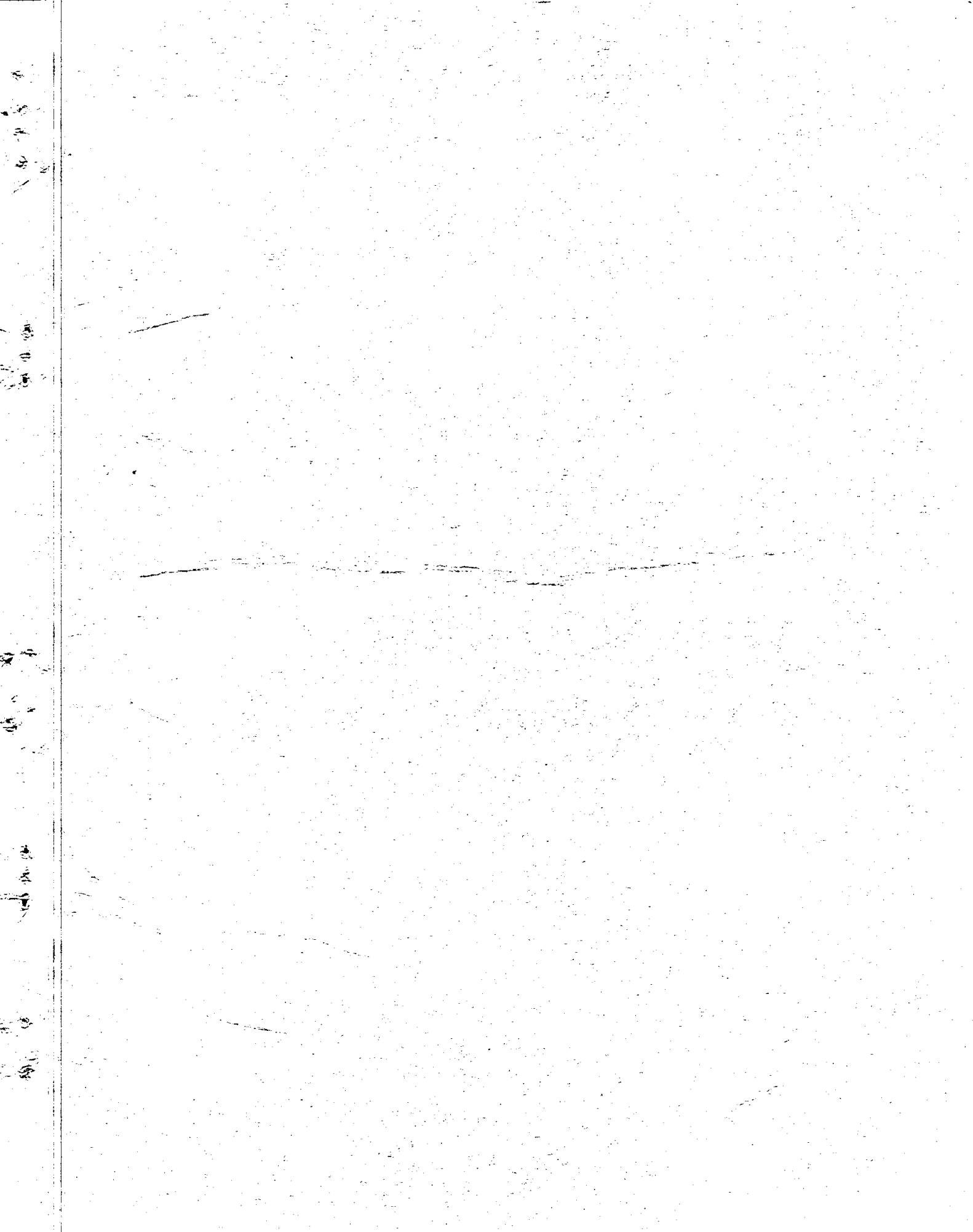


"SINCRONIZACION DE LOS RECEPTORES DE TV"

LUIS A.SILVA E.

1.964



"SINCRONISMO DE LOS RECEPTORES DE TV"

"TESIS PREVIA A LA OPTENCION DEL TI-
TULO DE INGENIERO EN LA ESPECIALI -
ZACION DE ELECTROTECNIA, DE LA ESCUE-
LA POLITECNICA NACIONAL!"

Luis A. Silva E.

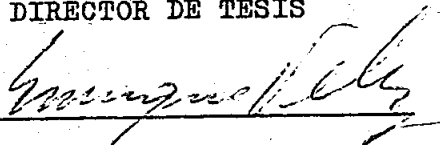
QUITO -X- 1.964

ooooo

Certifico que este trabajo fue
hecho por el Sr. Luis Sidona personal-
mente y bajo mi dirección

Octubre 20, 1964

DIRECTOR DE TESIS



Dr. Enrique Vélez

I N D I C E

	Pag.
Introducción	1

CAPITULO I

I-1

Las Normas para los sistemas de TV.	4
I-1-a.- La señal normalizada Inglesa.	4
I-1-b.- La Norma Europea de 625 líneas.	6
I-1-c.- La Norma Francesa de 819 líneas.	6
I-1-d.- La Norma Belga de 625 y 819 líneas.	8
I-1-e.- La Norma de la "URSS".	8
I-1-f.- La Norma de TV Americana "C.F.C.".	9
I-1-g.- Consecuencias	11

I-2

Estudio de los receptores de TV en bloques.	13
I-2-a.- Selector de Canales.	14
I-2-b.- El Amplificador de FI de la señal de TV.	16
I-2-c.- El detector de imagen.	17
I-2-d.- El amplificador de video frecuencia.	17
I-2-e.- El control automático de volumen.	18
I-2-g.- El detector de sonido.	19
I-2-h.- El amplificador de sonido.	21
I-2-i.- El separador de sincronización	22
I-2-j.- El discriminador de fases	22
I-2-k.- Base de tiempo de línea	23
I-2-L.- Salida de línea.	24
I-2-m.- Oscilador de cuadro.	24
I-2-n.- Salida de cuadro	25
I-2-o.- Unidad de alimentación	25

Estudio de las etapas de sincronismo (en bloques)	27
---	----

CAPITULO II

II-1

Estudio de la señal compuesta de sincronismo del transmisor. . .	29
II-1-a.- La señal compuesta de video	29
II-1-b.- Naturaleza de los pulsos de sincronización.	30
II-1-c.- Requisitos para la exploración entrelazada.	36
II-1-d.- Hendiduras	38
II-1-e.- Pulsos de igualación	39
II-1-f.- Gráfico de la señal compuesta de sincronismo	40

II-2

Separación de la señal total de sincronismo	42
II ² -a.- Separación de la señal compuesta de sincronismo en caso de modulación negativa	43
II ² -b.- Separación de la señal de sincronismo por medio de un triodo	44
II-2-c.- El supresor de interferencia	48
II-2-d.- Amplificador de la señal total de sincronismo.	49

II-3

Separación de la señal de sincronismo vertical	50
II-3-a.- Separación de la señal de sincronismo vertical por medio de un integrador RC	50
II-3-b.- Caso particular de integrador con una red RC.	52

II-4

Separación de la señal de sincronismo horizontal.	59
II-4-a.- Circuito diferenciador	59
II-4-b.- Caso particular para una red diferenciadora RC	63

CAPITULO III

III-1

Requisitos para la operación del sincronismo	67
--	----

III-2

III-2	Pág.
Circuitos de sincronismo	68
III-2-a.- Concepto de sincronismo.	68
III-2-b.- Métodos de sincronismo	70
III-2-c.- El sincronismo dârecto del oscilador de cuadro . . .	72
III-2-d.- El sincronismo directo del oscilador de línea	73
III-2-e.- El sincronismo indirecto del oscilador de línea . . .	75
III-2-f.- El sincronismo indirecto del oscilador de cuadro. . .	75
III-2-g.- El sincronismo automático.	76
III-3	
Sincronización de las bases de tiempo	76
III-3-a.- Período transitorio de un circuito RC	77
III-3-b.- Generadores de tensión en diente de sierra a base de un circuito RC simple	78
III-3-c.- Tubos disparadores	84
III-3-d.- Caso particular para un generador de tensión en diente de sierra para el barrido horizontal usando un tubo disparador.	87
III-3-e.- El multivibrador.	90
III-3-f.- Sincronismo del multivibrador.	97
III-3-h.- Caso particular de diseño de un multivibrador sincronizado zado por el método directo y como base de tiempo horizontal.	100
III-3-i.- Caso particular para el diseño de un multivibrador sincronizado como base de tiempo de cuadro.	103
III-3-j.- Otras consideraciones.	106
III-3-k.- El discriminador de fases usado para el sincronismo indirecto	107

CAPITULO IV

	Pág.
IV-1	
Resultados obtenidos en laboratorio	111
IV-1-a.- Oscilogramas de las señales importantes en las etapas de sincronización de un receptor de TV normal.	111
IV-1-b.- Oscilogramas de las señales generadas por los multivibradores contruídos	113
IV-2	
Conclusiones generales	115
Fotocopias de las señales del punto IV-1-a 1	116
Fotocopias de las señales del punto IV -1-b	118
Referencias de autores	120

.....

INTRODUCCION.

El presente tema a desarrollarse, tiene el propósito de analizar uno de los fenómenos que se realizan en los Receptores de Televisión.

Este fenómeno, es el de la Sincronía que debe existir entre el transmisor y el receptor, para que sea posible observar en el Kinescopio (Tubo de Imagen), que está en el receptor, imágenes con idénticas características de tiempo y espacio a las que tiene la escena correspondiente captada por el Ortinoscopio (Cámara Tomavistas), del transmisor.

Es conocido que, en un sistema de generación eléctrica - por ejemplo, cuando no se tiene una sola unidad generadora, es necesario el acoplamiento de varias máquinas que deben estar en sincronismo. De la misma manera, en sistemas motrices, la regulación, control de la velocidad y marcha del sistema, se hará a base de la sincronización en el funcionamiento. En todo caso, será necesario el concurso de ciertos elementos que hacen posible esta operación; así como también, deberá conocerse la parte que ha de entrar en sincronismo.

Igualmente, para la transmisión de imágenes, usando los sistemas de TV., es necesario un acoplamiento y sincronización correctos entre el equipo emisor y el receptor. Para ello, existen ciertos elementos eléctricos y electrónicos que accionan bajo ciertas condiciones.

En cuanto a elementos, se menciona que el agente principal, es la Señal de Sincronismo que el transmisor debe emitir para que en el receptor, entren en sincronismo las Bases de Tiempo, para efectos de la Exploración.

Con referencia a las condiciones, se tiene una de las principales que es la Norma que regula el sistema de TV. pues, no hay

un criterio universal para realizar estas emisiones.

La Tesis consta de cuatro capítulos; de los cuales, el primero, habla de las diferentes Normas que existen actualmente para la regulación de los sistemas y condiciones con los que se efectúan las transmisiones de Televisión. Se da a conocer también el estudio de las diferentes etapas de las que se compone un receptor normal de TV. a base de una descripción general de un circuito en bloques. En el segundo capítulo, se hace un estudio de la Señal de Sincronismo proveniente del trasmisor, describiendo también las diferentes etapas por las que ésta debe pasar en el receptor, para su discriminación y utilización en las Bases de Tiempo. El tercer capítulo habla de las Bases de Tiempo y su Sincronía, dándose mayor importancia a los circuitos con Multivibradores. En el último capítulo, se dan a conocer los resultados experimentales realizados en el laboratorio, obteniéndose los principales oscilogramas de las señales de los puntos de mayor interés.

En el transcurso de la Tesis, no se hacen diseños estrictos, ni recomendaciones técnicas esclucivas; sino más bien, a base de un estudio teórico, se examinan los elementos fundamentales y se clarifican los conceptos básicos del Sincronismo.

Los casos particulares, se realizan como ejemplos ilustrativos y tomando las consideraciones estipuladas por la Norma Norteamericana dada por el "Comité Federal de Comunicaciones" (C.F.C), de los Estados Unidos.

Los subtemas de menor importancia, se han tratado a modo de información y las ilustraciones gráficas, se han incluido, gracias a los nuevos textos de consulta adquiridos por los Expertos de las Naciones Unidas, en el Proyecto de la Escuela Politécnica Nacional. Las citas de autores, que se encuentran numeradas en el transcurso de la

Tesis, constan en su orden al final del último capítulo.

Para las experiencias realizadas en el laboratorio, se han empleado partes y equipo de medición del Laboratorio de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional, así como, del Taller de Philips Ecuador S.A., Instituciones a las cuales deajo constancia de mi agradecimiento. En igual forma al Dr. Enrique Vélez, Experto de "UNESCO", quién ha trabajado como Director de Tesis.

Es de mi esperanza, que los puntos analizados, constituyan una modesta contribución para los lectores de Televisión y Electrónica, materias en las que nuestro País está en sus principios de desarrollo; pero con el propósito de que, en un día no muy lejano, llegue al nivel de los demás países Americanos y del Mundo.

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@

C A P I T U L O I

I-1

LAS NORMAS PARA LOS SISTEMAS DE TV.

En el mundo de las transmisiones y las recepciones de televisión, no existe un solo criterio que regule los sistemas, es más - también, la norma, el resultado del avance técnico que un país ha obtenido en el transcurso del tiempo. Así, la Norma Europea de 625 líneas es dada por el Comité Consultativo Internacional de Radiocomunicaciones - (C.C.I.R.), formado por especialistas en la materia de los países de Bélgica, Dinamarca, Holanda, Italia, Suecia, Suiza y Alemania; que en un acuerdo mutuo, impusieron las condiciones que regulan la norma para éstos países, que posiblemente ha sido adoptada por otros países europeos, e inclusive por países americanos como Argentina. La norma americana dada por el C.F.C., adoptada para casi todos los países americanos. E.T.C.

Las especificaciones principales a las que se refiere una norma se relacionan con los siguientes puntos del sistema:

Ancho de banda para cada canal, Tipo de modulación, Gama de frecuencias empleada en V.H.F. y U.H.F., Señal de sincronismo, Frecuencia de los barridos horizontal y vertical, Número de elementos de exploración y Elementos de borrado.

Como se ve, nada tiene que ver con diseño o empleo de materiales y partes determinadas; sino que, la norma se refiere a elementos de frecuencia que intervienen en el sistema.

En los siguientes párrafos, se dan a conocer los datos principales que dan las normas existentes en la actualidad para la transmisión y regulación de los sistemas de TV.

I-1-a

La Señal Normalizada Inglesa.-

La señal de TV. emitida por las estaciones inglesas es definida por la norma inglesa de televisión. Prevee una modulación positiva con un nivel constante de negro del 30% de la amplitud máxima de la portadora. La imagen consta de 405 líneas que se exploran totalmente en dos cuadros sucesivos. La exploración es entrelazada, por lo que cada cuadro consta de 205.5 líneas y se exploran 25 imágenes por segundo; es decir, que la frecuencia del cuadro es de 50 c/s. La relación entre la altura y la anchura es de 3 a 4. La duración de cada pulso de sincronía horizontal es el 10% del intervalo de tiempo comprendido entre dos pulsos consecutivos. La señal de imagen comprende al final de cada línea de trazo un tiempo de borrado del 1% del tiempo entre 2 pulsos; esto es al nivel de negro y antes del pulso de sincronismo. Después de éste pulso se tiene un tiempo de borrado del 4% del tiempo entre pulsos. Por tanto, la señal de imagen se suprime totalmente en cada línea un intervalo del 15% del tiempo entre pulsos y para transmitir la imagen se dispone del 85% de cada período de línea. La señal de sincronismo vertical está formada por un bloque de 8 impulsos cuya duración es del 40% del tiempo entre dos pulsos horizontales. La separación entre pulsos del bloque es 10% del mismo tiempo. Esta señal se repite después de cada semi-imagen. La formación de las señales de sincronismo es de tal manera que en el borrado vertical no se interrumpa el sincronismo de línea. El transmisor de imagen y el de sonido están modulados en amplitud y el campo electromagnético emitido por la antena tiene polarización vertical. Entre la portadora de video y la de sonido hay una separación de frecuencia de 3.5 Mc/s, siendo el transmisor del segundo el de frecuencia más baja.

La primera banda de V.H.F. adjudicada para Europa para los fines de televisión se extiende desde los 41 hasta los 68 Mc/s. Cada canal tiene un ancho de banda de 7 Mc/s y por tanto, se tiene 5 canales para la banda indicada. En igual forma en la segunda banda de

V.H.F. y de U.H.F.,

I-1-b

La Norma Europea de 625 Líneas.-

Es dada por el Comité C.C.I.R., en Ginebra, en el año de 1.951. Tiene las siguientes características principales:

Ancho de cada canal es de 7 Mc/s, en consecuencia se disponen de 11 canales para las bandas de V.H.F. Las dos bandas van de los 41 a 48 Mc/s y de 174 a 223 Mc/s. El Canal 1 tiene una anchura de banda sólo de 6 Mc/s, es inadecuado para esta norma y por tanto no se usa (1). La portadora de imagen es de 5.5 Mc/s inferior en frecuencia a la de sonido sin modulación, cuya portadora está a una separación de 0,25 Mc/s del límite superior del canal. El sistema deberá ser independiente de la frecuencia de red, o sea ningún sincronismo con ella (al principio se aceptaban sistemas, cuyo barrido vertical estaba en sincronismo con la frecuencia de la red de alumbrado público; e inclusive se tomaba parte de ella para la producción de las oscilaciones en la base de tiempo respectiva). La frecuencia de línea es de 15.625 c/s y puede variar hasta en un 0,1%. El transmisor de imagen tiene modulación de fase negativa de amplitud, suprimiéndose parcialmente una de las bandas laterales. El transmisor de sonido está modulado en frecuencia con una variación máxima, o ancho de banda demodulante hasta los 50 Kc/s para el 100% de modulación. La emisión de la antena es de polarización horizontal.

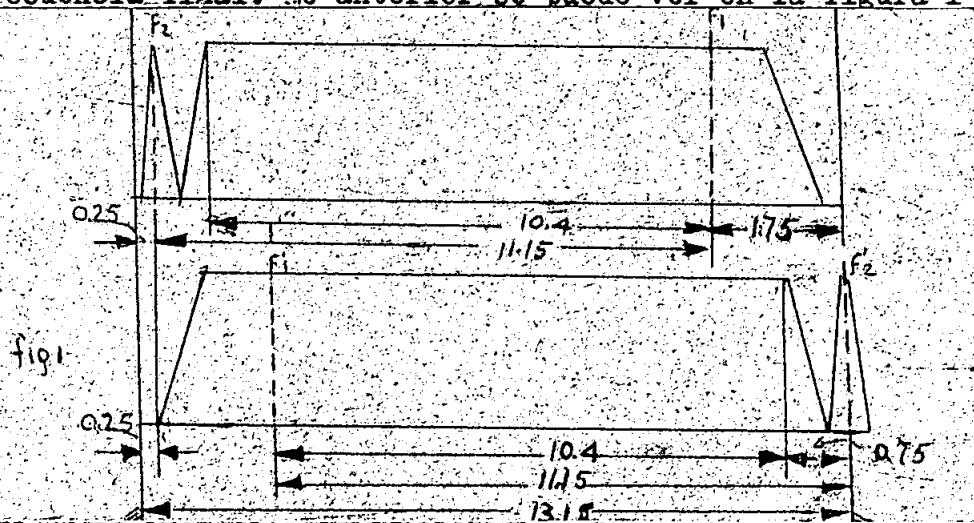
I-1-c

La Norma Francesa de 819 Líneas.-

Si bien, en París tienen lugar, regularmente, emisiones de televisión con sistemas de 441 líneas, y con una señal que es prácticamente igual a la Inglesa, Francia debió establecer su propia norma de TV. con 819 líneas. Esta norma exige un ancho de canal mayor que

en las demás, y establece la condición que la emisora debe transmitir prácticamente sin atenuación en la frecuencia de video máxima de 104 Mc/s. La separación de frecuencia entre portadoras de imagen y sonido es de 11.15 Mc/s y el ancho de banda para 1 canal de 13.15 Mc/s. En consecuencia se tiene un número de canales muy limitado; por lo cual se ha previsto un sistema especial llamado de "Canales Inversos" (2), que permite efectuar la emisión de dos canales en un mismo intervalo de frecuencias de la siguiente manera:

La portadora de imagen del 1 canal con una distancia de frecuencia de 1.75 Mc/s antes que la frecuencia final; la portadora de sonido del mismo canal a una distancia de 0.25 Mc/s de la frecuencia inicial. La portadora de video del otro canal a una distancia de 1.75 Mc/s de la frecuencia inicial; y su portadora de sonido es igual a la frecuencia final. Lo anterior se puede ver en la figura 1



L-L.- Límite del Canal = 13.15 Mc/s.

f_1 .- Frecuencia portadora de uno de los transmisores de imagen.

f_2 .- Frecuencia portadora del sonido correspondiente al canal de f_1 .

f'_1 .- Frecuencia de la portadora de imagen del otro canal.

f'_2 .- Frecuencia portadora del sonido del canal de f'_1 .

La polarización del campo es horizontal. Se tiene modulación de fase positiva para el transmisor de imagen. El nivel de negro es el 25% de la amplitud de portadora. La exploración es entrelazada

2:1; es decir que cada cuadro contiene 409.5 líneas. La proporción de la imagen es de 3 a 4.12. La portadora de sonido es modulada en amplitud y la de video también en amplitud (Al principio se utilizaba modulación de frecuencia para el transmisor de video). La duración del impulso de sincronismo horizontal es del 5% del tiempo entre 2 pulsos; y la duración de la supresión de línea (borrado horizontal), es de 16% del mismo tiempo. La duración del pulso de sincronismo vertical es del 40% del intervalo entre dos pulsos horizontales; esta señal es 1 solo pulso de la duración indicada. La supresión del cuadro llega a valer el 10% del período de la oscilación vertical.

I-1-d

La Norma Belga de 625 y 819 Líneas.-

La Norma Belga de TV. prevee dos sistemas: uno para 819 líneas que es usado en el territorio "Valón" o Zona de habla Francesa y el segundo de 625 líneas usado en Flandes o Zona de habla Flamenca. La norma de 819 es igual a la Francesa ya estudiada, con excepción del ancho de banda para cada canal que en este caso es de 7 Mc/s y no hay sistema de canales inversos; y la de sincronismo que aparte de la frecuencia de línea es idéntica a la de la norma americana. La norma de 625 líneas es igual a la Europea de C.C.I.R., salvo las siguientes excepciones:

El sentido de modulación en esta norma es positivo y la portadora de sonido es modulada en amplitud.

I-1-e

La Norma de la U.R.S.S.

La norma de televisión para los sistemas de la Unión Soviética tiene las siguientes características:

Número de imágenes por segundo = 25. Número de líneas por imagen es de 625. Anchura de la banda de video, que es la separación -

de 6.5 Mc/s. Anchura de banda para cada canal, 8 Mc/s, lo que da la posibilidad de transmitir un máximo de 10 canales para las bandas de V.H.F. La polarización del campo es horizontal. Anchura de la supresión de línea (borrado horizontal) es 18% del tiempo entre dos puntos situados entre dos pulsos consecutivos del sincronismo horizontal. Modulación de la portadora a la imagen en el sentido de fase negativa. La señal de sincronismo para el sentido vertical está formado por los siguientes elementos: 5 pulsos de pre-igualación, 5 pulsos de sincronismo de cuadro 5 pulsos iguales a los primeros para los de post-igualación.

I-1-f

La Norma de TV. Americana.- C.F.C.

La norma que regula este sistema tiene algunas semejanzas a la europea de 625 líneas, con las siguientes diferencias:

El ancho del canal es de 6 Mc/s. Partiendo de la frecuencia de 54 Mc/s se tienen 12 canales para las dos bandas de V.H.F. Para la banda baja desde el canal 2 hasta el 6 y para la alta desde el 7 hasta el 13. En la banda de U.H.F. se disponen 70 canales con el mismo ancho de banda de 6 Mc/s, desde el canal 14 hasta el 83. En el siguiente cuadro se indica la disposición de frecuencias para cada canal y las frecuencias para las portadoras de imagen y sonido en cada uno:

Canal	Ancho de Banda	Portadora de Imagen	Portadora de Sonido
1	No se usa		
2	54 a 60 Mc/s	55,25 Mc/s	59.75 Mc/s
3	60 a 66 "	61,25 "	65.75 "
4	66 a 72 "	67,25 "	71.75 "
5	76 a 82 "	77,25 "	81.75 "
6	82 a 86 "	83,25 "	87.75 "
Canales de Banda Alta			
7	174 a 180 Mc/s	175,25 Mc/s	179,25 Mc/s

Canal	Ancho de Banda	Portadora de Imagen	Portadora de Sonido
8	180 a 186 Mc/s	181,25 Mc/s	185,75 Mc/s
9	186 a 192 "	187,25 "	191,75 "
10	192 a 198 "	193,25 "	197,75 "
11	198 a 204 "	199,25 "	203,75 "
12	204 a 210 "	205,25 "	209,75 "
13	210 a 216 "	211,25 "	215,75 "
Canales de la Banda de U.H.F.			
14	470 a 476 Mc/s	471,25 Mc/s	475,75 Mc/s
y así 70 canales hasta el			
83	884 a 890 Mc/s	885,25 Mc/s	889,75 Mc/s.

El sistema es monocromático (en blanco y negro) y la señal de televisión tiene las siguientes características:

Distancia entre la portadora de imagen y la portadora de sonido = 4.5 Mc/s.

Modulación de amplitud en sentido negativo para la portadora de imagen.

Supresión de la banda lateral negativa (Banda baja) a 1.5 Mc/s de la portadora.

Modulación de frecuencia para la portadora del sonido, a 0.25 Mc/s del límite superior del canal.

Máxima desviación de frecuencia en la modulación de audio 75 Kc/s a cada lado de la frecuencia central.

Formato del cuadro: 4 unidades de largo en el sentido horizontal y 3 en el vertical; o sea un formato 4-3 igual que en cine.

Tiempo de duración de imagen 33.334 micro-segundos o sea: 525 líneas cada 1/30 de segundo. Sistema entrelazado 2:1. 30 imágenes completas por segundo.

Semi-imagen.- 16.667 micro-segundos, o sea 262.5 líneas -

cada $1/60$ de segundo. 60 semi-imágenes por segundo.

Frecuencia horizontal 15.750 c/s; que es = $525 \times 60/2$.

Tiempo de línea.- 63.5 micro segundos para un ciclo completo.

Pórtico horizontal (blanking) de 10.16 a 11.4 micro-segundos.

Tiempo de línea sin el pórtico (tiempo de traza) 53.34 microsegundos.

Tiempo del pulso de sincronización horizontal 5.08 microsegundos.

Pulso de igualación.- Con una frecuencia doble de la de línea o sea 31.500 c/s. Y con un tiempo de duración igual a la mitad del pulso horizontal, es decir 2.24 microsegundos.

Frecuencia de barrido vertical 60 c/s; o sean 60 semi-imágenes por segundo para la exploración entrelazada. El tiempo de este pulso es de 190.5 micro-segundos (3 veces la separación entre pulsos horizontales); la señal de sincronización vertical está formada por 6 bloques separados por un tiempo igual al 7% de la separación entre pulsos horizontales.

Pórtico vertical (blanking).- Supresión de información de imagen y luz en la pantalla con un tiempo de 833 a 1130 micro-segundos (cada semi-imagen).

La terminología y las medidas antes indicadas se darán con más detalle en el capítulo II. (3).

I-1-g

Consecuencias.-

Como consecuencias de los datos anteriores se pueden decir las siguientes:

- 1°) El receptor debe diseñarse para operar con señales provenientes del transmisor según especificaciones de la misma norma.

CARACTERISTICAS PRINCIPALES DE LAS NORMAS DE TV.

CARACTERISTICAS	NORMAS					
	Francia	Inglaterra	C. C. I. R.	U.S.A (C.F.C.)	U.R.S.S	Belga
Número de imágenes por segundo.	25	25	25	30	25	25
Numero de Lineas por imagen	819	405	625	525	625	819 y 625
Anchura de banda de video. Valor de F.I de sonido (M/s)	11.15	3.5	5.5	4.5	6.5	5.5 y 11.15
Ancho de un canal (M/s)	13.15	5	7	6	8	7 y 13.15
Modulación de video	Positiva M.A	Positiva M.A	Negativa M.A	Negativa M.A	Negativa M.A	Negativa M.A y Positiva M.A
Modulación de sonido	M.A	M.A	M.F.	M.F.	M.F.	M.A y M.F.
Polarización de antena.	Horizontal	Hoz. Vert.	Hoz.	Hoz.	Hoz.	Hoz.
Supresión de Línea	16%	15%	18%	16%	18%	
Supresión de cuadro	12%	6%	n.o%	n.o%	6.2%	10% y 18%
Señales de sincronismo.	1 de sincronismo	6 a 12 de sincronismo	5-pre-igua 5-sincronis 5-post-igua	6-pre-igua 6-sincronis 6-post-igua	5-pre-igua 5-sincronis 5-post-igua	Sistema de 1 pulso y Sistema de 5 pulsos

- 2°) Un receptor que recibe la señal desde un transmisor a diferente norma, fallará en su funcionamiento; aunque es cierto que el receptor tiene ajustes para hacer que por ejemplo, siendo de la norma C.F.C., funcione bien con las señales de la norma C.C.I.R., o viceversa; pero ya no con señales de otras normas que no se parecen.
 - 3°) El ancho de canal dado por una norma, limita el número de canales en las bandas de V.H.F. y U.H.F.
 - 4°) Las especificaciones dadas son para los sistemas de televisión monocromáticos. Para la televisión en color las diferencias aumentan en cuanto a la señal de sincronización por incluir un mayor número de Bases de Tiempo (uno para cada color principal del espectro), tanto en el transmisor como en el receptor.
 - 5°) Para los sistemas internacionales de larga distancia, usando estaciones trans-receptoras colocadas en satélites artificiales, es necesario un acuerdo mundial para la disposición de frecuencias (disposición de canales) y la adopción de una sola norma. La segunda disposición es difícil, tanto como querer tener un sólo sistema de medidas por ejemplo; pues el criterio técnico particular de cada país depende de varios factores, y éstos a su vez de otros anteriores complicándose cada vez más para no tener esperanza de un entendimiento universal.
- Por este motivo pueden haber 2 soluciones para el efecto de las transmisiones mundiales: La primera hacer las emisiones entre zonas que empleen la misma norma; ésta sería muy limitada. Y la segunda incluir en las estaciones equipos conversores de normas tal como ya se probó entre Estados Unidos y Francia.

I-2

ESTUDIO DE UN RECEPTOR DE TV EN BLOQUES.-

Se ha creído conveniente hacer el presente estudio para

dar una idea del funcionamiento de las principales etapas de un receptor normal de televisión; y asu vez, enfocar hacia los puntos que se trata - rán con detalle en la Tesis.

Las etapas que contiene un receptor super heterodino común de Broad-Cassting son: radio frecuencia, frecuencia intermedia, amplifi- cación de audio-frecuencia y fuente de alimentación. El receptor de TV. contiene éstas y otras funciones especializadas, tales como la explora- ción, el sincronismo, etc., las mismas que se explican a continuación a base del diagrama en bloques dado en la figura 2.

I-2-a

Selector de Canales.-

Se llama así la unidad de entrada de la señal de televi - sión que proviene de la antena receptora. Por lo general, es una caja - semi-sellada, intercambiable y que contiene los circuitos necesarios pa - ra cumplir 3 funciones de la etapa de radio-frecuencia:

Amplificación de V.H.F., que está constituido por un pento do trabajante en Clase A1, como amplificador de tensión. En el circuito de reja se tienen los componentes resonantes LC para las bandas de fre- cuencia que son seleccionadas por medio del cambiador de canales. Como carga de este tubo se tiene un filtro pasabanda con un ancho de 9 Mc/s (4), para cada Canal y que sirve de acople para el siguiente tubo.

Una segunda válvula que contiene esta unidad es triodo-pen todo. La sección triodo funciona como oscilador local a cuyo circuito - concurren los diferentes conjuntos LC y producen las frecuencias neces- rias para efectuar el fenómeno de conversión. La sección pentodo hace - la mezcla de frecuencias de entrada y oscilación local en tal forma de obtener la primera frecuencia intermedia del receptor.

Todos los componentes LC, tanto de sintonía como de oscila ción y los filtro pasa-banda son dispuestos para ser cambiados fácilmen te mediante el movimiento de un solo eje que termina en el control del

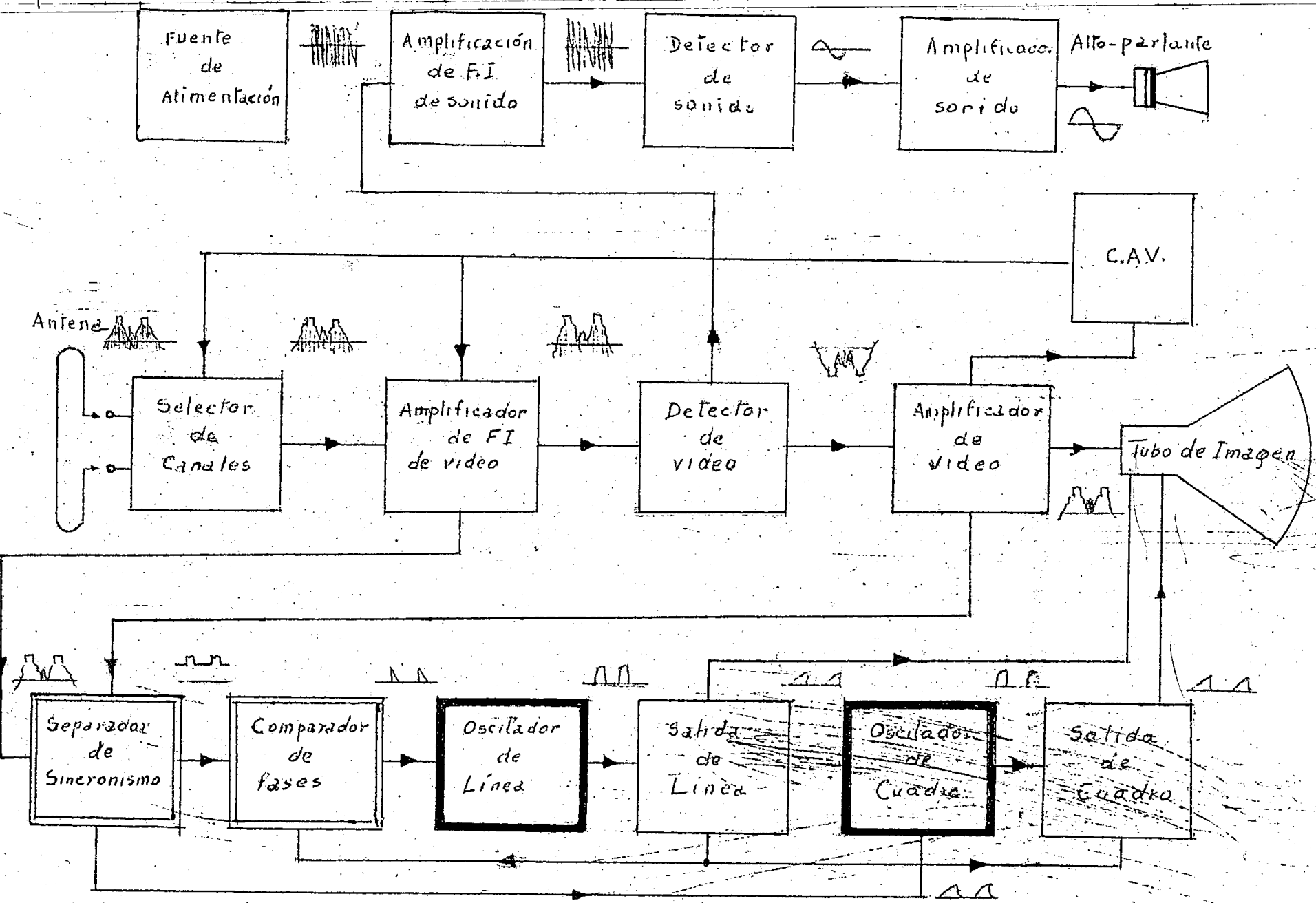


fig 2

cmabio de canales. La disposición más común es la de tambor.

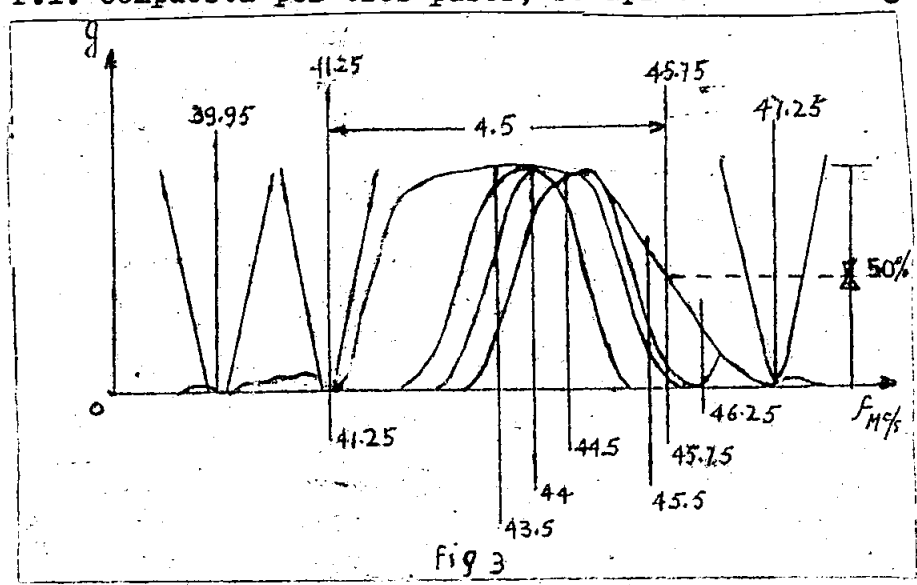
Excéntrico a este eje, se encuentra el control de sintonía fina, el cual regula la resonancia de los diferentes circuitos LC, por medio de la variación de la capacidad de pequeños condensadores de compensación colocados en dichos circuitos. Este control asegura encuadrar el ancho de banda de la señal de antena con el ancho de banda de los circuitos resonantes. La variación máxima para varios fabricantes es de 2 Mc/s (5).

I-2-b

El Amplificador de Frecuencia Intermedia de la Señal de TV.-

La función que cumple esta etapa es de amplificar la señal de frecuencia intermedia producida a la salida de la etapa convertora. Está formada por dos o tres amplificadores calse A1, con circuitos resonantes LC a su entrada y salida. Los amplificadores funcionan con sintonía escalonada para formar el ancho de banda correspondiente a la diferencia de frecuencia entre las dos portadoras. En el caso de la norma C.F.C. este ancho de banda es de 4.5 Mc/s.

La formación del ancho de banda para el caso de una etapa amplificadora F.I. compuesta por tres pasos, se aprecia en la siguiente figura 3 (6)



Cada circuito resonante constituye un punto de banda que deja pasar una gama de frecuencias cuya distancia aumenta de un filtro

de un paso al anterior, resultando finalmente el ancho necesario. En el caso de la figura anterior el ancho de banda formado, es desde los 41.25 Mc/s hasta los 45.75 Mc/s (hay una diferencia de 4.5 Mc/s); con una frecuencia intermedia central de 43.5 Mc/s. Esta frecuencia central es usada normalmente como referencia en los sistemas de frecuencia modulada de banda ancha. Algunos constructores prefieren frecuencias más bajas tales como la de 25 Mc/s.

I-2-c

El Detector de Imagen.-

Principalmente contiene un diodo con su respectivo circuito de detección. El diodo puede ser de vacío o preferentemente un semiconductor por presentar buenas características para amplia gama de frecuencias por su baja capacidad interna. El circuito se complementa con filtros pasabanda para un ancho de 4.5 Mc/s y filtros elimina-banda para las frecuencias espúreas que pueden venir desde el selector de canales o de los pasos de F.I. En esta etapa por tanto se eliminan las altas frecuencias (frecuencias intermedias), que están fuera del ancho de banda indicado. En el caso de usar diodos semiconductores se fabrican unidades semi-selladas que pueden reponerse fácilmente.

I-2-d

El Amplificador de Video Frecuencia.-

Como la señal de video-frecuencia a la salida del detector es de baja amplitud, no se podría excitar satisfactoriamente el circuito de entrada el tubo de imagen; por tanto se incrementa un circuito amplificador de esta señal por medio de un pentodo que trabaja en Clase A como amplificador de potencia. Para asegurar una buena respuesta a la amplia gama de frecuencias de video (aproximadamente 4 Mc/s), se escoge el tipo de amplificador con carga resistiva y acoplamiento al cátodo de un tubo de imagen. Este acoplamiento se puede hacer también por medio de pequeñas inductancias o circuitos RL que aseguran el paso de las altas

frecuencias de video. Se intercalan también filtros para eliminar todas las frecuencias indeseables del sonido y evitar la interferencia en la señal de imagen.

I-2-e

Control Automático de Volumen.--(C.A.V.)

Esta etapa, tiene por objeto producir una realimentación - entre el circuito de amplificación de video frecuencia y las etapas de alta frecuencia (selector de canales y primer paso de F.I.). Cuando hay una variación del nivel de la señal en la entrada de antena, se tendrán variaciones en los pasos de F.I., detección y amplificación de video - frecuencia, sin poder excitar satisfactoriamente el tubo de imagen (desmejoramiento de la imagen). Si parte de la señal de video es controlada por el circuito de C.A.V., se tendrán las respectivas compensaciones en pérdida o ganancia, y de este modo uniformidad en la excitación final. Esta etapa contiene un triodo que es manejado con polarización muy cerca del punto de corte, tal que su accionamiento se vuelva sensible a - las variaciones de señal en el circuito de reja. La señal obtenida en - la placa es transformada en variaciones de polarización de las rejillas de control del amplificador de V.H.F. y primer amplificador de F.I.

I-2-f

Amplificador de F.I. de Sonido.--

A la salida del detector de imagen está presente la fre - cuencia de 4.5 Mc/s, como resultado del heterodinaje de las portadoras de video y audio. Esta frecuencia es una interportadora modulada en - frecuencia y constituye el valor de la frecuencia intermedia para el - canal de sonido. La etapa está formada por dos circuitos principales: el primero es un amplificador de ésta frecuencia y el segundo es un limitador de amplitud. Una vez amplificada la F.I. del sonido se tienen - pequeñas variaciones de amplitud, ya que los filtros y circuitos sinto-

nizados no son perfectos y también hay la influencia de pequeñas modulaciones de amplitud que al final deforman la señal modulada en frecuencia. El limitador tiene por objeto recibir una señal modulada en frecuencia, con pequeñas variaciones de amplitud y entregar una señal modulada en frecuencia de amplitud constante para el buen funcionamiento del discriminador de fases que se encuentra en la siguiente etapa. Varios fabricantes emplean doble paso de amplificación de F.I. de sonido y la función del limitador incluyen en el detector de sonidos.

I-2-g

El Detector de Sonido.-

El sistema de detección del sonido en los receptores de TV. que pertenecen a las normas con modulación de frecuencia en sonido, es similar al sistema de modulación empleado en los circuitos de recepción de F.M. Un sistema de TV., requiere un ancho de banda de audio por lo menos de 100 Kc/s, mientras que un sistema de F.M. para un receptor normal tiene un ancho de banda de 150 Kc/s; por tanto, la única diferencia consiste en la detección del ancho de banda para el cual se diseñarán los respectivos filtros.

Normalmente se emplea un circuito discriminador de fases que tiene por objeto el transformar las variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud para excitar el amplificador de audio-frecuencia. El discriminador para éste objeto está formado por 2 partes esenciales: el transformador discriminador con su circuito defasador, y un doble diodo para producir la detección.

A continuación, y por vía ilustrativa se describe uno de los circuitos empleados denominado discriminador de fases "Foster-Seeley"

El circuito se encuentra en la figura 4-a y su funcionamiento en líneas generales es como sigue:

Se consideran 3 estados del circuito sintonizado formado

En la frecuencia Debajo de la frecuencia
 Encima de la frecuencia Fase de
 Diferencia de fase Diferencia de

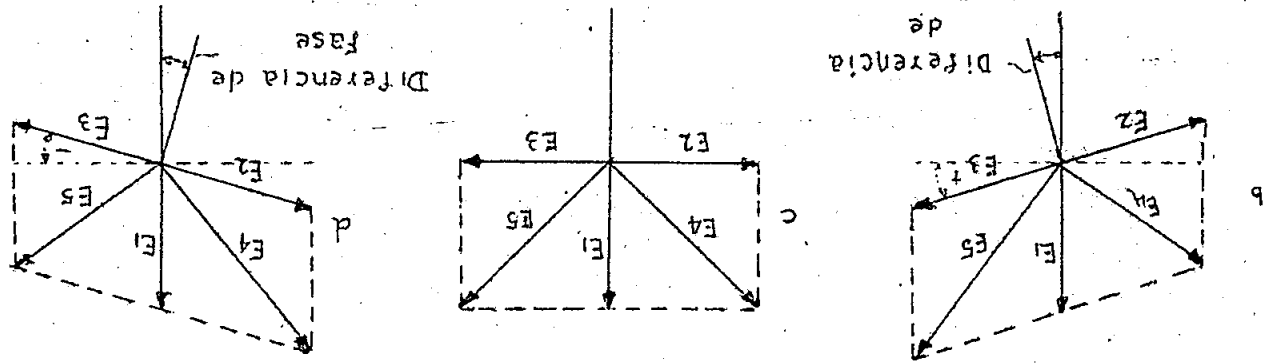
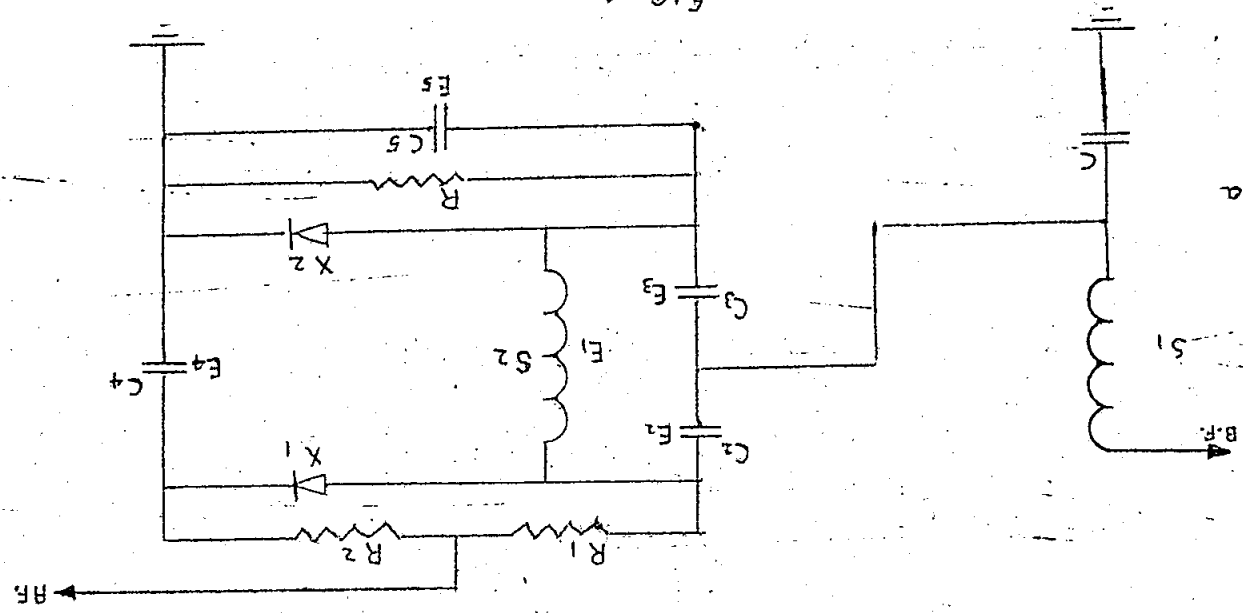


Fig 4



por los elementos $C_2 - C_3$ y S_1 :

- 1@) Que el circuito esté en frecuencia de resonancia.
- 2@) Que el circuito esté bajo la frecuencia de resonancia, y
- 3@) Que el circuito esté sobre la frecuencia de resonancia.

El circuito se sintoniza a la frecuencia media de la intermedia del sonido, es decir a la frecuencia media de 4.5 Mc/s. Cuando se aplica frecuencia no modulada de 4.5 Mc/s. los voltajes sobre los ánodos de los diodos X_1 y X_2 , serán iguales; es decir: $E_4 = E_5$; ya

ya que E_2 y E_3 están defasados en $+ 90^\circ$ y $- 90^\circ$ respectivamente con respecto a E_1 ; se tendrá: $E_2 + E_1 = E_3 + E_1$ (figura 4-c). Esta es la primera condición del circuito, es decir que no hay defasamiento entre las tensiones E_2 y E_3 y no se tendrá variación de amplitud de la señal.

Cuando se aplica señal modulada en frecuencia se tendrán las condiciones 2 y 3; en las cuales, por ausencia de resonancia, los voltajes E_2 y E_3 sufren defasamientos diferentes a 90° con respecto a E_1 , voltaje que se conserva constante. Estos defasamientos originan desigualdades en los valores de E_4 y E_5 : así si se considera que el circuito trabaje en un instante para un valor menor que la frecuencia de resonancia (estado 2), E_5 será mayor que E_4 puesto que E_2 y E_3 han sufrido un defasamiento con respecto a E_1 en sentido antihorario (figura 4-b). En el caso contrario, cuando el circuito funciona en un momento a frecuencia superior que la de resonancia se tendrá que E_4 es mayor que E_5 , ya que los valores de E_1 y E_2 han sufrido un defasamiento con respecto a E_1 en sentido horario (figura 4-d).

En consecuencia las variaciones de frecuencia de la señal de entrada dan como resultado variación de amplitud de la señal sobre los ánodos de los diodos X_1 y X_2 . El acoplamiento de los bobinados es capacitivo y cada diodo tiene su resistencia de carga para formar un circuito de filtraje a la alta frecuencia y dejar pasar sólo las frecuencias de audio a través de $C_4 - R_2$, la misma que se amplifica en los pasos subsiguientes. Algunos constructores construyen una unidad semi-sellada de fácil reposición.

I-2-h

El Amplificador de Sonido.-

Para terminar con el cahal de sonido, se tiene el paso amplificador final que recibe la señal de audio proveniente del discriminador de fases y entrega una señal de suficiente potencia. Este paso tiene dos funciones, la primera es un pre-amplificador de tensión, y la

segunda, es un amplificador de potencia con un pentodo que trabaja en clase A; pero en varios casos se termina con un circuito en contra-fase clase B, para mejorar la potencia del sonido. El porcentaje de distorsión aceptable del canal de sonido es del 2%.

I-2-i

El Separador de Sincronización.-

La señal de imagen que actúa como modulante en el transmisor contiene la información de video frecuencia y la señal compuesta de sincronismo. Esta modulante se obtiene después de la etapa de detección de video en el receptor. Esta señal por un lado, va por medio del amplificador de video, al tubo de imagen recibiendo señales con los respectivos espacios de borrado horizontales y verticales. Por otro lado se deriva hacia los circuitos de barrido.

La etapa de separación (clipper), tiene el objeto de entregar en el circuito anódico únicamente la señal compuesta de sincronismo sin la componente de video frecuencia. Para ello, existen varios métodos en los cuales se hace trabajar al elemento separador (válvula de vacío o transistor) con una polarización en reja menor que la tensión de corte.

Algunos fabricantes esta etapa la forman con los siguientes pasos:

- 1.- Eliminación de las frecuencias parásitas.
- 2.- Separación de la Señal de Sincronismo.
- 3.- Amplificación de la Señal compuesta de Sincronismo.
- 4.- Separación de las Señales de sincronismo Horizontal y Vertical.

Todo aparato receptor de TV. cumple en esta etapa por lo menos los puntos 2 y 4.

I-2-j

El Discriminador de Fases.-

Es un circuito parecido al que se indico en el punto I-2-g; pero en este caso se comparan los pulsos de sincronización horizontal con las oscilaciones provenientes de la Base de tiempo horizontal. De esta comparación, sale una componente continua que cambia de valor lentamente y excita el circuito de entrada del oscilador de línea. El circuito es usado para el método de sincronismo a efecto volante o sincronismo indirecto (Capitulo III).

Algunos fabricantes prefieren usar un transformador discriminador y el uso de dos diodos semi-conductores. En otros casos el defasamiento es a base de redes RC y dos diodos que pueden ser de vacío o semi-conductores. A la entrada de este circuito se intercala una o dos redes diferenciadoras RC.

I-2k

Base de Tiempo de Línea.-

Es la etapa que produce las oscilaciones de relajación para la exploración horizontal. Los períodos están de acuerdo con las condiciones exigidas por la norma del sistema.

Existen varias formas para producir esta señal: por medio de un tubo disparador, un multivibrador, un oscilador de bloqueo y por medio de un oscilador controlado con válvula de reactancia. En los capítulos III y IV, se tratará con detalle la teoría de los dos primeros métodos y se proyectará un circuito para la norma C.F.C.

De cualquier manera que se obtengan estas oscilaciones, la frecuencia producida será de 15.750 según la norma que nos ocupa; y en tal forma que el tiempo de traza (variación positiva de tensión), se realice en el mayor tiempo posible del período; y el retroceso, en el menor tiempo. En consecuencia las formas de onda deberán tender a dientes de sierra.

Este oscilador recibe ^{en} su circuito de entrada una señal o pulso de sincronismo que ajusta su frecuencia. Este pulso proviene del

discriminador de fases en el caso de sincronismo indirecto o de una red diferenciadora en el caso de sincronismo directo; debiendo ser lo más a brupto posible en su frente anterior (Capítulo II).

En esta etapa existen los mandos de control de oscilación de línea, sincronismo de línea y linealidad horizontal.

I-2-1

Salida de Línea.-

Esta compuesto de las siguientes partes principales.

- 1.- Un amplificador de la señal proveniente de la base de tiempo horizontal o de línea (pentodo de haces electrónicos).
- 2.- Un transformador de salida de línea.
- 3.- Elementos para la detección (bobinas del yugo).

El tubo amplificador de salida de línea recibe en su entrada un voltaje de 100 a 150 Voltios (valor general de los diferentes fabricantes), entrega en su circuito anódico una tensión cuyo valor pico alcanza hasta unos 3000 Voltios. Esta señal es llevada al transformador que contiene principalmente tres bobinados: el primero es el de alta tensión (16 KV más o menos) que va a un diodo rectificador de cuyo cátodo se obtiene, por medio del filtraje realizado por el circuito RC que contiene el cable de conexión, una tensión anódica para excitar los ánodos aceleradores del tubo de imagen. El segundo bobinado genera las variaciones de tensión y corriente para la deflexión. El tercer bobinado se ocupa de producir una realimentación al oscilador de línea por medio del discriminador de fases (comparador).

La desviación producida por las bobinas del yugo es electromagnética y debe cumplir el objetivo de la exploración entrelazada.

I-2-m

Oscilador de Cuadro.º

En esta etapa se genera señales cuya frecuencia correspon

de al barrido vertical; que en caso de la norma C.F.C. esta es de 60 ciclos. Se emplea cualquier sistema para producir oscilaciones de relajación pero los métodos más usados son: tubos de descarga, multivibrador, oscilador de bloqueo, oscilador transistor con acoplamiento del integrador Miller. En los capítulos III y IV, se estudia con detalle la teoría de los dos primeros. En esta etapa se encuentran los siguientes mandos: control de la oscilación de cuadro, control de sincronismo vertical y control de linealidad vertical.

I-2-n

Salida de Cuadro.-

Esta etapa está formada por un tubo amplificador de las oscilaciones provenientes de la base de tiempo vertical. Como carga se tiene un transformador de acoplamiento entre este tubo y las bobinas deflectoras del yugo. Las oscilaciones correspondientes tienden a la forma de diente de sierra con un tiempo de traza máximo y retorno mínimo para el período correspondiente a la frecuencia de 60 ciclos.

I-2-o

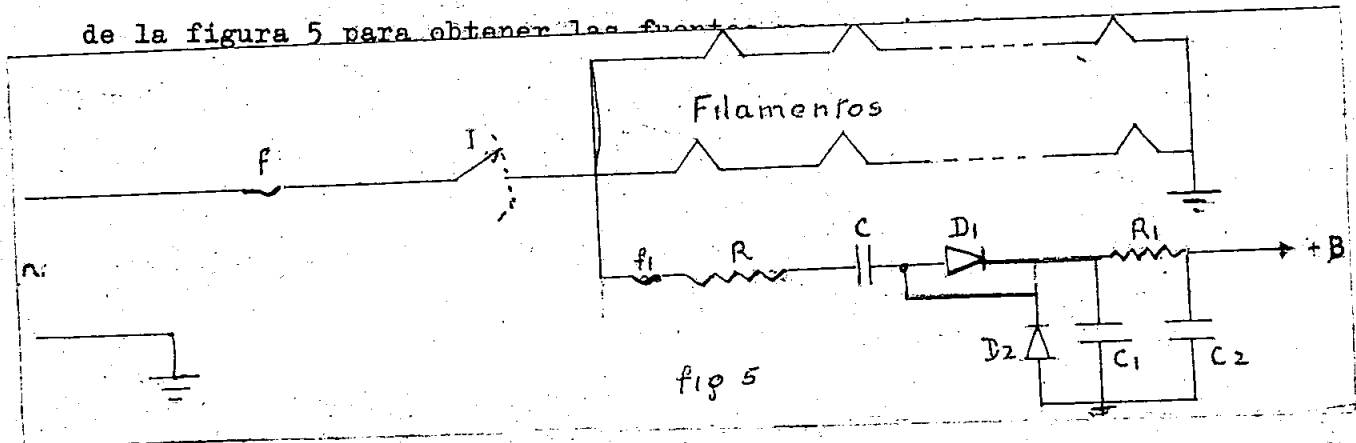
Unidad de Alimentación.-

Es conocido que todo aparato electrónico necesita las siguientes fuentes de alimentación: fuente "A", que proporciona las tensiones y corrientes para el encendido de filamentos (calefacción) de los diferentes tubos, foquitos piloto, etc.; esta fuente por tanto puede ser de corriente continua o de alterna (preferentemente de corriente continua para evitar oscilaciones). La fuente "B", que proporciona las tensiones y corrientes para los circuitos anódicos y de reja pantalla, así como también para los elementos que necesitan una tensión estable; por tanto esta fuente debe ser de corriente directa. La tercera fuente es la llamada fuente "C", la cual genera las tensiones para las rejillas de mando de los tubos.

001510

En los receptores de TV. estas fuentes se obtienen de dos maneras. Por medio de un transformador de alimentación, cuyo primario se encuentra conectado a la red de alumbrado público y su secundario - contiene los bobinados de alta y baja tensión, se obtiene la tensión necesaria para el encendido; y desde el secundario de alta, por medio del circuito de rectificación y filtraje la tensión de corriente directa de fuente "B". Este método está quedando en desuso para la mayoría de los fabricantes por el peso que proporciona el transformador, puesto que ocuparía un volumen correspondiente para que sea de unos 200 mili-amperios y 350 voltios de fuente "B".

Los receptores modernos contienen el siguiente circuito - de la figura 5 para obtener las fuentes



La fuente "A" es la misma tensión de entrada de la red de servicio público. Se construye uno o dos circuitos en serie de los filamentos de los tubos y foquitos piloto. La fuente "B" se obtiene por medio de un circuito doblador de tensión formado por $R-C-D_1-D_2$; y el - circuito de filtraje formado por R_2-C_1 y C_2 .

Las tensiones de polarización de rejá, o de fuente -C, en ambos casos se obtienen por medio de autopolarización de rejá.

Además de todas estas etapas, el receptor de TV contiene por supuesto, un altoparlante y un tubo de imagen (kinescopio o cinescopio). El altoparlante es de tipo magneto dinámico y el tubo de imagen es fabricado para una desviación máxima de 114° efectivos (al principio se fabricaron tubos de 90° de desviación, eran más grandes que -

los actuales en su profundidad).

I-3

ESTUDIO EN BLOQUES DE LAS ETAPAS DE SINCRONISMO.-

En este punto se dá a conocer los circuitos estudiados con más detalle en la presente Tesis. En la siguiente figura 6 se tienen todas las etapas del sincronismo y las bases de tiempo.

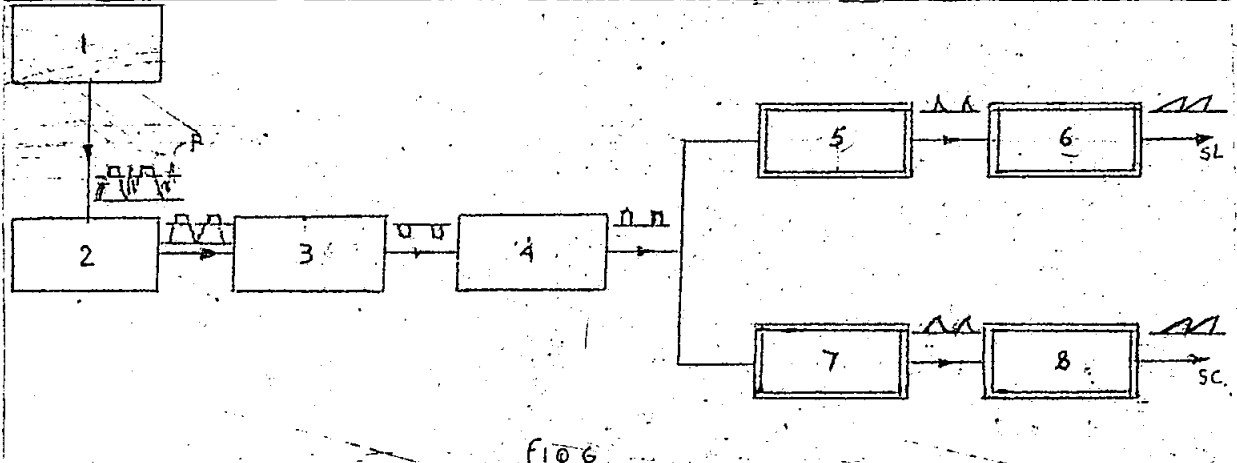


FIG 6

En este esquema se tienen en su orden los siguientes pasos:

- 1.- Amplificador de video frecuencia, de donde proviene la señal compuesta de video.
- 2.- Eliminador de interferencias.- Es el primer paso de la etapa compuesta de la separación de sincronismo. Su objeto es el de atenuar las señales parásitas que llegan hasta un 100% de modulación y entre los pulsos de sincronismo.
- 3.- Separador de Sincronización. Esta es la etapa en la cual se efectúa propiamente la separación de la video-frecuencia que debe eliminarse y la señal compuesta de sincronismo que se encuentra en el circuito anódico.
- 4.- Amplificador de la Señal de Sincronismo. En algunos casos la señal proveniente del separador es muy débil y en fase negativa por lo cual se hace necesario la correspondiente amplificación, y también se obtiene la señal de sincronismo en fase positiva.
- 5.- Discriminador de Fases. Es el circuito comparador en cuya entrada generalmente se proyecta una red diferenciadora.

- 6.- Fase de Tiempo de Línea. Es la etapa que produce las oscilaciones de relajación para el barrido horizontal. Es sincronizado con la señal de sincronismo horizontal.
- 7.- Integrador. Está formado por una red integradora RC tal que obtiene la discriminación de la señal de sincronismo vertical para controlar la base de tiempo de cuadro.
- 8.- Base de Tiempo de Cuadro. Es la etapa generadora de las oscilaciones de relajación para el barrido vertical, controlado por la señal de sincronismo vertical.

En esta Tesis se describe en forma general las etapas 2, 3 y 4; y, se hace un diseño de las etapas 5, 6, 7 y 8 (se calculará sólo la red diferenciadora de la etapa 5). Al final se construye los osciladores con multivibradores y su sincronismo para obtener el efecto de las etapas 6 y 8.

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@

C A P I T U L O I I

II-1

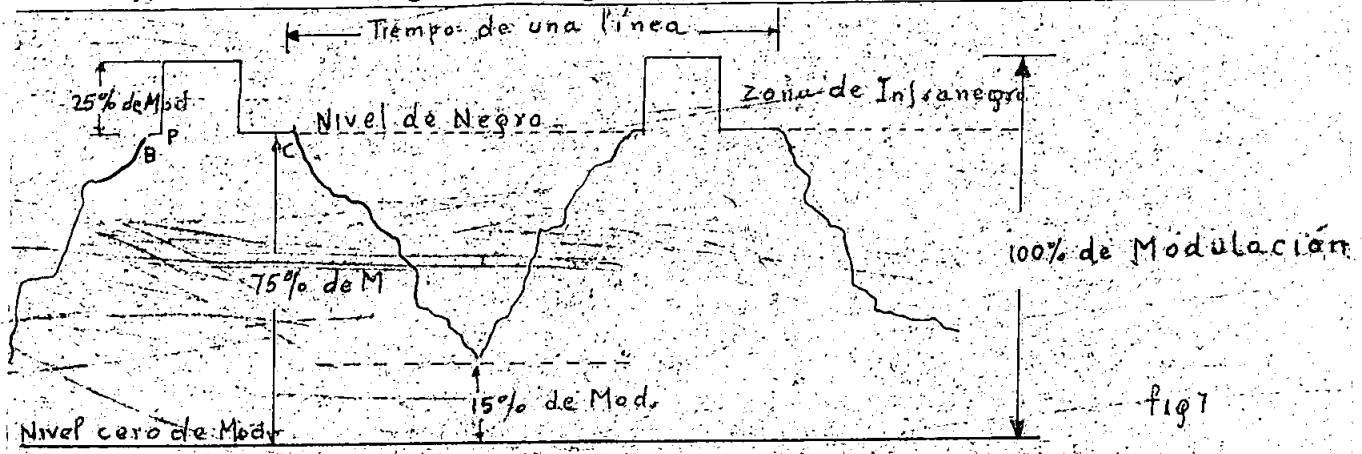
ESTUDIO DE LA SEÑAL COMPUESTA DE SINCRONISMO DEL GENERADOR.-

En este punto se tratará de analizar la composición de la señal compuesta de sincronismo proveniente del generador (transmisor). No se hablará de la señal de sincronismo y supersincronismo que el transmisor, inherentemente, debe contener para la exploración de la imagen y el control del orticonoscopio; sino más bien los pulsos que componen la señal de sincronización que se incorpora en la señal de video para formar una sola modulante de la portadora de video.

II-1-a

La Señal Compuesta de Video.-

Con el objeto de localizar en mejor forma la señal compuesta de sincronismo dentro de la señal de video, y según la norma C. F.C., se tiene la siguiente figura 7.



En ésta figura se indican los valores estipulados por la norma y se puede apreciar el nivel en el que se encuentran los pulsos de sincronización. La figura corresponde a la formación de una línea y dos pulsos de sincronización horizontal consecutivos. En el mismo nivel se encuentran los pulsos de sincronismo vertical después de cada semi-imagen formada por 262.5 líneas (para la exploración entrelazada). Los tiempos destinados en el espacio B-C son: 1.27 micro-según

dos desde B hasta P que corresponde al tiempo de la señal de borrado antes del pulso horizontal. 5.08 micro-segundos para la duración del pulso Y por fin 3.8 micro-segundos es el espacio de borrado después del pulso. El espacio B-C, se llama p \acute{o} rtico (blanking). Los oscilogramas correspondientes a la se \acute{n} al compuesta de video para un espacio entre dos pulsos horizontales y para un espacio en el que conste el borrado vertical se encuentra al final del cap \acute{i} tulo IV.

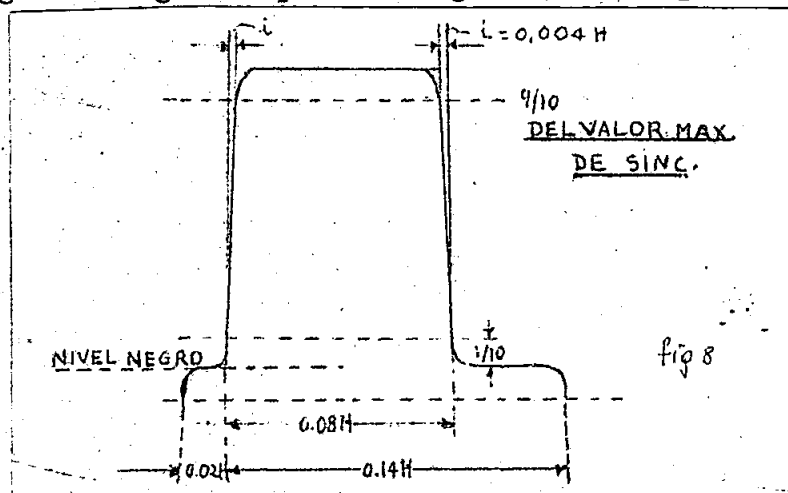
II-1-b

Naturaleza de los Pulsos de Sincronizaci \acute{o} n.-

La se \acute{n} al compuesta de sincronismo est \acute{a} formada por los siguientes pulsos:

- 1.- Pulsos de sincronismo horizontal.
- 2.- Pulsos de sincronismo vertical (bloque de pulsos para el sincronismo vertical con hendiduras).
- 3.- Pulsos de pre y post-igualaci \acute{o} n.
- 4.- Se \acute{n} ales de borrado.

El Pulso de Sincronismo horizontal seg \acute{u} n "Fink" (7), est \acute{a} formado seg \acute{u} n la figura 8 por los siguientes tiempos



Si llamamos H el tiempo entre dos pulsos horizontales consecutivos que seg \acute{u} n la norma C.F.C. ser \acute{a} de 63.5 micro-segundos, los diferentes tiempos de la figura tienen los valores en porcentajes de H as \acute{i} .

Valor mínimo del relleno anterior = 2% de H = 0.02 x 63.5 = 1.27 micro-segundos.

Tiempo de duración del pulso, parte inferior = 8% de H = 0.08 x 63.5 = 5.08 micro-segundos.

Tiempo de duración del pulso, parte superior = 5.08 - 0.008 x 63.5 = 4.5 micro-segundos.

Duración del relleno posterior = 6% de H = 0.06 x 63.5 = 3.81 micro-segundos.

Diferencia de tiempo entre la parte inferior y la superior del pulso = 0.4% de H x 2 = 0,004 x 63.5 x 2 = 0.48 micro-segundos.

Duración del relleno anterior + duración del pulso + duración del relleno posterior = 2% de H + 8% de H + 6% de H = 16% de H = 0.16 x 63.5 = 10.16 micro-segundos (valor dado en el punto I-1-f). Este tiempo corresponde al retorno de línea.

La expresión matemática que hace la síntesis y el análisis del espectro se determina considerando al pulso como una función de pulso recurrente y rectangular (8), de la siguiente manera.

La expresión general de Fourier es:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos nx + b_n \sin nx$$

que expresada en forma de desarrollo en serie es:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos x + b_1 \sin x + a_2 \cos 2x + b_2 \sin 2x + a_3 \cos 3x + b_3 \sin 3x + \dots + a_n \cos nx + b_n \sin nx + \dots \quad (1)$$

Para obtener el análisis y la síntesis se transforma la ecuación (1) en una serie exponencial de Fourier usando las relaciones del Teorema de Euler, que son:

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \quad (2)$$

$$e^{-jx} = \cos x - j\text{sen } x \quad (3)$$

Sumando miembro a miembro las ecuaciones (2) y (3):

$$2 \cos x = e^{jx} + e^{-jx} ; \text{ de donde : } \cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (4)$$

Restando miembro a miembro las mismas ecuaciones (2) y (3) :

$$2j \text{ sen } x = e^{jx} - e^{-jx} ; \text{ de donde : } \text{sen } x = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \quad (5)$$

Reemplazando los valores de las ecuaciones (4) y (5) en la ecua. (1) :

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \frac{(e^{jx1} + e^{-jx1})}{2} \cdot a_1 + a_2 \left(\frac{e^{jx2} + e^{-jx2}}{2} \right) + a_3 \frac{(e^{jx3} + e^{-jx3})}{2} \\ + \dots + b_1 \frac{(e^{jx1} - e^{-jx1})}{2j} + b_2 \left(\frac{e^{jx2} - e^{-jx2}}{2j} \right) + b_3 \frac{(e^{jx3} - e^{-jx3})}{2j} + \dots$$

La expresión anterior se puede también escribir de la siguiente forma:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + a_1 \frac{(e^{jx1} + e^{-jx1})}{2} + a_2 \frac{(e^{jx2} + e^{-jx2})}{2} + a_3 \frac{(e^{jx3} + e^{-jx3})}{2} \\ + \dots + j b_1 \frac{(e^{jx1} - e^{-jx1})}{2} + j b_2 \frac{(e^{jx2} - e^{-jx2})}{2} + j b_3 \frac{(e^{jx3} - e^{-jx3})}{2} + \dots$$

Teniendo en cuenta que los términos que contienen coeficientes a, están respectivamente defasados a 180° con los términos de coeficientes b, se puede cambiar el signo de la cantidad imaginaria, teniéndose por tanto, la siguiente expresión:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + a_1 \frac{(e^{jx1} + e^{-jx1})}{2} + a_2 \frac{(e^{jx2} + e^{-jx2})}{2} + a_3 \frac{(e^{jx3} + e^{-jx3})}{2} \\ + \dots + (-j b_1) \frac{(e^{jx1} - e^{-jx1})}{2} + (-j b_2) \frac{(e^{jx2} - e^{-jx2})}{2} + (-j b_3) \frac{(e^{jx3} - e^{-jx3})}{2} + \dots$$

Uniendo correlativamente los coeficientes de igual sub-índice con los sumandos de los términos respectivamente:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \frac{(a_1 - j b_1)}{2} e^{jx1} + \frac{(a_1 + j b_1)}{2} e^{-jx1} + \frac{(a_2 - j b_2)}{2} e^{jx2} + \\ + \frac{(a_2 + j b_2)}{2} e^{-jx2} + \frac{(a_3 - j b_3)}{2} e^{jx3} + \frac{(a_3 + j b_3)}{2} e^{-jx3} + \dots$$

Llamando: $a_0/2 = A_0$; $a_1 - j b_1/2 = A'_1$; $a_1 + j b_1/2 = A_1$
 $a_2 - j b_2/2 = A'_2$; $a_2 + j b_2/2 = A_2$, etc; tenemos:

$$f(x) = A_0 + A'_1 e^{jx1} + A_1 e^{-jx1} + A'_2 e^{jx2} + A_2 e^{-jx2} + A'_3 e^{jx3} + A_3 e^{-jx3} + \dots$$

Disponiendo los términos en tal forma que se pueda observar simetría:

$$f(x) = \dots + A'_3 e^{jx3} + A_2 e^{jx2} + A'_1 e^{jx1} + A_0 + A_1 e^{-jx1} + A_2 e^{-jx2} + A_3 e^{-jx3} + \dots$$

Observando las ecuaciones de arriba, se puede decir que los coeficientes

en A' y en A , son complejos y aparecen en pares conjugados. Estos pueden encontrarse en forma general de la siguiente expresión, si $x=wt$:

$$A_n = 1/2\pi \int_0^{2\pi} f(t) e^{-jnwt} d(wt) \quad (6), \text{siendo } n = \text{cualquier entero.}$$

Y la función tendrá la expresión:

$$f(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{jmwt} \quad (7), \text{siendo } m = \text{cualquier entero que puede ser mayor que } n$$

La ecuación (6), es la forma general para el análisis de la serie exponencial de Fourier y es obtenida, usando los métodos comunes conocidos para determinar cualquier coeficiente de una serie de Fourier.

La ecuación (7), es el sumatorio de todos los términos de la serie exponencial de Fourier; es una expresión de síntesis.

En la siguiente figura 9, se tienen dos pulsos horizontales consecutivos con los tiempos según la norma C.F.C. los límites en este caso no son de 0 a 2π , sino de $-\pi/k$ a $+\pi/k$; por tanto, la expresión dada en la ecuación (6), se transforma en:

$$A_n = 1/2\pi \int_{-\pi/k}^{\pi/k} e^{-jnwt} d(wt) \quad ; \text{ se } n=0$$

$$A_0 = 1/2\pi \int_{-\pi/k}^{\pi/k} f(x) d(wt) = 1/2\pi (\pi/k + \pi/k) ;$$

Si $f(x)$ es igual a un valor M durante los límites fijados, se tiene:

$$A_0 = M/k$$

k , expresa la relación del tiempo de intervalo entre dos pulsos consecutivos a la duración de un pulso. Según las especificaciones dadas, el valor de k será : $k = 63,5/5,08 = 12,5$

Luego A_0 , tendrá un valor en este caso de :

$$A_0 = M/12,5 = 0,08 \quad (8)$$

Si n es diferente de cero:

$$A_n = 1/2\pi \int_{-\pi/k}^{\pi/k} M e^{-jnwt} d(wt) = 1/2\pi \cdot M \left[\frac{e^{-jnwt}}{-jn} \right]_{-\pi/k}^{\pi/k} \\ = M/ -2jn\pi \cdot (e^{-jn\pi/k} - e^{jn\pi/k}) , \text{multiplicando la última expresión}$$

por (-1):

$$A_n = \frac{M}{2jn\pi} (e^{jn\pi/k} - e^{-jn\pi/k}) = \frac{M}{n\pi} \left(\frac{e^{jn\pi/k} - e^{-jn\pi/k}}{2j} \right)$$

En el segundo miembro de la última igualdad, está un factor con exponenciales que se puede reemplazar, según el teorema de Euler, por su equivalente trigonométrico; o sea:

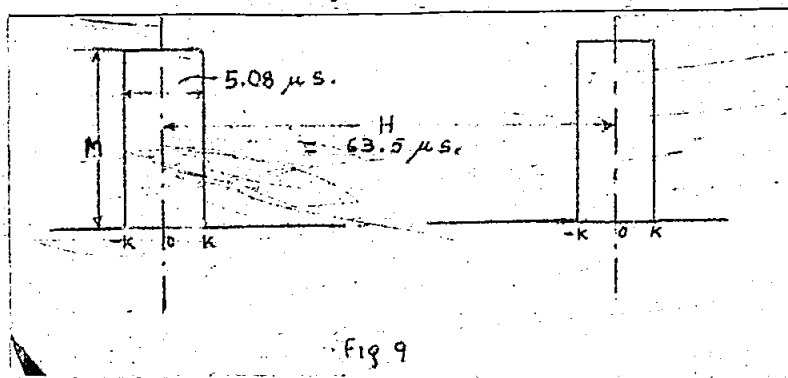
$A_n = M/n\bar{n} \cdot \text{sen} (n\bar{n}/k)$; multiplicando y dividiendo por k el segundo factor del segundo miembro se tiene finalmente:

$$A_n = \frac{M}{k} \frac{\text{sen } n\bar{n}/k}{n\bar{n}/k} \quad (9)$$

Esta ecuación da el análisis del pulso rectangular.

La síntesis entonces, vendrá dada por la ecuación:

$$f(t) = M/k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\text{sen } n\bar{n}/k}{n\bar{n}/k} \quad (10)$$



Mediante la ecuación (9), se pueden calcular los diferentes valores de las amplitudes de las frecuencias que componen el espectro de un pulso de forma rectangular recurrente.

En el caso particular del pulso horizontal (fig 9), se ha determinado el valor de k y el valor de M/k . Haciendo variar el valor de \bar{n} , en la ecuación (9), se tiene la formación del espectro. Se calcula por ejemplo en valor de A , para un valor de $\bar{n} = 1$

$$A_1 = M/k \cdot \frac{\text{sen } \bar{n}/k}{\bar{n}/k} = 0,08 M \cdot \frac{\text{sen } \bar{n}/12,5}{\bar{n}/12,5} = 0,08 M \cdot \frac{\text{sen } 14^\circ-24'}{0,25}$$

$$A_1 = 0,08 M \times 0,99 = 0,79 M.$$

Se varían los valores de \bar{n} en aumento, obteniéndose valores menores de A .

En la siguiente figura 10, se observa la variación del espectro. Se puede observar que cuando $n = k$. entonces, la variación cambia de dirección; en este caso, cuando $\bar{n} = 12,5$, se ve que la función cambia el sentido de la pendiente.

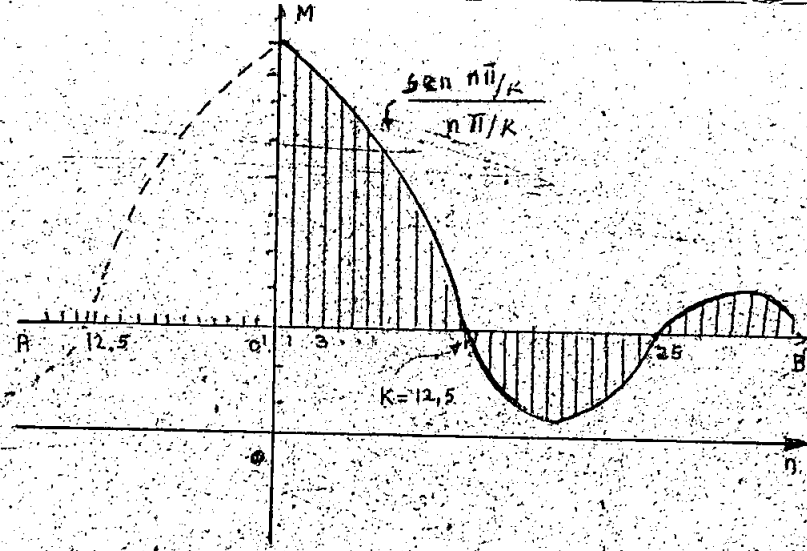


Fig 10

Se ha calculado los coeficientes A , para n desde cero hasta 14, y se ha obtenido la variación de la misma figura 10. La función desarrollada se expresa en la siguiente igualdad:

$$\begin{aligned}
 f(t) = & 0,08M + 0,079 M + 0,076 M + 0,073 M + 0,067 M + 0,061 M + \\
 & + 0,053M + 0,045 M + 0,036 M + 0,028 M + 0,019 M + \\
 (11) \quad & + 0,010 M + 0,0033 M + 0 - 0,06 M - \dots \text{11 términos} \dots + \\
 & + \dots \text{doce términos} \dots + \dots \text{doce términos} \dots + \dots
 \end{aligned}$$

Midiendo en un aparato receptor de TV. ,el valor de M, que puede ser el valor eficaz del voltaje del pulso horizontal, se puede tener la expresión completa para el caso particular. El sitio donde se puede medir, es a la salida del separador de sincronismo , o a la salida del paso amplificador de la señal de sincronismo. En aparatos normales, este valor oscila entre los 30 voltios efectivos, por tanto la primera armónica del espectro, es un valor pequeño con relación al indicado, mucho menos, las otras armónicas.

Igual análisis se puede hacer para los otros pulsos de la señal compuesta de sincronismo. Si varía el valor de k , se tiene diferentes distancias entre las armónicas del espectro, pero la variación de la función no cambiaría de la expresión $\text{sen}x/x$; siendo $x = n\pi/k$.

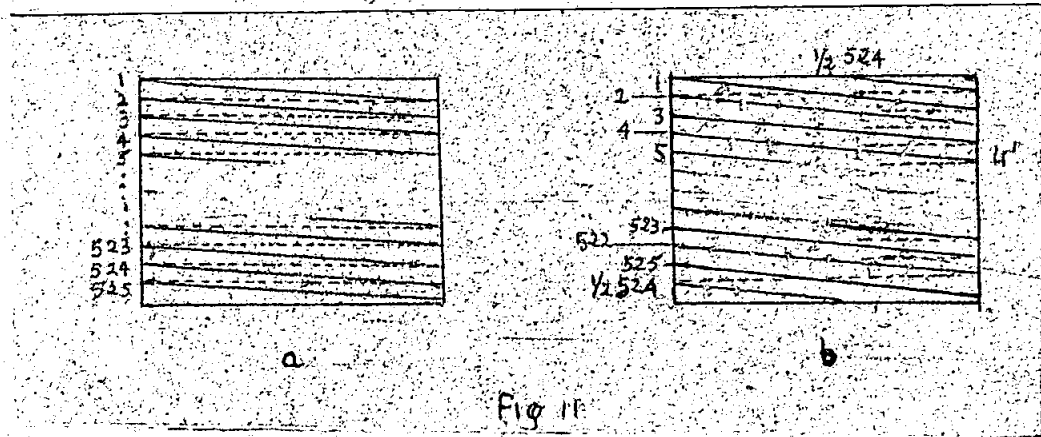
A continuación estudiaremos la necesidad de los pulsos de igualación y la existencia de hendiduras en el bloque de pulsos para el sincronismo vertical , para los efectos de la exploración entrelazada.

Los signos negativos de la última igualdad significan que la función cambia de dirección. La línea A-B de la última figura, es una referencia para el cambio de dirección.

II-1-c

Requisitos para la exploración entrelazada .-

Al principio, se tenía en los sistemas, una exploración progresiva, tanto en el transmisor como en el receptor; es decir, se tenía -- un barrido de una línea a continuación de la anterior hasta tener para una imagen el número de líneas del sistema. Hoy día se emplea la exploración entrelazada 2:1; en la cual, una imagen de 525 líneas está formada por dos semi-ímagenes de $525/2$ líneas, o sea de 267,5 líneas cada una. En la siguiente figura 11, se puede apreciar los dos tipos de exploración. La frecuencia de la oscilación de cuadro en la exploración progresiva es de 30 c/s, mientras en la entrelazada, la frecuencia de cuadro es de 60 c/s.. En la figura 11-b, se tiene que las líneas llenas forman un campo impar y contiene las líneas impares 1-3-5. Las líneas en tra-



zos : 2-4-6 etc, forman la semi-imagen del campo par. Por supuesto, la numeración es arbitraria; pero, en un instante se concidera que el campo par, por ejemplo, termina con una entrelínea, es decir, en la mitad del cuadro; mientras que el campo impar termina al final de la pantalla. En el siguiente 60° de segundo, sucede lo contrario.

Hasta aquí no se ha conciderado el retorno, pero sabemos que, tanto la oscilación horizontal como la vertical deben tener un tiempo de retroceso y por este motivo se tiene pérdida en la traza o sea en la exploración.

En la siguiente figura 12, se da una idea de la pérdida en ambos sentidos

Para la exploración horizontal, se tienen los siguientes valores de tiempos:

Tiempo total del período de línea, o sea, traza y retroceso = 63,5 μ seg.

Tiempo de línea efectivo = 84 % de H. = 53 μ seg.

Tiempo de retroceso o borrado horizontal = 16 % de H = 10,5 μ seg.

En este último intervalo se tienen los tiempos indicados en el punto II-1-b.

Para el sentido vertical, se tienen los siguientes tiempos: según Fink (9).

Tiempo total entre una semi-imagen y la siguiente: = $1/60$ seg = 16,667 μ s.

Tiempo de cuadro efectivo = 15,320 μ seg.

Pérdida de exploración por cambio de cuadro = 6% de 16.667 = 1.000 μ s.

Pérdida máxima en líneas = 6% de 525 = 31,5 líneas.

Los osciladores de las bases de tiempo en el receptor deben cumplir estas exigencias. En el espacio entre una semi-imagen y la siguiente se tiene un tiempo de borrado de 1.347 μ s., este será el máximo tiempo de borrado vertical y allí se encuentran los pulsos de igualación y los de sincronismo vertical.

Se ha mencionado que el primer campo debe terminar en un instante en el punto medio de un intervalo de línea horizontal y que para diferenciar los campos, se numera las líneas: de 1 al 525 desde la parte superior hasta la inferior de la trama. El impulso horizontal que está al fin de una línea, llevará el mismo número de esa línea. De un modo arbitrario, se supone que el impulso de sincronismo vertical que se sucede en el intervalo entre campos, se produce por ejemplo en el punto medio de la línea 525; el impulso vertical que se sucede en el intervalo del campo siguiente se sucederá en el final de la línea 524. De este modo, se obtiene que para cada imagen habrá dos campos los cuales tienen pulsos de sincronía correspondientes a cada uno, y an-

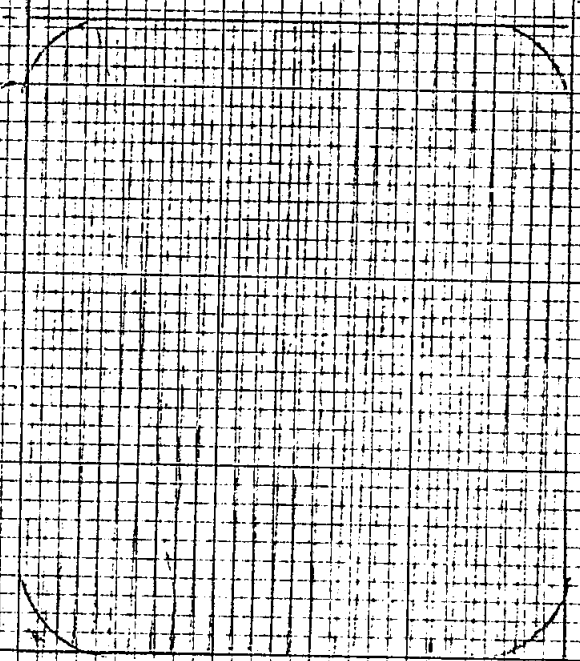
$64 \frac{1}{2}$

$64 \frac{1}{2}$

(1.750²/s)

Curvaturas de pantalla

Pérdida horizontal



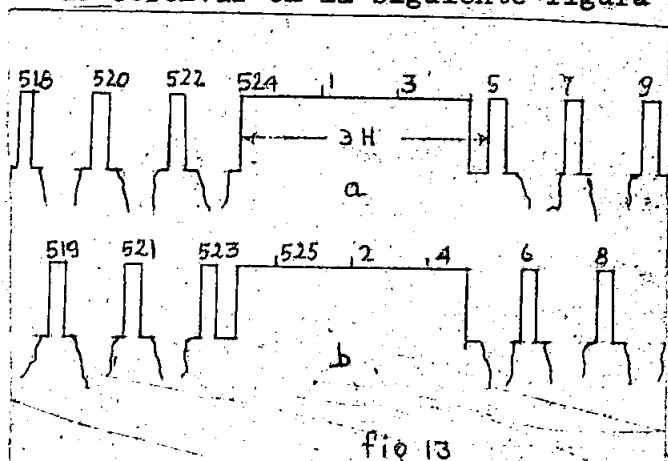
$96 \frac{1}{2}$ (60²/s)

$64 \frac{1}{2}$

Pérdida vertical

18.2

to para el sentido horizontal como para el vertical. Lo anterior, se puede observar en la siguiente figura 13.



Se puede ver que (a), corresponde al campo par para luego de $1/60$ de segundo pasar a ser campo impar; y (b), corresponde a un campo impar, para luego llegar a ser par. Esto es el origen del entrelazado. Se puede apreciar también que los frentes

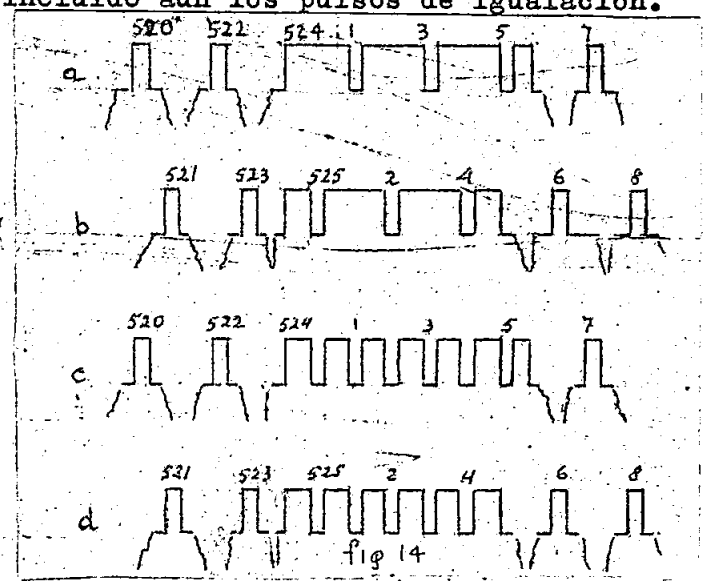
anteriores de los primeros pulsos de sincronización vertical se localizan en el mismo tiempo. En este caso se ha representado un tren de pulsos verticales formados por un solo bloque de larga duración.

II-1-d

Hendiduras

El pulso vertical, es relativamente largo con relación al horizontal, de modo que cuando se producen los pulsos para la sincronización vertical, no se tiene señal alguna para que el sincronismo horizontal continúe; es decir que, posiblemente el oscilador horizontal se podría fuera de sincronismo mientras suceda el borrado y la sincronización de cuadro. Para obviar este problema, se han ideado las llamadas hendiduras, que producen cortes en el pulso vertical. Estos intervalos se producen a intervalos de H y con una duración igual a k (fig 14-a-b) para que los frentes ocasionados por estos cortes hagan accionar en debida forma al oscilador de barrido horizontal en los intervalos del borrado vertical. Con esta condición, se tendrían tres cortes en el bloque de sincronismo vertical. Pero como en el sistema de exploración entrelazada, las líneas se intercalan, en el bloque vertical del campo par se tendrán sólo dos hendiduras y en el impar, tres. En esta forma, se complica el sistema del generador en el equipo transmisor, Para más facilidad, se tienen cortes a una distancia de $H/2$ y con una duración de

7% de H. Estos cortes se producen con una profundidad del 25% de mosula ción como máximo; es decir, hasta el niver de negro. En la figura 14, se tiene esta disposición. No se ha incluido aún los pulsos de igualación.



- a) campo par con dos hendiduras.
- b) Campo impar con tres hendiduras
- c) Campo par con con seis pulsos de sincroniamio vertical
- d) Campo impar con seis pulsos de sincroniamio vertical.

II-1-e

Pulsos de igualación

En la figura exterior, se puede notar que el tiempo entre la línea 522 y el principio del primer pulso vertical del campo par (fig 14-a), es H; mientras que el tiempo entre la línea 523 y el principio del pulso vertical del campo impar (fig 14 -d), es H/2. Por tanto, no hay corelación para igualdad de sincronismo vertical, produciéndose en este caso, el fenómeno de apareamiento (situación que se estudiará al analizar el integrador). Esta dificultad se salva, haciendo igualación de los pulsos de sincronismo vertical durante un tiempo de 3H mediante la inserción de seis pulsos de pre-igualación antes de los pulsos de sincronismo vertical y seis pulsos iguales a los primeros después de los pulsos de sincronismo vertical. Estos pulsos de igualación se producen durante un tiempo de la mitad de duración del pulso horizontal y a un intervalo de H/2.

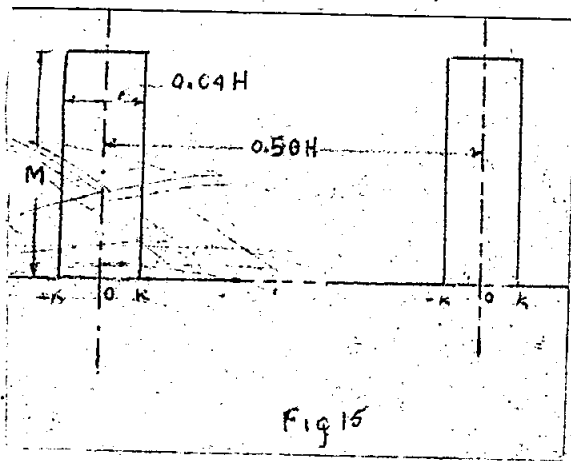


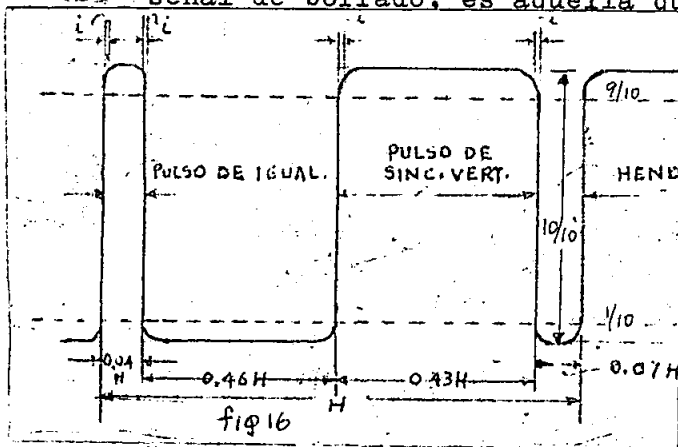
Fig 15

la expresión matemática del espectro de este pulso, es igual al del pulso horizontal. En la figura 15, se puede observar que el valor de e, será igual al valor de k del pulso horizontal, porque:

$$31.75/2.54 = 63.5/5.08 = 12.5$$

Estos pulsos se obtienen en el transmisor,

desde el oscilador patrón de los pulsos de sincronismo horizontal. En la siguiente figura 16 se aprecian todos los tiempos que se relacionan con el pulso de igualación, hendiduras y pulso de sincronismo vertical. La señal de borrado, es aquella que se debe generar para que en el circui-



II-1-f

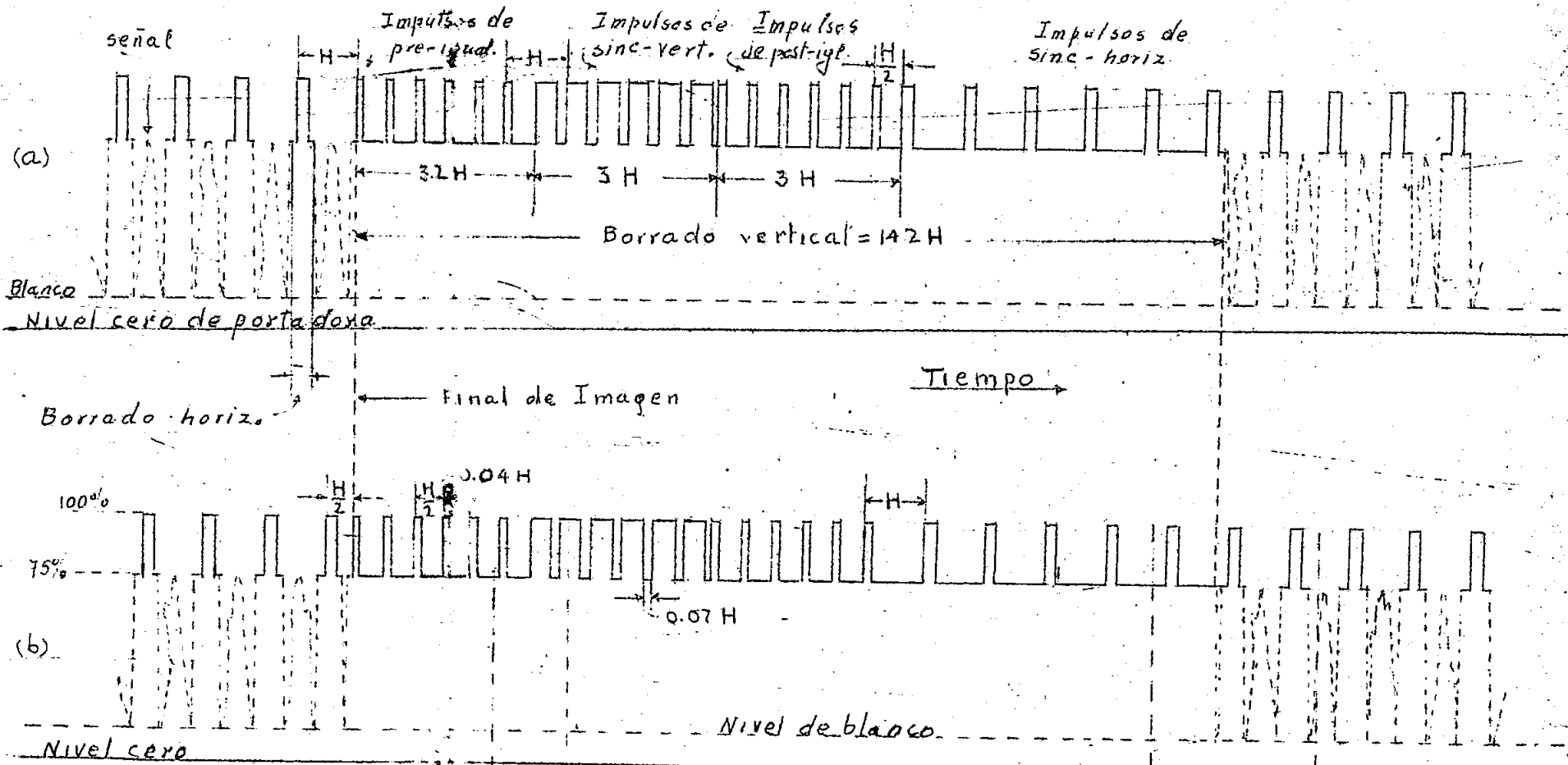
to oscilante del receptor empiece y termine el retorno (borrado horizontal).

Esta señal es una tensión constante del 75% de la modulación, representada en la figura 7 como los trazos horizontales antes y después de cada pulso; y que se han denominado pórticos (blankings).

Gráfico de la señal Compuesta de Sincronización.-

Con el propósito de obtener una visión global de la señal compuesta de Sincronismo, se ha realizado la figura 17, con los campos par e impar. En el tiempo de borrado vertical que es igual para ambos campos (a, campo par y b, impar), se tienen: seis pulsos de pre-igualación, el bloque de 6 pulsos para el sincronismo vertical con sus respectivas hendiduras; y los 6 pulsos de post-igualación. Después de esta señal compuesta, se incertan en el borrado vertical, pulsos de sincronismo horizontal para completar el tiempo de borrado, que en este caso es igual a 14.3 H; o sea un tiempo de 900 μ s, valor que está dentro de los límites estipulados por la Norma C.F.C., dada en el capítulo I.

La Señal Compuesta de Sincronismo (Norma C.F.C)

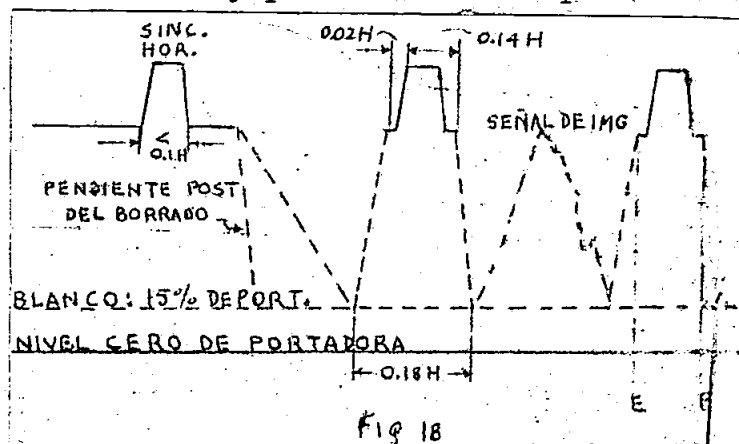


Escala vertical:
4 emt. = 100% de Mod.

No hay escala de tiempos

Fig 17

Un detalle que debe tenerse en cuenta, es la pendiente de los frentes anterior y posterior de los pulsos. Para tener mejor idea de esto, se



tiene la siguiente fig. 18 que es una ampliación del intervalo C-C de la fig 17-b. Para los pulsos horizontales, los pórlicos anterior y posterior, al nivel de blanco, deben tener un tiempo de 18% de H y conservar mínimos los

tiempos e y f; y mínimo el valor de i de la fig 8.

II-2

Separación de la SEÑAL TOTAL DE SINCRONIZACION .-

Para evitar que la señal de video tenga una influencia perturbadora en el sincronismo, se precisa realizar una separación de las dos señales que contiene la señal compuesta de video; estas son, como ya se conoce: la señal de imagen y la compuesta de sincronización. Esta separación se puede obtener mediante el uso de circuitos que transmitan la señal cuando esta llegue sólo hasta una determinada amplitud. En el caso presente, cuando la señal sobrepase del 75% de modulación (zona de infranegro)

La separación se puede hacer, tanto en alta frecuencia como en baja frecuencia. La primera presenta inconvenientes tales como pérdida de señal para los efectos de detección; y se deberán analizar las limitaciones para las altas frecuencias que entren en el circuito separador. Por esto, más bien se emplean circuitos separadores en baja frecuencia; es decir, después de la detección o amplificación de video. Para que sea posible realizar una buena separación, se deben considerar los puntos siguientes:

1.- Es conveniente que el potencial que corresponde al nivel de negro de la señal de video a la entrada del separador sea constante. Por este motivo, es necesario una referencia del nivel constante. Este nivel se

realiza en el transmisor. Pero como en el transcurso de la emisión se pierda de esta referencia, es necesario su re-insersión en el receptor; lo que se hace en el circuito detector.

2.- El frente de todos los impulsos de sincronismo debe ser lo más abrupto posible para asegurar una buena sincronía (Capítu III); en consecuencia, el separador debe ser proyectado para mínima deformación.

3.- La amplitud de la señal de sincronismo , a la salifa del separador, debe ser lo más constante posible ; pues, una variación de amplitud , causará una desviación asincrónica (falta de sincronismo) especialmente en el barrido horizontal.

II-2-a

Separación de la señal compuesta de sincronismo en caso de modulación negativa de video

Quando la señal de video en modulada en sentido negativo, se emplean circuitos separadores (Clippers), utilizando la propiedad común de las válvulas amplificadoras que dice: "Existe conducción en el circuito anódico de un tubo amplificador, cuando la señal de entrada en el circuito de reja sobrepasa el valor de tensión igual al punto de corte de dicha válvula" . En este caso de modulación negativa, los pulsos de sincronismo se encuentran a un nivel mayor de tensión que la señal de video . En consecuencia, se proyectarán circuitos separadores para que conduzcan sólo en el caso de que a la entrada se tengan los pulsos de la señal compuesta de sincronismo.

Al principio se usaron circuitos separadores a diodo (circuitos "Clamping"), pero éstos han entrado en desuso por carecer de estabilidad y de amplificación . Actualmente se emplean circuitos separadores con triodo, pentodo y heptodo. Seguidamente se hablará del separador con triodo, por ser los más usados por los fabricantes de aparatos receptores de la norma C.F.C.

II-2-b

Separador de la señal de sincronismo por medio de un circuito a triodo

En el caso de tenerse un circuito separador de la señal total de sincronización a base de un triodo, se conciderarán los siguientes aspectos de importancia:

- 1.- Punto de corte de la válvula, polarización de reja y magnitud de la señal de entrada.
- 2.- Influencia de capacidades inter-electródicas (limitaciones del triodo)
- 3.- Deformación de la señal en el circuito de entrada debido al tipo de acoplamiento.

El primer punto se resuelve usando un triodo de corte neto es decir, que su punto de corte está muy cerca al valor cero de la tensión de reja, en tal forma que con una pequeña señal de entrada ,el tubo se bloquea.

En la siguiente figura 19, se puede ver el triodo como básico separador.

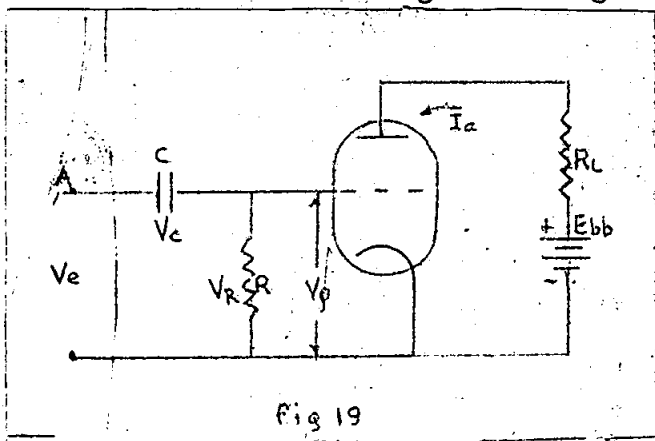
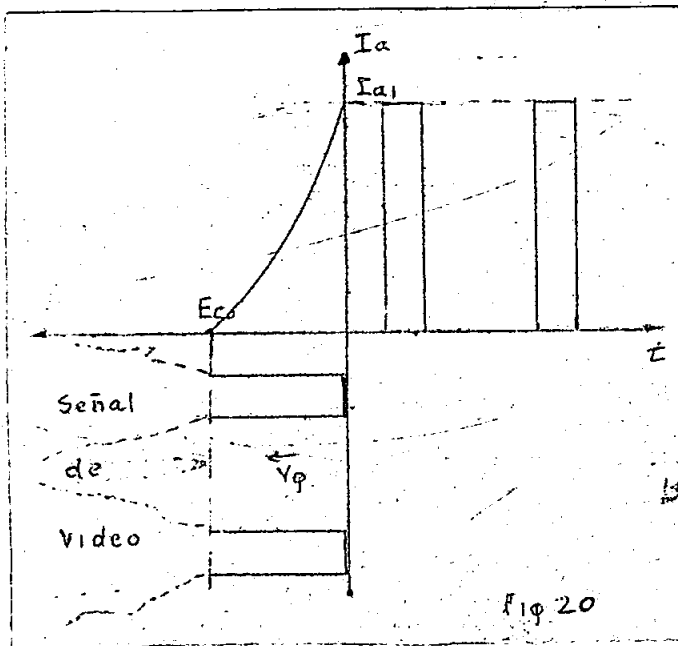


Fig 19

El circuito de reja está formado por una red RC que es acoplamiento con el paso anterior (circuito detector o amplificación de video). Dado que el capacitor bloque la componente continua de reja, se tendrá la componente

alterna de la señal que acciona en el circuito de reja. El ciclo positivo de la misma, produce el paso de corriente de grilla , en tal forma que su potencial queda negativo con respecto a masa (I_g). La conducción de la válvula se tendrá cuando la señal de entrada supera la tensión de corte de reja .La tensión de alimentación de placa es pequeña con el objeto de producir la pronta saturación

En la siguiente figura 20, se muestra como se aplica la señal en el circuito de reja para obtener la corriente anódica.



E_{eo} , es el punto de corte de la válvula y E_{cl} , es la polarización que alcanza la rejilla cuando se aplica una señal positiva a la entrada. Y I_{al} es la corriente anódica cuando la tensión de la señal de sincronismo sobrepasa el punto de corte. El gráfico muestra que la corriente varía en sentido positivo, pero en cuanto al voltaje, se tendrá un

defasamiento de 180° con respecto a la tensión de entrada.

El segundo punto no presenta mayores inconvenientes, porque el valor máximo de frecuencia a la que trabaja el circuito separador es de 31.500 c/s (frecuencia de los pulsos de igualación). Las demás frecuencias se encuentran en la gama de audio y los triodos son contruidos para presentar mínima distorsión en estas frecuencias. Sin embargo, varios fabricantes proyectan en el circuito de entrada o en el de salida, redes de compensación, con el objeto de mejorar la fidelidad y tener mínima distorsión (10).

El tercer punto que corresponde a la deformación de la señal de entrada por efecto del acoplamiento RC se analiza a continuación:

La carga del condensador C es:

$$q = C.V_e = \int i \, dt.$$

$$V_e = \frac{1}{C} \int i \, dt$$

$$V_e = iR + \frac{1}{C} \int i \, dt \quad (\text{Voltaje en la red RC})$$

diferenciando con respecto a t:

$$\frac{di}{dt} \cdot R + \frac{1}{C} \cdot i = 0 \quad (\text{Ecuación diferencial de 1er. grado, primer orden y homogénea}).$$

agrupando las variables

$$\frac{di}{i} = - \frac{dt}{RC} \quad (14)$$

integrando ambos miembros

$$\ln i = - \frac{t}{RC} + C.$$

tomando la forma exponencial

$$i = c_1 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (15)$$

la constante c_1 , se calcula para un valor de $t=0$.

si $t = 0$ luego $V_c = 0$ y la corriente en el circuito RC

será:

$$i = \frac{V_e}{R}$$

$$i = C_1 \cdot 1 = \frac{V_e}{R}$$

este valor de c_1 , se reemplaza en la fórmula exponencial de arriba para la corriente; luego

$$i = \frac{V_e}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (16)$$

llamando iR al voltaje V_R en la resistencia, luego

$$V_R = V_e \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (17)$$

El voltaje sobre el condensador, será igual al voltaje de la fuente menos el voltaje en la resistencia; o sea:

$$V_C = V_e - V_R$$

$$V_C = V_e - V_e \cdot e^{-\frac{t}{RC}} = V_e(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

la última expresión indica el valor de la tensión del condensador cuando éste se carga.

La relación entre la tensión sobre la resistencia y la tensión de entrada se puede determinar de la siguiente forma.

Desarrollando en serie la parte exponencial del segundo miembro de la ecuación (17).

$$V_R = V_e(1 - \frac{t}{RC} + \frac{1}{2!}(\frac{t}{RC})^2 - \frac{1}{3!}(\frac{t}{RC})^3 + \dots)$$

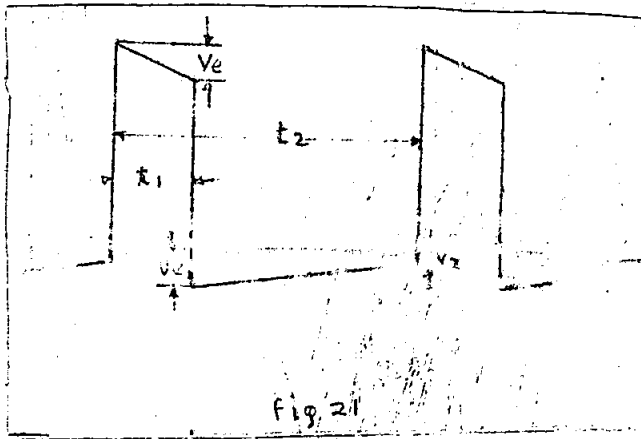
Si RC es mayor que t, todos los términos de la serie a partir del tercero se pueden despreciar por que decrecen en función

en función de la potencia; por tanto:

$$V_R = V_e \left(1 - \frac{t}{RC}\right)$$

$$\frac{V_R}{V_e} = 1 - \frac{t}{RC} \quad (18)$$

En la siguiente figura 21 se representa la variación de la tensión de entrada con respecto a la tensión de salida.



$t_2 = t$ de la fórmula (18).

$t_1 =$ duración del pulso

$V_e =$ tensión inicial

$V_R =$ tensión final.

Lo que interesa en el presente caso es la variación de tensión o la deformación de los pulsos de sincronismo.

La mayoría de los fabricantes estiman que la relación entre las dos tensiones debe ser de 95%; o sea, una pérdida máxima del 5%; es decir:

$$\frac{V_R}{V_e} = 0.95$$

$$0.95 = 1 - \frac{t_2}{RC}$$

$$0.95 - 1 = - \frac{t_2}{RC}$$

$$\frac{t_2}{RC} = 0.05 = \frac{1}{20}$$

O sea que

$$RC = 20 t_2 \quad (11)$$

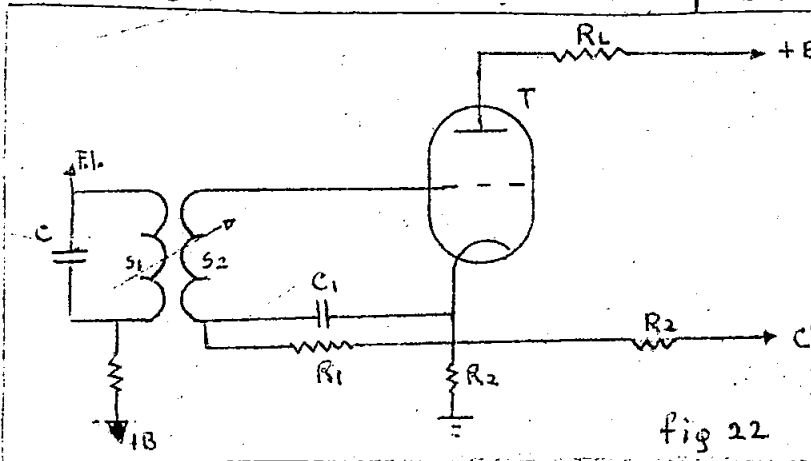
En el presente caso, el intervalo mayor que separa los impulsos contenidos en la señal compuesta de sincronismo es el que existe entre los períodos de supresión de línea; tanto los pulsos igualadores como los del bloque vertical tienen frecuencias dobles de la de línea y por tanto la pérdida será menor.

Como conclusión del análisis anterior, no se puede tener en la reja del tubo separador una señal tal como la de la figura 8, que es producida en el transmisor; pero con las condiciones dadas se asegura fidelidad en cuanto al frente anterior de cada impulso.

II-2-c

El Supresor de Interferencia.-

Es un componente de la etapa de separación de sincronismo el cual elimina las frecuencias de ruido indeseables para la señal compuesta de video frecuencia. En la siguiente figura 22 se puede ver un circuito básico de supresor de interferencia cuyo funcionamiento es como sigue. El circuito resonante C-S₁ está conectado a la placa de la



válvula amplificadora de f.i. del último paso. La frecuencia de resonancia es igual a la central del valor de F.I. de imagen o sea 43.5 Mc/s (figura 3). El ancho de banda del filtro compuesto por C -

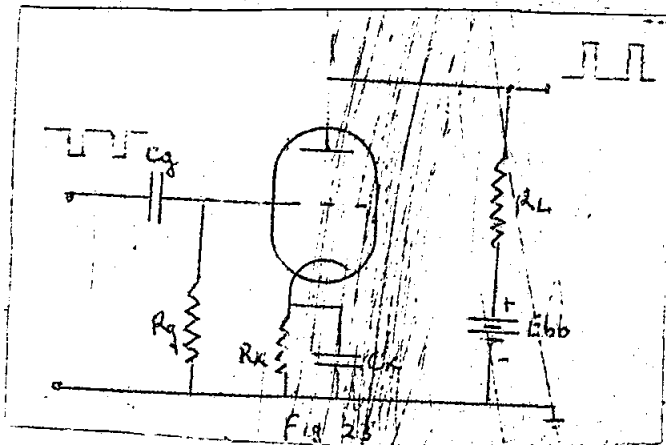
S₁ - S₂ debe ser para el paso de 2 Mc/s (filtro pasabanda). Así se consigue que la F.I. y las frecuencias que distan de ella hasta en 1 Mc/s a uno y otro lado, no desarrollen tensión alguna en el filtro, por tanto en él no figuran las frecuencias de los impulsos de línea ni sus armónicas, mucho menos las frecuencias de los pulsos de cuadro. Y por eso en la rejilla de control de la válvula K T (figura 22), no se encuentran las componentes de la señal de sincronismo. El ajuste de este filtro a las frecuencias indicadas es más preciso, ya que se tiene la siguiente operación y efecto. S₂ está conectado al cátodo del tubo por medio de la red en paralelo C₁ - R₁; estas componentes forman con el diodo: rejilla cátodo, del mismo tubo un detector en serie, el cual detecta la señal de F.I. que se encuen

tra en sentido negativo en el punto de unión de $S_2 - C_1$. Sin la señal de F.I. existen señales de interferencia, aparecerán éstas en la señal detectada, también de polaridad negativa. Esta señal detectada pasa a través de S_2 a la rejilla del tubo y origina una corriente de placa. Por tanto la señal detectada aparece amplificada y en sentido negativo en la resistencia de cátodo R_2 , la misma que pasa por medio de R_3 al punto C (figura 22) que se conecta a la reja de control del tubo separador. En la reja de control del separador se tienen impulsos de interferencia positivos provenientes de la señal del amplificador de video, estos serán contrarrestados por los impulsos negativos originados en igual tiempo en el detector formado en el circuito supresor de interferencias.

II-2-c

Amplificador de la Señal Total de Sincronismo.-

Del análisis anterior se deduce que en el circuito anódico del separador se tendrá la señal total de sincronismo con variación de tensión en el sentido negativo. Por este motivo es necesario incrementar en ciertos casos un amplificador a continuación del separador.



El circuito básico se puede ver en la siguiente figura 23, el cual constituye un triodo amplificador normal que trabaja en Clase A1. El acoplamiento de entrada RC, como ya sabemos se calculará para la mínima deformación de la señal tal como en el

caso del separador. El circuito RK - CK se calculará para la polarización necesaria y el paso de las componentes de frecuencia de la señal de sincronismo. En algunos casos esta polarización se obtiene mediante la conexión del cátodo a una parte de la tensión catódica del tubo am-

X

plificador de salida de cuadro; y siendo esta tensión positiva mayor que la de reja se obtiene una polarización negativa.

II-3

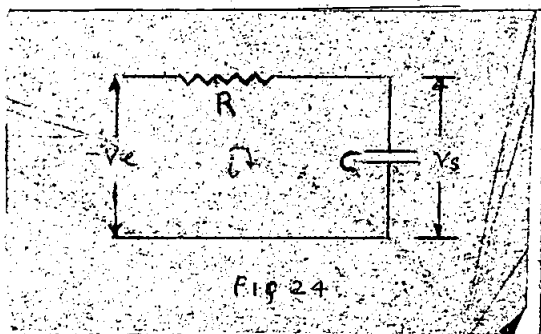
SEPARACION DE LA SEÑAL DE SINCRONISMO VERTICAL.-

En los párrafos anteriores se han mencionado los métodos para separar la señal total de sincronismo de la señal compuesta de video, esto ha sido posible por tener diferentes amplitudes para las dos señales. Ahora, como la señal total de sincronización contiene varias frecuencias, se estudiará uno de los métodos para separar la señal de sincronismo vertical cuya frecuencia es menor que la de sincronismo horizontal. Si se ha diseñado un buen separador, la señal total tendrá una misma amplitud, por tanto no hay la posibilidad de separar los impulsos verticales en forma análoga; es decir, mediante la limitación de amplitud. Se emplea para éste efecto redes eléctricas RC en tal forma que la señal de sincronismo a la entrada, sufra diferentes deformaciones, obteniéndose diferentes respuestas para la señal de sincronismo horizontal y vertical.

II-3-a

Separación de la Señal de Sincronismo Vertical por medio de un Circuito Integrador RC.-

Se ha visto anteriormente que al someter una señal a una red eléctrica formada por resistencia y condensador, se obtiene una deformación de la señal a la salida. Esta deformación depende del valor RC y del período de variación de la señal.



Un circuito integrador está formado por una resistencia en serie con un condensador y con la tensión de entrada; cuyos valores de R y C se determinarán para formar una constante de tiempo para las

necesidades de separación. (

Para el análisis de este circuito se repiten aquí algunas de las fórmulas del punto II-2-b . así:

$$V_e = \frac{1}{C} \int i dt \quad (20)$$

La ecuación (20), indica que la tensión es proporcional a la integral con respecto al tiempo de la corriente que circula por el condensador. Por tanto, si se hace esta corriente proporcional a la tensión de entrada V_e , la tensión de salida V_S , será proporcional a la integral con respecto al tiempo de V_e . Sea R una resistencia de valor grande con relación a la reactancia del condensador C (o sea $R \gg X_C$), para las componentes de frecuencia de V_e , tendremos:

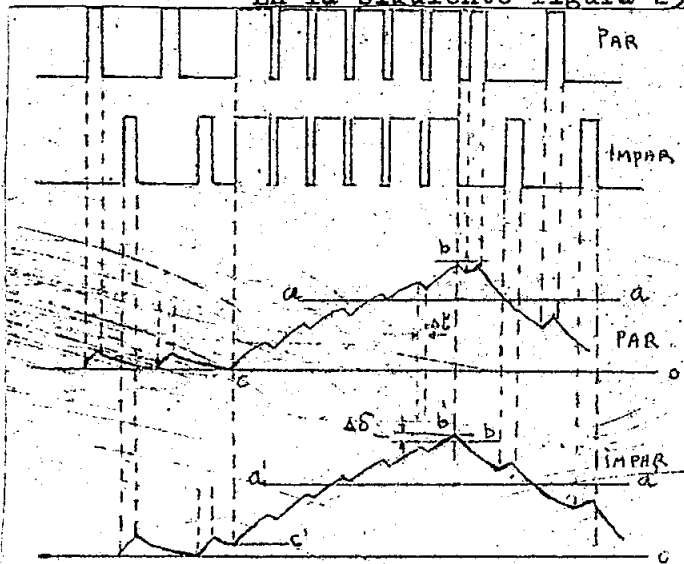
$$i = \frac{V_e}{R}$$

$$\text{luego } V_S = \frac{1}{RC} \int V_e dt \quad (21)$$

Ecuación que indica que V_S es proporcional a la integral de V_e . (fig 24)

La desigualdad $R \gg X_C$, supone que R y C deben tener valores para una constante de tiempo grande con respecto a la duración de la señal de entrada. Si se aplica a la entrada de la red la señal total de sincronismo, por efecto de la desigualdad, la respuesta no es la misma para todas las frecuencias que contiene la señal.

En la siguiente figura 25 se puede observar la variación



de tensión de la respuesta de un integrador, si se pone a la entrada una señal formada por los pulsos de sincronismo horizontal y vertical para los dos campos. Cuando los impulsos son estrechos o de poca duración (caso de los pulsos de sincronismo horizontal), el condensador de la red se carga

rá hasta un valor de tensión pequeña; y se descargará hasta un valor semejante a cero. En cambio en el momento que se tenga pulsos cuya duración sea mayor que el intervalo (caso de los pulsos de sincronismo vertical), el condensador de la red se cargará hasta cierto valor; y su descarga llegará hasta un valor superior a cero. Ya que la constante de tiempo debe ser mucho mayor que el tiempo de intervalo entre dos pulsos consecutivos (tiempo de hendidura), el condensador con su lenta descarga recibirá una tensión de carga del siguiente pulso de sincronismo vertical; obteniéndose, un crecimiento de tensión por este efecto transitorio.

En la figura anterior se tiene: a y b, corresponden a los campos par e impar respectivamente; c y d, son las respuestas correspondientes. Por ausencia de los impulsos de igualación se obtiene una diferencia de tiempo en las respuestas igual a Δt , por lo que se produce el fenómeno de "pareado".

En el siguiente párrafo se estudia la respuesta de una red integradora RC, para la señal de sincronismo según la norma C/F.C. En este análisis se utilizarán las siguientes ecuaciones inherentes al estado transitorio de la red.

Tensión de carga del condensador:

$$(V_c)_c = V_e (1 - e^{-t/RC}) \quad (22)$$

Tensión de descarga del condensador:

$$(V_c)_d = V_e (1 - e^{-t/RC}) \cdot e^{-t/RC}$$

Si se denomina:

$$E_c = V_e (1 - e^{-t/RC}), \text{ entonces}$$

$$(V_c)_d = E_c \cdot e^{-t/RC} \quad (23)$$

II-3-b

Caso particular de integrador con una red RC.-

Se diseña una red RC en tal forma que su respuesta sea efectiva para los pulsos de sincronismo vertical.

Se establece primero los tiempos correspondientes para el pulso horizontal.

- 1.- Tiempo de duración del pulso = $t_1 = 5.08$ microsegundos.
- 2.- Tiempo de variación de tensión en el frente anterior = $i = 0.004 H$ (ver figura 8).
- 3.- Tiempo de intervalo entre dos pulsos consecutivos = $H = 63.5$ us.

Se escoge un valor para RC tal que:

$$t_1 = 0.10 RC.$$

Este es un valor normal usado por varios fabricantes para un integrador RC.

Luego:

$$RC = \frac{5.08 \cdot 10^{-6}}{0.10} = 50.8 \text{ microsegundos.}$$

Este último valor corresponde a la constante de tiempo para un par de valores por ejemplo de:

$$R = 100 \text{ K } \text{ o } \quad y \quad C = 500 \text{ pF.}$$

El tiempo de carga podemos considerar igual a la duración de impulso ya que RC es mayor que t_1 .

Reemplazando este valor en la ecuación de carga (22)

$$\begin{aligned} (V_c)_c &= V_e (1 - e^{-t_1/RC}) = V_e (1 - e^{-0.10RC/RC}). \\ &= V_e (1 - e^{-0.10}) = V_e (1 - 0.904). \end{aligned}$$

$$(V_c)_c = 0.1 V_e.$$

Para la descarga tendremos una tensión de carga inicial, igual al último valor y con un tiempo equivalente a $H - t_1 = 58.4 \mu s$, tiempo denominado t_1' para la ecuación de descarga (23); así:

$$\begin{aligned} (V_c)_d &= (V_c)_c \cdot e^{-t_1'/RC} = 0.1 V_e \cdot e^{-58.4/50.8} \\ &= 0.1 V_e \cdot e^{-1.15} = 0.1 V_e \cdot 0.315. \end{aligned}$$

$$(V_c)_d = 0.0315 V_e.$$

Este valor es muy pequeño con respecto a la tensión de entrada.

Para los pulsos de pre-igualación tenemos:

El tiempo de carga es igual a la duración del pulso = t_2

$$t_2 = 0,04 H \quad (\text{figura 16})$$

$$H = 1,25 RC$$

$$t_2 = 0,04 \times 1,25 RC = 0,05 RC$$

Valor que reemplazando en la ecuación de carga tenemos:

$$\begin{aligned} (Vc)c &= V_e \left(1 - e^{-\frac{t_2}{RC}}\right) = V_e \left(1 - e^{-\frac{0,05RC}{RC}}\right) \\ &= V_e (1 - e^{-0,05}) = V_e (1 - 0,951) \end{aligned}$$

$$(vc)c = 0,049 V_e$$

La descarga se realizará en un tiempo $H/2 = t'_2$

$$t'_2 = 0,5 H = 0,5 \times 1,25 RC = 0,625 RC$$

valor que reemplazamos en la ecuación de la descarga

$$\begin{aligned} (Vc)d &= 0,049 V_e \cdot e^{-\frac{t}{RC}}; \text{ si } t = t'_2 \\ &= 0,049 V_e \cdot e^{-\frac{0,625 RC}{RC}} = 0,049 V_e \cdot e^{-0,625} \\ &= 0,049 V_e \cdot 0,525 \end{aligned}$$

$$(Vc)d = 0,0273 V_e$$

El último valor también puede desprejarse al reemplazar el siguiente pulso igualador.

En consecuencia, la respuesta de la red para los pulsos horizontales y de pre-igualación será un pulso creciente hasta una pequeña fracción de V_e , y luego decrece hasta un valor de V_e , desprejable.

Para los pulsos de Sincronismo Vertical

Según la norma C.F.C., se tiene un bloque de 6 pulsos cuya duración es $t_3 = 0,43 H$ (tiempo de carga), y la separación entre pulsos, o sean, las denominadas hendiduras $t'_3 = 0,07 H$ (tiempo de descarga). Con relación a RC escogido, tenemos: (Fig 16)

$$t_3 = 0,43 H = 0,43 \cdot 1,25 RC = 0,538 RC$$

$$t'_3 = 0,07 H = 0,07 \cdot 1,25 RC = 0,0875 RC$$

Primer Pulso

$$\begin{aligned} \text{Carga: } (V_c)_c &= V_e \left(1 - e^{-\frac{0.538RC}{RC}} \right) \\ &= V_e (1 - e^{-0.538}) = V_e (1 - 0.584) \\ (V_c)_c &= 0.416 V_e \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Descarga: } (V_c)_d &= (V_c)_c \cdot e^{-0.0875} = 0.416 V_e \cdot 0.916 \\ (V_c)_d &= 0.380 V_e \end{aligned}$$

Segundo Pulso:

A partir de este pulso, las tensiones de carga se incrementan ya que se deberá sumar a V_e , la tensión de descarga anterior.

$$\begin{aligned} \text{Carga: } (V_c)_c &= (V_e + 0.380 V_e) (1 - e^{-0.538}) \\ &= 1.380 V_e (1 - 0.584) \\ (V_c)_c &= 0.566 V_e \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Descarga: } (V_c)_d &= 0.566 V_e (e^{-0.0875}) \\ (V_c)_d &= 0.508 V_e \end{aligned}$$

Tercer Pulso:

$$\begin{aligned} \text{Carga: } (V_c)_c &= 1.508 V_e (1 - e^{-0.5375}) \\ &= 0.63 V_e \end{aligned}$$

$$\text{Descarga: } (V_c)_d = 0.572 V_e$$

Cuarto Pulso:

$$\text{Carga: } (V_c)_c = 0.652 V_e$$

$$\text{Descarga: } (V_c)_d = 0.60 V_e$$

Quinto Pulso:

$$\text{Carga: } (V_c)_c = 0.665 V_e$$

$$\text{Descarga: } (V_c)_d = 0.61 V_e$$

Sexto Pulso:

$$\text{Carga: } (V_c)_c = 0.67 V_e$$

$$\text{Descarga: } (V_c)_d = 0.612 V_e$$

A partir de este valor, el circuito integrador recibe los pulsos post-igualadores que son de menor duración y por tanto la tensión sobre el condensador irá decreciendo ya que el tiempo de descarga (tiempo entre los pulsos igualadores) es mayor que la duración de la -

carga (tiempo de duración del pulso). Se verá los valores que va tomando la tensión sobre el condensador para estos impulsos:

Pulsos de post-igualación:

Los tiempos son los mismos que los empleados para los pulsos de pre-igualación con diferencia de su denominación. Así:

$$t_4 = 0.05 RC \text{ (carga)} \text{ y } t'_4 = 0.625 RC \text{ (Descarga)}.$$

El aumento de tensión que adquiere el condensador al recibir el primer pulso de post-igualador está ya calculado y alcanza un valor de $0.049 V_e$; es decir que ahora, el condensador alcanza un voltaje de:

$$(V_c)_c = 0.612 V_e + 0.049 V_e = 0.661 V_e.$$

Para la descarga consideramos el tiempo entre dos pulsos $= t'_4$; y se tendrá.

$$(V_c)_d = 0.661 V_e \cdot e^{-0.625RC/RC} = 0.661 V_e \cdot 0.535.$$

$$(V_c)_d = 0.355 V_e.$$

El mismo cálculo se hace para los cinco pulsos restantes.

Segundo Pulso:

Carga: $(V_c)_c = 0.404 V_e$

Descarga: $(V_c)_d = 0.216 V_e.$

Tercer Pulso

Carga: $(V_c)_c = 0.265 V_e$

Descarga: $(V_c)_d = 0.142 V_e.$

Cuarto Pulso

Carga: $(V_c)_c = 0.191 V_e$

Descarga: $(V_c)_d = 0.110 V_e.$

Quinto Pulso

Carga: $(V_c)_c = 0.159 V_e$

Descarga: $(V_c)_d = 0.081 V_e.$

Sexto Pulso

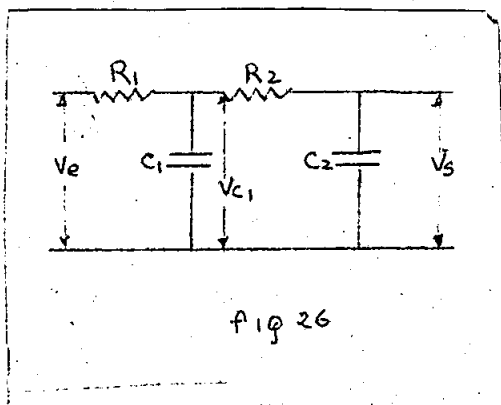
Carga: $(V_c)_c = 0.130 V_e$

Descarga: $(V_c)_d = 0.07 V_e$

Varios fabricantes (por ejemplo Philips de Holanda), admiten que un valor de tensión al final de los pulsos de post-igualación para la respuesta de la red integradora es menor que el 10% de la tensión a la entrada.

Después de este momento la red genera una respuesta idéntica para los pulsos de sincronización horizontal, tal como al comienzo. En el siguiente gráfico de la figura 26 se tiene la respuesta para los dos campos de la señal total de sincronismo con los valores de tensión calculados anteriormente. Como el bloque de pulsos del campo par se producen a iguales momentos que el del campo impar no se produce el fenómeno de "Pareado" (llamado también fenómeno de parpadeo).

En los circuitos integradores de los receptores normales se usa un doble paso RC tal como en la figura 26. En este circuito se debe tener en cuenta igualdad de las constantes de tiempo entre los dos componentes RC. La constante de tiempo de cada uno es la mitad de la constante de tiempo total. Así la solución anterior se hizo para



un valor de $RC = 50.8$ micro-segundos. En el presente caso se tendrá un valor $RC = 58.8/2 = 25.4$ micro-segundos. Este valor, con relación al tiempo de duración del pulso de sincronismo horizontal es:

$T_1 = 0.20 RC$; siendo $T_1 = 5.08$ microsegundos.

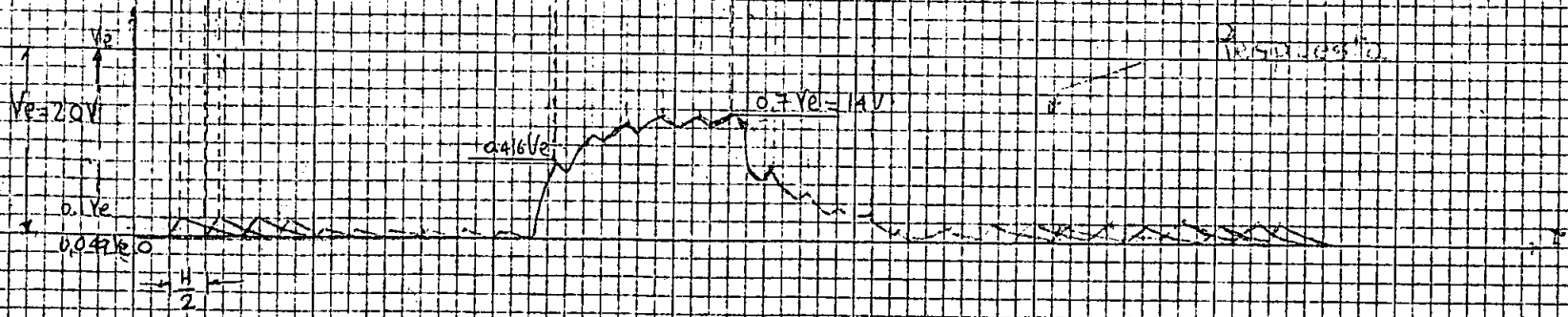
Con esta relación se puede hacer idénticos cálculos tal como en el caso de una simple red, con las siguientes consideraciones:

Si $RC = 25.4$ micro-segundos, quiere decir que por ejemplo

Tiempo de borado vertical

Campo par

Campo impar



NO HAY ESCALA DE TIEMPOS f 0 27

R puede tener un valor de 30 Kilo-ohmios y C un valor de 850 pF, para cada sección. Como se debe tener igualdad de constantes de tiempo:

$$R_1 = R_2 = 30 \text{ kilo-ohmios}$$

$$C_1 = C_2 = 850 \text{ pF}$$

La tensión de salida para la carga se tendrá aplicando la siguiente ecuación:

$$(V_s)_c = V_e(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}})(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}}) \quad (24)$$

La tensión de descarga se obtendrá para cada caso empleando la fórmula conocida (23).

Con este integrados se obtendría como resultado una respuesta para el bloque de pulsos de sincronismo vertical con un frente anterior de mayor pendiente.

II-4

SEPARACION DE LA SEÑAL DE SINCRONISMO HORIZONTAL.-

Para obtener una señal de sincronismo de línea que controle las oscilaciones del generador de barrido horizontal o base de tiempo horizontal es necesario la separación de los impulsos para el sincronismo de línea de la señal compuesta.

Para esto se deben tener las siguientes consideraciones:

1.- Deformar los pulsos de sincronización de la señal compuesta por medio de una red RC; en tal forma que, se tengan señales con frentes anteriores lo más abrupto posibles. Estas redes se denominan diferenciadoras.

2.- Obtener un circuito tal que compare la frecuencia de la señal generada por la base de tiempo horizontal y la señal de sincronización; con el objeto de controlar con seguridad el funcionamiento de esta base de tiempo. Este circuito toma el nombre de comparador de fases.

II-4-a

Circuito Diferenciador.-

Básicamente un circuito diferenciador es una red RC en la

cual el condensador está en serie con la tensión de entrada y una resistencia; tal como se ve en la figura 28. Si se llama $(V_e)_c$ a la tensión de entrada, sea ésta de cualquier forma de onda se tendrá:

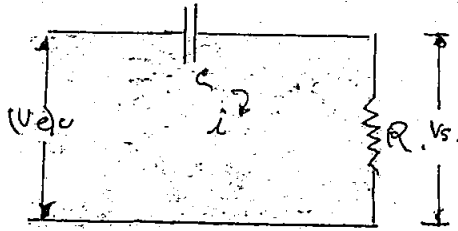


fig 28

$$q = C \times V_{ec}$$

Además, sabemos que:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dV_{ec}}{dt}$$

Esta relación indica que la corriente a través del condensador es proporcional a la derivada, con rela-

ción al tiempo, de la tensión a los extremos del mismo. Si este condensador está en serie con la tensión de entrada y una resistencia pequeña con relación a su reactancia capacitiva se tendrá aproximadamente, que la tensión a los extremos de este condensador es semejante a la tensión aplicada.

Siendo la caída de tensión a los extremos de la resistencia:

$$V_{eR} = IR \text{ semejante a } RC \frac{dV_e}{dt} \quad (25)$$

La condición de que la resistencia sea menor que la reactancia capacitiva supone un valor para R pequeño igualmente que para C. Por tanto el producto RC representa una constante de tiempo pequeña.

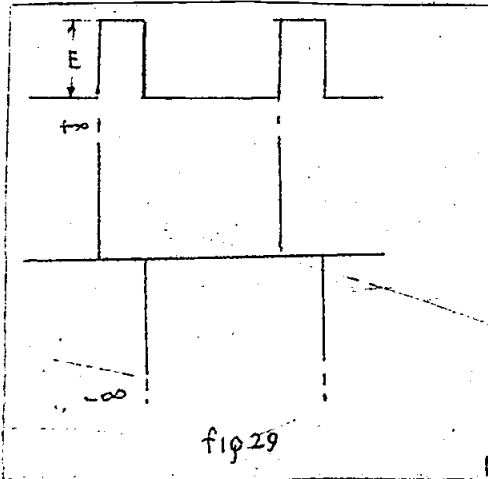
La ecuación 25 dice que la tensión en la resistencia es proporcional a la derivada de la tensión de entrada con respecto al tiempo.

Con relación a la figura 28 esta tensión se obtiene a los extremos de la resistencia y se ha denominado V_s que será la respuesta de la red diferenciadora.

Si en esta red se tiene una tensión V_e a la entrada correspondiente a la forma de onda de un pulso rectangular; teóricamente, según la ecuación 25 la siguiente respuesta, es posible de acuerdo al

siguiente análisis:

Cuando se tiene el frente anterior de una señal de amplitud positiva y duración teórica nula, la respuesta será un alcance de tensión positiva que tiene a infinito y de duración nula. Cuando aparece el frente posterior se tendrá una respuesta de amplitud máxima negativa y duración también nula. Lo explicado se puede ver en la figura 29. a indi-



ca la forma de la señal teórica a la entrada de la red y b es la respuesta teórica de la misma.

En un circuito real esto es imposible ya que siempre es necesario un tiempo por pequeño que éste sea para llegar desde cero hasta una tensión máxima. Por tal motivo los pulsos, en la práctica no se han de considerar de forma rectangular sino más bien en forma de

trapecio regular. Además la desigualdad entre R y Xc no puede mantenerse para todas las componentes de frecuencia de la señal de sincronismo. Por tanto, no se puede introducir en el estudio los conceptos teóricos y más bien se emplea los criterios de carga y descarga del estado transitorio del condensador y la resistencia.

La tensión Vs de la figura 28 es la que se obtendrá en aplicaciones subsiguientes como la correspondiente a la descarga del condensador a través de él. Por tanto Vs tendrá un valor para el frente anterior según la siguiente ecuación:

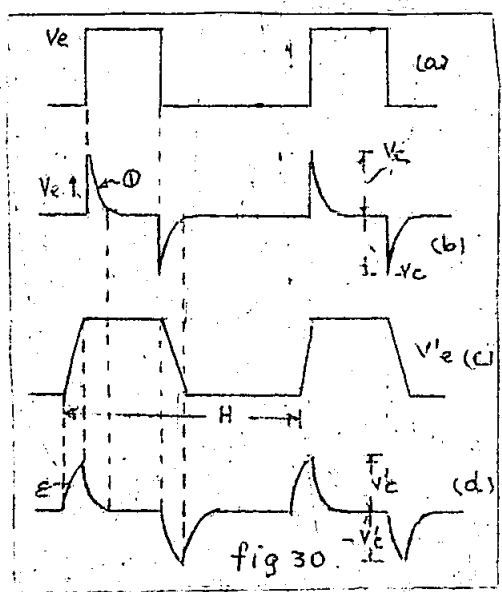
$$V_{eR} = V_s = V_e \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (26)$$

El valor de t se considera entre los valores cero y el tiempo de duración del pulso.

Para el frente posterior la ecuación será:

$$V_{eR} = V_s = - V_e \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (27)$$

En la siguiente figura 30 se puede observar la respuesta a los pulsos considerando el tiempo de descarga del condensador a través de las resistencias en el caso de una onda rectangular. En c y en d se observan la onda real considerada como trapecio regular y la respuesta de la red diferenciadora considerando el estado transitorio de la red RC. Si el valor RC es pequeño con relación al tiempo de elevación de la



onda aplicada, entonces los impulsos de salida tendrán una pequeña elevación de la amplitud en forma exponencial correspondiente a la carga del condensador. Cuando la amplitud de la señal es constante el condensador se descarga a través de la resistencia en forma también exponencial para alcanzar una amplitud despreciable como respuesta. Cuando

se ocasiona el frente posterior de la señal de entrada, la variación de tensión es en sentido inverso a la del frente anterior (la tensión decrece desde máxima amplitud a cero); entonces el condensador se cargará en sentido negativo para luego descargarse a través de él durante el tiempo hasta que aparezca el siguiente pulso de la señal de entrada (ver figura 30-d).

Se consideran los siguientes tiempos:

t_R = tiempo del frente anterior del pulso en el cual se tiene la variación de tensión desde cero hasta el valor de V_e .

t_D = tiempo del frente posterior del pulso para que se obtenga una variación de tensión desde $V'e$ hasta cero.

Estos dos tiempos como es obvio son iguales ya que se considera la forma de onda como trapecio regular.

t_w = tiempo de duración de la parte superior del pulso; o

sea tiempo en el cual la amplitud del pulso es constante.

En el cálculo de una red diferenciadora se emplearán las siguientes ecuaciones:

Carga del condensador para el frente anterior:

$$V_{sc} = V_e(1 - e^{-\frac{t_R}{RC}}) \quad (28)$$

Descarga del condensador en el tiempo t_w :

$$V_{s_d} = V_{sc} \cdot e^{-\frac{t_w}{RC}} \quad (29)$$

Para el frente posterior:

$$\text{Carga } V_{sc} = -V_e(1 - e^{-\frac{t_d}{RC}}) \quad (30)$$

$$\text{Descarga } V_{s_d} = V_{sc} \cdot e^{-\frac{t'_w}{RC}} \quad (31)$$

En la que t'_w es el tiempo entre dos pulsos consecutivos de la señal de entrada.

II-4-b

Caso Particular para una Red Diferenciadora de un Circuito RC.-

Como ejemplo ilustrativo se proyecta una red RC diferenciadora para la respuesta a los pulsos de sincronismo cuyos datos con relación a tiempo son dados por la norma C.F.C.

Para simplificar las operaciones se toma una relación entre t_w y RC como dato inicial.

Así por ejemplo si $t_w = 5 RC$ (11), se tiene que las amplitudes de la respuesta tienen un valor pequeño con relación a la tensión de entrada y es necesario amplificar dichos pulsos de respuesta para excitar el oscilador de la base de tiempo horizontal y la de vertical.

Si se tiene $t_w = 25 RC$ (12), se tendrá mejores amplitudes de respuesta de la red y se podrán aplicar directamente a los circuitos de las bases de tiempo sin previa amplificación.

Según la última relación tenemos:

Para el pulso horizontal:

$t_w = 5 \text{ micro-segundos} = 5.08 - 2i$ (el valor de i es el tiempo de elevación de la onda según la figura 8).

Entonces:

$$RC = \frac{tw}{25} \approx \frac{5}{25} \checkmark = 0.2 \text{ micro-segundos.}$$

Se tendrá un par RC tal que por ejemplo R = 2 kilo-ohmios y C = 100 pF.

$$t_R = t_d + i = \frac{tw}{20} + \frac{25RC}{20} = 1.25RC$$

Valor que se empleará para la carga de la red RC tanto en el frente anterior como en el posterior.

Pulso horizontal

Carga del frente anterior aplicando la fórmula (28):

$$V_{sc} = V_e(1 - e^{-\frac{t_R}{RC}}) = V_e(1 - e^{-1.25}) = V_e(1 - 0.285)$$

$$V_{sc} = 0.715 V_e$$

Descarga del frente anterior

$$t_w = 25 RC$$

$$V_{sd} = 0.715 \cdot e^{-25} = 1.30 \times 10^{-15} V_e$$

Valor que se condiera despreciable.

Carga del frente posterior

Es igual al valor de carga del frente anterior pero en sen tido negativo o sea:

$$V_{sc} = - 0.715 V_e$$

Descarga

Se considera también despreciable ya que el tiempo entre dos pulsos consecutivos en el cual se efectúa la descarga es mayor que el tiempo de duración de un pulso.

Pulso de igualación

Carga del frente anterior. Es igual que en el caso del pulso de incronismo horizontal ya que se tiene el mismo tiempo de elevación igual a i (figura 16).

Descarga se considera despreciable por la razón numérica antes calculada.

Carga del frente posterior. También igual que en el caso del pulso horizontal.

Descarga. Se considera nuevamente despreciable.

Bloque de Pulsos Verticales

Para el frente anterior del primer pulso se tiene:

$t_R = 1.25 RC$ (igual inclinación que los pulsos anteriores y por tanto igual tiempo de elevación). Entonces la tensión de la respuesta alcanzará también un valor de $0.715 V_e$.

Descarga.- Se considera aquí el tiempo de duración del pulso o sea:

$$t_w = 0.43 H - 2.0,004.H = 0,422 H \text{ (figura 16)}$$

Sabemos que:

$H = 12.5 \times \text{duración del pulso horizontal; luego:}$

$H = 12.5 \times 25 RC = 312 RC; \text{ entonces:}$

$t_w \text{ para el pulso vertical} = 0.422 \times 312 RC = 132 RC$

Este tiempo es mucho más largo que en los pulsos anteriores y la tensión de descarga llegará a un valor despreciable.

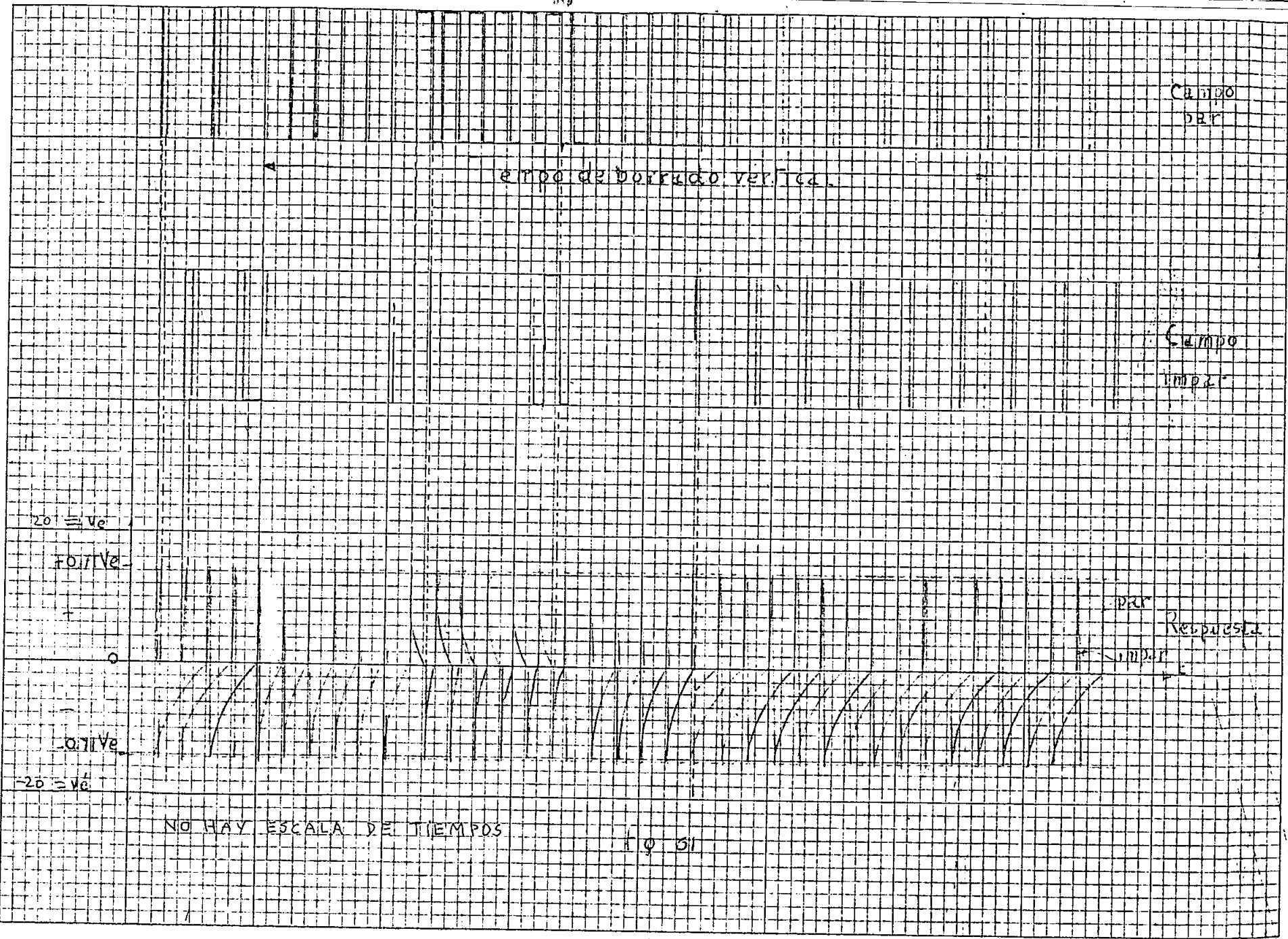
Para la descarga, se considera en todo caso un valor de tensión de la respuesta igual a cero.

Para el frente posterior tendremos iguales valores que en los pulsos anteriores; tanto para la carga como para la descarga.

En el siguiente gráfico de la figura 31 se obtiene la respuesta, con los valores calculados, de una red diferenciadora RC cuando en ésta se aplica la señal de sincronismo correspondiente al tiempo de borrado vertical para un campo par e impar.

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@

y



campo de barrido vertical

Campo
par

Campo
impar

20 μs

positivo

par
Respuesta

negativo

20 μs

NO HAY ESCALA DE TIEMPOS

10 51

C A P I T U L O I I I

III-1

REQUISITOS PARA LA OPERACION DEL SINCRONISMO.-

En párrafos precedentes se habló, que para ser posible la exploración de la imagen en el kinescopio, es necesario que el aparato receptor posea generadores de barrido con oscilaciones en dientes de sierra; cuyos períodos de traza y retorno sean controlados por señales de sincronismo enviados por el transmisor junto con la señal imagen (señal compuesta de video frecuencia). Si hasta aquí se han estudiado los diferentes elementos necesarios para la obtención de esas señales en el receptor, en lo que sigue se tratará de la utilización para el efecto del sincronismo en combinación con las bases de tiempo.

La operación de sincronismo debe cumplir las siguientes exigencias para el efecto de una buena exploración.

- 1.- Debe ser posible un sincronismo efectivo de los circuitos de las bases de tiempo.
- 2.- Las componentes de sincronismo horizontal y vertical debe ser fácilmente separables por medio de redes sencillas RR.
- 3.- La forma de la señal debe ser tal, que sea posible combinarla fácilmente con la señal de imagen y las de borrado; en tal forma que se pueda modular una portadora en el transmisor y separar fácilmente en el receptor.
- 4.- Los pulsos de sincronismo deben producirse al final de cada barrido para iniciar el retorno.
- 5.- Debe existir estrecha relación entre las componentes de sincronismo vertical para reducir el apareamiento en la exploración entrelazada.
- 6.- Debe disponerse de los medios necesarios para mantener en todo momento el sincronismo horizontal, incluso en el intervalo del borrado vertical.

X

En el transcurso de los capítulos I y II se han puesto de manifiesto las condiciones 2, 4, 5 y 6. La condición 3 se relaciona más bien con el equipo transmisor. Y la condición 1 se explicará cuando se estudie los circuitos de sincronismo en los siguientes párrafos.

III-2

CIRCUITOS DE SINCRONISMO.-

El presente estudio se relaciona con los métodos y circuitos para producir la operación del sincronismo en los receptores de TV. Se inicia dando a conocer la parte general de los métodos y circuitos que se emplean en tal operación; para al final dar mayor énfasis al sincronismo de las bases de tiempo por medio de el multivibrador sincronizado.

Para conseguir una automatización del sincronismo de línea y de cuadro se debe estudiar las posibilidades de las varias ventajas y desventajas de los métodos utilizados para el sincronismo. De esta manera se puede elegir o combinar diversos métodos para asegurar en cada caso la operación del sincronismo.

A continuación se estudian los siguientes puntos de importancia.

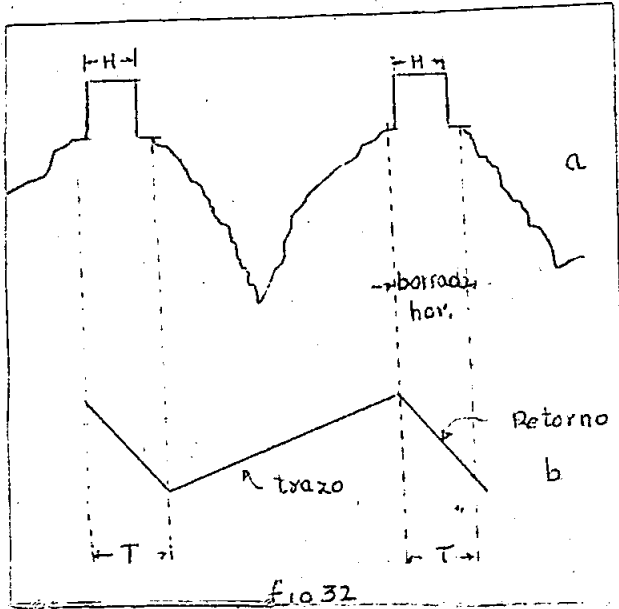
- 1.- Concepto de sincronismo.
- 2.- Métodos de sincronismo.
- 3.- El sincronismo directo del oscilador de cuadro.
- 4.- El sincronismo directo del oscilador de línea.
- 5.- El sincronismo indirecto del oscilador de línea.
- 6.- El sincronismo indirecto para el oscilador de cuadro.
- 7.- El sincronismo automático.

III-2-a

Concepto de Sincronismo.-

Un circuito muy importante del receptor, como ya se ha dicho, es el del sincronismo; el cual tiene la tarea de cuidar de que

En la siguiente figura 32 se dá una idea de lo anteriormente explicado. En la figura 32-a se ha dibujado la señal compuesta de video frecuencia ya conocida y originada en el transmisor; y en la figura 32-b la corriente de desviación de línea en el receptor. Existirá sincronismo si el tiempo t de retorno en el receptor se produce durante el pulso de línea del emisor; en tal caso, son correctas tanto la frecuencia como la fase de la señal del transmisor y el receptor.



III-2-b

Métodos de Sincronismo.-

En los receptores de televisión se pueden adoptar dos métodos de sincronismo.

- 1.- El sincronismo directo.
- 2.- El sincronismo indirecto.

En el caso de sincronismo directo, la señal de sincronización se aplica directamente al oscilador que va a ser sincronizado.

Para considerar mejor éste método se ha realizado la siguiente figura 33; en la cual se indica la tensión de rejilla de mando de cualquier oscilador (no oscilador que proporcione tensiones sinusoidales), como un valor negativo. El momento t_1 representa el instante que empieza el tiempo de traza. En el momento t_2 la tensión de rejilla de mando alcanza el punto de bloqueo de la válvula osciladora es decir un valor de tensión E_{co} . En este instante la rejilla de mando alcanza instantáneamente un valor positivo, mientras que en el momento t_3 se hace nuevamente un valor de tensión negativo. El tiempo t_1-t_2 se llama tiem-

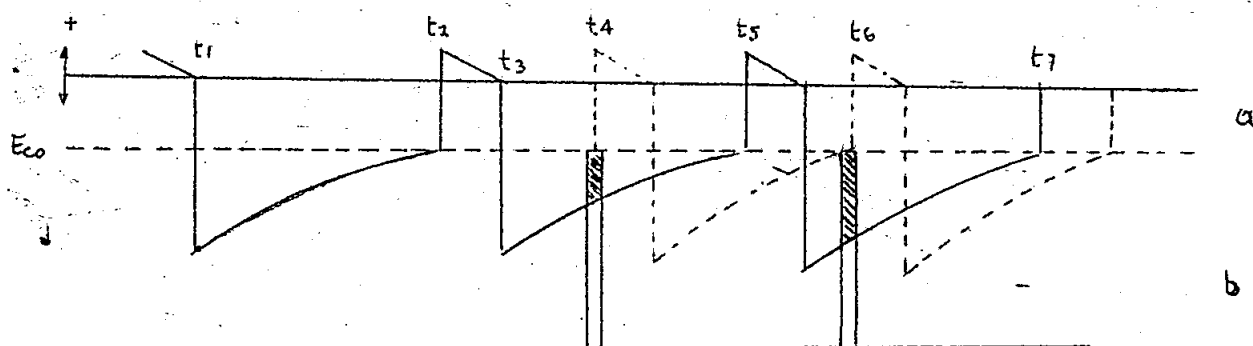


fig 33

po de traza y el intervalo t_2-t_3 tiempo de retorno. El circuito oscila manteniendo siempre la misma frecuencia si la tensión de rejilla de mando alcanza en el tiempo t_2 el valor de la tensión de polarización. En la figura por tanto los retornos comenzarán en los tiempos t_2, t_5, t_7 , etc. En esta situación el oscilador se encuentra en posición no sincronizada y la frecuencia obtenida es la correspondiente a la oscilación libre o auto-oscilación.

Si se aplica a la rejilla de mando un impulso positivo de sincronismo proveniente del transmisor (figura 33-b), el oscilador se verá forzado a comenzar el retorno en el instante t_4 por ejemplo y no en el instante t_5 ; ésto es, si la señal de sincronismo se presenta en el instante t_4 y sobrepasa la tensión de polarización. Si el impulso de sincronismo siguiente cae por ejemplo en el momento t_6 el retorno comenzará también en ese instante. En estas últimas condiciones se obtiene el sincronismo del oscilador puesto que el tiempo preciso para la traza del retorno ha sido igualado al tiempo entre los pulsos de sincronismo.

De lo anterior se desprende que para el sincronismo directo la frecuencia del oscilador (auto-oscilación), debe ser inferior a la frecuencia de los impulsos de sincronismo. Si la frecuencia de los impulsos de sincronismo fuese menor que la frecuencia de la auto-oscilación en determinado momento, no tendría lugar un impulso de sincronismo en el

período del oscilador auto-oscilante; en este caso dicho período no será sincronizado y el oscilador funcionará bajo su propia frecuencia.

El mismo fenómeno se tendría si se suprime por un tiempo los impulsos de sincronismo por motivos de perturbaciones. Cuando el oscilador trabaja a su frecuencia propia se tiene perturbaciones en la imagen. Esto constituye la principal desventaja del sincronismo directo.

El sincronismo indirecto se denomina también a efecto volante. Aquí, el impulso de sincronismo no es llevado directamente al oscilador y primeramente es transformado a una variación lenta de tensión continua, por medio del circuito comparador de fases. Esta variación de tensión continua es aplicada al circuito de entrada del oscilador para regular la frecuencia de trabajo igual a la del pulso proveniente del transmisor. En este caso hay una ventaja con respecto al sincronismo directo en lo que se refiere a las señales de interferencia que prácticamente no producen una variación inadecuada de la tensión continua.

III-2-c

El Sincronismo Directo del Oscilador de Cuadro.-

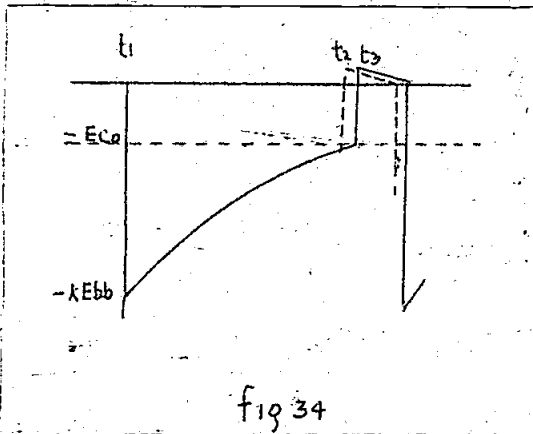
Existen dos clases de sincronismo para el oscilador de cuadro:

Mediante la regulación de la frecuencia de la base de tiempo por medio de un mando exterior, el cual regula la oscilación de dicha base de tiempo. Y mediante la igualación automática de frecuencias utilizando la señal de sincronismo vertical proveniente del transmisor.

Si se elige la frecuencia del oscilador de cuadro con un valor menor que la frecuencia del impulso de sincronismo se tendrán las siguientes ventajas:

- 1.- El impulso de sincronismo puede ser pequeño. En este caso (figura 34), puesto que, los impulsos de sincronismo pueden tener una pe -

queña amplitud, los pulsos producidos por interferencias también serán de pequeña amplitud. La desventaja consiste en que, como los impulsos son pequeños, posiblemente no son suficientes para ajustar con facilidad la frecuencia del oscilador de cuadro. El pequeño pulso puede sincronizar el oscilador durante el tiempo de t_2 a t_3 ; pero éste no es más que una pequeña parte del tiempo t_1-t_3 de un período. En otras palabras la diferencia de frecuencia entre el oscilador de cuadro y los impulsos de sincronismo, es mínima y el alcance de sincronismo es pequeña.



El pequeño pulso puede sincronizar el oscilador durante el tiempo de t_2 a t_3 ; pero éste no es más que una pequeña parte del tiempo t_1-t_3 de un período. En otras palabras la diferencia de frecuencia entre el oscilador de cuadro y los impulsos de sincronismo, es mínima y el alcance de sincronismo es pequeña.

2.- El ajuste es insensible en cuanto a interferencias. Si las interferencias que se producen, suprimen algunos puntos de la sincronía de cuadro, algunos períodos no serán sincronizados. Puesto que la frecuencia propia del oscilador de cuadro difiere un poco de la frecuencia del impulso de sincronía; entonces, la imagen comenzará a dar vueltas espaciadas, en el caso que los impulsos sean suprimidos durante un tiempo largo. Si se suprimen sólo algunos pulsos de sincronismo la imagen saltará un tanto.

El sincronismo de cuadro en estas condiciones es insensible a interferencias. Sin embargo, en cualquier momento la frecuencia del oscilador se hace mayor que la del pulso, la base de tiempo del cuadro ya no será sincronizable. Si la frecuencia de este oscilador es menor que la del pulso, se necesita una amplitud grande de éste (valor de tensión de la señal de sincronismo vertical) para asegurar el correcto sincronismo de la base de tiempo vertical.

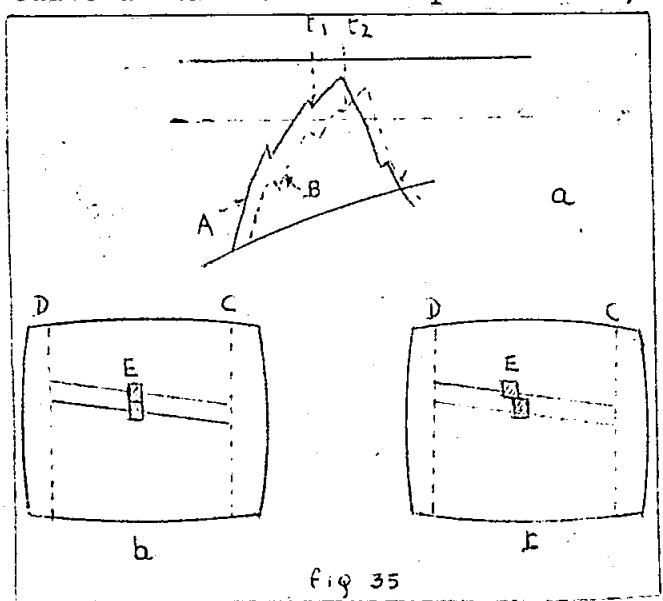
El sincronismo de cuadro en estas condiciones es insensible a interferencias. Sin embargo, en cualquier momento la frecuencia del oscilador se hace mayor que la del pulso, la base de tiempo del cuadro ya no será sincronizable. Si la frecuencia de este oscilador es menor que la del pulso, se necesita una amplitud grande de éste (valor de tensión de la señal de sincronismo vertical) para asegurar el correcto sincronismo de la base de tiempo vertical.

III-2-d

El Sincronismo Directo del Oscilador de Línea.-

En este caso valen los mismos conceptos indicados en el punto anterior. Sin embargo hay diferencia en los pulsos de sincronismo a

plicados. El impulso de sincronismo de cuadro, como ya se conoce es separado de la señal compuesta mediante integración; en cambio, los impulsos de sincronismo de línea son separados por diferenciación. Si la señal de sincronismo es de un alto valor de tensión, el método directo no es inconveniente, puesto que las señales de ruido serán débiles comparativamente. Si la señal de sincronismo es débil, las señales de ruido producen deformaciones en los picos y bordes de los impulsos de sincronismo. En todo caso las señales de ruido no son un inconveniente para efectuar el sincronismo dericto en la base de tiempo de cuadro (la respuesta de la red integradora RC diseñada, es de mayor amplitud en los momentos que se tiene los pulsos del bloque de sincronismo vertical). No así en el caso del diferenciador el cual dejará pasar prácticamente todas las señales de ruido; por lo que, si se aplica directamente las señal de respuesta al circuito de la base de tiempo de línea, el sincronismo no será muy efectivo.



En la siguiente figura 35 se puede ver el efecto de la no sincronía para el caso mencionado.

El impulso A (figura 35 - a), sincronizará el oscilador de línea en el instante t_1 ; y el impulso B producido por la interferencia, sincronizará en el instante t_2 . De esta manera los trazos en la exploración no terminarán sobre la

línea C (figura 35-b), a la derecha de la imagen; y tampoco empegarán en la línea D a la izquierda; sino que tendrán el curso y diferencia vista en la figura 35-c. La consecuencia se puede observar cuando el elemento de imagen E no tiene el mismo sitio para dos líneas consecutivas. Este tipo de imagen se conoce con el nombre de "Imagen denteliada".

El método directo para la sincronía de la base de tiempo horizontal no es prácticamente usado. Su empleo tuvo lugar en los tipos de

receptores llamados "Regionales"; pero para los receptores del tipo "Super", es decir para los receptores que deben funcionar en las llamadas zonas periféricas (zonas de mayor interferencia), se debe emplear un método de sincronismo indirecto.

III-2-e

El sincronismo por el método indirecto (a efecto volante) para el oscilador de línea.-

Como ya se explicó, en este caso los impulsos de sincronismo de línea no son aplicados directamente a la base de tipo horizontal. Se hace necesaria la inclusión de un circuito comparador de fases entre la red diferenciadora y la base de tiempo horizontal. El circuito discriminador de fases para este objeto debe estar diseñado para realizar la comparación de la frecuencia del oscilador de línea y la frecuencia de la señal de sincronismo horizontal. Este circuito, al hacer la comparación producirá a su salida una tensión continua que controla el voltaje de polarización del tubo oscilador de la base de tiempo. En esta forma se obtiene el control de la frecuencia producida en dicho circuito.

La descripción de este circuito, con más detalle se tiene al final del presente capítulo.

III-2-f

El Sincronismo por el Método Directo Para el Oscilador de Cuadro.-

Puesto que, en este caso los pulsos son de mayor duración y separados por un integrador el cual proporciona diferencias de amplitud según la frecuencia y duración de la señal, el método de sincronismo indirecto no es aplicado para la sincronía de la base de tiempo vertical. La desventaja consiste en que, como discriminador debe actuar lo más rápido posible para el efecto de la sincronía (punto III-3-j); entonces en el caso de pulsos de mayor tiempo de duración, no sería posible tal efecto, porque los circuitos RC necesarios e incluidos en el discriminador, serían de valores demasiado grandes. Por este motivo se emplea generalmente el método de sincronismo directo.

III-2-e

El Sincronismo Automatico.-

Se entiende por sincronismo automático de un receptor de TV cuando las bases de tiempo no son controladas por mandos exteriores. En este caso los equipos no tienen controles de sincronización vertical y horizontal, manejables a voluntad; sino más bien son controlados por circuitos que emplean el método directo y el indirecto al mismo tiempo.

Este método de sincronismo ha de satisfacer las siguientes exigencias:

- 1.- Los circuitos deben ser capaces de sincronizar siempre.
- 2.- El sincronismo debe ser insensible a interferencias.

Si el circuito debe sincronizar siempre, quiere decir que será proyectado para un gran margen de captación, con esto también se satisface la exigencia 2.

Por otro lado, si se proyectan circuitos de sincronismo tanto en el método directo como en el indirecto, que sean insensibles a interferencias, el margen de sincronismo será pequeño, y no se estará de acuerdo con el punto 1.

Este método es más empleado por los fabricantes europeos (PHILIPS de Holanda), TELEFUNKEN de Alemania, etc.).

En el transcurso de este capítulo se proyectará bases de tiempo con multivibradores sincronizados por el método directo.

III-3

SINCRONIZACION DE LAS BASES DE TIEMPO.-

Si en verdad, las bases de tiempo que contiene un receptor de TV están formadas por osciladores de relajación, es necesario primero conocer el fundamento de producción de estas oscilaciones y su estado sincrónico con referencia a los pulsos de sincronismo provenientes del transmisor.

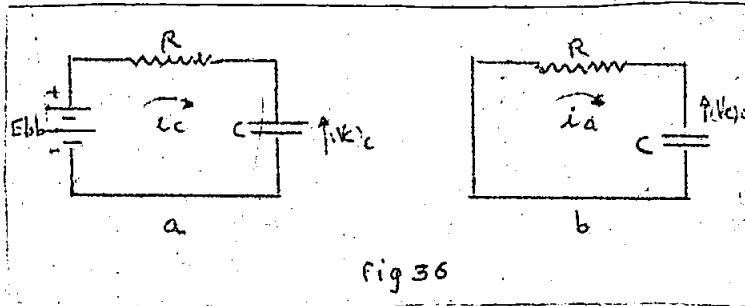
En este punto se estudiará con detalle la producción de las

oscilaciones de relajación de una red RC, de un circuito valvular llamado "Tubo Disparador" y del circuito con multivibrador.

III-3-a

Período Transitorio en el Circuito RC.-

Aunque ya son conocidos los valores de tensión y corriente en este tipo de circuitos recordamos aquí, las principales ecuaciones desarrolladas en el párrafo II-2-b (para facilidad de estudio) teniendo en cuenta las condiciones límites generales.



En la figura 36-a tenemos un condensador descargado en el instante $t = 0$; y que se carga por acción de la batería Ebb. Esta carga alcanzará un valor dado por la ecuación:

$$(V_c)_c = E_{bb} (1 - e^{-t/T}) \quad (32).$$

La corriente será dada por la ecuación:

$$i_c = \frac{E_{bb}}{R} \cdot e^{-t/T} \quad (33)$$

Análogamente durante la descarga; siendo E_c la tensión inicial del condensador para tiempo $t = 0$ (el condensador se encuentra previamente cargado antes de empezar su descarga).

La tensión de descarga será:

$$(V_c)_d = E_c \cdot e^{-t/T} \quad (34).$$

Y la corriente será:

$$i_d = -E_c/R \cdot e^{-t/T} \quad (35).$$

En estas ecuaciones al igual que en las del punto II-2-b se tiene:

e = base de los logaritmos neperianos.

T = constante de tiempo del circuito = RC segundos, siendo R en ohmios y C en faradios.

t = tiempo en el cual se efectúa la carga o descarga.

En el caso general para $t = 0$; y con una batería en el circuito, el condensador tendrá una tensión inicial E_c . Como este circuito está compuesto por imperancias lineales, la solución se puede obtener mediante el teorema de superposición.

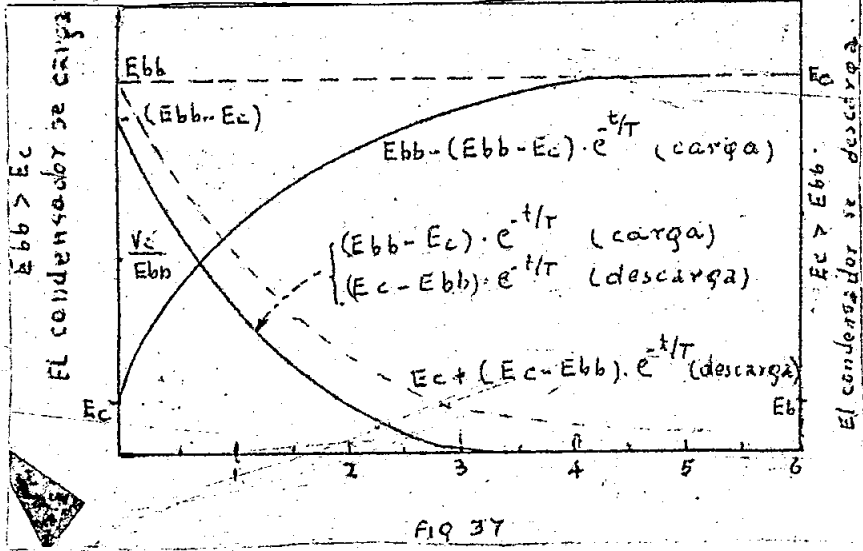
Combinando las ecuaciones (32) y (34); y poniendo para $V_c = E_c$ y para $t = 0$, se obtiene:

$$V_c = (V_c)_c + (V_c)_d = E_{bb} (E_{bb} - E_c) \cdot e^{-t/T} \quad (36).$$

Combinando las ecuaciones (36) y (35), se obtiene similitamente para las corrientes:

$$i = i_c + i_d = \frac{E_{bb} - E_c}{R} \cdot e^{-t/T} \quad (37).$$

La ecuación (36) y la (37) demuestran que las magnitudes relativas de E_{bb} y E_c , determinan si la tensión en el condensador aumenta o disminuye. En el gráfico de la figura 37, se ha realizado el trazo de las



curvas típicas de carga y descarga para la red RC, usando las ecuaciones enunciadas. En cualquier caso la tensión y la corriente tendrán una variación exponencial. La variación de tensión en el condensador está limitada por la diferencia entre la tensión de la batería

y la tensión inicial E_c del condensador.

III-3-b

Generadores de Tension en Diente de Sierra a base de un Circuito RC Simple

El fundamento del uso de un circuito serie RC para producir una tensión en diente de sierra, se puede establecer cualitativamente en los siguientes términos:

La parte inicial de la curva de carga de la figura 37 es aproximadamente lineal. Por esto, si la relación de tiempo de carga t_c

(tao c), a la constante de tiempo de carga T_c es suficientemente pequeña, el incremento de la tensión será aproximadamente lineal. Para $t = t_c$, el condensador se deberá descargar para producir la parte del diente de sierra que corresponde al retroceso. En la siguiente figura 38, se ve un dispositivo de conmutación S , que constituye un interruptor para efectuar los

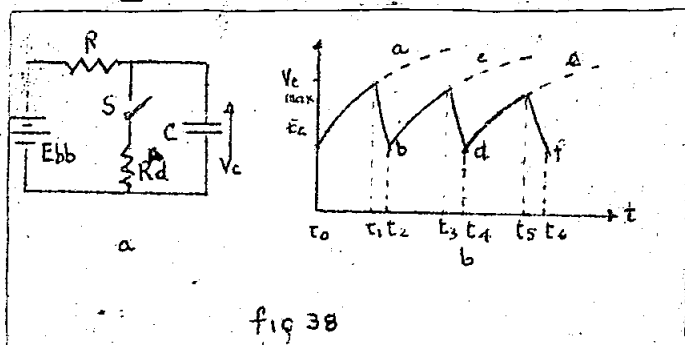


fig 38

sierres y las aperturas del circuito. En esta figura se constituye una sencilla versión de un generador básico de diente de sierra y la tensión desarrollada a través del condensador. Para $t = 0$, S está abierto y V_c crece según la curva exponencial a de la figura 38-b. Para $t = t_1$, S está cerrado y V_c disminuye exponencialmente hasta el punto b en el instante t_2 . El conmutador S se abre nuevamente para repetir el ciclo. Es de importancia observar que los intervalos de carga y descarga t_c y t_d , respectivamente, tienen determinados por el funcionamiento del conmutador S . La resistencia R_d , en serie con el conmutador, aprovecha la descarga en el momento que éste está cerrado.

En la siguiente figura 39 se tienen los circuitos equivalentes para el momento de carga y para el momento de descarga.

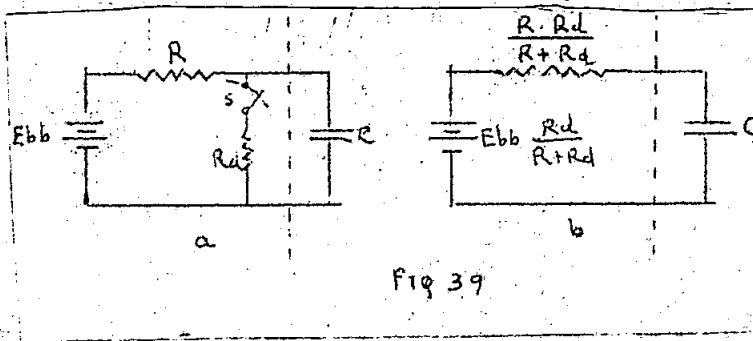


Fig 39

Aplicando el Teorema de Thévenin (figura 52-b), se tienen los valores del generador equivalente y de la resistencia equivalente, del circuito con respecto a C. De lo cual se deduce:

- 1.- La tensión E_c en los instantes t_0, t_2, t_4 , etc, (figura 38), no

puede llegar a un valor de tensión menor que $E_{bb} \cdot \frac{R_d}{R + R_d}$.

2.- El tiempo T_d , que es la constante de tiempo de carga viene dado por la relación:

$$T_d = \left(\frac{R \cdot R_d}{R + R_d} \right) \cdot C.$$

Puesto que la constante de tiempo de carga es :

$T_c = RC$, se deduce que la descarga del condensador se producirá en un tiempo menor que la carga. Cuanto menor sea el valor de R_d , más pequeña será la constante de tiempo de descarga; esto da lugar a una mayor pérdida de tensión del condensador durante el tiempo de descarga $T_d = t_2 - t_1 = t_4 - t_3 \dots\dots$ (figura 38-b).

Aunque el circuito mencionado anteriormente es el básico para la producción de tensiones en diente de sierra, deben considerarse dos puntos importantes.

1.- Los límites que se darán a la relación entre el tiempo de carga y la constante de tiempo del circuito para cumplir la condición de linealidad para efectos de la exploración en los receptores de TV.

La clase de dispositivo automático de carga y descarga para sustituir al conmutador S+ del circuito.

Para analizar el primer punto se puede realizar el desarrollo en serie de la parte exponencial del segundo miembro de la ecuación 36.

$$V_c = E_{bb} - (E_{bb} - E_c) \left(1 - \frac{t}{T_c} + \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{T_c} \right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{t}{T_c} \right)^3 + \dots \right) \tag{38}$$

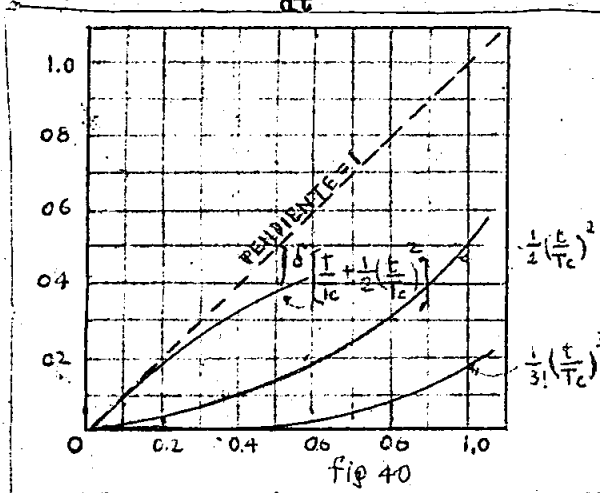
Sacando el primer término fuera del corchete y cambiando de signo, tenemos:

$$V_c = E_c + (E_{bb} - E_c) \left(\frac{t}{T_c} - \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{T_c} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{t}{T_c} \right)^3 - \dots \right) \tag{39}$$

Se puede apreciar que el primer término del corchete representa el crecimiento lineal de la tensión, en tanto que los términos restantes producen la curvatura. El problema consiste en mantener la relación t/T_c lo suficientemente pequeño de manera que los términos del orden superior se puedan despreciar con respecto al primero.

También se puede apreciar que el primer término da una pendiente igual a la inicial de la curva exponencial real, para $t=0$ ya que diferenciando la ecuación 36, tenemos:

$$\frac{dV_c}{dt} = 1/T_c (E_{bb} - E_c) e^{-t/T_c} = \frac{E_{bb} - E_c}{T_c} \quad ; \quad t=0 \quad (40)$$



Los tres primeros términos de la ecuación desarrollo en serie, se representan en la fig 40. Examinando estas curvas, se ve que al menos, la relación t/T_c , debe tener valores inferiores a 0,5 (13) . , restricción que simplifica los cálculos; porque

valores inferiores a la relación de tiempos, hace que puedan despreciarse los términos hasta el tercero inclusive. Entonces, si se supone que la curvatura de la función tensión-tiempo, se debe solo al segundo término, se puede definir la falta de linealidad como la diferencia entre las curvas ideal y real, expresada como una fracción de la tensión útil de carga $(E_{bb} - E_c)$, esta definición, se puede simplificar de la siguiente manera:

$$d = \frac{(E_{bb} - E_c) t/T_c - (E_{bb} - E_c) \left[(t/T_c) - 1/2! (t/T_c)^2 \right]}{E_{bb} - E_c}$$

O sea que expresado en %:

$$d = 1/2 (t/T_c)^2 \cdot 100\% \quad (41)$$

Por medio de la última relación se puede definir el valor máximo permisible de t/T_c para cualquier grado de linealidad. Así por ejemplo, si la curva real no debe apartarse de la linealidad en más de un 2%, la ecuación (41), da como límite para t/T_c , un valor de:

$$1/2 (t/T_c)^2 \leq 0,02 \quad , \text{luego:} \quad t/T_c \leq 0,2 \quad .$$

Durante este intervalo, la variación correspondiente de la tensión en el condensador, que será la tensión de barrido, será:

$$\Delta e_c \cong (E_{bb} - E_c) (t/T_c) \cong 0,2 (E_{bb} - E_c) \quad (42)$$

La última ecuación, muestra uno de los principales inconvenientes del circuito RC simple como generador de tensión en diente de sierra; la elección de un bajo valor de t/T_c , para favorecer la linealidad, da lugar a un mal rendimiento de la transformación de la tensión útil ($E_{bb}-E_c$) en tensión de barrido, Δe_c , siendo la relación de conversión aproximadamente: la relación t/T_c .

En gran parte, este bajo valor de la conversión se debe a que se eligió la línea de pendiente unidad como referencia de linealidad. Es evidente que si se escoge otra referencia de linealidad, entonces, esta permitirá tener una tensión efectiva de salida de mayor valor. En la siguiente figura 41-a, se puede ver que la curva real de crecimiento, permanece por debajo de la referencia para todos los valores de tiempo distintos a cero. Se podría pensar en escoger una línea de referencia, que concuerde a la exponencial, de modo que, parte del tiempo, esta quede por encima de aquella y por debajo durante otra parte de tiempo. El examen de las curvas muestra que una línea de referencia de pendiente entre 0,8 y 0,9, cumplirá estas condiciones. Fink, ha sugerido el valor de 0,85, como una buena solución. Definiendo la linealidad a esta recta, se puede definir como la diferencia entre las curvas ideal (pendiente 0,85) y la real, expresada como una fracción de la tensión útil de carga. De donde:

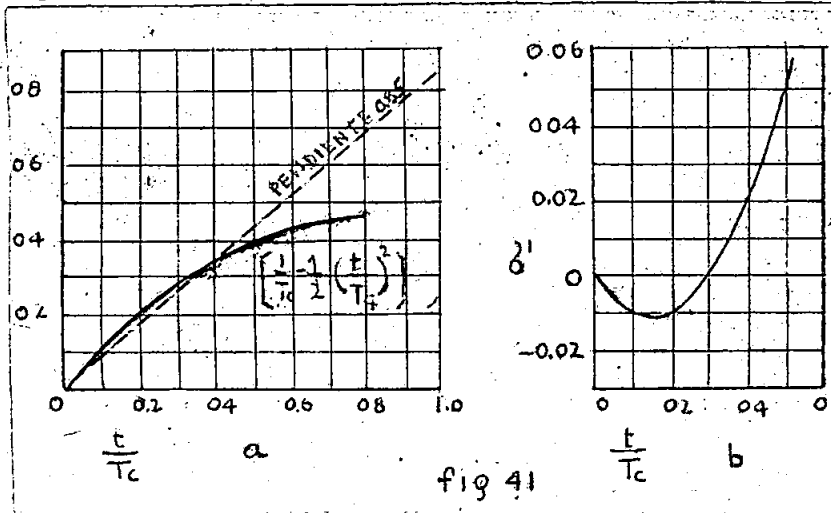


fig 41

do que, parte del tiempo, esta quede por encima de aquella y por debajo durante otra parte de tiempo. El examen de las curvas muestra que una línea de referencia de pendiente entre 0,8 y 0,9, cumplirá estas condiciones. Fink, ha sugerido el valor de 0,85, como una buena solución. Definiendo la linealidad a esta recta, se puede definir como la diferencia entre las curvas ideal (pendiente 0,85) y la real, expresada como una fracción de la tensión útil de carga. De donde:

$$d' = 0,85 (t/T_c) - \left(t/T_c - \frac{1}{2} (t/T_c)^2 \right)$$

$$d' = -0,15 t/T_c + \frac{1}{2} (t/T_c)^2 \quad (43)$$

d' , y sus componentes están dibujados en la fig 41-b.

Se calcula la relación de tiempos admisible para un d' dado:

Tomando un valor para d' de más o menos el 1% correspondiente al 2% del caso anterior y con relación a la ecuación (43), se obtiene un valor para t/t_c de:

$$1/2 (t/T_c)^2 - 0.15 (t/T_c) - 0.02 \cong 0$$

Ecuación de segundo grado, cuyo valor positivo para t/T_c es semejante a 0.4 (punto P de la figura 41-b).

Y para la tensión delta e_c , un valor de:

$$e_c = (E_{bb} - E_c) \cdot 0.4 \quad (44)$$

La igualdad 44, da un valor mayor que la 42; en consecuencia se ah ganado valor efectivo de tansión conservando buena linealidad.

Si tenemos un valor para $d' = 0.01$ entonces calculando de igual manera el valor de delta e_c , se obtiene:

$$\text{Si } d' = 0.01; \text{ luego: } t/T_c = 0.33 \text{ (punto } \underline{S} \text{ de la fig. 41-b)}$$

La relación entre los dos valores efectivos de tensión es:

$$\text{Relación} = 0.33/0.2 = 1.66$$

que representa la ganancia al escoger una nueva referencia de linealidad.

Se puede observar, que aunque d' esté dentro de los límites más o menos 1%, el porcentaje de error entre las curvas reales y de referencia puede elevarse en un 5% dentro del margen: $0 = t/T_c = 0.4$.

Así pues, se considera que la cifra 0.4 será el límite superior de la relación de tiempos.

Disminuyendo este valor, se gana linealidad a expensas de variación de la tensión útil (disminución); lo cual se puede solucionar, amplificando.

Para valores prácticos de diseño, los resultados serán: (14)

Ya que el valor de t/T_c , no debe exeder de 0.4, para cualquier intervalo dado de carga; el circuito debe tener una constante de tiempo que satisfaga la desigualdad:

$$T_c = RC \gg t_c/0.4 \quad (44')$$

Para la descarga, como no se exige linealidad, la solución

es más fácil, ya que ,lo único que se desea ,es obtener el menor valor posible para E_c .En la figura 37, se ve que esto se cumplirá siempre que t/T_c sea un valor de 5 o mayor que 5; que se realiza cuando:

$$T_d = \frac{(R \cdot R_d)}{R + R_d} \cdot C \leq t_d / 5 \quad (45)$$

Luego:

$$E_c = E_{bb} \frac{R_d}{R + R_d} \quad (46)$$

Con la elección arbitraria de una de las variables, y el adecuado cálculo algébrico permite obtener el valor de las otras dos. Generalmente el valor de R de la ecuación (46), puede variar entre 100 K.ohmios y 1.M.ohmio.

En los párrafos anteriores el barrido lineal se ha obtenido empleando una pequeña parte de la tensión de crecimiento a través de un condensador; estando determinada la falta de linealidad por la relación: t/T_c . Esto da como resultado que, para buena linealidad hay pérdida de la tensión de salida. La inmediata solución que salva esta dificultad es el uso de un circuito generador que requiere la adición de un tubo de vacío, pudiendo denominarse: circuito de carga de corriente constante. Esta solución no ha tenido mayor aplicación en los circuitos de TV.

La segunda condición impuesta para ser posible la generación de señales en diente de sierra, fue la de escoger un elemento tal que sustituya al conmutador S. Este elemento es una válvula denominada "Tubo disparador".

III-3-c

Tubos Disparadores.-

Una vez estudiadas las condiciones de linealidad de un generador en diente de sierra, se estudia el dispositivo automático que proporciona las interrupciones necesarias para obtener la oscilación. Este dispositivo es un tubo de descarga que debe reunir por lo menos las siguientes tres condiciones:

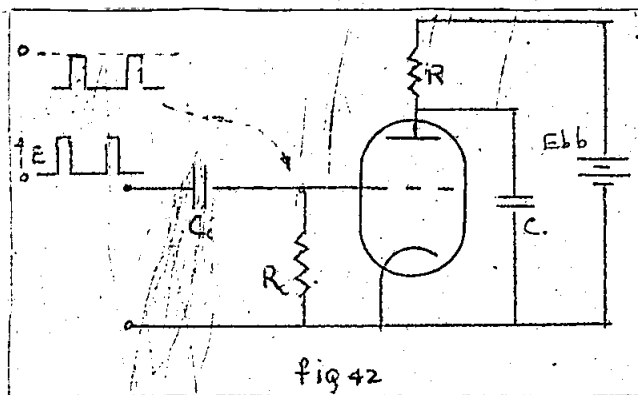
1.- Tener una resistencia interna R_d , pequeña, en tal forma que la cons -

tante de tiempo de descarga del circuito sea baja.

2.- Estar sometido al control de una tensión de sincronismo, suministrada exteriormente.

3.- Ser preciso en las operaciones de apertura y cierre.

Estas condiciones son cumplidas en cierto grado por los triodos de gas (tiratrones), y los triodos de vacío. Los primeros no son empleados en la técnica de los receptores de TV, empleándose con frecuencia los segundos.



En la figura 42 se representa el circuito básico de un tubo disparador y su funcionamiento es como sigue:

El tubo de descarga está polarizado generalmente con un voltaje más negativo que el de corte. El condensador C, se carga con la ten-

sión E_{bb} a través de la resistencia R. El crecimiento de la tensión de barrido obtenida a través del condensador, termina cuando el tubo empieza a conducir; lo que permite que el condensador se descargue a través del mismo tubo. La duración de la descarga del condensador está controlada por el tiempo de conducción del tubo, y por tanto por el impulso excitador positivo aplicado en el circuito de rejilla. Se emplea por tanto el método de sincronismo directo (para simple análisis). A fin de analizar con cuidado la acción del circuito se considera primero el circuito de rejilla, y luego el de placa.

Se ha exigido una polarización más allá del corte, sin embargo, en la figura se muestra que la rejilla está conectada al cátodo por medio de la resistencia R_c . En realidad la polarización necesaria se obtiene por medio de la acción fijadora de nivel del circuito de rejilla tal como en el caso del separador de sincronismo. Si en un momento tene-

mos a la entrada del circuito un pulso positivo, puesto que no hay por ac ción polarización, la reja se hace positiva, produciéndose por tanto una corriente de reja. Durante la existencia del pulso positivo el condensador C_c se carga a través de la combinación en paralelo de R_c y la resistencia reja-cátodo del tubo (en estado de corriente de reja esta resistencia llega a un valor aproximado de 1.5 K. ohmios para los triodos de vacío). Al final del impulso positivo la corriente de reja cesa y C_c se descarga; como en este caso, la resistencia reja-cátodo se hace infinita, dicha descarga se producirá a menor velocidad hasta que aparezca el siguiente impulso positivo. Luego se repite el ciclo.

La corriente de descarga fluye en una dirección, tal que la caída de tensión en R_c hace negativa la reja con respecto al cátodo. Después que haya transcurrido un número suficiente de ciclos de la señal de sincronismo, se obtiene el régimen permanente, de tal manera que la carga perdida por C_c en el momento entre dos pulsos es igual a la carga ganada cuando llega un impulso. El régimen permanente da lugar a una polarización negativa a través de R_c de tal magnitud que la reja se mantiene aproximadamente ~~en~~ con un valor de 0 voltios durante la aplicación del pulso positivo; mientras que en la ausencia de éste la reja alcanzará un valor más negativo que el de corte (el tubo no conduce).

Para estudiar el circuito de placa se necesita conocer el valor de la resistencia de descarga R_d que es igual a la resistencia interna placa-cátodo cuando el tubo conduce. Este valor se puede determinar así:

Si la reja permanece en un valor casi de 0 voltios durante el intervalo de conducción del tubo; y conocidos los valores de E_{bb} y R ; se determinará el punto "Q" de trabajo del tubo en estado de reposo que es la intersección de la línea de carga estática y la característica de placa para un valor de polarización igual a cero. La resistencia R_d es la relación entre la tensión y la corriente que corresponden al punto "Q".

III-3-d

Caso Particular para un Generador que Proporcione Oscilaciones de Relajación para el Barrido Horizontal.-

Como ejemplo ilustrativo de las explicaciones anteriores se diseña un circuito con tubo disparador tal que en los extremos del condensador de descarga puesto en el circuito anódico se obtengan oscilaciones de relajación que estén de acuerdo con los tiempos de traza y retorno para el barrido horizontal; dados por la norma C.F.C..

Tomando una relación entre la traza y el retorno en tal forma que el tiempo de traza sea 19 partes del tiempo de oscilación de línea (63.5 us) y una parte del tiempo para el retorno, se tendrá:

$$H = 63.5 \text{ us} = T_t + T_r; \text{ siendo:}$$

T_t = tiempo de traza; y T_r = tiempo de retorno:

$$T_t = 19/20 H = 63.5 \cdot 19/20 = 60.4 \text{ us.}$$

$$T_r = 1/20 H = 63.5 \cdot 1/20 = 3.1 \text{ us.}$$

Si la linealidad debe permanecer entre los límites de $\pm 1\%$ y la tensión de placa es de 250 voltios, usando una de los triodos de la válvula 6SN7, se tienen los siguientes cálculos.

Aplicando la ecuación (44)

$$T_c = RC = t_c/0.4; \text{ haciendo } t_c = T_r = 60.4 \text{ us:}$$

$$T_c = 151 \text{ us.}$$

Hagamos que el valor de C, sea de 1.000 pF = 10^{-9} .F, la resistencia tendrá un valor de:

$$RC = 151 \text{ us; } R = \frac{151 \cdot 10^{-6}}{10^{-9}} = 0.151 \text{ M.ohmios.}$$

Para la parte de descarga del ciclo se calcula la resistencia de placa del tubo empleado.

$$I_o = E_{bb}/R_L = 250 \text{ V}/151 \cdot 10^3 = 1.65 \text{ mA.}$$

En la figura 50 el punto "Q" de trabajo corresponde para una tensión de polarización $e_c = 0$; una corriente $I_1 = 1.5 \text{ mA}$; y una tensión

$$E_1 = 20 \text{ V; luego:}$$

$$R_d = E_1 / I_1 = 20 \cdot 10^3 / 1.5 = 13.3 \text{ K.ohmios.}$$

La constante de tiempo de descarga será:

$$T_d = R_d \cdot C = 13.3 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 13.3 \cdot 10^{-6} \text{ segundos.}$$

El intervalo de descarga corresponde al tiempo de retorno calculado anteriormente.

De los cálculos anteriores se deduce que la relación entre T_r y T_d no vale por lo menos 5, y por tanto no se puede aplicar la relación dada en la ecuación (46) para el valor de E_c ; y por tanto se procederá a calcular de la siguiente forma:

La tensión en el condensador al final de cada ciclo de descarga aumenta hasta que se alcance el régimen permanente, en cuyo caso la tensión al final del ciclo de carga dada por la ecuación (36), será la inicial del condensador para la descarga.

Llamando E'_{bb} al valor equivalente en la descarga (figura 39-b) se tiene:

$$E'_{bb} = E_{bb} \cdot R_d / R + R_d.$$

Y un valor E'_c que vale:

$$E'_c = E_{bb} - (E_{bb} - E_c) \cdot e^{Tt/Tc}.$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (36) se obtiene la tensión sobre el condensador para el régimen permanente.

$$E_c = E'_{bb} - (E'_{bb} - E'_c) \cdot e^{-Tr/Td}.$$

$$E_c = E_{bb} \frac{R_d}{R + R_d} - E_{bb} \frac{R_d}{R + R_d} - (E_{bb} - E_c) e^{Tt/Tc} e^{-Tr/Td}$$

$$E_c = E_{bb} \frac{R_d}{R + R_d} - E_{bb} \frac{R_d}{R + R_d} e^{-Tr/Td} + E_{bb} e^{-Tr/Td} - E_{bb} e^{-(Tt/Tc + Tr/Td)} + E_c e^{-(Tt/Tc + Tr/Td)}.$$

Pasando el sumando que contiene E_c al primer miembro:

$$E_c(1 - e^{-(Tt/Tc + Tr/Td)}) = E_{bb} \left(\frac{R_d}{R+Rd} - \frac{R_d}{R+Rd} : e^{-Tr/Td} + e^{-Tr/Td} - e^{-(Tt/Tc + Tr/Td)} \right).$$

Finalmente:

$$E_c = \frac{E_{bb}}{(1 - e^{-(Tt/Tc + Tr/Td)})} \cdot \frac{R_d}{R+R_d} (1 - e^{-Tt/Td}) + e^{-Tr/Td} \cdot e^{-(Tt/Tc + Tt/Td)}$$

Reemplazando los valores para cada uno de los términos:

$$E_c = \frac{250 \text{ V}}{(1 - e^{-(60.1/151 + 3.1/13.3)})} \cdot \frac{13.3}{151 + 13.3} (1 - e^{-3.1/13.3}) + e^{-3.1/13.3} \cdot e^{-(60.4/151 + 3.1/13.3)}$$

$$E_c = \frac{250}{0.48} (0.0168 + 0.79 - 0.52).$$

$$E_c = 170 \text{ V.}$$

La variación total de la tensión para el régimen de barrido será usando un valor de t/Tc y usando la ecuación (44) se tiene:

$$e_c = 0.33 (E_{bb} - E_c) = 0.33 (250 - 170) = 26.5 \text{ V.}$$

Los últimos dos valores de tensión se modifican al cambiar los valores de C y R en tal forma que se mantengan en un mismo valor de constante de tiempo de 151 us.

Así hagamos que el valor del condensador sea de 100 pF. solamente. La resistencia R será:

$$R = \frac{151 \cdot 10^{-6}}{10^{-10}} = 1.51 \text{ M.ohmios.}$$

Con esta resistencia de carga se tiene el punto Q' en la figura 50. En la misma que se puede apreciar un valor de $I_1 = 0.2 \text{ mA.}$; y un valor de tensión $E_1 = 8V$. Con estos valores la resistencia interna será igual a 40 K.ohmios.

Haciendo los cálculos parecidos al problema anterior se tiene un valor para $E_c = 60 \text{ V.}$ y un valor para $e_c = 62.8V$.

Estos segundos valores dan un mejor rendimiento al circuito generador.

La señal de sincronización debe llegar a valer por lo menos una tensión igual a la de polarización, que en el caso anterior es de 16V. para 250 V. en placa (figura 59). Esta señal de sincronismo se aplica directamente al circuito de reja del tubo desplazador.

El sistema analizado para la producción de las oscilaciones de relajación es considerado en desuso y en la actualidad se utili

zan otros sistemas, tales como el uso de un doble triodo que funciona como multivibrador cuyo análisis se realiza en el siguiente punto.

III-3-e

El Multivibrador.-

El circuito fundamental del multivibrador representado en la figura 43, consta de un amplificador de dos etapas acoplados mediante regeneración (realimentación positiva); debiéndose elegir las constantes del circuito, de modo que se obtenga a la salida de uno de los dos amplificadores, oscilaciones de relajación, cuya frecuencia sea la

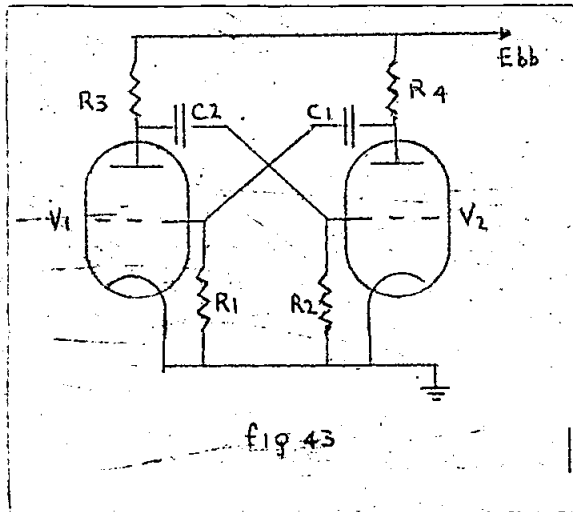


Fig. 43

conveniente para obtener la desviación en el receptor de TV.

En pocas palabras, primero se verá el funcionamiento de este circuito. El estudio se debería hacer mediante las condiciones de un amplificador regenerativo; pero, se obtiene mayor aproximación, empleando las

ecuaciones de diseño desarrolladas por Shenk (15); que consideran al circuito formado por dos conmutadores. En base de esto, se supone que V1 conduce y que C2, previamente cargado, se descarga a través de V1. El circuito de retorno para esta corriente de descarga se efectúa a través de R2, apareciendo en ella una tensión negativa que también hace negativa a la raje de V2. Este período durante el cual V1 conduce y V2 está cortado, perdura hasta que la disminución de la corriente a través de R2, hace que la tensión desarrollada en la raje de V2 alcance el punto de corte (se hace menos negativa), empezando este tubo a conducir en ese instante. La caída de tensión resultante en la placa de V2 se transmite a V1 a través de C1, excitándole por debajo del corte. A continuación las condiciones para V1 y V2 se invierten. En el instante en que V2 empieza a conducir, C2 empieza a cargarse a través de R2 tendiendo a

hacer positiva la reja de V2. Este impulso positivo se emplea para disparar el tubo de descarga del circuito de barrido; o simplemente ser usadas sus oscilaciones para un nuevo paso amplificador.

Se pueden establecer estas condiciones de una manera numérica para los receptores de TV, con un conjunto de relaciones en las cuales se especificarán las magnitudes constantes para que se obtengan oscilaciones de especificación determinada.

El fundamento del diseño, es que se suponen dos estados de funcionamiento del circuito, de duraciones t_1 y t_2 que significan respectivamente: intervalo durante el cual V1 está cortado mientras V2 conduce; e intervalo durante el cual V2 está cortado mientras V1 conduce.

El paso de un estado a otro, se supone que tiene lugar instantáneamente. Cada tubo está en una de las condiciones de conducción para una tensión fija de placa y una tensión de reja esencialmente nula; y de no conducción con la reja polarizada con un valor de tensión más negativo que el de corte.

Se supone en el principio, que el circuito funciona para el intervalo t_2 , en el que V2 está cortado y V1 conduce; se supone también que V2 está cortado durante un intervalo lo suficientemente largo para que C1 se cargue hasta la tensión Ebb. La acción de conmutancia da lugar a fenómenos transitorios, por lo que la tensión de placa de V2 decrece.

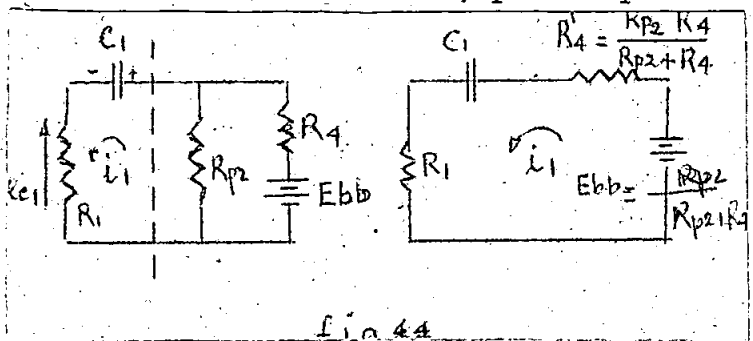


Fig. 44

Debido a estas circunstancias la tensión de C1 del lado de placa de V2 disminuye, y este condensador comenzará a descargarse a través del circuito e

equivalente representado en la figura 44. El sentido de la corriente es el indicado por la flecha.

R_{p2} es la resistencia estática de placa equivalente del tubo V2 durante la conducción.

La red compuesta por la batería, la resistencia R4 y Rp₂, a la derecha de la línea de trazos de la figura 44-a, se constituye por su equivalente de acuerdo con el teorema de Thévenin, en la figura 44-b. Puesto que el circuito es una red simple RC en serie se puede aplicar directamente la ecuación para la corriente según la fórmula (37), así:

$$i_1 = i_c + i_d = \left(\frac{E_{bb} - E_c}{R} \right) \cdot e^{-t/T}$$

Para el circuito equivalente los valores son:

E_{bb} equivalente = E_{bb} $\frac{R_{p2}}{R_{p2} + R_4}$; R = R₁ + R'₄; siendo R'₄ el equivalente del paralelo entre R₄ y Rp₂.

Si la tensión inicial de carga del condensador se considera igual a la tensión de placa; entonces: E_c = E_{bb}; por tanto para la corriente se tiene la siguiente ecuación.

$$i_1 = \left(E_{bb} \frac{R_{p2}}{R_{p2} + R_4} - E_{bb} \right) \frac{e^{-t/T_1}}{R_1 + R'_4}$$

$$i_1 = - \frac{E_{bb}}{R_1 + R'_4} \left(\frac{R_4}{R_{p2} + R_4} \right) \cdot e^{-t/T_1} \quad (48)$$

Donde T₁ = constante de tiempo de descarga para C₁:

$$T_1 = (R_1 + R'_4) C_1.$$

Observando el circuito de la figura 44, se tiene que la tensión de rejilla de V₁ es la que se obtendría en R₁, es decir i₁ · R₁.

Así se tiene:

$$e_{c1} = i_1 \cdot R_1 = - \frac{E_{bb} \cdot R_1}{R_1 + R'_4} \cdot \frac{R_4}{R_{p2} + R_4} \cdot e^{-t/T_1} \quad (49).$$

$$e_{c1} = - E_{bb} \cdot k_1 \cdot e^{-t/T_1} \quad (49-a)$$

$$\text{En la cual } k_1 = \frac{R_1}{R_1 + R'_4} \cdot \frac{R_4}{R_{p2} + R_4}.$$

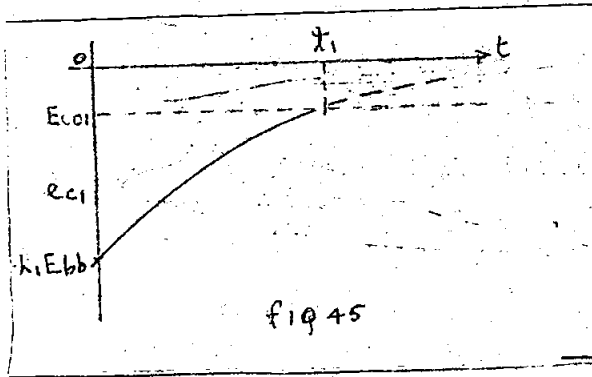
Generalmente el valor de R₁ será mucho mayor que el de R'₄ por tanto, se puede tener un valor para k₁ equivalente a :

$$k_1 = \frac{1}{1 + \frac{R_{p2}}{R_4}} \quad (50)$$

La ecuación 49-a, dice que la tensión en la reja de V₁ comienza en - k₁ · E_{bb} y aumenta exponencialmente con el tiempo (figura 45).

Si E_{col}, es la tensión de corte para el tubo cuando t = t₁,

entonces: $e_{c1} = E_{col}$ (51)



Si e_{c1} , sigue aumentando V1 conduce, terminando el intervalo t_1 y empezando el intervalo t_2 , simultáneamente.

Sustituyendo la ecuación (51) en la (49-a):

$$E_{col} = -k_1 \cdot E_{bb} \cdot e^{-t_1/T_1} \quad (52)$$

Se puede determinar el coeficiente de amplificación del tubo en el punto de corte mediante la relación:

$$u_{col} = - \frac{E_{bb}}{E_{col}}$$

Reemplazando este valor en la ecuación (52):

$$1 = k_1 \cdot u_{col} = e^{-t_1/T_1}$$

Tomando logaritmos naturales y despejando T_1 :

$$T_1 = \frac{t_1}{\ln(k_1 \cdot u_{col})} \quad (53)$$

Si se hace la misma suposición de que C2, empieza adescargarse desde una tensión inicial = E_{bb} , se puede escribir un conjunto similar de ecuaciones para la otra sección.

T_2 = constante de tiempo de descarga de C2.

$$T_2 = (R_2 + R'3) \cdot C_2 \quad (54)$$

$$R_3 = \frac{R_{p1} \cdot R_3}{R_{p1} + R_3} \quad (55)$$

R_{p1} = resistencia estática de placa equivalente del tubo V1 durante la conducción.

$$k_2 = \frac{R_2}{R_2 + R'3} \cdot \frac{R_3}{R_{p1} + R_3}$$

Si se considera R_2 mucho mayor que $R'3$, entonces:

$$k_2 = \frac{1}{1 + \frac{R_{p1}}{R_3}} \quad (56)$$

El factor de amplificación del tubo V2 en el punto de corte

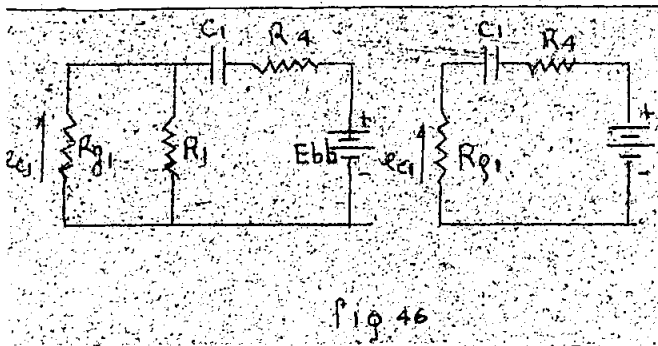
es $u_{co2} = - \frac{E_{bb}}{E_{co2}} \quad (57)$

$$T_2 = \frac{t_2}{\ln(k_2 \cdot u_{co2})} \quad (58)$$

La frecuencia de la señal será: $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$ (59)

Algunos autores han determinado que: $f = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$ (60)

Todas las ecuaciones anteriores contienen cantidades que son parámetros del circuito, a intervalos de tiempos fijos. Estos son los datos del problema, a excepción de las resistencias de placa y los coeficientes de amplificación, que pueden determinarse mediante las características de placa del tubo a usarse y que son dadas por el fabricante. Las ecuaciones anteriores son ciertas, cuando en cada caso, C_1 y C_2 , se suponen cargados hasta la tensión E_{bb} , para iniciar su descarga. Esto no sucede y se estudia por ejemplo, la carga de C_1 durante el intervalo t_2 . Se verá que esto da una restricción en el límite superior del producto: $(R_{g1} + R_4)(C_1)$. Siendo R_{g1} la resistencia interna entre rejilla y cátodo del tubo V_1 .



Se indica primero que la carga final de C_1 al terminar el intervalo t_1 , debe ser igual a la carga inicial de C_1 al comenzar el intervalo t_2 . Este valor de transición de la tensión del condensador se puede obtener aplicando las leyes de Kirchoff al circuito de la figura 44. R_4 , será generalmente despreciable con respecto a R_1 ; y por tanto para $t = t_1$, se tiene:

$$V_{c1} = E_{bb} \frac{R_{p2}}{R_{p2} + R_d} - e_{c1}$$

= tensión inicial en C_1 al comienzo del intervalo t_2 .

Durante t_2 , el circuito equivalente de carga para C_1 se representa en la figura 46. El sentido de la corriente de carga i_2 , es tal que e_{c1} , se hace ligeramente positiva, habiendo corriente de rejilla en el tubo. R_{g1} , es la resistencia estática equivalente del tubo, y como ya se dijo en párrafos anteriores, para los triodos normales de mediano coeficiente de amplificación, es de un valor

aproximado de 1.500 ohmios. R_1 es generalmente mucho mayor; y en la figura 46-b se tiene el circuito equivalente despreciando el efecto derivación de R_1 a través de R_{g1} .

Puesto que el circuito resultante comprende una resistencia en serie con una capacidad y una batería, se puede usar la ecuación (36) con la constante de tiempo del circuito de la figura 46-b, o sea:

$$V_c = E_{bb} - (E_{bb} - V_{c1}) \cdot e^{-t/(R_{g1} + R_4)C_1}$$

La hipótesis es que $t = t_2$ y que $V_c = E_{bb}$; luego:

$$E_{bb} = E_{bb} - (E_{bb} - V_{c1}) \cdot e^{-t_2/(R_{g1} + R_4)C_1}$$

O bien, reemplazando V_{c1} y transformando los valores de k_1 y u_{col} , se tiene:

$$\left(k_1 - \frac{1}{u_{col}}\right) e^{-t_2/(R_{g1} + R_4)C_1} = 0 \quad (61).$$

Teóricamente esta ecuación no se puede satisfacer a menos que la constante del circuito sea cero o que t_2 sea infinito; lo cual es imposible. Sin embargo se puede llegar a un compromiso porque $1/u_{col}$, será siempre menor que una unidad.

Así, si se tiene un valor de: (16)

$$\frac{t_2}{(R_{g1} + R_4)C_1} \geq 5 \quad (\text{igual o mayor que cinco})$$

Luego el primer miembro de la ecuación (61) no excederá del valor 0.01, lo cual se supone satisfactorio. Por tanto se puede dar un valor máximo a C_1 tal que:

$$C_1 \text{ máximo} = \frac{t_2}{5(R_{g1} + R_4)} \quad (62).$$

Y análogamente para la otra sección:

$$C_2 \text{ máximo} = \frac{t_1}{5(R_{g2} + R_3)} \quad (63).$$

Se ve que los intervalos t_1 y t_2 , se determinan mediante las constantes de tiempo T_1 y T_2 respectivamente. Pero, ya que C_1 debe cargarse a la tensión E_{bb} , mientras C_2 se descarga durante el intervalo t_1 y viceversa, los valores máximos de las capacidades están limitados por el tiempo que debe transcurrir para que los condensadores vuelvan a cargarse.

En resumen.- En el diseño de un multivibrador hay que seguir los diferentes siguientes puntos según las ecuaciones antes mencionadas.

- 1.- Escoger un tubo doble triodo que tenga mediano coeficiente de amplificación tal como el 6SN7, 6SL7, 6CG7, 12AU7, etc.
- 2.- Calcular u_{co1} y u_{co2} a partir de Ebb y las características de placa. En el caso de dobles triodos: $u_{co1} = u_{co2} = u_{co}$.
- 3.- Escoger R4 más o menos con un valor entre los 50 y 100 K.ohmios.
- 4.- Calcular $R_{p2} = \frac{E1}{I1}$, mediante las características de placa y la línea de carga.
- 5.- Calcular $R'4 = \frac{R4 \cdot R_{p2}}{R4 + R_{p2}}$.
- 6.- Calcular $k_1 = \frac{1}{1 + \frac{R_{p2}}{R4}}$ (ecuación 50).
- 7.- Calcular $T1 = \frac{t1}{\ln(k_1 \cdot u_{co})}$ (ecuación 53)
- 8.- R1 debe ser por lo menos 10 K.ohmios para que sea válida la hipótesis de poder despreciar el efecto derivación de Rg1.

$$\text{Luego: } C1 = \frac{T1}{R1 + R'4}$$

- 9.- Comprobar que C1 sea menor que C1 máximo; si esto no se cumple se repetirá el punto 8 aumentando el valor de R1. Si aún esto no da la condición enunciada se resuelve la inecuación:

$$C1 < C1 \text{ máximo.}$$

O sea:

$$\frac{T1}{R1 + R'4} < \frac{t2}{5(Rg1 + R4)}$$

$$\text{y } R1 > \frac{T1 \cdot 5(Rg1 + R4)}{t2 + t2}$$

Si esto, aún no soluciona el problema, se puede bajar el valor de R4.

- 9-a.- Se puede construir gráficos que ayudan al cálculo tal como el de la figura 51. En la figura 51-a se tiene un gráfico que representa las relaciones entre R3 ó R4 y Rpl ó Rp2. Los valores de este gráfico son calculados a partir de las características de placa del triodo escogido. En la figura 51-b se tiene un gráfico que repre-

senta la relación entre R_3 ó R_4 en función de t_1/T_1 ó t_2/T_2 , respectivamente, para el efecto de obtener los valores de:

$\ln(k_1 \cdot u_{co})$; o de $\ln(k_2 \cdot u_{co})$. Estos valores se calcularán a partir de la fórmula del punto 7 (ecuación 53).

Debe tenerse presente que los cálculos de diseño mencionados, descartan los efectos de la capacidad de derivación tal como ya se ha indicado; y por eso, no se toma en cuenta el tiempo de crecimiento exponencial de las formas de onda de salida porque se basan en la condición artificial de que C_1 y C_2 se cargan hasta un valor de E_{bb} .

10.- Usando los mismos criterios de los puntos anteriores se calcularán los valores de los componentes para la otra parte del circuito.

III-3-f

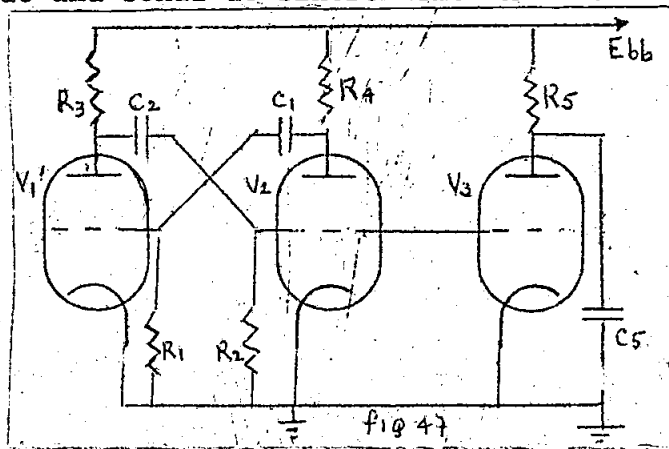
Sincronismo del Multivibrador.-

El procedimiento indicado en la última parte se refiere a un multivibrador auto-oscilante; esto es, a un multivibrador cuya frecuencia de funcionamiento depende enteramente de las constantes propias del circuito. Sin embargo, para que se cumplan las condiciones exigidas en la exploración sincronizada, se verá cómo un circuito multivibrador puede funcionar mediante la acción de una señal de sincronismo externa.

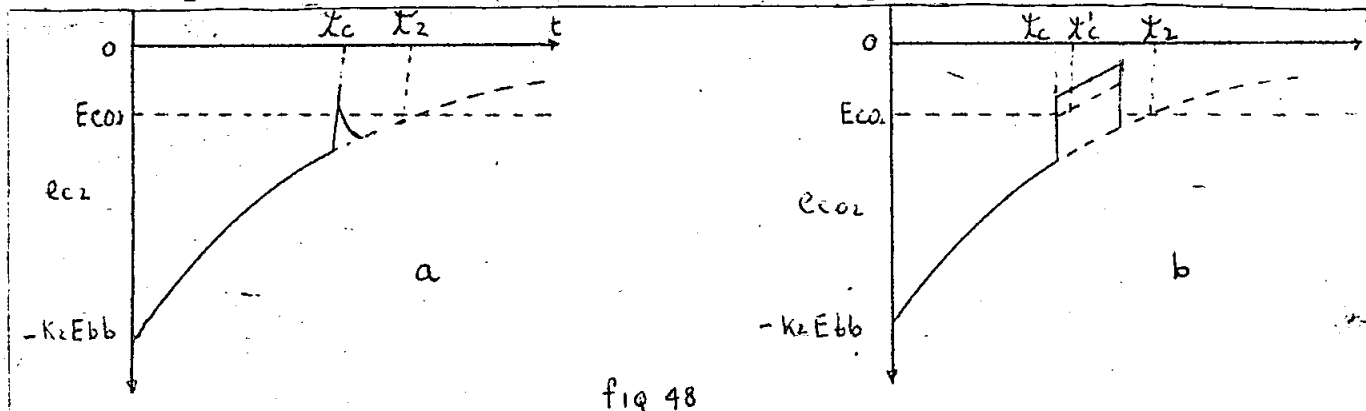
No es necesario un grado de control tan elevado al aplicar las consideraciones sobre la forma de onda, valores de tensión etc; debiéndose realizar el diseño desde el punto de vista del sincronismo del multivibrador sólo a la frecuencia correcta.

En la siguiente figura 47 se tiene una de las formas posibles del circuito multivibrador acoplado con un tubo disparador. Aunque esta solución no es muy usada por la necesidad de un segundo tubo para la producción de las oscilaciones de relajación, se ha incluido para indicar que el tubo disparador recibiendo las oscilaciones del multivibrador acciona para los intervalos deseados y amplifica. Las oscilaciones de relajación se obtienen en los extremos del condensador C_5 . El pulso de

proveniente de una señal de sincronismo exterior se puede poner en la re



ja del tubo V1. Se sabe que al comienzo del intervalo t_2 la tensión de rejilla de V2 (e_{c2}), decrece hasta un valor igual a menos $k_2 \cdot E_{bb}$; y crece a continuación en forma exponencial, determinando el intervalo hasta cuando se alcanza el valor de la tensión de corte. Si el multivibrador estuviera diseñado para un valor mayor que el período correspondiente a la frecuencia de la señal de sincronismo (es decir t_c menor que t_2 en la figura 48. Entonces V2 estará obligado a conducir durante un tiempo menor que t_2 esto es durante t_c , aplicando a la rejilla una tensión positiva y de amplitud adecuada tal como se ve en la figura 48-a.



El intervalo t_1 durante el cual el tubo V1 está dormido (es el instante donde empieza el trazo de ~~la~~ variación exponencial en la figura 28), no experimenta alteración y por tanto la frecuencia de funcionamiento será:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_c} = f_s \quad (64).$$

Donde f_s resulta ser la frecuencia de la señal de sincronismo. Para el caso de sincronismo de línea; f_s debe ser según la norma C.F.C.

igual a 15.750 c/s. Si consideramos t_1 el instante en el cual se inicia la señal de sincronismo, entonces t_c será igual a 63.6 us que es el tiempo de descarga del condensador C5 de la figura 47. 0 es el tiempo de intervalo entre los pulsos de sincronización en el caso de sincronismo por el método directo.

En consecuencia el sincronismo se hace satisfactorio cuando la frecuencia propia del multivibrador sea menor que la frecuencia de la señal de sincronismo ($t_2 > t_c$).

En cuanto a la amplitud la señal de sincronismo debe ser lo suficientemente grande para que satisfaga la relación:

$$- k_2 \cdot E_{bb} \cdot e^{-t_c/T_2} + e_{\text{sinc}} \geq E_{\text{co2}} \quad (65).$$

Esta es la ecuación que ha de ser cumplida para hacer efectiva la sincronización de las bases de tiempo en el caso del método directo.

En la que:

- $k_2 \cdot E_{bb}$ = valor de la tensión de rejilla de V1 al principio de t_2 (iniciación del trazo).

t_c = tiempo de intervalo entre pulsos.

T_2 = tiempo de descarga de C2 (figura 43).

e_{sinc} = tensión de la señal de sincronismo.

E_{co2} = tensión de polarización del tubo V2.

Para el diseño y construcción de las bases de tiempo sincronizadas que se efectuará en el punto III-3-h y III-3-i se utilizarán las ecuaciones del punto III-3-e y las de este punto.

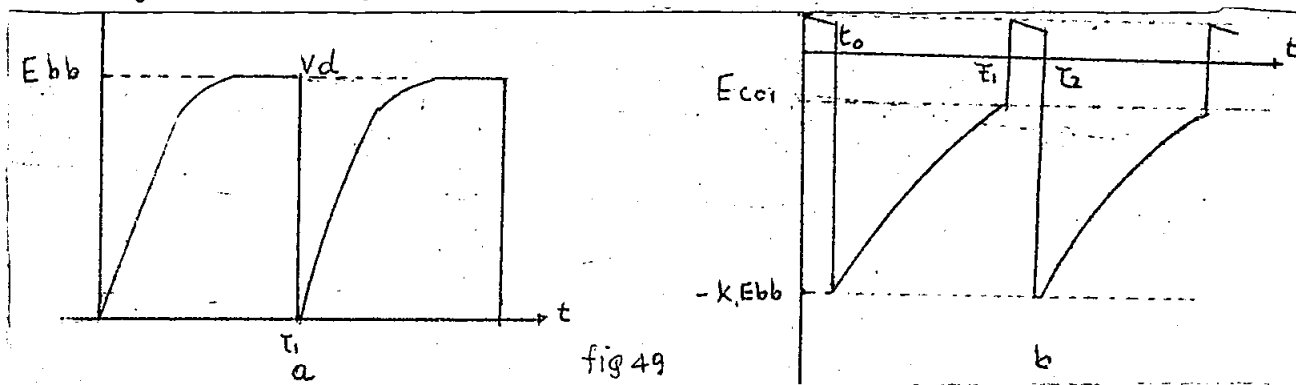
Para las pruebas de laboratorio se construirá el circuito multivibrador; y se aplicará la señal de sincronismo en una de las rejillas de los dos triodos directamente. La señal de relajación, se obtendrá en una de los circuitos anódicos de las dos etapas sin ocupar el circuito del tubo de descarga.

III-3-g

Formas de Onda del Multivibrador.-

Se ha estudiado en el capítulo presente el multivibrador por ser empleado para producir las oscilaciones necesarias que serán usadas para los barridos tanto de línea como de cuadro.

El voltaje de placa usado como salida del multivibrador, será aquel que se produzca en el triodo que conduce mayor tiempo. Es decir el empleado para la traza. La forma de onda de este voltaje se encuentra dibujado en la figura 49-a; mientras que la forma de onda de la tensión



de reja del mismo tubo se representa en la figura 49-b en la cual se puede observar que durante los intervalos de tiempo t_1 y t_2 la tensión sobre la reja se hace de un valor positivo pequeño; esto sucede por cuanto la señal de sincronismo en el momento t_1 puede llegar a ser que la tensión de reja sobrepase del valor cero. Este efecto no tiene importancia por producirse en el intervalo de retorno.

III-3-h

Caso Particular de Diseño de un Multivibrador Sincronizado por el Método Directo como base de tiempo de Línea.-

Se va a diseñar un multivibrador con sincronismo dericto para la base de tiempo de línea con los valores dados por la norma C.F.C. Puesto que la frecuencia del multivibrador puede ser menor que la señal de sincronismo horizontal, el período de cada ciclo del multivibrador debe ser de mayor tiempo que el intervalo entre dos pulsos consecutivos. Los tiempos de conducción del multivibrador deben ser tales para cumplir lo antedicho.

Los siguientes tiempos son escogidos para el presente diseño:
 $t_2 = 70 \text{ us}$ y $t_1 = 5 \text{ us}$ $E_{bb} = 250 \text{ V.}$

Siguiendo los puntos dados por el método de Shenk:

- 1.- Se escoge el tubo doble triodo 6SN7.
- 2.- De la figura 50, para un tensión de 250 V. en placa y corriente anódica igual á cero, se tiene: $u_{c1} = u_{c2} = u_{co} = 250 \text{ V.}/16 \text{ V.} = 15.6.$
- 3.- Ya que los intervalos de tiempo son cortos se toma un valor pequeño para R_4 tal como 40 K.ohmios.
- 4.- En la figura 51-a, para $R_4 = 40 \text{ K. ohmios}$ se tiene un valor de $\frac{R_p}{R_2} = 10 \text{ K.ohmios}$, lo cual se puede calcular también a base de las características de placa con referencia al punto "Q" ", en el cual:

$$R_p = 50 \text{ V.}/5 \text{ mA.} = 10 \text{ K.ohmios.}$$

$$5.- \quad R'4 = \frac{R_p \cdot R_4}{R_p + R_4} = 10 \times 40/50 = 8 \text{ K.ohmios}$$

$$6.- \quad k_1 = 1/1 + 10/40 + 1/1.25 = 0.8.$$

$$k_1 \cdot u_{co} = 0.8 \times 15.6 = 12.44$$

$$7.- \quad T_1 = \frac{t_1}{\ln(k_1 \times u_{co})} = 5. \times 10^{-6} / \ln 12.44 = \frac{1.986 \text{ us}}{.}$$

El valor del logaritmo se puede tomar de la figura 51-b (punto 1).

- 8.- Se toma $R_1 = 10 \text{ K,ohmios}$ (valor arbitrario.- límite inferior).

$$\text{Luego: } C_1 = \frac{T_1}{R_1 + R'4} = \frac{1.986 \times 10^{-6}}{18 \times 10^3} = 0.118 \times 10^{-9} \text{ F.}$$

$$9.- \quad C_1 \text{ máximo} = \frac{t_2}{5(R_1 + R_4)} = \frac{70 \times 10^{-6}}{5(10 + 40) \times 10^3} = 0.337 \times 10^{-9} \text{ F}$$

Se satisface la condición que C_1 es menor que C_1 máximo.

- 10.- Se tomará las siguientes igualdades para la segunda parte del multivibrador para el primer cálculo.

$$R_4 = R_3 \quad ; \quad R_1 = R_2.$$

$$\text{Por tanto: } C_2 = C_1 \cdot t_2/t_1 = 0.108 \times 10^{-9} (70/5) =$$

$$= 1.512 \times 10^{-9}$$

$$C_2 \text{ máximo} = C_1 \text{ máximo} \cdot t_1/t_2 = 24.5 \times 10^{-12} \text{ F.}$$

Con este cálculo no se satisfacen la condición de que C_2

debes ser menor que C2 máximo.

11.- Dando un valor a R3 menor que R4 por ejemplo de 20 K.ohmios; según la figura 51-a: $R_{p1} = 9.25$ K.ohmios.

$$12.- R'3 = \frac{R_{p1} \cdot R3}{R_{p1} + R3} = 9.25 \times 20 / 9.25 + 20 = 6.32 \text{ K.ohmios.}$$

$$k_2 = \frac{1}{1 + \frac{9.25}{20}} = 0.688.$$

13.- $k_2 \cdot u_{co} = 0.688 \times 15.6 = 10.72.$

El logaritmo natural de $k_2 \cdot u_{co} = t_2/T_2$, se puede ver en la figura 51-b (punto 2). Para un valor de R3 = 20 K.ohmios se tiene un valor de $t_2/T_2 = 2.37$.

14.- $T_2 = t_2 / \ln k_2 \cdot u_{co} = 70 \times 10^{-6} / 2.37 = 29.5 \text{ us}$

15.- Para obtener un buen valor de R2 se resuelve la inecuación:

$$R_2 > \frac{T_2 \{5(R_{g2} + R_3)\}}{t_1} - R_1$$

$$R_2 > \frac{29.5 \{5(1.5 + 20)\}}{5} - 6.32$$

$$R_2 > 632 \text{ K.ohmios.}$$

Se puede poner una resistencia de un M.Ω.

16.- Con un valor de R2 = 1 M ohmio se calcula el valor de C2.

$$C_2 = \frac{T_2}{R_2 + R'3} = \frac{29.5 \times 10^{-6}}{1.006,32 \times 10^3} = 24.4 \times 10^{-12} \text{ F.}$$

$$C_2 \text{ máximo} = \frac{t_1}{5(R_{g2} + R_3)} = \frac{5 \times 10^{-6}}{5(1.5 + 20)} = 46.5 \times 10^{-12} \text{ F.}$$

Aquí tenemos ya la condición de que C2 es menor que C2 máx.

Los valores para el circuito del multivibrador diseñado refiriéndose a la figura 43 son:

$$R_4 = 40 \text{ K.ohmios.}$$

$$R_3 = 20 \text{ K.ohmios}$$

$$R_2 = 1 \text{ M.ohmio}$$

$$R_1 = 10 \text{ K.ohmios}$$

$$C_1 = 108 \text{ pF.}$$

$$C_2 = 24.4 \text{ pF.}$$

Sincronización.-

Este multibrivador se puede sincronizar por medio de la señal de sincronismo horizontal proveniente de una red diferenciadora, en forma directa al circuito de reja del tubo V2. Para lo que es necesario cumplir con la ecuación (55)

En el presente caso, se tiene los tiempos:

$$t_c = 63,5 \text{ us} ; T_2 = 29,5 \text{ us} ; k_2 = 0,688 \text{ y } E_{c0} = -16$$

Reemplazando estos valores en la ecuación del sincronismo:

$$\begin{aligned} -k_2 E_{bb} e^{-t_c/T_2} + e_{sic} &= E_{c0} \\ -k_2 E_{bb} \cdot e^{-t_c/T_2} &= -0,688 \cdot 250 \cdot e^{-63,5/29,5} \\ &= -20,4 \text{ V.} \end{aligned}$$

Si $E_{c0} = -16 \text{ V.}$; luego:

$$e_{sic} = 20,4 - 16 = 4,4 \text{ V. positivos al final de } t_c.$$

Con este valor de tensión de la señal de sincronismo, se llega al punto de corte del tubo ; en consecuencia, la tensión de la señal de sincronismo, debe ser un poco mayor .para que el tubo empiece a conducir (o sea para que se produzca la conmutación).

Con relación a las frecuencias :

La frecuencia del pulso de sincronismo será como ya se ha mencionado igual a 15.750 c/s .Y la frecuencia de la auto-oscilación del multibrivador $f = 1/70 + 5 = 1/75 = 13.150 \text{ C/s.}$

La frecuencia del multibrivador auto-oscilante es menor que la señal de sincronismo ; en consecuencia, la base de tiempo proyectada será siempre sincronizable.

III-3-i

Caso Particular para el Diseño de un Multivibrador Sincronizado para la Base de Tiempo Vertical (o de cuadro) $\frac{3}{4}$

Diseñar un multibrivador básico para la base de tiempo de cuadro con una tensión de alimentación de 250 V. y para las condiciones de la norma C.F.C..

Las condiciones de tiempo se tomarán teniendo en cuenta que el multibrivador debe diseñarse, que su auto oscilación sea de menor

frecuencia que la señal de sincronismo vertical. Algunos fabricantes aseguran que la frecuencia propia del multivibrador debe ser un valor del 5% mayor que la frecuencia de sincronización (17). Si se conserva igual el tiempo de borrado (tiempo de retorno), se tendrá los siguientes tiempos para la operación del multivibrador:

$$t_2 = 16.670 + 5\% \text{ de } 16.670 - 900 = 16.603 \text{ us.}$$

La frecuencia propia del multivibrador será:

$$f = \frac{1}{16.670 + 5\% \text{ de } 16.670} = \frac{1}{17.503} = 57 \text{ c/s.}$$

$$t_1 = 990 \text{ us.}$$

Con estos valores y siguiendo los puntos mencionados para el diseño, tenemos:

- 1.- Se escoge el tubo doble triodo 6SN7
- 2.- $u_{co} = u_{cl} = u_{c2} = 250/16 = 15.6$ (figura 52).
- 3.- Se escoge un valor para $R_4 = 100 \text{ K.ohmios.}$

De las características de placa de la figura 52 se tiene:

$$I_o = \frac{250V.}{100K_o} = 2.5 \text{ mA..}$$

El punto Q' de trabajo en el estado de reposo (figura 52) se tiene un valor de tensión igual a 27 V. y un valor de corriente de 2.3 mA.

- 4.- $R_{p2} = 27/2.3 = 11.7 \text{ K.ohmios}$
- 5.- $R'4 = \frac{R_{p2} \cdot R_4}{R_{p2} + R_4} = \frac{11.7 \times 100}{11.7 + 100} = 10.6 \text{ K.ohmios.}$
- 6.- $k_1 = \frac{1}{1 + \frac{11.7}{100}} = 0.9.$
- $k_1 \cdot u_{co} = 0.9 \times 15.6 = 14$
- 7.- $T_1 = \frac{t_1}{\ln 14} = 900/2.64 = 340 \text{ us.}$
- 8.- Se pone un valor para $R_1 = 50 \text{ K.ohmios; luego:}$
- $C_1 = \frac{T_1}{R_1 + R'4} = \frac{340 \times 10^{-6}}{60.6 \times 10^3} = 5.6 \times 10^{-9} \text{ F.}$
- 9.- $C_1 \text{ máximo} = \frac{t_2}{5(R_{g1} + R_4)} = \frac{16.603 \times 10^{-6}}{507.5 \times 10^3} = 33 \times 10^{-9} \text{ F.}$

Se ve que ~~la~~ se satisface la condición que C_1 es menor que

Cl máximo.

10.- Para la segunda parte del multivibrador se tienen los siguientes valores:

$$R_3 = 50 \text{ K.ohmios.}$$

Para esta resistencia de carga en la figura 52 se tiene:

$$I_o = 250 \text{ V.} / 50 \text{ K.} = 5 \text{ mA.}$$

En la misma figura 52 según el punto Q" se tiene un valor de tensión igual a 43 V. y una corriente de 4.2 mA.

11.- $R_{p1} = 43 / 4.2 = 10.2 \text{ K.ohmios.}$

12.- $R'3 = \frac{50 \times 10.2}{50 + 10.2} = 8.46 \text{ K.ohmios.}$

13.- $k_2 = \frac{1}{1 + \frac{R_{p1}}{R_3}} = \frac{1}{1 + \frac{10.2}{50}} = 0.835.$

$$k_2 \cdot u_{co} = 0.835 \times 15.6 = 13.$$

14.- $T_2 = \frac{t_2}{\ln 13} = \frac{16.603 \times 10^{-6}}{2.565} = 6.460 \text{ us.}$

En la figura 51-b el punto 3 es para los valores de $R_3=50\text{K.}$ y $t_2/T_2 = 2.56$.

15.- Para determinar el valor de C2 se resolverá la inecuación correspondiente como en el caso anterior; o sea:

$$C_2 < C_{2\text{máximo}}$$

$$R_2 > \frac{T_2 \cdot 5(R_{g2} + R_3)}{t_1} - R'3$$

$$R_2 > \frac{6.460 \times 5(1.5 + 50)}{900} - 8.46.$$

$$R_2 > 1.990 \text{ K.ohmios.}$$

R2 puede ser entonces de un valor de 2 M.ohmios.

16.- $C_2 = \frac{T_2}{R_2 + R'3} = \frac{6.460 \times 10^{-6}}{2.008,5 \times 10^3} = 3.1 \times 10^{-9} \text{ F.} =$
 $= 3.100 \text{ pF.}$

$$C_2 \text{ máximo} = \frac{t_2}{5(R_{g2} + R_3)} = \frac{900 \times 10^{-6}}{5(1.5 + 50) \times 10^3} = 3.5 \times 10^{-9} \text{ F.}$$

Se cumple nuevamente la condición de que C2 es menor que

C2 máximo.

Los valores del multivibrador proyectado son:

R4 = 100 K.ohmios

R3 = 50 K.ohmios

R1 = 50 K.ohmios

R2 = 2 M.ohmios

C1 = 5.600 pF.

C2 = 3.100 pF.

III-3-i

Otras Consideraciones.-

Se ha calculado osciladores básicos tanto con tubo disparador como con multivibradores para los dos tipos de barrido sincronizados con el método directo. Falta analizar dos puntos esenciales que complementan la idea de sincronismo:

- 1.- Forma de la señal de sincronismo
- 2.- Manera de aplicar la señal de sincronismo al multivibrador.

En cuanto al primer punto, se menciona que se pueden considerar tres tipos básicos de señales: la onda sinusoidal, la rectangular y la formada por pulsos estrechos y escarpados.

Si se elige una onda sinusoidal la fórmula (65) se convierte en:

$$-k_2 \cdot E_{bb} \cdot e^{-tc/T_2} + E_s \sin(\omega t + \phi) = E_{co2}.$$

De donde se deduce que pueden presentarse casos en los que no se produzca el sincronismo debido a que cualquier variación E_s el ángulo de defasamiento ϕ , causará variaciones de fase en las oscilaciones del multivibrador. La variación del tiempo en una onda sinusoidal es lenta y cualquier pequeña variación de magnitud de la tensión de reja producirá una cierta ambigüedad en el tiempo de conducción.

El empleo de una onda rectangular presenta los mismos inconvenientes porque la tensión resultante del impulso rectangular y la variación exponencial en reja, producirá dos instantes diferentes para la conducción del tubo (figura 48-b). En este caso se tendría un sincronis-

Características de placa del tubo 6SN7

(Lineas de carga para el oscilador de línea)

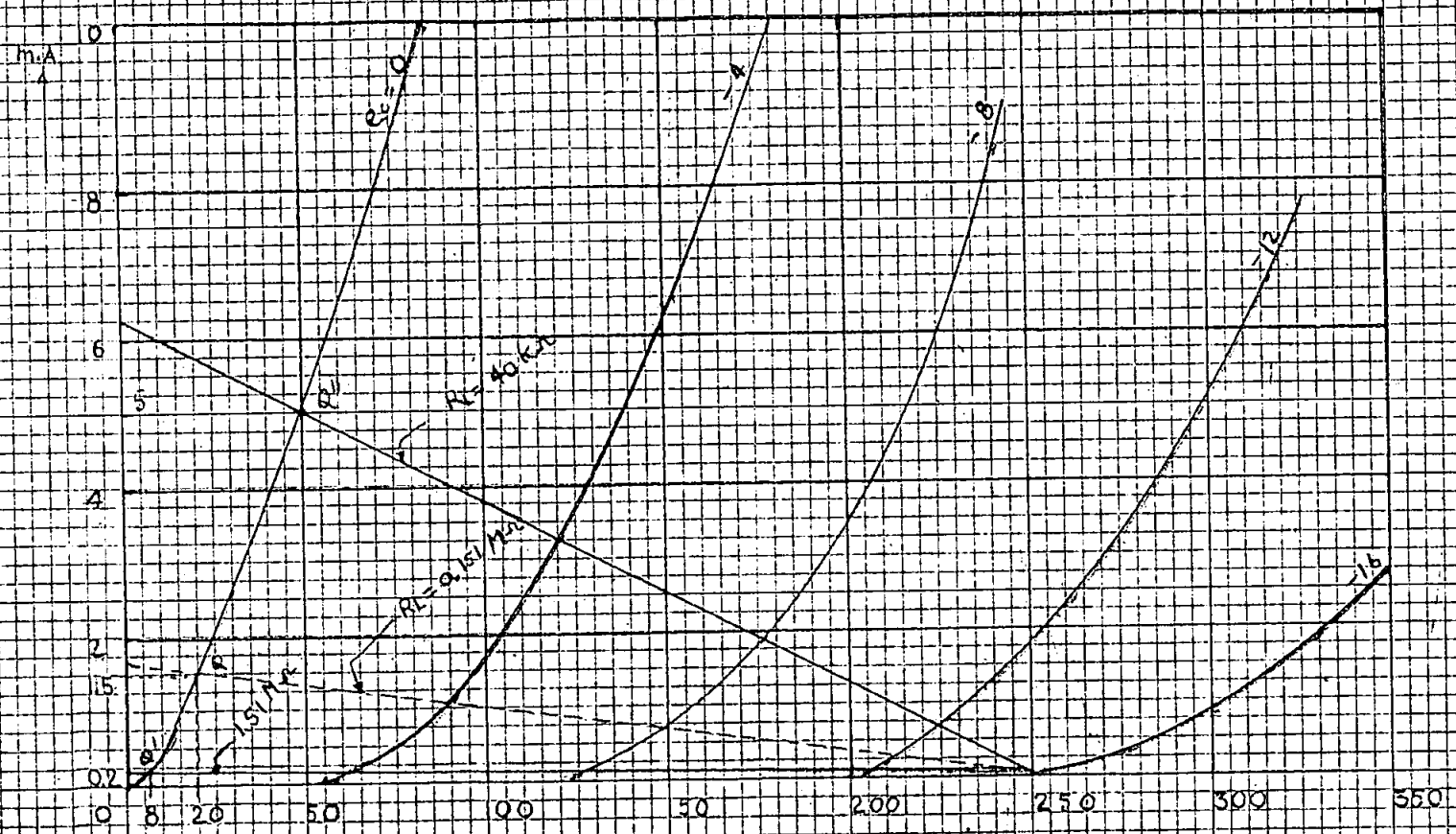


fig 50

119

Curvas de diseño según Sherk
 para el tubo 6SN como multivibrador

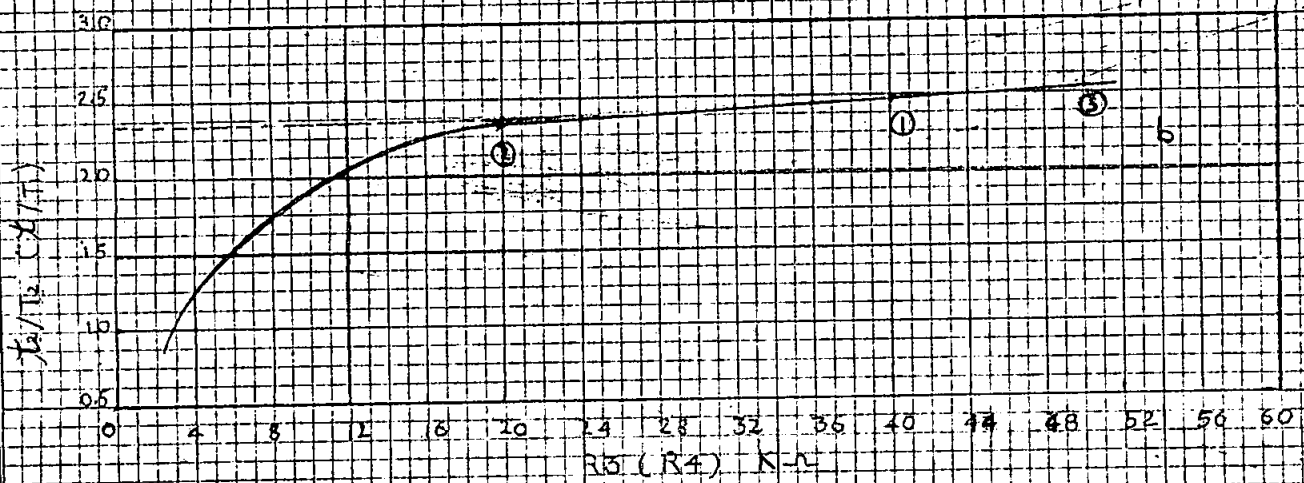
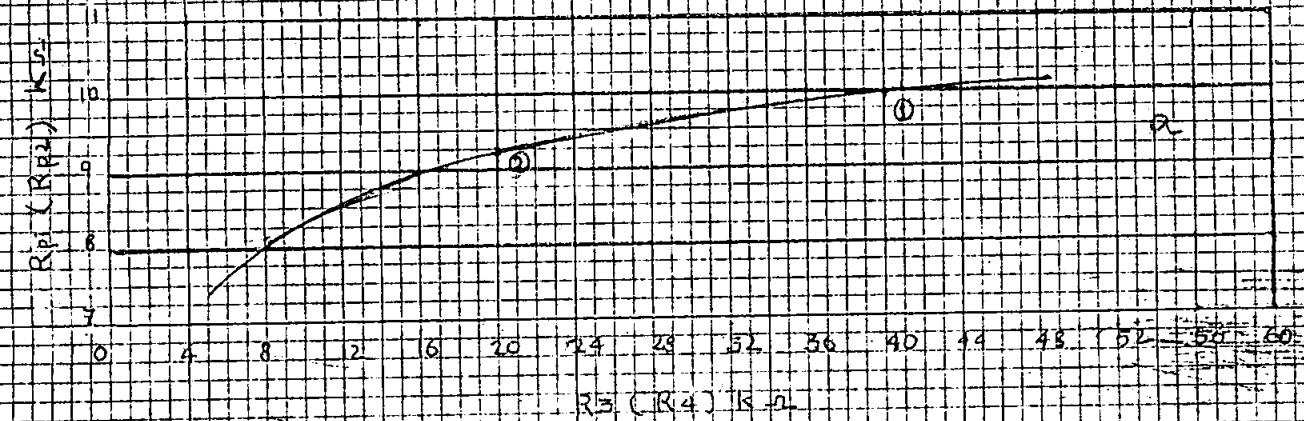


Fig 51

Características de placa del tubo 6SN7 (Líneas de carga para el oscilador de cuadro)

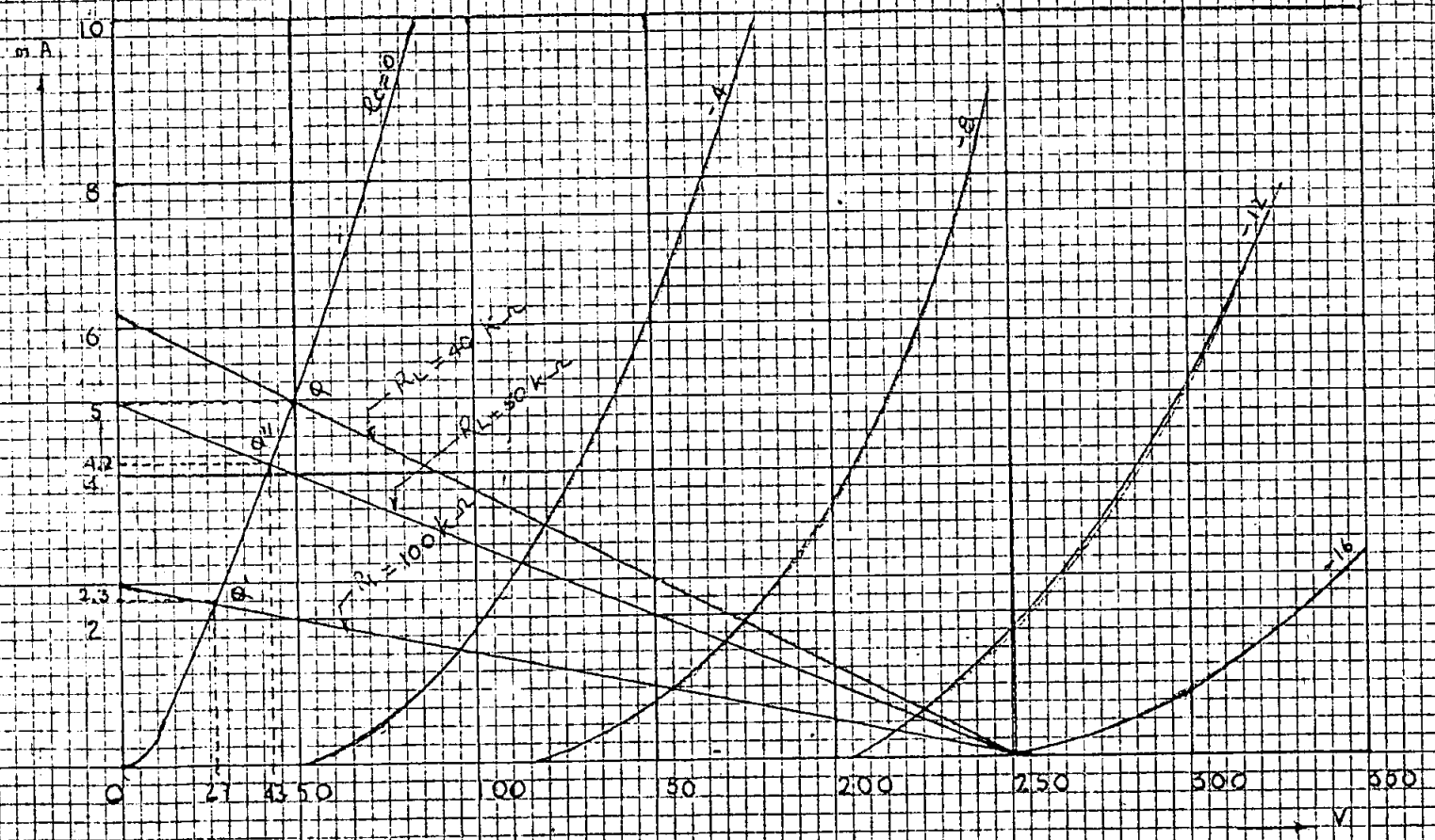


Fig. 52

mo mediocre; pues cualquier cambio de amplitud del impulso producirá una variación del instante en que la reja alcance el punto de corte.

Por el contrario, cuando se usa un impulso estrecho y escarpado como señal de sincronismo; sólo existirá un instante (tal como te de la figura 48-a), en el que el tubo V2 puede conducir. Si su amplitud está muy baja para satisfacer la ecuación (65), no se producirá el sincronismo. Para obtener este tipo de pulso es necesario por consiguiente realizar las deformaciones convenientes de la señal de sincronismo por medio de redes diferenciadoras e integradoras tal como se analizó en el capítulo segundo.

Con relación al segundo punto la señal de sincronismo se puede aplicar a la entrada del multivibrador sobre cualquiera de los tres elementos: placa, reja o cátodo. En el análisis oscilográfico del capítulo cuarto se ha realizado el sincronismo directo del multivibrador, - como la señal de sincronismo puesta en reja.

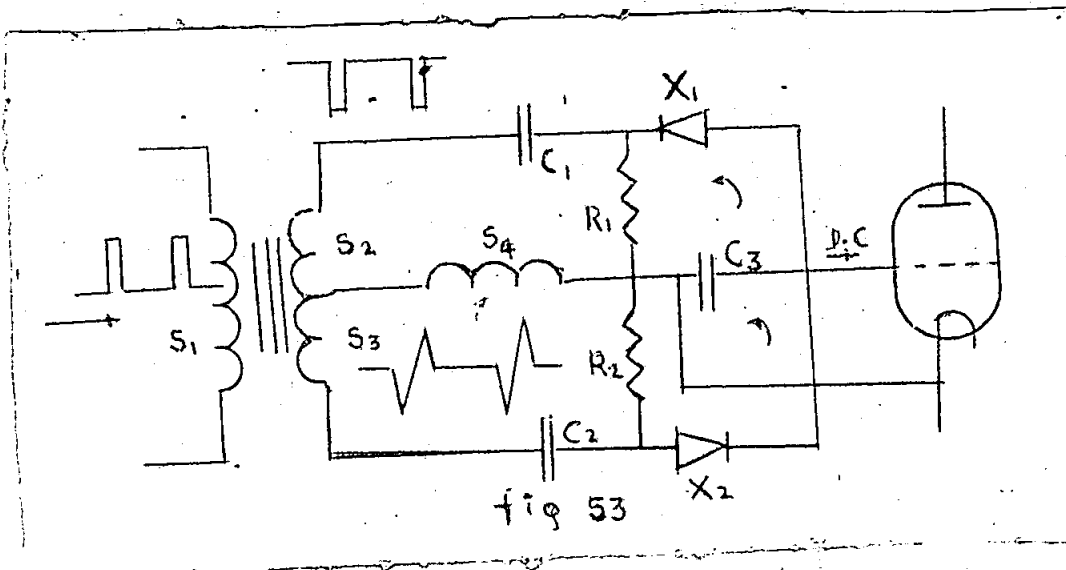
III-3-jk

El discriminador de fase usado para el sincronismo indirecto (efecto de volante.-

Ya se ha enunciado que para el efecto de la oscilación de los generadores de barrido, interesa que la sincronización permanezca lo más estable en el mayor tiempo posible. El método de sincronismo directo es empleado para las bases de tiempo de cuadro pero para asegurar el barrido horizontal es más usado el sincronismo indirecto por medio de un circuito discriminador de fases que funcione como comparador .

El circuito básico para producir el efecto de volante se tiene en la siguiente figura 53 y el principio de funcionamiento es el siguiente:

Los pulsos de sincronización de línea son aplicados al primario del transformador discriminador S1-S2/S3. Estos impulsos son transformados en el lado secundario en tal forma que las tensiones so-



bre S_2 y S_3 son iguales pero en contra fase por el efecto de la toma central. En la toma central se aplica una tensión que es parcialmente en forma de diente de sierra (dependiendo del tipo de oscilador de la base de tiempo) que aparece sobre S_4 . S_4 es un bobinado de acoplamiento que está incluido a la salida del amplificador de línea. Sobre la resistencia R_1 se tiene la suma de las tensiones de S_4 y S_2 (figura 54-a); mientras que sobre R_2 está la suma de las tensiones de S_3 y S_4 (figura 54-b).

El diodo X_1 conduce cuando la tensión en el empalme R_1-C_1 sea negativo^a con respecto al ánodo de este diodo. O sea que será conductible durante la parte negativa de la tensión sobre R_1 . La corriente que circula cargará el condensador C_3 , de esta manera el ánodo de X_1 se hace negativo con respecto al cátodo. La tensión de carga de este condensador llegará hasta un valor máximo de V_1 (figura 54-a) aplicada a X_1 ya que el diodo funciona como rectificador de pico.

El diodo X_2 conduce si la tensión en el empalme R_2-C_2 es positiva con respecto al cátodo. La corriente que circule descargará el condensador C_3 puesto que se produce en sentido contrario a la primera (ver flechas en la figura 53). La tensión que produce esta corriente de descarga sobre C_3 será igual al valor de pico de la tensión aplicada a X_2 esto es $+V_2$ V. (figura 54-b). Si los impulsos desincronismo se en-

cuentran en el instante que corresponde al centro de la parte de diente de sierra de la señal de comparación proveniente de la base de tiempo que está presente en S4, la tensión V_1 será igual a V_2 pero en sentido contrario. En consecuencia la resultante sobre el condensador C3 será igual a cero. La tensión sobre el condensador C3 es aplicada al circuito de reja del tubo empleado para la base de tiempo.

Cuando esta tensión sobre C3 es cero, la reja no recibe tensión alguna y en este caso la auto oscilación de la base de tiempo corresponde a un valor de frecuencia de la señal de sincronismo.

Si cambia la frecuencia del oscilador los impulsos de sincronismo no se encontrarán en el centro de la parte de diente de sierra de la señal de comparación. Supóngase que por un momento la frecuencia del oscilador es correcta en el instante t_1 (figura 54 c y d); si luego aumenta la frecuencia del oscilador de línea el impulso de sincronización se producirá después del momento t_1 . Puesto que la magnitud de la tensión del pulso de sincronismo no cambia, la tensión sobre R1 se hace menos negativa (figura 54-c). El condensador C3 no se cargará hasta el valor $-V_1$ sino hasta un valor de tensión $-V_3$ menor que V_1 (fig. 54-c). Sin embargo la tensión sobre R2 se hace más positiva por lo que el condensador no es cargado hasta V_2 sino hasta un valor V_4 (fig 54-d), mayor que la anterior. Por consecuencia la tensión resultante sobre C3 no es cero sino de un valor igual a $+V_4 - V_3$. La tensión V_4 es mayor en valor absoluto que la tensión V_3 ; por este motivo en el condensador C3 existirá una tensión positiva y la válvula V_i recibirá en su reja una tensión de regulación positiva la cual hará que la frecuencia del oscilador disminuirá hasta encontrarse en sincronismo.

Si la frecuencia del oscilador de línea disminuye los impulsos de sincronización se desplazarán hacia la izquierda (fig 54 e y f) con respecto al centro de la tensión en diente de sierra. En este caso se produce una tensión de regulación negativa ya que la tensión V_5 es

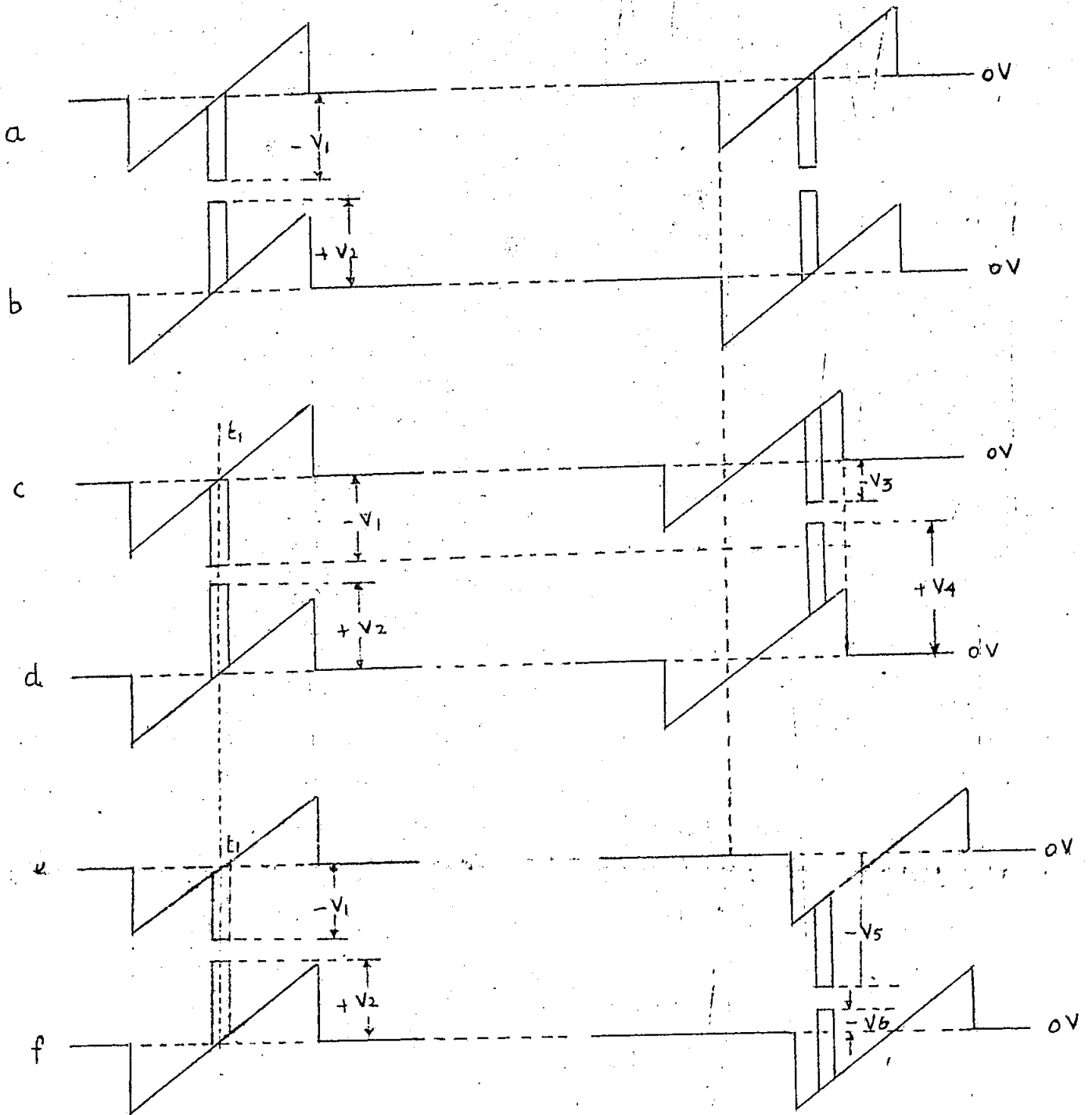


Fig 54

mayor que la tensión V_6 ; lo cual significa que sobre el condensador -- existirá una tensión resultante negativa que aplicada al circuito de reja del oscilador, aumentará la frecuencia de trabajo del mismo.

Cada cambio de frecuencia del oscilador, es corregido en esta forma por medio del Circuito Comparador.

; El condensador debe tener alta capacidad y por ello, el discriminador de fases, se hace insensible a las frecuencias parásitas. Mediante la alta capacidad, se forma una constante de tiempo grande para la descarga del condensador a través del circuito de reja ; por lo que la entrega de tensión se hace lentamente para efectuar la regulación. Por tanto, se supone que aún, cuando en ciertos momentos, los pulsos de sincronismo no estén presentes en el primario del transformador discriminador, el condensador seguirá entregando tensión de regulación a la base de tiempo. Por su alta capacidad se ha producido en el condensador C_3 , un almacenamiento de carga, traducido a una fuente de tensión de variación lenta. Por esto, dicho circuito se denomina también "A efecto de volante".

En el circuito anterior de la figura 53, se tienen las siguientes relaciones aproximadas.

Los bobinados del transformador pueden tener una relación uno a uno, porque se desea solamente producir defasamiento de tensión.

La capacidad de los condensadores C_1 y C_2 deben ser iguales; así también los valores de R_1 y R_2 . Entonces las constantes de tiempo C_1R_1 y C_2R_2 también serán iguales.

Los diodos X_1 y X_2 deben ser idénticos, pudiendo ser de vacío o semiconductores. La constante de tiempo $R_{g1}.C_3$, debe ser mayor que el tiempo de intervalo entre dos pulsos consecutivos. Ya que R_{g1} es un valor pequeño, C_3 será de un valor grande.

CAPITULO IV

IV-1

Resultados obtenidos en el Laboratorio

Con el propósito de complementar las ideas dadas en los capítulos anteriores, se han realizado varias pruebas en el laboratorio, así como el montaje de los multivibradores diseñados.

Estas pruebas, se dividen en dos grupos: el primero, es la obtención de los oscilogramas de las principales señales de interés en las etapas de sincronismo; y el segundo, la obtención de los oscilogramas de las señales correspondientes a los multivibradores construidos de acuerdo al diseño hecho.

IV-1-a

Oscilogramas de las señales importantes en las etapas de sincronización de un receptor de TV norma.-

Para la obtención de los oscilogramas de estas señales, se ha empleado el siguiente equipo:

Un Generador de barras marca Philips mod : GM 28 92. Se denomina así a un generador de VHF y UHF con modulante en audio y en video para obtenerse en el receptor señales de imagen en forma de barras horizontales , barras verticales o cuadros; y una gama de frecuencia de audio.

Un osciloscopio marca H. Packard mod: 130 C.

Un receptor de TV marca "General" mod 1.963 (a tubos).

Se han obtenido los siguientes oscilogramas:

- 1.- Señal compuesta de video .- Esta señal ha sido tomada de la reja de control del tubo separador de sincronismo. El generador de barras, se ha conectado a la entrada de antena de receptor y el osciloscopio en el punto indicado del mismo receptor. Se han obtenido las siguientes valores:

Generador de Barras: 68 Mc/s.

Receptor "General": Sintonizado en canal 4

Osciloscopio: 10 V/cm calibrado; y tiempo de 2 mili-segundos calibrados.

El oscilograma de esta señal se ve en fotoscopia de la figura 57.

2.- Señal compuesta de sincronismo.- Corresponde a la fotoscopia de la figura 58. Se ha utilizado los mismos aparatos que en la prueba anterior. Pero, el osciloscopio se ha conectado en el circuito anódico del tubo separador de sincronismo. En los instrumentos se obtienen los siguientes valores:

Generador de Barras: 68 Mc/s. (igual que el valor anterior).

Receptor "General": sintonizado en canal 4.

Osciloscopio: 20 V/cm calibrados; y tiempo de 10 us/cm calibrado.

3.- Pulso diferenciado para el sincronismo horizontal.- El oscilograma corresponde a la fotoscopia de la figura 59. Esta señal se ha obtenido mediante la conexión del osciloscopio conectado a uno de los cátodos de los diodos del discriminador de fases, antes de la base de tiempo horizontal; desconectando la realimentación en este mismo circuito.

Se ha obtenido los siguientes valores:

Generador de Barras y Receptor "General" en iguales condiciones en los puntos anteriores.

Osciloscopio: 10 V/cm calibrado; y tiempo de 2us/cm calibrado.

4.- Pulso integrado para el sincronismo vertical.- El oscilograma de esta señal corresponde a la fotoscopia de la figura 60. Se ha obtenido conectando el osciloscopio a la salida del integrador y desconectada la reja del oscilador de fase de tiempo vertical. Se han obtenido los siguientes valores:

Generador de Barras y Receptor "General" en condiciones iguales a las anteriores.

Osciloscopio: 5 V/cm calibrado; y tiempo de 20 us/cm calibrado.

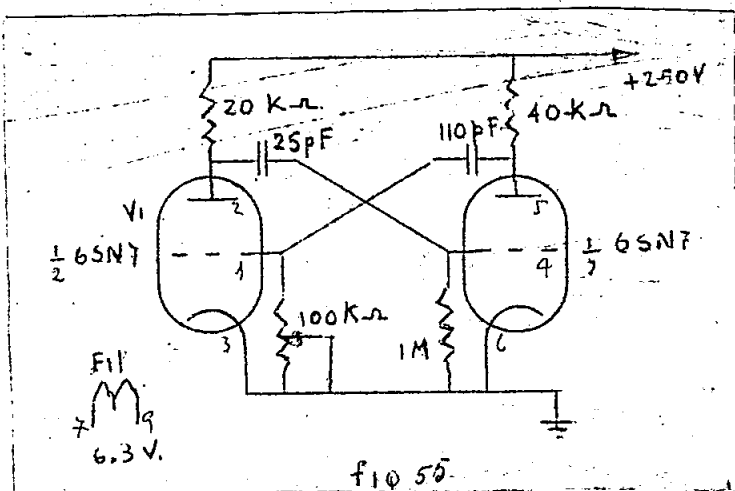
Estas pruebas se han realizado en idéntica forma, con los receptores de TV, marca PHILIPS modelo 23TX 328A (1.962-63) y el receptor marca R.C.A. VICTOR modelo 1.961; obteniéndose similares resultados en cuanto a forma de onda y valores de tensión.

IV-1-b

Oscilogramas de las señales generadas por los multivibradores construidos.-

De acuerdo a los valores dados en el diseño para el multivibrador como base de tiempo horizontal, así como para el de base de tiempo vertical, se ha realizado sus respectivos montajes. En éstos se ha puesto un potenciómetro de mayor resistencia, en vez de un valor fijo para la resistencia de drenaje del tubo V1. Este control, asegura la oscilación deseada para el multivibrador, la misma que será sincronizada por el respectivo pulso de sincronismo. Se han obtenido los siguientes oscilogramas:

1.- Señal de la auto-oscilación en placa del multivibrador como base de tiempo horizontal.-



En la siguiente figura 55, se indica el circuito del multivibrador construido con los valores calculados para cada uno de los elementos, y usando el tubo doble triodo 6SN7, tal como se proyectó al final de capítulo III.

La forma como se ha obtenido el oscilograma que corresponde a la

fotocopia de la figura 61, es conectando el osciloscopio a la placa del tubo V2 (pin N° 5). Se obtienen los siguientes resultados.

Multivibrador: alimentación en placa 250 V.

resistencia R1 = 12 K.ohmios.

Osciloscopio: 20 V/cm. calibrados; y tiempo 20 us/cm. calibrados.

Según estos valores la señal correspondiente a la auto-oscilación de placa en el tubo V2 del multivibrador, tienen una tensión de 160 V. (pico a pico); y un período de 76 us tal como se puede ver en la fotocopia.

2.- Señal de auto-oscilación en la rejilla del tubo V2, del multivibrador como base de tiempo horizontal.-

Esta señal corresponde a la fotocopia de la figura 62, y se ha obtenido en idénticas condiciones del punto anterior, pero conectando el osciloscopio a la reja del tubo V2 (pin N° 4). En el osciloscopio se tiene: 20 V/cm. calibrados y un tiempo de 20 us/cm. calibrado.

3.- Señal sincronizada del multivibrador horizontal.-

Esta señal se puede ver en la fotocopia de la figura 63 y corresponde a la señal sincronizada en la reja del tubo V2. Para esta sincronía ha sido necesario ocupar el pulso de sincronización horizontal proveniente del receptor (figura 59), e incrementar esta señal en el mismo circuito de reja del multivibrador, para el tubo V2.

El valor de tensión para el osciloscopio es de 20 V/cm. calibrados y un tiempo de 20 us/cm. calibrado. Con estos valores se tiene una tensión de 75 V. p-p y un período de 64 us.

4.- Señal sincronizada en la placa del multivibrador como base de tiempo vertical.-

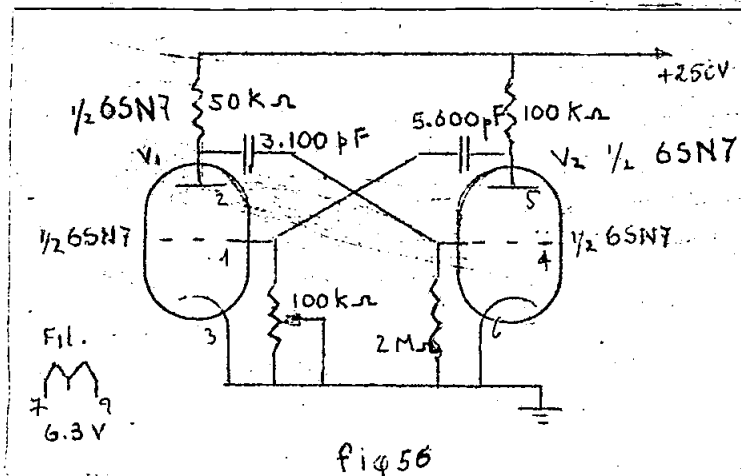


Fig 56

En la siguiente figura 56 se indica el circuito del multivibrador construido con los valores calculados para cada uno de los elementos y usando el tubo doble triodo 6SN7. La manera como se ha obtenido el oscilograma de esta señal, que corresponde a la fotocopia de la figura 64, es

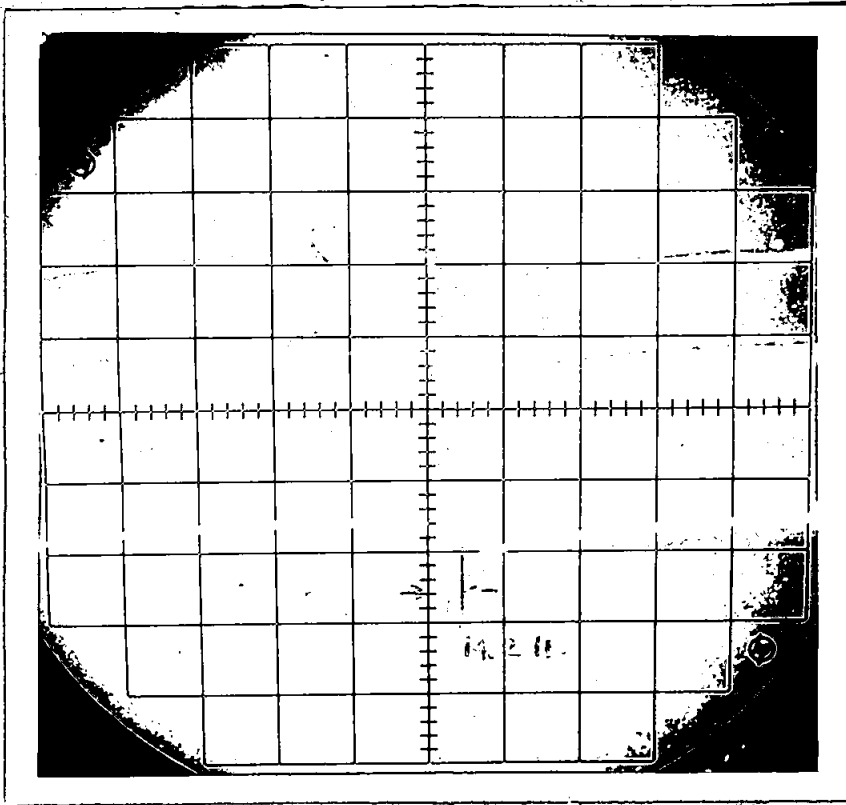


fig 57

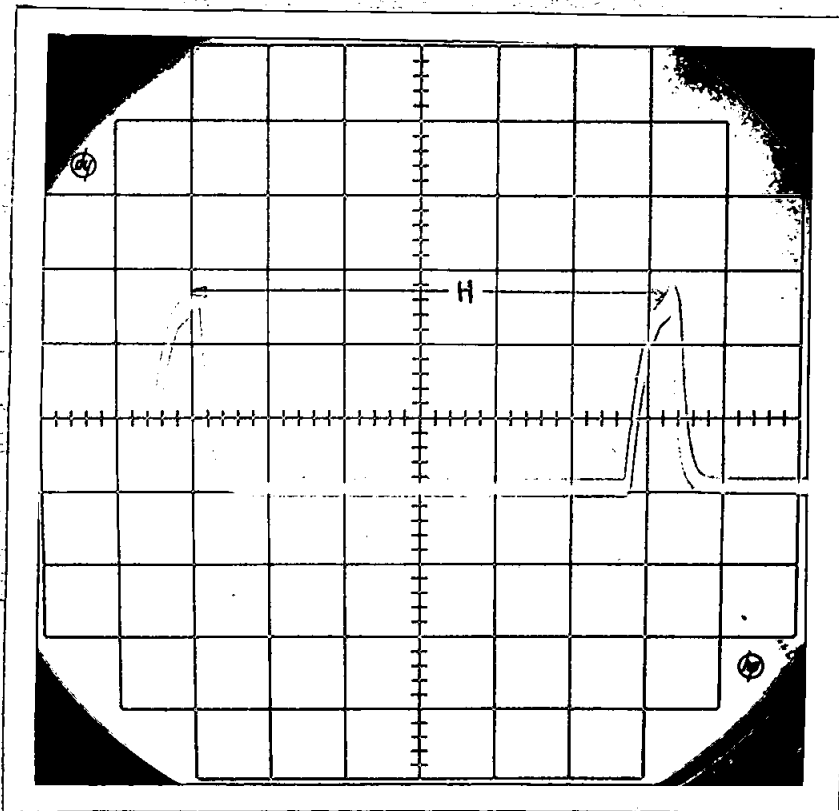


fig 58

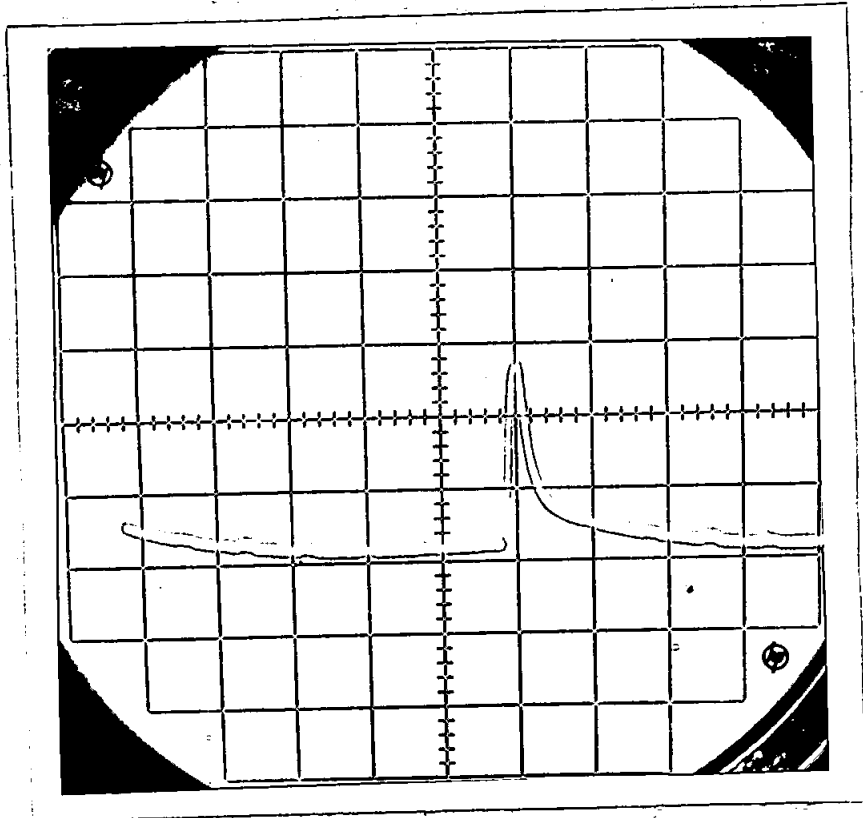


fig 59

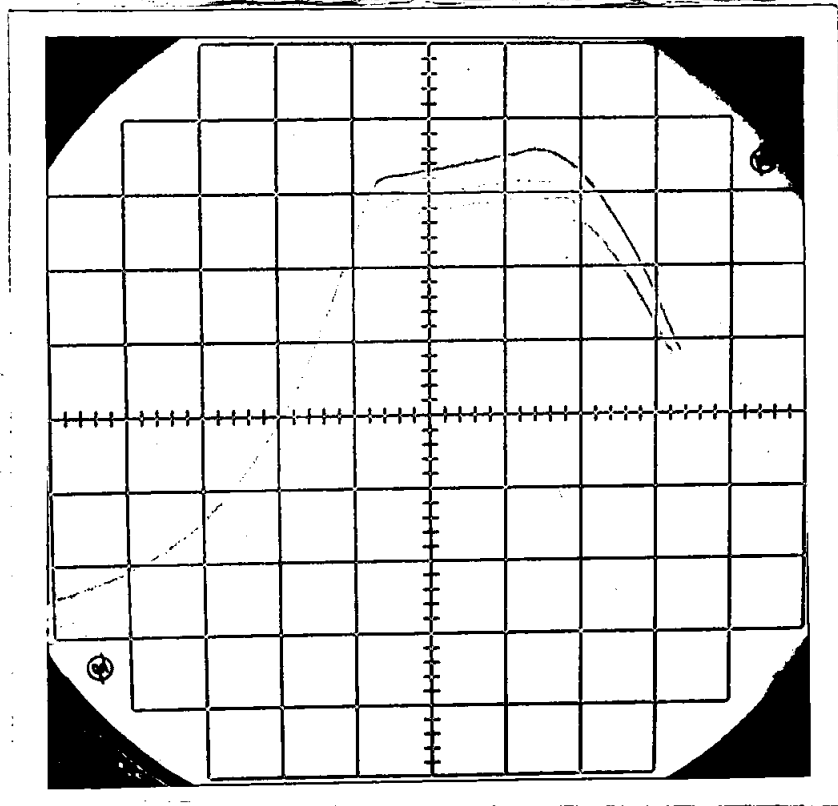


fig 60

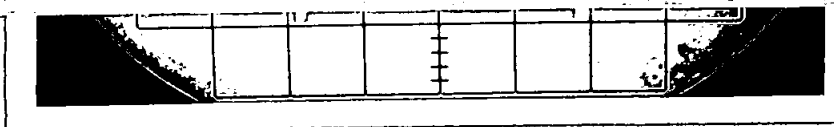


fig 62

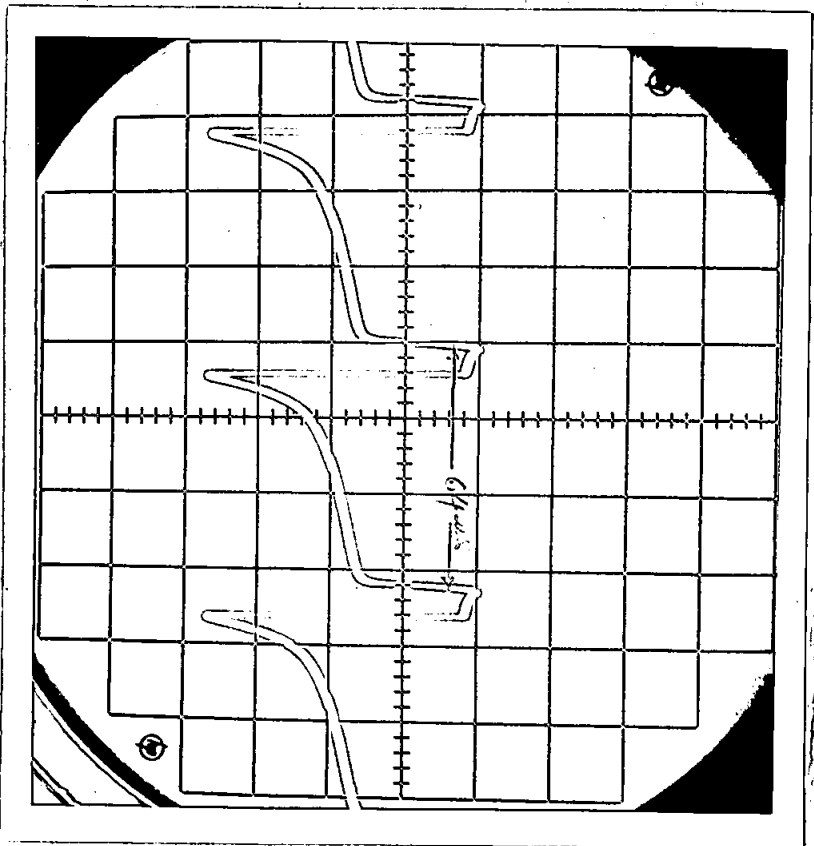


fig 63

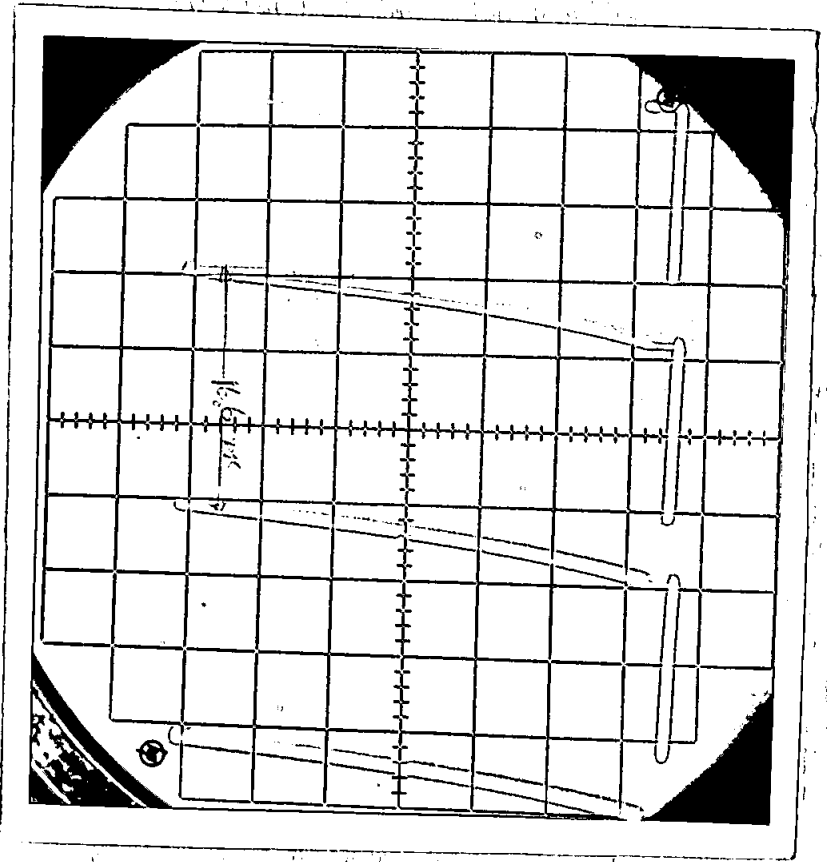


fig 64



REFERENCIAS DE AUTORES

- (1).- "Televisión" por F. Kerkhof y W. Werner (1.956). CAPITULO IV
- (2).- "Televisión" por F. Kerkhof y W. Werner (1.956). CAPITULO IV
- (3).- Curso de TV por Francisco Jiménez (Instructor de televisión del Servicio de PHILIPS.- 1.962), página 2
- (4).- "Televisión" por Waholm.- Apéndice II
- (5).- Curso de TV por Francisco Jiménez página 14.
- (6).- Curso de TV por Francisco Jiménez página 15.
- (7).- "Televisión Engineering" por Fink (1.952) página 197
- (8).- "Circuito de Ingeniería Eléctrica" por H. H. Skilling (1.963)
CAPITULO 15
- (9).- "Television Engineering" por Fink (1.952) página 196
- (10).- "Pulses and Digital Circuits" por Millman y Taub (1.956)
CAPITULOS 2° y 3°
- (11).- "Televisión" por F. Kerkhof y W. Werner (1.956) página 96
- (12).- "Fundamentos de los Sistemas de TV" por George Anner (1.962)
CAPITULO
- (13).- "Cervome Mecum Philips" ACAPITE Bi 2
- (14).- "Fundamentos de los Sistemas de TV" por George Anner (1.962)
CAPITULO IV
- (15).- "Fundamentos de los Sistemas de TV" por George Anner (1.962)
CAPITULO IV
- (16).- "Fundamentos de los Sistemas de TV" por George Anner (1.962)
CAPITULO IV
- (17).- "Referencias de TV" por Eric Mulholland. Jefe de Servicios de PHILIPS ECUADOR S.A. (1.963)

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@