cable coaxial, el cuál tiene sus extremos conectados a masa, para evitar las posibles radiaciones de señal o captación de interferencias. El acoplamiento por eslabón se muestra en la Fig. 3.16. La curva de respuesta es del tipo sobreacoplada.³⁶

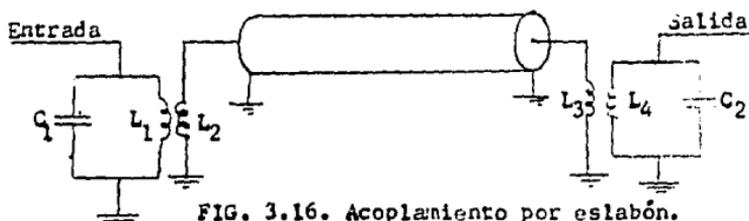


FIG. 3.16. Acoplamiento por eslabón.

3.4.3. TRAMPAS DE ONDA.

Una trampa de onda es un circuito sintonizado que se ajusta

36. Ibid. p. 513.

ta con el fin de eliminar o atenuar cierta señal de determinada frecuencia.

Los cinco tipos de trampas más comunes son: trampa con circuito resonante serie, trampa con circuito resonante paralelo, trampa de absorción, trampa degenerativa y trampa T bifilar.

1. Trampa con circuito resonante serie.

Un circuito resonante serie se forma conectando una inductancia y una capacidad en serie. La trampa se conecta en paralelo a la entrada y salida de la señal. La impedancia de este circuito es nula a la frecuencia de resonancia, por lo que las señales de esta frecuencia se eliminan. Esta frecuencia se calcula de la misma forma que para un circuito resonante paralelo, igualando la reactancia inductiva a la reactancia capacitiva. Este tipo de trampa se ilustra en la Fig. 3.17.a.³⁷



FIG. 3.17. Trampa con circuito resonante serie.
a). Sin limitación.
b). Limitada.

37. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, México, 1985, pp. 220, 221.

La cantidad de señal atenuada por la trampa resonante serie se puede limitar colocando una resistencia en serie como se indica en la Fig. 3.17.b.

2. Trampa con circuito resonante paralelo.

Esta trampa consta de un circuito resonante paralelo entre la entrada y la salida de la señal, por lo que actúa como un divisor de tensión. A la frecuencia de resonancia presenta una alta impedancia, por lo que evita el paso de señales con esta frecuencia. Ver Fig. 3.18.³⁸

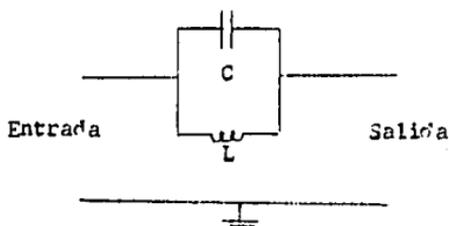


FIG. 3.18. Trampa con circuito resonante paralelo.

3. Trampa de absorción.

Como se puede observar en la Fig. 3.19., esta trampa consiste de un circuito resonante paralelo acoplado en forma inductiva a una de las bobinas de la red de sintonía. A la frecuencia de resonancia, toda la energía se transfiere

38. Ibid. p. 219.

a este circuito, evitando el paso de la señal no deseada.³⁹

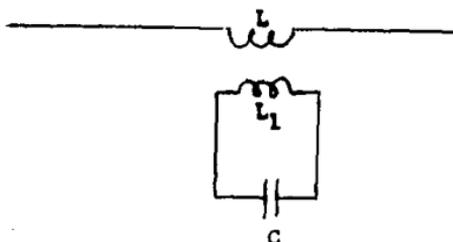


FIG. 3.19. Trampa de absorción.

4. Trampa degenerativa.

Esta trampa consiste en colocar un circuito resonante paralelo como impedancia de emisor del amplificador de FI. A la frecuencia de resonancia la impedancia del circuito es máxima y la ganancia de la etapa mínima. Esta trampa se indica en la Fig. 3.20.⁴⁰

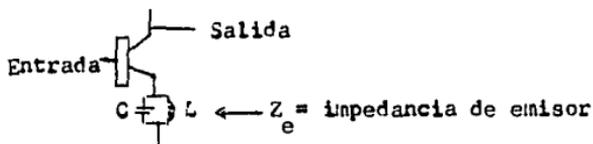


FIG. 3.20. Trampa degenerativa.

39. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1982, p. 521.
40. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, p. 220.

3. Trampa T bifilar.

Esta trampa consiste de un circuito resonante y una resistencia, conectados como se indica en la Fig. 3.21.a. Básicamente funciona como una trampa con circuito resonante paralelo pero tiene un factor de calidad mucho mayor, por lo que es más selectivo. Para comprender mejor como funciona esta trampa tan importante, se puede sustituir por su circuito equivalente que se muestra en la Fig. 3.21.b. A la frecuencia de resonancia, si se elige el valor adecuado de R , la impedancia Z_1 se anula, desviando la señal de esta frecuencia.⁴¹

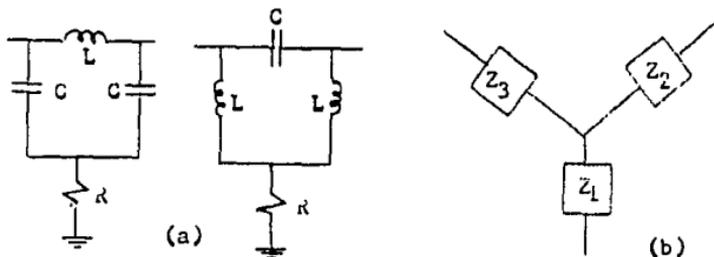


FIG. 3.21. Trampa T bifilar.
a). Configuraciones posibles.
b). Circuito equivalente.

41. KIVER Milton S. FUNDAMENTOS DE LA TELEVISION EN COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1981, p. 62.

3.5. UNIDADES DE AMPLIFICACION EN CIRCUITOS INTEGRADOS Y REDES EXTERNAS LC. (1975 - 1980).

Contiene un circuito integrado en el que vienen fabricados los amplificadores y una serie de redes externas LC que se emplean para formar los circuitos de sintonía y las trampas de onda, para lograr la respuesta adecuada. En la fig. 3.22. se muestra un diagrama de bloques de este tipo de configuración para la sección de frecuencia intermedia.⁴²

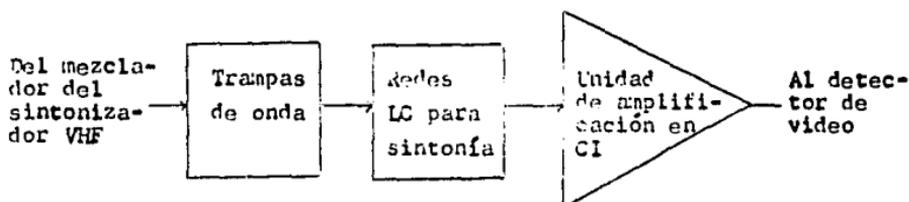


FIG. 3.22. Sección de frecuencia intermedia, empleando una unidad de amplificación en circuito integrado y redes externas LC.

42. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 525-528.

3.6. DOS BLOQUES. FILTRO SAW (las siglas son en inglés y significan onda acústica superficial) Y UNIDAD DE AMPLIFICACION EN CIRCUITO INTEGRADO.

En la Fig. 3.23. se muestra un diagrama de bloques en el que se indica este tipo de configuración para la sección de frecuencia intermedia.

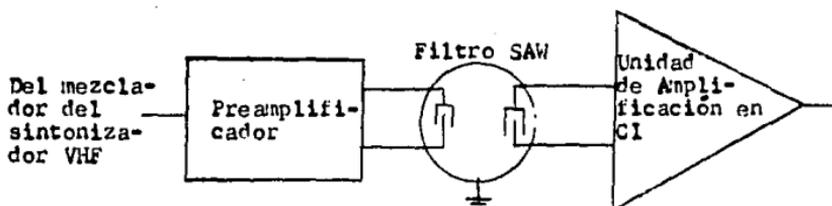


FIG. 3.23. Sección de frecuencia intermedia, empleando dos bloques. Filtro SAW y unidad de amplificación en circuito integrado.

Desde 1970 los japoneses comenzaron a experimentar con este tipo de filtros. El filtro consiste en un sustrato piezoeléctrico, de alrededor de 4 a 8 milímetros de lado y 0.4 milímetros de alto, en el que se depositan un patrón de hilos de aluminio de 50 a 500 nanómetros de altura y de 10 a 20 micrometros de ancho, aislados entre sí por el sustrato. Ver Fig. 3.24.

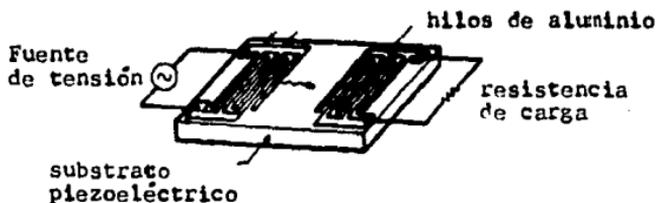


FIG. 3.24. Filtro SAW.

Refiriéndonos a la Fig. 3.24., al aplicar tensión a uno de los extremos del filtro, se produce una onda acústica que viaja a través del substrato a la carga, colocada en el otro extremo.

La curva de respuesta del filtro depende de la colocación de los hilos de aluminio, su longitud y separación y del tipo de acoplamiento, el cuál a la vez depende del substrato utilizado. En la Fig. 3.25., se muestra la curva de respuesta del filtro SAW.

43. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.104-13.106.

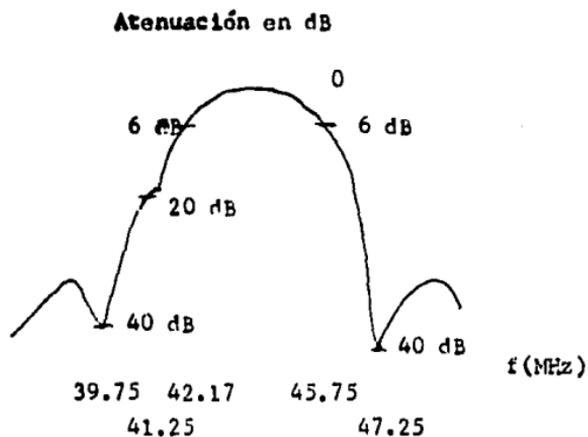


FIG. 3.25. Curva de respuesta del filtro SAW.

Debido a las pérdidas de inserción que presenta este filtro, se requiere un preamplificador. Después del filtro se utiliza un amplificador mediante un circuito integrado, para elevar el nivel de la señal hasta el valor adecuado.

IV. CIRCUITOS DE VIDEO.

Los circuitos de video comprenden la demodulación de la señal de frecuencia intermedia de video y la amplificación de la señal de video para excitar al tubo de imagen.

4.1. DETECTOR O DEMODULADOR DE VIDEO.

4.1.1. CONCEPTO.

La envolvente de la señal portadora de frecuencia intermedia de video, modulada en amplitud, contiene la información de video requerida para reproducir la imagen transmitida. La función del demodulador es recuperar esta envolvente, es decir, proporcionar a la salida una señal cuya tensión varía de acuerdo a las variaciones de amplitud de la señal de frecuencia intermedia de video.

El demodulador recibe como entrada la señal de FI de video, proveniente de la sección de FI (capítulo 3). Esta señal la rectifica y la filtra para obtener la señal de video compuesta, que abarca las frecuencias de 0 a 4 MHz. Ver Fig. 4.1.

Al rectificar la señal de FI, las variaciones de amplitud de la señal resultante representan la señal de video. El filtrado elimina la portadora.

El nivel de señal a la salida del detector de video debe

ser de 1 a 3 volts pico a pico.⁴⁴

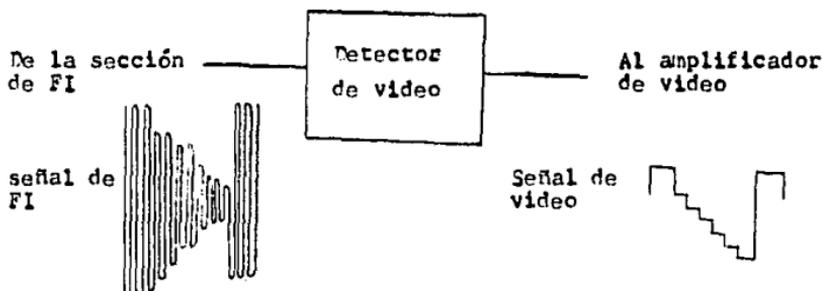


FIG. 4.1. Detector de video.

4.1.2. TIPOS DE DETECTORES DE VIDEO.

Básicamente se pueden mencionar tres tipos: el detector de picos con diodo, el detector de picos con transistor y el detector síncrono.

1. Detector de picos con diodo.

Es el detector más sencillo. Consiste en un simple diodo para rectificar la señal de FI y una red en paralelo RC para filtrarla. Este tipo de detector se muestra en

44. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 278-280.

la Fig. 4.2. El condensador C se carga hasta el valor de los picos, negativos en este caso, de la señal de FI, y entre los picos sucesivos se descarga lentamente formando en forma aproximada la envolvente de la señal de FI. Este detector se empleó en los receptores de etapas discretas de amplificación con redes acopladas por LC para la sección de FI.⁴⁵

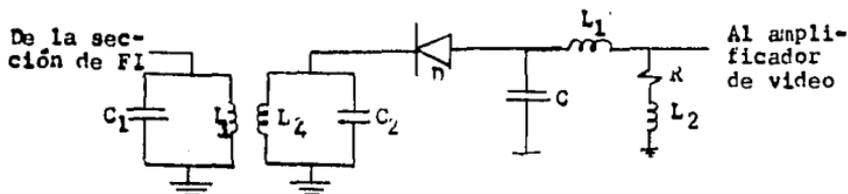


FIG. 4.2. Detector de picos con diodo.

2. Detector de picos con transistor.

Este detector es muy parecido al detector de picos con diodo, solo que en este caso se emplea un transistor operando en corte y conducción. La rectificación la realiza la unión base emisor del transistor. La señal rectificada se filtra de la misma forma que en el detector de pi-

45. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, pp. 135, 136.

cos con diodo. Este detector tiene la ventaja sobre el anterior, que provee una amplificación de la señal de 15 a 20 dB. En la Fig. 4.3. se indica la configuración para el detector de picos con transistor.

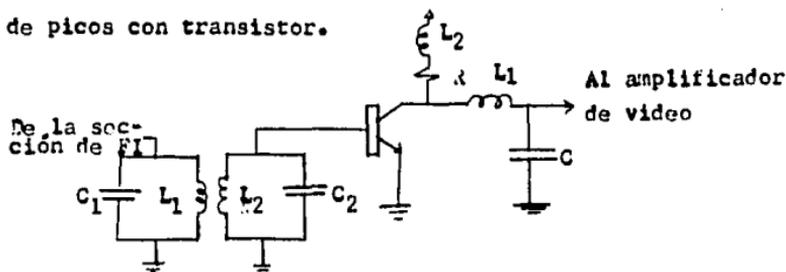


FIG. 4.3. Detector de picos con transistor.

Se debe tomar en cuenta, tanto en los detectores de pico con diodo, como de transistor, que la reactancia del capacitor C de salida, varía en función de la frecuencia, por lo que la respuesta de amplitud en función de la frecuencia no será plana, a menos que se utilicen métodos de compensación (bobinas L_1 y L_2 en las figuras 4.2. y 4.3.), como los que se explican en la sección 4.2.5.2.⁴⁶

46. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 93.112.

3. Detector síncrono.

Consiste en una unidad de circuito integrado en el que la portadora de FI de video modulada se muestrea mediante una portadora no modulada de la misma frecuencia, es decir, de 45.75 MHz.

Para comprender como funciona este detector, a continuación se explica el funcionamiento del detector síncrono contenido en el circuito integrado MC1496.⁴⁷ En la Fig. 4.4. se muestra la configuración de este circuito.

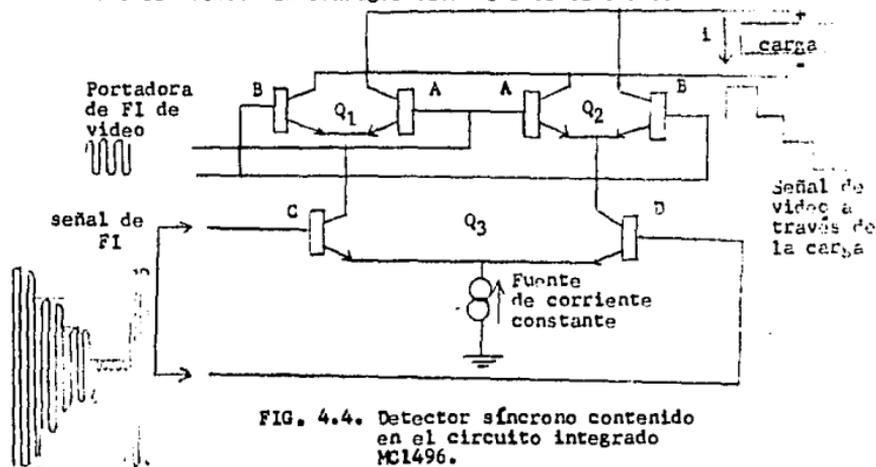


FIG. 4.4. Detector síncrono contenido en el circuito integrado MC1496.

47. MANUAL MOTOROLA INC. SMALL-SIGNAL TRANSISTOR DATA. By Technical Information Center. Printed in U.S.A. pp. 11.51-11.60.

El circuito de la Fig. 4.4., ilustrado con ciertos cambios del original, para facilitar la explicación, consta de 3 amplificadores diferenciales, Q_1 , Q_2 y Q_3 .

Antes de indicar como opera el circuito, hay que entender el funcionamiento de un amplificador diferencial.

En un amplificador diferencial (ver Fig. 4.5.), al aplicar una señal en la base de uno de los dos transistores, además de amplificarse e invertirse esta señal en el colector del transistor al cuál se ha aplicado, produce variaciones en la corriente que afectan al otro transistor, obteniéndose también la amplificación de la señal que fue aplicada en este último, pero sin que la polaridad se invierta. Si la señal se aplicara entre las dos bases, sería como si se aplicara la misma señal en uno de los transistores e invertida en el otro. El resultado sería la suma de los efectos de cada señal, es decir, se tendrían las mismas ondas en los colectores de los transistores que en la Fig. 4.5., pero con el doble de amplitud.⁴⁸

48. BOYLESTAD Robert and/ NASHESKY Louis. ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUIT THEORY. Prentice-Hall, third edition, United States of America, 1982, pp. 489-495.

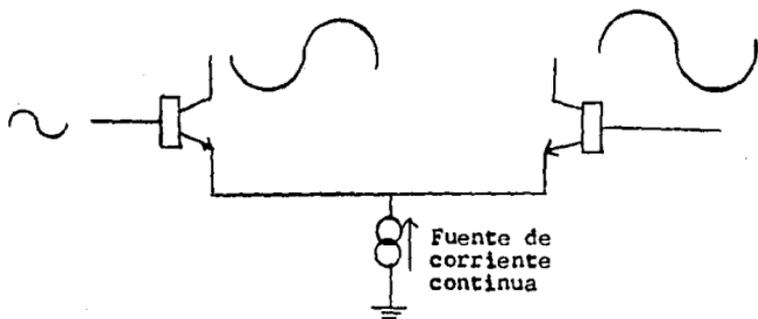


FIG. 4.5. Amplificador diferencial.

Regresando al detector síncrono de la Fig. 4.4., su operación es la siguiente. La señal de FI de video modulada en amplitud, se aplica al amplificador diferencial Q_3 . Se toma una parte de la portadora de FI de video de 45.75 MHz y se emplea para excitar un tanque de un oscilador y así obtener una señal de 45.75 MHz de amplitud constante. Esta señal se aplica a los amplificadores diferenciales Q_1 y Q_2 . Durante los semiciclos positivos de la portadora de FI no modulada, la base de los transistores marcados A en la Fig. 4.4., se torna más positiva, haciendo que conduzcan mayor cantidad de

corriente. En los semiciclos negativos de esta portadora ocurrirá lo mismo, pero ahora para los transistores marcados B. Por otra parte, la señal de FI modulada en amplitud aplicada a Q_3 , hará que el transistor C conduzca mayor corriente durante los semiciclos positivos y que esto ocurra para el transistor D, durante los semiciclos negativos.

Tomando esto en cuenta, se puede apreciar claramente que durante los semiciclos positivos de la portadora de FI de video, los transistores que conducen mayor corriente son A y C, por lo que la corriente circula a través de la carga como se indica en la Fig. 4.4., produciendo una tensión proporcional al nivel de pico del semiciclo positivo de la señal de FI de video modulada en amplitud. En los semiciclos negativos, los transistores que conducen mayor corriente son ahora B y D, con lo que la corriente circula en la misma dirección a través de la carga, produciendo una tensión proporcional al nivel de pico del semiciclo negativo de la señal de FI de video modulada en amplitud. Puesto que la señal de FI de video modulada en amplitud, es simétrica, es decir, contiene la información de video tanto en las crestas positivas como negativas. Por lo tanto, a la salida del detector síncrono, se tiene una tensión que prácticamente sigue las variaciones de amplitud de la señal de FI. Esto hace que el detector síncrono, además de

amplificar la señal, como el detector de picos con transistor, permita tener una mayor eficiencia y calidad de video recuperado.⁴⁹

4.1.3. POLARIDAD DE LA SEÑAL DE VIDEO DETECTADA.

A la salida del detector de video se tiene una señal de tensión pulsante de corriente continua. Esta tensión se considera positiva o negativa, de acuerdo a que los pulsos de sincronismo representen tensiones más positivas o más negativas, respectivamente, con respecto a las tensiones que representan la información de video. Por lo tanto se puede decir que la señal de video puede ser positiva o negativa (ver Fig. 4.6.).

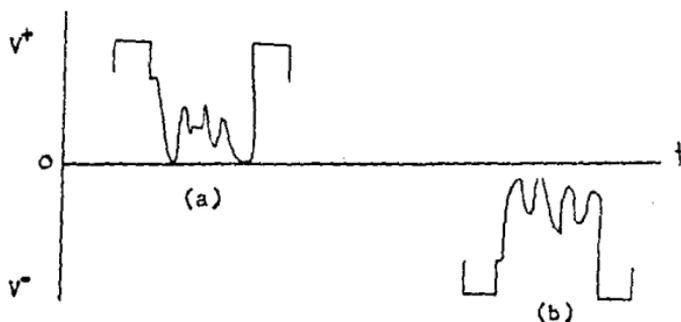


FIG. 4.6. Señales de video.
a). positiva.
b). negativa.

49. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.113.

El tipo de señal de video (positiva o negativa), que se obtenga a la salida de un detector depende, en un detector de picos con diodo de que se rectifique la parte positiva o negativa de la señal de FI. Esto a la vez depende de como se coloque el diodo, es decir, la señal de video será positiva o negativa según se aplique la señal de FI al ánodo o cátodo del diodo, respectivamente. En un detector de picos con transistor se pueden hacer las mismas consideraciones, tomando en cuenta que la unión base-emisor del transistor corresponde al diodo.

En un detector síncrono la polaridad de la señal de video depende de como se conecte la carga.

Cuando el acoplamiento del detector al amplificador de video es mediante condensador de acoplo (ver sección 4.2.5.1.), se prefiere tener una señal de video negativa a la salida del detector de video, puesto que con polaridad positiva, los picos de ruido asociados a la señal pueden cargar el condensador y variar la polarización del amplificador.⁵⁰

50. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, pp. 272-275.

4.2. EL AMPLIFICADOR DE VIDEO.

4.2.1. CONCEPTO.

La señal de video obtenida del demodulador debe ser amplificada hasta un nivel adecuado como para excitar al tubo de imagen. Un valor de tensión pico a pico a la salida del amplificador en muchos televisores es 120 volts.

4.2.2. CARACTERISTICAS DE LA SEÑAL DE VIDEO APLICADA AL TUBO DE IMAGEN.

Un tubo de imagen, prácticamente contiene 4 elementos, que son: cátodo, rejilla de control, rejillas aceleradoras y de enfoque y recubrimiento de acuadag para extra alta tensión, (ver Fig. 4.7.).

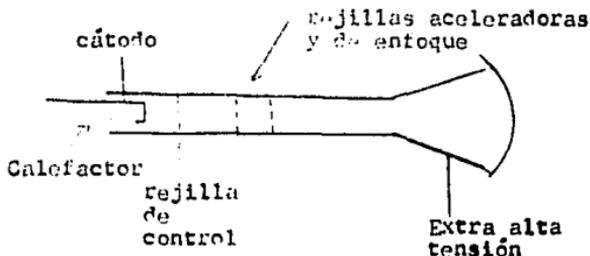


FIG. 4.7. Elementos del tubo de imagen.

El cátodo contiene un filamento que se calienta y hace que éste emita electrones. Estos electrones, son atraídos a la pantalla por la extra alta tensión, aplicada alrededor de la parte final del tubo de imagen y por las rejillas de aceleración. La rejilla de control permite variar la cantidad de electrones que se envían a la pantalla. El control se realiza aplicando una tensión continua entre cátodo y rejilla, la cuál es más positiva en el cátodo, o lo que es lo mismo, más negativa en la rejilla. Entre mayor sea la tensión aplicada, menor serán el número de electrones que lleguen a la pantalla.

Si la señal de video es positiva, se aplica al cátodo y si es negativa a la rejilla de control del tubo de imagen. Esto se debe a que los pulsos de sincronía se envían a un nivel infra-negro, es decir, con mayor tensión que la que corresponde a las partes negras de la información de video, para que no interfieran con la imagen. Generalmente la señal de video, a la salida del amplificador es positiva, por lo que se aplica al cátodo del tubo de imagen y la rejilla de control se conecta a masa.⁵¹

51. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, pp. 233, 234.

Por lo tanto, cuando la tensión aplicada al cátodo del tubo de imagen, correspondiente a información de video sea mayor, el número de electrones se reducirá, ya que se añade a la tensión continua que existe entre cátodo y rejilla de control. Esto conlleva a que las menores tensiones de la información de video corresponden a las partes blancas o de mayor iluminación en la pantalla, mientras que la mayor tensión posible en información de video corresponde al negro, que es el color de la pantalla del receptor de televisión. Las tensiones intermedias a estos niveles corresponden al gris. En la Fig. 4.8. se indica una línea de señal de video aplicada al cátodo del tubo de imagen, con la rejilla de control conectada a masa, con los niveles de iluminación asociados a los niveles de tensión en la información de video.

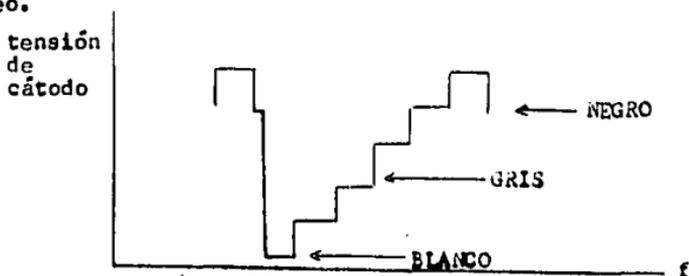


FIG. 4.8. Línea de señal de video. Se indica la iluminación de la pantalla según el nivel de tensión aplicado al cátodo del tubo de imagen.

4.2.2.1. BRILLO.

El brillo corresponde a la tensión continua aplicada entre cátodo y rejilla del tubo de imagen, la cuál es más positiva en el cátodo, o lo que es lo mismo, más negativa en la rejilla. Por lo tanto el brillo se considera como el nivel medio de iluminación o fondo de la imagen. Si la señal de video es positiva, las variaciones de la señal de video de mayor tensión aumentarán la tensión continua aplicada entre cátodo y rejilla, indicando las partes oscuras de la imagen y la disminuirán para las partes mas blancas.

Se puede decir que la tensión continua aplicada entre cátodo y rejilla, tiene dos componentes; una es la tensión continua asociada a la señal de video y la otra es una porción de la tensión de la fuente de alimentación, que sirve precisamente como control de brillo, como se indica en la sección 4.2.6.2.

En la Fig. 4.9. se muestran tres líneas de señal de video positiva, las cuales tienen asociadas distintos niveles de brillo.⁵²

51. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1982, pp. 290, 291.

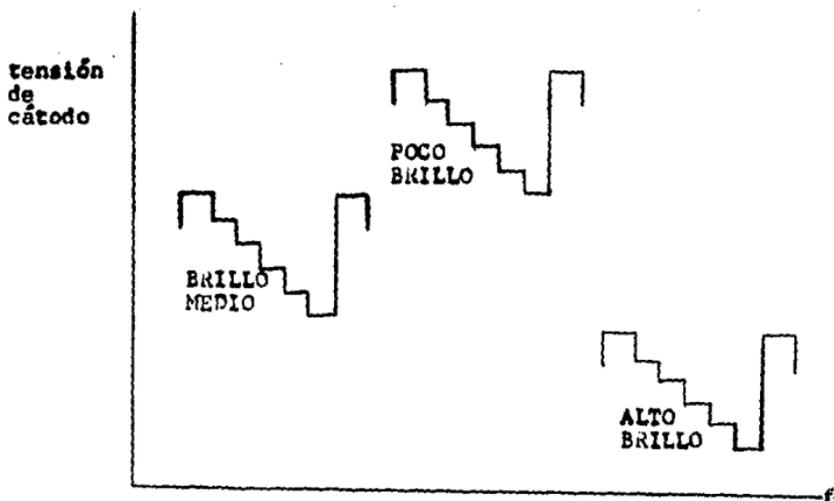


FIG. 4.9. Líneas de señal de video, con diferentes niveles de brillo.

4.2.2.2. CONTRASTE.

De acuerdo a la amplitud pico a pico de la señal de video aplicada al tubo de imagen será la diferencia que se aprecie entre las partes negras y blancas de la imagen. A esta diferencia de intensidad entre las partes negras y blancas, es lo que se conoce como contraste. Cuando se hable de contraste, se sobre-

entiende que los valores de amplitud de la señal de video son pico a pico, pues de otro modo no tendría sentido. En el receptor existe un control para variar el contraste, el cuál varía la amplitud de la señal de video. Esto se explica con detalle en la sección 4.2.6.1.

En la Fig. 4.10. se muestran dos líneas de señal de video positiva con diferentes valores de contraste. Claramente se observa como varía el contraste según la amplitud de la señal de video.⁵³

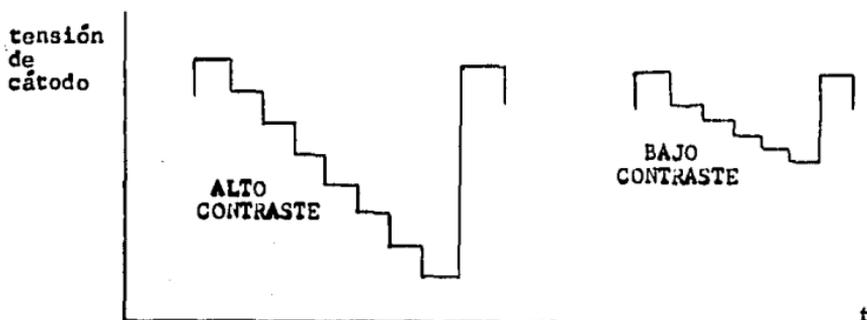


FIG. 4.10. Líneas de señal de video, con diferentes valores de contraste.

53. Ibid. pp. 261-262.

4.2.3. REQUISITOS DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO.

En la Fig. 4.11. se muestra un diagrama de bloques de la etapa amplificadora de video.

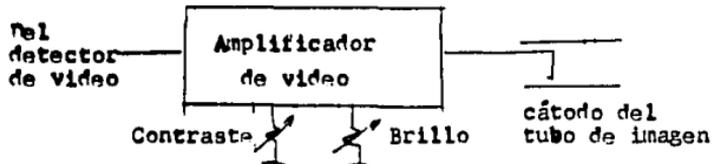


FIG. 4.11. Amplificador de video.

Para que la señal que entrega el amplificador de video sea una réplica exacta de la señal que se tiene a la entrada, sólo que amplificada, se debe tomar en cuenta que al ser la señal de video no periódica, se puede considerar formada por muchas componentes senoidales, cuyas frecuencias pueden tomar valores de 0 a 4 MHz. Por lo tanto el amplificador de video requiere:

1. Que no existan cambios en las amplitudes relativas de las diversas componentes.
2. Que la fase entre componentes a la salida del amplificador sea la misma que existía para la entrada de éste.

3. Que los requisitos 1 y 2 anteriores se mantengan aunque se produzcan transiciones o cambios bruscos en la señal de video aplicada a la entrada, o si no hay cambios.

4.2.4. DIFICULTADES PARA CUBRIR LOS REQUISITOS DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO.

Las dificultades son las siguientes:

1. La ganancia que introduce el amplificador de video depende de la frecuencia, haciendo imposible que no hayan cambios en las amplitudes relativas de las diversas componentes senoidales.

2. La fase que tienen las señales a la salida del amplificador depende de la frecuencia, por lo que las componentes senoidales no conservan la misma fase ~~relativa~~ que tenían a la entrada.

3. Las transiciones que sufre la señal de video aplicada al amplificador, hacen que aumenten los componentes senoidales de mayor frecuencia, mientras que ~~cuando~~ la señal de video no cambia hay mas componentes senoidales de menor frecuencia. Para las frecuencias cercanas a 0 y 4 MHz, la ganancia varía mucho.

Para comprender como surgen estas dificultades, podemos realizar tres tipos de análisis en el amplificador de video.

1. Análisis en régimen permanente.

Este análisis se refiere al estudio de la ganancia y el retardo producidos por el amplificador de video, en las señales senoidales, cuyas frecuencias son de 0 a 4 MHz, y que como se señaló en la sección 4.2.3. forman la señal de video.

2. Análisis en régimen transitorio.

Este análisis consiste en aplicar una función escalón a la entrada del amplificador de video para ver que tan rápido responde. La función escalón, representa la transición más brusca que puede sufrir una señal, por lo que si el amplificador de video responde adecuadamente, cualquier otra transición gradual de la señal la reproducirá con facilidad.

3. Metodología de extensión.

Usando los análisis de Fourier, se puede estudiar al mismo tiempo las respuestas del amplificador de video para el régimen permanente y transitorio. La forma como se hace esto es aplicando una función escalón a la entrada del amplificador de video. Sin embargo, el escalón se considera dividido en muchas señales senoidales extendidas en forma continua en el espectro de la frecuencia. Esto permite que de la respuesta que

se obtiene al aplicar la función escalón, se pueda encontrar como es la respuesta del amplificador de video en régimen permanente. Es decir, este método permite ver que existe una relación entre las respuestas en régimen permanente y transitorio.

Los análisis que se presentan a continuación son para una etapa con transistor. La configuración que se emplea en el amplificador de video es la de emisor común. La señal de entrada se aplica a la base y la de salida se toma del colector.

4.2.4.1. ANALISIS EN REGIMEN PERMANENTE.

Si a un amplificador de video se aplica una señal senoidal de la forma:

$$e_i = E \sin \omega t$$

Donde:

- e_i = tensión instantánea de la señal senoidal.
- E = tensión máxima de pico de la señal.
- E_i = tensión efectiva de la señal = $E/\sqrt{2}$
- ω = frecuencia angular = $2\pi f$
- t = tiempo.

A la salida se tiene una señal senoidal cuya ecuación es:

$$e_o = A(\omega) E \sin(\omega t + \theta + \pi)$$

Donde:

- e_o = tensión instantánea de la señal.
- $A(\omega)E$ = tensión máxima de pico de la señal.
- ω = frecuencia angular = $2\pi f$
- t = tiempo
- E_o = tensión efectiva de la señal = $A(\omega)E_i$

- $A(\omega)$ = ganancia introducida por el amplificador (depende de la frecuencia de la señal).
- π = desfase de 180 grados debido a que se emplea configuración de emisor común en el amplificador de video. La señal de entrada se aplica a la base y la salida se toma del colector.
- ϕ = desfase introducido por el amplificador (depende de la frecuencia de la señal).

Si tomamos como referencia a la señal aplicada a la entrada cuando t vale cero, la ganancia introducida por el amplificador, así como el desfase se pueden representar en forma fasorial como:

$$A(\omega) \left| \phi(\omega) + \pi \right. = \frac{E_o(\omega)}{E_i} \left| \phi(\omega) + \pi \right.$$

Donde:

- $A(\omega)$ = ganancia del amplificador. Indica que tanto aumenta la amplitud de la señal aplicada a la entrada. (depende de la frecuencia de la señal aplicada).
- $\phi(\omega)$ = desfase introducido por el amplificador. Indica la fase que tiene la señal de salida con respecto a la entrada. su valor es positivo cuando la salida está adelantada a la entrada y negativo cuando la salida está atrasada a la entrada.
- π = desfase de 180 grados, ya que se emplea configuración de emisor común.

Esto se puede representar en un diagrama de bloques como se muestra en la Fig. 4.12.

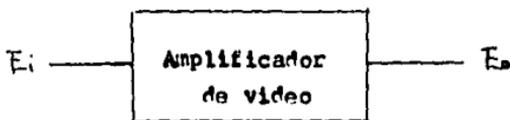


FIG. 4.12. Amplificador de video al que se aplica una señal senoidal.

Las tensiones E_o y E_i , son fasores y se refieren a valores de tensión efectiva de las señales senoidales e_o y e_i , respectivamente. Se pueden indicar en un diagrama fasorial como se observa en la Fig. 4.13.

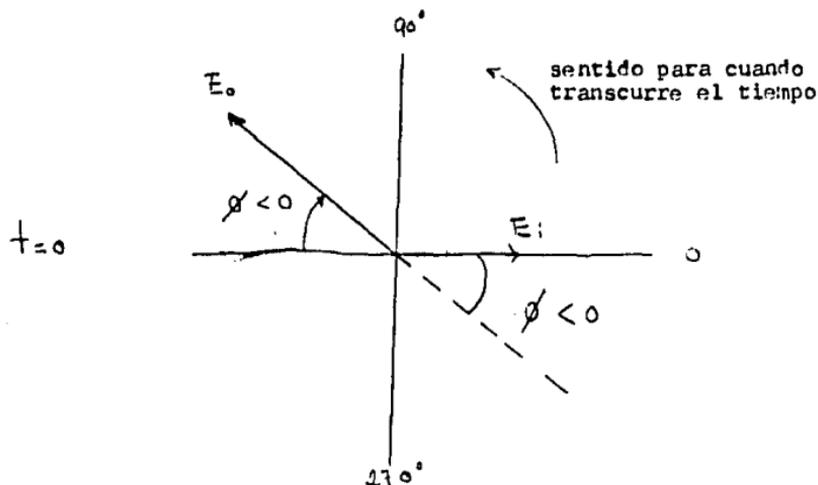


Fig. 4.13. Diagrama fasorial que indica como la tensión de salida está defasada de la tensión de entrada.

El retardo que sufre la señal está relacionado con el desfase ϕ y la frecuencia f de la señal aplicada. Para deducir como es esta relación, consideremos que las señales senoidales a la entrada y salida del amplificador son:

$$e_i = E \cdot \text{sen } \omega t.$$

$$e_o = AE \text{ sen } (\omega t + \phi + \pi)$$

Donde:

- e_i = tensión senoidal de entrada.
- e_o = tensión senoidal de salida.
- A = ganancia introducida por el amplificador de video.
- ϕ = desfase introducido por el amplificador de video.
- π = desfase de 180° adicional debido a que se emplea configuración de emisor común. La señal de entrada se aplica a la base, y la de salida se toma del colector.
- E = tensión máxima de pico, para la tensión de entrada.

Se puede indicar la relación entre las señales e_i y e_o mediante un diagrama fasorial. Esto se indica en la Fig. 4.14.

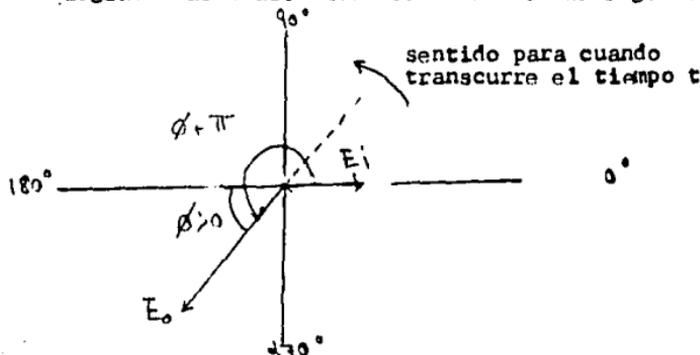


Fig. 4.14. Diagrama fasorial que indica la relación entre las señales, de frecuencia angular ω , a la entrada y salida del amplificador de video, para un tiempo t .

Si se considera como están relacionadas las tensiones a la entrada y salida del amplificador de video para un tiempo t_1 , que equivale al tiempo t mas el retardo R ocurrido por el desfase ϕ , esto es: $t_1 = t + R$, las tensiones a la entrada y salida del amplificador, quedan dadas por las ecuaciones:

$$e_i = E \text{ sen } (\omega t_1 + \phi), \quad \phi < 0$$

$$e_o = A E \text{ sen } (\omega t_1 + \pi)$$

Esto está ilustrado en el diagrama fasorial de la Fig.

4.15.

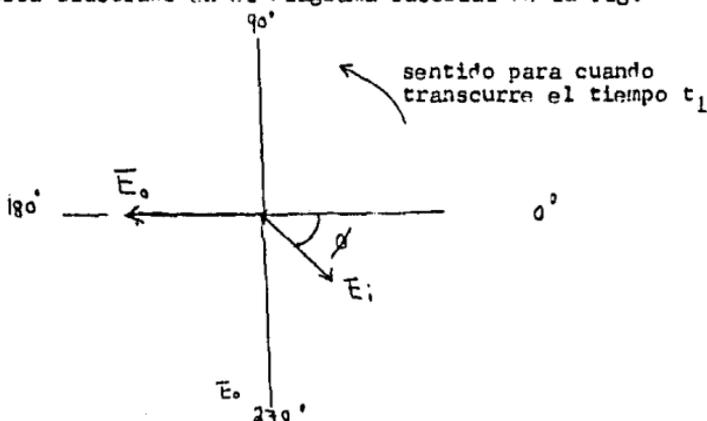


Fig. 4.15. Diagrama fasorial que indica la relación entre las señales, de frecuencia angular ω , a la entrada y salida del amplificador de video, para un tiempo t_1 .

Comparando los diagramas de las figuras 4.14. y 4.15. se observa que las tensiones de salida para los dos casos vienen dadas por:

$$e_o = AE \operatorname{sen}(\omega t + \phi + \pi)$$

$$e_o = AE \operatorname{sen}(\omega t_1 + \pi)$$

De donde se deduce que: $\omega t_1 - \pi = \omega t + \phi - \pi$
 $t_1 = t + R \rightarrow \omega t + \omega R - \pi = \omega t + \phi - \pi$

Por lo que el desfase viene dado por: $\phi = \omega R = 2\pi f R$

En la Fig. 4.16. se grafica el desfase con respecto a la frecuencia angular de la señal considerada.

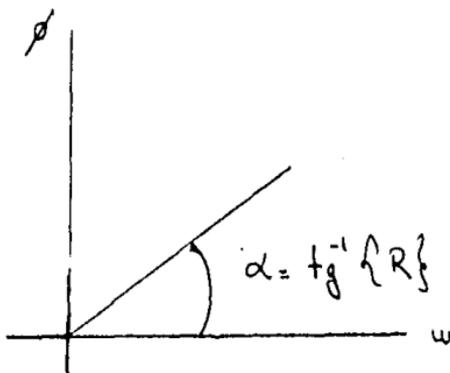


Fig. 4.16. Gráfica que indica como el retardo que sufre una señal aplicada al amplificador de video es directamente proporcional al desfase e inversamente proporcional a la frecuencia angular de la señal considerada.

Esta relación entre el retardo que sufre una señal, los grados que se defasa y su frecuencia angular, pone de manifiesto que:

a). Si no existe retardo en las señales (es decir, $R=0$), el desfase debe ser de 180 grados para todas las señales.

b). Si existe un retardo R para las señales, para que el retardo sea el mismo en todas las señales, se requiere que el desfase sea proporcional a la frecuencia angular de la señal considerada (donde la constante de proporcionalidad es R). Además debe existir un desfase adicional de 180° para todas las señales, como lo indica la ecuación: $\phi = AR \omega + 180^\circ$. Dicho de otro modo, la diferencia de fase introducida por el amplificador de video en función de la frecuencia debe ser lineal.

Consideremos una etapa amplificadora de video como lo que se indica en la Fig. 4.17.

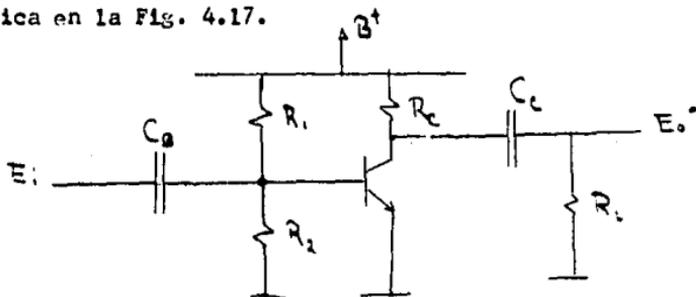


FIG. 4.17. Etapa amplificadora de video.

En la Fig. 4.17. podemos apreciar los siguientes elementos:

- B^+ = tensión de alimentación de la etapa.
- R_1 y R_2 = resistencias de polarización para la base.
- R_C = resistencia de polarización para el colector.
- C_B = capacitor de acople del detector de video a la base del transistor.
- C_C = capacitor de acople del colector del transistor al cátodo del tubo de imagen.
- R_L = resistencia de entrada o de carga del tubo de imagen.
- E_i = tensión senoidal de entrada a la etapa.
- E_o = tensión senoidal de salida de la etapa.
- E_i = valor eficaz de la tensión senoidal de entrada.
- E_o = valor eficaz de la tensión senoidal de salida.

Como únicamente nos interesa el funcionamiento en alterna, podemos utilizar el modelo híbrido de la etapa ya que las frecuencias consideradas son menores a 10 MHz (ver capítulo V, sección 5.4.3.).

Para simplificar el análisis en régimen permanente, consideraremos tres casos:

1. BANDA MEDIA.

Comprende todas las señales senoidales, para las cuales la ganancia se puede considerar independiente de la frecuencia y que no sufren retardo, por lo que están defasadas 180° de la señal de entrada.

2. BANDA BAJA.

Comprende las señales senoidales que sufren un adelanto con respecto a las señales de la banda media debido al

efecto de los capacitores de acoplo.

3. BANDA ALTA.

Comprende las señales senoidales que sufren un retraso con respecto a las señales de la banda media debido al efecto de las capacidades parásitas e introducidas como se indica en la sección 4.2.4.1.3. Aquí los capacitores de acoplo no influyen.

4.2.4.1.1. BANDA MEDIA.

El circuito equivalente híbrido se muestra en la Fig. 4.18.

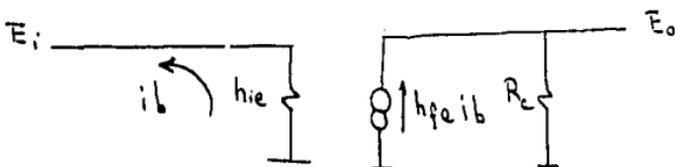


FIG. 4.18. Circuito híbrido para el amplificador de video en la banda media.

En la Fig. 4.18., tenemos que:

- E_i = tensión eficaz de la señal senoidal de entrada.
- E_o = tensión eficaz de la señal senoidal de salida.
- i_b = corriente de base.
- h_{ie} = resistencia base emisor.
- h_{fe} = factor directo de amplificación de corriente.
- R_c = resistencia de salida de la etapa. Solo se considera esta resistencia por ser la menor.

Del circuito de la Fig. 4.18. las expresiones para las tensiones de entrada y salida vienen dadas por:

$$E_i = h_{ie} i_b$$

$$E_o = -h_{fe} R_c i_b$$

de donde se obtiene que la ganancia en la banda media es:

$$A_m = \frac{E_o}{E_i} = -\frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}}$$

Como se observa, la ganancia es independiente de la frecuencia y ocasiona un desfase de 180° (esto está indicado por el signo negativo).

4.2.4.1.2. BANDA BAJA.

En este caso ya no se pueden despreciar los capacitores de acoplo, ya que afectan a la señal de entrada. Los capacitores de acoplo forman redes como la que se indica en la Fig. 4.19..

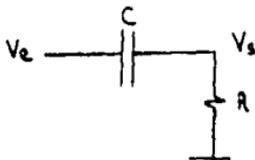


FIG. 4.19. Red RC formada por el capacitor de acoplo.

El capacitor de la figura actua como un divisor de tensión afectando la tensión de entrada (denominada V_e en la Fig. 4.19.), por lo que la tensión de salida viene dada por:

$$V_s = \frac{R}{R - jX_c} V_e = \frac{V_e}{1 - j \frac{X_c}{R}} = \frac{V_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_c}{R}\right)^2}} \left[\text{tg}^{-1} \left\{ \frac{X_c}{R} \right\} \right]$$

Cuando $R = X_c$, la tensión a la salida de la red RC es:

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{2}} \left[45^\circ \right] \cong 0.7 V_e \left[45^\circ \right]$$

Es decir, la tensión de salida se reduce al 70% de la tensión de entrada o 3 dB y está adelantada 45 grados. A la frecuencia a la que ocurre esto se le llama frecuencia de corte inferior y viene dada por:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Por lo que la tensión de salida de la red RC se puede escribir en función de la frecuencia de corte como:

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} \left[\text{tg}^{-1} \left\{ \frac{f_1}{f} \right\} \right]$$

Cuando $f = 10f_i$, la tensión de salida de la red RC viene dada por:

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{1.01}} \angle 5.7^\circ = 0.995 V_e \angle 5.7^\circ$$

Es decir, para este valor, prácticamente se puede considerar que la tensión a la salida es de igual valor que la de entrada y que tiene la misma fase.

De esto podemos concluir que la banda baja se refiere a frecuencias menores a diez veces la frecuencia de corte inferior.

Es decir: $f < 10f_i$, $\omega < 10\omega_i$

El circuito híbrido para la banda baja de la etapa amplificadora de video de la Fig. 4.17. queda:

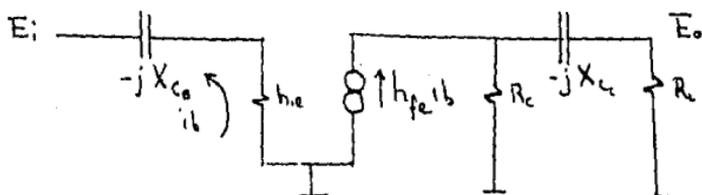
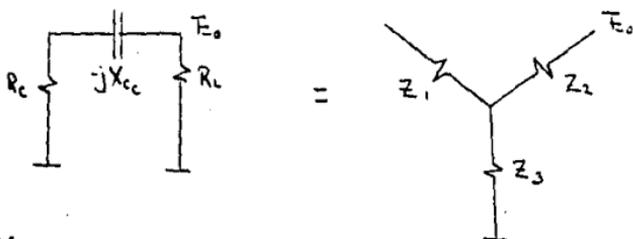


FIG. 4.20. Circuito híbrido para el amplificador de video en la banda baja.

En la Fig. 4.20. tenemos que:

- E_i = tensión eficaz de la señal senoidal de entrada.
- E_o = tensión eficaz de la señal senoidal de salida.
- i_b = corriente de base.
- $-jX_{C_c}$ = impedancia del capacitor de acoplo C_B .
- r_{be} = resistencia base emisor.
- β = factor directo de amplificación de corriente.
- R_c = resistencia de colector.
- $-jX_{C_c}$ = impedancia del capacitor de acoplo C_C .
- R_L = resistencia de carga.

Utilizando la transformación de pi a Y se puede deducir que:



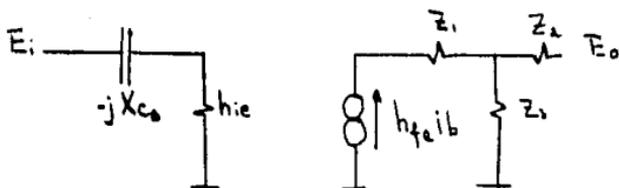
Donde:

$$Z_1 = \frac{R_c (-jX_{Cc})}{R_c + R_L - jX_{Cc}}$$

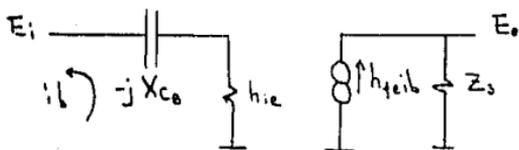
$$Z_2 = \frac{R_L (-jX_{Cc})}{R_c + R_L - jX_{Cc}}$$

$$Z_3 = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L - jX_{Cc}}$$

Por lo que el circuito queda simplificado al siguiente:



Usando el teorema de Norton podemos pasar al circuito:



De este último circuito las expresiones para la tensión de entrada y salida son:

$$E_i = (h_{ie} - jX_{C_0}) i_b = h_{ie} \left(1 - j \frac{X_{C_0}}{h_{ie}} \right) i_b$$

$$E_o = -h_{fe} Z_s i_b = -h_{fe} \frac{R_c R_L}{R_c + R_L - jX_{C_c}} i_b$$

$$E_o = \frac{\frac{R_c R_L}{R_c + R_L}}{1 - j \frac{X_{C_c}}{R_c + R_L}} i_b = \frac{R_c // R_L}{1 - j \frac{X_{C_c}}{R_c + R_L}} i_b$$

Por lo que la ganancia viene dada por:

$$A_o = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c // R_L}{\left\{ 1 - j \left(\frac{1}{2\pi h_{ie} C_{of}} \right) \right\} \left\{ 1 - j \left(\frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C_{cf}} \right) \right\}}$$

Donde $R_c // R_L \cong R_c$, con lo que queda:

$$A_o = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c}{\left\{ 1 - j \left(\frac{1}{2\pi h_{ie} C_{of}} \right) \right\} \left\{ 1 - j \left(\frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C_{cf}} \right) \right\}}$$

$$A_o = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c \left[f_g^{-1} \left\{ \frac{1}{2\pi h_{ie} C_{of}} + \frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C_{cf}} \right\} \right]}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi h_{ie} C_{of}} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C_{cf}} \right)^2}}$$

La frecuencia de corte se obtiene cuando el denominador vale $\sqrt{2}$, esto se cumple cuando:

$$1 + \left(\frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C_c f} \right)^2 = 1 + \left(\frac{1}{2\pi h_{ie} C_b f} \right)^2 = \sqrt{2}$$

Por lo que las frecuencias de corte son:

$$f_{11} = \frac{1}{\sqrt{\sqrt{2}-1} (2\pi (R_c + R_L) C_c)} \quad , \quad f_{12} = \frac{1}{\sqrt{\sqrt{2}-1} (2\pi h_{ie} C_b)}$$

La que resulte de mayor valor se toma como la frecuencia de corte inferior.

Se puede obtener la relación entre las ganancias para la banda baja y media, obteniéndose la ecuación:

$$\frac{A_B}{A_M} = \frac{\left[\tan^{-1} \left\{ \sqrt{\sqrt{2}-1} \left(\frac{f_0}{f} \right) + \sqrt{\sqrt{2}-1} \left(\frac{f_{11}}{f} \right) \right\} \right]}{\sqrt{1 + (\sqrt{2}-1) \left(\frac{f_0}{f} \right)^2} \sqrt{1 + (\sqrt{2}-1) \left(\frac{f_{11}}{f} \right)^2}}$$

Por lo tanto: LA GANANCIA EN LA BANDA BAJA ESTA ADELANTADA CON RESPECTO A LA GANANCIA EN LA BANDA MEDIA. Esto se puede observar en el diagrama fasorial de la Fig. 4.21.

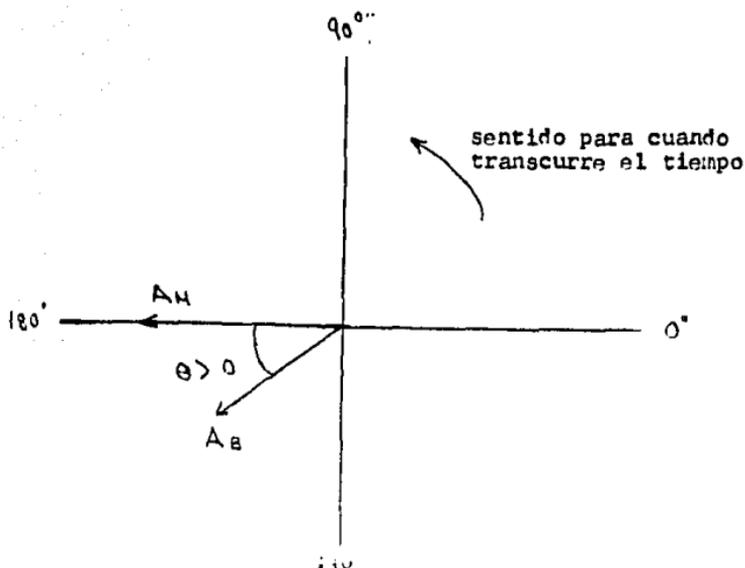


FIG. 4.21. Diagrama fasorial que indica la relación entre las ganancias para las bandas baja y media.

4.2.4.1.3. BANDA ALTA.

En este caso los capacitores de acoplo no influyen, sin embargo aparecen capacitancias denominadas parásitas e introducidas en la etapa amplificadora de video de la Fig. 4.17.

a). capacitancias parásitas.

Cuando un transistor, como el que se muestra en la Fig. 4.22. opera en las frecuencias de video más altas, las capacitancias entre los electrodos colector, base y emisor redu-

cen la ganancia de éste, ya que sus reactancias disminuyen al aumentar la frecuencia. Estas capacitancias parásitas (C_{bc} , C_{be} y C_{ce}) se muestran con líneas punteadas, indicándose con esto, que no están conectadas en el transistor en forma directa, sino que resultan de la construcción de éste.

Las capacitancias parásitas son del orden de 1 a 10 picofarads, aunque la capacidad parásita C_{bc} adquiere un valor mayor debido al efecto Miller. 54

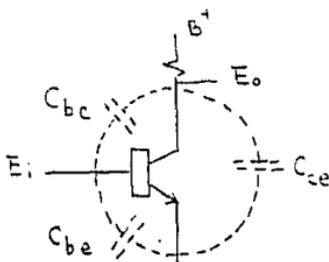


FIG. 4.22. Capacidades parásitas del transistor. C_{bc} , C_{be} y C_{ce} .

Para comprender el efecto Miller obtengamos el circuito híbrido para la Fig. 4.22.

54. BOYLESTAD Robert and NASHELSKY Louis. ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUIT THEORY. Prentice-Hall, third edition, United States of America, 1982, pp. 316, 364.

Este circuito se muestra en la Fig. 4.23.

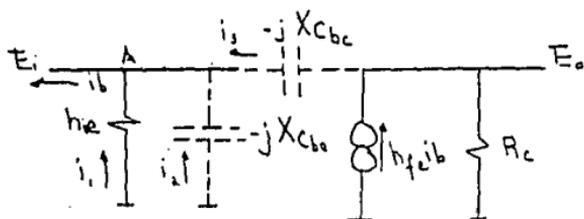


FIG. 4.23. Circuito híbrido para la configuración de la Fig. 4.22.

De la Fig. 4.23, tenemos que:

- E_i = tensión eficaz de la señal senoidal de entrada.
- E_o = tensión eficaz de la señal senoidal de salida.
- i_b = corriente de base.
- h_{fe} = factor directo de amplificación de corriente.
- R_c = impedancia de salida.

Aplicando la ley de Kirckhoff de corriente para el nodo A (Fig. 4.23.), se tiene que:

$$i_b = i_1 + i_2 + i_3$$

Donde:

$$i_1 = \frac{E_i}{h_{ie}}, \quad i_2 = \frac{E_i}{-jX_{Cbc}}, \quad i_3 = \frac{E_i - \frac{E_o}{A} E_i}{-jX_{Cbc}} = \frac{E_i - AE_i}{-jX_{Cbc}}$$

$$i_b = \frac{E_i}{h_{ie}} + \frac{E_i}{-jX_{Cbc}} + \frac{E_i - AE_i}{-jX_{Cbc}}$$

$$i_b = \frac{E_i}{h_{ie}} - \frac{E_i}{j} \left\{ \frac{1}{X_{Cbc}} + \frac{1-A}{X_{Cbc}} \right\}$$

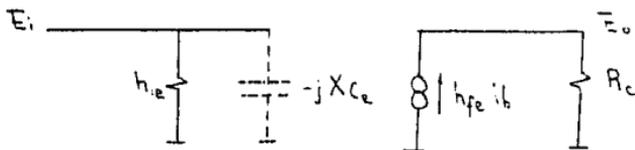
$$\frac{1}{X_{C_e}} = \frac{1}{X_{C_{be}}} + \frac{1-A}{X_{C_{bc}}} \Rightarrow C_e = C_{be} + (1-A)C_{bc}$$

Como A es negativa y mucho mayor que uno, la capacidad Miller queda dada por: $C_{M_i} \approx AC_{bc}$

Finalmente:

$$i_b = \frac{E_i}{h_{ie}} + \frac{E_i}{-jX_{C_e}}$$

Por lo tanto el circuito híbrido de la Fig. 4.23. se puede substituir por el siguiente:



Donde:

$$C_e = C_{be} + C_{M_i}$$

Por lo que el efecto Miller consiste en que la capacidad parásita C_{bc} se ve multiplicada por un factor igual a la ganancia en tensión de la etapa, por la retroalimentación que tiene lugar.

b) Capacitancias introducidas.

Estas capacitancias surgen por las conexiones del circuito, como son las conexiones de cables y los capacitores de

acoplamiento.

Las capacitancias parásitas e introducidas forman redes como la que se indica en la Fig. 4.24.

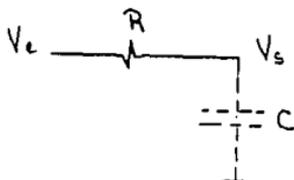


FIG. 4.24. Red RC formada por las capacitancias parásitas e introducidas.

El capacitor actúa como un divisor de tensión afectando la tensión de entrada (denominada V_e en la Fig. 4.24.), por lo que la tensión a la salida viene dada por:

$$V_s = \frac{-jX_c V_e}{R - jX_c} = \frac{V_e}{1 + j\frac{R}{X_c}} = \frac{V_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{X_c}\right)^2}} \left[-\text{tg} \left\{ \frac{R}{X_c} \right\} \right]$$

Cuando $R = X_c$, la tensión a la salida de la red RC es:

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{2}} \angle -45^\circ = 0.7 V_e \angle -45^\circ$$

Es decir, la tensión de salida se reduce al 70% de la tensión de entrada o 3 dB y está atrasada 45 grados. A la frecuencia a la que ocurre esto, se la llama frecuencia de corte superior y está dada por:

$$f_a = \frac{1}{2\pi RC}$$

Por lo que la tensión de salida de la red RC se puede escribir en función de la frecuencia de corte como:

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}} \left[-\text{tg}^{-1} \left\{ \frac{f}{f_a} \right\} \right]$$

Cuando $f = 0.1f_a$ la tensión de salida de la red viene dada por:

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{1.01}} \left[-5.7^\circ \right] = 0.995 V_e \left[-5.7^\circ \right]$$

Es decir, para esta frecuencia, prácticamente se puede considerar que la tensión a la salida es de igual valor que la de entrada y que tiene la misma fase.

De aquí se concluye que la banda alta se refiere a frecuencias mayores a una décima de la frecuencia de corte superior. Esto es:

$$f > 0.1 f_a$$

El circuito híbrido para la banda alta de la etapa amplificadora de video de la Fig. 4.17., considerando las capacidades parásitas y distribuidas queda:

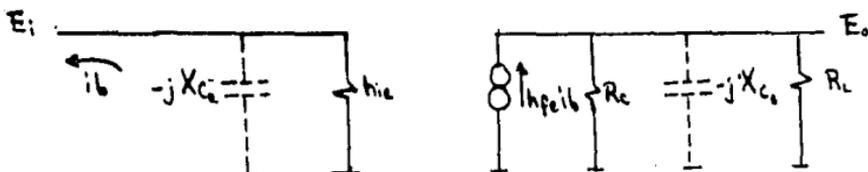


FIG. 4.25. Circuito híbrido para el amplificador de video en la banda alta.

En la Fig. 4.25. notamos que:

- E_i = tensión eficaz de la señal senoidal de entrada,
- E_o = tensión eficaz de la señal senoidal de salida,
- i_b = corriente de base.
- $-jX_{C_e}$ = impedancia del capacitor C_e (es la suma de la capacidad parásita C_{be} , la capacidad introducida y $(1-A)C_{cb}$ o de Miller).
- $-jX_{C_s}$ = impedancia del capacitor C_s (es la suma de la capacidad parásita C_{ce} , capacidad introducida y capacidad de entrada del tubo de imagen).
- h_{ie} = resistencia base emisor.
- h_{fe} = factor directo de amplificación de corriente.
- R_c = resistencia de colector.
- R_L = resistencia de carga.

Las expresiones para la tensión de entrada y salida son:

$$E_i = \frac{h_{ie} (-jX_{C_e})}{h_{ie} - jX_{C_e}} i_b = \frac{h_{ie}}{1 + j \frac{h_{ie}}{X_{C_e}}}$$

$$E_o = -h_{fe} \left\{ \frac{R_c // R_L (-jX_{C_s})}{R_c // R_L - jX_{C_s}} \right\} i_b = -h_{fe} \frac{R_c // R_L}{1 + j \frac{R_c // R_L}{X_{C_s}}} i_b$$

Por lo que la ganancia viene dada por:

$$A_A = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c // R_L}{\{1 + j 2\pi h_{ie} C_e f\} \{1 + j 2\pi R_c // R_L C_s f\}}$$

Donde $R_c // R_L \approx R_c$, con lo que queda:

$$A_A = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c}{\{1 + j 2\pi h_{ie} C_e f\} \{1 + j 2\pi R_c C_s f\}}$$

$$A_A = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c \left[-j \left\{ 2\pi h_{ie} C_e f + 2\pi R_c C_s f \right\} \right]}{\sqrt{1 + (2\pi h_{ie} C_e f)^2} \sqrt{1 + (2\pi R_c C_s f)^2}}$$

La frecuencia de corte se obtiene cuando el denominador vale $\sqrt{2}$, esto se cumple cuando:

$$1 + (2\pi R_c C_s f)^2 = 1 + (2\pi h_{ie} C_e f)^2 = \sqrt{2}$$

Por lo que las frecuencias de corte son:

$$f_{c1} = \frac{\sqrt{\sqrt{2} - 1}}{2\pi R_c C_s} \quad , \quad f_{c2} = \frac{\sqrt{\sqrt{2} - 1}}{2\pi h_{ie} C_e}$$

La que resulte de menor valor se toma como la frecuencia de corte superior.

Se puede obtener la relación entre las ganancias para la banda alta y media, quedando la ecuación:

$$\frac{A_H}{A_M} = \frac{\left[-\frac{1}{\beta} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} \frac{f}{f_{c1}} + \frac{1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} \frac{f}{f_{c2}} \right\} \right]}{\sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2} - 1} \left(\frac{f}{f_{c1}} \right)^2} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2} - 1} \left(\frac{f}{f_{c2}} \right)^2}}$$

Por lo tanto: LA GANANCIA EN LA BANDA ALTA ESTA RETRASADA CON RESPECTO A LA GANANCIA EN LA BANDA MEDIA. Esto se puede observar en el diagrama fasorial de la Fig. 4.26.

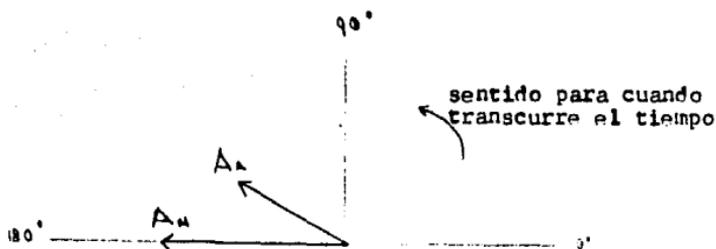


FIG. 4.26. Diagrama fasorial que indica la relación entre las ganancias para las bandas alta y media.

4.2.4.1.4. CONCLUSIONES.

Del análisis en régimen permanente se observa que para que la ganancia del amplificador de video sea adecuada, se requiere que la resistencia de colector sea elevada. Sin embargo, entre mayor sea la resistencia de colector, menor será el valor de la frecuencia de corte superior. Valores típicos para la resistencia de colector son de 2 a 12 K Ω .⁵⁵

55. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.127.

4.2.4.2. ANALISIS EN REGIMEN TRANSITORIO.

Un escalón unitario consiste en una señal como la que se indica en la Fig. 4.27.

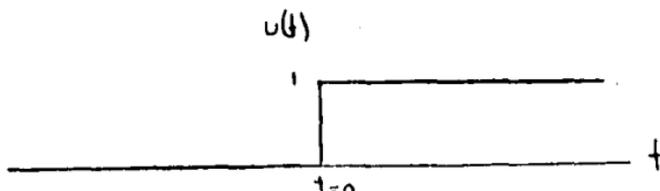


FIG. 4.27. Escalón unitario.

El escalón unitario se puede definir matemáticamente por medio de la ecuación:

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases}$$

Si se aplica el escalón unitario a la etapa amplificadora de video ilustrada en la Fig. 4.17., que por comodidad se repite en la Fig. 4.26. utilizando el método de la transformada de Laplace podemos obtener la tensión de salida (e_s).

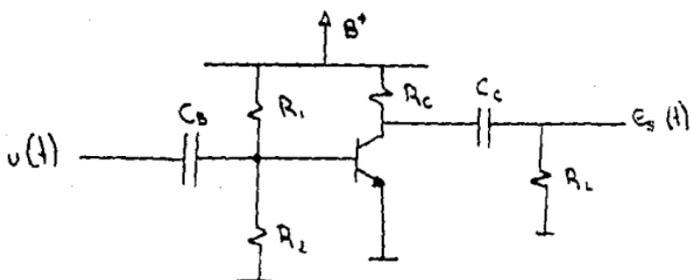


FIG. 4.28. Etapa amplificadora de video.

En la Fig. 4.28. se aprecian los siguientes elementos:

- B^+ = tensión de alimentación de la etapa.
- R_1, R_2 = resistencias de polarización para la base.
- R_c = resistencia de polarización para el colector.
- C_b = capacitor de acople del detector de video a la base del transistor.
- C_c = capacitor de acople del colector del transistor al cátodo del tubo de imagen.
- R_L = resistencia de entrada o de carga del tubo de imagen.
- $u(t)$ = tensión escalón unitario de entrada.
- $e_s(t)$ = tensión de salida.

Este análisis se puede dividir en dos partes:

1. Análisis para la transición brusca del escalón (paso de 0 a 1 en tensión para el tiempo 0).
2. Análisis para el tiempo en que la tensión del escalón es estable (cuando el tiempo es mayor que cero).

1. TRANSICIÓN DEL ESCALÓN.

Consiste en encontrar la tensión de salida desde un tiempo ligeramente menor que cero, que es cuando ocurre la

transición, hasta un tiempo ligeramente mayor que cero, dicho matemáticamente:

$$t \in \langle 0 - \epsilon, 0 + \epsilon \rangle \quad \epsilon \rightarrow 0$$

Donde:

- t = tiempo
- ϵ = pertenece
- $\langle \rangle$ = intervalo abierto
- ϵ = cantidad muy pequeña que tiende a cero.

Debido a que la transición equivale a aplicar al amplificador una frecuencia alta, se puede utilizar el mismo circuito equivalente que para el estudio en régimen permanente de la banda alta. Este circuito se indica en la Fig. 4.29.

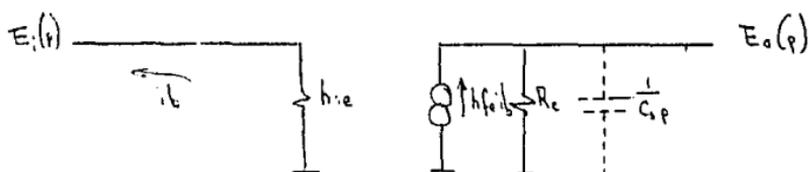


FIG. 4.29. Circuito para el amplificador de video durante la transición del escalón unitario.

En la Fig. 4.29. notamos que:

- $E_i(p)$ = transformada de Laplace de la tensión de entrada.
- $E_o(p)$ = transformada de Laplace de la tensión de salida.
- I_b = corriente de base.
- $\frac{1}{C_{sp}}$ = transformada de Laplace para las relaciones entre tensión y corriente en el capacitor C_s (que es la suma de la capacidad parásita C_{sp} , capacidad introducida y capacidad de entrada del tubo de imagen).
- h_{ie} = resistencia base emisor.
- h_{fe} = factor directo de amplificación de corriente.
- R_c = resistencia de colector.

Se ha considerado que el efecto de R_L y C_e no influyen (ver Fig. 4.25), para facilitar los cálculos.

Las expresiones de Laplace para la tensión de entrada y salida son:

$$E_i = \mathcal{L}\{v_A\} = \frac{1}{p} = h_{ie} I_b$$

$$E_o = -h_{fe} \frac{R_c \left(\frac{1}{C_{sp}}\right)}{R_c + \frac{1}{C_{sp}}} = -h_{fe} \frac{R_c}{R_c C_s \left(p + \frac{1}{R_c C_s}\right)}$$

Por lo que la expresión de Laplace para la tensión de salida es:

$$E_o = -h_{fe} \frac{R_c}{R_c C_s \left(p + \frac{1}{R_c C_s}\right)} \frac{E_i}{E_i}$$

$$E_o = -h_{fe} \frac{R_c}{R_c C_s p \left(p + \frac{1}{R_c C_s}\right)} E_i$$

Aplicando la transformada inversa y usando el teorema de Heaviside⁵⁵, la tensión de salida en función del tiempo es:

$$\mathcal{L}^{-1}\{E_o\} = e_s = -\frac{h_f e R_c}{h_i e} + \frac{h_f e R_c}{h_i e} e^{-\frac{t}{R_c C_s}}$$

$$e_s = -\frac{h_f e R_c}{h_i e} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_c C_s}}\right)$$

La Fig. 4.30. muestra como es la tensión de salida.

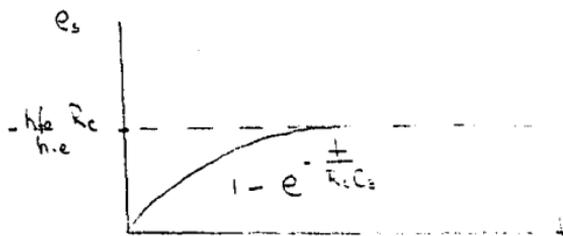


FIG. 4.30. Tensión a la salida cuando a la entrada del amplificador se aplica un escalón unitario como el de la Fig. 4.27.

2. PARTE ESTABLE DEL ESCALON.

Consiste en encontrar la tensión de salida una vez que ha terminado la transición, es decir para un tiempo mayor que cero, es decir cuando $t > 0$.

Para este caso se puede usar el mismo circuito equivalente usado para el estudio en régimen permanente en la banda baja, como se muestra en la Fig. 4.31.

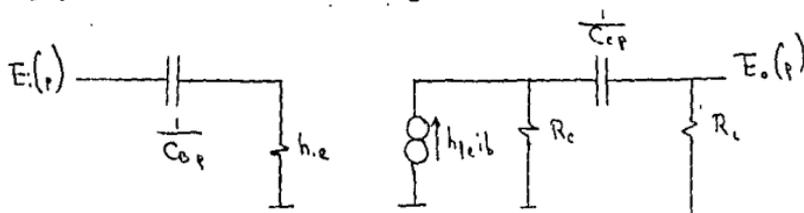
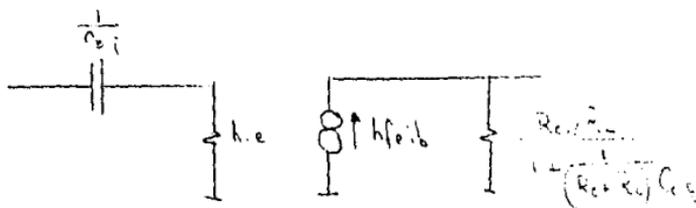


FIG. 4.31. Circuito para el amplificador de video después de ocurrida la transición del escalón unitario.

En la Fig. 4.31v notamos que:

- $E_i(s)$ = transformada de Laplace de la tensión de entrada.
- $E_o(s)$ = transformada de Laplace de la tensión de salida.
- i_b = corriente de base.
- $E_{cp}(s)$ = transformada de Laplace para las relaciones entre tensión y corriente en el capacitor C_{cp} de acople.
- h_{ie} = resistencia base emisor.
- $h_{ie}i_b$ = factor directo de amplificación de corriente.
- R_c = resistencia de colector.
- $E_{cp}(s)$ = transformada de Laplace para las relaciones entre tensión y corriente en el capacitor C_c de acople.
- R_c = resistencia de carga.

Realizando la transformación pi a Y se obtiene el circuito:



Las expresiones de Laplace para la tensión de entrada y salida son:

$$\bar{E}_i = \left(h_{ie} + \frac{1}{C_e p} \right) i_b = h_{ie} \left(1 + \frac{1}{h_{ie} C_e p} \right) i_b = \frac{1}{p}$$

$$E_o = - h_{fe} \frac{R_c // R_L p}{p + \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}} \cong - h_{fe} \frac{R_c p}{p + \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}}$$

Por lo que la expresión de Laplace para la tensión de salida es:

$$E_o = - h_{fe} \frac{R_c}{p + \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}} \quad \bar{E}_i = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_c p}{\left(p + \frac{1}{h_{ie} C_e} \right) \left(p + \frac{1}{(R_c + R_L) C_c} \right)}$$

Aplicando la transformada inversa y usando el teorema de Heaviside⁵⁶, la tensión de salida en función del tiempo es:

$$e_o = \bar{E}_o \cdot f = e_o = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} v_i \left\{ \frac{e^{-\frac{t}{(R_c + R_L) C_c}}}{1 - \frac{(R_c + R_L) C_c}{h_{ie} C_e}} + \frac{e^{-\frac{t}{h_{ie} C_e}}}{1 - \frac{h_{ie} C_e}{(R_c + R_L) C_c}} \right\}$$

56. ROSS S.L. ECUACIONES DIFERENCIALES. Editorial reverté, s.a. España, 1979, capítulo 9.

Considerando que $C_c \approx C_c$ y $h_c C_c \approx 0$, la tensión de salida en función del tiempo es:

$$e_s = -\frac{h_f e}{h_{ie}} \frac{R_c}{1 - \frac{R_c R_c}{h_{ie}}} e^{-\frac{t}{(R_c + R_c)C_c}}$$

La Fig. 4.31. muestra como se comporta la tensión de salida.

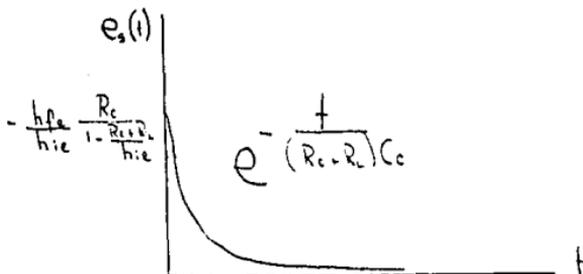


FIG. 4.31. Tensión de salida cuando no hay cambios bruscos en la entrada del amplificador de video.

4.2.4.2.1. CONCLUSIONES.

Del análisis en régimen transitorio se observa que para que la ganancia sea adecuada se requiere que la resistencia de colector sea elevada. Sin embargo, entre mayor sea la resistencia de colector, el amplificador responderá más lentamente a los cambios de la tensión de entrada.

4.2.4.3. METODOLOGIA DE EXTENSION.

Fourier demostró que toda función periódica continua con periodo P y repetición $\frac{1}{f}$ se puede desarrollar en la serie:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cos \frac{2n\pi t}{P} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{P} \right\},$$

$$\text{o, } f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cos \omega_n t + b_n \sin \omega_n t \right\}$$

Donde: $\omega_n = 2\pi f n$

Es la frecuencia angular.

Usando la relación de Euler,

$$\sin \omega_n t = \frac{e^{j\omega_n t} - e^{-j\omega_n t}}{2j}, \quad \cos \omega_n t = \frac{e^{j\omega_n t} + e^{-j\omega_n t}}{2}$$

La serie toma la forma:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \left(\frac{e^{j\omega_n t} + e^{-j\omega_n t}}{2} \right) - j b_n \left(\frac{e^{j\omega_n t} - e^{-j\omega_n t}}{2} \right) \right\}$$

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left(\frac{e^{j\omega_n t} + e^{-j\omega_n t}}{2} \right) - j b_n \left(\frac{e^{j\omega_n t} - e^{-j\omega_n t}}{2} \right)$$

Para pasar a funciones no periódicas las sumas se deben convertir en integrales quedando:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{a_n}{2} \int (e^{j\omega_n t} + e^{-j\omega_n t}) dt - j \frac{b_n}{2} \int (e^{j\omega_n t} - e^{-j\omega_n t}) dt$$

Realizando la integración se obtiene:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{a_n}{2j\omega_n} e^{j\omega_n t} - \frac{a_n}{2j\omega_n} e^{-j\omega_n t} - \frac{j b_n}{2j\omega_n} e^{j\omega_n t} - \frac{j b_n}{2j\omega_n} e^{-j\omega_n t}$$

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{e^{j\omega_n t}}{2\omega_n} \left\{ \frac{a_n - j b_n}{j} \right\} - \frac{e^{-j\omega_n t}}{2\omega_n} \left\{ \frac{a_n - j b_n}{j} \right\}$$

Agrupando y usando la relación de Euler:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \left\{ \frac{a_n - j b_n}{\omega_n} \right\} \left\{ \frac{e^{j\omega_n t} - e^{-j\omega_n t}}{2j} \right\} = \frac{a_0}{2} + \frac{a_n - j b_n}{\omega_n} \sin \omega_n t$$

Que se puede escribir en la forma:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\omega_n} \sin(\phi_n + \omega_n t)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left\{ \frac{b_n}{a_n} \right\}$$

Donde a_0 , a_n , b_n , son constantes y se pueden obtener como demostró Fourier integrando a ambos lados de la serie, y estan dadas por las ecuaciones:

$$a_0 = \frac{1}{P} \int_0^P f(t) dt$$

$$a_n = \frac{1}{P} \int_0^P f(t, \rho_n) \cos \omega n t dt$$

$$b_n = \frac{1}{P} \int_0^P f(t, \rho_n) \sin \omega n t dt$$

Por lo tanto toda función no periódica continua, como es el caso de la señal de video, se puede expresar por muchas componentes senoidales de amplitud $\frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\omega_n}$. Esto se puede representar espectralmente como se indica en la Fig. 4.32.

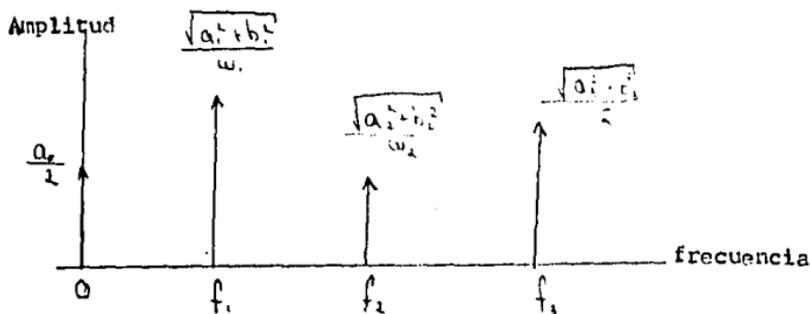


FIG. 4.32. Representación de 4 componentes senoidales, de frecuencia 0, f_1 , f_2 y f_3 y amplitud $\frac{a_0}{2}$, $\frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\omega_1}$, $\frac{\sqrt{a_2^2 + b_2^2}}{\omega_2}$, $\frac{\sqrt{a_3^2 + b_3^2}}{\omega_3}$.

Como la función considerada se puede recuperar sumando todas las componentes senoidales a lo largo de todo el espectro, la expresión correcta es:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \int_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\omega_n} \cos(\omega_n t + \phi_n) d_n$$

La cual se conoce como integral de Fourier.

Se suele considerar que:

$$\Delta(\omega) = -\frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{f_n} \cos \phi_n, \quad \omega_n = 2\pi f_n$$

$$\frac{d\omega_n}{dn} = 2\pi f = \omega \Rightarrow dn = \frac{d\omega_n}{\omega}$$

$$n=1, \omega = \omega_1; \quad n=\infty, \omega = \omega_\infty$$

$$\omega_n t = \omega t + \phi_n$$

$$A(\omega) = a_0$$

Con lo que la integral de Fourier toma la forma:

$$f(t) = \frac{A(\omega)}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\infty} A(\omega) \frac{\sin(\omega t + \phi(\omega))}{\omega} d\omega$$

La respuesta de un amplificador de video al cual se aplica un escalón unitario está dada por la integral de Fourier:⁵⁷

$$e_s(t) = \frac{A(\omega)}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\infty} A(\omega) \frac{\sin(\omega t + \phi(\omega))}{\omega} d\omega$$

Donde $A(\omega)$ y $\phi(\omega)$, son la ganancia y diferencia de fase para régimen permanente, respectivamente. Por lo tanto esta integral de Fourier demuestra que hay una relación entre las respuestas en régimen permanente y transitorio.

La integral de Fourier se ha evaluado para un amplificador en el que se considera que la ganancia es independiente de la frecuencia⁵⁷ y pone de manifiesto que el tiempo de respuesta

57. ANNER George E. FUNDAMENTOS DE LOS SISTEMAS DE TELEVISION. Aguilar, Madrid, 1960, pp. 263-267.

(tiempo requerido para que la tensión de salida pase del 10 al 90% de su valor final), es inversamente proporcional a la frecuencia de corte superior (ver sección 4.2.4.1.).

4.2.4.3.1. CONCLUSION.

Si se aumenta la resistencia de colector para aumentar la ganancia del amplificador, se reduce la frecuencia de corte superior (puesto que la frecuencia de corte superior es inversamente proporcional a la resistencia de colector), y por lo tanto el amplificador tarda mas tiempo en responder a los cambios que presente la señal.

4.2.5. CONSIDERACIONES DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO PARA REPRODUCIR UNA IMAGEN ADECUADA EN EL TUBO DE IMAGEN.

La ganancia del amplificador de video debe estar comprendida entre 25 y 60 veces, es decir, de 28 a 35 dB aproximadamente. Para aclarar esta idea, consideremos una señal de video a la salida del detector de video y entrada del amplificador de video de 3 volts de amplitud pico a pico. Para lograr una amplitud de 120 Volts a la salida del amplificador de video, la ganancia que se requiere es de 40 veces o 32 dB,⁵⁸ lo cual es un valor típico.

La señal de video está formada por muchas señales senoi-

58. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.127.

dales, cuyas frecuencias son de 0 a 4 MHz como se indicó en la sección 4.2.3. Hay que tener muy presente que existe una relación estrecha entre las frecuencias que componen una señal y el detalle con que se reproduce la imagen. Para comprender esto, pensemos en un tablero de ajedrez como el que se muestra en la Fig. 4.33.a. La señal de video para una línea se muestra en la Fig. 4.33.b. (es una señal de video positiva). Si se aumentan el número de cuadros, manteniendo el tamaño de la pantalla, la señal de video tendrá asociada una frecuencia mayor.

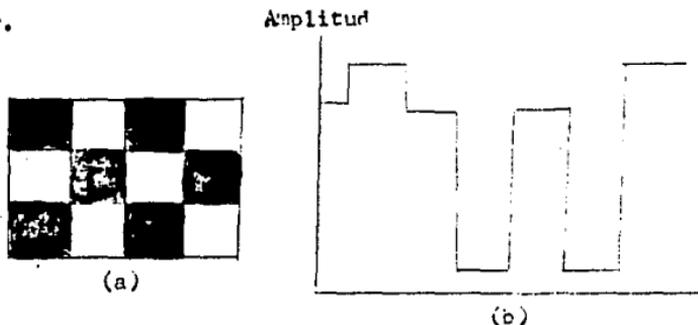


FIG. 4.33. a). Tablero de ajedrez
b). señal de video para una línea del tablero.

Así, la frecuencia de 30 Hz equivale a la presentación de un cuadro blanco. Las frecuencias superiores a 30 Hz, reproducen variaciones de la señal de video o detalles que ocu-

rren en un cuadro. Las frecuencias de 30 Hz a 10 KHz, corresponden a detalles, desde un cuadro blanco o negro, hasta variaciones en forma vertical. Las frecuencias de 10 KHz a 100 KHz incluyen los detalles en forma horizontal, desde una línea blanca aproximadamente, hasta detalles de la décima parte de una línea.⁵⁹ En la Fig. 4.34. se muestra como están relacionados los detalles de la imagen con la frecuencia de las señales que componen la señal de video.

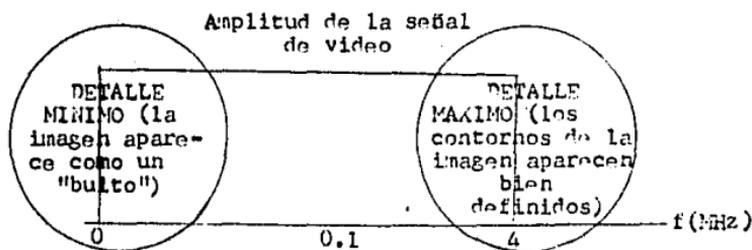


FIG. 4.34. Relación entre los detalles de la imagen y las frecuencias de la señal de video.

Para reproducir una imagen adecuada, la ganancia del amplificador de video debe ser la misma para las componentes de 30 Hz hasta 3 MHz en forma aproximada. Para las componentes

59. Ibid. p. 267.

cuya frecuencia sea de 3 a 4 MHz, la ganancia del amplificador es en cierta forma deseable que sea menor, ya que esto evita las interferencias que causa la información de las bandas laterales de la subportadora suprimida de color de 3.58 MHz.⁶⁰ Para lograr esto, según los análisis de la sección 4.2.3., se requeriría que las frecuencias de corte inferior y superior fueran respectivamente 3 Hz y 30 MHz. Es prácticamente imposible sostener la ganancia que requiere el amplificador de video para este ancho de banda. Lo que se hace es usar un ancho de banda de 30 Hz a 4MHz y emplear métodos de compensación donde la ganancia se reduce, como se verá posteriormente.

En televisión, el amplificador de video, desde la salida del demodulador, hasta el tubo de imagen, puede estar acoplado en dos formas: acoplamiento en alterna y acoplamiento en continua. El tipo de acoplamiento afecta la ganancia del amplificador a ciertas frecuencias, por lo que consideraremos los dos casos por separado.

4.2.5.1. AMPLIFICADOR DE VIDEO ACOPLADO EN ALTERNA.

El acoplamiento en alterna consiste en usar capacitores de acople entre las etapas, permitiendo únicamente el paso de

60. Ibid. p. 266.

las variaciones de la señal de video con respecto a su nivel medio o valor de tensión continua. Este tipo de acoplamiento fue el primero en emplearse, ya que la fuente de alimentación y los circuitos empleados no tienen que ser muy precisos, puesto que la polarización de las etapas es independiente.⁶¹ Sin embargo, se tiene el inconveniente de que un cuadro en su mayoría negro o blanco se torna gris.

Para mejorar la imagen que se recibe con acoplamiento en alterna se utilizaron dos métodos; el primero y más sencillo, consiste en formar un camino de alta resistencia entre la salida del detector de video y el tubo de imagen. Las resistencias actúan como un divisor de tensión, acoplando al tubo de imagen generalmente la mitad o la cuarta parte de la tensión continua de la señal de video. A este método se le conoce como acoplamiento parcial de tensión continua. El otro método consiste en reinsertar el nivel de tensión continua perdido por el acoplamiento en alterna, empleando un circuito fijador de nivel, como el que se indica en la Fig. 4.35. Considerando una señal de video positiva, durante las variaciones de tensión ne-

61. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.124.

gativa de la señal de video, el diodo D conduce, cargando el capacitor C. El capacitor se descarga lentamente a través de la resistencia, por lo que la señal de video recupera su nivel de tensión continua. En la Fig. 4.35. se muestra una línea de señal de video positiva, a la que se reinserta su nivel de tensión continua.

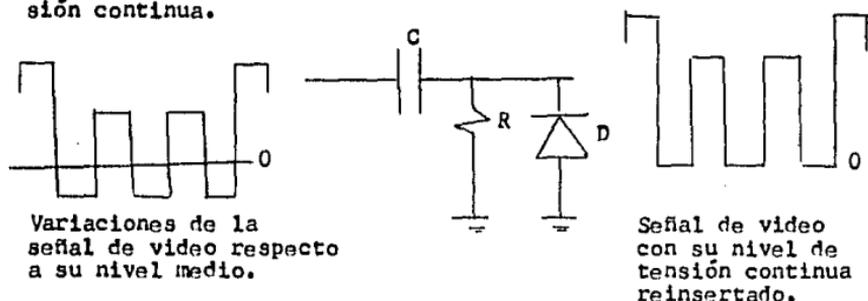


FIG. 4.35. Circuito fijador de nivel.

Cuando el amplificador de video está acoplado en alterna, su ganancia para las componentes de baja frecuencia disminuye por el efecto de los capacitores de acoplo y esacoplo. Para que el efecto causado por estos sea mínimo, se suelen elegir de valores altos (47 a 250 nanofarads).⁶² Si aún es mala la

62. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, p. 293.

respuesta para las bajas frecuencias, se puede usar un método de compensación que consiste en agregar un circuito paralelo RC, y conectarlo en serie a la resistencia de carga del circuito, como se observa en la Fig. 4.36. El valor del capacitor empleado también es alto, por lo que a las bajas frecuencias su reactancia es grande, agregando a la resistencia de carga una cierta impedancia que aumenta la ganancia en estas frecuencias. Para las componentes de frecuencia de las bandas media y alta, la reactancia de C se hace muy pequeña y la impedancia del circuito RC es despreciable.

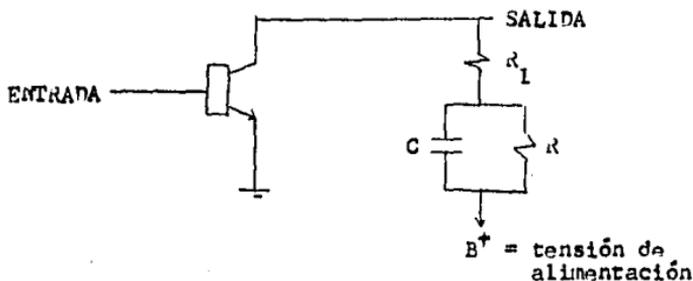


FIG. 4.36. Compensación en baja frecuencia.

La ganancia del amplificador de video para las componentes de mayor frecuencia disminuye por efectos de las capacidades parásitas e introducidas. Esto se corrige usando métodos de compensación que se describen en la sección 4.2.5.3.

4.2.5.2. AMPLIFICADOR DE VIDEO ACOPLADO EN CONTINUA.

Este tipo de acoplamiento permite que la señal de video conserve sus niveles de tensión en todo momento y que la ganancia para las bajas frecuencias sea prácticamente constante. La desventaja que presenta es que la fuente de alimentación debe ser muy precisa y en ocasiones requiere de sistemas de estabilización.⁶³ La ganancia del amplificador de video para los componentes de mayor frecuencia disminuye por las capacidades parásitas e introducidas y se corrige usando métodos de compensación que se indican en la siguiente sección.

4.2.5.3. METODOS DE COMPENSACION.

Como se indico al principio de la sección 4.2.5., para que la ganancia del amplificador de video fuera constante hasta 3 MHz, se requeriría que la frecuencia de corte superior fuera 30 MHz. Del análisis en régimen permanente de la sec-

63. Ibid. p. 13.133.

ción 4.2.4.1. se obtuvo que la ganancia del amplificador es directamente proporcional a la resistencia de colector, mientras que la frecuencia de corte superior es inversamente proporcional a esta resistencia. Colocar la frecuencia de corte superior en 30 MHz, haría que la ganancia del amplificador de video fuera muy pequeña e insuficiente para excitar al tubo de imagen. La frecuencia de corte superior se elige de 4 MHz, con lo que se obtiene una ganancia adecuada.

Para mejorar la ganancia del amplificador de video para las altas frecuencias y lograr que sea prácticamente constante hasta 3 MHz, se emplea la compensación paralelo.

Si la ganancia es aún insuficiente, se puede emplear la compensación serie para mejorarla.

1. COMPENSACION PARALELO.

Este método consiste en aumentar una inductancia L en serie a la resistencia de colector, como se muestra en la Fig. 4.37.a. Valores típicos de L son 30 a 100 microHenrys.⁶⁴ La inductancia L forma un circuito resonante paralelo con el capacitor C (este capacitor es la suma de la capacidad parásita de colector emisor del transistor, la capacidad introducida y la capacidad de entrada del tubo de imagen), el cual au-

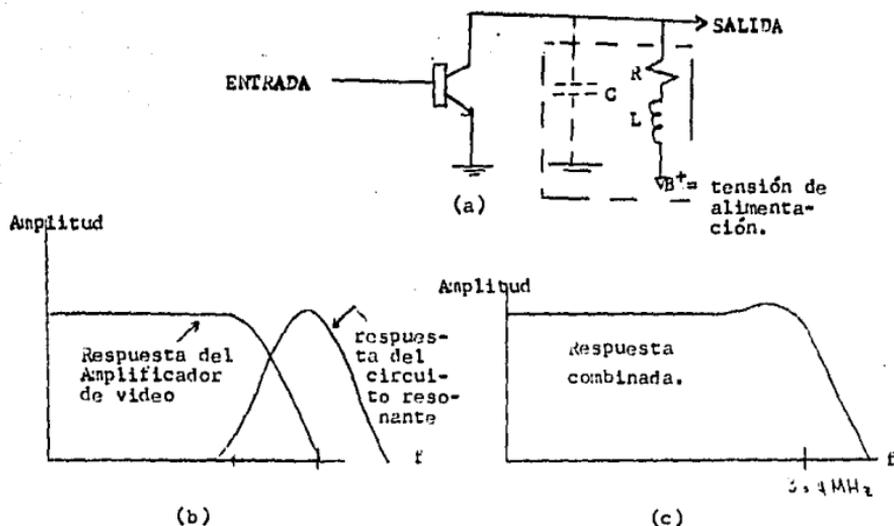


FIG. 4.37. Compensación en paralelo.
 a) Circuito.
 b). Respuestas de amplitud del amplificador de video no compensado y del circuito resonante paralelo LC.
 c). Respuesta de amplitud total.

menta la impedancia de carga y por lo tanto la ganancia del circuito en las frecuencias donde la ganancia del amplificador de video no compensado disminuye. En la Fig. 4.37.b. se muestran las respuestas de amplitud del amplificador de video y del circuito resonante LC, y en la Fig. 4.37.c, se indica el efecto que tienen al combinarse.

Debido a la importancia de la compensación en paralelo, a continuación se da un método teórico para encontrar el valor adecuado de la inductancia empleada.

Usando la etapa amplificadora de video compensada, que se ilustra en la Fig. 4.37.a., realicemos el análisis en régimen permanente para la banda alta. En la Fig. 4.38. se muestra el circuito equivalente híbrido.



FIG. 4.38. Circuito equivalente híbrido para la operación del amplificador de video compensado de la Fig. 4.37.a. en la banda alta.

De la Fig. 4.38. se obtiene que las expresiones para las tensiones de entrada y salida son:

$$E_i = h_{ie} i_b \quad E_o = -h_{fe} \frac{(R + j\omega L) \left(-\frac{j}{\omega C} \right)}{R + j\omega L - \frac{j}{\omega C}} i_b$$

$$E_o = -h_{fe} \frac{R \left(1 + j\omega \frac{L}{R} \right)}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} i_b$$

Por lo que la ganancia en la banda alta viene dada por:

$$A_A = \frac{E_o}{E_i} = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R(1 + j\omega L/R)}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}$$

Si definimos:

$$k = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f_2 L}{R}$$

Donde f_2 es la frecuencia de corte superior para el amplificador de video no compensado y viene dada por: $f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$

La ganancia en la banda alta se puede escribir como:

$$A_A = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R(1 + jk \frac{f}{f_2})}{\sqrt{1 - k(\frac{f}{f_2})^2} + j \frac{f}{f_2}}$$

Para la banda media el circuito equivalente es el mismo que el que se dio en la Fig. 4.18., por lo que la ganancia en esta banda es:

$$A_M = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R$$

De donde la relación entre las ganancias en las bandas alta y media es:

$$\frac{A_A}{A_M} = \frac{1 + jk \frac{f}{f_c}}{\left\{1 - k \left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right\} + j \frac{f}{f_c}}$$

Si definimos: $y = \frac{f}{f_c}$

La relación entre las ganancias en las bandas alta y media queda:

$$\frac{A_A}{A_M} = \frac{1 + jky}{\{1 - ky^2\} + jy}$$

Multiplicando y dividiendo por el conjugado del denominador:

$$\frac{A_A}{A_M} = \frac{1 + jky}{(1 - ky^2) + jy} \cdot \frac{\{1 - ky^2\} - jy}{\{1 - ky^2\} - jy}$$

$$\frac{A_A}{A_M} = \frac{1 - jy(1 - k + k^2 y^2)}{(1 - ky^2)^2 + y^2}$$

Por lo que la relación entre los valores para la ganancia de las bandas alta y media está dada por:

$$\left| \frac{A_h}{A_m} \right| = \sqrt{\frac{1+k^2 y^2}{1+(1-2k)y^2+k^2 y^4}}$$

Y la diferencia de fase es:

$$\phi = \tan^{-1} \left\{ y(1-k+k^2 y^2) \right\}$$

Cuando la frecuencia es igual a la frecuencia de corte superior y vale 1, la relación entre los valores para la ganancia de las bandas alta y media queda dada por:

$$\left| \frac{A_h}{A_m} \right| = \sqrt{\frac{1+k^2}{1+(1-2k)+k^2}}$$

Y la diferencia de fase por:

$$\phi = \tan^{-1} \left\{ 1-k+k^2 \right\}$$

De esto podemos deducir lo siguiente:

- a). Para que los valores para la ganancia en las bandas alta y media sean iguales se requiere que k valga $\frac{1}{2}$.
- b). No existe ningún valor para el cual $1-k+k^2$ sea cero, por lo que la diferencia de fase no puede ser cero y las señales sufren un retardo. Para que el retardo sea el mismo para todas las señales de la banda alta, se requiere que

el desfase sea proporcional a la frecuencia (ver Fig. 4.16., sección 4.2.4.1.). Esto se cumple si la derivada de la diferencia de fase con respecto a la frecuencia es constante o expresado matemáticamente: $\frac{d\phi}{dy} = \text{constante}$.

La derivada de la diferencia de fase con respecto a la frecuencia es:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi}{dy} &= - \frac{1-k + 3k^2y^2}{1 + \{(1-k)y + k^2y^3\}^2} \\ &= - \frac{(1-k) + 3k^2y}{1 + (1-k)^2y^2 + 2(1-k)(k^2y^3) + k^4y^6} \end{aligned}$$

o sacando como factor común a $-(1-k)$, queda:

$$\frac{d\phi}{dy} = -(1-k) \left\{ \frac{1 + \frac{3k^2}{1-k} y^2}{1 + (1-k)^2 y^2 + 2(1-k)k^2 y^3 + k^4 y^6} \right\}$$

Como k es menor que uno, se pueden despreciar los términos: k^2y^4 y k^4y^6 .

Para cuando la frecuencia es igual a la frecuencia de corte, y vale 1, con lo que la expresión se convierte en:

$$\frac{d\phi}{dy} = -(1-k) \left\{ \frac{1 + \frac{3k^2}{1-k}}{1 + (1-k)^2} \right\}$$

Esta expresión es constante cuando:

$$1 + \frac{3k^2}{1-k} = 1 + (1-k)^2$$

Esto nos da un valor de k de 0.32.

En la Fig. 4.39. se muestra la curva de respuesta para el amplificador de video compensado de la Fig. 4.37.a. Las curvas de respuesta indicadas son para cuando k toma valores de 0.32, 0.4 y 0.5. Como se observa, el valor de 0.4 es la mejor elección.

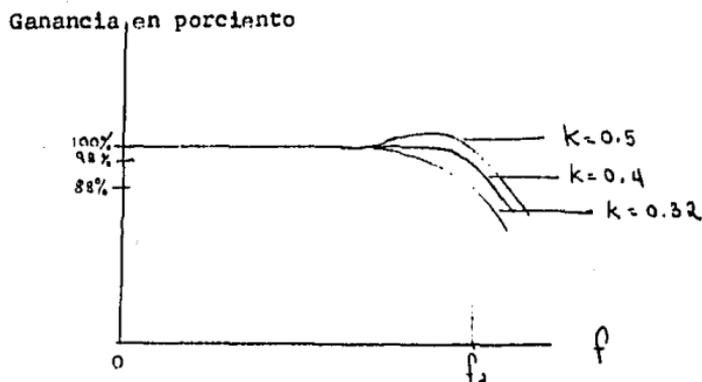


FIG. 4.39. Curvas de respuesta para un amplificador de video compensado en paralelo, cuando k vale 0.32, 0.4 y 0.5.

Por lo tanto, el valor de la inductancia depende de la resistencia de colector, de la suma de la capacidad parásita colector emisor del transistor, la capacidad introducida y la capacidad de entrada al tubo de imagen (C en la Fig. 4.37.a.), y de una constante, los cuales están relacionados por la ecuación:

$$L = 0.4 RC$$

La inductancia L se suele dotar de un núcleo móvil para poder ajustarla.

2. COMPENSACION SERIE.

Esta compensación consiste en colocar una inductancia L en serie entre la salida del amplificador y la entrada al tubo de imagen. Con esto se logra separar las capacidades parásitas e introducidas a la salida del amplificador, de las capacidades introducidas y de entrada al tubo de imagen. Esto permite aumentar el valor de la resistencia de carga y por lo tanto la ganancia en un 50% del valor que se tenía en el amplificador no compensado, manteniendo la frecuencia de corte superior en 4 MHz. Este tipo de compensación se indica en la Fig. 4.40. La resistencia colocada en paralelo a la inductancia L, sirve para evitar oscilaciones. Valores típicos de L son de 100 a 250 microHenrys.⁶⁴

64. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 272, 273.

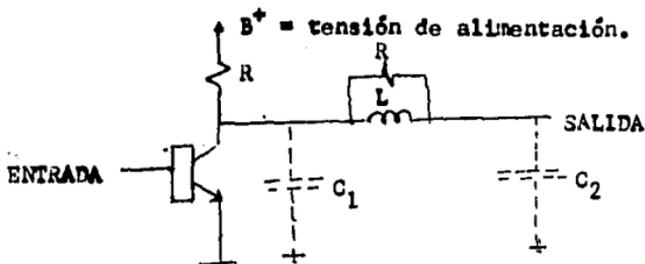


FIG. 4.40. Compensación serie.
 C_1 = capacidades parásitas e introducidas a la salida del amplificador.
 C_2 = capacidades introducidas y de entrada al tubo de imagen.

3. COMPENSACION SERIE PARALELO O COMBINADA.

Consiste en usar compensación paralelo y serie al mismo tiempo. Este método permite aumentar el valor de la resistencia de carga y por lo tanto la ganancia un 80% del valor que se tendría en un amplificador no compensado, así como mantener esta ganancia prácticamente constante hasta 3 MHz.

4.2.6. FORMAS DE MANEJO DEL CONTRASTE Y BRILLO.

4.2.6.1. MANEJO DEL CONTRASTE.

Para variar el contraste se requiere variar la amplitud de la señal de video. Esto se puede hacer variando la ganancia de las etapas de la sección de FI o del amplificador de video. Sin embargo, variar la ganancia de la etapa de FI no es posible, ya que esta debe entregar un nivel fijo de señal al

detector de video, para lo cual inclusive se utilizan circuitos para controlar la ganancia en forma automática, como se indica en el capítulo 5. Solo queda, por lo tanto, el medio de variar la ganancia del amplificador de video. Esto puede ser realizado, a la vez, de tres formas, según se controle la base, el colector o el emisor del amplificador de video, como se indica más adelante. Lo que ha dado mejores resultados y se ha convertido en la forma clásica de control de contraste es controlando el emisor. En la Fig. 4.41. se muestran los métodos de control de contraste.

Cómo se puede observar en la Fig. 4.41., los amplificadores de video son del tipo de emisor común. El control de contraste de la Fig. 4.41.a. consiste en variar la cantidad de señal aplicada al amplificador. Al hacer esto, se varía la amplitud de la señal de salida, ya que depende del valor aplicado a la entrada. Este método de controlar el contraste, mantiene constante la ganancia del amplificador.

En los circuitos de las Figs. 4.41.b. y 4.41.c., el control de contraste consiste en variar la impedancia del colector y emisor, respectivamente, ya que como se indicó en la sección 3.4.1., la ganancia de una etapa de este tipo, es función directa de la impedancia de carga (colector) e inversa de la impedancia del emisor, si la salida se toma del colector.

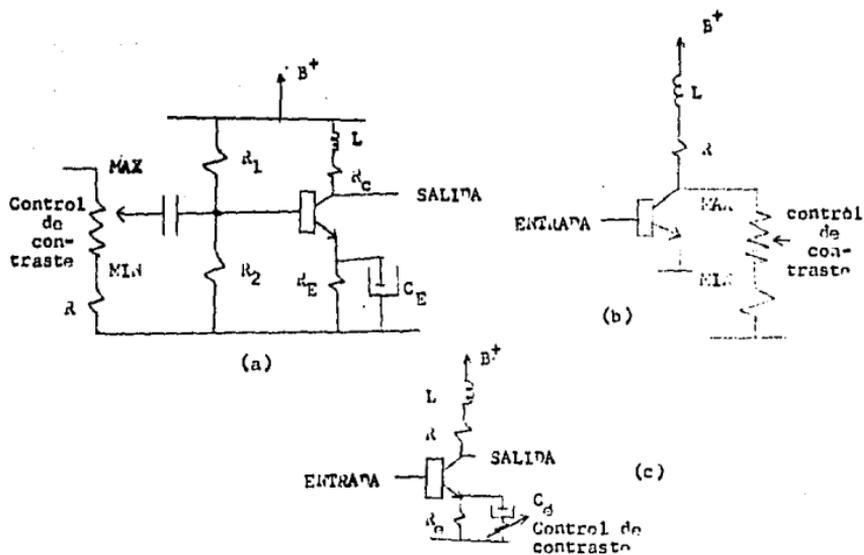


FIG. 4.41. Métodos de control de contraste.
 a). En la base.
 b). En el colector.
 c). En el emisor.

4.2.6.2. MANEJO DEL BRILLO.

Para variar el brillo, se requiere cambiar la tensión continua aplicada entre cátodo y rejilla del tubo de imagen. Esto se puede realizar de dos formas, como se muestra en la Fig. 4.42. En la Fig. 4.42.a. se conecta la rejilla de control a masa y se aplica, mediante un potenciómetro, tensión continua al cátodo. Entre mayor sea la tensión aplicada al cátodo, menor será el brillo. En la Fig. 4.42.b. la tensión continua se aplica también mediante un potenciómetro, pero ahora a la rejilla de control. Entre menor sea la tensión aplicada, más negativa será la rejilla y menor el brillo.

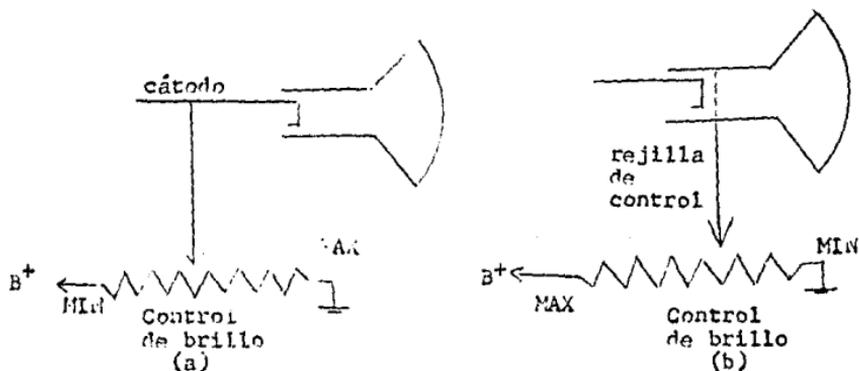


FIG. 4.42. Métodos de control de brillo.
a). Aplicando tensión al cátodo.
b). Aplicando tensión a la rejilla de control.

V. CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA. (C.A.G.).

5.1. CONCEPTO.

El control automático de ganancia, abreviado C.A.G., es un circuito que regula, en forma automática, la ganancia de las primeras etapas de amplificación de la sección de FI y la etapa de amplificación del sintonizador de R.F., para mantener un nivel de señal constante a la salida del detector de video, independientemente de la intensidad de la señal captada por la antena del receptor de televisión.

La utilización del C.A.G., permite:

a). Que los dispositivos del receptor operen en los rangos de mayor linealidad, evitando distorsión en la señal de video, y manteniendo al mínimo el ruido introducido por estos.

b). Manejar señales desde 10 microVolts efectivos de señal de entrada, hasta el orden de 200 milivolts efectivos, manteniendo relativamente constante la cantidad de video recuperada a la salida del detector de video. En la mayoría de los circuitos de televisión, el nivel de tensión que se tiene a la salida del detector de video es de 1 a 3 Volts pico a pico. Además, si esto se cumple se mantendrán constantes el contraste y el brillo de la imagen recibida⁶⁵.

65. CLYDE H. HERRICK. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, p. 193.

5.2. FUNCIONAMIENTO DEL C.A.G.

El circuito de C.A.G., toma la señal de video generalmente a la salida del detector de video, o de la primera etapa del amplificador de video, y la filtra, produciendo una señal de tensión continua proporcional al nivel de la señal de video. Esta tensión continua afecta la polarización de las primeras etapas de la sección de FI y la etapa del amplificador de R.F., variando la ganancia de estas.

Considerando que el nivel de señal de entrada en la antena fuera aumentando gradualmente, el C.A.G. actuaría reduciendo la ganancia de la primera y segunda etapa de FI (considerando que fueran 3 etapas de amplificación). Cuando el mando de estas etapas queda agotado, el C.A.G. recurre a reducir la ganancia del amplificador de R.F. La ganancia de la última etapa de la sección de FI se mantiene constante.⁶⁶

Las razones por las cuales el C.A.G. opera en esta forma son:

En una etapa amplificadora, a la entrada se tienen dos señales, la que contiene la información, y una serie de se-

66. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, pp. 249, 250.

ñales que no pertenecen a esta información y que se les puede considerar como ruidos. Las señales de ruido se pueden generar por fenómenos como estática atmosférica, descargas eléctricas, huracanes, por radiaciones de equipo eléctrico en motores, y por muchas otras causas. Todas estas señales de ruido constituyen una interferencia que tiende a enmascarar la información deseada. El oído humano, tiende a escuchar las señales que tengan mayor intensidad, por lo que para poder eliminar el ruido, la señal deseada debe tener un nivel que sea varias veces el nivel de la señal de ruido. Esto lleva a que una forma de medir el efecto del ruido, es midiendo la relación entre la potencia de la señal deseada y la potencia del ruido. Esta relación es la relación señal ruido, designada usualmente como S/N, donde S y N son las siglas en inglés, para señal y ruido respectivamente.

Los componentes empleados en una etapa amplificadora, también generan ruido, debido al movimiento de los electrones a través de estos, por lo que la relación señal ruido a la salida de la etapa amplificadora es menor. Una forma de medir como ha sido afectada la relación señal ruido por un amplificador es obtener el cociente entre las relaciones señal ruido a la entrada y a la salida del amplificador. Este cociente se llama

factor de ruido, se representa por la letra F y está dado por la ecuación:

$$F = \frac{S(\text{entrada})}{N(\text{entrada})} \geq 1$$
$$F = \frac{S(\text{salida})}{N(\text{salida})}$$

Donde:

F = factor de ruido.

S = potencia de la señal deseada.

N = potencia de la señal de ruido.

Si el factor de ruido se expresa en decibeles, se le llama figura de ruido.⁶⁷

Cuando se conectan varias etapas de amplificación en cascada, el factor de ruido queda determinado por la primera etapa si su ganancia en potencia es alta. A esto se debe que la ganancia del sintonizador de R.F. es la última en ser afectada por el C.A.G.

La razón por la cuál la ganancia de la última etapa amplificadora de la sección de FI se mantiene constante, consiste en que variar la polarización de una etapa amplificadora se torna más crítica entre mayor sea el nivel de la señal de entrada.

67. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.32, 13.33.

da, puesto que el rango de excursión de la señal es menor y por consiguiente hay mayor posibilidad de distorsión.

Por último, vale la pena aclarar, que el hecho de que la señal de control de C.A.G., se tome a la salida del detector de video, o del amplificador de video, depende del diseño empleado, Sin embargo, entre mayor sea el nivel de la señal de video, más notorias serán las variaciones de amplitud de la señal, y mayor control se tendrá para regular la ganancia de las etapas. De hecho, cuando se empezó a utilizar el C.A.G., se tomaba la señal de FI de la última etapa de la sección de FI, se rectificaba y se filtraba, para obtener la tensión de control,

5.3. CIRCUITOS DE C.A.G.

Los circuitos que se emplean, para producir la tensión de control de C.A.G., en un receptor de televisión, se pueden clasificar en:

1. C.A.G. simple.
2. C.A.G. llaveado.
3. C.A.G. retardado.

5.3.1. C.A.G. simple.

Este método se indica en la Fig. 5.1. Consiste en tomar la señal de video a la salida del detector de video, aplicarla en una resistencia de carga y filtrarla. Por lo tanto, el valor

de tensión continua obtenida, dependerá de las variaciones de mayor tensión en la señal de video, que generalmente son los pulsos de sincronía. Hay ocasiones en que la señal de video lleva asociada tensiones cuyo nivel es superior a los pulsos de sincronía, debido a señales de ruido. En estas situaciones el C.A.G. reduce incorrectamente la ganancia de las etapas amplificadoras, por lo que podría llegar a desaparecer la imagen. Este inconveniente ha hecho que se sustituya este circuito por el de C.A.G. llaveado.⁶⁸

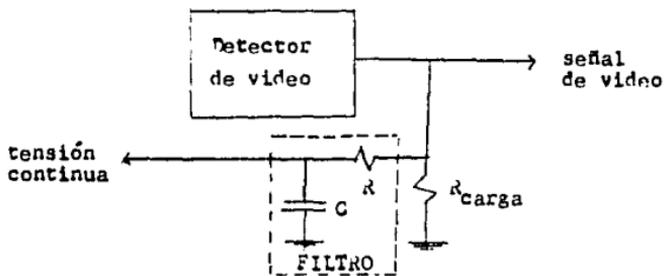


FIG. 5.1. C.A.G. simple.

Hay que tomar en cuenta, que en todos los circuitos de C.A.G., el acoplamiento de la señal de video, desde la salida del detector

68. ZETINA M. Angé. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, pp. 239-242.

de video, hasta el circuito de C.A.G., se debe realizar en continua, pues de lo contrario estaría variando constantemente la tensión de control.

5.3.2. C.A.G. llaveado.

Para evitar el problema de los pulsos de ruido en el C.A.G. simple, se pensó en únicamente permitir que el nivel de los pulsos de sincronía fuera tomado en cuenta para la creación de la tensión de control. Es así como opera el C.A.G. llaveado, mostrado en la Fig. 5.2. Los pulsos de retorno que se indican, provienen de la salida del circuito de exploración horizontal, que, como se explica en el capítulo 7, ocurren al mismo tiempo que los pulsos de sincronía de la señal de video.

En la Fig. 5.2., el transistor Q está polarizado en corte, ya que la tensión base emisor tiene polarización inversa. Al aplicarse la señal de video, el transistor opera como un rectificador de picos. Esto permite controlar el nivel de los pulsos de sincronismo y por ende regular la tensión de control. Los pulsos de retorno, aplicados al colector del transistor mediante un transformador (también se podría haber usado acople capacitivo), permiten que circule corriente para cargar a C únicamente durante el tiempo en que están presentes los pulsos de sincronía de la señal de video. El diodo D, tiene por objeto impedir que la tensión a través de C se descargue por el tran-

sistor.⁶⁹

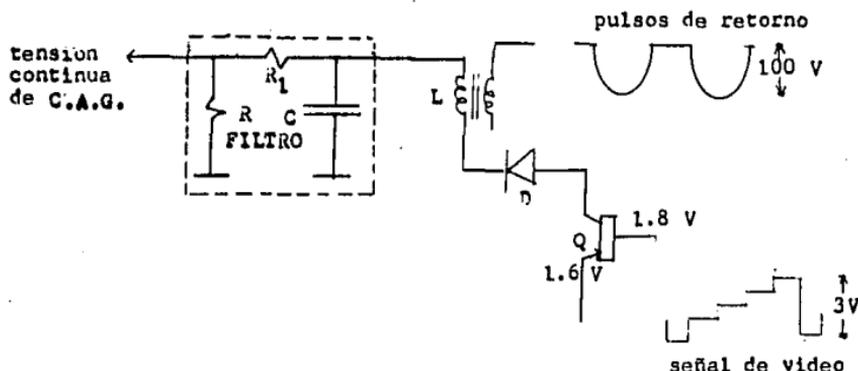


FIG. 5.2. C.A.G. llaveado.

5.3.3. C.A.G. retardado.

La ganancia de la etapa de amplificación de R.F. debe ser máxima, hasta que la relación señal ruido de entrada sea tan grande que disminuir la ganancia de esta etapa no aumente en forma considerable el factor de ruido del receptor. (el factor de ruido del receptor se mide desde la entrada del receptor hasta la última etapa de amplificación de la sección de FI).⁷⁰

69. ZEAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marconi, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, p. 251.
70. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.16.

De acuerdo a mediciones que han sido realizadas, el nivel de señal requerida en la antena a partir del cuál se puede comenzar a disminuir la ganancia del amplificador de R.F. es 1 mili-Volt. La tabla de la Fig. 5.1. muestra las relaciones entre los niveles de señal en la antena y el tipo de imagen presentada en el receptor.

TABLA 5.1.

f.e.m. en la antena	tipo de imagen captada
10 μ V o. menor	imagen irreconocible.
10 μ V - 100 μ V	imagen inestable, muy ruidosa (con mosca).
100 μ V - 500 μ V	imagen estable (mosca muy ligera)
500 μ V - 1mV	imagen totalmente limpia.
1mV - 200mV.	imagen perfecta.
200mV	límite de uso.

Relaciones entre el nivel de señal recibida en la antena y el tipo de imagen presentada en el receptor.

En la Fig. 5.3. se muestra como actua el C.A.G. reduciendo la ganancia de las etapas de FI y R.F. de acuerdo al nivel de señal captada en la antena. Obsérvese que el C.A.G. retardado no actua hasta que el nivel de señal en la antena ha alcanzado 1 milivolt.⁷¹

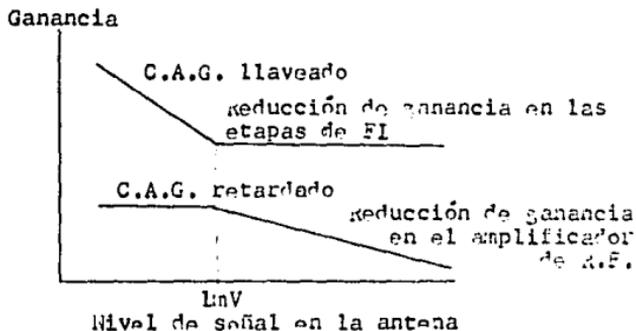


FIG. 5.3. Reducción de la ganancia de las etapas de FI y R.F. por acción del C.A.G., de acuerdo al nivel de señal captada por la antena.

Para comprender como funciona el C.A.G. retardado, describiremos como opera el circuito de la Fig. 5.4. La tensión de control de C.A.G. retardado esta indicada B^+ .

71. Ibid. p. 13.114.

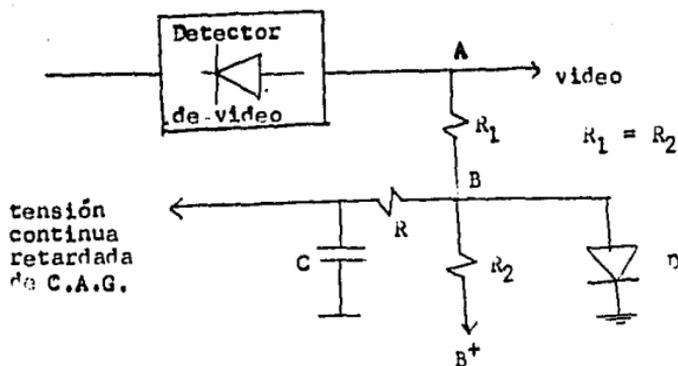


FIG. 5.4. C.A.G. retardado.

Suponiendo un valor de tensión de 2 Volt para la tensión de control B^+ , cuando la tensión en el punto A tenga una tensión (negativa en este caso, debido a la colocación del detector de video), inferior a 2 Volt, al ser de igual valor R_1 y R_2 , en el punto B habrá la mitad de la tensión en el punto A y la mitad de tensión en B^+ . Es decir, la tensión total será positiva y el diodo D estará conduciendo, impidiendo que exista una tensión de polarización que afecte al amplificador de R.F. Cuando la tensión negativa del punto A sea mayor a 2 Volt, en el punto B resultará una tensión negativa que pone en corte al diodo D,

permitiendo obtener la tensión de polarización de C.A.G. retardada, para reducir la ganancia del amplificador de R.F.⁷²

La Fig. 5.5. muestra un diagrama de bloques de un sistema de C.A.G. empleado comúnmente en los receptores de T.V. (el receptor de la figura contiene etapas discretas de amplificación para la sección de FI).⁷³

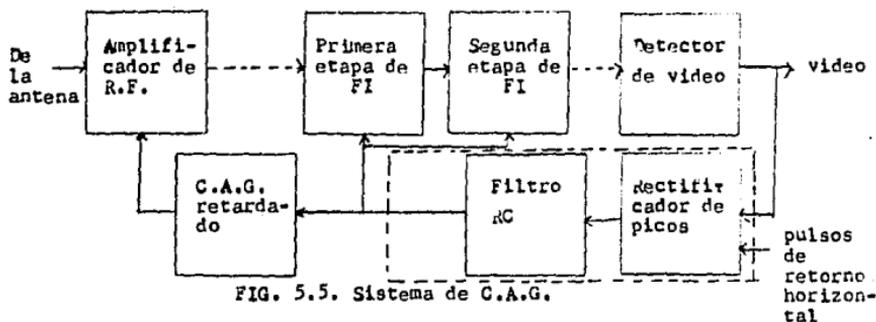


FIG. 5.5. Sistema de C.A.G.

Cabe aclarar que la tensión de C.A.G. puede ser amplificada para obtener el nivel deseado de tensión de polarización.

72. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1982, p. 309.
73. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.114.

En cuanto al filtro RC empleado en los circuitos de C.A.G., el valor de la constante de tiempo debe ser adecuada para que el circuito responda correctamente a las variaciones de nivel de la señal de video, como las variaciones producidas por aviones volando en las cercanías (generalmente éste es el caso). Si no es así, puede aumentar y disminuir el brillo de la imagen recibida. Este efecto se conoce como fluctuaciones de aeroplano. Una constante de tiempo de 0.2 seg. es adecuada, pues elimina estos problemas, manteniendo la tensión del capacitor al 90% de su valor, aunque solo recibiera carga una vez cada campo.⁷⁴

5.4. DISMINUCION DE LA GANANCIA DEL TRANSISTOR POR MEDIO DEL C.A.G.

Existen dos formas para variar la polarización de un transistor y por lo tanto variar su ganancia, estas son: C.A.G. directo y C.A.G. inverso.

5.4.1. C.A.G. directo.

El C.A.G. directo consiste en disminuir la ganancia del transistor al aumentar la tensión de polarización directa en la unión base emisor, es decir, se lleva al transistor a la sa-

74. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 304, 305.

turación. Estos transistores se construyen en forma especial para lograr esta característica. Los transistores empleados para ser controlados por C.A.G. generalmente son del tipo NPN, por lo que la tensión de C.A.G. suele ser positiva, cuando se emplea C.A.G. directo.

Hay dos formas para alimentar la tensión de polarización de C.A.G. directo a la base de un transistor; alimentación serie y alimentación paralela.⁷⁵

1. Alimentación serie.

En la Fig. 5.6. se muestra una etapa de la sección de FI controlada mediante C.A.G. directo serie.

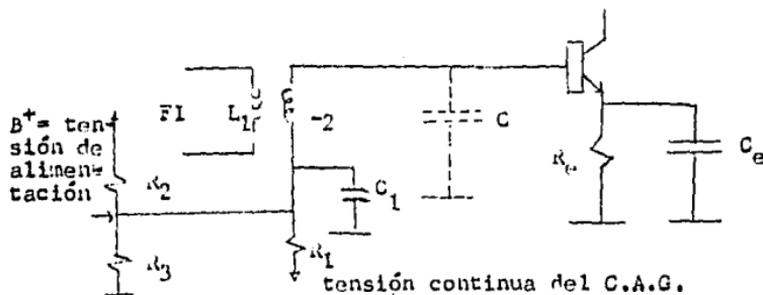


FIG. 5.6. Etapa de amplificación de FI con C.A.G. directo en serie.

75. Ibid. p. 306.

El C.A.G. directo serie de la Fig. 5.6., consiste en que además de una tensión de polarización fija (E^+ en la figura), se añade una tensión que corresponde a la del C.A.G. en serie a la señal de FI que excita al transistor. La resistencia de L_s se desprecia. R_1 y C_1 forman un filtro de desacoplo cuya función es aislar las etapas de C.A.G. y de amplificación, para que no exista realimentación entre estas. Se debe tomar en cuenta que C_1 pasa a formar parte del circuito sintonizado formado por L_s y el capacitor C , que corresponde a las capacidades parásitas e introducidas.

2. Alimentación en paralelo.

La Fig. 5.7. muestra una etapa de la sección de FI controlada mediante C.A.G. directo en paralelo.

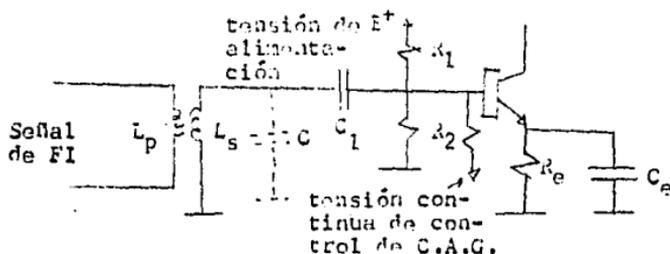


FIG. 5.7. Etapa de amplificación de FI con C.A.G. directo en paralelo.

El C.A.G. directo en paralelo consiste en alimentar la tensión de C.A.G. en paralelo a la señal de FI de entrada al amplificador. C_1 bloquea la tensión continua de C.A.G. para evitar que se cortocircuite a masa a través de L_s . R_1 pasa a formar parte del circuito sintonizado, amortiguándolo.⁷⁶

6.4.2. C.A.G. inverso.

El C.A.G. inverso consiste en disminuir la polarización directa de la unión base emisor, es decir, tender a hacerla inversa y de ahí su nombre. Con esto, se acerca la operación del transistor a la región de corte, reduciéndose la ganancia. El funcionamiento del transistor cerca de la región de corte hace al dispositivo muy susceptible a que provoque distorsiones en la señal. Por esta razón en televisión se emplea C.A.G. directo.

5.4.3. CONSIDERACIONES DEL TRANSISTOR EN EL QUE SE EMPLEA EL C.A.G.

Debido a que los amplificadores empleados en los receptores de T.V. son del tipo emisor común, se hará referencia a las características de este tipo de configuración.

76. Ibid. p. 305, 306.

En la Fig. 5.8. se muestra la curva que relaciona las características de tensión y corriente a la salida del transistor, para distintos valores de corriente de entrada. La tensión de salida es la tensión colector emisor (V_{ce} en la figura), la corriente de salida es la corriente de colector (I_c en la figura) y la corriente de entrada es la corriente de base (I_b en la figura). Esta curva se llama de I_b constante, puesto que se grafica manteniendo esta corriente constante.

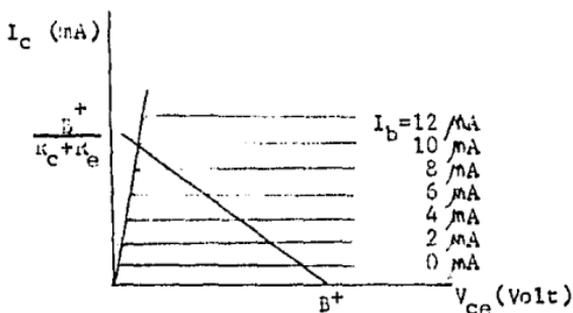


FIG. 5.8. Curva de I_b constante.

Una etapa de amplificación se muestra en la Fig. 5.9. Los puntos de operación posibles de esta etapa son todos aquellos que caen en la recta de carga de la Fig. 5.8.

La recta de carga está definida por la tensión de alimentación de la etapa (B^+), y la suma de las resistencias de colector

y emisor (R_c y R_e). Ver Fig. 5.9. Esto se debe a que la mayor tensión de colector emisor que se puede tener es la de alimentación, cuando la corriente de colector es cero, y la mayor corriente de colector que se puede tener, es cuando la tensión de colector emisor es prácticamente cero, y está dada por la ecuación:

$$I_{cMAX} = \frac{B^+}{R_c + R_e}$$

Donde:

I_{cMAX} = corriente de colector máxima

R_c = resistencia de colector

R_e = resistencia de emisor.

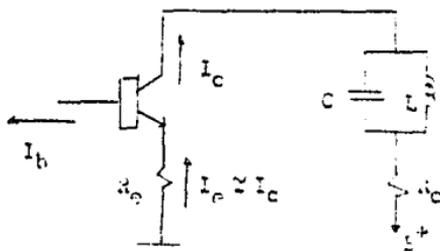


FIG. 5.9. Etapa de amplificación.

El punto de operación del transistor depende de la corriente de entrada o de base, la cual a la vez depende de la tensión de base.

La tensión de base resulta de sumar la tensión de emisor y la tensión base emisor, Esta última se puede considerar de 0.7 Volt. En cuanto a la tensión de emisor, se calcula multiplicando la resistencia de emisor por la corriente de colector.

Una vez que se ha seleccionado el punto de operación para el transistor, una señal variable en el tiempo, aplicada a la base, moverá este punto de operación a la izquierda y a la derecha de la recta de carga.

Existen modelos para estudiar el comportamiento del transistor cuando se aplica una señal variable en el tiempo. Dos de estos modelos se muestran en la Fig. 5.10. El modelo de la Fig. 5.10.a. se llama modelo híbrido y el de la Fig. 5.10.b. se llama modelo de parámetros Y.

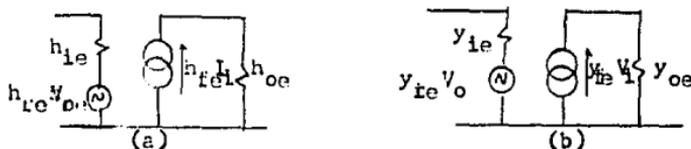


FIG. 5.10. Modelos del transistor.

a). Modelo híbrido.

b). Modelo de parámetros Y.

Estos modelos relacionan las tensiones y corrientes de entrada y salida, como se indica en las siguientes ecuaciones.

Para el modelo Híbrido.

$$V_i = h_{ie} I_i + h_{re} V_o$$

$$I_o = h_{fe} I_i + h_{oe} V_o$$

Donde:

V_i = tensión de entrada.

V_o = tensión de salida.

I_i = corriente de entrada.

I_o = corriente de salida.

h_{ie} = impedancia de entrada.

h_{re} = factor inverso de amplificación de tensión.

h_{fe} = factor directo de amplificación de corriente.

h_{oe} = admitancia de salida.

El subíndice e significa que se utilizan en la configuración de emisor común.

Para el modelo de parámetros Y.

$$I_i = y_{ie} V_i + y_{re} V_o$$

$$I_o = y_{fe} V_i + y_{oe} V_o$$

Donde:

I_i = corriente de entrada.

I_o = corriente de salida.

V_i = tensión de entrada.

V_o = tensión de salida.

y_{ie} = admitancia de entrada.

y_{re} = admitancia de transferencia inversa.

y_f = admitancia de transferencia directa.

y_o = admitancia de salida.

El subíndice e significa que se utilizan en la configuración de emisor común. .

El modelo híbrido se utiliza para frecuencias menores a 10 MHz, mientras que el modelo de parámetros Y se usa para frecuencias superiores a 10 MHz, por lo que éste último modelo es el que se debe usar para estudiar el comportamiento de los amplificadores de la sección de FI y el amplificador de R.F.

Utilizando el modelo de parámetros Y, se obtiene que la ganancia en tensión del transistor es directamente proporcional al cuadrado de la admitancia de transferencia directa (y_{fe}^2). La gráfica de la Fig. 5.11. muestra las relaciones entre tensión y corriente de salida del transistor (tensión colector emisor y corriente de colector respectivamente), para distintos valores de la admitancia de transferencia directa. Esta curva se llama de y_{fe} constante, ya que las curvas se obtienen manteniendo la admitancia de transferencia directa constante. También se le llama curva de reducción de ganancia constante, puesto que la

ganancia en tensión de la etapa disminuye conforme el transistor se lleva a la saturación. Esto corresponde a mover el punto de operación del transistor a la izquierda de la recta de carga.⁷⁷

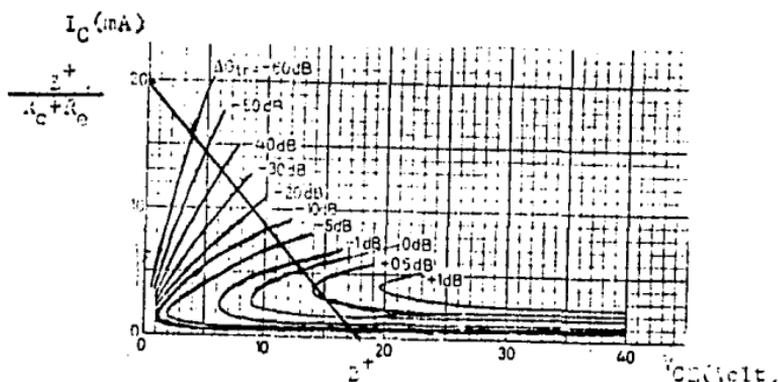


FIG. 5.11. Curva de reducción de ganancia constante.

Por lo tanto el circuito de C.A.S. debe poder variar el punto de operación del transistor desde la intersección de la curva de 0 dB de atenuación y la recta de carga (esto es la condición que se debe cumplir para máxima ganancia), hasta la intersección de la curva de 60 dB de atenuación y la recta de

77. PHILIPS. Data Handbook. SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS. Electronic components and materials part 3, november 1971. High frequency transistors, switching transistors and accessories. Índice alfanumérico pp. 1-13. Printed in The Netherlands.

carga (esta condición es para ganancia mínima). Ver Fig. 5.11.

5.4.4. TENSION DE CONTROL DE C.A.G.

La tensión de control de C.A.G. para un transistor es la tensión de base, puesto que dependiendo de esta tensión será la corriente de base, la cual establece el punto de operación del transistor. Según como se polarice al transistor será la excursión que tenga la tensión de base para variar la ganancia del transistor del valor máximo al mínimo. La excursión de la tensión de control, o de base es proporcional al valor de la resistencia de emisor. Para ilustrar esto, veamos los siguientes ejemplos:

a). Cálculo de la excursión de la tensión de control de C.A.G. para la etapa de amplificación de la Fig. 5.12., con las siguientes características:

tensión de alimentación (B^+) = 18 Volt.
resistencia de colector (R_c) = 100 ohm.
resistencia de emisor (R_e) = 800 ohm.

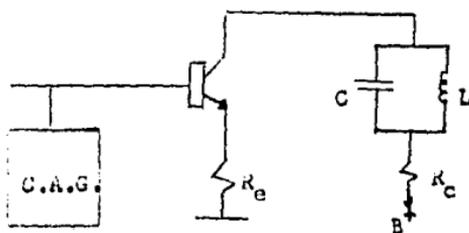


FIG. 5.12. Etapa de amplificación con tensión de control de C.A.G.

La Fig. 5.13. muestra la curva de reducción de ganancia constante, en la que se ha trazado la recta de carga para la etapa de amplificación de la Fig. 5.12. Las intersecciones de la recta de carga son:

$$V_{CE} = B^+ = 18 \text{ Volt} , \text{ para } I_C = 0$$

$$I_C = \frac{B^+}{R_C + R_E} = \frac{18}{100 + 800} = .02 \text{ Ampere.}$$

Donde V_{CE} es la tensión colector emisor e I_C la corriente de colector de la etapa.

Utilizando la curva de la Fig. 5.13. también se pueden obtener los valores de V_{CE} e I_C , para los puntos de operación en que la ganancia es máxima y mínima. Estos valores son:

$$V_{CEMAX} = 13 \text{ Volt.} , I_{CMAx} = 0.005 \text{ Ampere}$$

$$V_{CEMIN} = 3.8 \text{ Volt} , I_{CMIx} = .016 \text{ Ampere}$$

Donde:

V_{CEMAX} = tensión colector emisor para ganancia máxima.

I_{CMAx} = corriente de colector para ganancia máxima.

V_{CEMIN} = tensión colector emisor para ganancia mínima.

I_{CMIx} = corriente de colector para ganancia mínima.

Para estos valores, se puede obtener la tensión de base requerida, mediante la siguiente ecuación:

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.7 + I_C R_e$$

Donde:

V_B = tensión en la base.

V_{BE} = tensión base emisor, la cuál se considera de 0.7 Volt.

V_E = tensión de emisor, que es igual al producto de la corriente de colector por la resistencia de emisor, aproximadamente.

Utilizando la ecuación:

$$\begin{aligned} V_{BMAX} &= 0.7 + I_{CMAX} R_e = 0.7 + .005(800) \\ &= 4.7 \text{ Volt.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{BMIN} &= 0.7 + I_{CMIN} R_e = 0.7 + .016(800) \\ &= 13.5 \text{ Volt.} \end{aligned}$$

Donde:

V_{BMAX} = tensión de control de C.A.G. para máxima ganancia.

V_{BMIN} = tensión de control de C.A.G. para mínima ganancia.

La excursión de la tensión de control viene dada por la

ecuación: $V_{EXC} = V_{BMIN} - V_{BMAX}$

Donde V_{EXC} es la excursión de la tensión de control.

Sustituyendo:

$$V_{EXC} = 13.5 - 4.7 = 8.8 \text{ Volt.}$$

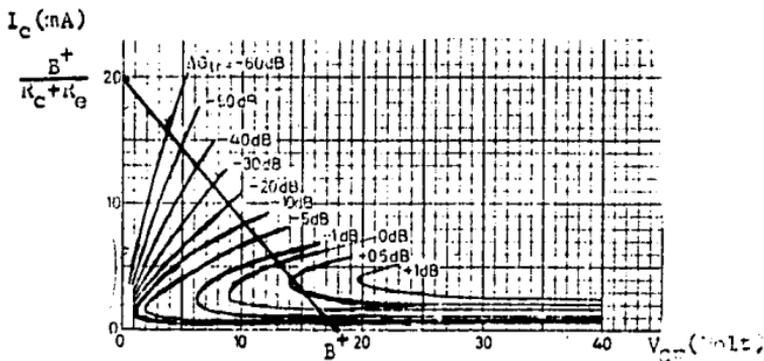


FIG. 5.13. Curva de reducción de ganancia constante para el cálculo de la tensión de control de C.A.G. de la etapa de la Fig. 5.12.

b). Cálculo de la excursión de la tensión de control de C.A.G. para la etapa de amplificación de la Fig. 5.14., con las siguientes características:

tensión de alimentación (B^+) = 18 Volt.
 Resistencia de colector (R_C) = 800 ohm.
 Resistencia de emisor (R_E) = 100 ohm.

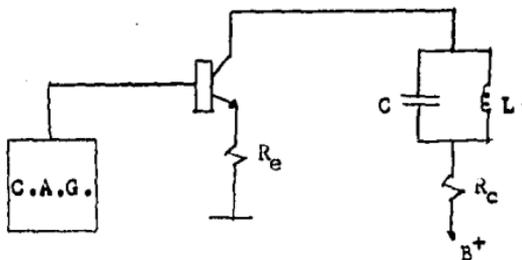


FIG. 5.14. Etapa de amplificación con tensión de control de C.A.G.

Comparando las figuras 5.12. y 5.14., se observa que únicamente se han invertido los valores de las resistencias de colector y emisor. Por lo tanto, lo único que varía es la tensión de control o de base para los puntos de máxima y mínima ganancia. Las nuevas tensiones ahora son:

$$V_{BMAX} = 0.7 + I_{CMAX}R_e = 0.7 + .005(100) = 1.2 \text{ Volt.}$$

$$V_{BMIN} = 0.7 + I_{CMIN}R_e = 0.7 + .016(100) = 2.3 \text{ Volt.}$$

La excursión de la tensión de control para este caso es:

$$\begin{aligned}V_{EXC} &= V_{BMIN} - V_{BMAX} = 2.3 - 1.2 \\ &= 1.1 \text{ Volt.}\end{aligned}$$

Comparando los dos ejemplos, se puede notar que la excursión de la tensión de control de C.A.G. varía proporcionalmente a la resistencia de emisor de la etapa, siempre y cuando la rec- ta de carga no varie. Es decir, si la resistencia de emisor tiene un valor bajo, se requiere de poca excursión para el con- trol del transistor de máxima a mínima ganancia. En cambio, si la resistencia de emisor tiene un valor alto, se requiere de mucha excursión.

VI. EL CANAL DE SONIDO.

6.1. SEPARACION DE LA SEÑAL DE SONIDO.

Existen dos sistemas: el sistema convencional y el sistema interportadora.

1. Sistema convencional.

Este sistema se muestra en la Fig. 6.1. Consiste en utilizar caminos separados para las portadoras de video y de sonido, a partir de la salida del mezclador del sintonizador de R.F., o después de la primera o segunda etapa de amplificación de FI. Una vez que se ha separado la señal de sonido, se coloca una trampa en el camino de la información de video, para evitar que la señal de sonido entorpezca la imagen.

El inconveniente de este sistema es que se requiere un oscilador local muy preciso en el sintonizador de R.F., para que la portadora de sonido, al heterodinarsse en el mezclador con la señal del oscilador, de como frecuencia intermedia exactamente 41.25 MHz. Por esta razón ya no se utiliza.⁷⁸

78. ZELINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION LINEARIZADA. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1965, pp. 29, 30.

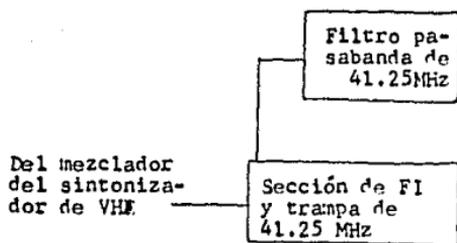


FIG. 6.1. Sistema convencional.

2. Sistema de interportadora.

Este sistema consiste en utilizar la señal de 4.5 MHz, la cual se obtiene del batido entre portadora de video y portadora de sonido en el detector de video. La señal de 4.5 MHz se puede considerar como segunda frecuencia intermedia de sonido. Además, no requiere un oscilador muy preciso en el sintonizador de R.F. como el sistema convencional, ya que siempre existe la misma separación de 4.5 MHz entre las portadoras de video y sonido. Este sistema de separación de la señal de sonido presenta algunas variantes, según se utilice en receptores monocromáticos

o de color.

a). Sistema interportadora en receptores monocromáticos.

En receptores monocromáticos, la señal de 4.5 MHz se obtiene de la heterodinación producida entre las portadoras de video y sonido en el detector de video. Se puede separar, ya sea a la salida del detector de video, o en las primeras etapas del amplificador de video. Una vez que se ha separado esta señal, se coloca una trampa, generalmente T bifilar (ver capítulo 3, sección 3.4.3.), en la cadena de video, para evitar distorsiones en la imagen causadas por la señal de 4.5 MHz. Este sistema se muestra en la Fig. 6.2.

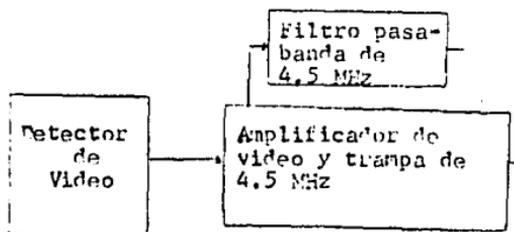


FIG. 6.2. Sistema interportadora en receptores monocromáticos.

b). Sistema interportadora en receptores de color.

En los receptores de color, para evitar batidos entre la portadora de sonido de FI de 41.25 MHz y las bandas laterales de la subportadora suprimida de FI de color, cuyo valor es 42.17 MHz, se toma la señal que se tiene al final de la sección de FI y se aplica a un detector separado, llamado de interportadora, para obtener la señal de 4.5 MHz. Antes del detector de video, se coloca una trampa de 41.25 MHz. Este sistema se muestra en la Fig. 6.3.

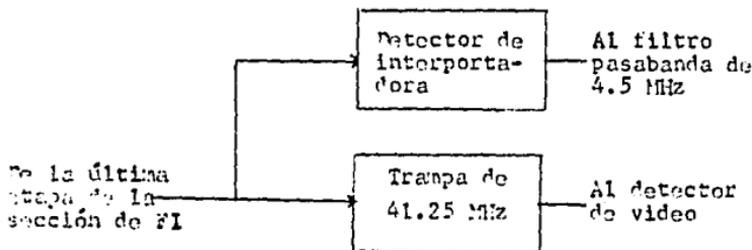


FIG. 6.3. Sistema interportadora en receptores de color.

Actualmente, con la aparición de los circuitos integrados y los filtros SAW, se toma la señal a la salida del

mezclador del sintonizador VHF, como se indica en la Fig. 6.4. Este sistema de interportadora para receptores de color modificado, se le da el nombre de sistema cuasi-paralelo, ya que se utilizan caminos separados para las señales de video y sonido.⁷⁹

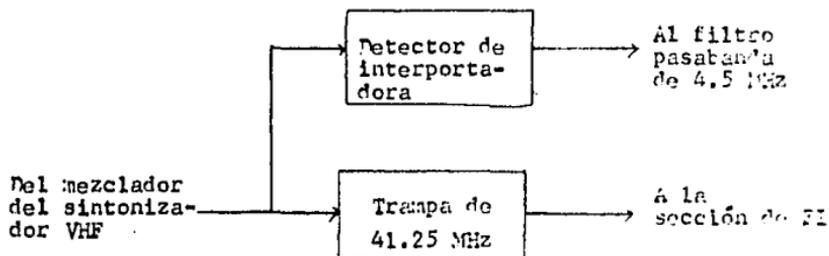


FIG. 6.4. Sistema interportadora en receptores de color cuasi-paralelo.

6.2. PARTES CONSTITUYENTES DEL CANAL DE SONIDO.

El diagrama de bloques de la Fig. 6.5., muestra las partes que constituyen el canal de sonido.

79. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.11-13.13.

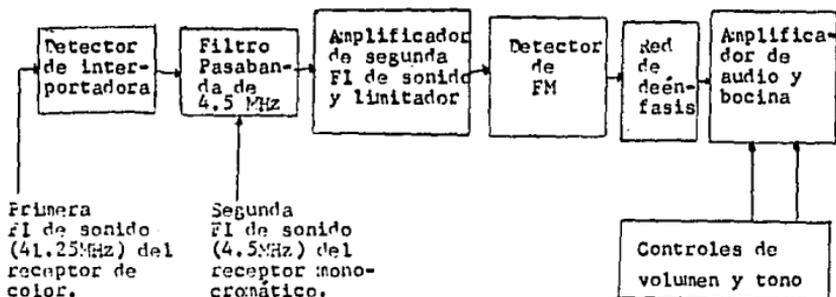


FIG. 6.5. Partes constituyentes del canal de sonido.

6.2.1. DETECTOR DE INTERPORTADORA.

El detector de interportadora se utiliza en los receptores de color, como se explica en la sección 6.1. Consiste en un simple diodo que rectifica la señal de FI, produciendo el heterodinado entre las portadoras de video y sonido, para obtener la segunda señal de FI de sonido de 4.5 MHz, que contiene la información de frecuencia modulada que a la vez lleva consigo la información de audio deseada.⁸⁰

80. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., segunda Edición, Mexico, 1982, p. 631.

6.2.2. FILTRO PASABANDA DE 4.5 MHz.

La salida del detector de interportadora en un receptor de color, se conecta a un filtro pasabanda de 4.5 MHz. En los receptores monocromáticos, la señal de 4.5 MHz, a la salida del detector de video se conecta directamente al filtro pasabanda.

Este filtro puede ser un circuito resonante sintonizado en 4.5 MHz o un filtro cerámico piezoeléctrico. Este último se diseña para que responda a una banda pasante muy angosta alrededor de 4.5 MHz y no requiere ajuste. La Fig. 6.6. muestra el esquema del filtro cerámico piezoeléctrico.

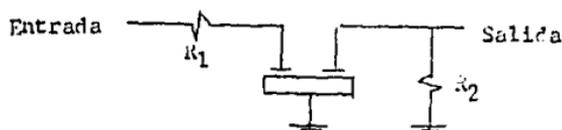


FIG. 6.6. Filtro cerámico piezoeléctrico.

El uso de este filtro hace muy selectivo el canal de sonido. 81

81. K. BLAIR-Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.118., 13.119.

6.2.3. AMPLIFICADOR DE SEGUNDA FI DE SONIDO Y LIMITADOR.

El amplificador tiene como función aumentar el nivel de la señal segunda FI de sonido, para que opere adecuadamente el limitador y el detector de FM. Tiene de 3 a 8 etapas operando en clase A acopladas en continua. El amplificador puede ser sintonizado, como los de la sección de FI, si se requiere una selectividad adicional a la del filtro pasabanda. La ganancia de las etapas es constante, es decir, no está afectado por el C.A.G.

El limitador consiste en que la última o últimas etapas de amplificación tienen una polarización que permite una excursión menor a la de la señal que se recibe, por lo que recortan los picos positivos y negativos de la segunda FI de sonido en forma simétrica, limitando su amplitud. El amplificador se diseña de tal forma que la última etapa de éste actúe como limitador cuando el nivel de señal en la antena es de 10 microVolt. Conforme aumenta el nivel de señal de entrada, las demás etapas de amplificación comienzan a actuar como limitadores.

La acción limitadora remueve la mayor parte de las variaciones de amplitud que se encuentran en la segunda FI de sonido,

por efecto de la heterodinación. Las variaciones de amplitud que no se llegaron a eliminar, podrían ser detectadas en el demodulador de FM, causando sonidos molestos, como zumbidos.⁸¹

La Fig. 6.7. muestra como actúan el amplificador y el limitador sobre la señal que reciben.

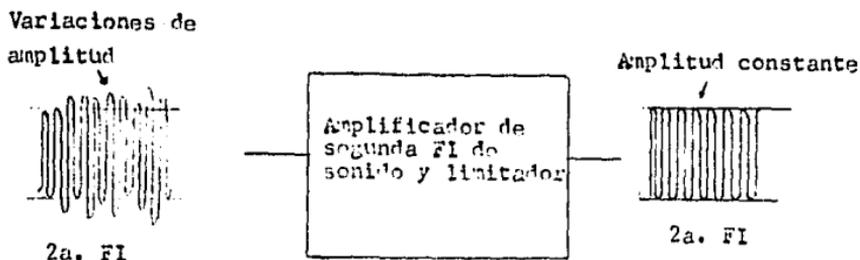


FIG. 6.7. Amplificador de segunda FI de sonido y limitador.

Algunos detectores de FM son prácticamente insensibles a las variaciones de amplitud de la señal que reciben, sin embargo, muchas veces se emplea el limitador como una protección adicional.

6.2.4. DETECTOR DE FM.

El detector de FM convierte las variaciones de frecuencia de la segunda FI de sonido, a variaciones de tensión; que representan la información de audio.

Los detectores se pueden clasificar en: detector de pendiente y detector de variaciones de fase.

1. DETECTOR DE PENDIENTE.

Este detector consiste en convertir las variaciones de frecuencia a las correspondientes variaciones de amplitud y utilizar posteriormente un detector de AM convencional. Este detector requiere forzosamente estar precedido de un limitador, para que no tengan efecto las variaciones de amplitud asociadas a la señal de FI.

Hay dos tipos de detectores de pendiente: el detector simple y el detector de triple sintonía o Travis.

a) Detector simple.

Este detector se muestra en la fig. 6.8.

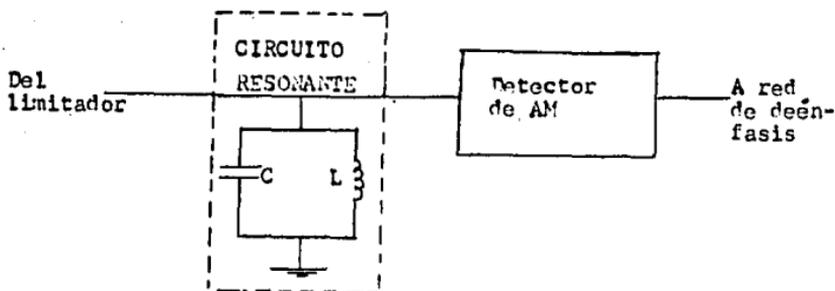


FIG. 6.8. Detector simple.

El detector simple consta de un circuito resonante, que se sintoniza de manera que su frecuencia de resonancia sea de un valor superior a la frecuencia de la segunda FI de sonido. Es decir, se coloca la segunda FI de sonido a la mitad de la curva ascendente de respuesta del circuito resonante, como se indica en la Fig. 6.9.

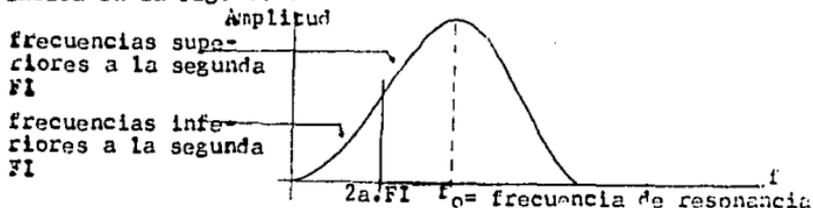


FIG. 6.9. Colocación de la segunda FI de sonido en la curva de respuesta del circuito resonante de la Fig. 6.8.

Para que las variaciones de frecuencia se conviertan en las correspondientes variaciones de amplitud, se debe operar en la parte lineal de la curva ascendente del circuito resonante (ver Fig. 6.9.). El rango lineal de la curva de respuesta del detector simple es muy pequeño, por eso este detector no se utiliza.⁸²

b). Detector de triple sintonía o Travis.

Este detector está representado en la Fig. 6.10. Como se observa, tiene tres circuitos resonantes. El circuito de entrada, L_1C_1 , está sintonizado a la frecuencia de la segunda FI de sonido; el segundo circuito, L_2C_2 , a una frecuencia superior a la frecuencia de la segunda FI de sonido, y el tercer circuito, L_3C_3 , a una frecuencia inferior a la frecuencia de la segunda FI de sonido. La distancia de la segunda FI de sonido, al segundo y tercer circuito sintonizado es la misma. Estos dos últimos circuitos sintonizados se conectan a un detector de AM, de picos tipo diodo, y están referidos al mismo punto. Las tensiones aplicadas a los circuitos L_2C_2 y L_3C_3 , son iguales y opuestas, por lo que las tensiones que producen al pasar por las resistencias R_1 y R_2 son también opuestas.

82. ZBAR Paul E. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, México, 1985, pp. 441-445.

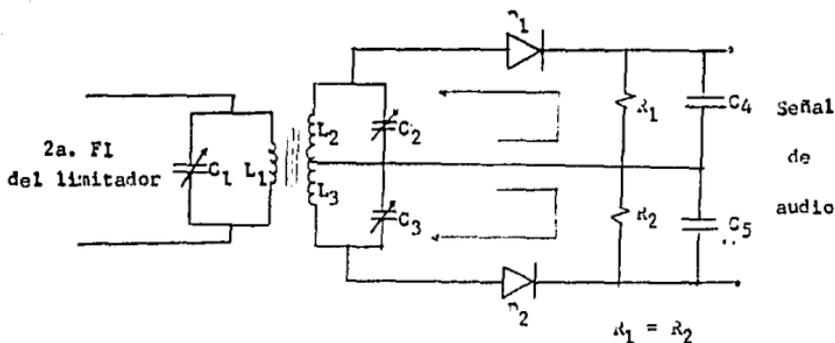


FIG. 6.10. Detector de triple sintonía ..
o Travis.

Para comprender el comportamiento del detector Travis, se puede pensar en él, como un detector compuesto por dos detectores simples, cuyas curvas de respuesta son las que se muestran en la Fig. 6.11.

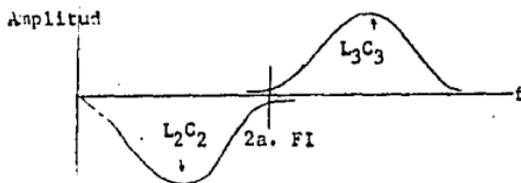


FIG. 6.11. Curvas de respuesta de los circuitos sintonizados L_2C_2 y L_3C_3 de la Fig. 6.10.

La tensión a la salida del detector Travis es la suma de las curvas de la Fig. 6.11. La curva resultante se muestra en la Fig. 6.12., y se conoce como curva de S del detector de FM.⁸³

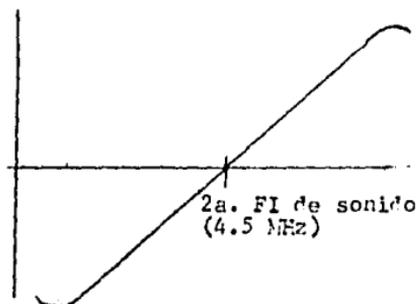


FIG. 6.12. Curva S del detector de FM.

Como se puede observar en la Fig. 6.12, el rango lineal de la curva de S es mucho mayor que el de la curva del detector simple. El inconveniente del detector Travis es, que por tener tres circuitos sintonizados a diferentes frecuencias, es difícil de ajustar.

2. DETECTOR DE VARIACIONES DE FASE.

Este detector provee a la salida las variaciones de tensión, correspondientes a las variaciones de frecuencia de la

83. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, pp. 151; 154.

segunda FI de sonido, teniendo en cuenta las variaciones de fase de la segunda FI de sonido, con respecto a una referencia.

a). Detector Foster-Seely.

Este detector se indica en la Fig. 6.13.

El detector consta de dos circuitos sintonizados a la frecuencia de la segunda FI de sonido (L_1C_1 y L_2C_2), acoplados por transformador. Además, el segundo circuito tiene una derivación central en la bobina del transformador, a la cual se acopla parte de la señal de entrada por medio de un condensador.

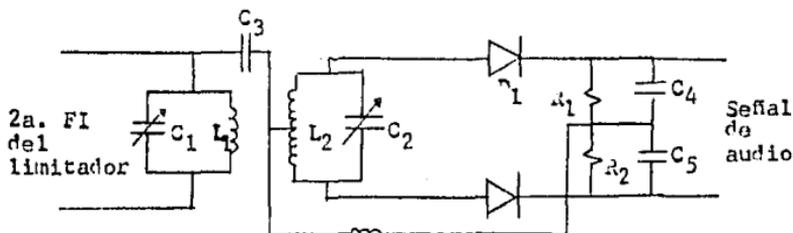


FIG. 6.13. Detector Foster-Seely.

Para comprender el funcionamiento del detector Foster Seely, se deben recordar las relaciones entre las tensiones aplicadas a un transformador. En la Fig. 6.14.a. se muestra un transformador, indicando en él, la tensión de entrada o del primario por E_p , la tensión inducida por E_1 , la corriente del primario por I_p , la del secundario por I_s , y la tensión del secundario por E_s .

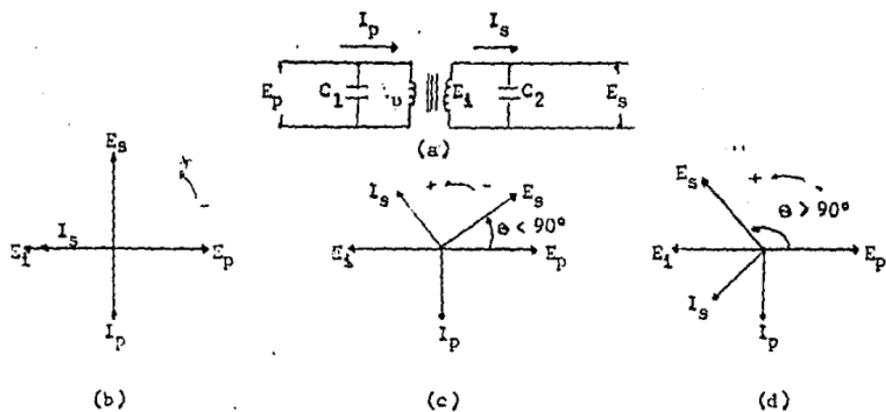


FIG. 6.14. Relación entre tensiones y corrientes en un transformador.

- a). Circuito.
- b). Tensiones y corrientes a la frecuencia de resonancia.
- c). Tensiones y corrientes a una frecuencia superior a la resonancia.
- d). Tensiones y corrientes a una frecuencia inferior a la resonancia.

Refiriéndonos a la Fig. 6.14.b., tomando la tensión de entrada como referencia, la corriente del primario se encuentra atrasada 90° respecto a la tensión del primario, debido a la inductancia del transformador. La tensión inducida está defasada 180° de la tensión del primario. En la resonancia, el circuito se puede considerar como resistivo, por lo que la corriente del secundario está en fase a la tensión inducida. La tensión del secundario está atrasada 90° , respecto a la corriente del secundario, por el efecto del capacitor C_2 .

Si la frecuencia de la tensión de entrada es superior a la de resonancia, la corriente del secundario estará atrasada respecto a la tensión inducida (Ver Fig. 6.14.c.). Por otra parte, si la frecuencia de la tensión de entrada es inferior a la de resonancia, la corriente del secundario estará adelantada respecto a la tensión inducida. (Ver Fig. 6.14.d.).

Tomando esto en cuenta, proseguiremos la explicación del detector Foster-Seely de la Fig. 6.13. Como el transformador tiene una derivación central, las tensiones inducidas en el secundario están defasadas 180° . Además, se aplica una porción de la tensión de entrada a ambos diodos, a través

del condensador C_3 . Por lo tanto, la tensión aplicada a cada diodo es la suma de las tensiones del primario y secundario. En la Fig. 6.15., se muestran las tensiones resultantes e_1 y e_2 , que se aplican a los diodos D_1 y D_2 , respectivamente, para los casos en que la frecuencia de entrada es la frecuencia de resonancia, es decir la frecuencia de la segunda FI de sonido (4.5 MHz), (Fig. 6.15.a.); en que la frecuencia de entrada es superior a la frecuencia de resonancia (Fig. 6.15.b.) y en que la frecuencia de entrada es inferior a la de resonancia (Fig. 6.15.c.).

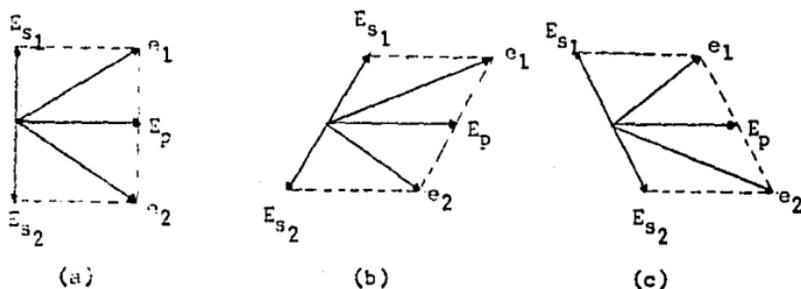


FIG. 6.15. Tensiones resultantes e_1 y e_2 , aplicadas a los diodos D_1 y D_2 , respectivamente, de la Fig. 6.13.
a). Cuando la frecuencia de entrada es igual a la frecuencia de resonancia (4.5 MHz).
b). Cuando la frecuencia de entrada es superior a la frecuencia de resonancia.
c). Cuando la frecuencia de entrada es inferior a la frecuencia de resonancia.

La curva de respuesta del detector Foster-Seely es por lo tanto, la curva de S del detector de FM, que se indica en la Fig. 6.12.

El detector Foster-Seely es más sencillo de ajustar que el detector Través, pero también requiere de un limitador a la entrada, pues lo afectan las variaciones de amplitud.⁸⁴

b). Detector de relación.

Este detector funciona de manera muy similar al detector Foster-Seely, solo que tiene algunas modificaciones que lo hacen insensible a las variaciones de amplitud, por lo que se puede prescindir del limitador. Este es el detector que se utiliza actualmente.

El diagrama del circuito del detector de relación está dibujado en la Fig. 6.16. Se puede observar que el diodo D_2 se ha invertido y se ha agregado un condensador electrolítico grande C_3 . Sin embargo, la salida se toma ahora entre los puntos a y b, por lo que el efecto a la salida es el mismo que en el detector Foster-Seely.

84. Ibid. pp. 151-156.

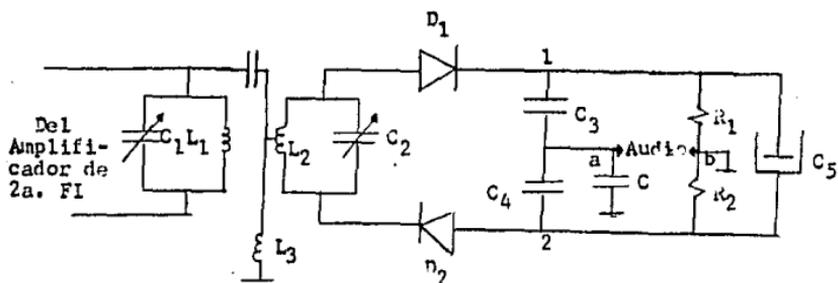


FIG. 6.16. Detector de relación.

En lo que difiere este detector del Foster-Seely, es que el condensador C_5 se opone a las variaciones de tensión. Cuando la tensión de entrada aumenta, la corriente a través de los diodos también aumenta, sin embargo, la tensión entre los puntos 1 y 2 permanece prácticamente constante (en realidad aumenta muy lentamente), por lo que la impedancia del circuito disminuye, amortiguando el circuito resonante. Si la tensión de entrada disminuye, C_5 mantiene constante la tensión entre los puntos 1 y 2. Además, la corriente a través de los diodos disminuye, por lo que la impedancia del circuito aumenta, mejoran-

do la calidad del circuito resonante. Esta característica evita que el circuito responda a las variaciones de amplitud de la señal de entrada. El nivel de tensión al que se carga el condensador C_5 , depende del nivel de señal que esté recibiendo el detector a la entrada. Por otra parte, el condensador C_6 , a la salida, filtra la segunda FI de sonido.⁸⁵

6.2.5. RED DE DEENFASIS.

Las frecuencias altas asociadas a la voz humana, tienen menor amplitud que las bajas, por lo que la relación señal ruido es menor a las frecuencias altas. Para evitar esto, se eleva el nivel de las frecuencias de audio mas altas, antes de la modulación en FM en el transmisor. Este procedimiento se conoce como preénfasis.

En el receptor, se debe aplicar el efecto contrario, para que la respuesta de audio sea plana. Esta es la función de la red de deénfasis. Consiste en una red RC como la que se muestra en la Fig. 6.17.a. La constante de tiempo debe ser por normas 75 microsegundos, con lo cuál se comienzan a atenuar las frecuencias de audio a partir de 1 KHz, habiéndose atenuado hasta 3 dB

85. Ibid. pp. 156, 157.

las de 2.12 KHz. La curva de respuesta de la red de deénfasis se muestra en la Fig. 6.17.b.⁸⁶

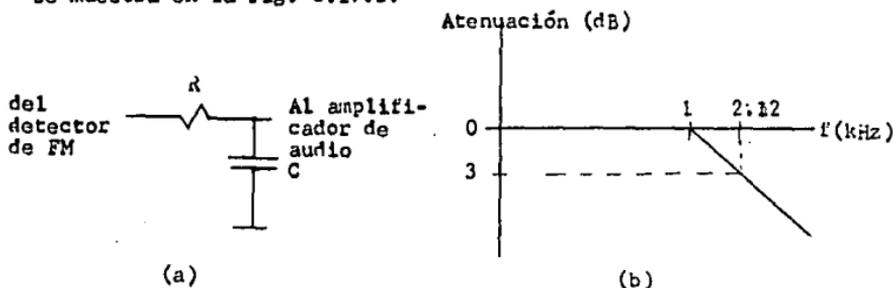


FIG. 6.17. Red de deénfasis.
a). Circuito.
b). Curva de respuesta.

6.2.6. AMPLIFICADOR DE AUDIO Y BOQUINA.

Un amplificador de audio está compuesto básicamente de dos etapas amplificadoras. La primera etapa es un amplificador de tensión llamado excitador y la segunda un amplificador de potencia. El excitador, eleva la tensión al nivel requerido a la entrada del amplificador de potencia, y este último entrega la corriente requerida para manejar la bocina.

86. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 627, 628.

Los primeros amplificadores de audio con transistores fueron etapas amplificadoras de emisor común acopladas por transformador. Actualmente se emplean amplificadores de potencia en contrafase o push-pull, del tipo complementario, operando en clase AB y excitados por un amplificador de tensión de emisor común.

Para comprender mejor como opera el amplificador de audio, hay que entender la operación del amplificador complementario push-pull. Este tipo de amplificador, está compuesto por un par de transistores, uno del tipo NPN y el otro PNP, cada uno operando como seguidor de emisor.

En la Fig. 6.18. se muestra una etapa de un seguidor de emisor, con un transistor NPN. La tensión a la salida de este circuito, es prácticamente la misma que la tensión a la entrada, ya que la única caída es la que sucede en la unión base-emisor, la cual se puede considerar como 0.7 Volt. Sin embargo, la corriente de emisor es mucho mayor a la corriente de base, por lo que a la salida se tiene una ganancia en potencia. Si el transistor se polariza en corte, solo conducirá durante el medio ciclo positivo, cuando la unión base emisor tenga polarización directa. Es decir, el transistor opera en clase B.

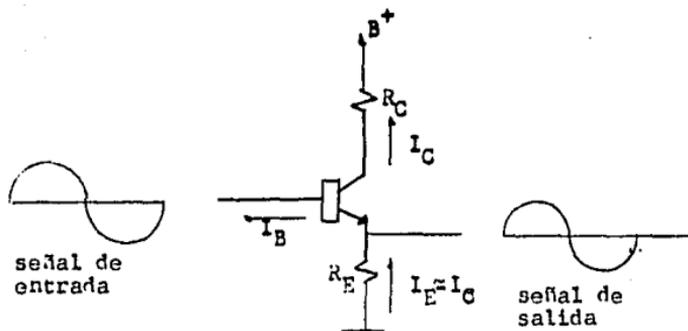


FIG. 6.16. Seguidor de emisor, con transistor NPN.

Un transistor PNP, también se puede operar como seguidor de emisor. En este caso, si el transistor PNP se polariza en clase B, solo conducirá durante el medio ciclo negativo, cuando la unión base emisor tenga polarización directa.

El amplificador complementario en push pull, consiste en usar dos seguidores de emisor a la vez, uno NPN y el otro PNP, como se indica en la Fig. 6.19.a. Cada transistor conduce durante medio ciclo, el NPN, durante el semiciclo positivo, y el PNP, en el semiciclo negativo. La señal de salida se muestra en la Fig. 6.19.b. La distorsión que presenta esta señal, conocida co-

no distorsión de cruce, se debe a las caídas de tensión de las uniones base emisor de los transistores, al principio y al final de cada semiciclo.

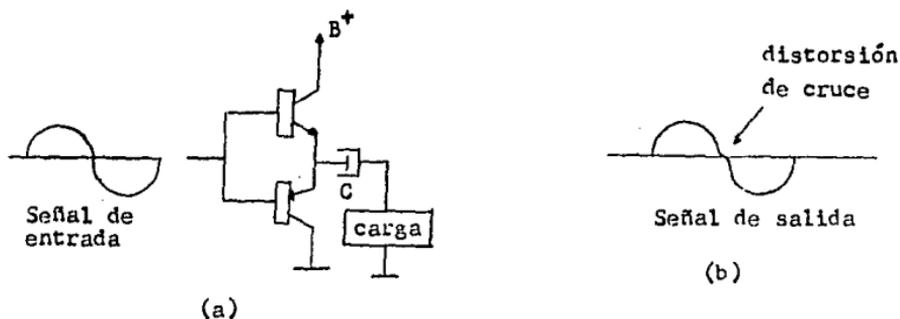


FIG. 6.19. Amplificador complementario push-pull.

- a). Circuito y señal de entrada.
b). Señal de salida.

Para evitar la distorsión de cruce, se permite que cada transistor conduzca por un período ligeramente mayor a medio ciclo, es decir, se operan en clase AB. Esto se logra agregando una resistencia r , como se indica en la Fig. 6.20. Además, como cada transistor trabaja únicamente durante una parte del ciclo de la señal de entrada, se obtiene una buena eficiencia.

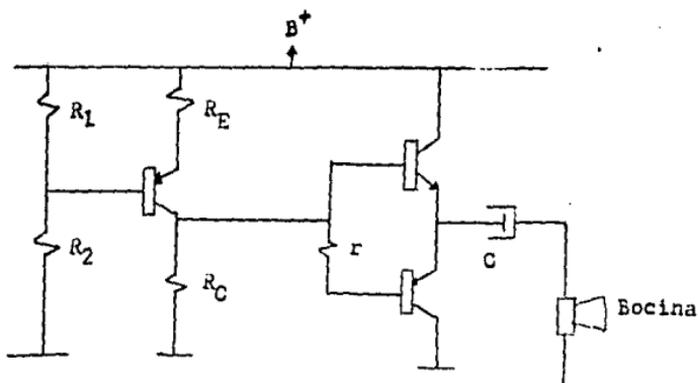


FIG. 6.20. Amplificador de Audio.

Como la impedancia de salida de un seguidor de emisor es baja, se puede acoplar directamente a la bocina, sin necesidad de un transformador reductor, como se hacía antes. Valores típicos de potencia a la salida del amplificador de audio son de 2 a 5 Watt. Valores típicos de impedancia de la bocina son de 16 a 32 ohm.⁸⁷

6.2.7. CONTROLES DE TONO Y VOLUMEN.

Estos controles se operan en el amplificador de audio. El control de volumen funciona exactamente de la misma forma que el

87. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.123.

control de contraste (ver capítulo 4, sección 4.2.6.1.), es decir, varía la ganancia del amplificador.

El control de tono consiste de un filtro, que modifica la respuesta en frecuencia del amplificador de audio, con respecto a la amplitud. Un tipo de control de tono muy sencillo se indica en la Fig. 6.21. Consiste de un circuito serie RC. La reactancia del capacitor C disminuye para las frecuencias de audio más altas, por lo que la amplitud de la señal de salida a estas frecuencias disminuye, produciendo a la salida un tono más bajo. Utilizando la resistencia R se puede regular la amplitud de las señales de audio de frecuencia más alta.⁸⁸

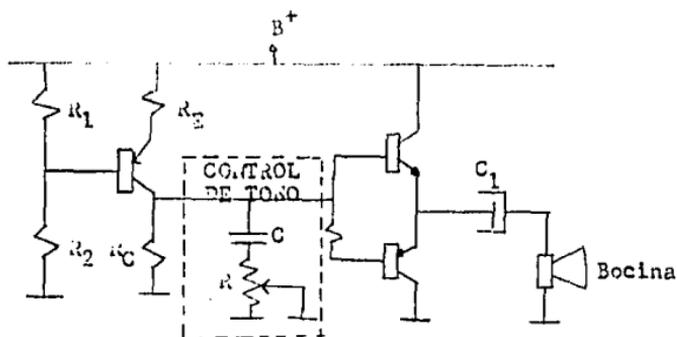


FIG. 6.21. Amplificador de audio, con control de tono.

88. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, pp. 52, 53.

VII. EXPLORACION HORIZONTAL Y VERTICAL.

7.1. CONCEPTO.

La exploración consiste en mover el haz de electrones para recorrer la pantalla de T.V., de forma parecida a lo que hace la vista para leer una página.

En el tubo de imagen el haz de electrones se encuentra apuntando al centro de la pantalla, por lo que se requiere deflexionarlo de manera que barra la pantalla de izquierda a derecha y de arriba a abajo, como se muestra en la Fig. 7.1., para que cubra todas las líneas de esta.

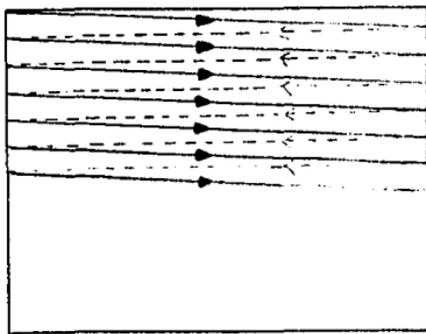


FIG. 7.1. Exploración de la pantalla de televisión.
Vista Posterior.

La exploración de la pantalla se realiza mediante dos sistemas de deflexión del haz de electrones, el horizontal y el vertical. El sistema de deflexión horizontal consiste en mover el haz de electrones de izquierda a derecha, cubriendo toda la pantalla en forma horizontal (traza), y regresarlo, de derecha a izquierda al punto de partida (retorno). El sistema de deflexión vertical, por su parte, mueve el haz de electrones de la parte superior a la parte inferior, cubriendo toda la pantalla en forma vertical (traza), y lo regresa de la parte inferior a la parte superior, al punto de partida (retorno). Además, la exploración vertical se realiza en forma muy lenta, comparada a la exploración horizontal, y esto es lo que permite que se cubran todas las líneas de la pantalla, como se indicó en la Fig. 7.1.⁸⁹

7.1.1. PROBLEMAS RELACIONADOS A LA PRESENTACION DE LA IMAGEN AL OJO HUMANO.

1. El ojo debe percibir una imagen estable.

La velocidad a la que se realiza el explorado debe ser suficientemente rápida para que el ojo no se de cuenta del movimiento de exploración y observe una imagen estable.

89. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRÁCTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, p. 72.

2. Debe haber sensación de movimiento continuo.

La sensación de movimiento continuo se logra de la misma forma que en el cine. Se presentan imágenes en forma sucesiva al ojo, cada una ligeramente alterada de la anterior, y aprovechando que el ojo retiene estas imágenes un cierto tiempo cuando dejan de proyectarse, se le hace creer que hay movimiento continuo.

Para crear una sensación de movimiento continuo en el ojo, se deben presentar por lo menos 16 imágenes por segundo. En el cine se presentan 24 imágenes por segundo, con lo cual se logra una sensación de movimiento perfecta. En televisión (sistema NTSC), se presentan 30 imágenes por segundo.

3. Hay que evitar el parpadeo.

En el cine, entre cuadro y cuadro, la imagen presentada al ojo permanece gracias a la retención de éste. Sin embargo, la imagen se va oscureciendo poco a poco, hasta que se proyecta el siguiente cuadro. Esto ocasiona una sensación molesta de parpadeo. Para que el ojo perciba siempre la misma cantidad de luz debe recibir más de 40 estímulos de luz por segundo.

Para evitar el problema de parpadeo en el cine, se ilumina 2 veces cada cuadro (a este proceso se le llama doble proyección), consiguiendo con esto 48 estímulos de luz por segundo y evitando el parpadeo. En televisión se presentan 30 imágenes

por segundo, suficiente para crear en el ojo una sensación de movimiento continuo, pero no lo necesario para evitar el parpadeo.

Se debe tomar en cuenta que existe una relación entre el número de imágenes o cuadros presentados por segundo y la frecuencia máxima de video requerida para que la imagen sea adecuada. La Fig. 7.2. muestra una imagen que consiste en un tablero de ajedrez. Denotemos por N_H el número de elementos horizontales, N_V el número de elementos verticales, los cuales están relacionados por la ecuación: $N_H/N_V = 4/3$, que indica la relación entre las dimensiones horizontal y vertical que debe tener la pantalla de televisión, mejor conocida como relación de aspecto.

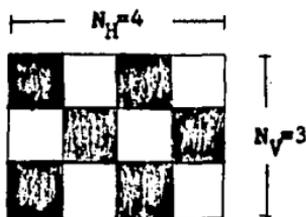


FIG. 7.2. Imagen que consiste en un tablero de ajedrez.

Si obtenemos la señal de video para las primeras dos líneas de la Fig. 7.2., como se indica en la Fig. 7.3., se observa claramente que el número de ciclos que se presentan en una línea es igual a la mitad del número de elementos horizontales, es decir: ciclos en una línea = $N_H/2$. Para obtener el número de ciclos para todo un cuadro o imagen, basta multiplicar los ciclos de una línea, por el número de líneas o elementos verticales. Por lo tanto: ciclos por cuadro = $N_H N_V/2$, o $\frac{2}{3} N_V^2$, si utilizamos la relación de aspecto. Para encontrar la frecuencia máxima de video, se requiere ahora encontrar el producto entre los ciclos por cuadro y los cuadros o imágenes por segundo:

$$\text{frecuencia de video máxima} = \frac{2}{3} N_V^2 f_{\text{cuadro}}$$

Esta ecuación indica claramente que el presentar 60 imágenes por segundo en televisión, para evitar el parpadeo, aumentaría al doble el ancho de banda. En cine ocurre algo parecido, pues presentar 48 cuadros por segundo evita el parpadeo, pero se requiere de la doble cantidad de película, para presentar el mismo ritmo de movimiento.⁹⁰

En televisión el parpadeo se evita utilizando la exploración entrelazada.

90. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 19, 20, 25.



$$\text{ciclos} = N_H/2 = 2$$

(a)



$$\text{ciclos} = N_H/2 = 2$$

(b)

FIG. 7.3. Señal de video para las primeras dos líneas de la Fig. 7.2.
a). Primera línea.
b). Segunda línea.

7.1.2. EXPLORACION ENTRELAZADA.

La exploración entrelazada consiste en dividir la imagen o cuadro de televisión, en dos campos, non y par. El campo non lo forman las líneas impares, desde la línea 1 hasta la mitad de la línea 525. El campo par comprende la otra mitad de la línea 525 y las líneas pares 2 a 524. Es decir, cada campo consta de 262 líneas y media.

Si observamos la pantalla desde adentro de la televisión, el proceso de exploración entrelazada es como sigue: Se explora el campo non, comenzando en la esquina superior izquierda de la pantalla, en el punto A de la Fig. 7.4.a., que corresponde a la

línea 1. A continuación se exploran las líneas 3, 5, 7, 9, y así sucesivamente, hasta llegar al punto B, que corresponde a la mitad de la línea 493. En este momento se produce el retorno del oscilador vertical, como se indica en la Fig. 7.4.b., después de haber transcurrido 246 líneas y media. Durante el retorno se exploran las 16 líneas impares restantes del campo non (la segunda mitad de la línea 493, las líneas 495, 497, 499, 501, 503, 505, 507, 509, 511, 513, 515, 517, 519, 521, 523, y la mitad de la línea 525). Debido a que en el retorno se exploran líneas completas, el haz queda colocado en la posición que tenía en el punto donde comenzó el retorno, solo que ahora en la parte superior de la pantalla. En este caso, esto corresponde al punto C, colocado a la mitad de la pantalla, en el mismo lugar que estaba el punto B. El punto C también marca el comienzo de la exploración del campo par, el cual se inicia en el mismo nivel que el campo non, pero separado media línea de este (separación del punto A al punto B). Por lo tanto, al terminar la exploración de la segunda mitad de la línea 525, como se observa en la Fig. 7.4.c., se exploran las líneas 2, 4, 6, 8, y así sucesivamente hasta llegar al punto D, que corresponde a la línea 492. Hasta este punto se han explorado nuevamente 246 líneas y media,

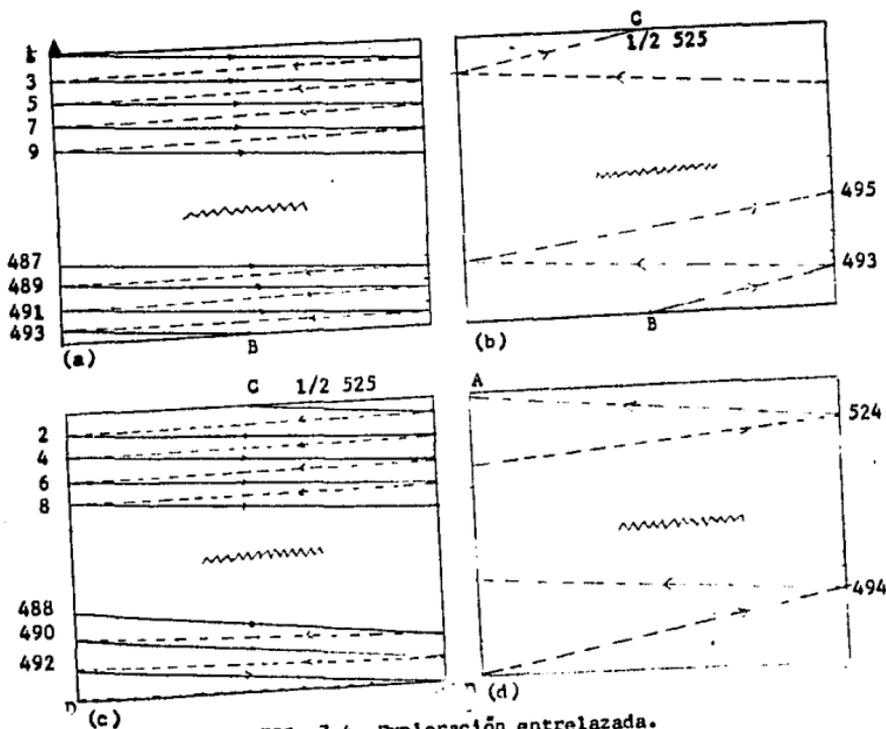


FIG. 7.4. Exploración entrelazada.
 a). Exploración de la línea 1 a la mitad de la línea 493 del campo non.
 b). Exploración de la mitad de la línea 493, a la mitad de la línea 525 del campo non. Retorno del campo non.
 c). Exploración de la mitad de la línea 525 a la línea 492 del campo par.
 d). Exploración de la línea 494 a la línea 524 del campo par. Retorno del campo par.

por lo que se produce el retorno del oscilador vertical. Las 16 líneas restantes del campo par (líneas 494, 496, 498, 500, 502, 504, 506, 508, 510, 512, 514, 516, 518, 520, 522, y 524), ocurren durante el retorno, como se muestra en la Fig. 7.4.d. Al finalizar el retorno, el haz queda colocado en el punto A de la Fig. 7.4.a., para comenzar el explorado del campo non, y otra vez todo el proceso.

Como se puede notar, el entrelazado de líneas es automático. Además, explorando cada campo 60 veces por segundo, se explora una imagen o cuadro 30 veces por segundo. Esto se sigue tomando en cuenta que el tiempo de explorado de un campo es un sesentavo de segundo, por lo que el tiempo de explorado para un cuadro corresponde a dos campos, es decir, dos sesentavos de segundo, o el equivalente, de un treintavo de segundo. Debido a la falta de resolución del ojo, cada área de la imagen parece ser iluminada 60 veces por segundo, evitándose el parpadeo, y conservando el mismo ancho de banda.⁹¹

91. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, pp. 633-635.

7.1.3. FRECUENCIAS Y TIEMPOS DE EXPLORACIÓN.

Las frecuencias y tiempos de exploración para el sistema de televisión NTSC, establecidos por la Comisión Federal de Comunicaciones son los siguientes:

Explorado horizontal.

Frecuencia de explorado = 15 750 Hz.

Tiempo de explorado (traza + retorno) = 63.5 μ seg.

traza = 53.5 μ seg.

retorno = 10 μ seg.

Explorado vertical.

Frecuencia de explorado:

De campo = 60 Hz

De cuadro = 30 Hz

Tiempo de explorado de campo

(traza + retorno) = 16.67 mseg.

traza = 15.67 mseg.

retorno = 1 mseg.

Los tiempos de explorado varían según los circuitos usados, pero cabe aclarar que los retornos deben realizarse lo más rápido posible, ya que constituyen períodos de información perdida. Desde 1945, la Comisión Federal de Comunicaciones indicó que los retornos no deberían verse en la pantalla de televisión, por lo que para lograr esto se añaden pulsos de borrado al tubo de imagen para eliminar el haz de electrones durante el tiempo en que ocurren. Los pulsos de borrado se tratan más adelante. Por esta razón los retornos se indican con líneas punteadas en las Figs. 7.1. y 7.4.⁹²

92. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 59, 60.

7.2. DEFLEXION DEL HAZ DE ELECTRONES.

Existen dos formas de deflexionar el haz de electrones en un tubo de imagen, según se utilicen medios electrostáticos o electromagnéticos.

7.2.1. DEFLEXION ELECTROMAGNETICA.

Toda corriente eléctrica crea un campo magnético. El campo magnético creado por una espira a través de la cual circula una corriente en el sentido que se indica en la Fig. 7.5.a., es semejante al campo que existe en una barra de imán permanente, como el de la Fig. 7.5.b.

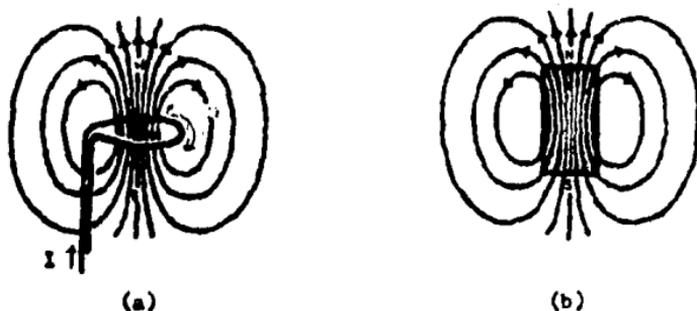


FIG. 7.5. Campos magnéticos.

- a). En una espira por la que circula una corriente I .
- b). En una barra de imán permanente.

En la Fig. 7.5.a., entre mayor sea la corriente, o al aumentar el número de espiras, el campo se hace mas intenso, por lo que aumentan el número de líneas de fuerza magnéticas. Por otra parte, si se invierte la dirección de la corriente, se invertirán los polos magnéticos del campo, resultando un campo semejante al del imán permanente de la Fig. 7.5.b., girado 180 grados.

En la Fig. 7.6. se muestra el haz de electrones mediante una cruz, dirigiéndose hacia la pantalla del tubo de imagen. Se ha colocado en forma perpendicular al haz de electrones, un campo magnético creado por los polos opuestos (norte y sur), de dos imanes. Este campo se refuerza a la izquierda del haz de electrones, y se debilita a la derecha de éste, debido al campo magnético creado por el haz de electrones. El resultado es la deflexión del haz de electrones hacia la derecha como se observa en la Fig. 7.6.

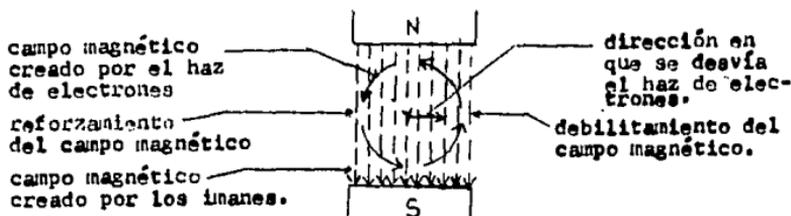


FIG. 7.6. Deflexión del haz de electrones al combinarse los campos magnéticos creados por éste, y por los polos opuestos de los imanes.

En general, se puede decir que la deflexión del haz de electrones será perpendicular a su dirección y perpendicular al campo aplicado, por lo que la trayectoria del haz de electrones hacia la pantalla será en forma de espiral, como se indica en la Fig. 7.7. Además, la magnitud de la fuerza de deflexión, dependerá del valor del campo.⁹³



FIG. 7.7. Trayectoria del haz de electrones, en su recorrido a la pantalla del tubo de imagen.

7.2.2. DEFLEXION ELECTROSTATICA.

La deflexión electrostática consiste en colocar dos placas metálicas paralelas al haz de electrones, como se indica en la Fig. 7.8. y aplicar a estas una diferencia de potencial. El

93. Ibid. pp. 188, 189.

campo eléctrico creado entre las placas desvía el electrón en dirección de la placa de mayor tensión positiva.

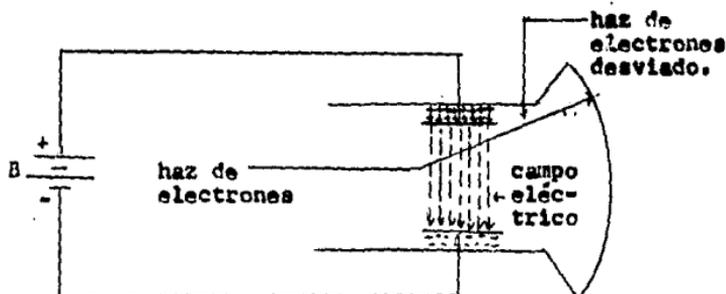


FIG. 7.8. Deflexión electrostática.

Como se observa en la Fig. 7.8., la deflexión del haz de electrones es en dirección opuesta al campo eléctrico creado y su valor depende de la magnitud del campo y por lo tanto, de la diferencia de la tensión aplicada.

7.2.3. COMPARACION ENTRE LAS DEFLEXIONES ELECTROMAGNETICA Y ELECTROSTATICA.

a). Deflexión electrostática: es cara, ya que se requieren tensiones elevadas para deflexionar el haz de electrones, sin embargo, provee una alta precisión, por lo que se utiliza en pantallas planas y pequeñas en osciloscopios.

campo eléctrico creado entre las placas desvía el electrón en dirección de la placa de mayor tensión positiva.

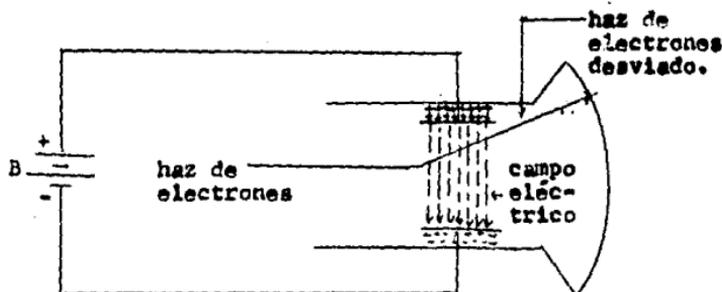


FIG. 7.8. Deflexión electrostática.

Como se observa en la Fig. 7.8., la deflexión del haz de electrones es en dirección opuesta al campo eléctrico creado y su valor depende de la magnitud del campo y por lo tanto, de la diferencia de la tensión aplicada.

7.2.3. COMPARACION ENTRE LAS DEFLEXIONES ELECTROMAGNETICA Y ELECTROSTATICA.

a). Deflexión electrostática: es cara, ya que se requieren tensiones elevadas para deflexionar el haz de electrones, sin embargo, provee una alta precisión, por lo que se utiliza en pantallas planas y pequeñas en osciloscopios.

b). Deflexión electromagnética: es mucho más barata que la deflexión electrostática y se utiliza en casi todos los receptores de televisión. La precisión que se obtiene con esta deflexión es aceptable, siempre y cuando la distorsión no sea mayor del 10 por ciento. Se utiliza en pantallas grandes, semi-esféricas.

En lo sucesivo se hará referencia únicamente a la deflexión electromagnética.

7.3. CARACTERISTICAS DE LA CORRIENTE DE DEFLEXION APLICADA A LAS BOBINAS DE DEFLEXION HORIZONTAL Y VERTICAL.

En la Fig. 7.9., se muestra el esquema de la Fig. 7.6., pero ahora empleando bobinas para crear el campo magnético. Además, la Fig. 7.9., tiene dos pares de bobinas para crear un campo magnético horizontal y uno vertical.

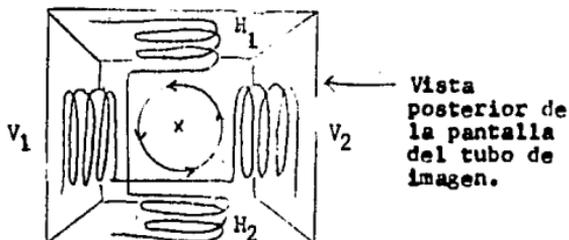


FIG. 7.9. Bobinas de deflexión. Horizontales (H₁ y H₂) y Verticales (V₁ y V₂).

Las bobinas de deflexión del haz de electrones se encuentran colocadas en una estructura llamada yugo, la cual se encuentra rodeando el cañón del tubo de imagen como se indica en la Fig. 7.10.

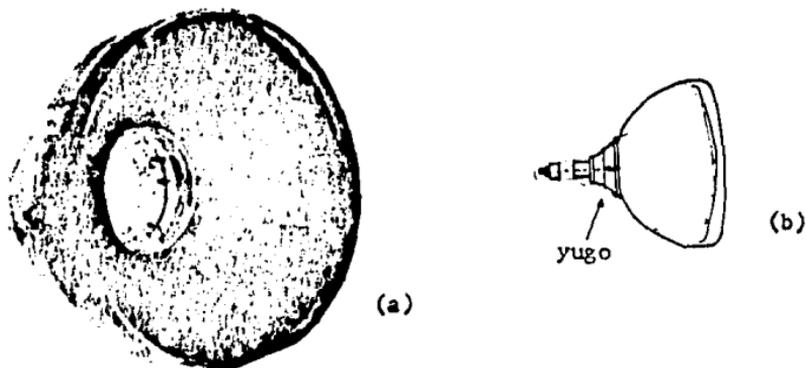


FIG. 7.10. Yugo.
 a). Aspecto físico.
 b). Colocación en el cañón del tubo de imagen.

Para fijar un poco más la idea, analicemos un par de bobinas. La Fig. 7.11. muestra las bobinas de deflexión horizontal H_1 y H_2 .

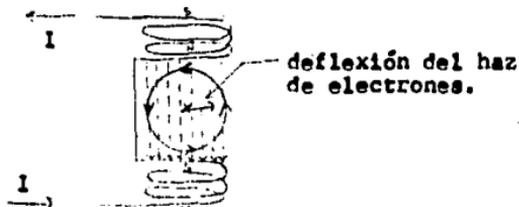


FIG. 7.11. Bobinas de deflexión horizontal.

En la Fig. 7.11., cuando la corriente electrónica circula como se indica, los polos magnéticos (norte y sur), asociados a cada bobina se pueden encontrar fácilmente aplicando la regla de la mano izquierda, la cual consiste en colocar los dedos de la mano izquierda sobre la bobina en el mismo sentido que el flujo de corriente. El dedo pulgar apuntará hacia el polo norte de la bobina, como se indica en la Fig. 7.12.

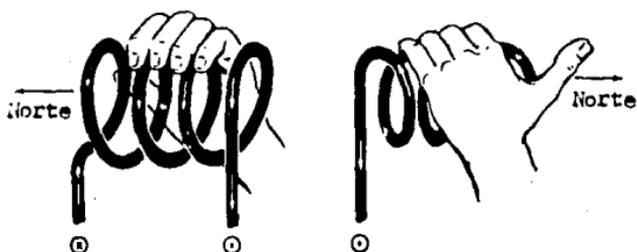


FIG. 7.12. Regla de la mano izquierda para determinar el polo norte según el sentido de la corriente eléctrica.

Regresando a la Fig. 7.11., y aplicando la regla de la mano izquierda, se obtienen las indicaciones norte y sur que se indican. En este caso, el campo magnético creado es tal que se tiene una situación análoga a la de la Fig. 7.6. Si

la corriente aumenta, el campo magnético se hará más intenso, y se hará menos intenso, si la corriente disminuye. Por otro lado, si el sentido de la corriente se invierte, también se invertirán los polos magnéticos, cambiando la dirección del campo magnético y por tanto el sentido de deflexión del haz de electrones, el cual sería hacia la izquierda en este último caso.

7.3.1. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DE DEFLEXION.

La forma de onda de la corriente de deflexión debe ser tal que el haz de electrones se desplace en forma lineal. De no ser así, la imagen se distorsiona, presentándose partes donde la imagen está muy comprimida y otras en la que está muy esparcida.⁹⁴

Consideremos primero una corriente cuya forma de onda es la que se indica en la Fig. 7.13., es decir, en diente de sierra.

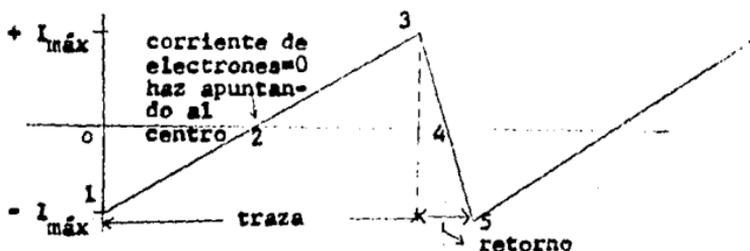


FIG. 7.13. Corriente en diente de sierra para las bobinas de deflexión.

94. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLORES. Publicaciones Mar-coabo, S.A., Tercera Edición, Mexico, 1985, Y T.V., 73.

El proceso de exploración horizontal utilizando la corriente en diente de sierra de la Fig. 7.13. es como sigue: Cuando no se aplica corriente a las bobinas de deflexión, el haz de electrones se encuentra apuntando al centro de la pantalla del tubo de imagen. Consideremos que el proceso se desarrolla observando la parte posterior de la pantalla de televisión y que la corriente es positiva cuando su sentido sea el de la Fig. 7.11. En el punto 1 de la Fig. 7.13., la corriente es tal que desvía el haz de electrones a la parte izquierda de la pantalla. Desde el punto 1 al punto 2, la corriente disminuye en forma lineal, moviendo el haz de electrones hasta el centro de la pantalla (punto 2). Del punto 2 al punto 3, la corriente aumenta, pero ahora el sentido es opuesto al que tenía de 1 a 2, por lo que el haz de electrones se desvía desde el centro hasta la parte derecha de la pantalla. Del punto 3 al punto 4, la corriente disminuye rápidamente, hasta llegar a cero, donde invierte su sentido y aumenta rápidamente del punto 4 al 5. Este proceso, del punto 3 al 5, constituye el retorno del haz de electrones. Nuevamente se inicia el ciclo.

El proceso de exploración vertical es similar, lo único que

varía son los tiempos de explorado y la dirección del movimiento del haz de electrones.⁹⁵

Al parecer, una corriente en diente de sierra permite un desplazamiento lineal del haz de electrones en la pantalla de televisión, sin embargo, esto no es cierto. Como se indica en la Fig. 7.14., si se utiliza una corriente en diente de sierra, el haz de electrones recorrería ángulos iguales en tiempos iguales, por lo que para un cierto ángulo o tiempo de explorado, las partes más alejadas del centro de la pantalla son recorridas más rápido. Entre mayor sea el tamaño de la pantalla, el efecto es más notorio.

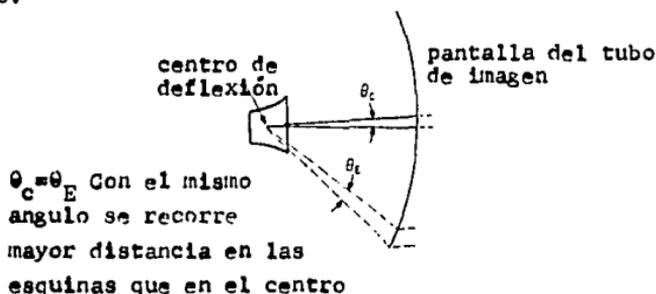


FIG. 7.14. Porción de la pantalla de T.V. explorada por el haz de electrones, cuando recorre dos ángulos iguales en diferentes partes de la pantalla, al ser deflexionado por una corriente en diente de sierra.

95. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 417-419.

Para que la exploración sea perfectamente lineal, se requiere barrer más lentamente las partes más alejadas del centro de la pantalla. Esto se logra, haciendo que la variación de corriente sea más lenta en estas regiones. Para conseguirlo, se distorsiona la corriente en diente de sierra, conformando una curva en forma de S para la traza, como se muestra en la Fig. 7.15. Debido a la forma de la curva, se le suele llamar corrección en S de la corriente de las bobinas de deflexión. Para el retorno, no tiene importancia la forma de la curva, ya que no es visible, basta con que se realice en el tiempo requerido. Sin embargo, suele tener la forma de una media cosenoide, como se indica en la misma figura.⁹⁶

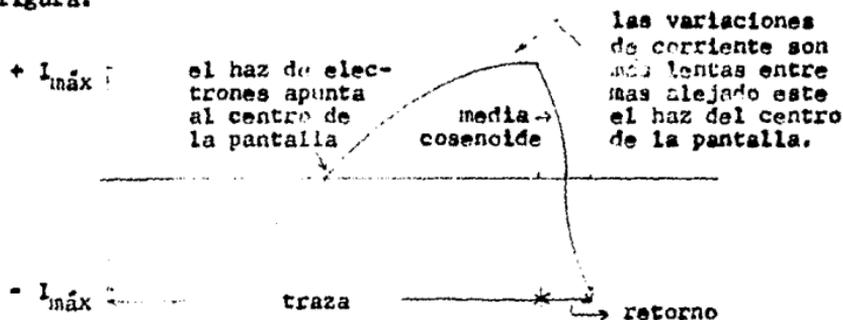


FIG. 7.15. Corrección en S para la corriente de las bobinas de deflexión.

96. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, 13.172, 12.173.

7.3.2. AMPLITUD DE LA CORRIENTE DE DEFLEXION.

La amplitud de corriente que se debe aplicar a las bobinas de deflexión, para barrer correctamente la pantalla del tubo de imagen, depende del ángulo de deflexión, el diámetro del cuello y la alta tensión requerida por éste.

a). Ángulo de deflexión.

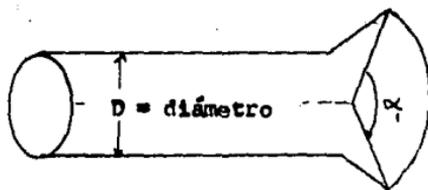
El ángulo de deflexión es el ángulo subtendido por el haz de electrones, desde una esquina de la pantalla, hasta la esquina opuesta, como se indica en la Fig. 7.16.



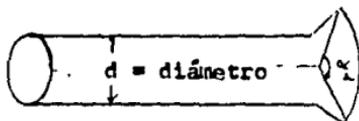
FIG. 7.16. Ángulo de deflexión.

b). Diámetro del cuello del tubo de imagen.

Para un cierto ángulo de deflexión, entre menor sea el diámetro del cuello del tubo de imagen, menor será la energía requerida en el sistema deflector. Esto está ilustrado en la Fig. 7.17.



$\alpha_1 = \alpha_2 =$
ángulo de deflexión



Requiere menor energía del sistema deflector, ya que $d < D$

FIG. 7.17. La energía del sistema deflector depende del diámetro del cuello del tubo de imagen.

Existe un compromiso entre el ángulo de deflexión y el diámetro del cuello del tubo de imagen. Para un ángulo de deflexión dado, si se reduce el diámetro del cuello del tubo de imagen, llegará el momento en que se produzcan arcos que pueden deteriorarlo.

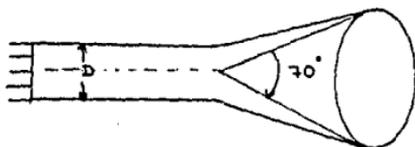
c). Alta tensión.

La alta tensión requerida en el ánodo del tubo de imagen es de 15 a 20 kiloVolt en receptores monocromáticos y de 25 a 30 kiloVolt en receptores a color. El aumento o disminución de la alta tensión provoca una disminución o aumento del ángulo de deflexión, respectivamente. Es decir, existe una relación inversa entre ángulo de deflexión y alta tensión.

En la tabla 7.1. se indican los ángulos de deflexión y los diámetros del cuello de los diferentes tubos de imagen. Nótese que entre mayor es el ángulo de deflexión, se reduce el cañón del tubo de imagen.

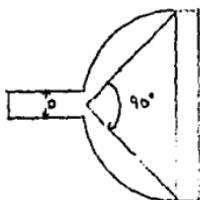
TABLA 7.1.

**Angulos de deflexión y diámetro del
cuello de los diferentes tubos de
imagen.**



1950.

Receptores monocromáticos.
ángulo de deflexión = 70°
diámetro del cuello = 50 mm.

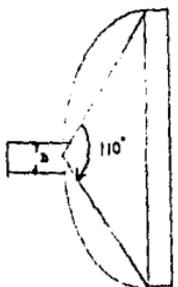


1986.

Receptores monocromáticos.
ángulo de deflexión = 90°
diámetro del cuello =
28 mm en pantallas grandes.
21 mm en pantallas pequeñas.
Ya no se utiliza.

Receptores a color.
ángulo de deflexión = 90°
diámetro del cuello =
36 mm (diseños actuales)
28 mm

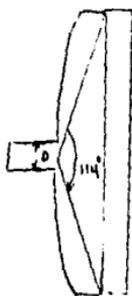
Empleado en diseños americanos.



1986.

Receptores monocromáticos.
ángulo de deflexión = 110°
diámetro del cuello = 28 mm.
Empleado en diseños actuales.

Receptores a color.
ángulo de deflexión = 110°
diámetro del cuello = 28 mm.
Empleado en diseños no americanos.



1986.

Receptores a color.
ángulo de deflexión = 114°
diámetro del cuello = 28 mm.
Empleado en diseños de modelos
Phillips y Sony.

Se debe hacer notar que la mayor parte de la energía del receptor se utiliza en el sistema de deflexión. Para fijar una idea, con un consumo del receptor de 90 watts, 75 watts serían empleados en el sistema de deflexión.

7.4. GENERACION DE LA CORRIENTE DE DEFLEXION.

7.4.1. GENERACION DE UNA CORRIENTE EN DIENTE DE SIERRA.

7.4.1.1. PARA LAS BOBINAS DE DEFLEXION HORIZONTAL.

Una corriente en diente de sierra para las bobinas de deflexión horizontal se obtiene empleando el circuito ilustrativo de la Fig. 7.18.

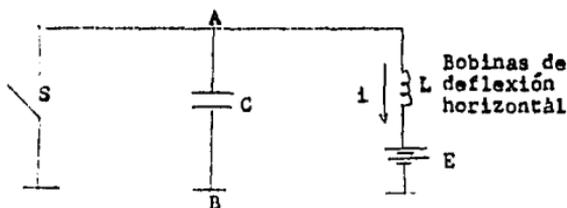


FIG. 7.18. Circuito ilustrativo para generar un diente de sierra de corriente en las bobinas de deflexión horizontal.

En este circuito, E representa la tensión de alimentación de aproximadamente 120 Volt, S es el transistor de salida horizontal, que será manejado en corte y conducción, operando como un switch, C es la capacidad total en paralelo a S y las bobinas de deflexión y L representa la inductancia de las bobinas. Con-

considerando que la frecuencia de explorado horizontal es de 15 750 Hz, la reactancia inductiva de las bobinas es de un valor adecuado, como para despreciar la resistencia asociada a la bobina.

La operación del circuito de la Fig. 7.18., es como sigue:

1. En el instante t_1 , S está abierto, por lo que el haz de electrones se encuentra dirigido al centro de la pantalla, colocado en el punto correspondiente a t_1 en la Fig. 7.19. El capacitor C se encuentra cargado con una tensión E.

2. Al cerrar S, C se descarga. La corriente comienza a aumentar linealmente, ya que se aplica una tensión continua de valor E entre las terminales de las bobinas. El valor de esta corriente se puede calcular empleando las relaciones de tensión y corriente para una inductancia, que son $v = L \frac{di}{dt}$, donde v es la tensión E aplicada. De aquí se obtiene que la corriente es $i = \frac{E}{L} t$, ya que E es constante. Esta situación permanece desde t_1 hasta t_2 , resultando la forma de onda indicada en la Fig. 7.19.

3. En el tiempo t_2 , S se abre, por lo que en las bobinas de deflexión hay una variación de corriente muy brusca, induciéndose una tensión positiva muy elevada, ya que las bobinas se oponen a la variación de la corriente. Esta fuerza contraelectromotriz, hace que C se cargue positivamente, mientras que la corriente a través de las bobinas deflectoras disminuye. Es decir,

el circuito LC comienza a oscilar, dando lugar a formas de onda de tensión y corriente del tipo senoidal, entre los puntos A y B en la Fig. 7.18., como se indica en la Fig. 7.19., a partir del tiempo t_2 . Las líneas continuas indican la situación que se tendría con componentes ideales de inductancia y capacidad, mientras que las líneas punteadas indican la situación real, considerando la resistencia asociada al circuito, que produce amortiguamiento en las oscilaciones. La frecuencia de estas oscilaciones viene dada por la fórmula $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, y se escoge de aproximadamente 50 kHz, para que desde t_2 a t_3 exista un período de 10 microsegundos, correspondiente al tiempo de retorno.

Como podemos notar en la Fig. 7.19., desde el tiempo t_1 al tiempo t_3 , se ha explorado desde el centro de la pantalla, hasta la derecha (t_1 a t_2), y se ha deflexionado el haz hasta el borde izquierdo de la pantalla (t_2 a t_3 , o retorno).⁹⁷

97. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, pp. 299-302.

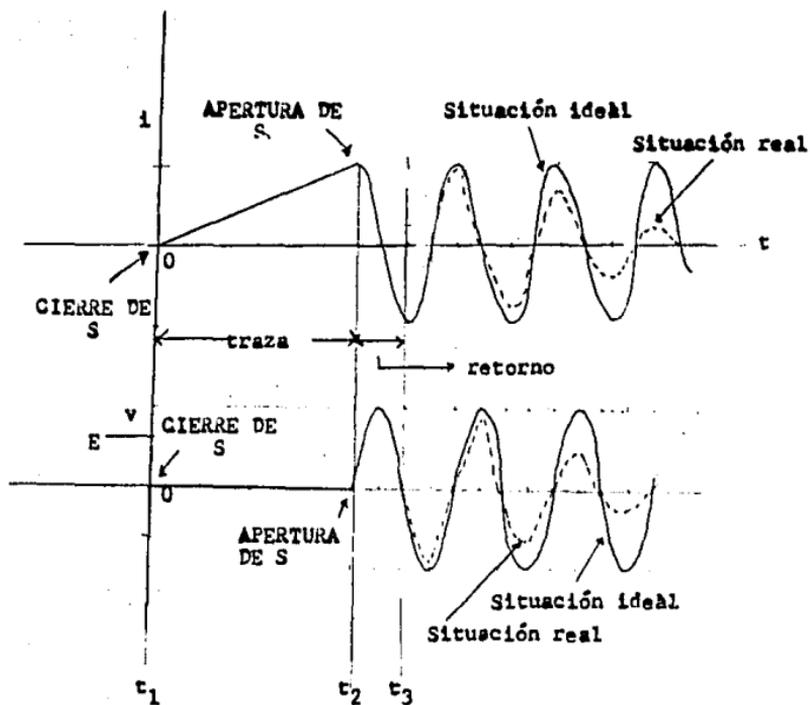


FIG. 7.19. Formas de onda de tensión y corriente entre los terminales A y B de la Fig. 7.18.

Para evitar que continuen las oscilaciones del circuito de la Fig. 7.18., a partir del instante t_3 , se añade un diodo al circuito, llamado *damper* o *amortiguador*, quedando el circuito como se muestra en la Fig. 7.20.

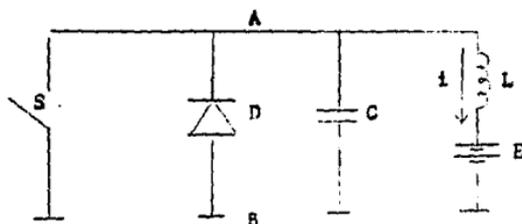


FIG. 7.20. Circuito de la Fig. 7.18., con *damper*.

En la Fig. 7.21., se muestran las formas de onda de tensión y corriente asociadas a los puntos A y B referidos ahora a la Fig. 7.20.

Desde t_1 hasta t_3 , todo se realiza como en la Fig. 7.19. Durante este período, la tensión en el punto A es positiva, por lo que el diodo *damper* permanece en circuito abierto.

A partir del instante t_3 , la tensión en A comienza a ser negativa. Esto hace que conduzca el *damper*, por lo que la corriente de deflexión disminuye linealmente con la misma pendiente de $\frac{E}{L}$.

Al llegar al tiempo t_4 , la corriente se anula, por lo que el damp-
per deja de conducir y queda nuevamente en circuito abierto.
En este momento, S se cierra y se inicia un nuevo ciclo. Esto
completa el ciclo de exploración horizontal.

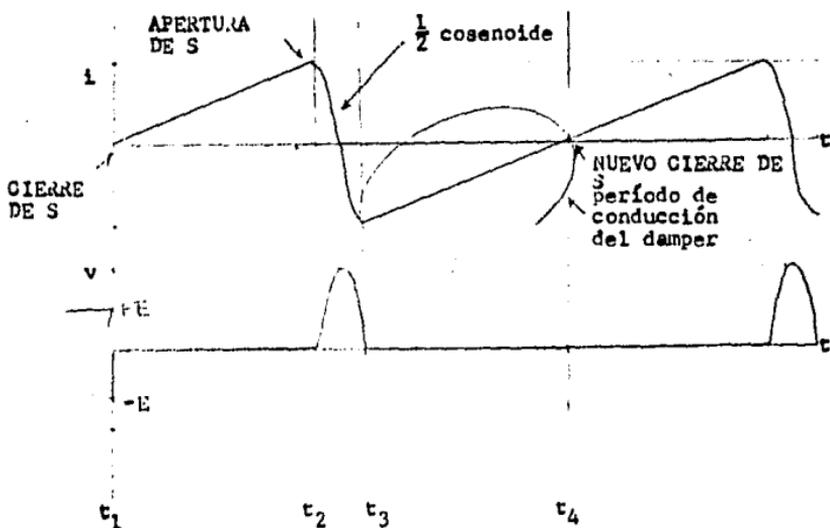


FIG. 7.21. Formas de onda de tensión y corriente entre los terminales A y B de la Fig. 7.20.

98. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Zarcos, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 475-480.

7.4.1.1.1. AMPLIFICADOR HORIZONTAL.

El amplificador horizontal consta de dos etapas, el excitador y el amplificador de salida.

El amplificador de salida, corresponde al switch S de las Figs. 7.18. y 7.20. Es un transistor que se opera en corte y conducción. Para que opere en esta forma, se requiere aplicarle una onda cuadrada, la cual es generada por un oscilador (ver sección 7.3.), y procesada por el excitador, el cual la amplifica y acopla mediante un transformador reductor de tensión para aumentar la potencia de ésta. Esto se aprecia en la Fig. 7.22.



FIG. 7.22. Amplificador Horizontal.

En la Fig. 7.23. se muestra la onda cuadrada que se aplica al amplificador horizontal para que el transistor de salida opere en corte y conducción. También se muestran las formas de onda tensión y corriente de éste, las cuales corresponden a los períodos t_1 , t_2 y t_3 de la Fig. 7.21. Debe hacerse notar que

el tiempo que transcurre para llevar al corte al transistor de salida debe ser muy pequeño, menor a 1 microsegundo, pues de lo contrario, la disipación de la unión base colector sería muy elevada, como se puede apreciar en la Fig. 7.23.b.

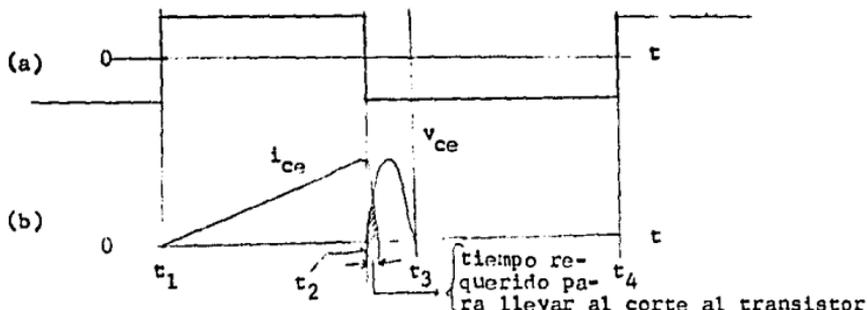


FIG. 7.23. Tensiones y corrientes del transistor de salida horizontal.

- a). Onda cuadrada de tensión aplicada a la base.
- b). Corriente y tensión (i_{ce} y v_{ce}) aplicadas al colector del transistor de salida horizontal durante el período t_1 a t_3 en la Fig. 7.21.

Lo que permite que el transistor se lleve rápidamente al corte, haciendo que su corriente de colector disminuya rápidamente, es la gran tensión inversa aplicada a la unión base emisor de éste por la onda cuadrada de la Fig. 7.23.a.⁹⁹

99. MANUAL DE SERVICIO PHILIPS. CHASIS C80-M TV COLOR. pp. 34-45.

En cuanto a la onda cuadrada que se aplica al excitador, se genera en el circuito que se muestra en la Fig. 7.24., donde CON indica un conmutador, que corresponde al oscilador horizontal, que se explica en la sección 7.5., y R es la resistencia de carga de éste.

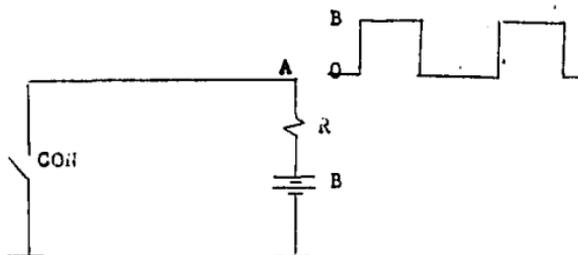


FIG. 7.24. Circuito para generar la onda cuadrada que se aplica al amplificador horizontal.

La operación del circuito de la Fig. 7.24. es como sigue: Cuando el contacto CON está abierto, en el punto A se tiene la tensión B de la fuente de alimentación. Cuando el contacto se cierra, se produce una caída en la resistencia, que hace que la tensión en el punto A sea cero. Los períodos en que el contacto CON se cierra, corresponden al tiempo en que el transistor de salida horizontal está en corte (S permanece abierto en la Fig. 7.21.). Cuando el contacto CON está abierto, el transistor de salida conduce (S permanece cerrado en la Fig. 7.21.). Por esto, la onda cuadrada es asimétrica.

7.4.1.2. PARA LAS BOBINAS DE DEFLEXION VERTICAL.

La frecuencia de explorado vertical es de 60 Hz, por lo que la reactancia inductiva de las bobinas da un valor bajo y es necesario tomar en cuenta la resistencia asociada a estas.

Las relaciones entre tensión y corriente en una resistencia son, según la ley de Ohm: $V = Ri$, por lo que las formas de onda de tensión y corriente a través de una resistencia son iguales.

Para generar una corriente en diente de sierra en las bobinas de deflexión verticales se requiere aplicar una tensión en diente de sierra en terminales de la resistencia R_1 y una tensión cuadrada a la bobina. Combinando esto, resulta necesario una tensión trapecial, como se indica en la Fig. 7.25. La resistencia R_2 en la figura, es una resistencia en paralelo a la bobina, la cual sirve para amortiguar las oscilaciones que se pudieran producir por cambios bruscos en la corriente, como los retornos.

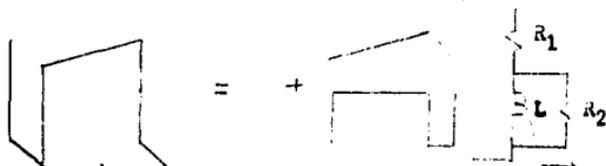


FIG. 7.25. Tensión trapecial aplicada a las bobinas de deflexión vertical, para generar la corriente en diente de sierra.

bobinas de deflexión vertical.

7.4.1.2.1. AMPLIFICADOR VERTICAL.

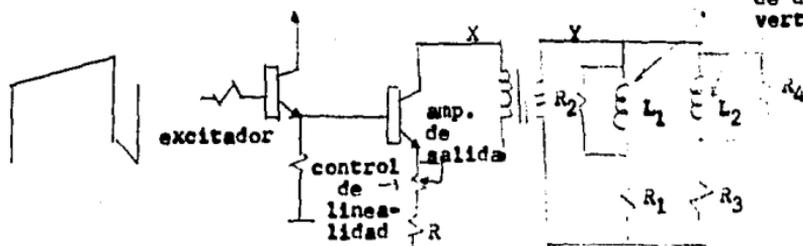
El amplificador vertical consta de dos etapas, el excitador y el amplificador de salida.

Empleando transistores, básicamente hay dos tipos de configuraciones. La primera consiste en un amplificador de emisor común, operando en clase A, acoplado a las bobinas de deflexión verticales mediante un transformador reductor, con el que se aumenta la capacidad de corriente, como se indica en la Fig. 7.26. En ocasiones el acoplo se hace mediante un condensador de acoplo entre los puntos X e Y de la Fig. en vez del transformador. De las dos formas se permite únicamente el paso de la señal alterna. Este amplificador está excitado por un seguidor de emisor, el cual sirve para reducir la impedancia y aumentar la potencia. Actualmente esta configuración ya no se utiliza, ya que presenta los siguientes inconvenientes:

1. Requiere un transformador de acoplo, que es caro.
2. El transistor sufre una alta disipación de potencia.
3. La etapa requiere un control de linealidad, el cual consiste en variar el punto de operación del amplificador de salida.
4. Requiere colocar un termistor en serie con las bobinas de deflexión, para compensar el aumento de resistencia de estas.

con la temperatura.

bobinas
de deflexión
vertical.



7.26. Amplificador vertical.

La configuración que se emplea actualmente consiste en amplificadores complementarios operando en clase AB, excitados por un amplificador de emisor común, como se muestra en la Fig. 7.27. Esta configuración es más eficiente y no requiere transformador, ya que se obtiene una baja resistencia y suficiente potencia a la salida. Además, la linealidad y las variaciones por temperatura se controlan empleando realimentación.¹⁰⁰

Esta configuración es semejante a la que se emplea en el amplificador de audio, como se explica con detalle en el capítulo 6, sección 6.2.6.

100. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.168-13.170.

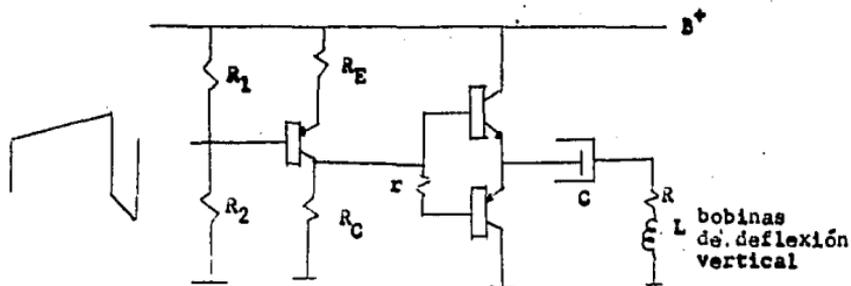


FIG. 7.27. Amplificador vertical.

En cuanto a la onda trapecial de tensión que se requiere aplicar al amplificador vertical, se puede obtener empleando el circuito ilustrativo de la Fig. 7.28.

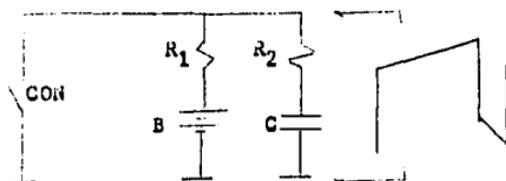


FIG. 7.28. Circuito para generar la tensión trapecial.

En este circuito el contacto CON corresponde al oscilador vertical, y R_1 es la resistencia de carga de éste. En la sección 7.5. se explica con detalle el oscilador.

La operación del circuito es como sigue: Cuando el contacto CON está abierto, en el condensador C se genera una tensión, la cual se puede considerar prácticamente un diente de sierra, siempre y cuando la constante de tiempo $(R_1+R_2)C$ tenga un valor adecuado (este valor es de 5 veces el tiempo de traza vertical o mayor. En el capítulo 8 se explica en forma más extensa las características de la constante de tiempo RC). Por lo tanto, el contacto permanece abierto durante toda la traza vertical. Durante el retorno, el contacto se cierra (esto equivale a que el oscilador conduzca), por lo que se descarga el capacitor bruscamente, produciendo una caída de tensión en la resistencia R_2 , con lo que se modifica la onda en diente de sierra, conformando la onda trapecial requerida.

7.4.2. CORRECCIONES PARA LA CORRIENTE DE LAS BOBINAS DE DEFLEXION.

Como se discutió en la sección 7.3.1., la corriente que se aplica a las bobinas de deflexión debe tener una forma de S, como muestra la Fig. 7.15. Esta forma se logra combinando a la corriente en diente de sierra una corriente parabólica, como se indica en la Fig. 7.29.¹⁰¹ Esta corriente parabólica se obtiene integran-

101. Ibid. pp. 13.179, 13.180.

do la corriente en diente de sierra.

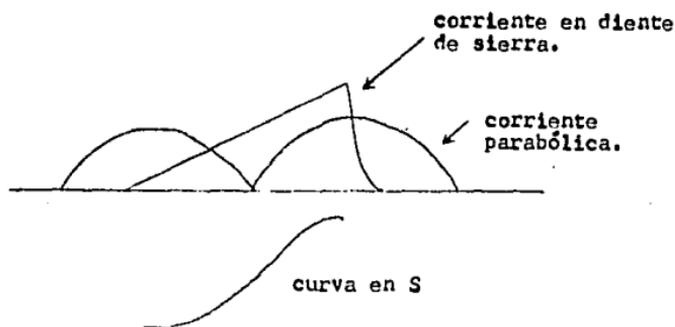


FIG. 7.29. Corrección en S de la corriente de deflexión, mediante una corriente parabólica.

7.5. OSCILADORES.

Los osciladores empleados en las secciones horizontal y vertical son de funcionamiento libre, es decir, operan durante todo el tiempo. Estos osciladores contienen un transistor que opera en corte y conducción, como un contacto, es decir, cuando el transistor está en corte la salida es positiva, mientras que cuando conduce, la salida es nula. Generalmente se utilizan el oscilador de Bloqueo, o el oscilador de multivibrador.

a). Oscilador de Bloqueo.

Este oscilador se muestra en la Fig. 7.30. Su funcionamiento se indica a continuación:

Cuando se conecta el oscilador a la fuente de tensión B^+ , comienza a fluir una corriente a través de la bobina colocada en el colector del transistor designada P en la figura. Esta bobina forma un transformador con la bobina S colocada en la base del transistor, por lo que se induce una tensión positiva en esta última, haciendo que circule corriente del emisor a la base y cargando al capacitor C. Además, la tensión positiva que se aplica a la base del transistor, hace que éste conduzca cada vez más, hasta que llega a la saturación. Al producirse la saturación, las variaciones de corriente serán cada vez menores, por lo que la tensión inducida en la base del transistor irá disminuyendo. Esto hace que el capacitor C se descargue a través de R, disminuyendo aún más la corriente, por lo que el campo almacenado en las bobinas P y S comienza a disiparse, induciéndose en estas una tensión contraria. La tensión negativa que se produce en la base del transistor lo lleva a éste al corte. El transistor permanece en este estado, hasta que el capacitor C se ha descargado completamente. En este momento comienza otro ciclo. Se debe hacer notar, que muchas veces se diseña el circui-

to de forma que sea el transformador y no el transistor el que se sature, ya que llevar al transistor a la saturación, acorta mucho su vida.

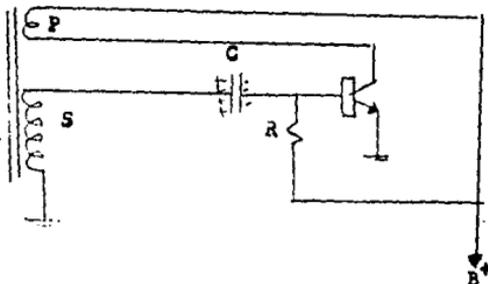


FIG. 7.30. Oscilador de Bloqueo.

En la Fig. 7.31., se muestran las formas de onda de tensión en el colector y en la base del transistor del oscilador de bloqueo. La relación entre las tensiones mostradas y el funcionamiento del oscilador es la siguiente:

- a). En el tiempo t_1 , el transistor comienza a conducir.
- b). En el tiempo t_2 , el transistor se satura.
- c). En el tiempo t_3 , el transistor se lleva al corte.
- d). En el tiempo t_4 , el campo en la bobina P se ha dispersado completamente.

e). En el tiempo t_5 , el capacitor C se ha descargado completamente y comienza un nuevo ciclo.¹⁰²

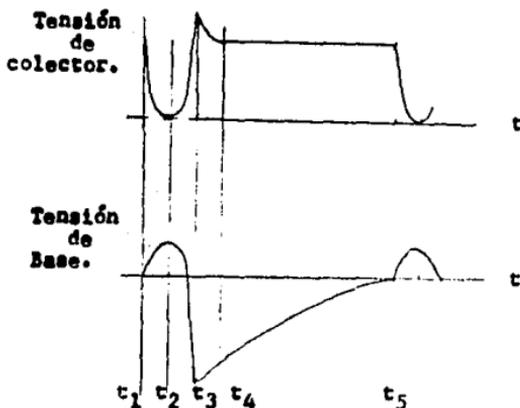


FIG. 7.31. Tensiones en el colector y base para un ciclo de operación del oscilador de bloqueo.

b). Oscilador de multivibrador.

Este tipo de oscilador se muestra en la Fig. 7.32. Su funcionamiento es el siguiente: Al conectar el circuito a la fuente de tensión E^+ , los dos transistores Q_1 y Q_2 , comienzan a

102. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcumbo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 420-427.

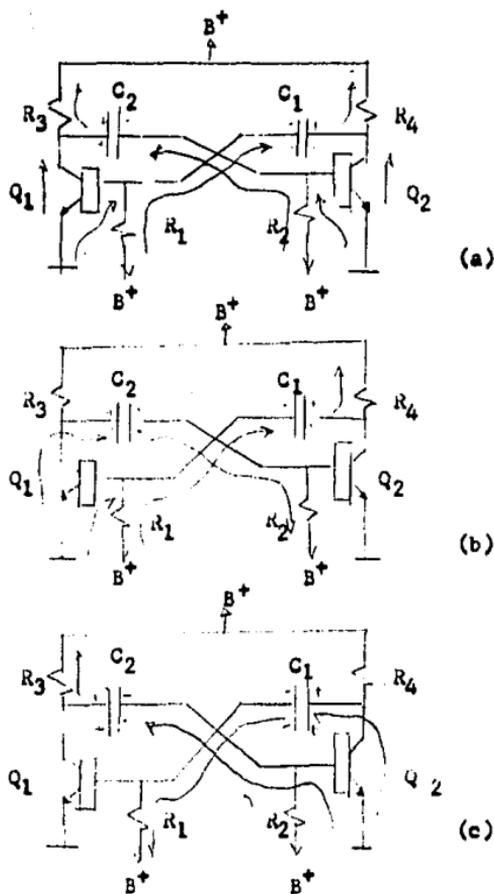


FIG. 7.32. Oscilador de multivibrador.
 a). Sentido de las corrientes cuando se conecta el oscilador a la fuente de tensión.
 b). Sentido de las corrientes considerando que Q_1 conduce más que Q_2 .
 c). Sentido de las corrientes cuando C_2 se ha descargado.

conducir, el sentido en que fluye la corriente se indica en la Fig. 7.32.a. Esto hace que los capacitores C_1 y C_2 se carguen hasta el valor de la tensión de alimentación. Debido a que los transistores no son idénticos, uno de ellos conduce mas que el otro. En la Fig. 7.32.b. se indican los sentidos de las corrientes cuando Q_1 conduce mas que Q_2 . Al conducir mas Q_1 , el capacitor C_2 comienza a descargarse, produciendo una tensión negativa en la base de Q_2 , y por lo tanto llevándolo a éste al corte. Por otro lado, el capacitor C_1 continua cargándose, por lo que se produce una tensión positiva en la base de Q_1 , que lo lleva a la saturación. Esta situación permanece hasta que el condensador C_2 se descarga completamente. En este momento, Q_2 comienza a conducir, por lo que disminuye la tensión de su colector haciendo que C_1 comience a descargarse. Al ocurrir esto, se crea una tensión negativa en la base de Q_1 como se indica en la Fig. 7.32.c., la cual lo lleva al corte. Además C_2 comienza a cargarse, por lo que se produce una tensión positiva en la base de Q_2 , la cual lo lleva a la saturación. Esta situación continua hasta que C_1 se ha descargado completamente. El proceso se repite una y otra vez.

El tiempo de conducción y corte de los transistores depende de las constantes de tiempo R_1C_1 y R_2C_2 .

Refiriéndonos al transistor Q_2 , las tensiones en el colector y base se muestran en la Fig. 7.33. La relación entre las formas de onda y el funcionamiento del oscilador se indica a continuación:

- a). En el tiempo t_1 , Q_2 está en corte y C_2 se está descargando a través de R_2 .
- b). En el tiempo t_2 , Q_2 conduce, por lo que su tensión de colector se reduce prácticamente a cero y la tensión de base se hace positiva.
- c). En el tiempo t_3 , C_1 se ha descargado completamente, y comienza un nuevo ciclo.

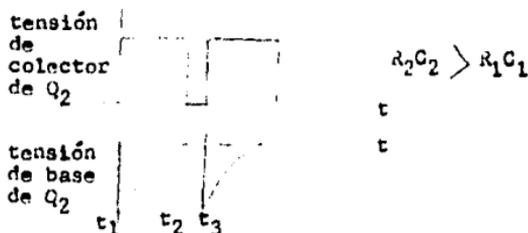


FIG. 7.33. Tensiones en el colector y base del transistor Q_2 del multivibrador de la Fig. 7.32. a lo largo de un ciclo.

7.6. PULSOS DE BORRADO.

Como se indicó en la sección 7.1.3., es indeseable que los retornos sean visibles en la pantalla. A pesar de que la señal de televisión contiene unos pulsos en los tiempos de retorno, cuya tensión es superior a la de la máxima tensión de señal de video y cuya función es cortar el haz de electrones en el tubo de imagen durante este tiempo (ver capítulo 8, secciones 8.1.1. y 8.1.2.), esto solo ocurre cuando se polariza en cierta forma el tubo de imagen y cuando el acoplamiento del detector de video al tubo de imagen es en continua. Para asegurar que sean invisibles los retornos en la pantalla, únicamente se tiene como opción añadir pulsos ya sea al amplificador de video, o directamente al cátodo o rejilla del tubo de imagen, que lleven al corte el haz de electrones. Estos pulsos se toman de las secciones de amplificación horizontal y vertical respectivamente, como se indica a continuación.

7.6.1. HORIZONTALES.

Los pulsos de borrado horizontal, se toman del circuito de salida horizontal, y son los pulsos que ocurren entre los puntos A y B de la Fig. 7.20., y que gráficamente se observan en la Fig. 7.21. El acoplamiento que se utiliza es mediante un transformador.

7.6.2. VERTICALES.

Los pulsos de borrado verticales se pueden tomar en cualquier lugar donde exista la tensión trapecial, pero generalmente se toman del amplificador de salida vertical. El acoplamiento que se utiliza puede ser con un capacitor o transformador, sin embargo, se debe aplicar a una red RC como se indica en la Fig. 7.34., el cual constituye un filtro pasa altos y elimina el diente de sierra.

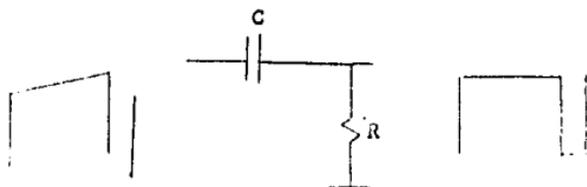


FIG. 7.34. Red RC para eliminar el diente de sierra de la tensión trapecial.

Se debe aclarar que hay que cuidar que la amplitud de los pulsos de borrado sea correcta, así como asegurarse de que la polaridad sea tal que corte la corriente del haz de electrones.¹⁰³

103. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, pp. 263, 264.

VIII. CIRCUITOS DE SINCRONIA.

8.1. INTRODUCCION.

En la señal de video se transmiten pulsos denominados de sincronía. El nombre se debe a que su función es que los explorados realizados en el receptor sean los mismos que los que se llevan a cabo en la cámara de televisión. Esto se logra si los retornos, tanto horizontales como verticales, se producen en el mismo momento en la cámara y en el receptor. Así, todas las líneas que se exploren en el receptor tendrán el lugar que les corresponde en la imagen. Además, cada cuadro quedará colocado precisamente encima del anterior, no mas abajo, ni mas arriba, y la imagen se mantendrá estable.

Podemos decir que son tres los tipos de pulsos que contiene la señal de video para lograr la sincronía, y son:

1. Pulsos de sincronía horizontal.
2. Pulsos de sincronía vertical.
3. Pulsos igualadores.

104. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo S.A., Segunda Edición, México, 1982, pg. 57-59.

8.1.1. PULSO DE SINCRONIA HORIZONTAL:

El pulso de sincronía horizontal se transmite al final de cada línea. En la Fig. 8.1.a. se indica el aspecto y dimensiones del pulso de sincronía horizontal, y en la Fig. 8.1.b. se observa su colocación en la señal de video.

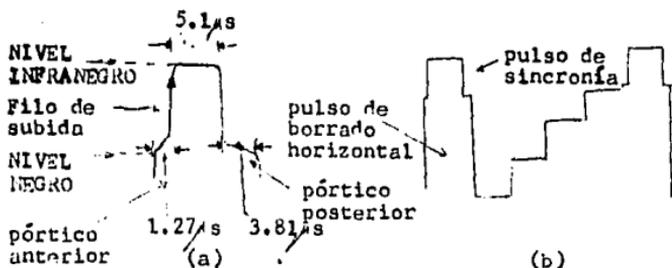


FIG. 8.1. Pulso de sincronía horizontal.

- Aspecto y dimensiones.
- Colocación en la señal de video.

Para que los pórticos del pulso de sincronía queden colocados al nivel que corresponde al negro en la señal de video, se agrega en el transmisor un pulso denominado de borrado horizontal (ver Fig. 8.1.b.). El objetivo de este pulso es bloquear la corriente del haz de electrones y así hacer invi-

sible el retorno. Sin embargo, el nivel en que el haz de electrones se bloquee, depende de la polarización del tubo de imagen, la cual puede variar al mover el control de brillo. A esto se debe que se apliquen borrados, como se vió en el capítulo 7, asegurando que los retornos sean invisibles.

El pulso de sincronía se transmite a un nivel que corresponde al infranegro. Los fillos de subida del pulso son los que se emplean para controlar la frecuencia del oscilador horizontal, como se verá en la sección 8.2.3.

8.1.2. PULSO DE SINCRONIA VERTICAL.

El pulso de sincronía vertical se presenta al final de cada campo y su función es disparar el retorno del oscilador vertical. La Fig. 8.2. muestra los pulsos de sincronía vertical al final de los campos impar y par. Las dimensiones del pulso se indican en función del número de líneas horizontales que se explorarían durante este tiempo. El tiempo de explorado de línea se representa con la letra H y equivale a 63.5 microsegundos. Así, el pulso de sincronía vertical equivale a $3H$ o 190.5 microsegundos.

El pulso de sincronía vertical se encuentra ranurado de manera que se tengan fillos de subida a intervalos de media línea que sirvan como pulsos de sincronía horizontal, como se verá en la sección 8.2.2. Si no existieran estas ranuras, el oscilador horizontal podría perder la sincronía. Las ranuras tienen un ancho de $0.04H$ o 2.54 microsegundos. De esta forma, el pulso de sincronía vertical queda constituido por seis pulsos con un ancho de $0.46H$ o 29.21 microsegundos, y seis ranuras de 2.54 microsegundos. Al final del campo impar se utilizan los fillos de subida producidos por las ranuras 1, 3 y 5, mientras que al final del campo par se utilizan los fillos de subida originados con las ranuras 2 y 4. La sexta ranura permite colocar al final del pulso vertical, un pulso igualador (ver sección 8.1.3.), que proporciona el filo de subida para la sincronía horizontal, al final del campo par. Cada 262.5 líneas se presenta un pulso de sincronía vertical. En cuanto a la posición del pulso de sincronía vertical en la señal de video, se coloca al mismo nivel que los pulsos de sincronía horizontales. Para que el pulso vertical descansa en el nivel negro, en el transmisor se agrega un pulso denominado borrado vertical. Este pulso de borrado abarca 21 líneas y comienza

3 líneas antes del pulso de sincronía vertical, (ver Fig. 8.2.).¹⁰⁵

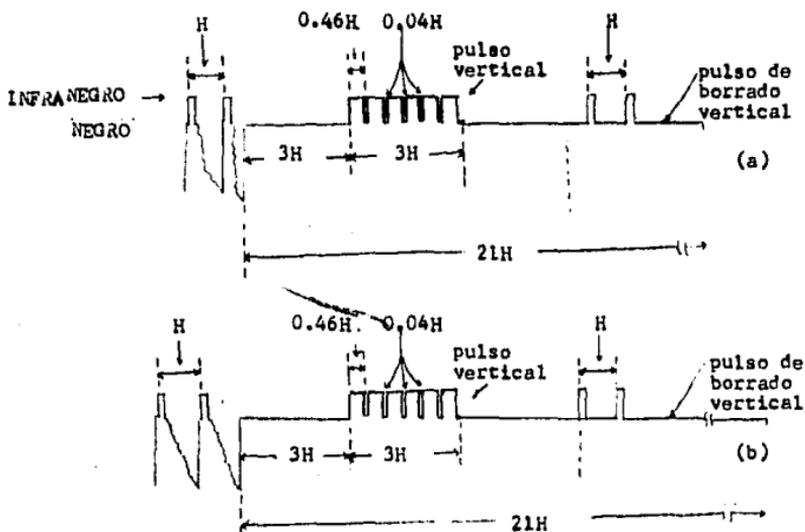


FIG. 8.2. Pulso de sincronía vertical en la señal de video:
 a). al final del campo impar.
 b). al final del campo par.

105. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, pp. 636-639.

La manera como el pulso de sincronía vertical controla los retornos del oscilador vertical en el receptor, se indica en la sección 8.2.4.

8.1.3. PULSOS IGUALADORES.

En la Fig. 8.3. se muestra la señal de video para el final de los campos impar y par. La diferencia entre esta figura y la Fig. 8.2., es que en la Fig. 8.3., se han agregado 12 pulsos, 6 antes del pulso vertical y 6 después de éste. Estos pulsos se llaman igualadores. El ancho de estos pulsos es el mismo que el de las ranuras del pulso vertical, es decir, de $0.04H$ o 2.54 microsegundos. Los pulsos se colocan en los intervalos correspondientes a 3 líneas antes y después del pulso vertical como se indica en la Fig. 8.3. Además, los pulsos están separados media línea entre sí.

De los 6 pulsos anteriores y posteriores al pulso vertical, los fillos de subida de los pulsos 2, 4 y 6 se utilizan para la sincronía horizontal al final del campo impar. Por su parte, los fillos de subida de los pulsos 1, 3 y 5, se utilizan para la sincronía horizontal al final del campo par. Ver sección 8.2.2. Sin embargo, la razón por la que se colocan pulsos igualadores en la señal de video se discutirá en la sección 8.2.4.

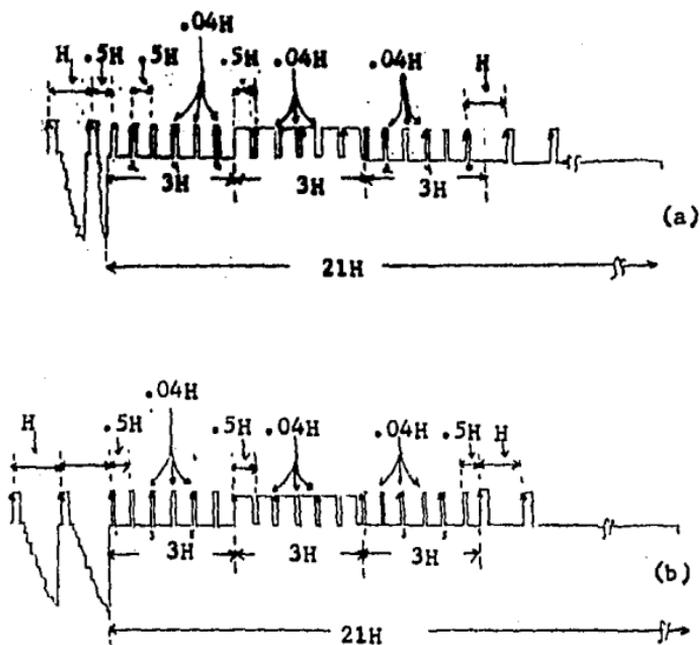


FIG. 8.3. Pulsos igualadores en la señal de video:
 a). al final del campo impar.
 b). al final del campo par.

8.1.4. AMPLITUD DE LOS PULSOS DE SINCRONIA.

Todos los pulsos, de sincronía horizontal, vertical e igualadores tienen la misma amplitud. Esta amplitud es del 25% de la amplitud total de la señal de video que se utiliza para modular a la portadora de video. Para comprender bien esto, veamos la Fig. 8.4.

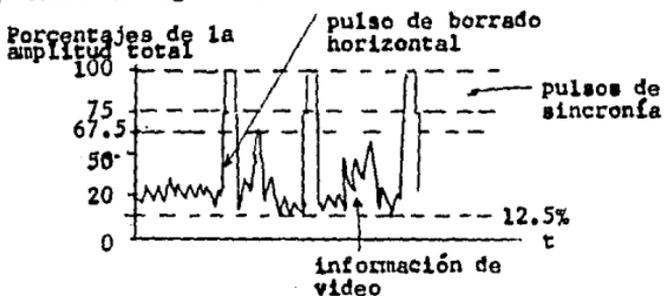


FIG. 8.4. Señal de video para tres líneas horizontales, que se usa para modular a la portadora de video del canal en cuestión.

Como se indica en la Fig. 8.4., se tiene que:

a). La señal de video que representa información de la imagen ocupa del 12.5% al 67.5% de la amplitud total. Esto es con objeto de evitar interferencias en los pulsos de sincro-

nía.

b). Los borrados horizontal y vertical, de los que se habló en las secciones 8.1.1. y 8.1.2., de los cuales solo se aprecia el borrado horizontal en la Fig. 8.4., tienen una amplitud del 75% de la amplitud total.

c). Los pulsos de sincronía horizontales, verticales y los pulsos igualadores, tienen una amplitud del 25% de la amplitud total, ya que ocupan la porción de la señal de video situada entre el 75% y el 100% de ésta.

8.2. CIRCUITOS.

Los circuitos que intervienen en la sincronía del receptor se indican en el diagrama de bloques de la Fig. 8.5.¹⁰⁶

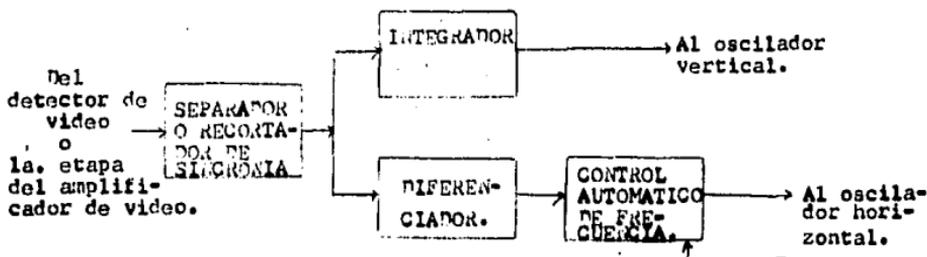


FIG. 8.5. Circuitos de sincronía.

tensión a la salida del oscilador horizontal

106. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.16.

8.2.1. SEPARADOR O RECORTADOR DE SINCRONIA.

La función de este circuito es separar o recortar los pulsos que contiene la señal de video. En la Fig. 8.6. se muestra un diagrama del separador de sincronía, en el que se indican las señales a la entrada y salida de éste. La señal de entrada es la señal de video tomada a la salida del detector de video, o después de la primera etapa amplificadora de video. La señal de salida contiene únicamente los pulsos de la señal de video. El separador impide el paso, por lo tanto, de la señal que queda por debajo de los pulsos de sincronía.¹⁰⁷



FIG. 8.6. Separador de sincronía.

107. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCAMBIER.
C.E.C.S.A., Segunda Edición, Mexico, 1985, pp. 463, 464

Para comprender como opera el separador de sincronía, veamos los circuitos de la Fig. 8.7. En esta figura se muestran dos separadores de sincronía, uno de ellos implementado con un diodo, y el otro con un transistor.

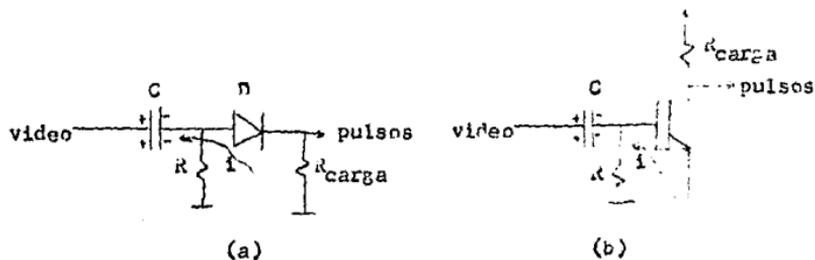


FIG. 8.7. Circuitos separadores de sincronía.
 a). con diodo.
 b). con transistor.

Los dos circuitos operan básicamente de la misma forma, ya que en el de transistor la unión base-emisor hace las veces de un diodo. La ventaja del separador con transistor es que a la salida se obtienen los pulsos con mayor amplitud, ya que provee una amplificación.

El funcionamiento de los circuitos de la Fig. 8.7. es como sigue:

Al aplicar la señal de video a la entrada del separador, circula una corriente que carga a C, como se indica. Debido a esto, el diodo de la Fig. 8.7.a. y la unión base-emisor del transistor de la Fig. 8.7.b. quedan polarizados en forma inversa. Eligiendo una constante de tiempo RC adecuada, por ejemplo de 0.1 seg., el capacitor se descarga solo ligeramente entre los pulsos de sincronía y únicamente éstos hacen que conduzca el separador.

Operar el separador en esta forma tiene la ventaja de que no influye el que varíe la amplitud de la señal de video.

Al separador generalmente se le agrega una etapa previa de amplificación, como se indica en la Fig. 8.9. Esta etapa se polariza de manera que actúe como limitador, es decir, la parte superior de los pulsos de sincronía llevan a la saturación al transistor.

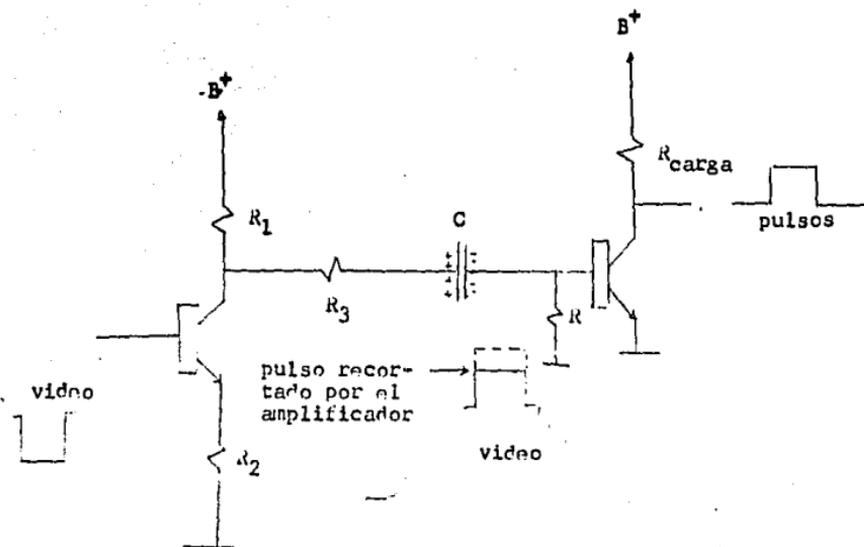


FIG. 8.9. Separador de sincronía.

De esta forma el separador de sincronía recorta los pulsos por arriba y por debajo de un nivel medio.¹⁰⁹

109. R. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1966, pp. 13.159, 13.160.

8.2.2. DIFERENCIADOR.

El diferenciador es un circuito que produce a la salida, una tensión proporcional a la rapidez de cambios de la tensión de entrada. Es decir, si la tensión de entrada aumenta, el diferenciador dará una tensión positiva a la salida indicando este aumento. Si la tensión de entrada permanece constante, la salida será nula. Si la tensión de entrada disminuye, a la salida se tendrá una tensión negativa que indica la disminución de la tensión de entrada.

En la Fig. 8.10. se indica un diagrama de bloques de un diferenciador. Obsérvense las formas de tensión a la entrada y salida del diferenciador.

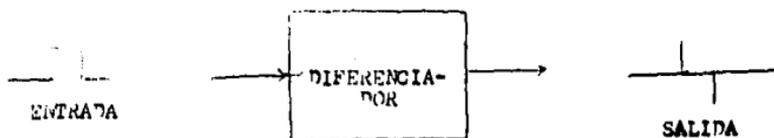


FIG. 8.10. Diferenciador ideal.

Un circuito diferenciador se puede implementar con una simple red RC. Para comprender como lograr esto, veamos los circuitos de la Fig. 8.11.

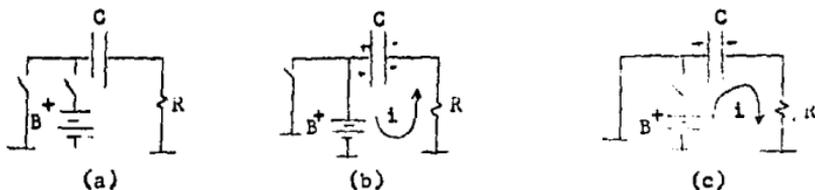


FIG. 8.11. Red RC, donde:
 a). No hay tensión aplicada y el condensador está descargado.
 b). Se aplica una tensión B^+ que carga al capacitor.
 c). El capacitor cargado se conecta a masa para que se descargue.

Veamos como se comporta el circuito para los tres casos presentados:

a). En la Fig. 8.11.a. tenemos una red RC, en la cual el condensador está descargado.

b). En la Fig. 8.11.b. se conecta la red RC a una ten-

sión continua de valor E^+ . Al conectar el circuito a esta tensión, la corriente toma su valor máximo cuyo valor es $i = \frac{E^+}{R}$, y su dirección está indicada en la figura. Esta corriente va disminuyendo en forma exponencial conforme se carga el capacitor. Por otra parte, la tensión en el capacitor irá aumentando desde cero, hasta el valor de la tensión aplicada, también en forma exponencial. En la Fig. 8.12. se indican las curvas que muestran como se comportan la tensión en el capacitor, y la corriente en el circuito. ¹¹⁰

Porcentaje del total

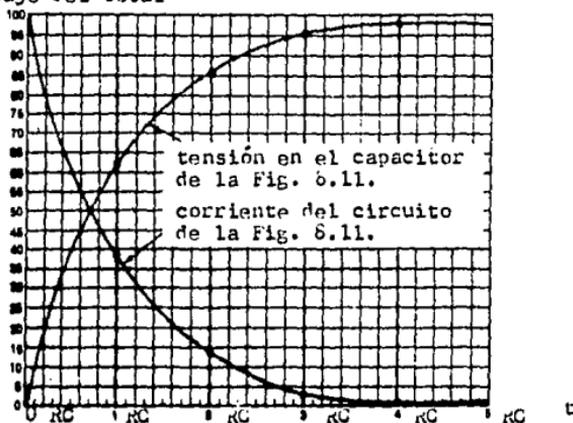


FIG. 8.12. Curvas de carga del capacitor y corriente en el circuito.

Como se puede apreciar en la Fig. 8.12. el valor de tensión en el capacitor y de corriente en el circuito dependen

110. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 694-699.

de de la constante de tiempo RC . Es importante notar que una vez que transcurra un tiempo igual a $5RC$ el capacitor tendrá el 99% de la carga total y la corriente habrá disminuido al 0.7% de su valor inicial. Es decir, se puede decir que cuando transcurra un tiempo igual a $5RC$ el capacitor se habrá cargado completamente y la corriente será nula.

c). En la Fig. 8.11.c. el capacitor está cargado. Además, el circuito RC se conecta a masa.

Cuando la red RC se conecta a masa, la corriente tomará su valor máximo e irá disminuyendo exponencialmente al igual que en el inciso anterior, solo que en sentido opuesto. El capacitor, por su parte, irá perdiendo su tensión, la cual disminuirá exponencialmente con una curva igual a la de la corriente en la Fig. 8.12.

Tomando esto en cuenta, en la Fig. 8.13. se indica un circuito diferenciador. A la entrada de este circuito se le aplica un pulso cuadrado, cuyo ancho, denominado T en la figura, es igual a $5RC$. La operación del circuito es la siguiente:

a). Al aplicar el pulso, circula una corriente cuya curva es como la de la Fig. 8.12. Esta corriente produce una caída de tensión en la resistencia proporcional, por lo que la forma de tensión es la misma que la de corriente.

b). Al llegar al final del pulso, han transcurrido 5 constantes de tiempo, por lo que la corriente y por lo tanto, la tensión en la resistencia han llegado prácticamente a cero.

c). Una vez terminado el pulso, fluye nuevamente una corriente provocada por la descarga del capacitor, cuyo sentido es opuesto a la primera. En la resistencia se produce una caída de tensión contraria por el cambio de dirección en la corriente, que disminuye de la misma forma que antes.

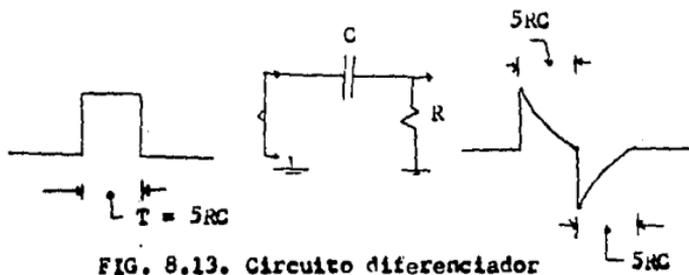


FIG. 8.13. Circuito diferenciador al que se aplica un pulso cuadrado con un ancho (T), igual a $5RC$.

Si en la Fig. 8.13. el ancho del pulso se hace mayor, la forma de tensión a la salida del diferenciador será mas parecida a la de un diferenciador ideal como el de la Fig. 8.10.

En conclusión podemos decir lo siguiente:

1. Para que un circuito RC opere como diferenciador se requiere que el ancho del pulso aplicado sea mayor que $5RC$.
2. Si se cumple el punto 1, a la salida del diferenciador se tiene una copia fiel de los filos de subida del pulso de entrada (con la misma pendiente y el mismo nivel), independientemente del valor de R, C y T.

En la Fig. 8.5. se indica que los pulsos a la salida del separador de sincronía se aplican a un diferenciador. Los pulsos más angostos, son los igualadores, con un ancho de 2.54 microsegundos, por lo que una constante de tiempo de 0.2 microsegundo o menor es adecuada. La Fig. 8.14. muestra las señales que se tienen a la salida del diferenciador para los pulsos al final de los campos impar y par.¹¹¹

111. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, pp. 647, 648.



Fin del campo impar

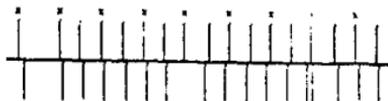


salida del diferenciador

(a)



Fin del campo par



salida del diferenciador

(b)

Fig. 8.14. Forma de onda a la salida del diferenciador para:
a). Entrada de los pulsos al final del campo impar.
b). Entrada de los pulsos al final del campo par.

De la Fig. 8.14. debemos notar dos cosas importantes.

a). A la salida del diferenciador se tienen fillos positivos y fillos negativos. Para que únicamente se conserven los pulsos positivos, se puede agregar un diodo al diferenciador, como se indica en la Fig. 8.15. Si se invierte el diodo se tendrán solo los fillos negativos.

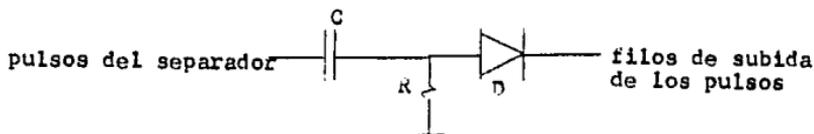


FIG. 8.15. Diferenciador con diodo para suprimir los fillos negativos.

b). En las formas de salida del diferenciador que se muestran en la Fig. 8.14., se han marcado con una x los fillos que se emplean para controlar la frecuencia del oscilador horizontal. Estos fillos están separados el tiempo correspondiente a la exploración de una línea. Obsérvese que si el pulso vertical no estuviera ranurado, algunos pulsos no aparecerían, lo que haría perder la sincronía en el oscilador horizontal. Además, los pulsos igualadores producen fillos que

no se utilizan. Sin embargo, como se verá en la sección 8.2.3. estos pulsos no afectan la frecuencia del oscilador.

8.2.3. CONTROL AUTOMÁTICO DE FRECUENCIA (CAF).

Debido a que el diferenciador es un filtro pasa altos, los pulsos de ruido logran pasar a través de éste. Si se usaran los pulsos que se obtienen del diferenciador para controlar directamente la frecuencia del oscilador horizontal, los pulsos de ruido provocarían que el oscilador perdiera continuamente la sincronía. Esto se evita usando el control automático de frecuencia (ver Fig. 8.5.).

El control automático de frecuencia, abreviado CAF, compara la frecuencia del oscilador horizontal, con la frecuencia de los pulsos producidos por el diferenciador. Si la frecuencia del oscilador es correcta, la tensión a la salida del CAF vale cero. Si el oscilador tiene una frecuencia superior a 15 750 Hz, el CAF produce una tensión continua positiva. Si el oscilador tiene una frecuencia inferior a 15 750 Hz, el CAF produce una tensión continua negativa. La tensión producida en el CAF se usa para corregir la frecuencia del oscilador.

Para comprender mejor el funcionamiento del CAF, veamos el circuito de la Fig. 8.16.

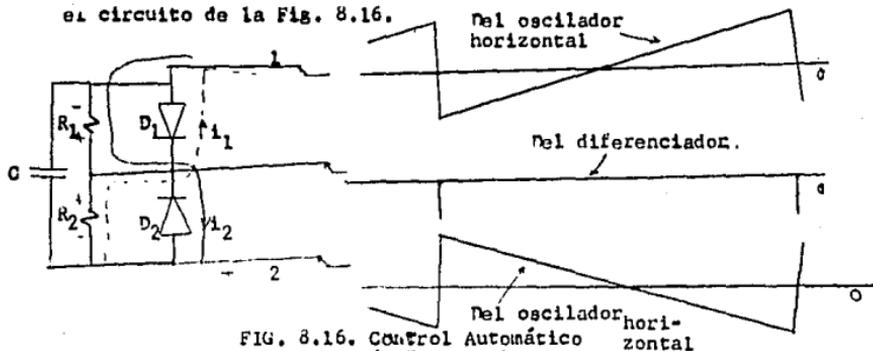


FIG. 8.16. Control Automático de Frecuencia.

Este circuito opera de la siguiente forma:

a). Los pulsos que se tienen a la salida del diferenciador se aplican a los cátodos de los diodos. Esto hace que los diodos conduzcan corrientes de igual valor, haciendo que la tensión entre los puntos 1 y 2 sea cero.

b). La tensión en diente de sierra producida en el oscilador horizontal, se aplica entre los puntos 1 y 2. Como se trata de una señal alterna, se puede considerar que en el punto 1 se aplica con una polaridad y en el punto 2 con la opuesta (ver Fig. 8.16.). Esto facilita la explicación. Los seniciclos po-

sitivos de la tensión diente de sierra aplicada al punto 1, hacen que circule una corriente a través de D_1 y R_2 denominada i_1 en la Fig. 8.16. La corriente i_1 provoca una caída de tensión en R_2 . Por otra parte, los semiciclos negativos de la tensión diente de sierra aplicada al punto 2, hacen que circule una corriente i_2 a través de D_2 y R_1 , ocasionando una caída de tensión en R_1 . Como las caídas de tensión en R_1 y R_2 son iguales y opuestas, la tensión entre los puntos 1 y 2 es cero.

c). Ahora consideramos lo que ocurre cuando se aplican simultáneamente los pulsos tomados del diferenciador y la tensión en diente de sierra del oscilador horizontal. El resultado será la suma de los efectos producidos por las dos tensiones. Sin embargo, debemos considerar tres casos, dependiendo de si es que la frecuencia del oscilador horizontal es de 15 750 Hz, igual a la de los pulsos del diferenciador; si la frecuencia del oscilador es superior, o si es inferior.

1. Cuando la frecuencia del oscilador horizontal es de 15 750 Hz, igual a la de los pulsos del diferenciador.

Este caso se indica en la Fig. 8.17. Los

pulsos provenientes del diferenciador se han sumado a las ondas de tensión diente de sierra aplicadas a los puntos 1 y 2 de la Fig. 8.16.

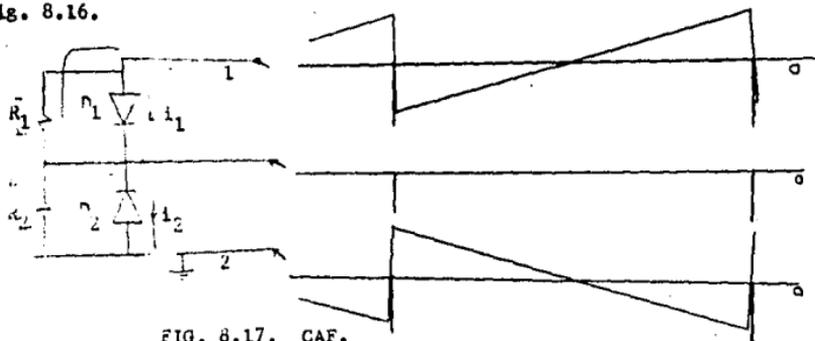


FIG. 8.17. CAF.
La frecuencia del oscilador horizontal es correcta e igual a 15 750 Hz.

Como lo muestra la Fig. 8.17., los semiciclos positivos de la tensión aplicada en 1 y los semiciclos negativos de la tensión aplicada en 2 no se ven afectados, por lo que la tensión entre los puntos 1 y 2 es cero.

2. Cuando la frecuencia del oscilador horizontal es superior a 15 750 Hz.

Este caso se ilustra en la Fig. 8.18.

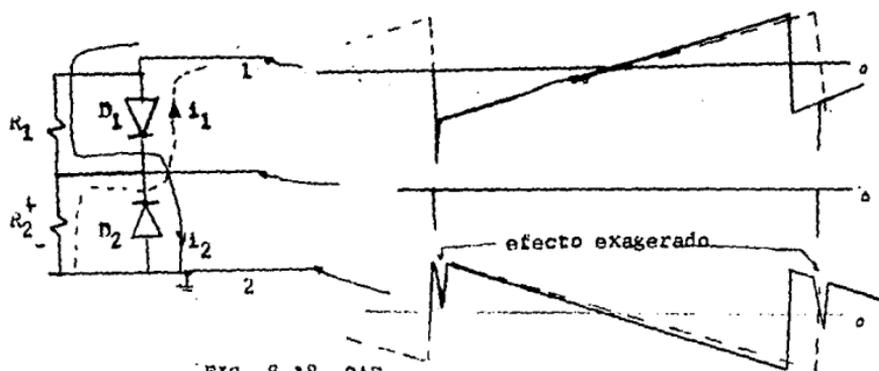


FIG. 8.18. CAF.
La frecuencia del oscilador horizontal es superior a 15 750 Hz.

Aquí, los semiciclos positivos de la señal aplicada al punto 1 no han sido afectados. Sin embargo, los semiciclos positivos aplicados al punto 2 son de un valor menor, debido a los pulsos provenientes del diferenciador. Esto provoca una caída de tensión mayor en R_2 que en R_1 , ya que la corriente i_1 es mayor que i_2 . Por lo tanto, la tensión entre los puntos 1 y 2 es positiva.

3. Cuando la frecuencia del oscilador horizontal es inferior a 15 750 Hz.

La Fig. 8.19. indica esta situación.

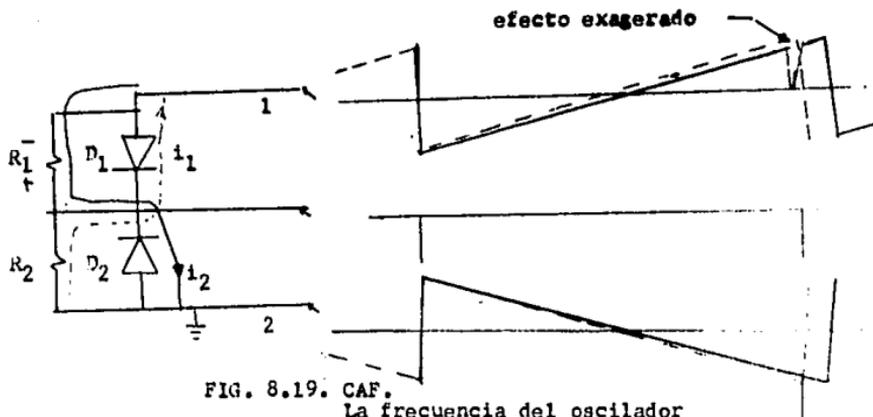


FIG. 8.19. CAF.
La frecuencia del oscilador horizontal es inferior a 15 750 Hz.

Este caso es opuesto al de la Fig. 8.18., ya que los semiciclos positivos de la señal aplicada al punto 2 no son afectados. Los semiciclos positivos de la señal aplicada al punto 1 son ahora afectados por los pulsos del diferenciador, haciendo que la tensión sea menor. Así, la caída de tensión en R_1 es mayor que en R_2 , puesto que la corriente i_2 es mayor que i_1 . La tensión resultante entre los puntos 1 y 2 es negativa. ¹¹².

112. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 333-340.

frecuencia. El lugar preciso donde se aplica la tensión del CAF, es en la base del transistor que opera como conmutador (ver Figs. 7.24., 7.30. y 7.32. en el capítulo 7). Esta tensión tiene los siguientes efectos:

a). Si la tensión es positiva, el transistor que opera como conmutador, es decir, al que se le aplica la tensión del CAF en la base, dura mayor tiempo en estado de corte, por lo que la frecuencia del oscilador disminuye.

b). Si la tensión aplicada es negativa, sucede lo contrario que en el punto a, por lo que la frecuencia del oscilador aumenta.

c). Una tensión nula no tiene efecto en la frecuencia del oscilador.

8.2.4. INTEGRADOR.

El integrador opera en forma inversa al diferenciador. Es decir, la rapidez de cambio de la señal que se tiene a la salida, varía de acuerdo al valor de la señal de entrada.

En la Fig. 8.21. se muestra un diagrama a bloques de un integrador al cual se le aplica un pulso cuadrado. Obsérvese la forma que tiene la señal a la salida del integrador.

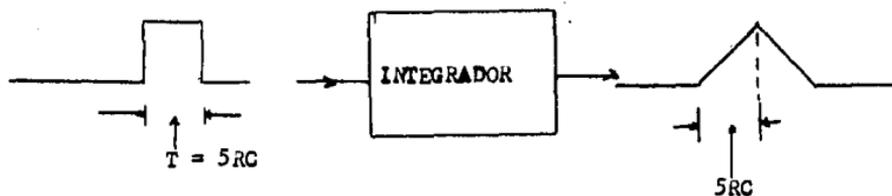


FIG. 8.21. Integrador ideal.

Un integrador se puede implementar mediante una red RC. La Fig. 8.22. muestra un circuito integrador. A la entrada de este circuito se le aplica un pulso cuadrado, cuyo ancho (T), es igual a $5RC$. El circuito opera de la siguiente forma:

a). Al aplicar el pulso, circula una corriente que carga al capacitor. La forma en que aumenta la tensión en el capacitor está indicada en la Fig. 8.12., en la sección 8.2.2.

b). Al llegar al final del pulso, han transcurrido 5 constantes de tiempo, por lo que la tensión en el capacitor es prácticamente igual a la tensión del pulso aplicado.

c). Una vez terminado el pulso, la tensión en el capacitor disminuye en forma exponencial, con una curva igual a la curva de la corriente en la Fig. 8.12.

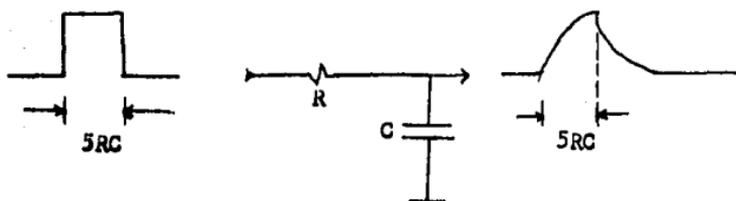


FIG. 8.22. Circuito integrador.

Como se puede notar, la señal que se tiene a la salida del circuito integrador de la Fig. 8.22. es semejante a la del integrador ideal de la Fig. 8.21.

Para que la forma de la señal a la salida del circuito integrador sea mas parecida a la ideal, el ancho del pulso aplicado debe ser menor a 5 constantes de tiempo. De esta forma, la carga y descarga del capacitor serán mas lineales.

En conclusión, para obtener un integrador se requiere: Que el ancho del pulso sea menor que $5RC$. Generalmente el valor de la constante de tiempo se elige de modo que el ancho del pulso represente entre 2 y $5RC$.

Como se indicó en la Fig. 8.5., los pulsos a la salida del

separador de sincronía se aplican a un circuito integrador. La constante de tiempo del circuito integrador se escoge de forma que cuando se apliquen los pulsos horizontales, el condensador del integrador prácticamente no se cargue y se alcance a descargar completamente antes de que se presente el siguiente pulso horizontal. Sin embargo, cuando se aplique el pulso de sincronía vertical ranurado, se necesita que el condensador del integrador vaya aumentando paulatinamente su carga, de manera que cuando se alcance cierto nivel se produzca el retorno del oscilador vertical. La elección de esta constante de tiempo es sencilla, si se toma en cuenta lo siguiente:

1. El ancho de los pulsos horizontales es de 5.1 microsegundos.

2. El tiempo entre dos pulsos horizontales es 58.4 microsegundos.

3. El pulso de sincronía vertical ranurado tiene un ancho de 190 microsegundos; ya que contiene seis pulsos de 29 microsegundos, separados por ranuras de 2.5 microsegundos.

Una constante de tiempo adecuada es de 100 microsegundos.¹¹³

113. Ibid. pp. 327, 328.

La Fig. 8.32. muestra la señal que se tiene a la salida del integrador para los pulsos al final de los campos impar y par.



Fin del campo impar



Fin del campo par

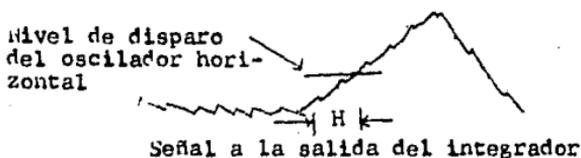


FIG. 8.32. Forma de la señal a la salida del integrador cuando se aplican los pulsos que se tienen al final de los campos impar y par.

De la Fig. 8.32. es importante notar lo siguiente:

a). El punto en el que se produce el retorno del oscilador horizontal, es cuando ha transcurrido el tiempo equivalente al explorado de una línea horizontal, a partir del inicio del pulso vertical. Esto se hace con el objeto de que se necesite una tensión no muy baja para disparar el oscilador. De lo contrario, algún ruido que se presentara haría que el oscilador vertical perdiera la sincronía. De cualquier forma se tiene la ventaja de que el integrador es un filtro de paso bajo, por lo que la mayoría de los pulsos de ruido se eliminan.

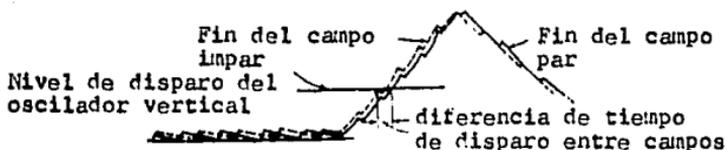
b). El punto en el que se dispara el oscilador al final de los campos impar y par debe ser el mismo, exactamente después de haber sido exploradas 262.5 líneas. De no ser así, se tendría un incorrecto entrelazado de líneas pares e impares. En la Fig. 8.32. la señal a la salida del integrador es la misma para los campos impar y par gracias a los pulsos igualadores. En la Fig. 8.33. se indica la señal que se obtendría a la salida del integrador al final de los campos impar y par, si no existieran los pulsos igualadores.



Fin del campo impar



Fin del campo par



Señal a la salida del integrador

FIG. 8.33. Forma de las señales a la salida del integrador para la aplicación de los pulsos al final de los campos impar y par. Los pulsos igualadores no están presentes.

El hecho de que las señales sean diferentes al final de los campos impar y par, se debe a la diferencia de media línea entre los campos. En esta situación, el retorno del oscilador vertical no se haría en el mismo punto, sino que se produ-

circa primero al final del campo impar. Por lo tanto, el entrelazado no sería correcto.

Los pulsos igualadores sirven por lo tanto para igualar la señal a la salida del integrador cuando se aplican los campos impar y par. Si bien es cierto que antes de los pulsos igualadores existe la diferencia de media línea entre los dos campos, para el tiempo en que se presenta el pulso vertical, esta diferencia ha desaparecido.¹¹⁴

En la Fig. 8.34. se muestra un circuito integrador más sofisticado.

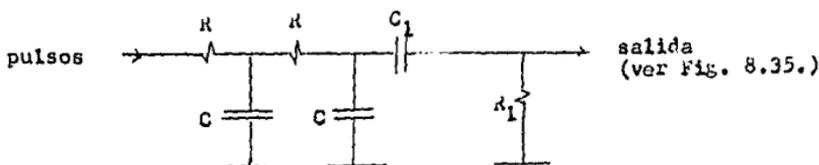


FIG. 8.34. Circuito integrador modificado.

Este circuito es más adecuado por lo siguiente:

1. Se tienen dos etapas integradoras, cada una con una constante de tiempo de 50 microsegundos, por lo que al apli-

114. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, pp. 648, 649.

car el pulso vertical el condensador se carga hasta un valor mayor que con una etapa.

2. Se coloca un diferenciador a la salida del integrador. La señal que se obtiene a la salida se indica en la Fig. 8.35.



FIG. 8.35. Forma de la señal a la salida del circuito de la Fig. 8.34., cuando se aplican los pulsos al final del campo impar o par.

Con la configuración de la Fig. 8.34. el entrelazado se vuelve más preciso.¹¹⁵

115. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, pp. 13.166., 13.168.

El pulso de tensión que se obtiene del integrador, se aplica a la base del transistor del oscilador vertical que opera como conmutador (ver Fig. 7.24.). Esta tensión hace que el transistor entre en conducción, produciéndose el retorno. En la Fig. 8.36. se muestra lo que sucede cuando el pulso del integrador se aplica a la base del oscilador de bloqueo. (ver sección 7.5. y Figs. 7.30. y 7.31.).

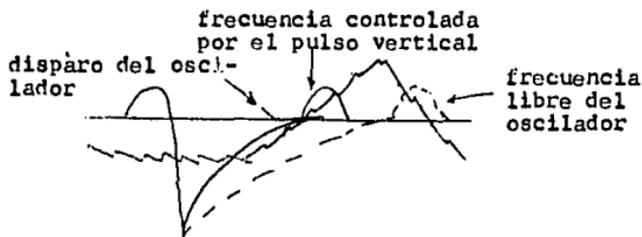


FIG. 8.36. Tensión en la base del oscilador de bloqueo al cual se le añade el pulso del integrador para modificar su frecuencia.

IX. CIRCUITOS ADICIONALES PARA COLOR.

9.1. INTRODUCCION AL COLOR.

De acuerdo a estudios que han sido realizados en colorimetría, rama de la física que estudia todos los fenómenos asociados al color, basta emplear combinaciones de luz roja, verde y azul, para reproducir todos los colores.

Proyectando igual cantidad de energía de luz roja, verde y azul en un mismo lugar obtenemos blanco. Si de las luces proyectadas eliminamos una de ellas, ya sea la roja, la verde o la azul, obtenemos el cian, el magenta o el amarillo, respectivamente. Esto se indica en la Fig. 9.1.

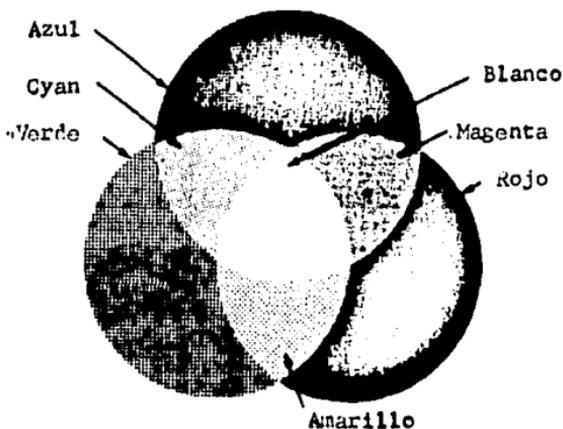


FIG. 9.1. Combinación de iguales cantidades de energía de luz roja, verde y azul.

9.1.1. TUBOS DE IMAGEN EN COLOR.

Los tubos de imagen en color contienen tres cañones. Además, en la pantalla de éste se colocan conjuntos de fósforos rojos, verdes y azules. Los cañones pueden tener dos configuraciones, que son en delta y en línea. Así, los fósforos se distribuyen en la pantalla del tubo de imagen en función de la configuración empleada.

a). Configuración de cañones en delta.

En la Fig. 9.2. se muestra este tipo de configuración. Los cañones se observan desde la parte posterior de la pantalla del tubo de imagen.

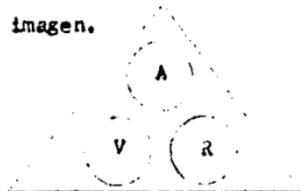


FIG. 9.2. Configuración de cañones en delta.
Vista posterior de la pantalla del tubo de imagen.

En esta configuración los cañones forman una delta. Los puntos de fósforo se agrupan en la pantalla del tubo de imagen

formando triadas, como se indica en la Fig. 9.3.



FIG. 9.3. Agrupación de los fósforos en la pantalla del tubo de imagen, para configuración de cañones en delta.

b). Configuración en línea.

La Fig. 9.4. muestra esta configuración. Los cañones se observan nuevamente desde la parte posterior de la pantalla del tubo de imagen.

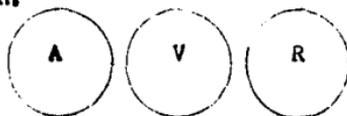


FIG. 9.4. Configuración de cañones en línea.
Vista posterior de la pantalla del tubo de imagen.

En esta configuración los cañones se disponen formando una línea. Los fósforos se colocan en la pantalla del tubo de imagen formando tiras verticales, como se observa en la Fig. 9.5. 116

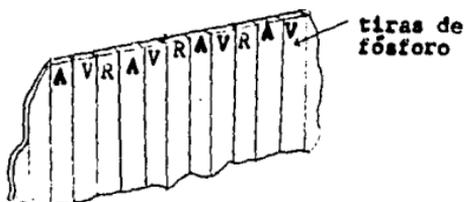


FIG. 9.5. Agrupación de los fósforos en la pantalla del tubo de imagen, para configuración de cañones en línea.

Además de los fósforos que se colocan en la pantalla del tubo de imagen, se emplea una pantalla, denominada máscara de sombra, la cual consiste en una placa de metal con orificios para la configuración delta y con ranuras para la configuración en línea. La función de la máscara de sombra es que los haces de electrones golpeen únicamente los fósforos que les correspondan. En la Fig. 9.6. se muestran las máscaras de sombra para configuración de cañones en delta y en línea.

116. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 193, 194.

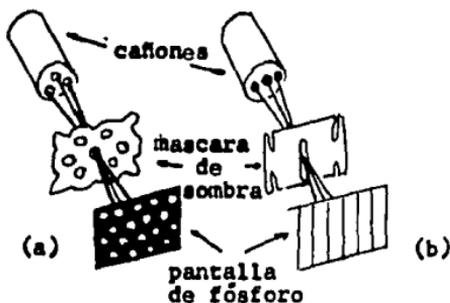


FIG. 9.6. Máscaras de sombra.
a). Para configuración de cañones en delta.
b). Para configuración de cañones en línea.

El haz de electrones de cada uno de los cañones del tubo de imagen es modulado por las señales de video que corresponden a las variaciones de intensidad de luz roja, verde y azul de la escena. Así, el cañón que recibe la señal de video roja debe golpear únicamente a los fósforos rojos, por lo que se designa "cañón rojo". Los otros cañones se designan "cañón verde" y "cañón azul", y deben golpear los fósforos verdes y azules respectivamente.

De esta forma, controlando la intensidad del haz de electrones de cada uno de los cañones del tubo de imagen, podemos reproducir cualquier color. Por ejemplo, si se aplican señales de video idénticas a los tres cañones podemos obtener la misma imagen que se obtendría en un televisor blanco y negro. Cuando el haz de

electrones es máximo y de igual valor para los tres cañones, se reproduce el blanco. Aumentando la intensidad del haz para el cañón rojo se percibe roja la imagen, mientras que disminuyendo su intensidad se percibe cian. Estos colores son complementarios. El complementario de un color es aquel que hay que sumarle para obtener blanco.

La forma de controlar el haz de electrones de los cañones, como se explicó en la sección 4.2.2., para una señal de video positiva acoplada al cátodo del tubo de imagen, es variando la tensión aplicada. Entre menor tensión se aplique al cañón, mayor será la intensidad del estímulo producido al incidir el haz de electrones de dicho cañón en el fósforo.

Por último diremos que los fósforos están colocados muy cerca unos de otros en la pantalla del tubo de imagen, por lo que el ojo del espectador, colocado a una distancia razonable de la pantalla de televisión (de 4 a 6 veces la altura de la pantalla), integra los tres estímulos, como si fueran presentadas luz roja, verde y azul al mismo tiempo (ver sección 9.1.).

9.1.2. COMPATIBILIDAD ENTRE RECEPTORES BLANCO Y NEGRO, Y EN COLOR.

Debido a que la televisión en color apareció después de la televisión en blanco y negro, cuando ya existían varios recepto-

res en uso, la transmisión de televisión en color requirió:

a). Que los receptores blanco y negro, y de color fueran compatibles. Es decir, que tanto el receptor monocromático, como el de color, reprodujeran una imagen en blanco y negro, sin importar si la imagen se transmitía con o sin color. Además, se debía tener la posibilidad de añadir una información que permitiera reproducir una imagen en color para receptores de este tipo, cuando la transmisión fuera en color.

b). Que la información en color fuera transmitida en el mismo canal de televisión, es decir, dentro del ancho de banda de 6 MHz, sin causar interferencias. ¹¹⁷

9.2. CIRCUITOS DE COLOR.

Los circuitos que un receptor de color tiene, en adición a los del receptor blanco y negro, los podemos considerar divididos en cuatro secciones.

1. Sección de luminancia.

Esta sección permite reproducir una imagen como la que se obtendría en un receptor blanco y negro.

117. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, p. 659.

2. Sección de croma.

Aquí se obtiene la información que permite añadir el color a la imagen.

3. Sección de matizado.

Esta sección combina las señales de las secciones de luminancia y croma, produciendo las señales de video para los cañones del tubo de imagen.

4. Sección de convergencia.

Esta sección se asegura de que el haz de electrones de cada uno de los cañones del tubo de imagen excite a los fósforos que les corresponden, durante la exploración.

9.2.1. SECCION DE LUMINANCIA.

9.2.1.1. SEÑAL DE LUMINANCIA.

Esta señal, designada con la letra Y, corresponde a la señal de video de un receptor monocromático. Se llama luminancia, ya que representa el brillo o intensidad de luz de los objetos de la imagen. La señal de luminancia se forma tomando en cuenta el nivel de intensidad de luz que percibe el ojo para los distintos colores.

La Fig. 9.7. es una curva en la que se grafican los colores,

colocados de acuerdo a su longitud de onda, contra la intensidad de luz captada por el ojo. Únicamente se han indicado los colores rojo, verde y azul, que son los que nos interesan.

Sensibilidad del ojo humano

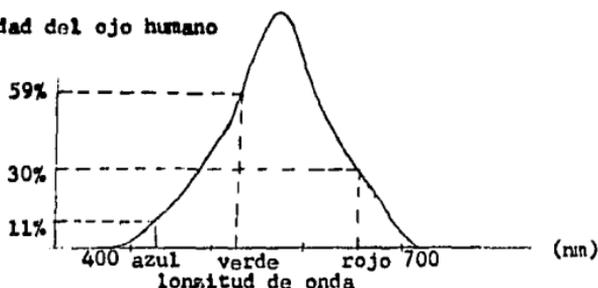


FIG. 9.7. Intensidad de luz captada por el ojo en función del color.

Como se puede observar de la Fig. 9.7., la curva es semejante a la respuesta de un circuito de simple sintonía.

De acuerdo a esta curva, nuestros ojos son más sensibles al verde. En forma aproximada son dos veces más sensibles al verde que al rojo, y tres veces más sensibles al rojo que al azul. ¹¹⁸

118. BORQUE Alfredo. TV COLOR. Paraninfo, España, 1981, pp. 21, 22.

9.2.1.2. FORMACION DE LA SEÑAL DE LUMINANCIA.

La Fig. 9.8. es un diagrama a bloques, que indica como se forma la señal de luminancia en el transmisor.

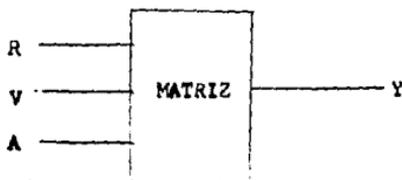


Fig. 9.8. Formación de la señal de luminancia en el transmisor.

Las letras R, V y A corresponden a las señales de video roja, verde y azul, respectivamente, producidas en la cámara de televisión. Estas tensiones se aplican a una matriz, en la cual se combinan en los porcentajes que se indican en la siguiente ecuación:

$$Y = 0.30 R + 0.59 V + 0.11 A$$

Donde:

Y = señal de luminancia.

R, V y A = tensiones producidas por las variaciones de luz roja, verde y azul en la imagen respectivamente.

Los porcentajes de la señal de luminancia corresponden a la intensidad de luz con que el ojo percibiría el color rojo, verde o azul, como se indicó en la Fig. 9.7.

La matriz consiste en varios divisores de tensión con una resistencia común, como se indica en la Fig. 9.9.a.

En la Fig. 9.9.b. se muestra una imagen de barras que incluye los colores primarios, sus complementarios y el blanco. También se indican las señales de video roja, verde y azul producidas al explorar una línea, así como los valores que corresponden a la señal Y, para cada barra. Las barras se encuentran distribuidas de mayor a menor luminancia. 119

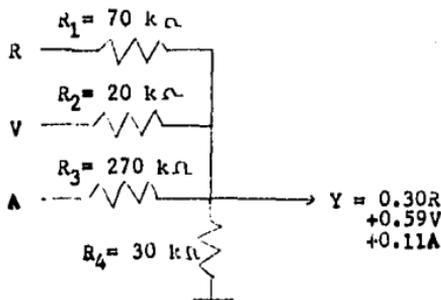


FIG. 9.9.a. Matriz para formar la señal de luminancia.

119. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 148, 149, 154.

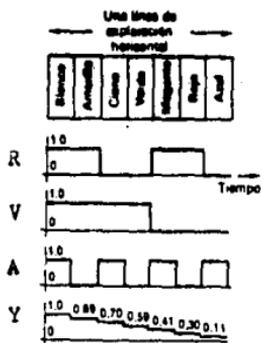


FIG. 9.9.b. Construcción de la señal de luminancia Y, utilizando las tensiones roja, verde y azul, producidas al explorar una imagen de barras.

9.2.1.3. CIRCUITOS DE LA SECCION DE LUMINANCIA.

La Fig. 9.10. muestra un diagrama de bloques de la sección de luminancia del receptor en color.

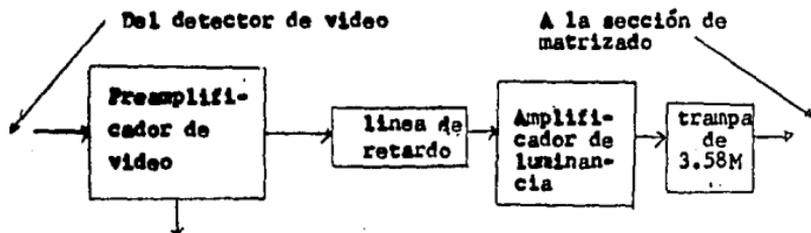


FIG. 9.10. Sección de luminancia del receptor de color.

a). Preamplificador de video.

Consiste de una etapa amplificadora, que se separa del resto del amplificador, la cual opera como seguidor de emisor para separar la señal en dos. Una de ellas continua a través de la sección de luminancia y la otra se aplica a la sección de croma. El ancho de banda de esta etapa es de 4 MHz, lo que permite mantener toda la información de video que fue transmitida.

b). Línea de retardo.

El flujo de una señal a través de un circuito depen-

de del ancho de banda del circuito. Entre mayor ancho de banda tenga este, la señal se dilata menos en procesarse, por lo que llega más rápido que en uno con un ancho de banda menor.

La sección de luminancia tiene un ancho de banda mayor que la sección de croma. Por lo tanto, se requiere retardar la señal de luminancia alrededor de 1 microsegundo, para que se pueda combinar adecuadamente con la señal de croma.

Una línea de retardo consiste en una bobina colocada alrededor de un tubo aislante de plástico o vidrio y cubierto por un revestimiento aislante. La Fig. 9.11. muestra el esquema y símbolo de una línea de retardo típica.¹²⁰

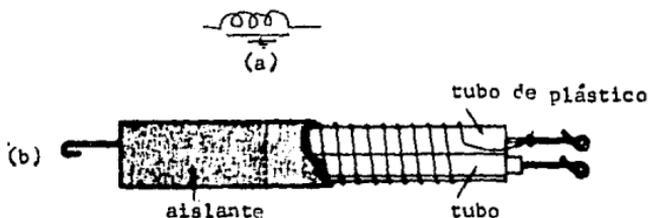


FIG. 9.11. Línea de retardo.

a). Símbolo.

b). Esquema físico.

120. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICE. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, pp. 393, 395.

c). Amplificador de luminancia.

Este amplificador es como el amplificador de video de un receptor blanco y negro, sólo que su ancho de banda es de 30 Hz hasta 3 MHz. El ancho de banda se reduce con el objeto de eliminar las interferencias con la señal de cromina, la cual se sitúa entre 3 y 4 MHz, como se verá en la sección de cromina.

d). Trampa de 3.58 MHz.

La señal de cromina se envía en las bandas laterales de una subportadora suprimida, cuyo valor es de 3.58 MHz aproximadamente (ver sección 9.2.2.). El objeto de esta trampa es evitar definitivamente las interferencias que pudiera causar la información de color.

9.2.2. SECCION DE CROMINA.

9.2.2.1. SEÑAL DE CROMINA.

Por cromina entendemos color. Para que un color sea percibido por el ojo, además de la señal de luminancia indicada en la sección 9.2.1., se requiere que posea otras dos características, que son matiz y saturación.

a). matiz.

El matiz es lo que normalmente se designa como color. También se le conoce como tinte. Así, el pasto tiene un matiz verde.

b). saturación.

La saturación o pureza indica que tan intenso es un matiz. Si a un matiz dado agregamos luz blanco, éste se irá diluyendo, es decir, se irá aclarando y tendrá menor saturación.

La señal de croma lleva la información del matiz y saturación. Esta señal, que se suele designar con la letra C, tiene variaciones de fase con respecto a una señal de referencia y variaciones de amplitud. Las variaciones de fase indican el matiz y las de amplitud la saturación. Esto se puede representar en el círculo de color de la Fig. 9.12.

En el círculo de color se colocan los matices ordenados de acuerdo a su longitud de onda, desde el azul, hasta el rojo. La porción que queda entre el rojo y el azul se completa combinando estos matices.

En la Fig. 9.12. se indican donde quedan colocados los matices rojo, verde y azul, así como sus complementarios cyan, magenta y amarillo, respectivamente. Estos colores, es decir, el rojo, verde y azul, están separados 180 grados de su complementario correspondiente. Toda sección del círculo que esté situada entre dos matices, representa un color que se forma combinando éstos. La proporción en que se combinan los colores, depende de la distancia desde el punto considerado a sus matices adyacentes. El matiz que esté mas cercano a dicho punto, contribuirá en mayor proporción.

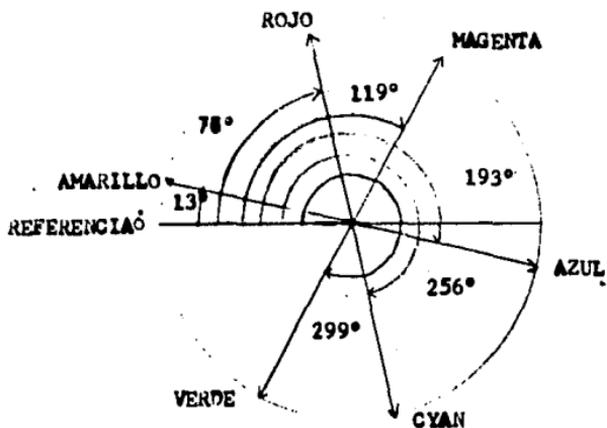


FIG. 9.12. Círculo de color.

Los matices colocados en la periferia del círculo de color se encuentran saturados. Entre mas cercano esté un matiz del centro del círculo, estará menos saturado, es decir, tendrá añadida mayor cantidad de luz blanca. El centro del círculo representa el blanco.

La señal de croma se puede representar en el círculo de color como un fasor, en el cual, la amplitud indica que tan saturado está el color, y su fase con respecto a una señal de referencia representa el matiz. ¹²¹

9.2.2.2. CONSIDERACIONES PARA LA TRANSMISION DE LA SEÑAL DE CROMA EN EL CANAL DE TELEVISION.

La señal de croma se debe transmitir en el canal de televisión, sin causar interferencias con las señales de luminancia y de sonido. Para lograr esto, se deben tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

a). El espectro en frecuencia que indica la distribución de energía de la señal de luminancia se indica en la Fig. 9.13. Como se observa, la energía de esta señal está localizada o concentrada cerca de los armónicos pares de la mitad de frecuencia de explorado de línea, la cual es de 7 875 Hz. Por lo tanto, a las

121. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombe, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 139-141, 152, 153.

frecuencias armónicas impares de la mitad de explorado de línea, prácticamente no hay energía. Dentro de estos espacios se puede situar la información de croma. ¹²²

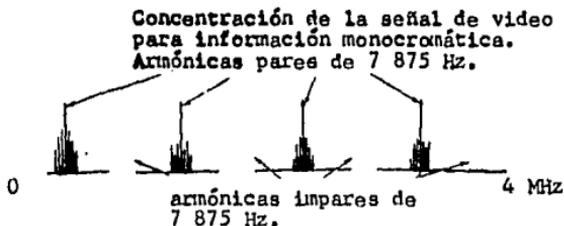


FIG. 9.13. Distribución de energía de la señal de luminancia.

Además, las armónicas pares de la mitad de la frecuencia de explorado de línea se refuerzan cuando se explora la misma línea para dos cuadros sucesivos, mientras que las armónicas impares se cancelan. Esto está ilustrado en la Fig. 9.14. ¹²³

122. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, p. 661.
123. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICE. Weston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, pp. 361, 362.

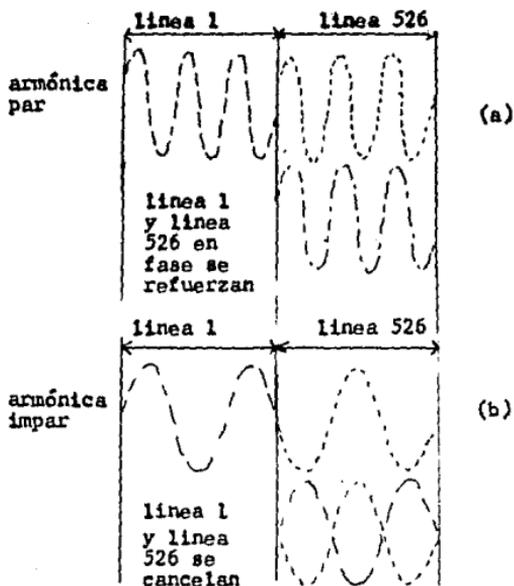


FIG. 9.14. a). Las armónicas pares de la mitad de frecuencia de explorado de línea, que corresponden a información de luminancia se refuerzan.
 b). Las armónicas impares de la mitad de frecuencia de explorado de línea, que corresponden a información de color se cancelan.

b). Es preferible utilizar un armónico impar cuyo valor sea lo más elevado posible. Esto se debe a que entre mayor es la frecuencia de la señal de luminancia, hay menor cantidad de energía. Además, las frecuencias con valor mas elevado en la

información de luminancia representan los detalles de la imagen, por lo que la información de color que atravesara la sección de luminancia produciría, si acaso, grancs muy finos, poco visibles.

c). Se debe evitar que existan batidos entre la información de color y la señal de 4.5 MHz que se emplea como segunda FI de sonido, pues se producirían interferencias en la señal de video. Si la señal de 4.5 MHz fuera una armónica par de la mitad de frecuencia de explorado de línea, sería más difícil que la información de color interactuara con ésta. Sin embargo, la señal de 4.5 MHz no se puede cambiar, debido a que los receptores utilizan el sistema de recepción de sonido interportadora (ver capítulo 6). Precediendo a la inversa, el 286 avo. submúltiplo de 4.5 MHz es $4\ 500\ 000/286 = 15\ 734.26$ Hz. Esta frecuencia es muy cercana a la frecuencia de explorado de línea, por lo que se puede hacer que el receptor trabaje a esta frecuencia. Como ahora se exploran 15 734.26 líneas por segundo y un campo consta de 262.5 líneas, la frecuencia de explorado vertical se modifica a 59.94 Hz. Esta frecuencia también es muy cercana a la que se usaba normalmente de 60 Hz.

La 455 ava. armónica de la mitad de frecuencia de explorado

de línea, cuyo valor es 3.579545 MHz, cumple con estos requisitos, Por lo tanto la información de color se transmite modulando una subportadora que se suele designar como de 3.58 MHz, la cual se suprime en la modulación. Esta señal, es la señal de cromina.¹²⁴

9.2.2.3. FORMACION DE LA SEÑAL DE CROMA.

La Fig. 9.15., es un diagrama a bloques, que indica como se forma la señal de cromina en el transmisor.

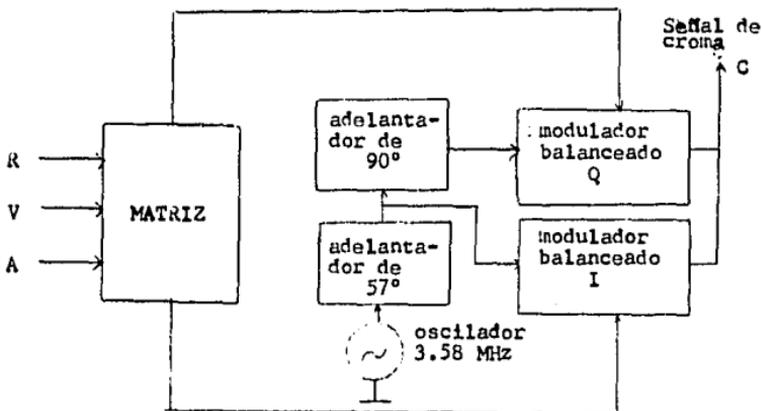


FIG. 9.15. Formación de la señal de cromina en el transmisor.

124. KIVER Milton S. FUNDAMENTOS DE LA TELEVISION EN COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1981, pp. 38, 39.

R, V y A corresponden a las señales de video roja, verde y azul, respectivamente, producidas en la cámara de televisión. Estas tensiones se aplican a una matriz, la cual contiene redes como las que se usan para formar la señal de luminancia (ver sección 9.2.1.2.), donde se combinan formando dos señales, designadas I y Q. Los porcentajes con que contribuyen las tensiones roja, verde y azul en las señales I y Q se indican en las siguientes ecuaciones:

$$I = 0.60 R - 0.28 V - 0.32 A$$

$$Q = 0.21 R - 0.52 V + 0.51 A$$

Donde:

I y Q = señales I y Q respectivamente.

R, V y A = tensiones producidas por las variaciones de luz roja, verde y azul en la imagen, respectivamente.

Los signos negativos indican que la tensión tiene una polaridad opuesta a las positivas.

La combinación de colores en estas señales se puede interpretar de la siguiente forma:

a). Para la señal I: Al blanco se le añade rojo en 60%, se disminuye el verde en 28% y se disminuye el azul en 32%. El matiz que resulta es naranja.

b). Para la señal Q: Al blanco, se le añade rojo en 21%, se disminuye el verde en 52% y se añade azul en 51%. Esto da como resultado un matiz púrpura.

Las señales I y Q se pueden representar como fasores en el círculo de color, como se indica en la Fig. 9.16.

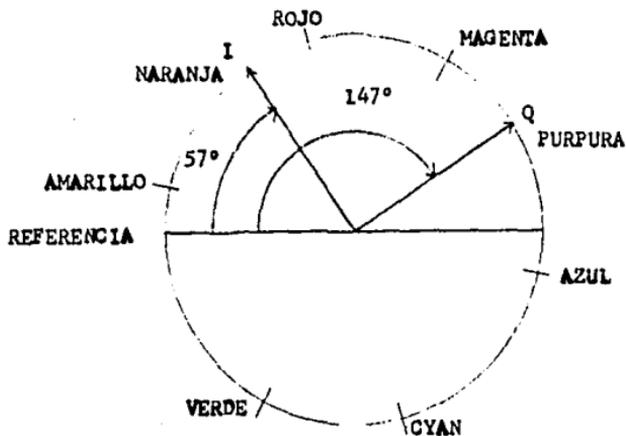


FIG. 9.16. Representación de las señales I y Q en el círculo de color.

Como se observa en esta figura, las señales I y Q se encuentran defasadas 90 grados entre sí. Además, los valores de las señales I y Q estarán cambiando continuamente, dependiendo del valor de tensión roja, verde y azul producidos al explorar la imagen. Así, su valor será máximo para los colores naranja y púrpura, respectivamente.

En la Fig. 9.17., se muestra una imagen de barras, en la que se indican los colores primarios, sus complementarios y el blanco. También se indican las señales de video roja, verde y azul producidas al explorar una línea, así como los valores que corresponden a las señales I y Q, para cada una de las barras. Se debe observar que para iguales cantidades de tensión roja, verde y azul, es decir, para el blanco, las señales I y Q valen cero.

Regresando a la Fig. 9.15., las señales I y Q se aplican a los moduladores balanceados I y Q, respectivamente. Un modulador balanceado produce modulación de amplitud con portadora suprimida. Para el modulador balanceado I se emplea una subportadora cuya frecuencia es de aproximadamente 3.58 MHz y cuya fase es de 57 grados con respecto a una señal de referencia, producida por un oscilador. Para el modulador balanceado Q se emplea una subportadora cuya frecuencia es también de aproximadamente 3.58 MHz, pero cuya fase es 147 grados con respecto a la señal de referencia producida en el

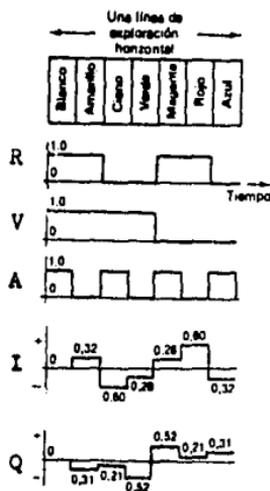


FIG. 9.17. Construcción de las señales I y Q utilizando las tensiones roja, verde y azul, producidas al explorar una imagen de barras.

oscilador.

Las bandas laterales producidas por los moduladores balanceados se suman a la salida, obteniéndose la señal de cromina.

Debido a que las señales I y Q se modulan con una subportadora cuya frecuencia es la misma, pero la cual está defasada 90 grados de la otra, el resultado es la suma vectorial de las señales I y Q. Por tanto, la señal de cromina se puede representar como un vector en el círculo de color (el término adecuado es fasor, ya que solo se cumplen las propiedades de suma y resta vectorial), tal como se indicó en la sección 9.2.2.1.

Para dejar la idea más clara, observemos la Fig. 9.18. Aquí observamos que:

a). Para el blanco, las señales I y Q valen cero, por lo que corresponde al centro del círculo. Entre mayor sean los valores de I y Q, será mayor la saturación del matiz. Por lo tanto, la amplitud del vector de cromina efectivamente representa la saturación.

b). Para distintos valores de señal I y Q, se producirán diferentes vectores de cromina, cuya fase será distinta con respecto a la señal de referencia. En la Fig. 9.18., se indica representada la señal de referencia producida por el oscilador local. Esta señal, como se indicó, está defasada 57 grados de la señal I y 147 grados de la señal Q, y corresponde al matiz amarillo-verde.

Considerando que la señal Q vale cero, el vector de croma sería el mismo que el vector I, que corresponde al matiz naranja. Si fuéramos aumentando el valor de la señal Q poco a poco, iríamos desplazando el vector de croma hacia el vector Q. Al hacerlo, la fase con respecto a la señal de referencia iría aumentando, y a la vez, se obtendrían los matices que resultan de la combinación de rojo y púrpura. Esto demuestra que la fase del vector de croma con respecto a la referencia indica el matiz.

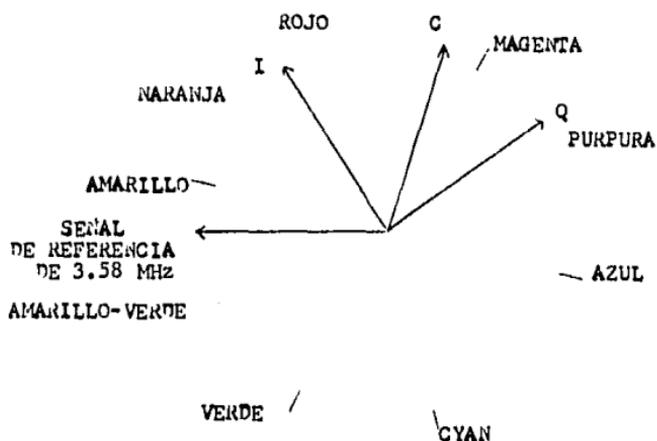


FIG. 9.18. Representación de la señal de croma, señales I y Q y señal de referencia de 3.58 MHz en el círculo de color.

La Fig. 9.19. muestra el aspecto de la señal de cromina para la exploración de una línea de la imagen de barras de la Fig. 9.17.

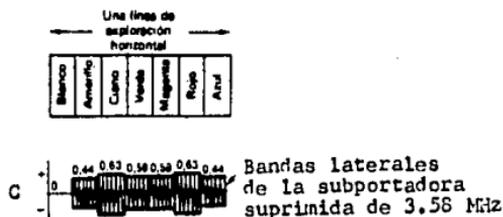


FIG. 9.19. Señal de cromina para una imagen de barras.

Por último, vale la pena mencionar las razones por las cuales se eligen las señales I y Q.

Según las investigaciones que se han hecho del ojo humano, para objetos relativamente grandes, el ojo percibe el color con bastante facilidad, pero conforme el tamaño del objeto se va reduciendo, el ojo comienza a tener dificultad en distinguirlos. Cuando los objetos son pequeños, prácticamente solo distingue el color naranja. Para ser más exactos, el ojo humano percibe

la mayoría de los colores, para detalles de la imagen que representan frecuencias de 0 a 0.5 MHz, y prácticamente sólo el naranja, para detalles que corresponden a frecuencias de 0.5 a 1.5 MHz.

La señal I se dice que está en fase a la máxima sensibilidad del ojo al color, de ahí su sigla, pues en inglés en fase se dice in phase. La señal Q esta a 90 grados o en cuadratura a la señal I, de ahí su sigla, pues en inglés en cuadratura se dice quadrature phase.

Cuando la señal I modula a la subportadora de 3.58 MHz, se crean bandas laterales de 2.08 a 5.08 MHz. Como se puede notar, las bandas laterales superiores de 4.08 MHz en adelante son indeseables, pues interfieren con la información de sonido. Por esta razón se emplea modulación de banda lateral vestigial, permitiendo un ancho de banda de 2MHz únicamente. La señal Q modula a su subportadora, creando bandas laterales de 3.08 a 4.08 MHz, por lo que no causa interferencias en la información de sonido.

La modulación de banda lateral vestigial de la señal I se logra colocando un filtro a la salida del modulador balanceado I de la Fig. 9.15.¹²⁵

125. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 142, 143, 153-157.

9.2.2.4. COMBINACION DE LA SEÑAL DE CROMA CON LA SEÑAL DE LUMINANCIA, PARA SU TRANSMISION.

La señal de croma se debe añadir a la señal de luminancia, para que esta información sea la que module la portadora de video del canal en cuestión. Además, debido a que la subportadora de color se suprime, se debe añadir una señal que permita recuperar la subportadora en el receptor, con la fase y frecuencia adecuada.

En la Fig. 9.20. se indica como se añade la información de color a la señal de luminancia.

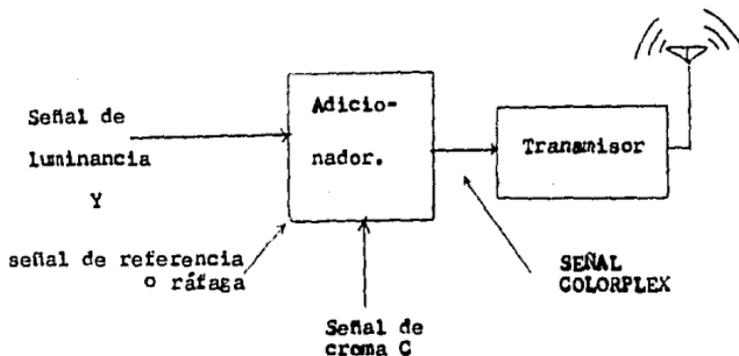


FIG. 9.20. Adición de la información de color a la señal de luminancia, para su transmisión.

La señal de referencia que se indica en la Fig. 9.20., corresponde a la señal producida en el oscilador de la Fig. 9.15. Esta señal se aplica únicamente durante el final del retorno horizontal, para evitar que interfiera con la información de croma. Como únicamente se transmite de 8 a 11 ciclos, los cuales al añadirse a la señal de luminancia quedan colocados en el pértico posterior del pulso de sincronía horizontal como se indica en la Fig. 9.21., se le suele llamar señal de ráfaga.

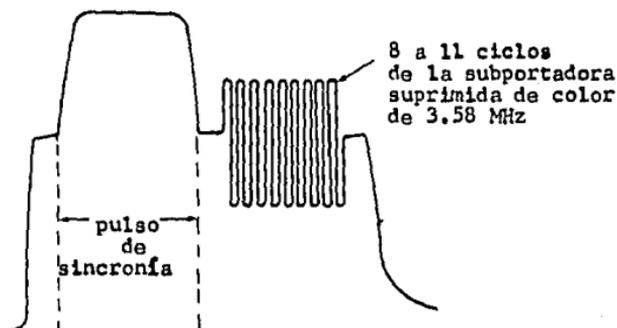


FIG. 9.21. Señal de ráfaga, añadida al pértico posterior del pulso de sincronía horizontal.

A la suma de las señales de luminancia, de croma y de ráfaga, en el adicionador de la Fig. 9.20., se le suele llamar señal de video colorplex.

En la Fig. 9.22., se muestra el aspecto que tiene la señal de video colorplex, para la exploración de una línea de una imagen de barras, en la que se incluyen los colores primarios, sus complementarios y el blanco. También se indican la señal de luminancia y la de croma.

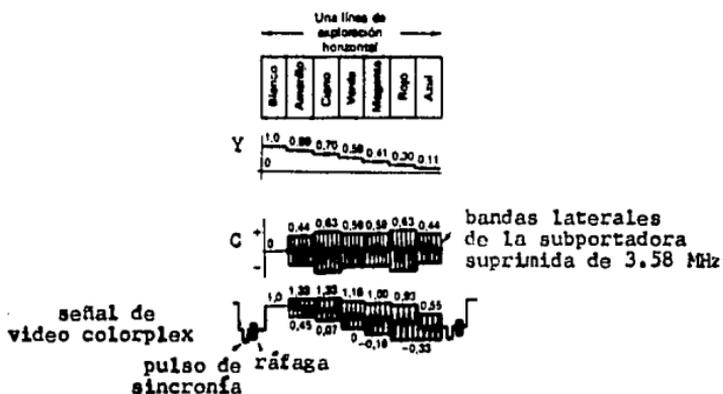


FIG. 9.22. Construcción de la señal de video colorplex.

En la Fig. 9.23. se indica el canal de T.V. estandard. En él se aprecian la portadora de video (PV), modulada con banda vestigial por la señal colorplex, la cual incluye la señal de luminancia y las bandas laterales de la subportadora suprimida de color, y la portadora de sonido (PS), modulada en frecuencia por la señal de audio.

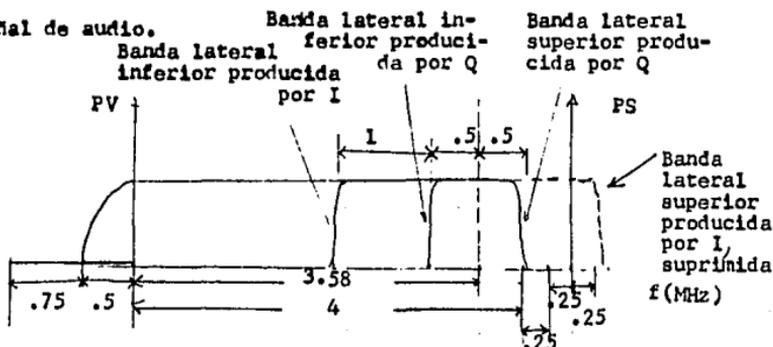


FIG. 9.23. Canal de T.V. estandard.

En esta figura se aprecia la necesidad de utilizar modulación de banda vestigial para la señal I en la subportadora suprimida de color, pues de otra forma las bandas laterales superiores quedarían dentro del canal de sonido.

9.2.2.5. CIRCUITOS DE LA SECCION DE CROMA.

La Fig. 9.24. muestra un diagrama a bloques de la sección de croma del receptor en color.

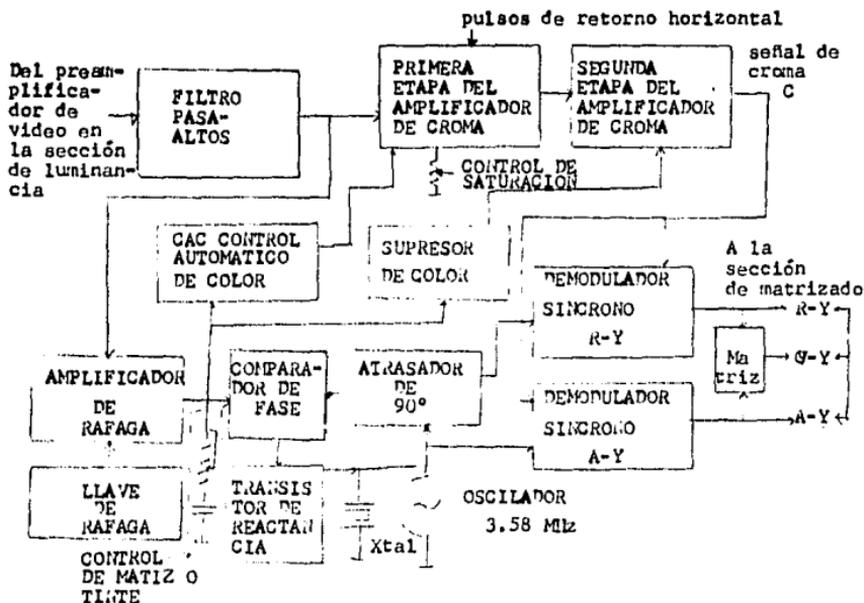


FIG. 9.24. Sección de croma del receptor en color.

a). Filtro pasa-altos.

Este filtro separa la señal de cromina y la señal de ráfaga de la señal de luminancia. En la Fig. 9.25.a. se indican las señales a la entrada y salida del filtro.

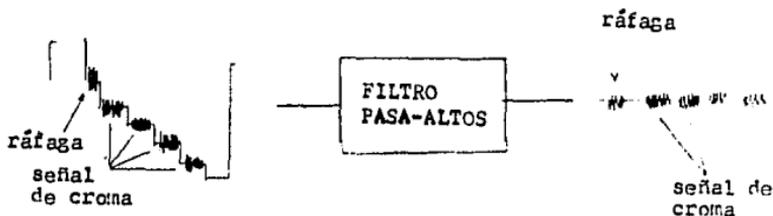


FIG. 9.25.a. Señales a la entrada y salida del filtro pasa-altos.

El filtro pasa-altos se suele diseñar para rechazar a todas las frecuencias inferiores a 2.5 o 3 MHz.

b). Amplificador pasabanda de cromina.

Este amplificador consiste en una o dos etapas amplificadoras del tipo sintonizado, como las de la sección de FI (ver capítulo 3). Incluso, se le llama a veces amplificador de FI de color, considerando como FI de color 3.58 MHz. Sin embargo,

su curva de respuesta no está sintonizada a 3.58 MHz como se podría pensar, sino que está sintonizada a una frecuencia ligeramente mayor a 4.08 MHz, generalmente a 4.1 MHz. Esto tiene como objetivo compensar la ganancia que se tiene para las bandas laterales de color en la sección de FI. Para comprender esto con claridad, observemos la Fig. 9.25.b En ella se muestra que al combinar los efectos de las curvas de respuesta de la sección de FI y del amplificador de cromina se logra una curva de respuesta plana para las bandas laterales de la subportadora suprimida de color de 3.58 MHz.¹²⁶

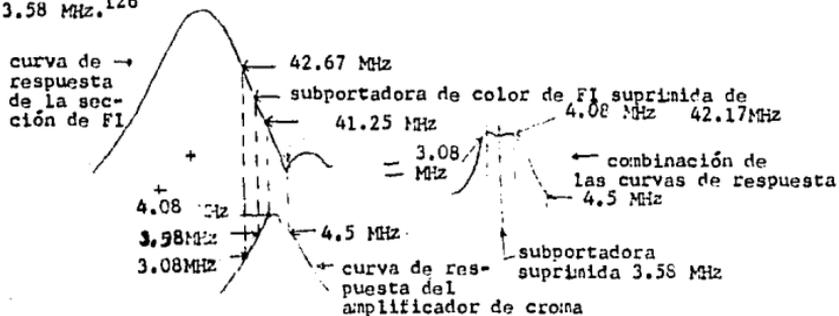


FIG. 9.25.b. Combinación de los efectos de las curvas de respuesta de la sección de FI y del amplificador de cromina para lograr una curva de respuesta plana para las bandas laterales de la subportadora suprimida de color.

126. Ibid. p. 362.

El amplificador de croma permite únicamente el paso de señales de croma de 3.08 a 4.08 MHz. Esto implica que se eliminan algunas frecuencias de la señal I. Sin embargo, prácticamente no se pierde mucha definición en color y simplifica los circuitos del receptor. Además, se añaden pulsos de retorno tomados desde el circuito de salida horizontal, los cuales llevan al corte al amplificador de croma impidiendo el paso de la señal de ráfaga.

En el amplificador de croma se tiene el control de color, el cual varía la ganancia del amplificador y por lo tanto la saturación de los colores. Este control funciona de la misma forma que el control de contraste (ver sección 4.2.6.1.).

c). Amplificador de ráfaga.

Este amplificador está polarizado en corte. Es llevado a conducción por la aplicación de pulsos de retorno tomados del circuito de salida horizontal, designados como llave de ráfaga en la Fig. 9.24. Por lo tanto el amplificador solo conduce cuando está presente la señal de ráfaga.

d). Control automático de color.

La señal de ráfaga a la salida del amplificador de ráfaga se rectifica, se filtra y se aplica al amplificador pasabanda para controlar su polarización. Este circuito, denominado CAC

funciona de la misma forma que el control automático de ganancia que se explicó en el capítulo 5.

e). Supresor de color.

Quando se transmite un programa de televisión en blanco y negro, la señal de luminancia situada de 3 a 4 MHz pasa a la sección de cromina a través del amplificador pasabanda de cromina y afecta la imagen presentada. El efecto en la imagen es que los contornos aparecen coloreados. Para evitar esto, el supresor de color se encarga de verificar si existe o no la señal de ráfaga. Quando la señal de ráfaga no existe significa que se trata de un programa en blanco y negro, por lo que pone en corte la segunda etapa del amplificador de cromina.

En la Fig. 9.26. se muestra una etapa supresora de color. Esta etapa rectifica la señal de ráfaga a la salida del amplificador de ráfaga, produciendo una tensión negativa que pone en corte al transistor. Como el transistor está en corte se produce una tensión positiva entre R_1 y R_2 que se utiliza para polarizar la base de la segunda etapa del amplificador pasabanda. Cuando no hay señal de ráfaga, el transistor conduce, haciendo que la tensión entre R_1 y R_2 sea prácticamente cero. Esto pone en corte a la segunda etapa del amplificador pasabanda de cromina.¹²⁷

127. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, México, 1985, pp. 184-186.

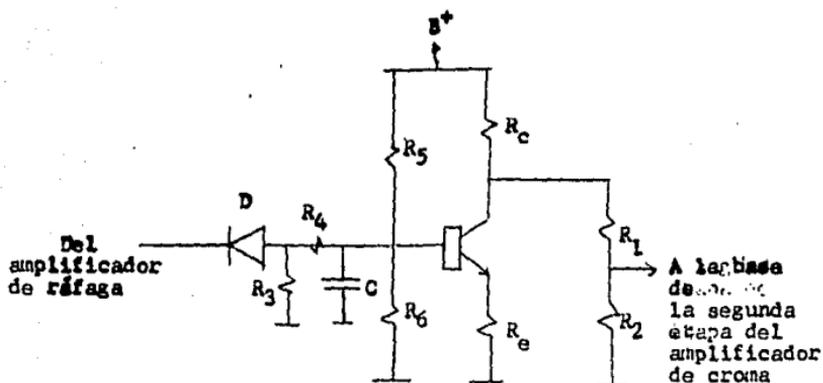


FIG. 9.26. Supresor de color.

f). oscilador.

Es un oscilador Colpitts o Hartley que emplea un cristal para generar una onda de 3.579545 MHz y amplitud constante. Este oscilador debe ser muy estable y debe tener la fase invertida a la señal de ráfaga. Para lograr esto las señales de ráfaga a la salida del amplificador de ráfaga y la del oscilador se aplican a un comparador. En la Fig. 9.27. se indica un comparador de fase que permite comprender como opera este circuito. También se muestran las formas de onda de tensión de las señales de ráfaga y del

oscilador que se aplican al comparador.

De acuerdo a las tensiones de la señal de ráfaga y del oscilador, que se indican en la Fig. 9.27.b., el comparador funciona de la siguiente forma:

a). En el tiempo t_1 , se cargan C_1 y C_2 con las tensiones que se indican en la Fig. 9.27.a. Aunque las corrientes de carga de C_1 y C_2 no se indican, son a través de R y R_1 para C_1 , y de R_2 y R para C_2 . Como estas corrientes son de sentido opuesto a través de R , la tensión en X a la salida del comparador es nula. De esta forma, la tensión en los capacitores polariza en forma inversa a los diodos D_1 y D_2 . Únicamente durante el tiempo t_2 , la tensión en el ánodo de D_1 y en el cátodo de D_2 es cero. Esto se debe a que se suman las tensiones de los capacitores con las tensiones de la señal de ráfaga, que en este caso es opuesta a la de los capacitores.

b). En cuanto a la señal del oscilador que se aplica al comparador en la Fig. 9.27.a., solo puede hacer conducir a los diodos D_1 y D_2 en el tiempo t_2 (Fig. 9.27.b.), o en tiempos cercanos a t_2 , ya que en los demás instantes la polarización inversa de los diodos D_1 y D_2 es muy grande. Con-

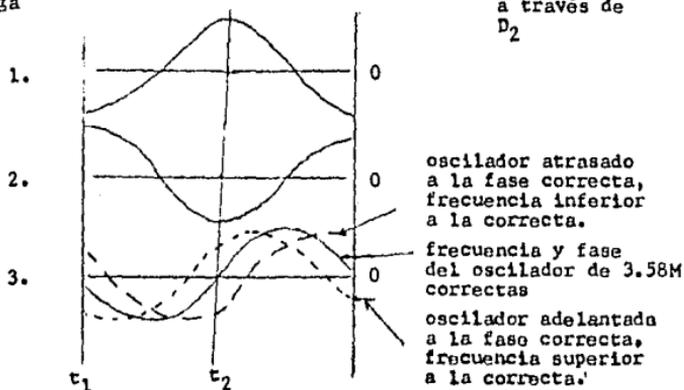
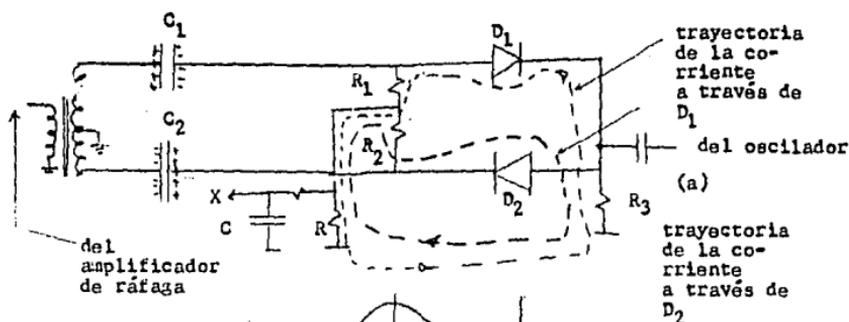


FIG. 9.27. Comparador de fase.

a). Circuito.

b). Formas de onda para:

1. señal de ráfaga aplicada al ánodo de D_1 .
 2. señal de ráfaga aplicada al cátodo de D_2 .
- (estas señales están desfasadas 180 grados por el transformador con derivación central).
3. señales del oscilador: para la frecuencia correcta y frecuencias superior e inferior a esta.

centremos nuestra atención en el tiempo t_2 para los casos en que la frecuencia y fase del oscilador es correcta, inferior y superior. La fase del oscilador se elige opuesta a la fase de la señal de ráfaga por las razones que se verán en el inciso g. de esta sección.

1. Si la frecuencia y fase del oscilador es correcta:

En este caso, la tensión aplicada por el oscilador es nula (ver Fig. 9.27.b.), por lo que la tensión a la salida del comparador es cero.

2. Si la frecuencia del oscilador disminuye o su fase se atrasa con respecto a la fase que debería de tener:

La tensión del oscilador polariza a D_1 en forma positiva, por lo que conduce una corriente en el sentido que se indica en la Fig. 9.27.a. Esta corriente provoca una tensión negativa a la salida del comparador.

3. Si la frecuencia del oscilador aumenta o su fase se adelanta con respecto a la fase que debería de tener:

La tensión del oscilador polariza a D_2 en forma positiva, por lo que circula una corriente en sentido opuesto a la del caso anterior como lo indica la Fig. 9.27.a.

Esto provoca que D_2 conduzca, produciendo una tensión positiva a la salida del comparador. 128

La tensión que produce el comparador se usa para variar la frecuencia del oscilador y hacer que coincida tanto en frecuencia como en fase con la señal de referencia. La forma como se varía la frecuencia del oscilador es variando el circuito resonante del oscilador. En televisión, esto se suele hacer con una etapa que se comporta como capacitor. La capacidad de este circuito varía según la tensión aplicada a la base. Esta etapa, conocida como transistor de reactancia, se muestra en la Fig. 9.28.

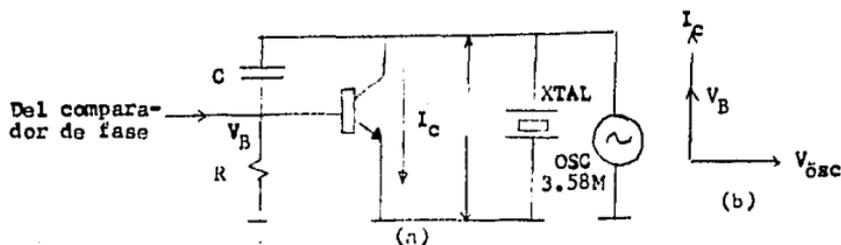


FIG. 9.28. Transistor de reactancia.
 a). circuito.
 b). relación de fase entre la tensión del oscilador y la corriente del transistor de reactancia I_C .

128. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976, p. 402-405.

Refiriéndonos a esta figura, la tensión producida en el comparador se aplica a la red RC del transistor de reactancia. Debido a que el valor de la reactancia capacitiva es comparativamente mayor al valor de R, se produce en la base del transistor una tensión (V_B), adelantada 90 grados con respecto a la tensión del oscilador (V_{osc}). Esto a la vez, crea una corriente (I_c) adelantada 90 grados a la tensión del oscilador (ver Fig. 9.28.b.). Por lo tanto, el transistor de reactancia opera como un capacitor cuya capacidad depende de la tensión de base. Si la frecuencia del oscilador disminuye, el comparador produce una tensión negativa que disminuye la tensión de base. Al disminuir esta tensión, disminuye la capacidad del circuito y por lo tanto aumenta la frecuencia del oscilador. Si ahora la frecuencia del oscilador aumenta, el comparador producirá una tensión positiva que se suma a la tensión de base. Esto hace que aumente la capacidad del transistor de reactancia y por lo tanto disminuye la frecuencia del oscilador.¹²⁹

Al conjunto del transistor de reactancia y oscilador se le suele llamar oscilador controlado por tensión.

El oscilador controlado por tensión y el comparador se suelen llamar PLL (iniciales en inglés para "phase locked loop", y significan lazo de fase cerrado).

129. KIVER Milton S. FUNDAMENTOS DE LA TELEVISION EN COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1981, pp. 120-126.

g). Demoduladores.

Una vez teniendo la señal de croma y la señal de referencia, se debe aplicar el proceso inverso que se utilizó en el transmisor, para recuperar la información en color. Sin embargo, no se recuperan las señales I y Q empleadas en el transmisor, sino las señales A-Y y R-Y.

Las señales A-Y y R-Y se pueden mostrar como fasores en el círculo de color como se indica en la Fig. 9.29.

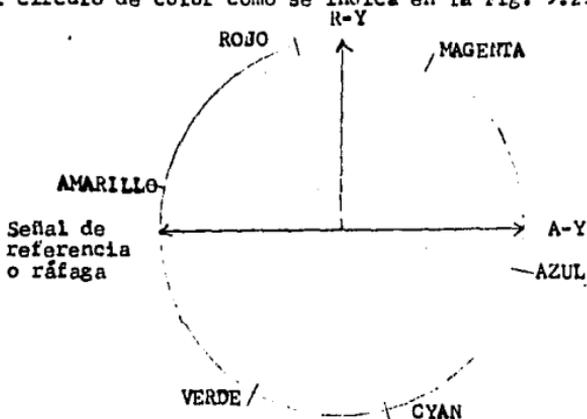


FIG. 9.29. Representación de las señales A-Y y R-Y en el círculo de color.

La señal A-Y tiene un matiz prácticamente azul, y la señal R-Y tiene un matiz rojo púrpura. Como se observa, estas señales están defasadas 90 grados entre sí. Además, la señal A-Y está defasada 180 grados con respecto a la señal de ráfaga o referencia.

Para recuperar estas señales se utilizan dos demoduladores síncronos (ver Fig. 9.24.). La operación de un detector síncrono se explicó en el capítulo 4, sección 4.1.2. En la Fig. 9.30. se indica el detector síncrono que se emplea para recuperar la señal A-Y.

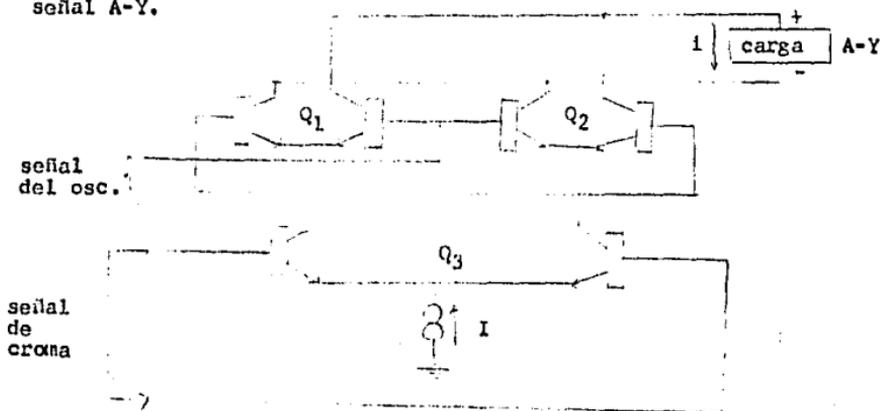


FIG. 9.30. Detector síncrono usado para recuperar la señal A-Y.

En este detector, la señal producida por el oscilador del receptor se aplica a los amplificadores diferenciales Q_1 y Q_2 . La fase de esta señal es precisamente la que corresponde a la señal A-Y. La señal de cromina se aplica al amplificador diferencial Q_3 . A la salida del detector se obtiene la información de color que corresponde a la fase de la subportadora reinsertada, la cual en este caso es la señal del oscilador. Por lo tanto, a la salida se obtiene la señal de video A-Y.

Prácticamente se puede recuperar cualquier señal indicada en el círculo de color variando la fase de la subportadora que se aplica a los amplificadores Q_1 y Q_2 de la Fig. 9.30. De hecho vale la pena recalcar que la señal de video recuperada será aquella cuya fase coincida o esté en sincronía con la de la subportadora reinsertada, de ahí el nombre de detector síncrono. En el caso de los receptores de televisión comerciales, la otra señal que se recupera es R-Y. Para esto, se emplea otro detector síncrono al cual se aplica como subportadora la señal producida en el oscilador del receptor atrasada 90 grados, como se mostró en la Fig. 9.24.

Las señales A-Y y R-Y así obtenidas, se aplican

a una matriz donde se combinan en las proporciones que se indican en la siguiente ecuación:

$$V-Y = -0.19(A-Y) - 0.51(R-Y)$$

La señal que se obtiene es V-Y, que corresponde al matiz verde-azulado.

El ancho de banda de estas señales es 0.5 MHz, suficiente para reproducir una imagen en color adecuada.

La elección de las señales A-Y, R-Y y V-Y se debe a la facilidad con la que se combinan con la señal de luminancia como se verá en la sección de matizado.

En la Fig. 9.24. se indica un control de tinte. Este control consiste en una red RC con la cual se puede modificar la fase de la señal de ráfaga. Al hacer esto se modifica la fase del oscilador y por lo tanto los matices de la imagen.

9.2.3. SECCION DE MATRIZADO.

En esta sección se combinan las señal de luminancia con las señales de video A-Y, R-Y y V-Y obtenidas en la sección de cromina, para obtener las señales de video R, V y A (rojo, verde y azul respectivamente. 130

130. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition. United States of America, 1986, pp. 13.23-13.26.

Básicamente existen dos formas como se pueden combinar estas señales y son:

1. Matrizado en el tubo de imagen.

2. Matrizado en los amplificadores de salida de video.

9.2.3.1. MATRIZADO EN EL TUBO DE IMAGEN.

Esta técnica se utilizó en receptores antiguos y en receptores con configuración de cañones delta para el tubo de imagen. Actualmente ya no se usa.

Consiste en cuatro etapas de salida. Una de las etapas es para la señal de luminancia. El ancho de banda de esta etapa debe ser de 3 MHz por lo menos. Las otras tres etapas son para las señales R-Y, V-Y y A-Y. El ancho de banda para estas etapas es de 0.5 MHz. Esto se indica en la Fig. 9.31.

La señal de luminancia se aplica a los cátodos de los tres cañones. Las señales R-Y, V-Y y A-Y se invierten en los amplificadores de salida y se aplican a las rejillas de control de los cañones rojo, verde y azul, respectivamente. Por lo tanto como resultado se obtienen las señales de video rojo, verde y azul aplicadas en sus cañones respectivos.

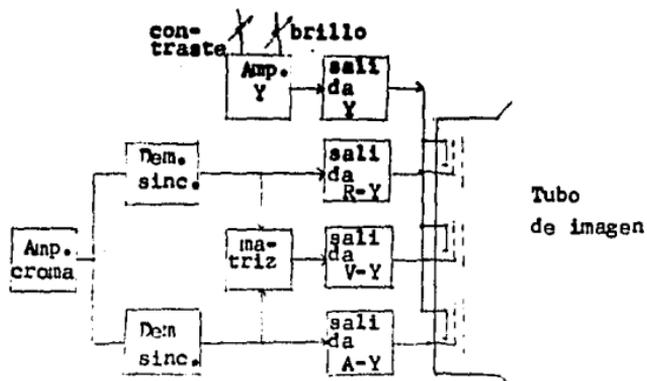


FIG. 9.31. Matrizado en el tubo de imagen.

9.2.3.2. MATRIZADO EN LOS AMPLIFICADORES DE SALIDA DE VIDEO.

Actualmente se utilizan unicamente tres etapas amplificadoras de salida de video. La señal de luminancia se combina con las señales R-Y, V-Y y A-Y, ya sea en una matriz antes de las etapas de salida o dentro de estas. Cuando la combinación de las señales es en las etapas de salida, la señal de luminancia

se aplica en paralelo a los emisores de los transistores de salida. Por su parte, las señales R-Y, V-Y y A-Y se aplican a la base de los transistores. En el colector de estos transistores se obtienen las señales de video rojo, verde y azul, las cuales se aplican al cátodo de su cañón respectivo. Las rejillas del tubo de imagen están conectadas entre sí. Este tipo de matrizado se indica en la Fig. 9.32.

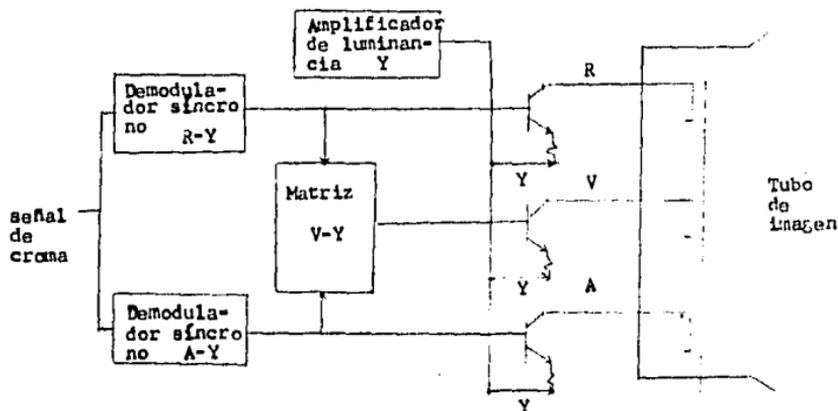


FIG. 9.32. Matrizado en los amplificadores de salida de video.

Esta técnica requiere que los amplificadores de salida tengan un ancho de banda de 4 MHz, para lo cual se utilizan métodos de compensación.

9.2.4. SECCION DE CONVERGENCIA.

Como se explicó en el capítulo 7, sección 7.3.1., para explorar correctamente la pantalla del tubo de imagen, el haz de electrones debe barrer más lentamente las partes más alejadas al centro de la pantalla. Esto se complica con tres cañones, pues ahora además se debe asegurar que el haz de electrones de cada uno de los cañones golpee a su fósforo correspondiente. Las fallas de convergencia que se presentan en un tubo de imagen en color se clasifican en estáticas y dinámicas.

9.2.4.1. FALLAS DE CONVERGENCIA ESTATICAS.

La convergencia estática consiste en asegurarse que los haces de electrones de los cañones rojo, verde y azul golpeen únicamente a los fósforos rojos, verdes y azules en el centro de la pantalla del tubo de imagen.

Para lograr esta convergencia, en un tubo de imagen con cañones en delta por ejemplo, se emplea la estrella de convergencia.

La estrella de convergencia se muestra en la Fig. 9.33. Consta de tres conjuntos de imanes permanentes y tres electroimanes separados 120 grados entre sí. El campo magnético que se

produce permite desplazar los haces de electrones en las direcciones en que indican las flechas. Para el haz de electrones azul se agrega un iman adicional en el tubo de imagen, que permite desplazarlo en sentido horizontal.

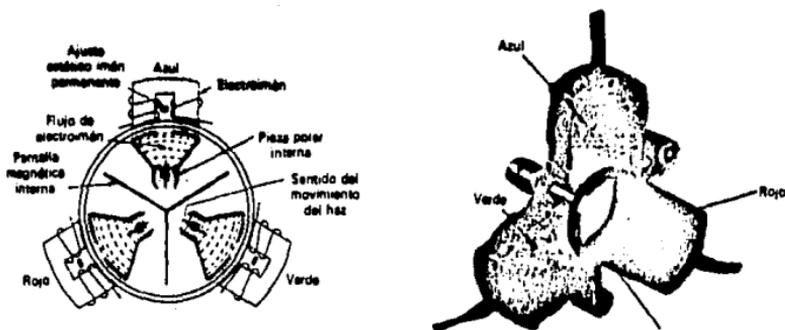


FIG. 9.33. Estrella de convergencia.

La Fig. 9.34. muestra la disposición de la estrella de convergencia en el cañón del tubo de imagen. Los imanes de pureza que se indican en la figura tienen como objetivo asegurar que los haces de electrones tomen las trayectorias correctas cuando parten hacia la pantalla del tubo de imagen y así lograr que golpeen únicamente los fósforos que le corresponden.¹³¹

131. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA. FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982, pp. 208-210.

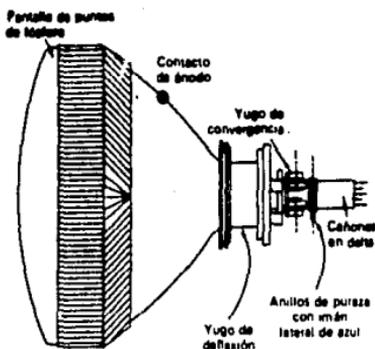


FIG. 9.34. Disposición de la estrella o yugo de convergencia en el tubo de imagen.

9.2.4.2. FALLAS DE CONVERGENCIA DINAMICAS.

Estas fallas se producen debido a que la exploración de las partes más alejadas al centro de la pantalla se realizan más rápido (ver sección 7.3.1.). La convergencia dinámica consiste en asegurarse que los haces de electrones de los cañones converjan siempre en la máscara de sombra. En la Fig. 9.35. se muestra la exploración de la pantalla del tubo de imagen en

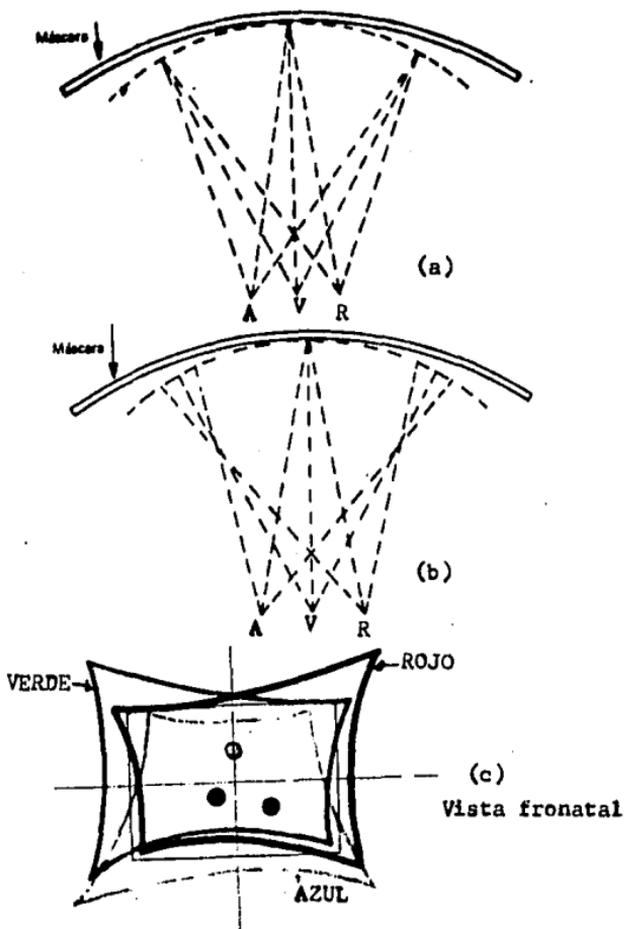


FIG. 9.35. Convergencia dinámica.
 a). Situación en que existe convergencia dinámica.
 b). Situación en que no existe convergencia dinámica.
 c). Efecto de falla de convergencia.

donde: a). Los haces convergen en la máscara de sombra, y
b). Los haces no convergen en la máscara de sombra. El explotado de los cañones con incorrecta convergencia dinámica produce los efectos que se indican en la Fig. 9.35.c.¹³².

La convergencia dinámica se corrige aplicando corrientes de forma parabólica ya sea en las bobinas del yugo de deflexión, o a las bobinas colocadas en los imanes de la estrella de convergencia. Estas corrientes se obtienen integrando las corrientes de deflexión. (Ver sección 7.4.2.).

132. BORQUE Alfredo. TV COLOR. Paraninfo, España, 1981, p. 121.

X. FUENTES DE ALIMENTACION.

La energía que se requiere en el receptor para que los circuitos operen se obtiene de:

1. Fuente de alimentación de baja tensión.
2. Fuente de alta tensión.
3. Extracción de energía del transformador de salida horizontal o flyback.

9.1. FUENTE DE ALIMENTACION DE BAJA TENSION.

Esta fuente toma la energía de la línea de alimentación de energía. Su función es convertir la tensión alterna de la red de distribución de energía de 60 Hz, en una tensión continua constante.

La tensión continua constante, abreviada tensión $66,750$ empleaba antiguamente para alimentar a todos los circuitos del receptor. Actualmente solo se alimentan el oscilador horizontal y la etapa de explorado horizontal. Los demás circuitos se alimentan con la energía que se extrae del transformador de salida horizontal, como se verá en la sección 9.3.¹³³

133. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.188.

En la Fig. 9.1. se indica un diagrama a bloques de las partes que constituyen una fuente de alimentación.

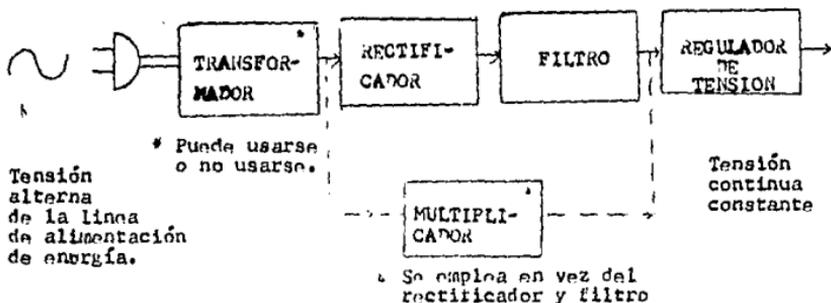


FIG. 9.1. Partes que constituyen una fuente de alimentación.

9.1.1. TRANSFORMADOR.

Un transformador es un dispositivo que transfiere la energía de un circuito a otro, utilizando el principio de inducción de Faraday. No existe contacto físico entre los circuitos, es decir, únicamente los une un flujo magnético común. El transformador consta de dos enbobinados enrollados en un núcleo de

hierro, como se indica en la Fig. 9.2. El embobinado que se conecta a la línea de alimentación de energía se llama primario y el otro secundario.

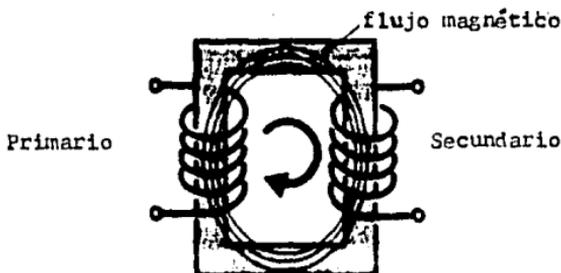


FIG. 9.2. Esquema de un transformador.

La tensión que se induce en el secundario es proporcional a la tensión del primario y a la relación entre el número de vueltas del secundario y el número de vueltas del primario, es decir:

$$V_s = V_p \frac{N_s}{N_p}$$

Donde:

V = tensión.

N = número de vueltas del embobinado.

p y s = subíndices que indican si se refiere al embobinado primario o secundario, respectivamente.

Por lo tanto, el transformador puede elevar o disminuir la tensión, dependiendo si el secundario tiene un mayor o menor número de vueltas que el primario, respectivamente.

El transformador es caro y pesado, pero tiene la ventaja de aislar al receptor de la línea de alimentación de energía, como se muestra en la Fig. 9.3.

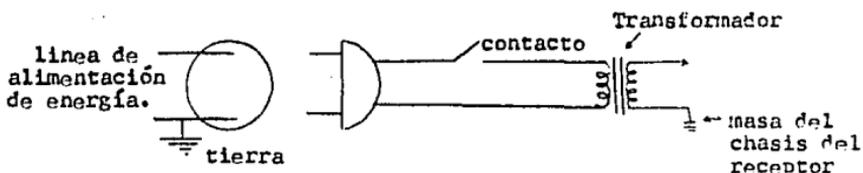


FIG. 9.3. El transformador aísla al receptor de la línea de alimentación de energía.

9.1.2. RECTIFICADOR.

El rectificador es un circuito que transforma la tensión alterna que recibe en una señal de tensión continua fluctuante. Hay dos tipos básicos de rectificadores, el de media onda y el de onda completa.

1. RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA.

Permite únicamente el paso de las fluctuaciones positivas o negativas de la tensión alterna que recibe.

La tensión de alimentación de energía es una onda senoidal de 60 Hz. Cuando se aplica esta tensión a un rectificador, permite el paso de medio ciclo de la onda únicamente, de aquí su nombre. En la Fig. 9.4. se muestra la forma que tiene la tensión a la salida del rectificador.

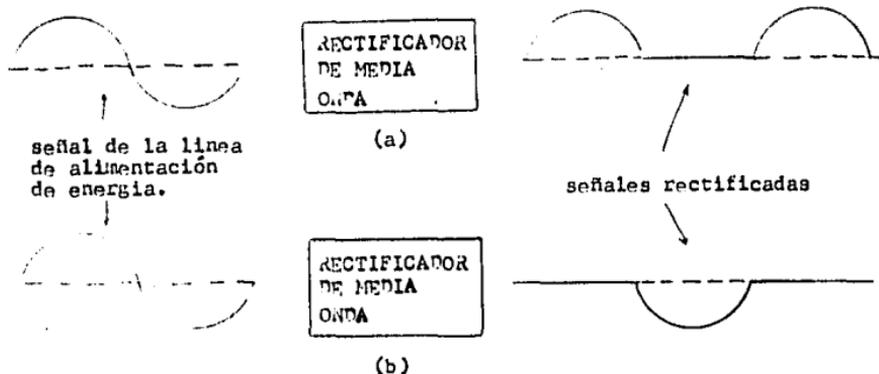


FIG. 9.4. Rectificador de media onda.
a). positivo.
b). negativo.

Un rectificador de media onda consiste en un simple diodo. El rectificador puede ser positivo o negativo, según como se conecte el diodo. En la Fig. 9.5. se muestran los circuitos que se usan para un rectificador positivo y negativo.¹³⁴

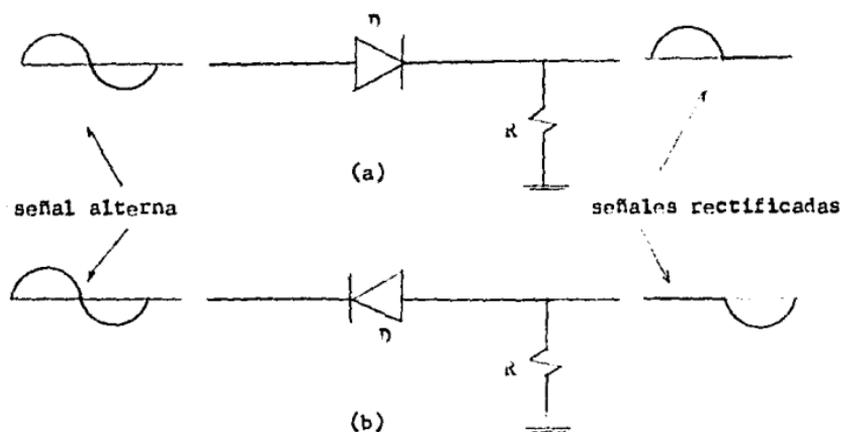


FIG. 9.5. Circuitos de rectificador de media onda.
a). positivo.
b). negativo.

134. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, Mexico, 1982, pp. 226-228.

2. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.

El rectificador de onda completa permite el paso de las fluctuaciones tanto positivas como negativas, pero a la salida, las dos tienen el mismo sentido, como lo indica la Fig. 9.6.

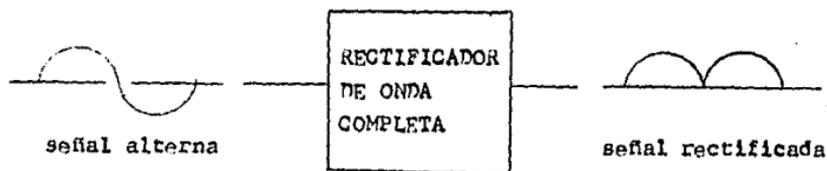


FIG. 9.6. Rectificador de onda completa.

El rectificador logra esto, haciendo que la tensión aplicada a la carga durante los dos semiciclos genere una corriente que tenga siempre la misma dirección a través de la carga.

El rectificador de onda completa entrega una mayor potencia que el de media onda.

Hay dos tipos básicos de circuitos empleados como rectificadores de onda completa. Estos son el de trans-

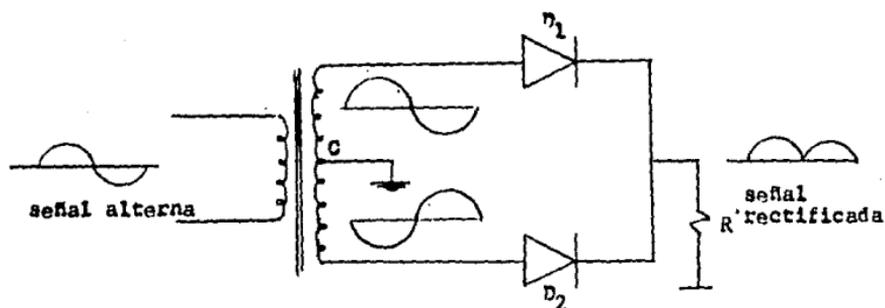
formador con toma central y el de puente.

a). De transformador con toma central.

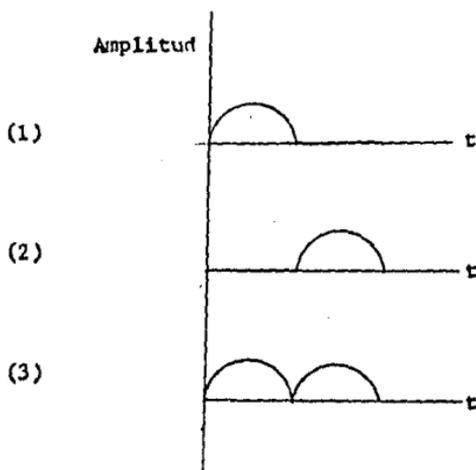
Este tipo de rectificador se muestra en la Fig. 9.7.a. La operación del circuito es la siguiente: A la entrada se aplica una tensión senoidal. La tensión inducida en el secundario del transformador se compone de dos tensiones defasadas 180° , por estar referidas a la toma central (punto C en la figura). Por lo tanto, se tienen dos rectificadores de media onda, cada uno de los cuales conduce durante los semiciclos positivos de la señal de entrada, es decir, rectificadores positivos. La tensión que se tiene a través de la resistencia de carga R es la combinación de estas tensiones. La Fig. 9.7.b. muestra las formas de onda para los rectificadores denominados D_{1-R} , D_{2-R} y su combinación en la carga.

b). De puente.

Este rectificador se ilustra en la Fig. 9.8.a. Funciona de la siguiente forma: Durante los semiciclos positivos de la señal de entrada conducen los diodos D_1 y D_3 y quedan bloqueados los diodos D_2 y D_4 , por lo que la



(a)



(b)

FIG. 9.7. Rectificador de onda completa de transformador con toma central.

a). circuito.

b). Formas de onda producidas

por:

1. D_1-R

2. D_2-R

3. La combinación de 1 y 2.

corriente circula a través de la carga en el sentido que se indica en la Fig. 9.8.b. En el semiciclo negativo conducen los diodos D_2 y D_4 y se bloquean los diodos D_1 y D_3 , por lo que la corriente circula en el mismo sentido que en el caso anterior, como se indica en la Fig. 9.8.c. Como se observa, el sentido en que circula la corriente, por ser el mismo en los dos casos, produce una onda rectificadora completa.

También se puede pensar que el rectificador de puente funciona por la combinación de los circuitos de las figuras 9.8.b. y 9.8.c.

Los rectificadores de onda completa entregan una señal de tensión continua fluctuante de 120 Hz, cuando la señal que se les aplica es la de la línea de alimentación de 60·Hz.

En las Figs. 9.7. y 9.8. se han mostrado rectificadores positivos. También se pueden obtener rectificadores de onda completa negativos. Esto se logra intercambiando las posiciones de ánodo y cátodo de cada uno de los diodos.¹³⁵

135. Ibid. pp. 231-234.

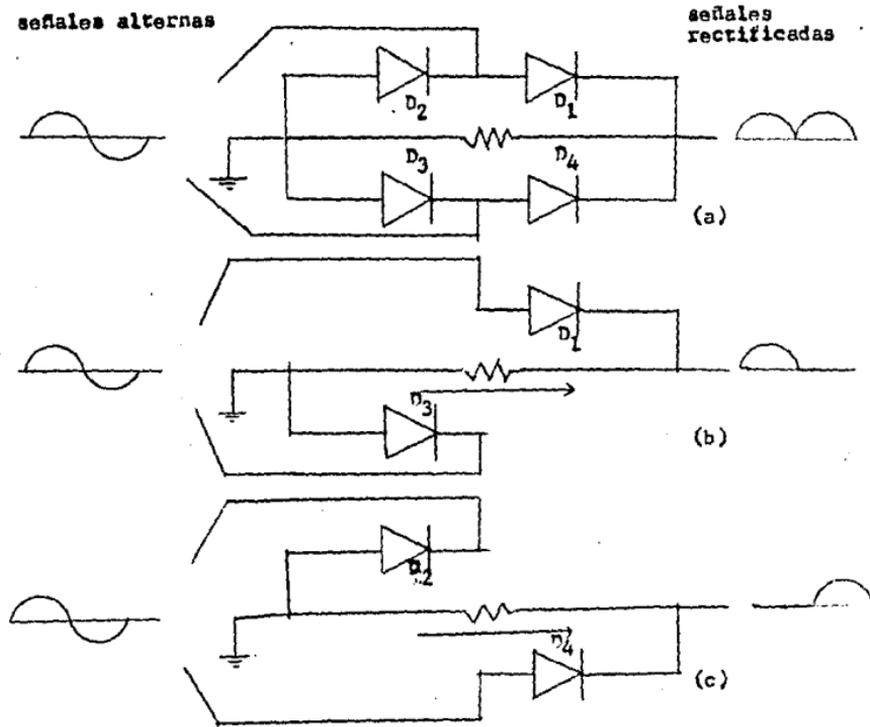


FIG. 9.8. Rectificador de onda completa de puente.

- a). circuito.
- b). Porción del circuito que opera en el semiciclo positivo de la entrada.
- c). Porción del circuito que opera en el semiciclo negativo de la entrada.

9.1.3. MULTIPLICADOR DE TENSION.

El multiplicador de tensión es un circuito que proporciona una tensión a la salida la cual es algún múltiplo de la tensión de pico de entrada. En los receptores de televisión se encuentran a veces duplicadores y triplicadores.¹³⁶

a). Duplicador.

En la Fig. 9.9. se muestra un duplicador. Este circuito opera de la siguiente manera: Durante el semiciclo positivo conduce D_1 , por lo que C_1 se carga hasta el valor de pico de la tensión de entrada, D_2 permanece bloqueado. En el semiciclo negativo conduce D_2 y D_1 se bloquea. El capacitor C_2 se carga al doble de la tensión de pico de entrada, ya que se le aplican las tensiones de entrada y la del capacitor C_1 . El sentido de las corrientes para los semiciclos positivos y negativos se muestran en las Figs. 9.9.a. y 9.9.b., respectivamente.

La tensión a la salida del duplicador es continua y constante, por lo que a veces se emplea en lugar del rectificador y el filtro en la fuente de alimentación de baja tensión.

136. Ibid. pp. 234-236.

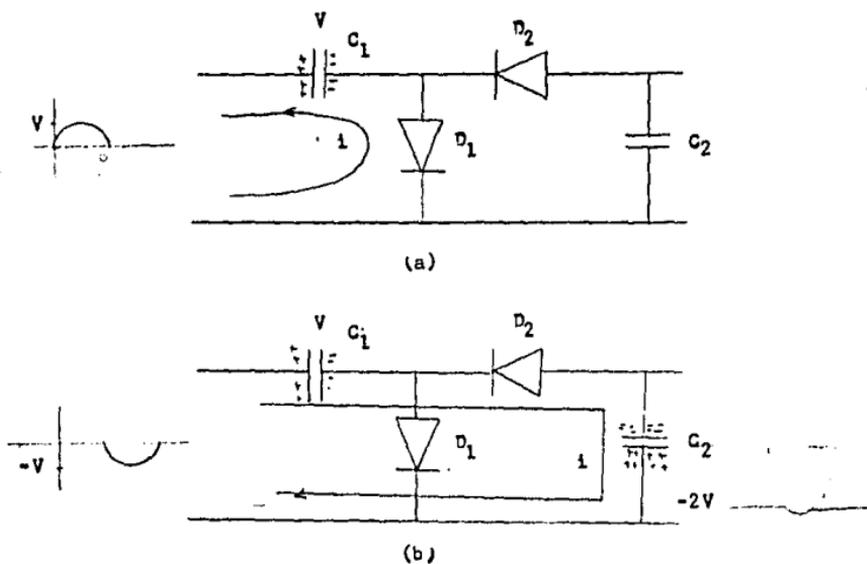


FIG. 9.9. Duplicador.

- Se indica el sentido de corriente para el semiciclo positivo.
- Se indica el sentido de corriente para el semiciclo negativo.

b). Triplicador.

En la Fig. 9.10. se indica un triplicador.

C_1 , C_2 , D_1 y C_3 forman un duplicador. Al duplicador se agrega D_2 y C_3 . Durante los semiciclos positivos se aplica a C_3 la tensión de entrada mas la tensión de C_2 . Por lo tanto, C_3 se carga al triple de la tensión pico de entrada.

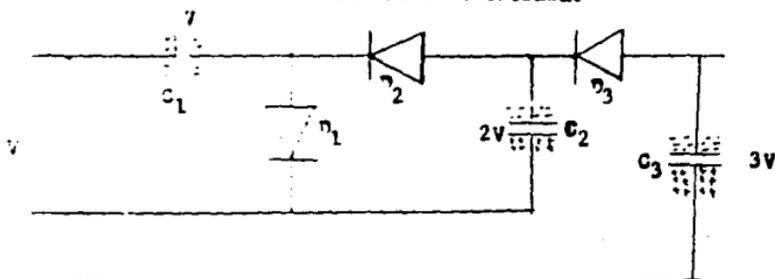


FIG. 9.10. Triplicador.

El triplicador se suele emplear en la fuente de alta tensión (ver sección.9.2.).

9.1.4. FILTRO.

La función del filtro es eliminar las fluctuaciones de la señal entregada por el rectificador, para convertirla en una tensión constante. Para esto, el filtro debe mantener la tensión durante el tiempo en que no este presente el pulso. En la Fig. 9.11. se muestra un diagrama de bloque de un filtro ideal.

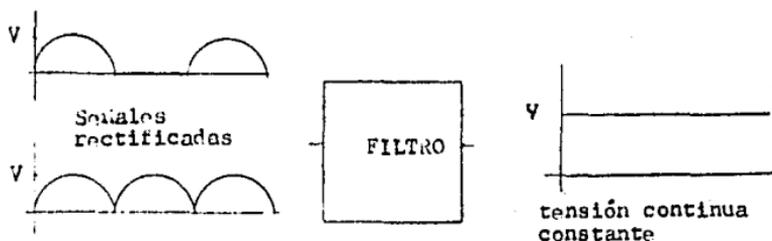


FIG. 9.11. filtro ideal.

En los filtros reales, no es posible lograr una señal de tensión continua constante perfecta. Los filtros básicos que se emplean son por capacitor y por inductor.

a). Filtro por capacitor.

Este filtro consiste en un capacitor colocado en paralelo a la resistencia de carga del rectificador, como

se indica en la Fig. 9.12.

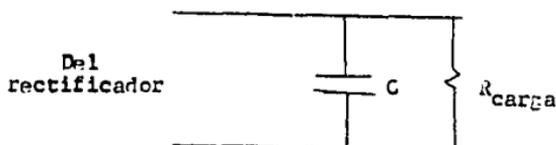


FIG. 9.12. Filtro por capacitor.

El condensador se carga hasta la tensión de pico del rectificador, y entre pulso y pulso, se descarga lentamente a través de R . El valor de la constante de tiempo RC del filtro debe ser grande, para que la descarga entre pulso y pulso no sobrepase el 10% de la tensión aplicada. Las Figs. 9.13.a. y 9.13.b. muestran la acción del filtro para señales rectificadas de media onda y de onda completa, respectivamente.

Los valores del capacitor son altos. Valores típicos son de 500 a 2000 microfarads.

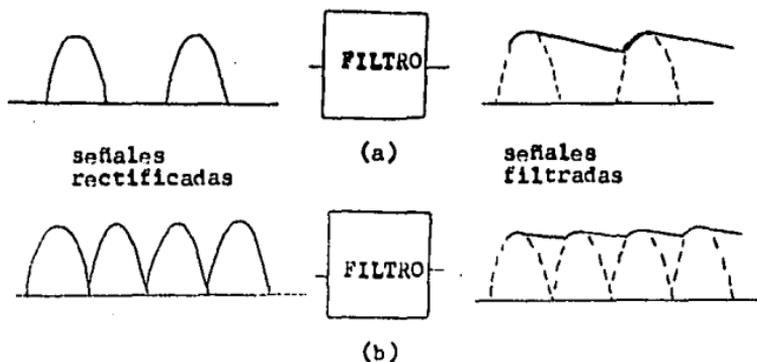


FIG. 9.13. Filtrado por capacitor.
 a). Acción del filtro en una señal rectificadora de media onda.
 b). Acción del filtro en una señal rectificadora de onda completa.

b). Filtro por inductor.

Este filtro consiste en un inductor colocado en serie con la resistencia de carga, al cual se aplica la señal a la salida del rectificador, como se observa en la

Fig. 9.14.

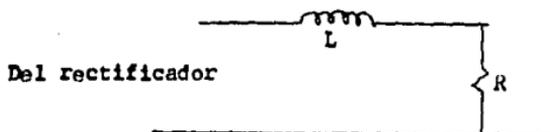


FIG. 9.14. Filtro por inductor.

El filtrado se realiza debido a que el inductor se opone a las variaciones de la corriente de carga. La corriente fluctua muy lentamente, como lo indica la Fig. 9.15.a. cuando se filtra la señal de un rectificador de media onda y la Fig. 9.15.b. para un rectificador de onda completa.

Este filtro provee a la salida una tensión menor que la que se obtiene con un filtro de capacitor, pero las variaciones de tensión son menores.

En ocasiones se combinan los filtros por capacitor y por inductor. El nombre que se les da, es de entrada por capacitor o por inductor, según se utilice un capacitor o un inductor al principio, respectivamente. El filtro funciona básicamente como el de capacitor o inductor, de acuerdo al componente de entrada.

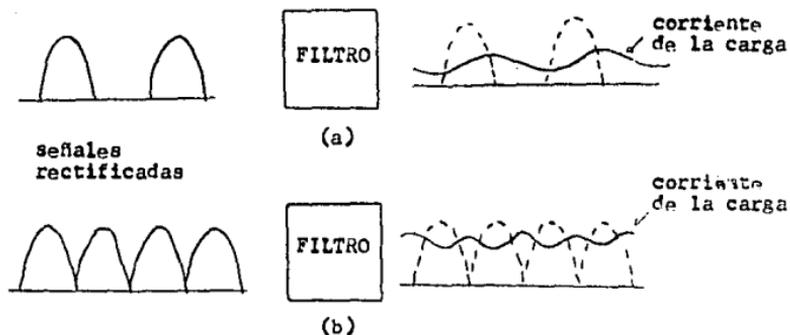


FIG. 9.15. Filtrado por inductor.

- a). Acción del filtro en una señal rectificada de media onda.
- b). Acción del filtro en una señal rectificada de onda completa.

Para poder distinguir si un filtro es mejor que otro, se suele obtener la relación entre la tensión efectiva fluctuante y la tensión constante a la salida del filtro. El valor obteni-

do se multiplica por 100. Este resultado indica el porcentaje de tensión fluctuante que no se elimina en el filtro. Por eso, se le llama porcentaje de ondulación, fluctuación, o rizo. Entre menor sea el porcentaje de ondulación, la señal de salida será más aproximada a una tensión continua constante pura.¹³⁷

9.1.5. REGULADOR DE TENSION.

La función del regulador de tensión es mantener constante la tensión aplicada a la carga, aunque varíen entre ciertos límites, la tensión de la línea de alimentación de energía y la corriente demandada por la carga. La Fig. 9.16. muestra un diagrama de bloques de un regulador de tensión.



FIG. 9.16. Regulador de tensión.

137. Ibid. pp. 229, 239.

Un regulador de tensión es básicamente una resistencia variable, colocada en paralelo con la carga. Al aumentar la tensión de entrada al regulador, la resistencia de éste se debe disminuir, para que la corriente aumente y que hayan mas caídas en la fuente de alimentación. Esto provocará que la tensión a la salida del regulador sea menor, equilibrándose al aumento. Por otro lado, al disminuir la tensión de entrada al regulador, la resistencia de éste se debe aumentar, para que la corriente disminuya y las caídas en la fuente de alimentación sean menores. Esto hará que la tensión a la salida del regulador aumente, equilibrando la disminución que hubo. La resistencia del regulador también debe disminuir o aumentar según que disminuya o aumente la corriente demandada por la carga, respectivamente.

Los reguladores de tensión utilizan dispositivos no lineales. En los receptores de televisión comunmente se emplea el diodo zener y el transistor.

a). Regulador de tensión con diodo zener.

El diodo zener es un dispositivo semejante a un diodo común, pero que está hecho para trabajar en la región de polarización inversa. La Fig. 9.13.a. muestra el símbolo del

diodo zener, y la Fig. 9.17.b. su curva de corriente contra tensión.

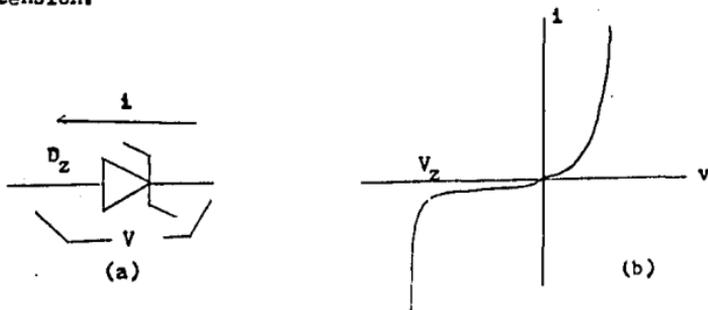


FIG. 9.17. Diodo zener.
 a). símbolo.
 b). curva corriente
 contra tensión.

Como se observa en la Fig. 9.17.b., al aplicar una tensión inversa llamada tensión zener (V_z en la figura), si se aumenta la tensión aplicada, la resistencia del dispositivo disminuye, ya que para un aumento muy pequeño de tensión, la corriente aumenta en gran proporción. Es decir, la resistencia es inversamente proporcional a la tensión aplicada.

La Fig. 9.18. muestra el circuito de un regulador de tensión que emplea un diodo zener.

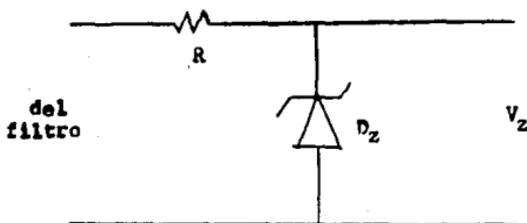


FIG. 9.18. Regulador de tensión con diodo zener.

El regulador de la Fig. 9.18. se puede pensar como un divisor de tensión en donde la resistencia del diodo zener es variable. Al aumentar la tensión de entrada, la corriente a través del zener aumentará, por lo que la caída de tensión en la resistencia R será mayor, disminuyendo la tensión a la salida en la misma proporción al aumento que hubo. Así mismo, si la tensión de entrada disminuye, la corriente a través del zener también disminuye dando como resultado una menor caída de tensión en R y por lo tanto un aumento de la tensión de salida proporcional a la disminución de la tensión de entrada. De esta manera, la tensión aplicada a la carga permanece cons-

tante. Existen diodos zener con tensiones zener de 3 a 180 Volt. 138

b). Regulador de tensión con transistor.

Este regulador se muestra en la Fig. 9.19.

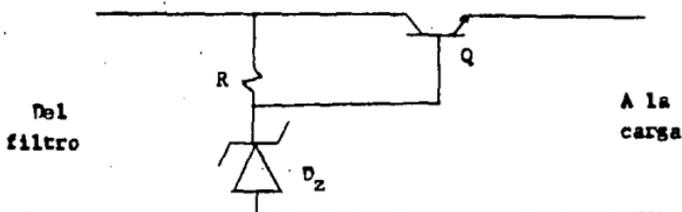


FIG. 9.19. Regulador de tensión con transistor.

El regulador con transistor funciona como una resistencia variable en serie con la fuente de alimentación. La tensión en la base del transistor es constante, por lo que las variaciones en la tensión de entrada provocan variaciones en la tensión de salida que cambian la tensión base emisor del transistor. Si la tensión de entrada aumenta, la tensión de-

138. Ibid. pp. 240, 241.

salida aumenta también, disminuyendo la tensión base emisor y por lo tanto, aumentando la resistencia de colector emisor. Esto hace que la tensión a través de la carga disminuya en la misma proporción en la que aumentó, manteniéndose constante. Si la tensión de entrada disminuye, la tensión de salida disminuirá, aumentando la tensión base emisor y disminuyendo la resistencia de colector emisor. La tensión a través de la carga aumentará, permaneciendo nuevamente constante.

9.2. FUENTE DE ALTA TENSION.

El ánodo del tubo de imagen requiere una tensión muy alta para atraer a los electrones a la pantalla. Esta tensión es de 15 a 20 kiloVolt para receptores monocromáticos y de 25 a 30 kiloVolt en receptores de color. Además, requiere una tensión para la rejilla de enfoque de aproximadamente el 18% de la tensión de ánodo.

La manera de obtener esta tensión es utilizando un transformador que eleva la tensión de los pulsos producidos durante los retornos en la exploración horizontal. Este transformador se designa H.O.T., siglas en inglés para transformador de salida horizontal. También se le conoce como flyback.

El primario de este transformador se coloca en paralelo a las bobinas de deflexión horizontales. En la Fig. 9.20. se repite el circuito de la Fig. 7.20., sección 7.4.1.1., empleado para generar la corriente en diente de sierra en las bobinas de deflexión horizontales. Se ha agregado el flyback.

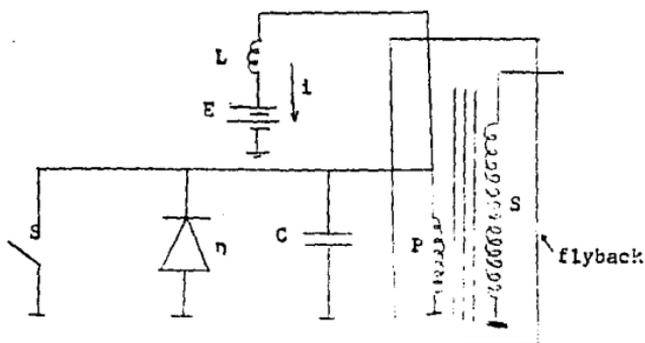


FIG. 9.20. Disposición del flyback en el circuito de la Fig. 7.20.

El secundario del flyback y su capacitancia parásita, se hacen resonar a una armónica impar de la frecuencia de explorado horizontal. En la Fig. 9.21. se muestra la forma que adquieren los

pulsos de retorno a la salida del flyback, cuando se combinan los pulsos de retorno en el primario del transformador de salida horizontal, con la tercera armónica de la frecuencia de explorado a la que resuena el secundario.

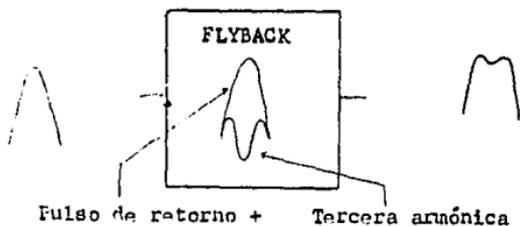


FIG. 9.21. Forma de los pulsos de retorno a la salida del flyback, cuando el secundario se hace resonar a la tercera armónica de la frecuencia de explorado horizontal.

Entre mayor sea la armónica impar a la que se haga resonar el secundario del flyback, los pulsos de retorno tenderán a hacerse más cuadrados. En los diseños japoneses se han logrado emplear la 11, 13 y 15 avas armónicas.

Lo ideal sería que los pulsos a la salida del flyback fueran cuadrados. Esto se debe a que al rectificar y filtrar los pulsos cuadrados, la regulación que se tiene mejora notablemente. Es decir, el capacitor tiene que mantener la carga durante menos tiempo que cuando se emplean pulsos de media senoide, como los que se tienen en el primario del transformador de salida horizontal. Esto se ilustra en la Fig. 9.22.¹³⁹

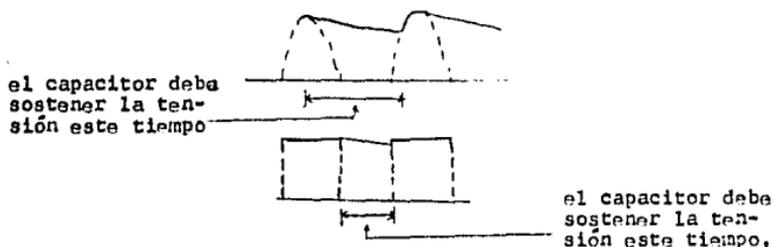


FIG. 9.22. Al hacer que los pulsos de retorno sean cuadrados, en el filtrado, el capacitor debe mantener la tensión durante menos tiempo, mejorando la regulación.

139. ManBLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986, p. 13.181.

Han existido tres formas para obtener la alta tensión que se requiere en el ánodo del tubo de imagen, y son:

1. Flyback con rectificador de media onda y filtro por capacitor.

2. Flyback con multiplicador de tensión.

3. Flyback integrado.

9.2.1. FLYBACK CON RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA Y FILTRO POR CAPACITOR.

Este diseño se muestra en la Fig. 9.23. Se utilizó en los años anteriores a 1975. Consiste en un flyback para elevar la tensión desde 1 kV en el primario, hasta 25kV, para un receptor de color. El secundario del transformador se hace resonar a la tercera armónica de la frecuencia de explorado horizontal. Los pulsos que se obtienen, se aplican a un rectificador de media onda y se filtran por capacitor.¹⁴⁰

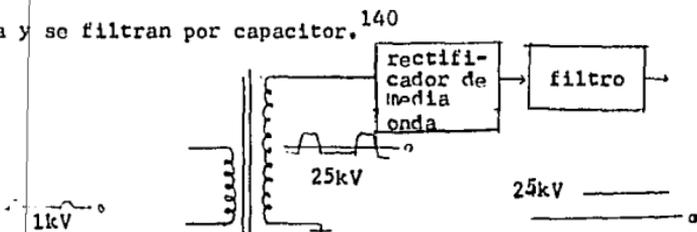


FIG. 9.23. Flyback con rectificador de media onda y filtro por capacitor.

140. Ibid. p. 13.182.

9.2.2. FLYBACK CON MULTIPLICADOR DE TENSION.

Este diseño se indica en la Fig. 9.24. Se ha empleado desde 1975 hasta 1987. Consiste en un transformador menor que eleva la tensión de 1kV a 9kV. Esta tensión se aplica a un triplicador (ver sección 9.1.), para obtener la alta tensión requerida. El secundario del transformador se hace resonar a la quinta armónica de la frecuencia de explorado horizontal.

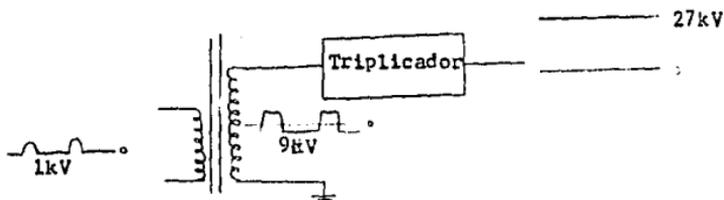


FIG. 9.24. Flyback con multiplicador de tensión.

9.2.3. FLYBACK INTEGRADO.

Este diseño es el de la Fig. 9.25. Es muy reciente. Se ha comenzado a utilizar en diseños japoneses a partir de 1986. En este diseño, el secundario del flyback está dividido en tres

o cuatro secciones. Cada una de estas secciones está conectada con un diodo con la sección siguiente (ver Fig. 9.25.). Así, el flyback además de elevar la tensión realiza la rectificación. El transformador se encapsula en poliester o epoxy. La tensión que se obtiene se filtra por capacitor. Con este método, el secundario del transformador se puede hacer resonar a armónicas impares de mayor orden que en los diseños anteriores.¹⁴¹

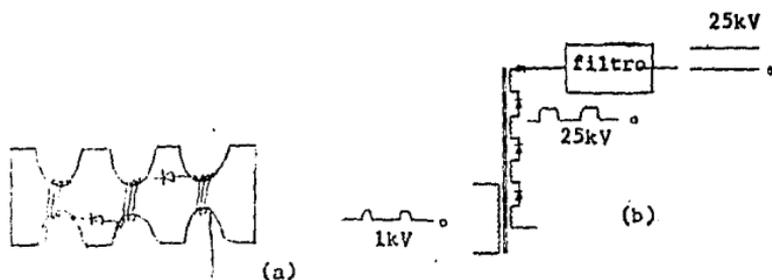


FIG. 9.25. Flyback integrado.
a). Disposición del secundario.
b). Esquema.

141. Ibid. pp. 13.184., 13.185.

En todos los casos, la tensión de enfoque se obtiene empleando un divisor de tensión.

9.3. EXTRACCION DE ENERGIA DEL FLYBACK.

La fuente de alimentación de baja tensión se usa para el oscilador horizontal y la etapa de explorado horizontal. Los demás circuitos del receptor se alimentan empleando tensión que se obtiene acoplando bobinas al primario del flyback.

La energía que se obtiene del flyback puede ser de dos tipos:

1. Alta tensión para bajo consumo.
2. Baja tensión para alto consumo.

9.3.1. ALTA TENSION PARA BAJO CONSUMO.

Esta energía se obtiene rectificando y filtrando los pulsos que ocurren durante los retornos horizontales. La tensión que se obtiene puede ser positiva o negativa. Esto está ilustrado en la Fig. 9.26. El capacitor debe sostener esta tensión durante un tiempo relativamente largo, por lo que no se puede suministrar mucha corriente.

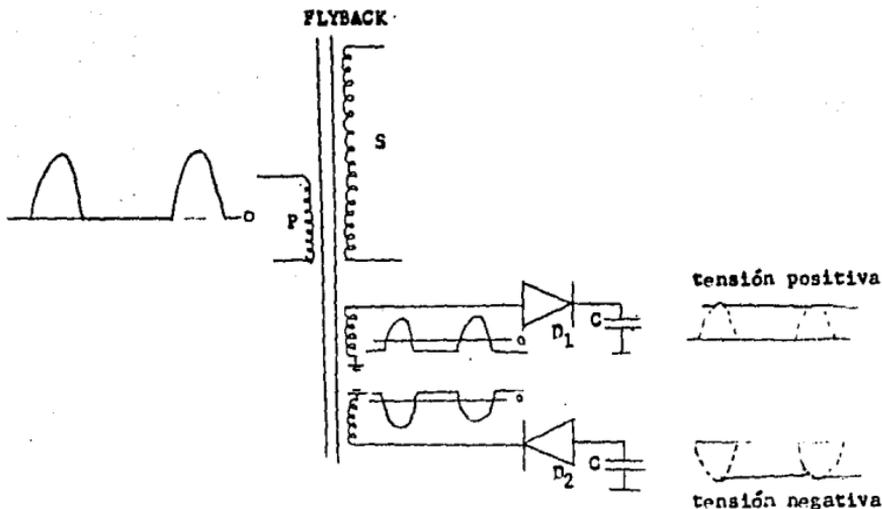


FIG. 9.26. Obtención de alta tensión para bajo consumo del flyback.

Este tipo de tensión se emplea en los circuitos de sintonizador, de video y de croma.

9.3.2. BAJA TENSION PARA ALTO CONSUMO.

Esta energía se obtiene rectificando y filtrando los pulsos que ocurren durante la traza horizontal. La tensión que se obtiene también puede ser positiva o negativa. La Fig. 9.27. muestra como se logra esto. El capacitor solo sostiene la tensión durante un tiempo relativamente corto, por lo que se puede suministrar mayor corriente que en el caso anterior.

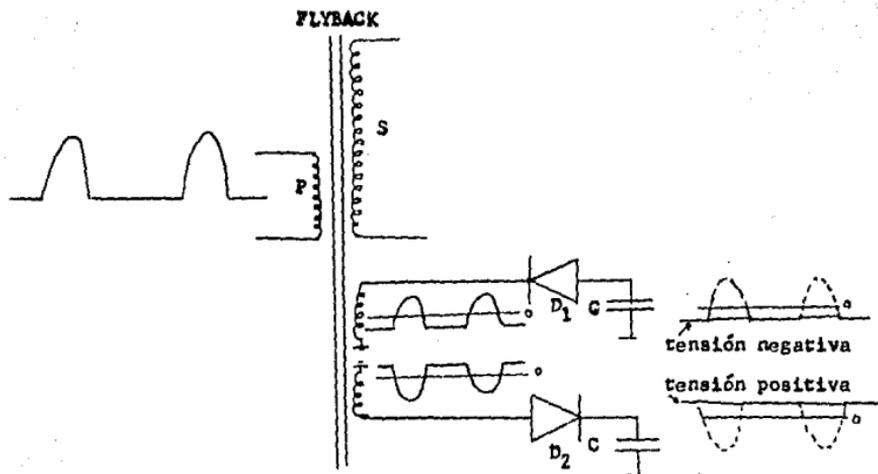


FIG. 9.27. Obtención de baja tensión para alto consumo, del flyback.

Esta tensión se emplea en los circuitos de explorado vertical, audio y amplificadores de salida.¹⁴²

142. Ibid. pp. 13.194.-13.196.

El filamento del tubo de imagen se calienta con corriente que proviene de un embobinado que se acopla al primario del flyback. Este embobinado se muestra en la Fig. 9.28.

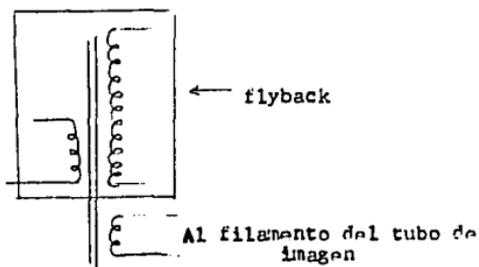


FIG. 9.28. La corriente para calentar el filamento del tubo de imagen también se extrae del flyback.

XI. RESUMEN.

En la Fig. 11.1. se muestra un diagrama de bloques de las partes que constituyen un receptor blanco y negro. Las funciones de cada uno de estos bloques son:

1. SINTONIZADOR DE R.F.

Recibe las señales de radio frecuencia que llegan de la antena. De estas señales, permite únicamente el paso del canal elegido, lo amplifica y convierte las frecuencias de éste, por heterodinación, a valores de frecuencia intermedia (41 a 47 MHz), que son las que se manejan en el receptor.

2. SECCION DE FRECUENCIA INTERMEDIA.

Esta sección se encarga de amplificar las señales de frecuencia intermedia hasta un valor adecuado para que la demodulación se pueda llevar a cabo. Además, es una sección selectiva para evitar las interferencias.

3. CIRCUITOS DE VIDEO.

La señal de FI se encuentra modulada en amplitud por la información de video. Los circuitos de video demodulan la señal de FI y amplifican la señal de video hasta el nivel que se necesita en el tubo de imagen. En la etapa amplificadora de video se tienen los controles de contraste y brillo. El control

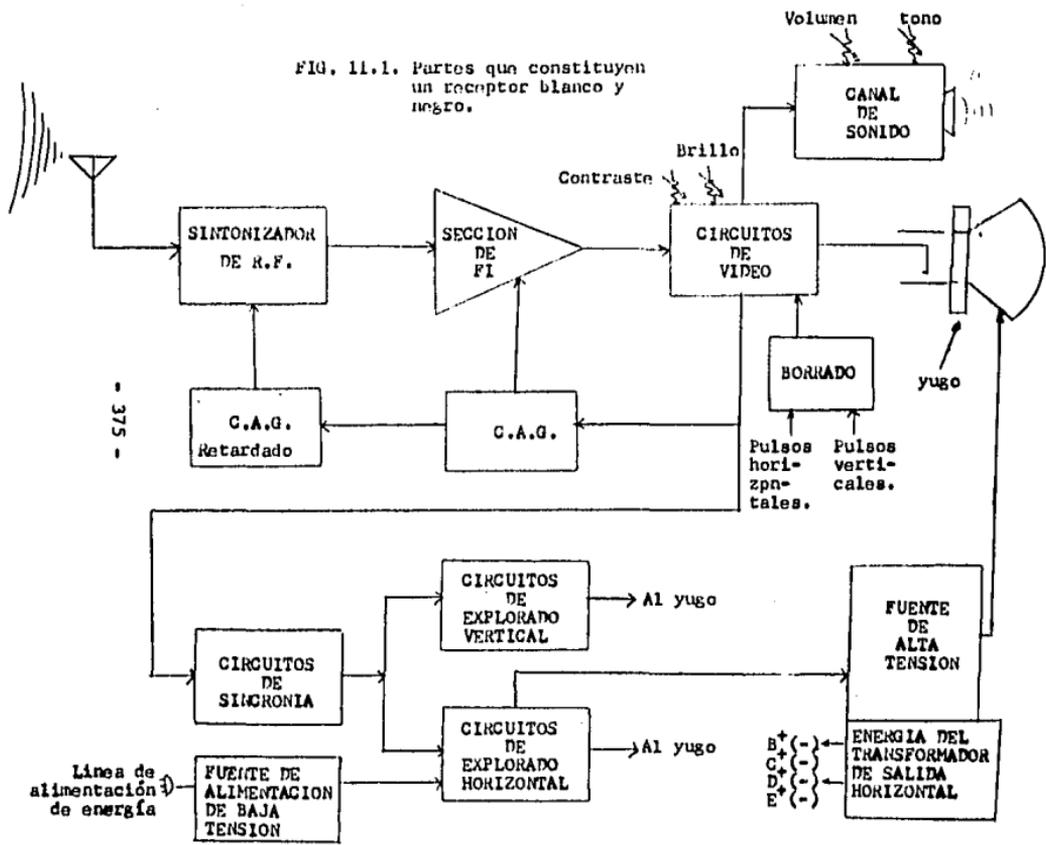


FIG. 11.1. Partes que constituyen un receptor blanco y negro.

- 375 -

Línea de alimentación de energía

B+ (-)
C+ (-)
D+ (-)
E+ (-)

de contraste varia la amplitud pico a pico de la señal de video, resaltando la diferencia entre las partes negras y blancas. El control de brillo varia la cantidad de electrones que viajan a la pantalla del tubo de imagen, cambiando el nivel medio de iluminación, o fondo de la imagen.

4. C.A.G.

El C.A.G. o control automático de ganancia, es un circuito que regula, en forma automática, la ganancia de las primeras etapas de FI y la etapa de amplificación del sintonizador de R.F., para mantener un nivel de señal constante a la salida del detector de video, independientemente de la intensidad de la señal captada por la antena del receptor. El C.A.G. comienza a gobernar la ganancia de la primera y segunda etapa de FI y cuando el mando en estas etapas queda agotado, recurre a controlar la ganancia de la etapa amplificadora de R.F.

5. CANAL DE SONIDO.

En el detector de video se produce un batido entre las portadoras de frecuencia intermedia de video y sonido produciéndose una señal de 4.5MHz que contiene las variaciones en frecuencia que llevan la información de audio. Esta señal se separa ya sea a la salida del detector o en la primera etapa del amplificador de video. Se amplifica, se aplica a un detec-

tor de FM para recuperar la información de audio y se amplifica nuevamente para excitar una bocina. En el amplificador de audio se tienen controles de volumen y tono. El control de volumen funciona de la misma forma que el de contraste colocado en el amplificador de video, es decir, varía la ganancia del amplificador de audio. El control de tono modifica la respuesta de amplitud en frecuencia, haciendo por lo tanto el sonido mas grave o más agudo según que reduzca o no las altas frecuencias, respectivamente.

6. CIRCUITOS DE EXPLORADO HORIZONTAL.

Estos circuitos generan una corriente alterna que al aplicarla a las bobinas de deflexión horizontal, en el yugo del tubo de imagen crean un campo magnético que desvía el haz de electrones de izquierda a derecha de la pantalla de televisión. La corriente alterna se genera mediante un oscilador y un amplificador.

7. CIRCUITOS DE EXPLORADO VERTICAL.

Estos circuitos también generan una corriente alterna, que se aplica a las bobinas de deflexión vertical en el yugo del tubo de imagen para crear un campo magnético que desvía el haz de electrones de arriba a abajo de la pantalla de televisión. El explorado vertical es mucho mas lento que el

horizontal, de manera que el haz de electrones barra línea por línea la pantalla. La corriente alterna se produce con un oscilador y un amplificador.

8. CIRCUITOS DE SINCRONIA.

La señal de video, ya sea a la salida del detector de video o de la primera etapa del amplificador de video, se aplica a los circuitos de sincronía, los cuales usando los pulsos de sincronía de la señal de video controlan la frecuencia de los osciladores de explorado horizontal y vertical, para que los explorados realizados en el receptor sean los mismos que se llevan a cabo en la cámara de televisión y la imagen reproducida sea estable.

9. FUENTE DE ALIMENTACION DE BAJA TENSION.

Convierte la tensión alterna de la red de alimentación de energía a una tensión continua constante. Esta tensión se emplea para alimentar a los circuitos de explorado horizontal.

10. FUENTE DE ALTA TENSION.

Durante el explorado horizontal se producen pulsos de tensión. Mediante un transformador se eleva la tensión de estos pulsos, se rectifican y se filtran, obteniéndose una tensión continua constante muy elevada que se aplica al ánodo del tubo de imagen para atraer a los electrones a la pantalla de éste. Esto se realiza en la fuente de alta tensión.

11. ENERGIA DEL TRANSFORMADOR DE SALIDA HORIZONTAL.

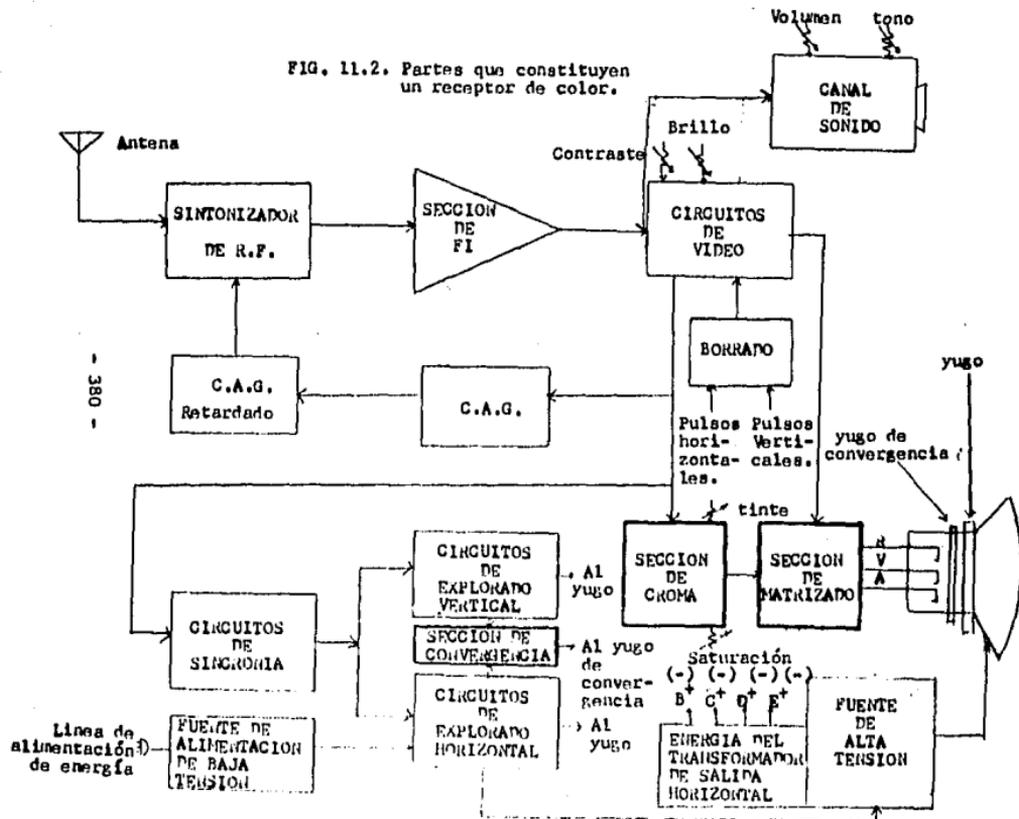
Los circuitos del receptor, excepto los de explorado horizontal, cuya energía proviene de la fuente de alimentación de baja tensión, se alimentan empleando tensión que se obtiene acoplando bobinas al primario del transformador de salida horizontal. Esta tensión se rectifica y filtra para que sea continua y constante.

12. BORRADO.

El borrado consiste en aplicar, ya sea al amplificador de video o al cátodo del tubo de imagen pulsos durante el retorno del haz de electrones, para bloquear la corriente del haz en el tubo de imagen y evitar un patrón de líneas molestas en la imagen. Los pulsos se obtienen de los circuitos de explorado horizontal y vertical.

En la Fig. 11.2. se muestra un diagrama de bloques de las partes que constituyen un receptor de color. Como se observa comparando las Figs. 11.1. y 11.2. solo se han añadido tres secciones. Estas secciones se han dibujado con contornos más fuertes para que se distingan fácilmente. Además, la señal que se aplica al canal de sonido del receptor en color, se separa al final de la sección de FI. y se aplica a un detector que produce la señal de 4.5 Mhz, que contiene las variaciones de frecuencia que llevan la información de audio. Esto se hace con el objeto de evitar interferencia.

FIG. 11.2. Partes que constituyen un receptor de color.



13. SECCION DE CROMA.

La información de color es transmitida modulando en fase y amplitud a una subportadora suprimida, dentro del canal de video. La sección de cromina toma la señal de video de la primera etapa del amplificador de video, separa la información de color y la demodula. Para lograr la demodulación, se reinserta la subportadora. Dependiendo de la fase de la subportadora será el matiz. El control de tinte o matiz varía la fase de la subportadora. La amplitud de la señal de color indica que tan saturado está. El control de saturación varía la ganancia del amplificador de color y por lo tanto su amplitud.

14. SECCION DE MATRIZADO.

La información de color se combina con la información de video que representa el brillo de la imagen, en la sección de matrizado. A la salida se obtienen las tensiones de video roja, verde y azul, que se aplican a los cañones del tubo de imagen. Estas tensiones modulan la corriente de los haces de electrones de los cañones, los cuales golpean a los fósforos rojos, verdes y azules, respectivamente, colocados en la pantalla de televisión, para reproducir la imagen en color.

15. SECCION DE CONVERGENCIA.

Las corrientes de exploración tomadas de los

circuitos de explorado horizontal y vertical se modifican en la sección de convergencia, produciendo corrientes que se aplican al yugo de convergencia del tubo de imagen. Estas corrientes crean campos magnéticos que varían el movimiento de los haces de electrones, de forma que golpeen en todo momento a los fósforos que les corresponden.

CONCLUSIONES.

1. Para comprender como es que opera un receptor de televisión, es necesario entender cual es la función de cada una de las partes que lo componen.

2. A simple vista la televisión parece algo muy simple, siendo que por el contrario es algo sumamente complicado que encierra muchos años de enormes esfuerzos y grandes conocimientos. Conocer los diferentes medios que ha empleado el hombre para que cada sección del receptor realice una determinada función, enseña como ha ido evolucionando la tecnología, refuerza lo aprendido y deja en el lector algo de estos conocimientos.

3. Los escritos de televisión hechos con fines didácticos son escasos, además de que al leerlos hay que ser muy selectivo para obtener de estos el mayor provecho posible. Por otra parte, lo que se escribe acerca de los receptores de televisión suele ser muy técnico. Formándose una idea conceptual de las partes del receptor de televisión, al leer la tesis, facilita el entendimiento y obtener el máximo provecho de dichos escritos.

4. Para estudiar y dedicarse ya sea a la reparación, diseño, o algún aspecto relacionado con los receptores de televisión es necesario empezar con bases.

5. Hay que tomar en cuenta que a pesar de la extensión de la tesis, esta se puede pugar de superficial, ya que se pueden citar varios ejemplos de cosas que no abarca. Por ejemplo:

a) Los medios para lograr la transmisión y captación de la señal de televisión.

b) La manera de detectar las causas de las averías presentadas en la trama e imagen.

c) Como reparar un receptor.

d) La forma de obtener sintonía remota.

e) La televisión vía satélite.

f) La televisión en estereo.

g) La televisión digital.

h) Los aspectos de diseño, que se pueden encontrar en Handbooks.

6. Hay una gran variedad de temas que se pueden desprender de esta tesis y servir para la realización de tesis poste-

riores. Por ejemplo:

- a) Ahondar en alguna de las partes del receptor y estudiar los aspectos de diseño.
- b) Estudiar el funcionamiento de algún receptor en específico.
- c) Estudiar la sintonía remota.
- d) Estudiar la televisión vía satélite.
- e) Estudiar la televisión digital.
- f) Estudiar la televisión en estereo.
- g) Realizar un paquete de prácticas que permitan visualizar lo que ocurre en el receptor.

7. La tecnología crece a pasos agigantados, pero a pesar de esto, los principios siguen siendo los mismos, por lo que un trabajo de este tipo nunca perderá su validez.

BIBLIOGRAFIA.

1. BORQUE Alfredo. TV COLOR. Paraninfo, España, 1981.
2. CLYDE N. Herrick. TELEVISION THEORY AND SERVICING. Reston Publishing Company, Inc. Second Edition, Reston, Virginia, 1976.
3. GROB Bernard. TELEVISION PRACTICA, FUNDAMENTOS Y REPARACION. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1982.
4. K. BLAIR Benson. TELEVISION ENGINEERING HANDBOOK. McGraw-Hill Book Company, First Edition, United States of America, 1986.
5. KENNEDY George. ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS. McGraw-Hill Book Company, Third Edition, Singapore, 1984, pp. 624-673.
6. KIVER Milton S. FUNDAMENTOS DE LA TELEVISION EN COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Segunda Edición, México, 1981.
7. ZBAR Paul B. y ORNE Peter W. PRACTICAS DE T.V. Y T.V.-REPARACION EN BLANCO Y NEGRO Y COLOR. Publicaciones Marcombo, S.A., Tercera Edición, México, 1985.
8. ZETINA M. Angel. EL RECEPTOR DE TELEVISION INTERCARRIER. C.E.C.S.A., Segunda Edición, México, 1985.