

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"ENLACE DE UNA SENAL DE TELEVISION MEDIANTE PORTADORA OPTICA"

Por: ERWIN R. A. BARRIGA ALEMAN

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE  
INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALIZACION  
DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

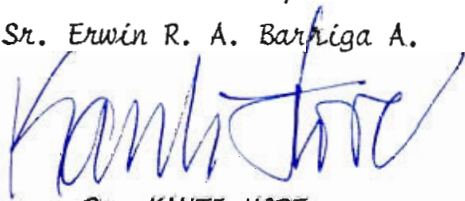
*Quito, Noviembre de 1979*

A MI MADRE Y  
A LA MEMORIA DE MI PADRE

**AGRADECIMIENTO:**

*A todas las personas que, de una u otra forma, contribuyeron con su ayuda para la terminación de este trabajo.*

Certifico que el presente  
trabajo ha sido elaborado  
en su totalidad por el  
Sr. Erwin R. A. Barriga A.



Dr. KANTI HORE  
Director de Tesis

# I N D I C E

## CAPITULO I

### GENERALIDADES

INTRODUCCION .....	1
1.1.- Descripción del Sistema.....	1
1.1.1. Transmisor .....	2
1.1.2. Receptor.....	3
1.2.- Características del Sistema.....	5
1.2.1. Transmisor .....	6
1.2.2. Receptor.....	7
1.3.- Perturbaciones que afectan al sistema.....	8

## CAPITULO II

### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL TRANSMISOR

2.1.- Introducción.....	11
2.2.- Transductor voltaje corriente - Amplificador de Video.....	13
2.3.- Modulador para el canal auxiliar de audio.....	27
2.3.1. Oscilador - Modulador en frecuencia.....	27
2.3.2. Amplificador y Preamplificador de audio.....	37
2.4.- Compendio.....	43

## CAPITULO III

### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL RECEPTOR

3.1.- Introducción.....	46
3.2.- Detector y preamplificador de banda ancha .....	47
3.3.- Control automático de ganancia (C.A.G) y amplificador de video.....	75

3.3.1.	Control automático de ganancia (C.A.G).....	75
3.3.2.	Amplificador de video.....	84
3.4.-	Etapas detectoras de audio.....	96
3.4.1.	Amplificador sintonizado y detector de relación.	98
3.4.2.	Detector de amplitud para el C.A.G.....	119
3.4.3.	Pre-amplificador de audio.....	123
3.5.-	Compendio.....	123

#### CAPITULO IV

#### RESULTADOS Y CONCLUSIONES

4.1.-	Análisis de los resultados obtenidos.....	126
4.2.-	Conclusiones.....	130
	Bibliografía.....	132

# ENLACE DE UNA SEÑAL DE TELEVISION MEDIANTE PORTADORA OPTICA

## C A P I T U L O I

### GENERALIDADES

#### INTRODUCCION:

El presente estudio materia de esta Tesis, pretende únicamente resaltar una de las tantas aplicaciones que se pueden dar a las Comunicaciones mediante una portadora óptica, esto es, la transferencia de señales eléctricas de un circuito a otro mediante el empleo de un haz de fotones.

Se ha escogido para el presente trabajo la señal proveniente de un canal de televisión por cuanto, éste tipo de información nos proporciona un ancho de banda apreciable para relieves una de las características de este tipo de enlace, como es: la gran cantidad de señales que pueden ser transmitidas por un haz de luz.

El ancho de la banda que puede ser transmitido se ve reducido en función de la respuesta de frecuencia que tengan, tanto el elemento emisor como también el elemento detector y sus circuitos complementarios correspondientes; otra de las causas que influyen en las características mencionadas anteriormente, es el tipo de modulación que se le da al haz luminoso.

#### 1.1.- DESCRIPCION DEL SISTEMA

Como se trata de un enlace este sistema se lo dividirá en dos partes: el Transmisor y el Receptor. En esencia la parte transmisora consiste en un diodo de GaAs (Arsenito de Galio), el cual al polarizarlo directa-

mente emite luz infrarroja a  $9000\text{Å}$  de intensidad lumínica, proporcional a la corriente que circula; en cambio la parte receptora primordialmente esta compuesta por un fotodiodo de Silicio PIN que al estar polarizado inversamente nos da una corriente que también es proporcional a la intensidad luminosa recibida.

### 1.1.1.- TRANSMISOR

A esta parte del sistema se la puede dividir en varios bloques como los representados en la figura 1.1.1 En primer lugar necesitamos de un circuito transductor de voltaje a corriente, para de esta manera accionar directamente al elemento foto-emisor con las señales de voltaje modulante.

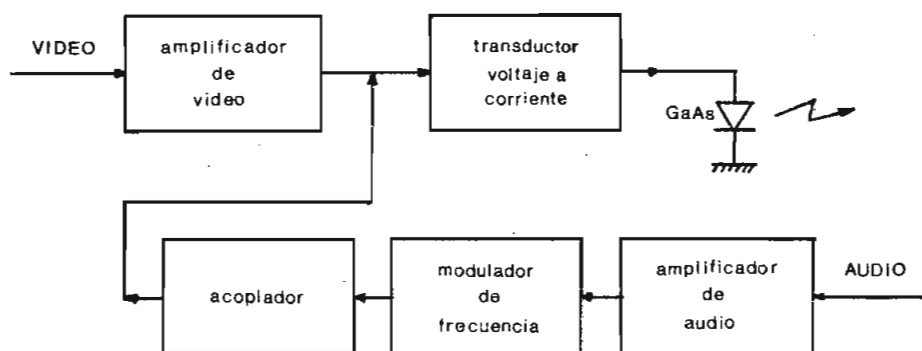


FIGURA 1.1.1 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL TRANSMISOR

Si la señal de video no posee la magnitud necesaria para obtener una modulación de acuerdo a las especificaciones máximas permisibles que requiere el elemento foto-emisor, será necesaria una cierta amplificación de dicha señal. La información de audio puede estar incluida en la señal de video compuesta para



lo cual, utilizaríamos la señal proveniente de la etapa detectora de video de un receptor normal de televisión y en la parte receptora, luego de la amplificación necesaria, se continuaría procesando la señal recibida en la forma normal a partir de la etapa en la cual se interrumpió el proceso, al efectuar el enlace.

Este enlace tiene además la factibilidad de transmitir una información de audio adicional, la misma que puede ser usada como una posibilidad alterna de enviar el sonido, o como un medio de comunicación interno del enlace. Para este efecto, se hace necesario incluir en el transmisor un amplificador de audio; un oscilador-modulador, con el fin de obtener que este sistema sea autónomo e independiente en la transmisión de sonido.

El acoplamiento óptico tanto para el transmisor como para el receptor estará compuesto por un sistema de lentes, con el objeto de tener una menor dispersión del haz luminoso.

#### 1.1.2.- RECEPTOR

Esta parte del enlace debe ser capaz de reproducir en la forma más fiel posible, la información que se tiene a la entrada del transmisor.

La información luminosa captada por el sensor óptico produce una señal muy débil, razón por la cual es indispensable tener una preamplificación de la señal; para luego separar la información de video y la auxiliar de audio a fin de obtener una recuperación independiente.

Para una mejor visualización del receptor, se lo ha dividido en bloques, de acuerdo a la función específica que desempeña cada uno de ellos en el circuito total, como se ve en la Figura 1.1.2.

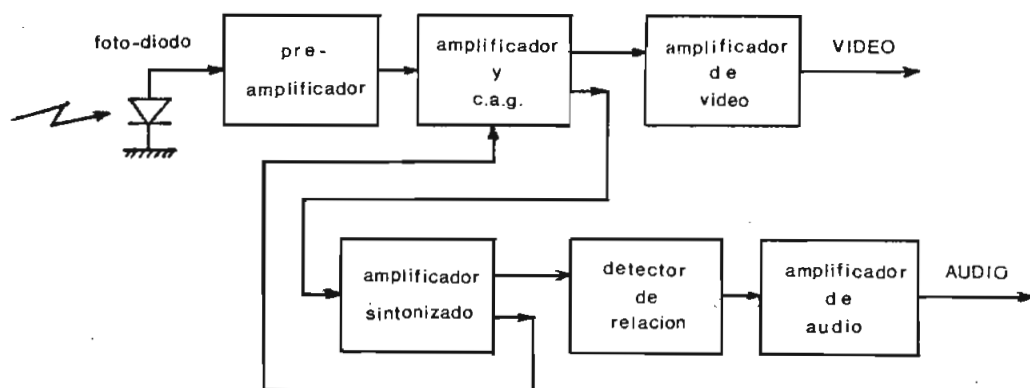


FIGURA 1.1.2 DIAGRAMA EN BLOQUES DE RECEPTOR

Como se mencionó anteriormente, luego del sensor óptico, tenemos un preamplificador de bajo ruido, sensible y de un ancho de banda capaz de cubrir el espectro total de la información a recibirse. A continuación necesitamos otra etapa amplificadora, que a la vez nos sirve como elemento de control para variar su ganancia, de acuerdo a una señal de comando dada por el control automático de ganancia (CAG), como para separar las informaciones tanto de video como de audio.

La señal de video, que también puede contener la portadora de audio, será nuevamente amplificada hasta tener el mismo nivel con que ingresa al transmisor. En este mismo bloque se efectuará el acoplamiento necesario de impedancia de salida. Al final de esta etapa de video se dispondrá de un filtro para atenuar

las señales no deseadas en esta parte del circuito.

Para recuperar la información auxiliar de audio y separarla de la de video, se utilizará varias etapas de amplificadores sintonizados en cascada, luego de las cuales, se efectuará la demodulación de la señal que contiene la información. Finalmente para tener un nivel razonable de la señal ya demodulada, se utilizará un amplificador de audio.

Por último, tenemos el circuito correspondiente al control automático de ganancia, el cual nos compensará ciertas variaciones de la intensidad lumínica que lleguen al receptor. Para el presente caso el CAG, actuará de acuerdo a la magnitud de la portadora que lleva la información de audio adicional.

## 1.2.- CARACTERISTICAS DEL SISTEMA

La señal óptica portadora de la información modulada en su intensidad luminosa, se encuentra en la gama del infrarrojo, ésto es, con una longitud de onda prácticamente monocrómica de 0,9 microns.

Debido a la pequeña potencia luminosa que es capaz de irradiar el elemento foto-emisor a utilizarse, (típicamente 150 micro vatios), la distancia máxima en línea de vista que puede cubrir satisfactoriamente este enlace se reduce a unos pocos metros, inclusive con la ayuda de lentes, para evitar una mayor dispersión del haz luminoso.

### 1.2.1.-TRANSMISOR

Puesto que la información que se desea transmitir es una señal completa proveniente de un canal de televisión, el transmisor debe tener características compatibles con este objetivo, las mismas que en forma general se pueden reducir a las siguientes:

- a) 75 ohm de impedancia de entrada para las señales: compuesta de video y la de 4.5 MHz que lleva la información de audio; o sea para la Banda Base de un canal de televisión.
- b) El conjunto de circuitos comprendidos desde la entrada hasta el diodo foto-emisor inclusive, deberá tener una respuesta plana de frecuencia en el range comprendido: desde los 30 Hz hasta los 4.5 MHz; con una distorsión mínima para evitar un deterioro de las informaciones de video, color y audio presente en la señal de entrada.
- c) El voltaje nominal de entrada sobre una impedancia de 75 ohm es de 0,75 a 1 voltio pico-pico, para la máxima modulación permitida por el diodo foto-emisor.
- d) Una baja distorsión debido a la intermodulación de las diferentes señales presentes.

Las características referentes al canal auxiliar de audio, que también forma parte del transmisor, son similares a las usadas en televisión, esto es:

Transmisión de la información mediante una portadora

modulada en frecuencia, cuyo ancho de banda es de 50 KHz para una modulación del 100%.

El corrimiento de frecuencia de la portadora tenderá a ser lo más pequeño posible, considerando que no se utiliza para el efecto un oscilador a cristal.

El preamplificador de audio tendrá dos tipos de entrada: de alta y baja impedancia, para niveles de 5 mV y 0.5 Vrms respectivamente, con el objeto de conseguir la modulación de 100%.

#### 1.2.2.- RECEPTOR

La portadora óptica que lleva la información, es captada por el foto-diodo y transformada por éste en una señal eléctrica de muy baja intensidad, la misma que debe ser amplificada para dar a la salida del receptor una señal semejante a la que ingresa al transmisor, tanto en magnitud como en fase. Las consideraciones anteriores hacen que sean más críticas en el receptor las características siguientes:

- a) La relación señal-ruido presente a la salida, debe ser mínimo de 27 dB.
- b) Debe presentar una respuesta plana de frecuencia, desde los 30 Hz a los 4.5 MHz para todo el conjunto de circuitos, que procesan las señales compuestas de video y la portadora de audio en los 4.5 MHz.
- c) Las etapas preamplificadoras posteriores al detector óptico, deben tener un ancho de banda compren

dido entre los 30 Hz a los 9,5 MHz, con la máxima relación señal-ruido posible.

- d) El control automático de ganancia (CAG), tendrá un rango de variación de 20 dB como mínimo, a fin de compensar las variaciones de la señal lumínica recibida.
- e) Un voltaje de salida nominal: de 0.75 a 1 voltio pico-pico, sobre una impedancia de 75 ohm.

En lo referente a las atapas correspondientes al canal auxiliar de audio, las características a cumplir se serán las siguientes:

- a) Un ancho de banda de 100 KHz para los amplificadores sintonizados en cascada, a la frecuencia de la portadora.
- b) Demodulación de la señal de audio mediante un detector de relación con la figura de mérito, para el rechazo de modulación de amplitud de por lo menos de 20 dB.
- c) Preamplificador de audio con una salida de 0.7Vrms sobre una impedancia de 1 Kohm.

### 1.3.- PERTURBACIONES QUE AFECTAN AL SISTEMA

En todo tipo de enlace debemos distinguir dos tipos de perturbaciones o interferencias, a saber: internas y externas.

- a) Las perturbaciones internas son causadas especial

mente, por el ruido inherente a todas y cada una de las etapas que conforman el sistema, a través del cual pasa la información. Esta perturbación va a ser más notoria y molesta a medida que su nivel sea comparable al de la señal, como ocurre generalmente, en las primeras etapas de amplificación y primordialmente en el lado del receptor, en donde dependerá además de la sensibilidad del elemento usado como detector.

También tenemos, que tanto en la etapa transmisora como en la receptora se produce una distorsión de la señal debido a: cambios de fase, intermodulación, falta de linealidad en la amplificación, detección y modulación de la información. La minimización o compensación de estos defectos se verá en forma más detallada en el capítulo correspondiente al diseño de cada uno de los circuitos que componen este enlace.

- b) Las perturbaciones externas son producidas en el medio circundante entre transmisor y receptor, que en este caso en particular, son todas las emanaciones o radiaciones luminosas o caloríficas, presentes en las proximidades del enlace; puesto que nuestro elemento sensor responde tanto al infrarrojo como a la luz visible, aunque a ésta última la podemos reducir, mediante el empleo en la etapa detectora de protectores ópticos y un filtro infrarrojo.

La luz solar se la puede considerar prácticamente constante ya que las variaciones que tienen lugar son de una frecuencia extremadamente baja, lo que equivale a tener luego del detector, sumada a la

señal de información, una componente continua o una de muy baja frecuencia, componentes que pueden ser eliminadas fácilmente. Cuando la intensidad lumínica ambiental que llega al receptor es grande, puede saturarse el foto-diodo y con ello bloquear o recortar la señal.

Lo que más dificulta en la utilización práctica de este sistema para una transmisión confiable por la línea de vista a grandes distancias, es la presencia en la atmósfera de varios elementos o fenómenos como: nubes, nieblas, lluvia, polvo, humo etc. que presentan un mayor o menor grado de reflexión, refracción o atenuación adicional, contribuyendo todas ellas a una mayor degradación de la señal óptica receptada. Estas perturbaciones atmosféricas pueden evitarse utilizando los enlaces a través de "guías ópticas" de bajas pérdidas, teniendo además la ventaja de poder usar simultáneamente varias de ellas en paralelo; ya sea para disminuir las pérdidas o para enviar simultáneamente varios grupos de señales, con la ventaja de tener, una excelente aislación tanto eléctrica como óptica entre todas y cada una de ellas.



## C A P I T U L O    II

### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL TRANSMISOR

#### 2.1.- INTRODUCCION

De acuerdo a lo que se mencionó en el capítulo anterior y con el objeto de facilitar el presente diseño, primeramente se procede a representar los circuitos que conforman el transmisor, por medio del diagrama en bloques (fig. 2.1.1) los mismos que están de acuerdo con la función y las características que ellos cumplen en el procesamiento de la información, partiendo de las entradas hasta concluir en el elemento foto-emisor.

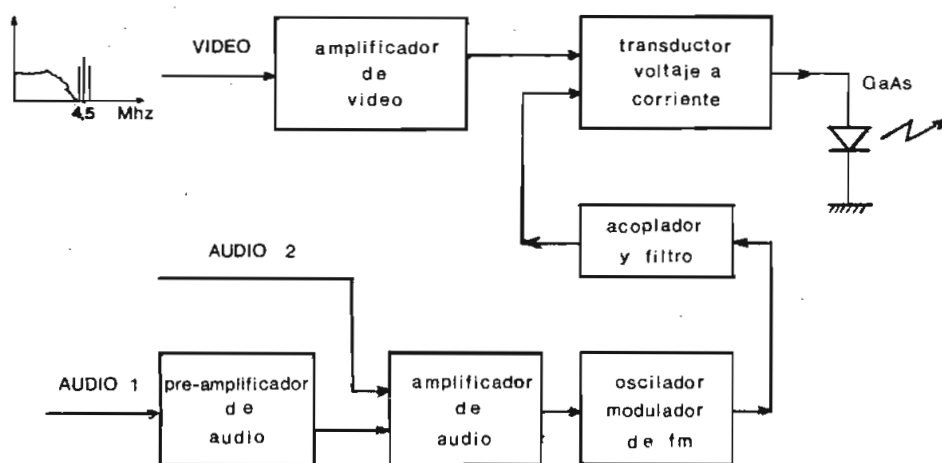


FIGURA 2.1.1 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL TRANSMISOR

En el diagrama la señal de video y la portadora de sonido en 4.5 MHz, entran conjuntamente con la por

tadora del canal auxiliar de audio al amplificador de corriente por un mismo punto, razón por la cual éstas se suman. Esta causa y la no linealidad de los circuitos posteriores, pueden dar lugar a una intermodulación de las señales, lo cual equivale a producir una distorsión, la misma que será más notoria en la información de video. Lo anteriormente expuesto se puede evitar:

- a) Teniendo todas las etapas de amplificación en clase A, polarizadas en un punto que ofrezca la mayor linealidad posible.
- b) Con moduladores ópticos independientes para cada señal y convergentes en un mismo haz por medio de lentes.
- c) Si las señales a transmitirse están separadas en frecuencia lo suficiente, como para que los productos de intermodulación entre ellas aparezcan fuera del espectro de la información.

En el presente diseño optamos por el último método, para lo cual, fijamos como frecuencia portadora del canal auxiliar de audio, 9.2 MHz, puesto que la otra frecuencia más alta es la de 4.5 MHz + 25 KHz, correspondiente al sonido de la TV. Además que en esta forma, podremos obtener del diodo emisor una mayor potencia instantánea, sin sobrepasar su característica de corriente máxima e inclusive en el intervalo entre 4.525 MHz a 9.175 MHz, es factible introducir otras informaciones adicionales, siempre y -- cuando todo el sistema tenga linealidad, lo que al efectuar el diseño, se tratará de conseguir a fin de obtener en el receptor una reproducción más fiel de

la información con la máxima potencia posible.

## 2.2.- TRANSCONDUCTOR VOLTAJE CORRIENTE - AMPLIFICADOR DE VIDEO

La primera parte de este circuito sirve para comandar por corriente al elemento foto-emisor que se usa. En el presente caso se empleará el diodo de Arsenito de Galio HP4107 cuyas características son las representadas en las siguientes figuras:

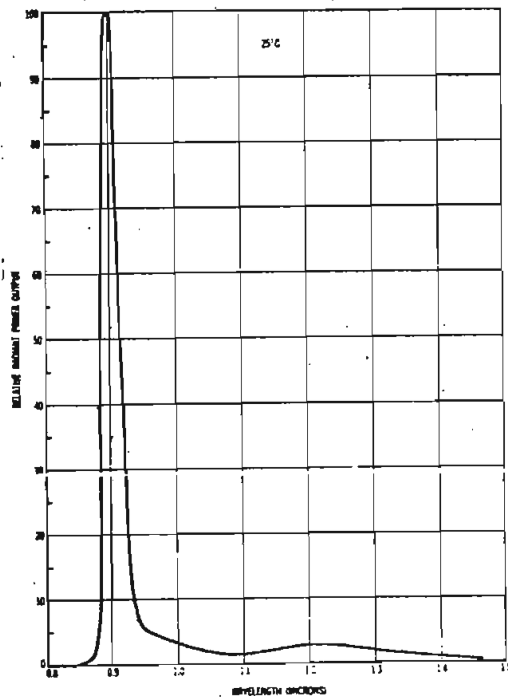


FIG. 2.2.1 ESPECTRO DE EMISION

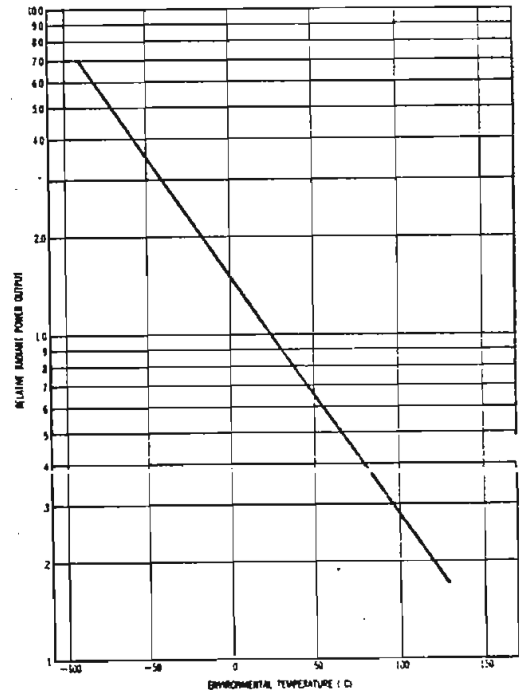


FIG. 2.2.2 POTENCIA-TEMPERATURA

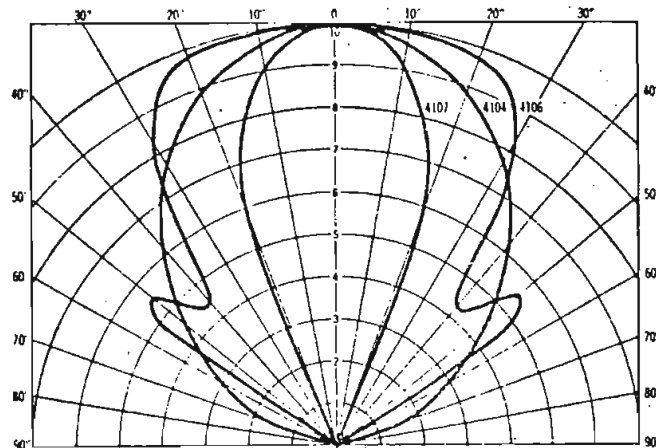


FIG. 2.2.3. LOBULO DE RADIACION

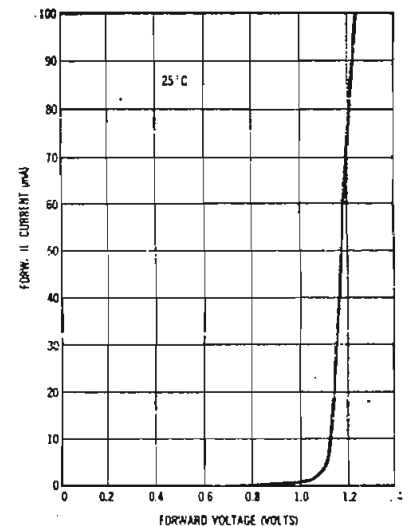


FIG. 2.2.4. CURVAS V - I

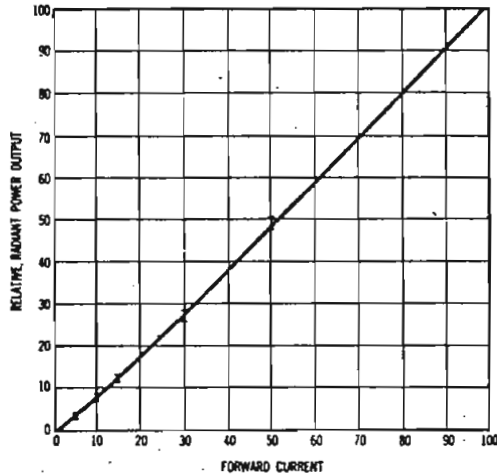


FIG. 2.2.5 CARACTERISTICAS DE TRANSFERENCIA

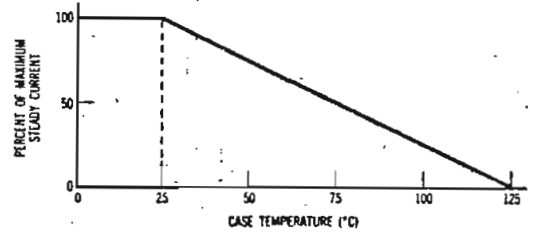


FIG. 2.2.6 MAXIMA CORRIENTE CONSTANTE.

De las características del HP4107 se desprende que, para lograr una mayor potencia lumínica y así aumentar su alcance, se lo debe polarizar con una corriente directa de 100 mA, ya que su temperatura ambiente en ningún caso sobrepasará los 25°C; por esta razón y en vista de su baja impedancia (aproximadamente 1 ohmio), el circuito más conveniente es el Darlington, que es a la vez transductor de voltaje a corriente y amplificador de corriente.

El diagrama correspondiente a este circuito está representado en la figura 2.2.7, el cual en sí no ofrece di

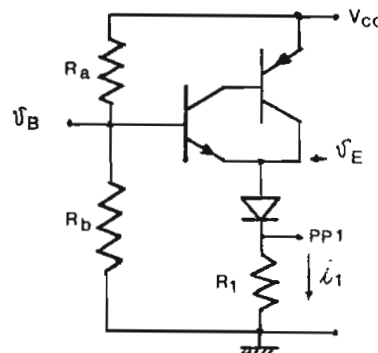


FIGURA 2.2.7 TRANSDUCTOR VOLTAJE CORRIENTE

ficultad para el diseño, con la única salvedad de no sobrepasar las características del diodo-emisor, para lo cual nos detendremos en analizar las características de la señal de corriente que lo exitara.

En primer lugar el voltaje  $v_B$  presente, como se menciona anteriormente, va a ser la suma de dos señales:

- a) Todo el conjunto de informaciones del que se compone la banda Base de un canal de TV. y
- b) Por una portadora de 9.2 MHz modulada en frecuencia correspondiente al canal auxiliar de audio. La forma Onda tanto de  $v_B$  como de  $v_E$  prácticamente son iguales y se los podría esquematizar como aparece en la fig. 2.2.8.

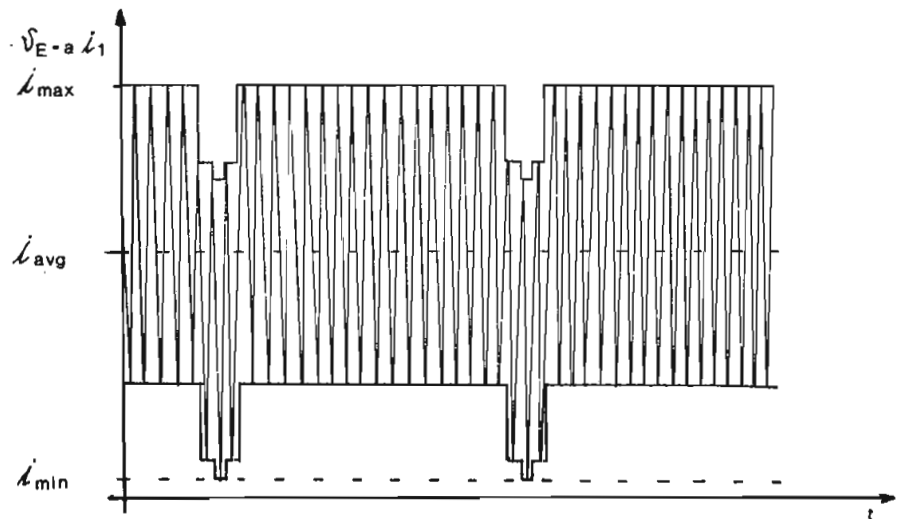


FIGURA 2.2.8 FORMA DE ONDA DE  $v_E$  E  $i_1$

De las características Voltaje corriente del HP4107 (Fig.2.2.4) se observa que la curva es lineal a partir de una corriente de apenas 5 mA. con una pendiente del orden de 1 ohmio, por lo tanto la corriente

alterna  $i_1$  a través del diodo-emisor es:

$$i_1 = \frac{v_E}{R_D + R_1} \quad (2.2.1)$$

$$\text{o sea que } i_1 = a v_E \quad (2.2.2)$$

Por lo que a esta corriente se la puede representar en el mismo gráfico (Fig. 2.2.8) sólo cambiando de unidades y escala. Las corrientes máxima y mínima serán de 195 mA y 5 mA respectivamente, a fin de cumplir con la especificación de la corriente promedio máxima sea de 100 mA.

Con el objeto de tener una mayor potencia instantánea la forma de la onda deseable en el diodo-emisor es la representada en la Fig. 2.2.9, en la cual se puede ver que la portadora de 9.2 MHz modulada en frecuencia produce una corriente en clase B<sub>1</sub> -

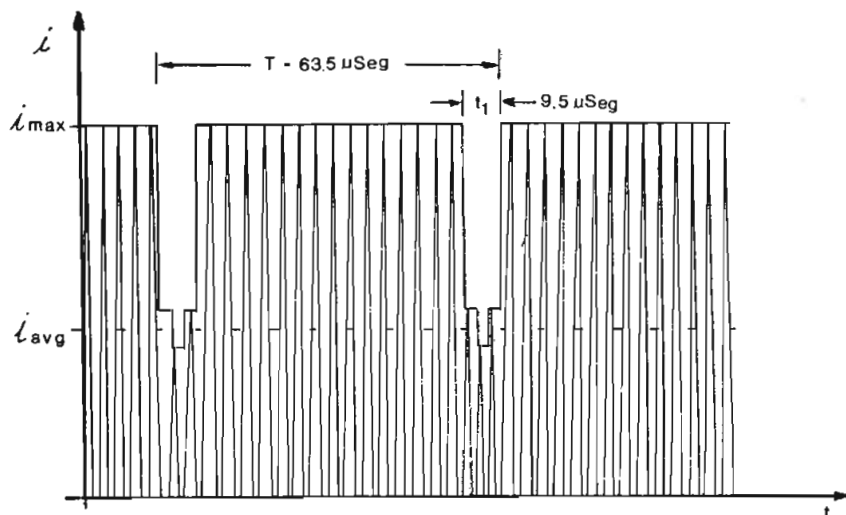


FIGURA 2.2.9 FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE EN EL DIODO FOTO-EMISOR

con lo cual para una  $i_{avg}$  de 100 mA la  $i_{max}$  será de 314 mA, como se demuestra a continuación:

$$i_{avg} = \frac{i_{max}}{2\pi} \int_0^{\pi} \text{Sen } \omega t . dt \quad (2.2.3)$$

$$i_{avg} = \frac{i_{max}}{\pi} \quad (2.2.4)$$

$$\text{Entonces: } i_{max} = \pi . i_{avg} \quad (2.2.5)$$

Esto será válido en el caso de tener solo la portadora de 9.2 MHz al tener presente también la información del canal de video (Fig. 2.2.9) el valor de la  $i_{max}$  anterior se incrementará:

$$i_{avg} = \frac{1}{T} \left\{ i_{avg} \int_0^{t_1} \text{Sen } \omega t . dt + i_{max} \int_{t_1}^T \text{Sen } \omega t . dt \right\} \quad (2.2.6)$$

$$i_{avg} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{i_{avg}}{\pi} \left| t_1 \right|_0 + \frac{i_{max}}{\pi} \left| T \right|_{t_1} \right\} \quad (2.2.7)$$

$$\text{De donde: } i_{max} = i_{avg} \frac{(\pi T - t_1)}{T - t_1}$$

$$\text{Reemplazando : } T = 63,5 \text{ } \mu\text{Seg}$$

$$t = 9,5 \text{ } \mu\text{Seg}$$

$$i_{avg} = 100 \text{ mA}$$

$$\text{Se tiene: } i_{max} = 351 \text{ mA}$$

Como protección del diodo HP4107 esta corriente  $i_{max}$  se la tomará únicamente en 330 mA, monitoreada sobre  $R_1$ , además, con el objeto de favorecer esta medida de protec

ción se implementará en el circuito anterior una realimentación negativa, adicional a la que produce  $R_1$ , (Fig. 2.2.10) la cual funciona a base del voltaje producido en  $R_6$  cuando se incrementa la corriente del di-

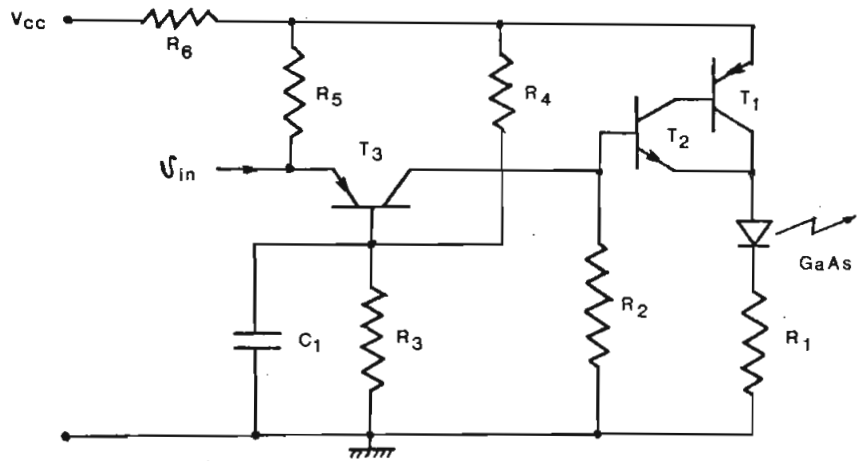


FIGURA 2.2.10 CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO Y MODULADOR OPTICO

do foto-emisor. Esta realimentación negativa a la vez que nos mejora el ancho de banda, facilita la variación de la ganancia del circuito cambiando únicamente el valor correspondiente a  $R_6$ , a fin de acomodara las necesidades del nivel del voltaje de entrada, sin la necesidad de efectuar reajustes posteriores al circuito.

Por otro lado se escogió la configuración en Base común por su mayor respuesta de frecuencia, ya que el ancho de Banda de esta etapa se extenderá hasta los 4,5 MHz.

Luego de estas acotaciones anteriores se puede proceder al diseño de este circuito, que en definitiva co-



responde al amplificador de video con el modulador óptico o transconductor voltaje a corriente.

Los transistores a usarse con sus características principales son los siguientes:

T<sub>1</sub>: 2N5160

$$\begin{array}{llll} \text{PNP Si} & I_{C_{\max}} = 1 \text{ Amp.} & P_D = 5W & f_T = 400\text{MHz} \\ & & \beta_{10\text{MHz}} \geq 30 & \text{a } I_C = 100\text{mA} \end{array}$$

T<sub>2</sub>: 2N2368

$$\begin{array}{llll} \text{NPN Si} & I_{C_{\max}} = 0,5\text{Amp.} & P_D = 360\text{mW} & f_T = 400\text{MHz} \\ & & \beta_{10\text{MHz}} \geq 25 & \text{a } I_C = 5\text{mA} \end{array}$$

T<sub>3</sub>: 2N4917

$$\begin{array}{llll} \text{PNP Si} & I_{C_{\max}} = 100\text{mA} & P_D = 200\text{mV} & f_T = 450\text{MHz} \end{array}$$

$$H_{FE_{\min}} = 60$$

Puesto que la corriente  $i_{\text{avg}}$  básicamente está dada por la portadora de 9.2 MHz, consideramos la impedancia de entrada de T<sub>2</sub> a base de los cálculos hechos con los valores de Beta dados para una frecuencia de 10 MHz, sin cometer un mayor error.

$$I_{E_2} = I_{B_1} \approx \frac{I_{C_1}}{\beta_1} \quad (2.2.9)$$

Reemplazando valores:  $I_E = 3.3 \text{ mA}$

$$r_e = \frac{25\text{mA}}{I_E} \quad (2.2.10)$$

Reemplazando valores:  $r_{e_2} = 7.5$  ohmios

Además se tiene que:

$$\frac{v_{E_2}}{v_{B_2}} = \frac{(R_1 + R_D) \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}{r_{e_2} \cdot (\beta_2 + 1) + (R_1 + R_D) \cdot \beta_1 \cdot \beta_2} \quad (2.2.11)$$

Para que:

$$\frac{v_{E_2}}{v_{B_2}} \approx 1$$

Se debe tener que;

$$R_1 + R_D \gg \frac{r_{e_2} \cdot (\beta_2 + 1)}{\beta_1 \cdot \beta_2} \quad (2.2.12)$$

Reemplazando valores:  $R_1 + R_D \gg 0.26 \Omega$

Como  $R_D = 1 \Omega$

se escoge:  $R_1 = 2.7$  ohmios

Entonces la impedancia de entrada para  $T_2$  será:

$$Z_{INT_2} \geq (R_1 + R_D) \cdot \beta_2 \cdot \beta_1 \quad (2.2.13)$$

Reemplazando valores:  $Z_{INT_2} \geq 2.775$  ohmios (2.2.14)

Para que la ganancia de  $T_3$  sólo dependa de  $R_2$  tenemos que:

$$R_2 \ll Z_{INT_2}$$

Se escoge:  $R_2 = 270 \Omega$

Como se desea que  $T_2$  y  $T_1$  trabajen en clase "B" su corriente sin señal debe ser cero, pero con el objeto de que el diodo foto-emisor ya este polarizado en el comienzo de la parte líneal de sus características -- V-I, se escoge una corriente  $I_{1_0}$  del orden de los 5mA.

En ausencia de señal se tiene:

$$I_{B_2} \ll I_{C_3} \quad (2.2.15)$$

Entonces:  $I_{C_3} = I_{R_2} \quad (2.2.16)$

$$I_{R_2} = \frac{V_{B_2}}{R_2} = \frac{V_{BE_2} + V_D + I_{1_0} R_1}{R_2} \quad (2.2.17)$$

Reemplazando valores;  $I_{C_3} = 6.6 \text{ mA}$

El voltaje de señal de video presente sobre  $R_2$  es prácticamente igual a  $v_{E_2}$ ;

$$v_{E_2} \text{ p-p(video)} = (\dot{i}_{1_{\text{max}}} - \dot{i}_{1_{\text{avg}}}) \cdot (R_D + R_1) \quad (2.2.18)$$

Reemplazando valores:

$$v_{E_2} \text{ p-p(video)} = 0,85 \text{ voltios}$$

Lo anterior nos indica que la ganancia que debemos dar a este circuito va a depender de cual sea la magnitud de la señal de entrada, ya que esta puede variar entre 0.75 a 1 voltio pico-pico.

Como siguiente paso en el diseño de esta parte del transmisor fijamos  $V_{CC} = 8 \text{ V.}$ , no escogemos un voltaje mayor para no excedernos en la disipación del transisu

tor  $T_1$ , también se asume  $V_{B_3} = 4.8$  vol.

Con el objeto de tener una mejor estabilidad del punto de polarización especialmente en lo referente al voltaje DC que aparece sobre  $R_2$ , se debe hacer que:

$$\frac{R_2}{R_5} \ll 1 \quad (2.2.19)$$

Para lo cual:  $R_5 = 330$  ohm

$$\text{Además: } I_{R_3} \gg I_{B_3} \quad (2.2.20)$$

$$\text{Entonces } V_{B_3} = \frac{V_{CC} \cdot R_3}{R_3 + R_4} \quad (2.2.21)$$

El valor de las resistencias  $R_3$  y  $R_4$  no es crítico, pero escogemos valores pequeños con el objeto de tener más constante  $V_{B_3}$

$$R_3 = 200 \text{ ohm}$$

$$R_4 = 130 \text{ ohm}$$

Para lograr una impedancia a la entrada de 75 ohm será necesario incrementar la del circuito, pues este presenta una impedancia mucho más baja debido a su configuración en Base Común, la misma que para el presente caso será del orden de unos 4 ohmios para una corriente  $I_{E_3} = 6.6$  mA. Una posibilidad de lograr este propósito es la de incrementar la impedancia de entrada mediante una resistencia en serie  $R_s = 71$  ohm, (usando valores normalizados  $R_s = 68$  Ohm) lo cual trae como consecuencia que el voltaje de entrada se atenúa y por lo tanto para compensar este hecho habrá que aumentar la ganancia de esta etapa en igual proporción.

Puesto que los transistores a utilizarse poseen una frecuencia de corte alta, el circuito posee realimentación, su ganancia total es relativamente baja y luego se procederá a una compensación experimental en la parte de alta frecuencia a fin de minimizar esta degradación en los dos elementos del acoplamiento óptico, de tal manera de obtener una modulación más fuerte en este rango de frecuencias, la que para el presente caso se extiende únicamente hasta los 4,5 Mhz; no se hace necesario la utilización de los modelos para alta frecuencia, facilitando de esta manera el diseño, con la ayuda únicamente, para los transistores de los parámetros "h" o el circuito equivalente  $\pi$  (según quiera verse) sin considerar las capacitancias internas que hacen que se reduzca la banda. En base a todo lo mencionado, el circuito equivalente del amplificador de video y modulador óptico queda representado como aparece en la figura 2.2.11.

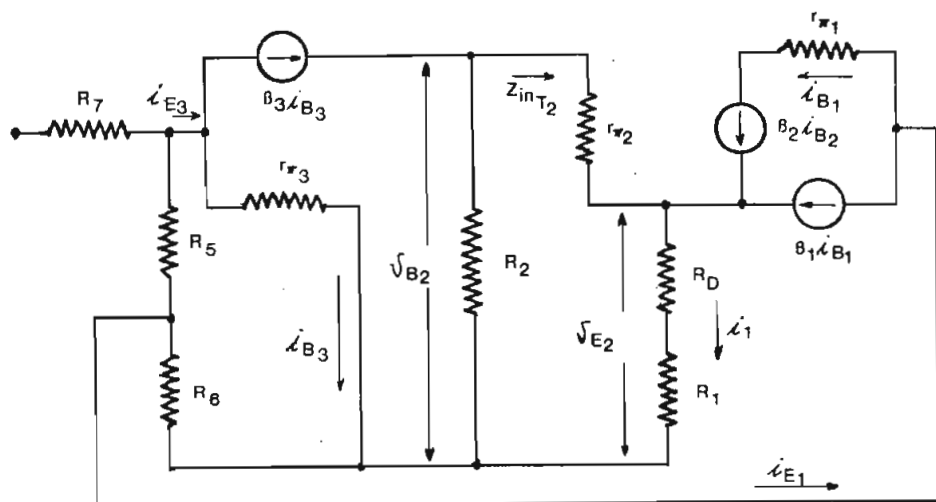


FIGURA 2.2.11 CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO Y MODULADOR OPTICO

Para este circuito sin cometer mayor error tenemos:

$$v_{B_2} = v_{E_2} \quad (2.2.22)$$

$$Z_{IN_{T_2}} \gg R_2 \quad (2.2.14)$$

$$\beta_1 = \beta_{E_1} \quad (2.2.23)$$

Por lo cual:

$$v_{IN_1} = \beta_{E_3} \cdot \frac{r_{\pi}}{\beta_3 + 1} = \beta_{E_3} \cdot r_{e_3} \quad (2.2.24)$$

Como el voltaje generado en  $R_6$  es debido a una fuente de corriente (Transistores  $T_1$  y  $T_2$ ), se la puede reemplazar por una fuente de voltaje equivalente, con lo cual el circuito de entrada sería el representado en la figura 2.2.12

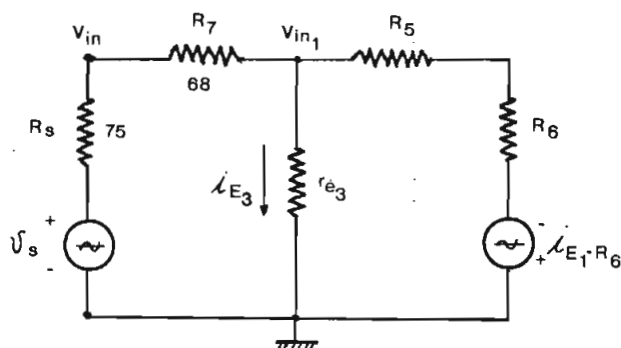


FIGURA 2.2.12 CIRCUITO EQUIVALENTE DE ENTRADA, CON LAS FUENTES DE VOLTAJE DE SEÑAL Y REALIMENTACION

Analizando el circuito se tiene:

$$v_{IN_1} = v_{IN} \cdot \frac{r_{e_3} || (R_5 + R_6)}{R_7 + r_{e_3} || (R_5 + R_6)} - i_{E_1} \cdot R_6 \cdot \frac{r_{e_3} || (R_7 + R_5)}{R_5 + R_6 + r_{e_3} || (R_7 + R_5)} \quad (2.2.25)$$

Además:

$$r_{e_3} \ll R_5 + R_6 \quad (2.2.26)$$

$$r_{e_3} \ll R_7 + R_5 \quad (2.2.27)$$

$$v_{IN_1} = i_{E_3} \cdot r_{e_3} \quad (2.2.28)$$

Con lo cual se tiene:

$$v_{IN} = i_{E_3} \cdot (R_7 + r_{e_3}) + i_{E_1} \cdot \frac{R_6 \cdot (R_7 + r_{E_3})}{r_{e_3} + R_5 + R_6} \quad (2.2.29)$$

Aplicando las ecuaciones (2.2.22), (2.2.23) y que:

$$v_{B_2} = \alpha_3 i_{E_3} R_2 \quad (2.2.30)$$

$$\alpha_3 \approx 1 \quad (2.2.31)$$

Se tiene que:

$$i_{E_1} \approx \frac{i_{E_3} \cdot R_2}{R_D + R_1} \quad (2.2.32)$$

Reemplazando la ecuación (2.2.32) en la (2.2.29) y sabiendo que:

$$v_{E_2} \approx i_{E_3} \cdot R_2 \quad (2.2.34)$$

La ganancia de voltaje:  $G_v = \frac{v_{E_2}}{v_{IN}}$  es:

$$G_v = \frac{R_2}{(R_7 + r_{e_3}) \left[ 1 + \frac{R_2}{R_D + R_1} \cdot \frac{R_6}{r_{e_3} + R_5 + R_6} \right]} \quad (2.2.35)$$

Al reemplazar los valores conocidos se tiene que:

$$\text{Para } v_{IN} = 1 v_{pp} \Rightarrow R_6 = 15 \Omega$$

$$\text{Para } v_{IN} = 0.75 v_{pp} \Rightarrow R_6 = 10 \Omega$$

Para el cálculo de  $C_1$ , tenemos que:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_{\min} \cdot r_{e_3} \cdot (\beta_0 + 1)} \quad (2.2.36)$$

Con lo cual  $C_1 \approx 33 \mu\text{F}/6v$

El circuito completo del amplificador de video y modulador óptico, anteriormente diseñado, está representado en la Fig. 2.2.13. El condensador  $C_3$  se lo calcula en base a la compensación experimental realizada, una

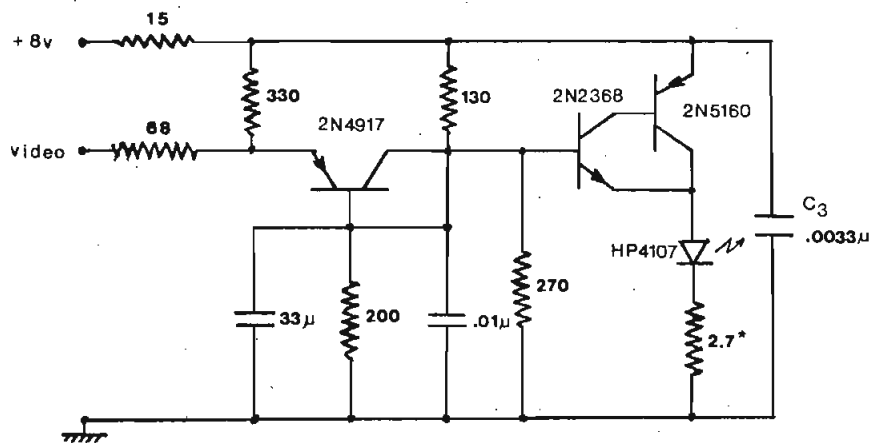


FIGURA 2.2.13 CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO Y MODULADOR OPTICO

vez armado el circuito, dando por resultado un aumento en la respuesta de frecuencia de 3,8 MHz a 4,9 MHz,



para  $C_3 = 3.3 \text{ nF}$ .

Estas etapas constituyen un módulo enchufable en el transmisor, realizado en la modalidad de circuito impreso; que para el presente caso esta hecho en las dos caras de la baquelita, el amplificador de video en una y en otra el modulador óptico.

### 2.3. MODULADOR PARA EL CANAL AUXILIAR DE AUDIO

Como se puede apreciar en la Fig. 2.1.1. esta parte del circuito transmisor, para el efecto de su diseño, se la puede dividir en dos partes: una que comprende todo lo relacionado con audio y otra con lo conserviente a alta frecuencia.

La parte de audio incluye a los bloques preamplificador y amplificador; en tanto que la de alta frecuencia: al oscilador-modulador en frecuencia, al acoplador de impedancias y al filtro pasabanda.

Los circuitos anteriores, que constituyen el "Modulador para el canal auxiliar de audio", van armados en una plaqueta de circuito impreso para formar otro módulo enchufable.

#### 2.3.1. OSCILADOR-MODULADOR EN FRECUENCIA

Para nuestro caso el modulador de F.M. consta de un oscilador tipo Clapp, en cuyo circuito sintonizado parte de la reactancia capacitiva la produce un diodo varactor; el cual por sus características propias, al aplicarle una tensión de audio que varie su polarización

inversa, hará que cambie el valor de su capacitancia efectuando de esta manera la desviación de frecuencia de la portadora necesaria para la modulación.

Se escogió el oscilador Clapp por la simplicidad de conseguir este tipo de modulación, a la par que presenta una satisfactoria estabilidad de frecuencia, ya que el uso de un sistema más sofisticado de control de la portadora no se justifica con la finalidad de este trabajo.

El circuito empleado para el oscilador-modulador es el de la Fig. 2.3.1.1, en el cual su frecuencia debe ser la de la portadora del canal auxiliar de audio, esto es 9,2 MHz.

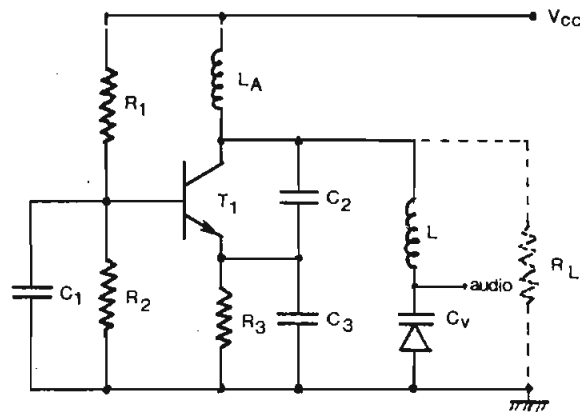


FIGURA 2.3.1.1 CIRCUITO DEL OSCILADOR-MODULADOR EN FRECUENCIA

Primeramente se hará el análisis del circuito para luego proceder al diseño respectivo. En la Fig. 2.3.1.2. tenemos representado al oscilador para componentes alternas; mientras la Fig. 2.3.1.3 presenta al modelo

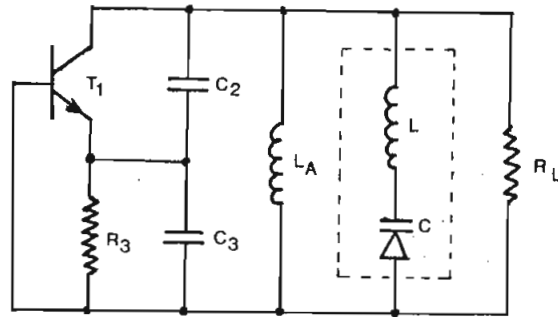


FIGURA 2.3.1.2 CIRCUITO DEL OSCILADOR CLAPP PARA COM  
PONENTES ALTERNAS

equivalente simplificado, luego de las siguientes su  
posiciones válidas:

$$f_T \gg f_{OSC}. \quad (2.3.1)$$

$$|X_{LA}| \gg |Z_{LC}| \quad (2.3.2)$$

$$|R_L| \gg |Z_{LC}| \quad (2.3.3)$$

$$\left| \frac{i}{h_{oe}} \right| \gg |X_{C2}| \quad (2.3.4)$$

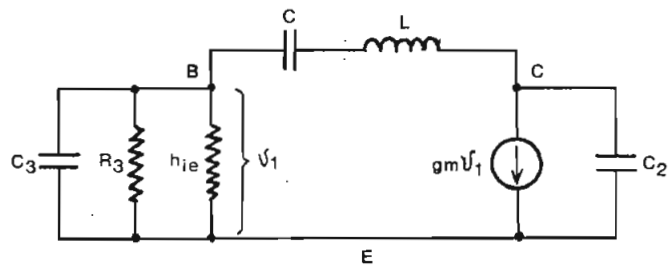


FIGURA 2.3.1.3 CIRCUITO DEL MODELO EQUIVALENTE SIM  
PLIFICADO DEL OSCILADOR CLAPP

Por el teorema de Thévenin, y asumiendo que:

$$R_3 \gg h_{ie} \quad (2.3.5)$$

Tenemos el modelo de la Fig. 2.3.1.4.

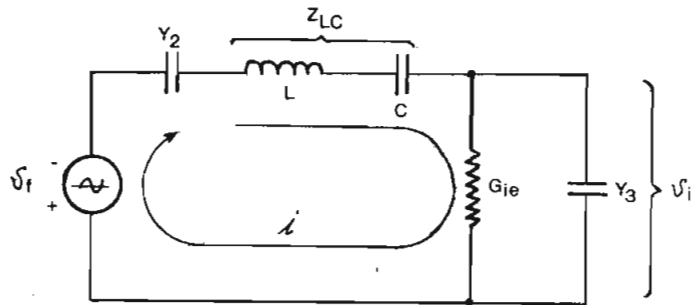


FIGURA 2.3.1.4 CIRCUITO EQUIVALENTE THEVENIN DEL OSCILADOR CLAPP

En donde:

$$V_f = \frac{g_m \cdot V_1}{Y_2} \quad (2.3.6)$$

además:

$$i = V_i \cdot (G_{ie} + Y_3) \quad (2.3.7)$$

La impedancia equivalente  $Z_f$  que presenta la fuente controlada es:

$$Z_f = \frac{V_f}{i} \quad (2.3.8)$$

por lo que:

$$Z_f = \frac{g_m}{Y_2 (G_{ie} + Y_3)} \quad (2.3.9)$$

La impedancia total de la malla cerrada  $Z_m$  es:

$$Z_m = Z_f + \frac{1}{Y_2} + Z_{LC} + \frac{1}{G_{ie} + Y_3} \quad (2.3.10)$$

Para que exista oscilación, es indispensable que:

$$\text{Real } [Z_m] \leq 0 \quad (2.3.11)$$

$$\text{Imaginario } [Z_m] = 0 \quad (2.3.12)$$

En base a los planteamientos anteriores se obtiene:

a) Para que la oscilación se mantenga, es necesario que:

$$\beta \geq \frac{C_3}{C_2} \quad (2.3.13)$$

b) Para que la frecuencia de oscilación solo dependa de los parámetros externos L y C se debe tener:

$$\omega C_3 \ll h_{ie} \quad (2.3.14)$$

$$\text{Siendo: } h_{ie} \approx r_e \cdot (\beta + 1) \quad (2.3.15)$$

$$\text{además: } C \ll C_2 \quad (2.3.16)$$

Con lo cual:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad (2.3.17)$$

El transistor BFY77 seleccionado para el presente diseño, cumple con las condiciones enumeradas en parrafos anteriores polarizándolo con:

$$V_{CE} = 10 \text{ V.}$$

$$I_C = 2 \text{ mA}$$

En el circuito de la figura 2.3.1.1., para componentes contínuas, podemos plantear las siguientes ecuaciones:

$$R_3 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E} \quad (2.3.18)$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_E R_3}{I_{R_2}} \quad (2.3.19)$$

$$I_{R_2} \gg \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (2.3.20)$$

$$\text{Con lo cual: } R_1 \approx \frac{V_{CC} - I_{R_2} \cdot R_2}{I_{R_2}} \quad (2.3.21)$$

Reemplazando valores y teniendo que:

$$V_{CC} = 20 \text{ V}$$

$$h_{FE} \geq 80$$

Se obtiene que:

$$R_1 = 15 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 15 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 4.7 \text{ K}\Omega$$

Conocemos además que:

a temperatura ambiente:

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E} \quad (2.3.22)$$

$$I_E \approx I_C = 2\text{mA}$$

con lo cual:  $r_e = 13 \Omega$

De las características del transistor, en el punto de polarización tenemos:

$$f_T > 300 \text{ MHz}$$

$$\text{Como: } f_{\text{OSC}} = 9.2 \text{ MHz}$$

$$\text{entonces: } \beta > 30$$

En base a lo anterior y a los planteamientos para componentes alternas, se obtienen los siguientes resultados:

$$(2.3.15) \quad h_{ie} > 400 \Omega$$

$$(2.3.14) \quad C_3 = 330 \text{ pF}$$

$$(2.3.13) \quad C_2 = 150 \text{ pF}$$

Según datos de manual, el diodo varactor BB103, posee una capacitancia de 13pF para un voltaje inverso de 20 voltios, soportando como máximo 30 voltios.

Puesto que  $C = 13 \text{ pF}$ , cumple la condición (2.3.16), entonces se tiene:

$$(2.3.17) \quad L = 23 \mu\text{Hy}$$

Suponiendo para la inductancia "L" un  $Q_0$  de 10 como mínimo, obtenemos:

$$(2.3.2) \quad L_A = 250 \mu\text{Hy}$$

$$(2.3.3) \quad R_L > 1300 \Omega$$

En cuanto al cálculo del capacitor  $C_1$  tenemos:

$$C_1 \gg \frac{1}{\omega_0 r_e} \quad (2.3.23)$$

hacemos:  $C_1 = 20 \text{ nF}$

Para acoplar la señal generada en el colector de  $T_1$  (Fig. 2.3.1.1), con la entrada respectiva del modulador óptico (Fig. 2.2.13), usamos un seguidor de emisor conjuntamente con un circuito resonante serie, que actúa a manera de filtro, desacoplando la señal de video con la del oscilador-modulador. El circuito a emplearse con este objeto aparece en la Figura 2.3.1.5.

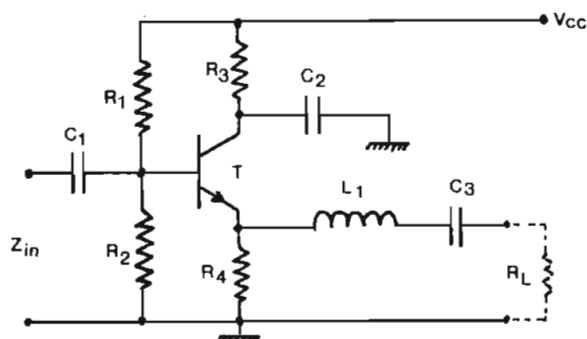


FIGURA 2.3.1.5 CIRCUITO USADO COMO ACOPLADOR DE IMPEDANCIAS Y FILTRO



El diseño de este circuito en sí no ofrece mayor dificultad, salvo las siguientes consideraciones hechas respecto a su impedancia de entrada y de carga.

$$(2.3.3) \quad Z_{IN} > 1.3 \text{ K}\Omega$$

$$(2.2.14) \quad Z_L = 270 \Omega$$

En resonancia podemos despreciar la impedancia del circuito sintonizado serie, y asumiendo que:

$$R_4 > Z_L \quad (2.3.24)$$

$$r_e \ll Z_L \quad (2.3.25)$$

obtenemos:

$$Z_{IN} \approx \{R_1 \parallel R_2 \parallel Z_L\} \cdot (\beta + 1) \quad (2.3.26)$$

Si la ganancia de corriente del transistor es alta, la impedancia de entrada a la frecuencia de trabajo también lo será. En cuanto a su polarización, despreciando la corriente de base, si el  $\beta$  es grande, podemos plantear las siguientes ecuaciones:

$$V_{CC} \approx V_{CE} + I_C \cdot (R_3 + R_4) \quad (2.3.27)$$

$$I_C \cdot R_4 + V_{BE} \approx \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (2.3.28)$$

Por tanto; empleamos nuevamente el transistor BFY77, polarizándolo para este objeto con  $I_C = 5 \text{ mA}$  y  $V_{CE} = 5 \text{ V}$ .

Bajo estas condiciones y teniendo en cuenta que ...  $V_{CC} = 20 \text{ Voltios}$ , los valores resultantes para las

componentes del circuito de la Fig. 2.3.1.5. son:

$$R_1 = 47 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 18 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 1 \text{ K}\Omega$$

A 9.2 MHz los capacitores de paso "C<sub>1</sub>" y de desacople "C<sub>2</sub>", deben presentar baja impedancia con relación a Z<sub>IN</sub> y a R<sub>3</sub> respectivamente; para su cálculo usamos la expresión:

$$(2.3.23) \quad C \gg \frac{1}{\omega_0 R}$$

En base a lo anterior:

$$C_1 = 300 \text{ pF}$$

$$C_2 = 40 \text{ nF}$$

El circuito resonante serie formado por L<sub>1</sub> y C<sub>3</sub> debe presentar baja impedancia para la frecuencia modulada de 9.2 MHz y alta para la señal compuesta de video, por lo tanto:

$$\text{Para } f=9.2 \text{ MHz: } R = \frac{\omega_0 L}{Q_0} \quad (2.3.29)$$

$$R \ll Z_L \quad (2.3.30)$$

Para  $f < 4.5 \text{ MHz}$ :

$$Z_L \ll \left| R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right| \quad (2.3.31)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.3.32)$$

Reemplazando valores y asumiendo  $Q_0 \geq 50$  se tiene:

$$C_3 = 10 \text{ pF}$$

$$L_1 = 30 \mu\text{Hy}$$

### 2.3.2.- AMPLIFICADOR Y PREAMPLIFICADOR DE AUDIO

Para proceder al diseño de estos circuitos hay que conocer la amplitud de la señal de audio, aplicada al diodo varactor, que produzca la modulación requerida.

En nuestro circuito (Fig. 2.3.1.1), el diodo varactor tiene un voltaje de polarización inversa mucho mayor que el potencial de contacto de la juntura PN, pudiendo por tanto aproximar la variación de la capacitancia con el voltaje a la siguiente relación:

$$\frac{C_1^2}{C_2^2} = \frac{V_2}{V_1} \quad (2.3.33)$$

además:

$$C - \Delta C = C \cdot \frac{f_0^2}{(f_0 + \Delta f)^2} \quad (2.3.34)$$

Siendo:  $C = C_v = 13 \text{ pF}$

Reemplazando valores, se tiene, que para obtener una desviación de la frecuencia portadora en 50kHz es necesario una variación en el voltaje de polarización del varactor, de un voltio aproximadamente, ó lo que es lo mismo, el voltaje de audio aplicado debe ser del orden de un voltio pico. De acuerdo con el aca-

pite (1.2.1.) las señales disponibles de audio tienen una magnitud de  $5\text{mV}$  o  $0,5 V_{\text{rms}}$ , requiriendo, por lo tanto amplificarlas para su utilización. El circuito propuesto para tal efecto aparece en la Fig.2.3.2.1.

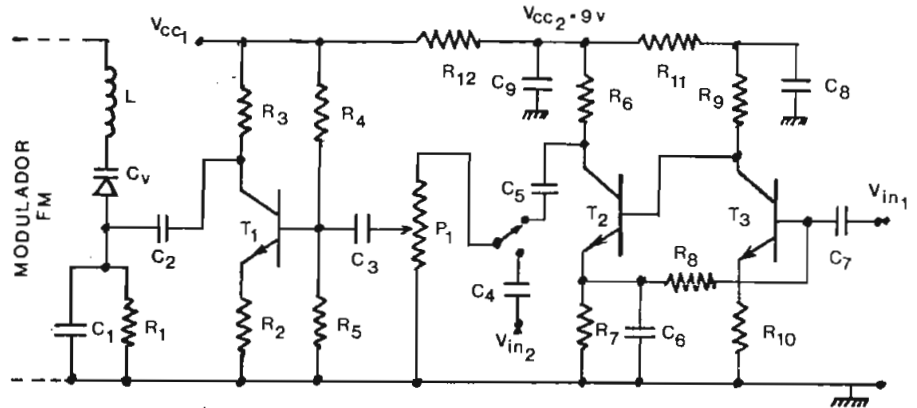


FIGURA 2.3.2.1 CIRCUITO DEL PREAMPLIFICADOR Y AMPLIFICADOR DE AUDIO

El circuito formado por  $R_1$  con  $C_1$ , hace posible que la señal de audio varíe la polarización del varactor, no afectando al diseño anterior del oscilador cuando satisface las siguientes expresiones:

$$C_1 \gg C_v \quad (2.3.35)$$

$$15 \text{ kHz} \geq \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_1} \quad (2.3.36)$$

Con lo cual:  $C_1 = 1000\text{pF}$

$$R_1 = 10 \text{ K}\Omega$$

De acuerdo a lo mencionado anteriormente, el circui

to amplificador formado por el transistor  $T_1$ , debe tener una ganancia en voltaje de dos; usando un transistor de silicio con  $\beta \geq 50$ , podemos plantear las siguientes ecuaciones:

$$\text{Si: } r_e \ll R_2 \quad (2.3.37)$$

$$\text{Entonces: } G_V = \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2} \quad (2.3.38)$$

$$V_B \approx \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot V_{CC} \quad (2.3.39)$$

$$V_B \approx V_{BE} + I_C \cdot R_2 \quad (2.3.40)$$

Asumiendo  $I_C \approx 1\text{mA}$  y  $V_B \approx 3.5\text{ V.}$ , para  $V_{CC1} = 20\text{ V.}$ , tenemos:

$$R_2 = 2.4\text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 10\text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 120\text{ K}\Omega$$

$$R_5 = 30\text{ K}\Omega$$

Usando la expresión (2.3.23), podemos calcular los capacitores de paso  $C_2$  y  $C_3$ .

$$(2.3.23) \quad C \gg \frac{1}{\omega R}$$

Para la más baja frecuencia de audio, hacemos:

$$C_2 = 10\mu\text{F}/15\text{ V.}$$

$$C_3 = 10\mu\text{F}/15\text{ V.}$$

El preamplificador formado por los transistores  $T_2$  y  $T_3$ , hace posible utilizar señales de audio del orden de 5mV, amplificándolas hasta obtener una magnitud de 0.5 voltios. Se emplea un circuito doblete debido a que: la impedancia de entrada debe ser alta (10 k $\Omega$  o más) y su ganancia aproximadamente cien, sobre una carga de 1 k $\Omega$  correspondiente al potenciómetro  $P_1$ , que hace las veces de control de volumen.

Para esta parte del circuito de la Fig. 2.3.2.1., en lo referente a componentes alternas, podemos plantear las siguientes ecuaciones:

$$Z_{IN_3} = R_8 \parallel \{(R_{10} + r_{e_3}) \cdot (\beta_3 + 1)\} \quad (2.3.41)$$

$$G_{V_3} = R_9 \parallel \{r_{e_2} \cdot (\beta_2 + 1)\} \quad (2.3.42)$$

$$G_{V_2} = \frac{R_6 \parallel P_1}{r_{e_2}} \quad (2.3.43)$$

$$G_V = G_{V_2} \cdot G_{V_3} \quad (2.3.44)$$

Las resistencias  $R_{11}$  y  $R_{12}$ , conjuntamente con  $C_8$  y  $C_9$ , desacoplan entre sí cada una de las etapas del circuito propuesto.

Referente a polarización, usando transistores de silicio con  $\beta \geq 80$ , podemos asumir:

$$I_{C_n} \approx I_{E_n}$$

$$I_{C_2} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{C_3} = 0,5 \text{ mA}$$

$$V_{R_7} = 1,5 \text{ V.}$$

Con lo cual, aplicando la expresión (2.3.22), obtenemos:

$$r_{e_2} = 26 \Omega$$

$$r_{e_3} = 52 \Omega$$

Utilizando la ley de Ohm:

$$R_7 = 1,5 \text{ k}\Omega$$

En el transistor  $T_2$ , para componentes alternas, la resistencia de colector ( $R_6$ ) y la de carga ( $P_1$ ) están en paralelo; por tanto para evitar corte de la señal por falta de corriente y obtener el voltaje pico necesario a la salida, debemos cumplir con la siguiente expresión:

$$I_C \geq \frac{V_P}{R_C \parallel R_L} \quad (2.3.45)$$

Para nuestro caso  $V_P = \sqrt{2} \cdot 0,5 \text{ V}_{\text{RMS}}$

Reemplazando valores tenemos:

$$R_6 \parallel 1 \text{ k}\Omega \geq 700 \Omega \Rightarrow R_6 > 2.3 \text{ k}\Omega$$

hacemos  $R_6 = 3.9 \text{ k}\Omega$

Luego, utilizando las expresiones (2.3.41) a (2.3.44), conjuntamente con las siguientes:

$$I_{C_2} \cdot R_7 \approx R_8 \cdot \frac{I_{C_3}}{\beta_3} + V_{BE_3} + I_{C_3} \cdot R_{10} \quad (2.3.46)$$

$$I_{C_2} \cdot R_7 + V_{BE_2} + (R_9 + R_{11}) \cdot I_{C_3} \approx V_{CC_2} \quad (2.3.47)$$

$$V_{CC_2} \approx (R_6 + R_7) \cdot I_{C_2} + V_{CE_2} \quad (2.3.48)$$

$$V_{CC_1} - V_{CC_2} \approx R_{12} \cdot (I_{C_2} + I_{C_3}) \quad (2.3.49)$$

obtenemos que:

$$R_8 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_9 = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{10} = 390 \Omega$$

$$R_{11} = 8.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{12} = 8.2 \text{ k}\Omega$$

Con estos valores calculados y el  $\beta$  supuesto, para el circuito doblote, obtenemos los siguientes resultados teóricos:

$$G_{v_2} \approx 30$$

$$G_{v_3} \approx 3.4$$

Por tanto:

$$G_v \approx 102$$

$$Z_{IN_3} \approx 26 \text{ k}\Omega$$



En lo referente a los capacitores  $C_4$  a  $C_9$ ; estos deben cumplir con la condición de presentar una reactancia mucho menor, a la frecuencia más baja (10 Hz), con relación a la impedancia de la parte del circuito que lo involucra. Utilizando la expresión:

$$(2.3.23) \quad C \gg \frac{1}{\omega R}$$

Empleamos:

$$C_4 = 100 \mu\text{F}/15\text{V}.$$

$$C_5 = 100 \mu\text{F}/15\text{V}.$$

$$C_6 = 25 \mu\text{F}/15\text{V}.$$

$$C_7 = 15 \mu\text{F}/15$$

$$C_8 = 22 \mu\text{F}/15\text{V}.$$

$$C_9 = 100 \mu\text{F}/15\text{V}.$$

#### 2.4.- COMPENDIO

El circuito completo del "Modulador para el canal auxiliar de audio" aparece en la Fig. 2.4.1.; en la cual puede observarse que cada etapa del circuito ha sido convenientemente desacoplada de las restantes, mediante filtros RC, motivo por el cual - la alimentación general se la elevó a 25 V. Este hecho favorece también a la correcta polarización del zener ( $Z_1$ ) de 20 V., indispensable para fijar el voltaje inverso en el diodo varactor.

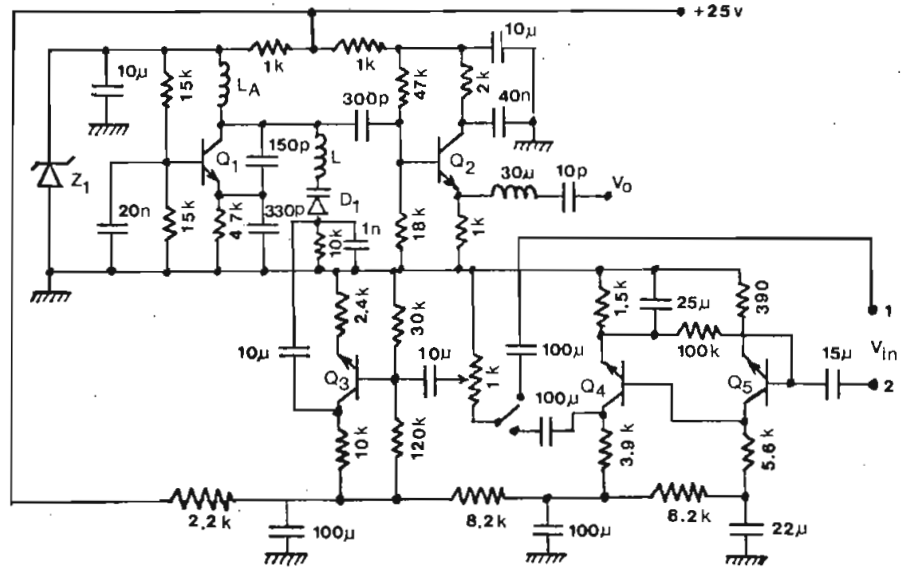


FIGURA 2.4.1 CIRCUITO COMPLETO DEL MODULADOR PARA EL CANAL AUXILIAR DE AUDIO

En la Figura 2.4.2. aparece el diagrama circuital completo del transmisor, exceptuando las fuentes de alimentación; pudiendo observarse que los únicos cambios introducidos, con relación a los anteriores circuitos, son con respecto a un aumento en el valor de los elementos marcados con asterisco: el capacitor, en paralelo con la resistencia de emisor del oscilador modulador, de 330 pF a 390 pF y la resistencia, en serie con el diodo foto-emisor, de  $2,7\Omega$  a  $3.9\Omega$ . Variación que obedeció a la necesidad de disminuir la corriente pico, en el elemento foto-emisor, al valor deseado de 330mA, incluidas las señales de video y portadora de 9.2 MHz.

Previamente, a este ajuste experimental, como medida de protección del diodo foto-emisor se lo reemplazó por uno de silicio.

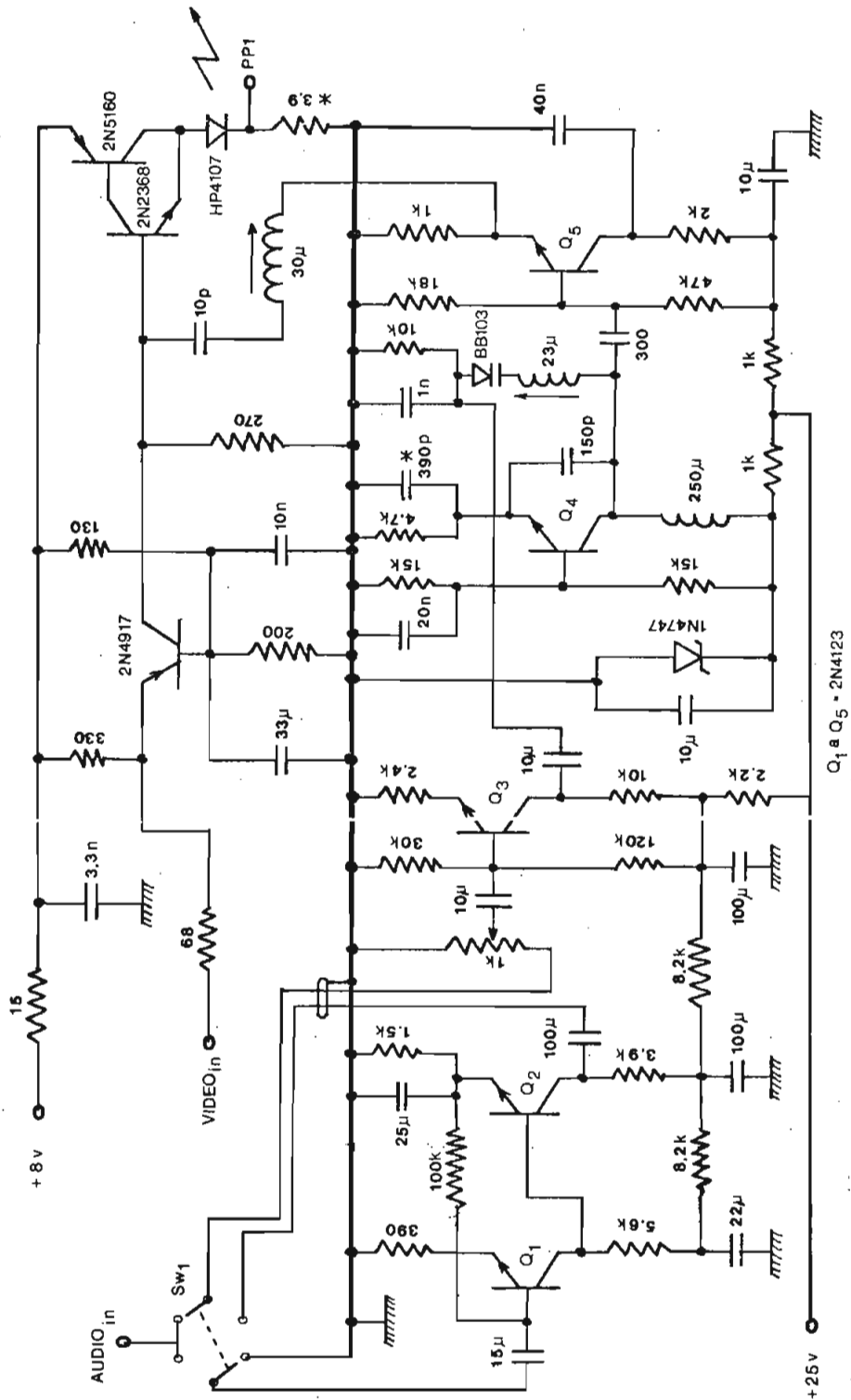


FIGURA 2.4.2 DIAGRAMA COMPLETO DEL TRANSMISOR

## C A P I T U L O    I I I

### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL RECEPTOR

#### 3.1.- INTRODUCCION

Acorde a lo mencionado en el acápite 1.1.2., para una mejor visualización de las diferentes etapas que conforman al receptor, lo representamos (Fig. 3.1.1) por un diagrama en bloques.

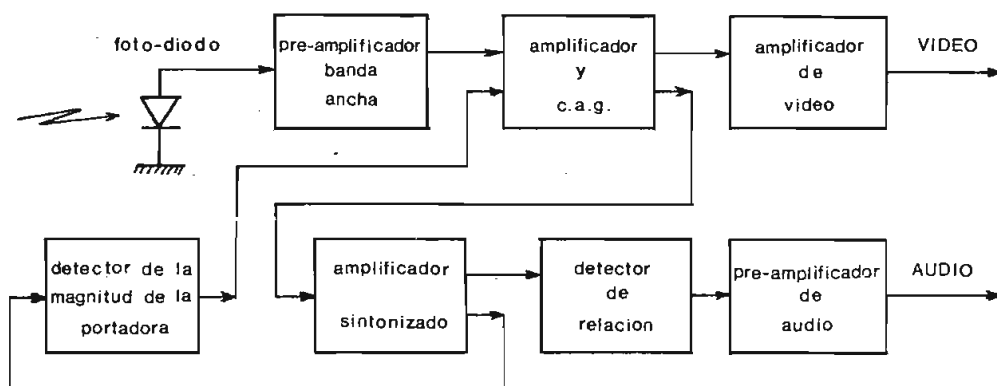


FIGURA 3.1.1. DIAGRAMA EN BLOQUES DEL RECEPTOR

Con objeto de facilitar tanto el diseño como la construcción, se ha dividido al receptor en tres partes ; cada una de las cuales contiene varios circuitos que componen un módulo enchufable. Esta división, que se basa en la analogía con el tipo y magnitud de la señal por ellos procesada es la siguiente:

- a) Detector óptico y preamplificador de Banda ancha.
- b) Control automático de ganancia (C.A.G) y amplificador de video.

- c) Etapa detectora de audio; la misma que se compone de: amplificador sintonizado a 9,2MHz, demodulador de F.M., preamplificador de audio y detector de amplitud de la portadora de audio con su respectivo amplificador que comanda al C.A.G.

### 3.2.- DETECTOR Y PREAMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA

Como elemento detector de la señal óptica y transconductor de esta a una corriente eléctrica, se emplea para el presente diseño un foto-diodo de Silicio PIN MDR 500, cuyas características tanto eléctricas como ópticas estan resumidas en las tablas 3.2.1. a 3.2.3. y en las Fig. 3.2.1. a 3.2.5.

#### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	$V_R$	100	Volts
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	100 0.57	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

TABLA 3.2.1. CARACTERISTICAS MAXIMAS

#### STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ( $V_R = 20\text{ V}$ , $R_L = 1.0\text{ megohm}$ ; Note 2) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	4 and 5	$I_D$	- -	- 14	2.0 -	nA
Reverse Breakdown Voltage ( $I_R = 10\ \mu\text{A}$ )	-	$BV_R$	100	200	-	Volts
Forward Voltage ( $I_F = 50\text{ mA}$ )	-	$V_F$	-	-	1.1	Volts
Series Resistance ( $I_F = 50\text{ mA}$ )	-	$R_s$	-	-	10	ohms
Total Capacitance ( $V_R = 20\text{ V}$ ; $f = 1.0\text{ MHz}$ )	6	$C_T$	-	-	4	pF

TABLA 3.2.2. CARACTERISTICAS ELECTRICAS

OPTICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic		Fig. No.	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Radiation Sensitivity ( $V_R = 20\text{ V}$ , Note 1)	MRD500 MRD510	2 and 3	$S_R$	1.2 0.3	1.8 0.42	— —	$\mu\text{A}/\text{mW}/\text{cm}^2$
Sensitivity at $0.8\ \mu\text{m}$ ( $V_R = 20\text{ V}$ , Note 3)	MRD500 MRD510	—	$S(\lambda = 0.8\ \mu\text{m})$	—	6.6 1.5	— —	$\mu\text{A}/\text{mW}/\text{cm}^2$
Response Time ( $V_R = 20\text{ V}$ , $R_L = 50\ \text{ohms}$ )		—	$t(\text{resp})$		1.0		ns
Wavelength of Peak Spectral Response		7	$\lambda_p$	—	0.8	—	$\mu\text{m}$

TABLA 3.2.3. CARACTERISTICAS OPTICAS

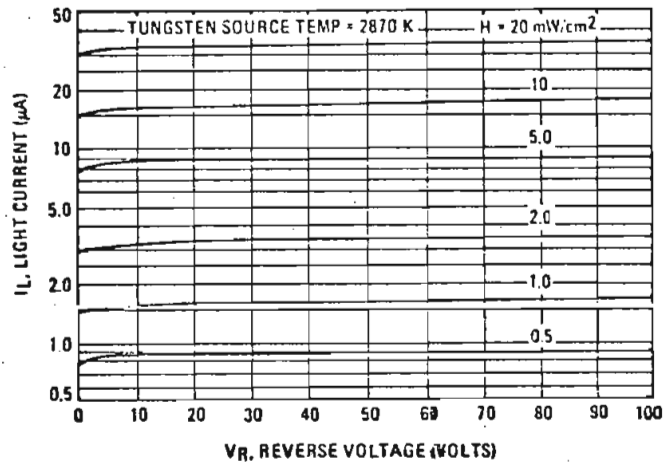


FIGURA 3.2.1. CARACTERISTICAS TÍPICAS DE SALIDA

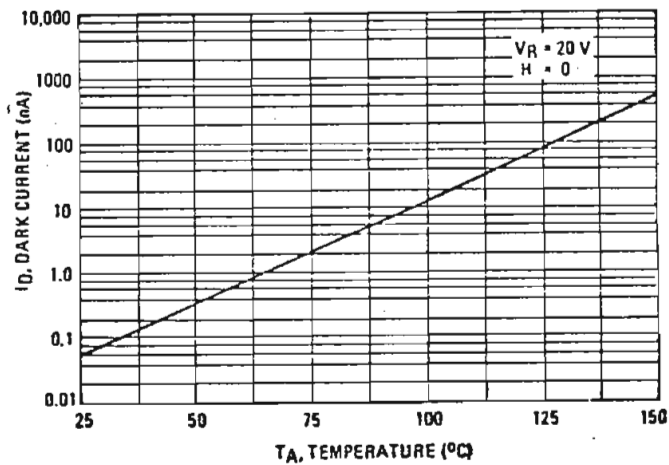


FIGURA 3.2.2. CORRIENTE DE OSCURIDAD VERSUS TEMPERATURA

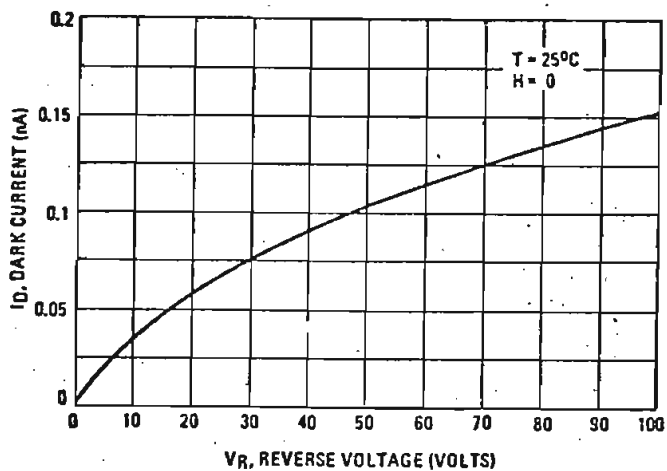


FIGURA 3.2.3 CORRIENTE DE OSCURIDAD VERSUS VOLTAJE

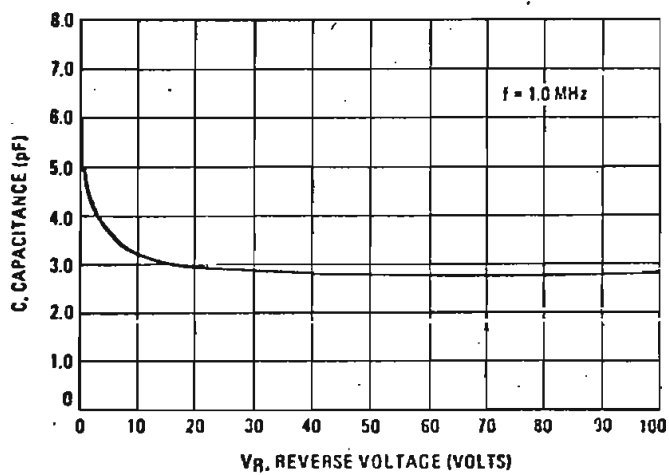


FIGURA 3.2.4. CAPACITANCIA VERSUS VOLTAJE

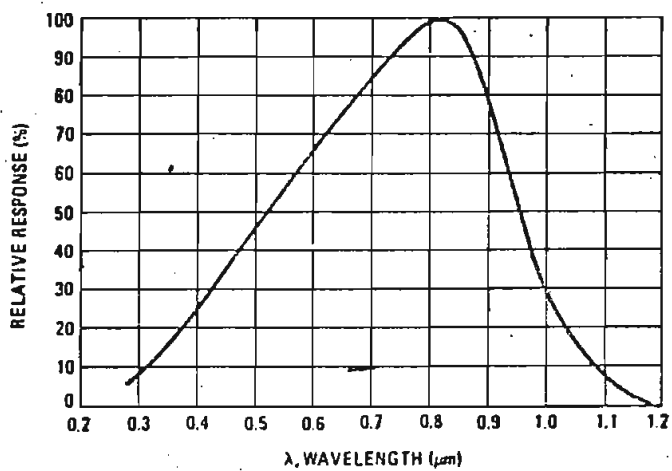
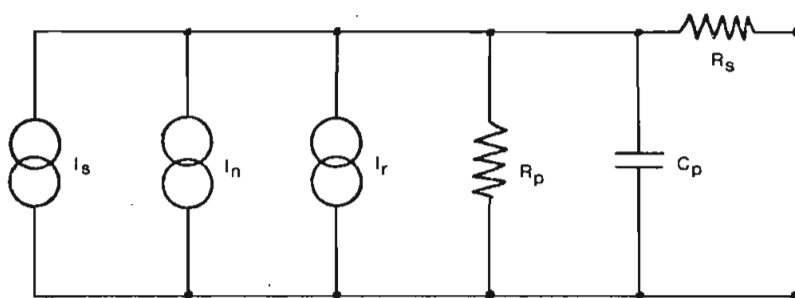


FIGURA 3.2.5. RESPUESTA ESPECTRAL RELATIVA

Por las características del foto-diodo hay que polarizarlo inversamente mínimo, con 20 V., con objeto de disminuir su capacitancia, incrementando de esta manera su respuesta de frecuencia.

Su circuito equivalente esta representado en la Fig. 3.2.6., pero debido a las diferencias apreciables en



$I_S \equiv$  Corriente de iluminación  $\approx 0,5\mu\text{A}/\mu\text{W}$  (a  $0,8 \mu\text{m}$ )

$I_N \equiv$  Corriente de ruido  $\approx I_N^2 = 2qI_{dc}.B$

$I_r \equiv$  Corriente de oscuridad  $\approx 2 \text{ nA}$

$R_p \equiv$  Resistencia en paralelo  $\approx 10^12 \Omega$

$C_p \equiv$  Capacitancia de la juntura  $\approx 4\text{pF}$  (a  $-20\text{V}$ )

$R_S \equiv$  Resistencia serie  $\approx 10\Omega$

FIGURA 3.2.6. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL FOTO-DIODO

las magnitudes de sus parámetros obtenemos el circuito de la Fig. 3.2.7., el mismo que para propósitos de diseño es el más conveniente y prácticamente no aca



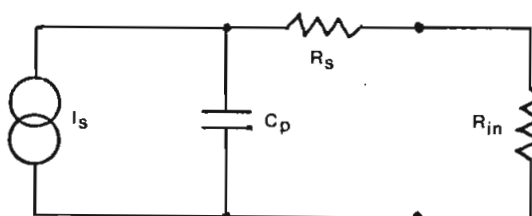


FIGURA 3.2.7 CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL FOTO-DIODO

rea ningún error. Por lo tanto el ancho de banda pasante a  $-3$  dB es:

$$f(-3\text{dB}) = \frac{1}{2\pi C_p (R_S + R_{IN})} \quad (3.2.1)$$

Considerando la frecuencia de señal más alta en el orden de 10 MHz, y 15 pF como la capacitancia del fotodiodo más la parásita, se tiene  $(R_S + R_{IN}) \approx 1\text{k}\Omega$ , lo que prácticamente indica  $R_{IN} \approx 1\text{k}\Omega$ , ya que  $R_S \ll R_{IN}$ .

Desde el punto de vista del fotodiodo, los circuitos terminales a él, deben tener una impedancia de entrada elevada, para mantener una alta relación señal a ruido, ya que el ruido, en este caso, está representado por una corriente cuyo valor en los terminales de entrada es;

$$i_n^2 = \frac{4KT B}{R} \quad (3.2.2)$$

Siendo en la entrada  $R = R_S + R_{in}$

Como por razones del ancho de banda no se puede mejorar la relación señal-ruido aumentando  $R_{IN}$ , nos concretaremos a conseguir que el preamplificador y el resto de cir

cuitos acoplados a continuación, tengan un factor de ruido  $F$  lo más bajo posible. La otra solución para disminuir el ruido, aunque no tan práctica, sería la de bajar la temperatura.

Por otro lado para compensar esta baja relación se ñal-ruido, debido a la baja impedancia de entrada, se disminuirá la sensibilidad del detector; lo que equivale a aumentar el nivel de la señal acortando la distancia del enlace.

Puesto que el receptor está compuesto por varias eta pas de amplificación conectadas en cascada, se tie ne que la figura de ruido total del sistema viene da da por:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} + \frac{F_3 - 1}{W_1 \cdot W_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{W_1 \cdot W_2 \dots W_{(n-1)}} \quad (3.2.3)$$

$$F = \frac{(P_S/P_N)_{in}}{(P_S/P_N)_{out}} \quad (3.2.4)$$

En donde:

$P_S$  = Potencia de señal

$P_N$  = Potencia de ruido

Esta expresión muestra que, para mantener baja la fi gura de ruido total  $F$ , es importante mantener pequeña la figura de ruido de la primera etapa  $F_1$ , aún a cos ta de su ganancia de potencia  $W_1$ . Razón por la cual usamos un FET en el circuito de entrada, ya que pre senta una figura de ruido menor que la de los transisis

tores; sin el inconveniente, como en el caso de estos últimos, de tener que polarizarlos con corrientes y voltajes pequeños perjudicando de esta manera su respuesta de frecuencia.

El circuito básico propuesto para este objeto es el de la Fig. 3.2.8; en él puede verse que  $R_1$ , desde el punto de vista del foto-diodo es prácticamente la impedancia de entrada, en tanto que para el FET viene a ser la resistencia serie con el generador equivalente.

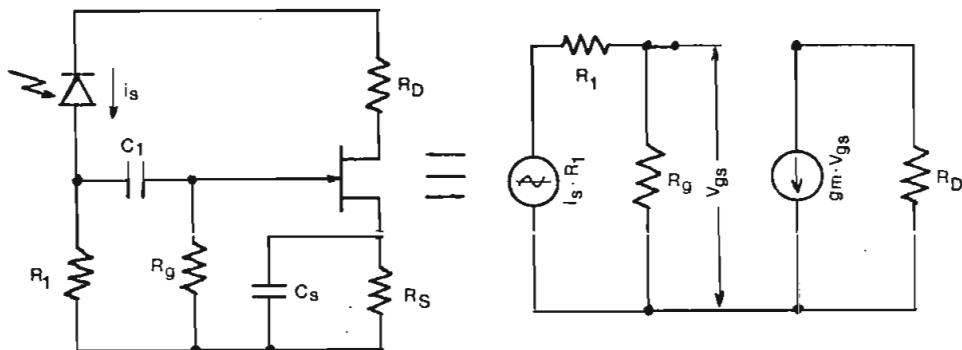


FIGURA 3.2.8 CIRCUITO DE ENTRADA Y SU EQUIVALENTE

La Fig. 3.2.9 representa al circuito equivalente de entrada desde el punto de vista del ruido.

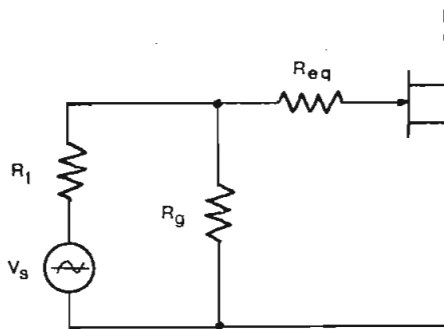


FIGURA 3.2.9 CIRCUITO DEL FET PARA EL CALCULO DEL RUIDO

La fuente principal del ruido en el circuito es el FET en sí, y el ruido aportado por éste es el generado en su resistencia equivalente de ruido,  $R_{eq}$ . Puesto que todo el ruido aparece en el circuito de gate, la tensión de señal es la misma para la relación señal-ruido de "salida" y para la de "entrada", de modo que  $F$  es simplemente la relación de la potencia total de ruido a la potencia de ruido en la entrada, es decir:

$$F = \frac{R_1 + R_{eq}}{R_1} \quad \text{A } R_1 \ll R_g \quad (3.2.5)$$

Si aumentamos  $R_1$ , con relación a  $R_{eq}$ , la  $F_1$  se la puede disminuir hasta  $F_{1_{min}}$ , para  $R_1 = R_{opt}$ . Siendo en nuestro caso el mayor compromiso con relación a la respuesta de frecuencia mantenemos  $R_1 = 1k\Omega$  y en cambio reducimos  $R_{eq}$  a la mitad poniendo dos FET'S en paralelo, con lo que mejora  $F_1$ ; a la par que se duplica la transconductancia  $g_m$ , aumentando de este modo la ganancia de potencia  $W_1$  de esta etapa, decreciendo a su vez la contribución en ruido de la segunda etapa (expresión 3.2.3).

Para obtener una mejor respuesta de frecuencia usamos, en esta etapa, un circuito cascode formado por dos FET'S BFW10 y un transistor BF184 conectado en base común.

Según datos de manual para el BFW10, el voltaje de ruido equivalente es:

$$f = 10 \text{ KHz} \Rightarrow \bar{e}_n = 7,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Debido al ancho de banda del amplificador podemos--

despreciar el aumento del ruido para frecuencias menores a 1 kHz y considerar constante  $\bar{e}_n$ , entonces:

$$R_{eq} \approx \frac{\bar{e}_n^2}{4kT} \quad (3.2.6)$$

De donde reemplazando valores:

$$R_{eq} \approx 3.4 \text{ K}\Omega$$

Luego para los FET'S en paralelo tenemos:

$$F_1 = \frac{R_1 + R_{eq}/2}{R_1} \quad (3.2.7)$$

al reemplazar valores:

$$F_1 = 2.7 \cong 4.3 \text{ dB}$$

Despreciando la contribución del ruido de las restantes etapas y usando la expresión (3.2.3) se tiene que:

$$F \approx F_1 = 4.3 \text{ dB}$$

De la expresión 3.2.4, obtenemos:

$$(P_S/P_N)_{in} = F(P_S/P_N)_{out} \quad (3.2.8)$$

De acuerdo al acapite 1.2.2. en la salida debemos tener una relación señal-ruido de:

$$(P_S/P_N)_{out} \geq 27 \text{ dB}$$

Por tanto:

$$(3.2.8) \quad (P_S/P_N)_{in} \geq 31.3 \text{ dB}$$

Además, sabemos que:

$$(P_S/P_N)_{in} = 20 \log \frac{e_{si}}{e_{ni}} \quad (3.2.9)$$

Entonces la relación señal-ruido en voltaje necesario a la entrada es:

$$\frac{e_{si}}{e_{ni}} \geq 37 \quad (3.2.10)$$

El voltaje equivalente de ruido a la entrada es producido tanto por las resistencias  $R_1$  y  $R_g$  como por el diodo foto-detector, el cual por estar polarizado inversamente produce básicamente solo ruido de granulación (Shot noise).

$$\text{Si } R_1 \ll R_g \Rightarrow R_1 \parallel R_g \approx R_1 \quad (3.2.11)$$

por tanto:

$$\bar{e}_{nR} = \sqrt{4kTR_1B} \quad (2.3.12)$$

$$\text{y } \bar{e}_{nD} = \sqrt{2qI_{dc} \cdot B \cdot R_1} \quad (3.2.13)$$

En donde  $I_{dc} \equiv$  corriente media del foto diodo (básicamente la corriente de señal ya que  $i_s \gg I_r$ )

Para corrientes de señal  $i_s$  pequeñas el cálculo de muestra que  $\bar{e}_{nR} \gg \bar{e}_{nD}$ ; por tanto:

$$\frac{e_{si}}{e_{ni}} \approx \frac{i_s \cdot R_1}{\sqrt{4kTR_1B}} \quad (3.2.14)$$

Reemplazando valores e igualando las expresiones (3.2.10) y (3.2.14) se tiene que la corriente de señal mínima para obtener la relación señal-ruido requerida es:

$$i_s \geq 0.5 \mu A$$

Sabiendo que la sensibilidad del MRD 500 es:

$$(Fig. 3.2.6) \Rightarrow S_r = 0.5 \mu A / \mu W \quad a \ 0,8 \mu m$$

$$(Fig. 3.2.5) \Rightarrow S_{r1} = 80\% S_r \quad a \ 0,9 \mu m$$

Por tanto se requiere de una Potencia  $P_r \geq 1.25 \mu W$  sobre el foto-diodo para obtener  $i_s \geq 0,5 \mu A$ . Bajo estas condiciones el voltaje mínimo de señal a la entrada del preamplificador sera el producido por  $i_s$  en  $R_1$  o sea  $0,5 \text{ mV}$ ; con lo cual la ganancia máxima en voltaje que se debe dar al conjunto, preamplificador y amplificador de video, para obtener a la salida un voltio pico-pico es 2000.

Según lo mencionado anteriormente como primera etapa, del preamplificador de banda ancha, se usara un circuito "cascode" en fuente común-base común modificado con dos FET'S en paralelo; tal como aparece en la figura 3.2.10.

Este circuito nos proporciona una mejor respuesta de frecuencia, ya que por un lado en los FET'S  $Q_1$  y  $Q_2$  - se elimina el efecto "miller" al tener una baja impe-

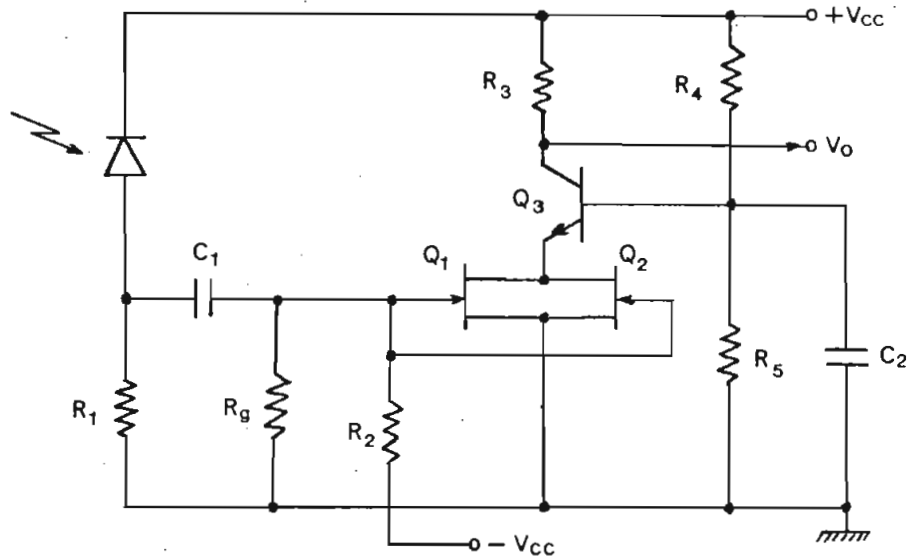


FIGURA 3.2.10 CIRCUITO DE ENTRADA CASCODE MODIFICADO

dancia de carga, y por otro  $Q_3$  funciona en base común. El circuito de entrada equivalente para altas frecuencias esta representado en la Fig. 3.2.11.

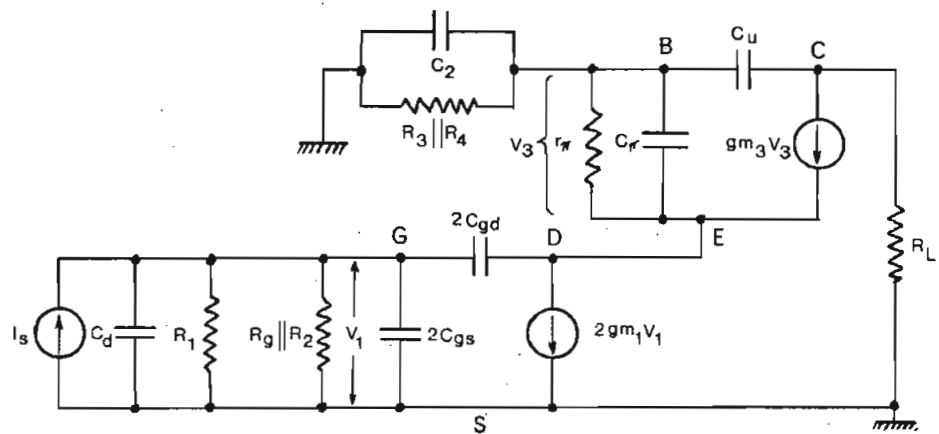


FIGURA 3.2.11 CIRCUITO EQUIVALENTE DE ENTRADA

Las características principales, según datos de manual, de los elementos activos a usarse en esta eta



pa son:

$Q_1 = Q_2 \equiv$  FET canal N BFW10:

$$I_{DSS} = 12 \text{ mA} \quad \left| \quad V_{DS} = 5V ; \quad V_{GS} = 0$$

$$V_{(P)GS} = -4 \text{ V} \quad \left| \quad V_{DS} = 5V ; \quad I_D = 0$$

$$g_{m0} = 6 \text{ m.mhos}$$

$$C_{is} \approx 4 \text{ pF}$$

$$C_{rs} \approx 0,6 \text{ pF}$$

$Q_3 \equiv$  NPN Si BF 184:

$$f_T > 300 \text{ MHz}$$

$$h_{FE} > 100$$

$$C_{ie} \approx 50 \text{ pF}$$

$$C_{re} \approx 0,7 \text{ pF}$$

$$r_{ie} \approx 0,5 \text{ k}\Omega$$

$$I_c = 5 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 10 \text{ V}$$

$$f = 10,7 \text{ MHz}$$

El circuito equivalente anterior se lo puede simplificar, considerando que el FET trabaja a frecuencias menores que:

$$f \ll \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (3.2.15)$$

Por tanto se tiene que la capacitancia equivalente a los terminales de entrada del FET es:

$$C_t = C_{gs} + C_{gd} \cdot \left[ 1 + (g_m + G_s) \cdot R_L \right] \quad (3.2.16)$$

Cumplíendose para nuestro caso que:

$$1 \gg (g_m + G_s) \cdot R_L' \quad (3.2.17)$$

Con lo que:

$$C_t \approx C_{gs} + C_{gd} \quad (3.2.18)$$

Para el caso de  $Q_3$  podemos despreciar el efecto de  $-C_u$  ( $C_{re}$ ), si consideramos que:

$$\left| R_b \parallel jXC_2 \right| \ll XC_u \quad (3.2.19)$$

$$\text{Siendo: } R_b \equiv R_3 \parallel R_4 \quad (3.2.20)$$

Además también podemos compensar el efecto de  $C_\pi$  si:

$$r_\pi \cdot C_\pi \leq R_b \cdot C_2 \quad (3.2.21)$$

Bajo estas consideraciones el circuito equivalente - resultante, para esta etapa, es el de la Fig.3.2.12; en el cual puede verse que la respuesta de frecuencia esta limitada principalmente por las capacitancias en paralelo con  $R_1$ , ya que para el resto del circuito practicamente tenemos que:

$$2g_{m1}v_1 \approx g_{m3}v_3 \quad (3.2.22)$$

Para este caso la frecuencia superior a - 3dB esta dada por:

$$f_{h(-3dB)} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_d + C_p + 2C_t)} \quad (3.2.23)$$

Asumiendo que la capacitancia  $C_d$  del foto-diodo más la parásita  $C_p$  suman 15pF y  $C_t = C_{gs} + C_{gd} \equiv C_{is}$  se tiene, luego de reemplazar valores, que:

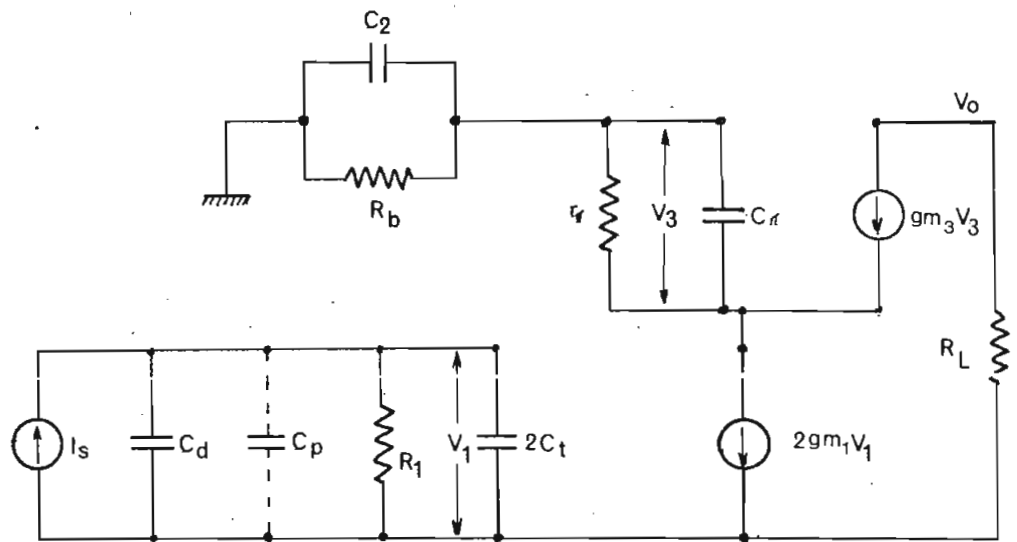


FIGURA 3.2.12. CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DE ENTRADA.

$$f_{h(-3dB)} \approx 6,9 \text{ MHz}$$

Este último resultado nos sugiere que para ampliar el ancho de banda se puede reducir  $R_1$ , con el consiguiente aumento del factor de ruido y pérdida de sensibilidad del foto-diodo, o en su defecto aminorar la capacitancia  $C_p$  (asumida en 11 pF) mejorando y acortando

fisicamente el circuito de entrada; como otra alternativa colateral a ésta última se empleará una realimentación negativa en el circuito.

Cabe acotar que, de acuerdo a las características de las señales de información a procesarse, se requiere, una respuesta de frecuencia plana para video desde - 30 Hz a 4,5 MHz y para la portadora de audio en 9,2 MHz podemos darnos el lujo de tener una atenuación ; ya que luego esta señal será amplificada independientemente por etapas sintonizadas, lo que reduce el ruido - al acortar el ancho de banda.

Para incrementar la amplificación y además tener un lazo de realimentación negativa entre la salida y entrada del preamplificador necesitamos aumentar, en éste, dos etapas adicionales en emisor común ; como también, al final, un seguidor de emisor para acoplar con la salida de baja impedancia que tendrá la siguiente etapa por razones de reducción de ruido en la interconexión de los modulos enchufables.

Por facilidad de diseño usaremos, en estas etapas, transistores 2N918 cuyas características principales estan representadas en las Figuras 3.2.13. y 3.2.14.

Analizando estas figuras podemos concluir que, para efectos de diseño, se pueden usar los modelos equivalentes a baja frecuencia sin cometer mayor error; - siempre y cuando, a los transistores se les polarice

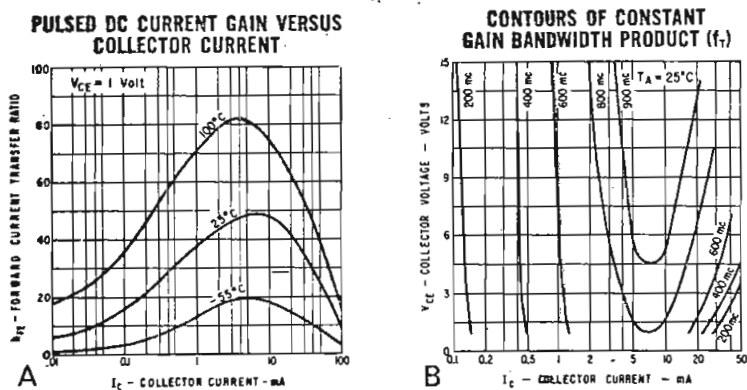


FIGURA 3.2.13 CARACTERISTICAS ELECTRICAS TIPICAS DEL 2N918

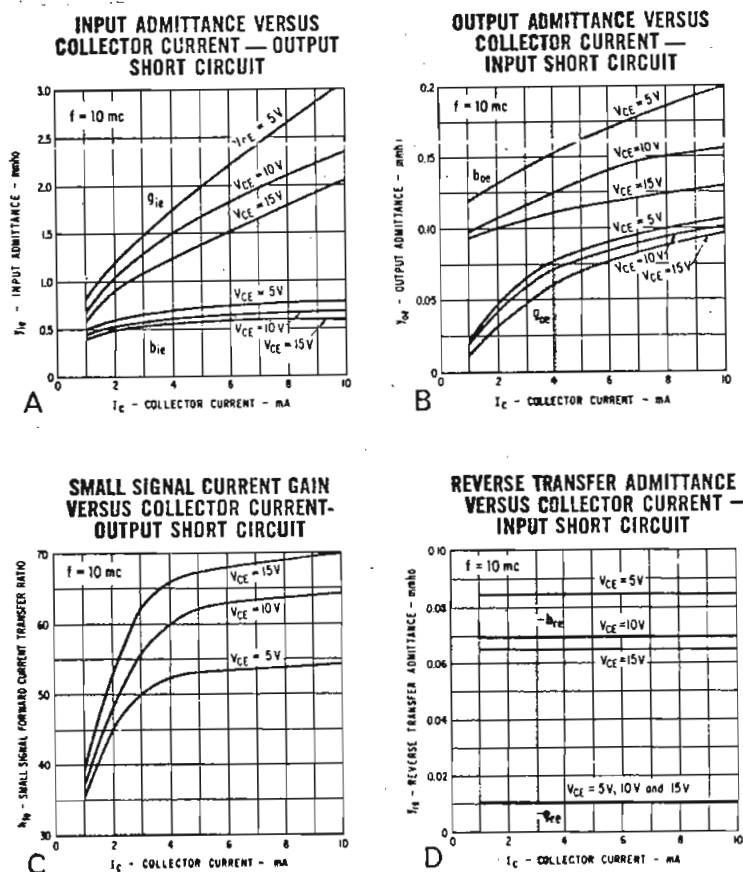


FIGURA 3.2.14 PARAMETROS "Y" TIPICAS DEL 2N918

de manera tal que, la frecuencia más alta a amplificarse cumpla con la siguiente expresión válida:

$$f_h < \frac{f_T}{100} \quad (3.2.24)$$

Bajo estas circunstancias y el hecho de diseñar ca da etapa con relativa baja ganancia ( $R_L$  pequeña) po demos despreciar el efecto capacitivo Miller, obte

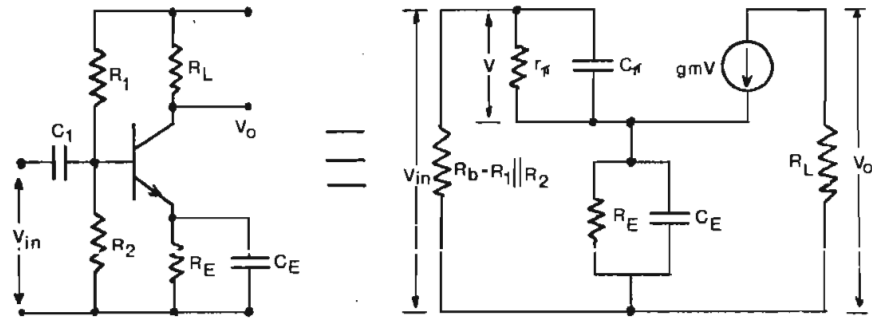


FIGURA 3.2.15 CIRCUITO CON COMPENSACION DE FRECUENCIA EN EMISOR

niendo en base al circuito de la Fig. 3.2.15 que la ganancia en voltaje es:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + \frac{g_m + G_\pi + SC_\pi}{G_E + SC_E}} \quad (3.2.25)$$

Además conociendo que:

$$B_0 = \frac{g_m}{g_\pi} \quad (3.2.26)$$

$$\Lambda \quad g_m \approx \frac{1}{r_e} \quad (3.2.27)$$

Obtenemos:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{R_L}{r_e + \frac{1 + SC\pi r_e}{1 + SC_E R_E} \cdot R_E} \quad (3.2.28)$$

Del anterior resultado se desprende que para obtener una ganancia, en voltaje, relativamente independien- te de la frecuencia o mejor aun conseguir cierta com pensación, debemos hacer:

$$C\pi \cdot r_e \leq C_E \cdot R_E \quad (3.2.29)$$

En cuanto a la compensación, en la parte de baja fre- cuencia (30Hz) trataremos en lo posible de evitarla como tal, empleando bien sea acoplamiento directo o capacitores grandes entre etapas.

Referente a la polarización de los FET'S, puesto que el terminal de fuente esta directamente conectado a tierra, estos no tienen realimentación negativa para DC, por lo que para tener un acoplamiento directo confia- ble entre etapas optamos por una realimentación nega- tiva DC externa, que será mucho más eficiente si tie- ne amplificación.

En base a todos los planteamientos anteriores el cir- cuito preamplificador a diseñarse es el representado en la Fig. 3.2.16.

Como primer paso, para el diseño del preamplificador estableceremos voltajes y corrientes de polarización

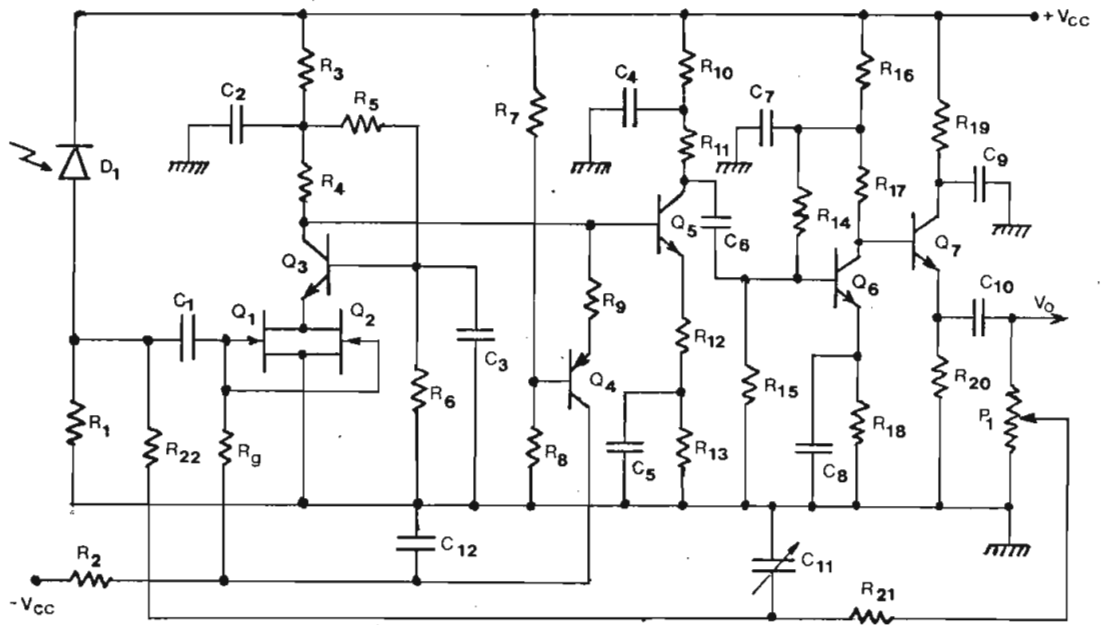


FIGURA 3.2.16 CIRCUITO DEL PREAMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA

apropiados a las características y finalidad de cada elemento activo del circuito.

Para  $Q_3$ , llegando a un compromiso por razones de ruido y ancho de banda, fijamos  $V_{CE_3} \approx 6V$  e  $I_{C_3} \approx 6mA$ ; entonces:

$$(3.2.22) \quad I_{DS_1} = I_{DS_2} = \frac{I_{C_3}}{2} = 3mA$$

Para cada FET sabemos que:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^2 \quad (3.2.30)$$

$$g_m = g_{m0} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] \quad (3.2.31)$$

Reemplazando valores, para  $V_{DS} = 5V$ , obtenemos:

$$V_{GS} = -2V.$$



$$g_{m1} = 1.5 \text{ mmho}$$

En general la ganancia de un amplificador, con realimentación negativa, es:

$$G_v = \frac{1}{1 + AB} \quad (3.2.32)$$

A objeto de que esta ganancia dependa exclusivamente del lazo de realimentación B y así obtener una mejor compensación hacemos:

$$1 \ll AB \quad (3.2.33)$$

Con lo cual para obtener  $G_v = 20$ , debemos hacer que la ganancia en lazo abierto A sea por lo menos 200. Puesto que, comparativamente el eslabón más débil en respuesta de frecuencia es el cascode, hacemos que su ganancia sea pequeña, del orden de tres.

Para nuestro caso la ganancia del cascode es:

$$G_v \approx 2g_{m1} \cdot \{R_4 \parallel Z_{in5}\} \quad (3.2.34)$$

$$A \quad Z_{in5} \approx (r_{e5} + R_{12}) \cdot (\beta_5 + 1) \quad (3.2.35)$$

$$(\text{Fig. 3.2.14.c}) \Rightarrow \beta_5 \geq 50 \quad (3.2.36)$$

Despreciando la corriente de emisor de  $Q_4$ , podemos plantear las siguientes expresiones:

$$V_{CC} - V_{R_3} \approx V_{DS} + V_{CE_3} + I_{C_3} \cdot R_4 \quad (3.2.37)$$

$$(2.3.20) \Rightarrow I_{R_6} \gg \frac{I_{C_3}}{\beta_3}$$

$$V_{DS} + V_{BE_3} \approx \frac{R_6 \cdot (V_{CC} - V_{R_3})}{R_5 + R_6} \quad (3.2.38)$$

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_{C_3} + I_{R_6} + I_{B_5}} \quad (3.2.39)$$

$$I_{B_5} = \frac{I_{C_5}}{\beta_5} \quad (3.2.40)$$

$$V_{DS} + V_{CE_3} = V_{BE_5} + I_{E_5} \cdot (R_{12} + R_{13}) \quad (3.2.41)$$

$$(2.3.22) \quad r_{e_5} = \frac{26\text{mV}}{I_{E_5}}$$

Además, de manera general, podemos asumir que:

$$I_{C_n} \approx I_{E_n} \quad (3.2.42)$$

De las expresiones anteriores, al reemplazar valores y asumir  $V_{CC} = 25 \text{ V.}$  e  $I_{C_5} \approx 6,5 \text{ mA,}$  se obtiene:

$$r_{e_5} \approx 4\Omega$$

$$R_3 = 620\Omega$$

$$R_5 = 8,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{12} = 47\Omega$$

$$R_{13} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

La realimentación negativa DC, para el circuito cascode, se realiza por medio del transistor  $Q_4$ . Con objeto de no cargar al resto del circuito, tanto para alterna como para continua, se debe tener:

$$R_9 \gg R_4 \parallel Z_{in5} \quad (3.2.43)$$

$$I_{E4} < I_{B5} \quad (3.2.44)$$

por lo cual, escogemos:

$$R_9 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$I_{E4} = 25 \text{ }\mu\text{A}$$

Este ultimo resultado implica que el transistor a usarse debe tener corrientes de fuga mucho menores a  $I_{E4}$ , para la cual el BC178 seleccionado, posee un voltaje base-emisor del orden de 0,4 V.

Utilizando las expresiones (2.3.20), (3.2.42) y conociendo que:

$$V_{R8} + V_{BE4} + I_{E4} \cdot R_9 = V_{DS} + V_{CE3} \quad (3.2.45)$$

$$V_{R8} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{CC} \quad (3.2.46)$$

$$V_{GS} = I_{C4} \cdot R_2 - V_{CC} \quad (3.2.47)$$

obtenemos, luego de reemplazar valores, los siguientes resultados:

$$R_2 = 910 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = 10 \text{ k}\Omega$$

Debido a que por  $R_g$  practicamente no circula DC, as  
mimos para esta un valor elevado (expresión 3.2.11),  
por tanto:

$$R_g = 560 \text{ k}\Omega$$

En base a estos resultados la ganancia, calculada pa  
ra componentes continuas (expresión 3.2.22), del cas  
cade y su circuito de realimentación es 0,025; o lo  
que es lo mismo: la atenuación para estas componen-  
tes realimentadas negativamente es de 40, resultado  
que es satisfactorio para mantener constante el punto  
de polarización fijado.

Para el calculo de las etapas correspondientes a  $Q_5$  y  
 $Q_6$  suponemos en cada uno de ellos una ganancia de 9,  
dando por tanto una ganancia total a lazo abierto del  
preamplificador de 240, polarizandolos de tal manera  
que su "fT" sea el mayor posible; para cumplir con es  
te objetivo las corrientes y voltajes de polarización  
asumidos, en base a los datos de la Fig. 3.2.13.b, son:

$$I_{C_5} = 6,5 \text{ mA}$$

$$I_{CE_5} = 8 \text{ V}$$

$$I_{C_6} = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CE_6} = 10 \text{ V.}$$

La ganancia, para  $Q_5$ , esta dada por:

$$G_{v_5} = \frac{R_{11} \parallel Z_{in_6}}{r_{e_5} + R_{12}} \quad (3.2.48)$$

Para frecuencias bajas y medias:

$$Z_{in_6} \approx (r_{e_6} + R_{18}) \cdot (\beta_6 + 1) \quad (3.2.49)$$

La ganancia para  $Q_6$  la calculamos a partir de las expresiones (3.2.28) y (3.2.29). Teniendo en cuenta que la impedancia de entrada, del seguidor de emisor, no cargue a la etapa anterior asumimos para esto los siguientes valores:

$$R_{19} = 220\Omega$$

$$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$P_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

Con los cuales, incluso para una impedancia de entrada de  $100 \Omega$  de la siguiente etapa,  $Z_{in_7} > 5 \text{ k}\Omega$ .

Efectuando el reemplazo de valores y los calculos respectivos, en las expresiones anteriores, obtenemos los siguiente resultados:

$$R_{10} = 560\Omega$$

$$R_{11} = 470\Omega$$

$$R_{16} = 220 \Omega$$

$$R_{17} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{18} = 220 \Omega$$

El cálculo del divisor de tensión que polariza a  $Q_6$  no ofrece ninguna dificultad, siendo los valores escogidos los siguientes:

$$R_{14} = 36 \text{ k}\Omega$$

$$R_{15} = 3.3 \text{ k}\Omega$$

En el cálculo de los componentes del circuito, de realimentación-compensación del preamplificador, se utilizan las expresiones (3.2.32) y (3.2.33); con las cuales, para nuestro caso y a frecuencias no compensadas, se tiene que:

$$B \approx \frac{1}{22} \quad (3.2.50)$$

Además, a partir de los elementos del circuito despreciando el efecto de  $P_1$ , tenemos:

$$B \approx \frac{R_1}{R_1 + R_{21} + R_{22}} \quad (3.2.51)$$

Igualando las dos expresiones anteriores, con  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  se tiene:

$$R_{21} + R_{22} \approx 21 \text{ k}\Omega$$

Como  $C_{11}$  es variable asumimos para este un valor medio de 15 pF y una frecuencia de corte con  $R_{21}$  de 3 MHz, con lo cual aplicando la expresión (3.2.23) obtenemos:

$$C_{11} = 5-25 \text{ pF}$$

$$R_{21} = 5.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{22} = 15 \text{ k}\Omega$$

Los capacitores de paso y de desacoplo se los calcula de una manera similar a la efectuada en el capítulo precedente, con los siguientes resultados:

$$C_1 = 1\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$C_2 = 47\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$C_4 = 47\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$C_5 = 220\mu\text{F}/15\text{V}$$

$$C_6 = 47\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$C_7 = 47\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$C_9 = 47\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$C_{10} = 220\mu\text{F}/15\text{V}$$

Por último, los capacitores de compensación  $C_3$  y  $C_8$  se los calcula en base a las expresiones (3.2.21) y

(3.2.29), por tanto:

$$C_3 = 0.01 \mu\text{F}$$

$$C_8 = 300 \text{ pF}$$

El diagrama completo del detector y preamplificador de banda ancha, con la especificación de sus componentes, está representado en la Fig. 3.2.17.

La totalidad de este circuito, está armado en una plaqueta de circuito impreso, que constituye un módulo enchufable, perfectamente blindado para evitar molestas interferencias externas.

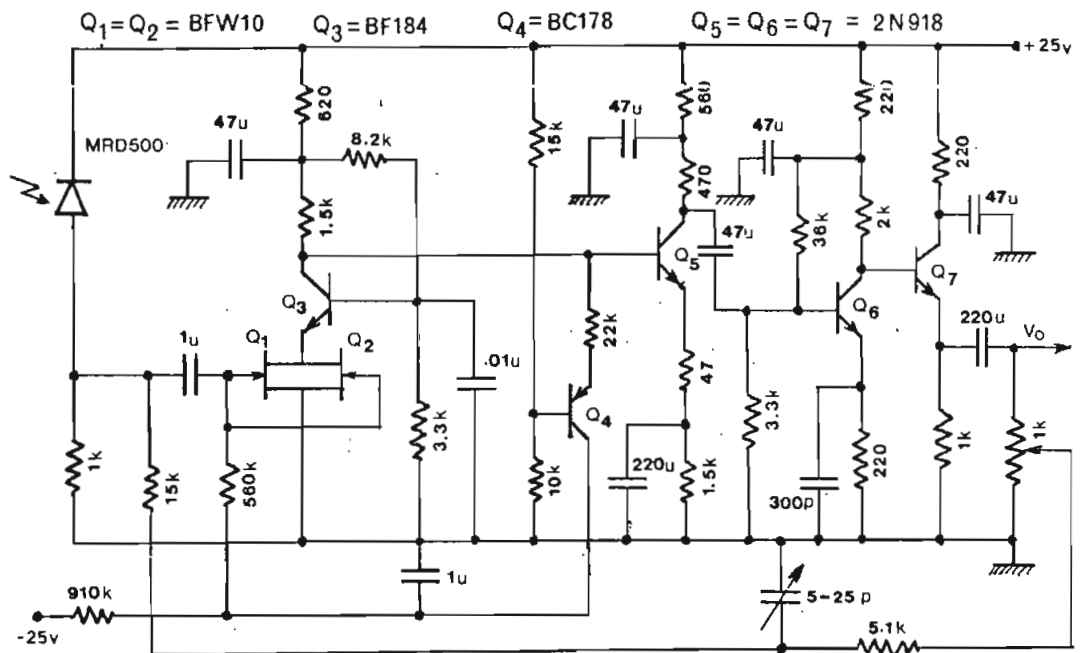


FIGURA 3.2.17 CIRCUITO DEL DETECTOR-PREAMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA



### 3.3.- CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA (C.A.G) Y AMPLIFICADOR DE VIDEO

El C.A.G. amplifica o atenúa en mayor o menor grado la información procedente del preamplificador de banda ancha, de conformidad a un voltaje DC de control, a objeto de mantener lo más constante posible la magnitud de la señal de salida. Paralelamente, a lo anterior, en esta etapa se efectúa la separación de las dos señales: la portadora, en 9.2 MHz, del canal auxiliar de audio y la de video.

El amplificador de video, acoplado a continuación de C.A.G., eleva el nivel de esta señal hasta obtener la magnitud deseada de 1 V.pico-pico sobre una impedancia de 75 . La respuesta de frecuencia debe ser plana desde 30 Hz a 4.5 MHz como mínimo: o mejor aun, debe comportarse como un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte del orden de 5 MHz, para atenuar las posibles componentes de intermodulación y la portadora de audio.

Estos dos circuitos descritos también serán contruidos en la modalidad de circuito impreso, formando así otro modulo enchufable.

#### 3.3.1.- CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA C.A.G.

Esta etapa esta diseñada en base al circuito integrado ECG371, cuyo diagrama esquemático es el de la Fig. 3.3.1.1, donde el transistor  $Q_1$  controla la ganancia del amplificador cascode formado por  $Q_2$  y  $Q_3$ . Esto se lo puede ver, más claramente, en el circui-

to propuesto de la Fig. 3.3.1.2.

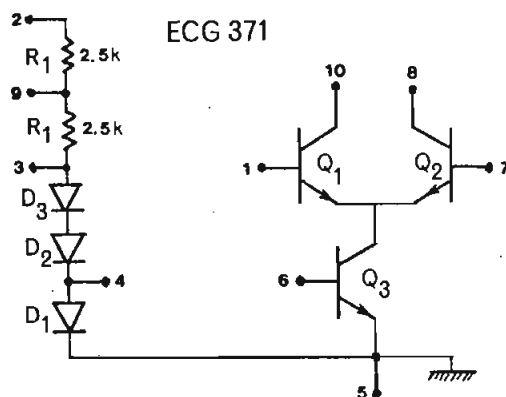


FIGURA 3.3.1.1. CIRCUITO INTEGRADO ECG 371

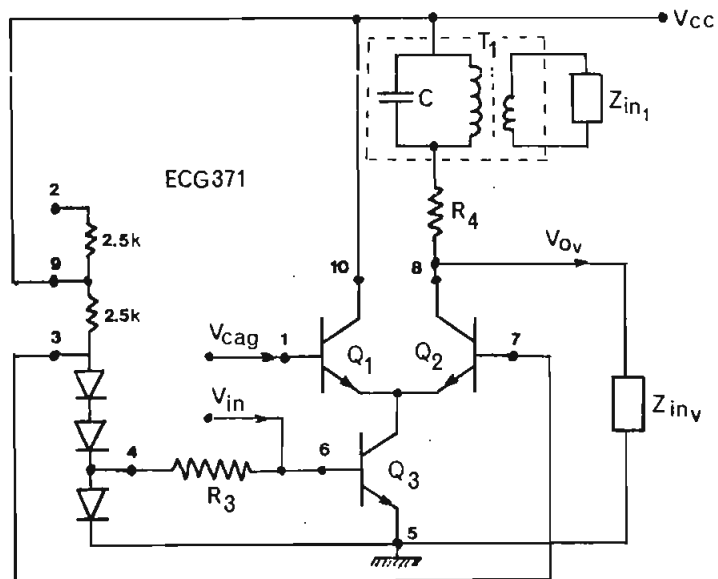


FIGURA 3.3.1.2. CIRCUITO DEL C.A.G.

De los datos proporcionados, por el fabricante, son de utilidad en el presente diseño:

- a) Las curvas características representadas en las Figuras 3.3.1.3 a 3.3.1.5; y
- b)  $|Y_{21}|_0 \approx 50$  mmhos. (Sin C:A.G, Pin 1 a tierra); para la configuración cascode con "Bias b" ( $V_{cc}$  a Pin 9).

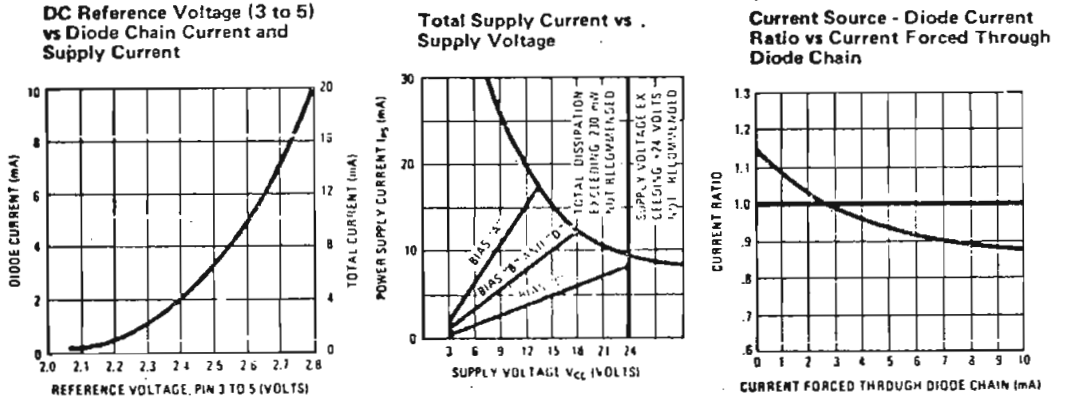


FIGURA 3.3.1.3 CARATERISTICAS DC

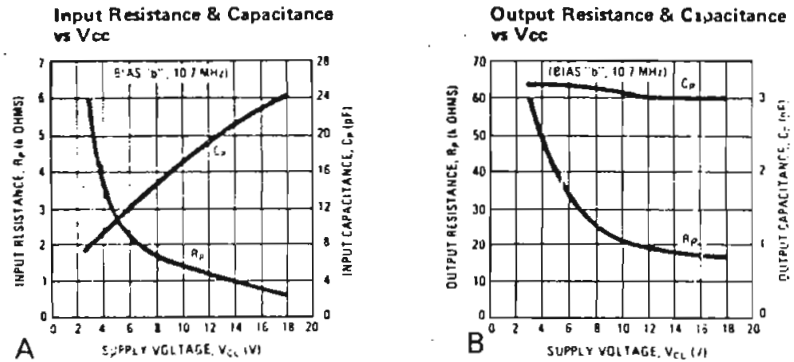


FIGURA 3.3.1.4 IMPEDANCIA DEL CASCODE: a) DE ENTRADA y b) DE SALIDA

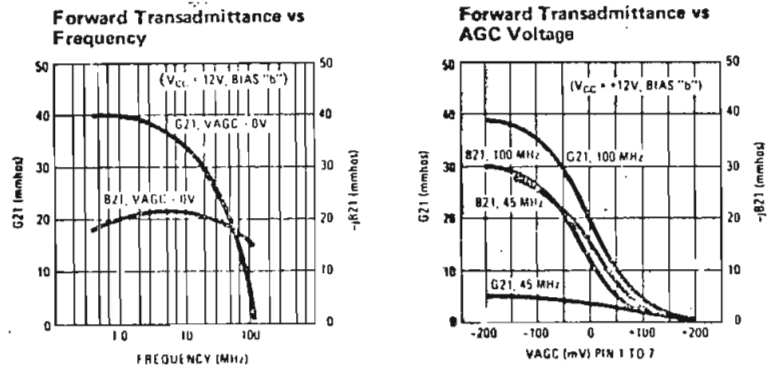


FIGURA 3.3.1.5. TRANSADMITANCIA DEL CASCODE

Como esta etapa es exitada practicamente por una fuente de voltaje (Seguidor de emisor), no se hace necesario disminuir la resistencia de entrada  $R_p$  (Fig. 3.3.1.4.a) para aumentar la frecuencia de corte (Expresión 3.2.23) originada por la capacitancia de entrada  $C_p$ ; Por tanto, podemos fijar  $V_{cc} = 12$  voltios y así utilizar las curvas anteriores directamente, sin ningún factor de corrección debido a la variación de parámetro.

Desde el punto de vista de polarización, idealmente  $R_3$  debe ser cortocircuito, situación que no es factible al considerar también la señal alterna; Por lo cual, sin llegar a su valor tan pequeño que sobre carga a la etapa anterior, hacemos a  $R_3$  mucho menor que la impedancia DC de entrada de  $Q_3$ . De acuerdo a este criterio y en concordancia a lo expuesto en el acápite precedente, en lo relacionado con la impedancia de carga del seguidor de emisor, hacemos :

$$R_3 = 100\Omega$$

La magnitud de la transadmitancia directa, para este circuito cascode, es aproximadamente proporcional a la fracción disponible de la corriente DC de polarización que circula a través de  $Q_2$ ; pudiendo relacionarse a esta con el voltaje  $V_{CAG}$  mediante la siguiente expresión:

$$|Y_{21}| \approx \frac{|Y_{21}|_0}{1 + e^{\left[ \frac{q(V_{ACG} - 3V_{be})}{kT} \right]}} \quad (3.3.1.1)$$

Del análisis de la ecuación anterior se desprende que para la condición balanceada ( $V_{CAG} = 3V_{be}$ ) la transadmitancia se reduce a la mitad de su valor máximo, situación para la cual se hará el cálculo de la ganancia media de esta etapa, o sea con  $|Y_{21}| = 25$  mmhos. Pudiendo de esta manera, mediante el voltaje  $V_{ACG}$  de control, duplicar la ganancia mínima requerida para el receptor o en su lugar reducirla a un valor muy pequeño; este amplio margen de variación fácilmente cumple con las especificaciones que para el efecto se dieron en el Capítulo I.

El diagrama equivalente de esta etapa cascode, en lo concerniente únicamente a su circuito de salida, es el representado en la Fig. 3.3.1.6. De las curvas caracterís-

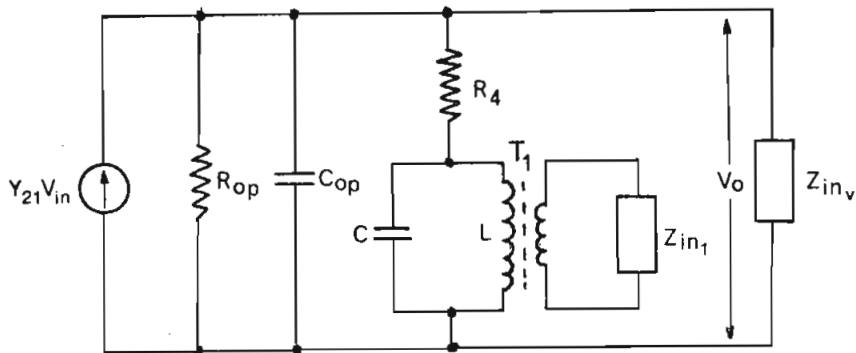


FIGURA 3.3.1.6 CIRCUITO EQUIVALENTE DE SALIDA DEL CASCODE

ticas del cascode (Fig. 3.3.1.4.b) tenemos:

$$R_{op} \gg R_4 \quad (3.3.1.2)$$

Además, para la frecuencia más alta de trabajo, se cumple que:

$$X_{Cop} \gg R_4 \quad (3.3.1.3)$$

Si al diseñar la siguiente etapa hacemos que la impedancia de entrada, del amplificador de video, satisfaga a la siguiente expresión:

$$Z_{IN_V} \gg R_4 \quad (3.3.1.4)$$

El circuito equivalente de salida del cascode se simplifica, obteniendo el de la Fig. 3.3.1.7., con lo cual su ganancia en voltaje es:

$$G_V \approx |Y_{21}| \cdot Z \quad (3.3.1.5)$$

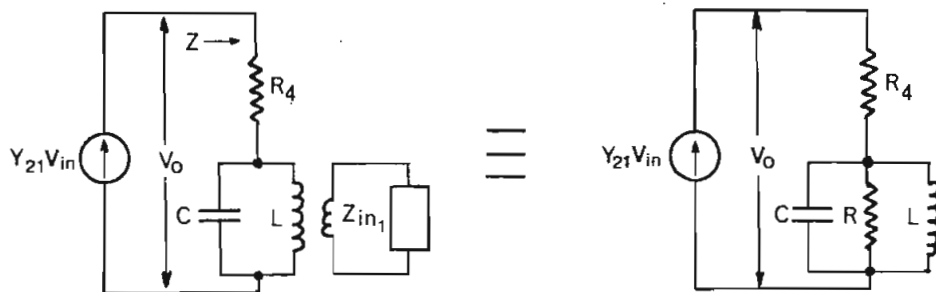


FIGURA 3.3.1.7. CIRCUITO EQUIVALENTE DE SALIDA SIMPLIFICADA DEL CASCODE.

En donde la impedancia  $Z$  de carga, resultante de este cir

cuito simplificado, es:

$$Z = R_4 + \frac{\omega^2 L^2 R + j\omega LR^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]}{R^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{L}{C}} \quad (3.3.1.6)$$

Por tanto, para baja frecuencia, la ganancia es:

$$G_{V_0} = |Y_{21}|_0 \cdot R_4 \quad (3.3.1.7)$$

Teniendo a  $G_{V_0}$  como ganancia media asumimos para esta un valor de 5, y en base a lo mencionado anteriormente -  $|Y_{21}| = 25$  m mhos entonces, luego de reemplazar estos valores en la última expresión, resulta:

$$R_4 = 200 \Omega$$

En cambio en resonancia, tenemos:

$$G_{V_{f_0}} = |Y_{21}|_{f_0} \cdot (R_4 + R) \quad (3.3.1.8)$$

Para frecuencias medias en cambio la ganancia esta comprendida entre los valores dados por las dos últimas expresiones, según puede observarse más claramente en la Fig. 3.3.1.8., cuyas curvas corresponden a la ganancia relativa (disponiendo por facilidad que la transadmitancia permanece constante con respecto a la variación de la frecuencia) dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{G_V}{G_{V_0}} \approx \left| 1 + \frac{\omega^2 L^2 R + j\omega LR^2 \cdot \left\{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right\}}{R_4 \left\{R^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{L}{C}\right\}} \right| \quad (3.3.1.9)$$

Del análisis de está última ecuación y de su gráfico se desprende: que para obtener una mejor compensación es con

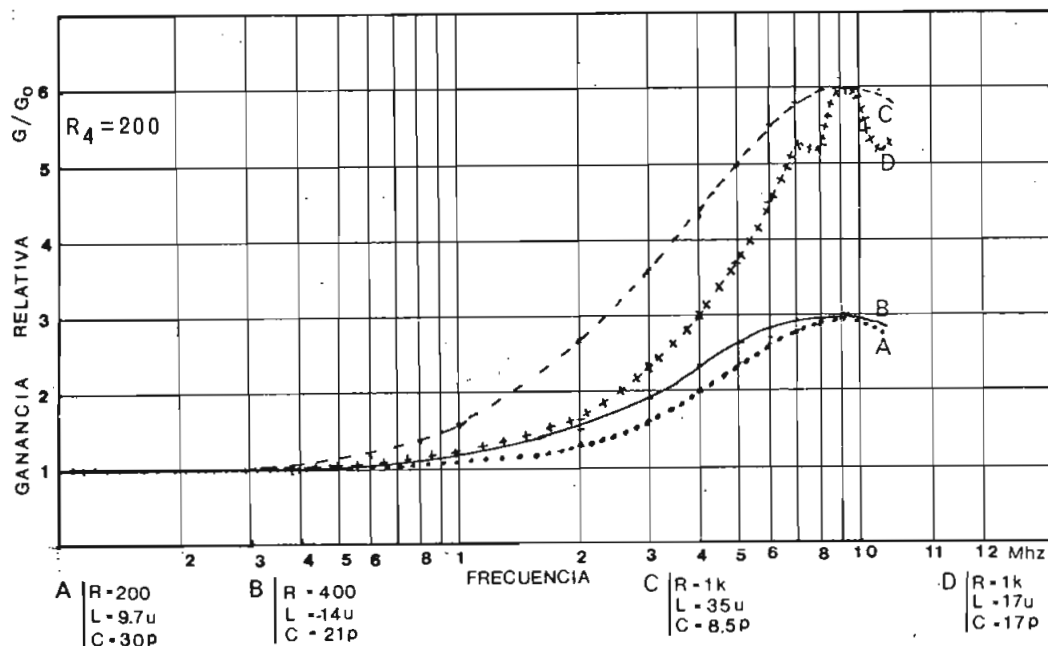


FIGURA 3.3.1.8. MAGNITUD DE LA GANANCIA RELATIVA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA

veniente que la resistencia  $R$  (en paralelo con el tanque) sea variable a fin de facilitar y optimizar, mediante un posterior ajuste, la respuesta de frecuencia de todo el sistema receptor. Si bien una mayor relación  $\frac{L}{C}$ , produce una mejor compensación a altas frecuencias, también es cierto que a la capacitancia  $C$  no la podemos disminuirla, a un valor menor que la parásita. Colateralmente un valor elevado de la inductancia  $L$ , debido a la comparativa pequeña magnitud de la parte real (especialmente  $R_4$ ), acentúa un mayor defasaje a frecuencias medias. Bajo estas circunstancias, luego de llegar a un compromiso debido al efecto compensatorio que también produce la variación de  $R$ , los valores prácticos e intermedios para el circuito sintonizado son:

$$C = 22 \text{ pF}$$

(3.3.1.10)



$$L = 13.6 \mu\text{Hy} \quad (3.3.1.11)$$

A efecto de conseguir una buena sintonia la inductancia  $L$ , del transformador, será variable; mientras que, a la capacitancia  $C$  se la debe considerar como la suma de: la parasita con la reflejada más la del capacitor  $C'$ , que es el que propiamente ira conectado en el circuito,

$$C = C_p + C_f + C' \quad (3.3.1.12)$$

Con objeto que la característica de las curvas, de la ganancia (Fig. 3.3.1.8), dependa en mayor grado solo de la variación de  $R$  debemos hacer que esta sea mucho menor que el resto de impedancias en paralelo con ella. Para evitar una elevada sobrecompensación en alta frecuencia  $R$  no debe ser mucho mayor que  $R_4$ , o dicho de otra manera, se cargará al tanque para disminuir su  $Q_c$  y aumentar así el ancho de banda; por tanto, usaremos en el circuito un potenciómetro  $P_2$  de  $2 \text{ k}\Omega$ , el cual nos da un suficiente margen de variación para  $R$ .

$$R \equiv P_2 = 2 \text{ k}\Omega \quad (3.3.1.13)$$

$$P_2 \ll Z_{IN_V} \left( \frac{N_P}{N_S} \right)^2 \quad (3.3.1.14)$$

$$P_2 \ll Q_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.3.1.15)$$

El diseño completo de este transformador se lo hará en el acapite correspondiente, tomando en cuenta todos los parámetros involucrados en esta y en las siguientes etapas sintonizadas a diseñarse; razón por la cual solo se dejan planteadas, por el momento, las condiciones a cumplirse para el correcto funcionamiento del presente circuito.

### 3.3.2.- AMPLIFICADOR DE VIDEO

Esta etapa amplificadora, para estar acorde con las características mencionadas anteriormente, debe cumplir con las siguientes condiciones en lo referente a su diseño:

- a) Impedancia de entrada alta.- De acuerdo a la expresión (3.3.1.4) la misma que, debido a la presencia de  $P_2$ , es modificada de la siguiente manera:

$$Z_{IN_V} \gg R_4 + P_2 \quad (3.3.2.1)$$

Reemplazando los valores máximos, obtenemos:

$$Z_{IN_V} \gg 2,2 \text{ k}\Omega \quad (3.3.2.2)$$

Este hecho nos impone que la impedancia de entrada, del amplificador de video, debe ser mínimo del orden de  $22 \text{ k}\Omega$ . Por tanto, para el diseño del circuito de entrada, tenemos entre las posibilidades: la utilización de un seguidor de emisor (o Darlington) como acoplador de impedancias, o la implementación de un circuito en emisor común realimentado a fin de conseguir un efecto "bootstrap". Esta última opción descrita es la más conveniente, usandola por tanto en nuestro caso, ya que comparativamente emplea el menor número de elementos para obtener una similar ganancia.

- b) Impedancia de salida Baja.- Los  $75\Omega$  especificados practicamente imponen un seguidor de emisor aunque, por razones de rendimiento, emplearemos en este caso un circuito de salida en simetría complementaria.

- c) Respuesta de frecuencia.- Esta comprendida entre los 30 Hz a los 4.5 MHz, razón por la cual, los transistores y el circuito a emplearse deberán estar de acuerdo con estos requerimientos. En el rango de baja frecuencia favorece el uso, en lo posible, de acoplamiento directo o el empleo de capacitores grandes; para la parte de alta frecuencia será la realimentación - compensada, en cambio, para atenuar las superiores a 4,5 MHz se precisará de filtros.
- d) Ganancia de voltaje.- De 20, para obtener a la salida el voltaje deseado de  $1V_{pp}$ , ya que con este valor la ganancia total del receptor (Para la señal de video) será de 2000 acorde a lo calculado anteriormente. Para el ancho de banda requerido, fácilmente, esta ganancia se la consigue con dos etapas amplificadoras conectadas en cascada.

En base a todo lo expuesto el circuito, a diseñarse, es el representado en la Fig. 3.3.2,1. Donde, fácilmente - se observa que la ganancia AC de lazo cerrado depende - de la relación entre la resistencia de realimentación negativa  $R_f$  sobre el paralelo  $R_1$  y  $R_5$ , siempre y cuando se cumpla que esta sea mucho menor que la ganancia en lazo abierto; lo cual puede apreciarse mejor con las expresiones (mencionadas ya en el acápite 3.2) siguientes:

$$(3.2.32) \quad G_v = \frac{A}{1 + AB}$$

$$(3.2.33) \quad 1 \ll AB$$

$$G_v \approx \frac{1}{B} \quad (3.3.2.3)$$

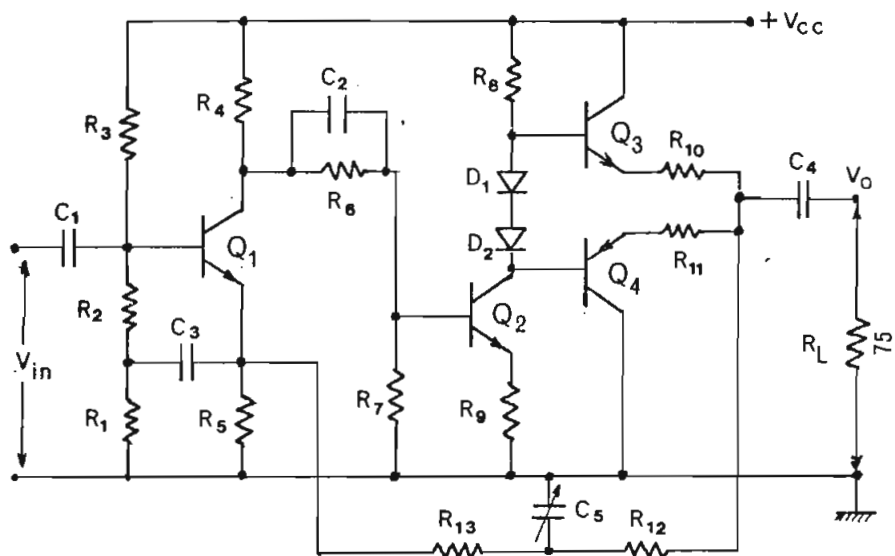


FIGURA 3.3.2.1. CIRCUITO AMPLIFICADOR DE VIDEO

Y a frecuencias no compensadas:

$$B = \frac{R_1 \parallel R_5}{\{R_1 \parallel R_5\} + R_{12} + R_{13}} \quad (3.3.2.4)$$

entonces:

$$G_v = \frac{R_1 \parallel R_5 + R_{12} + R_{13}}{R_1 \parallel R_5} \quad (3.3.2.5)$$

Como deseamos una ganancia, en lazo cerrado,  $G_v = 20$  - se cumple que:

$$R_1 \parallel R_5 \ll R_{12} + R_{13} \quad (3.3.2.6)$$

Con lo cual:  $G_v \approx \frac{R_f}{R_1 \parallel R_5} \quad (3.3.2.7)$

Siendo:  $R_f \approx R_{12} + R_{13} \quad (3.3.2.8)$

Para satisfacer la expresión (3.2.33) se debe cumplir, en este caso, con la condición que la ganancia en lazo abierto A sea por lo menos del orden de 200.

La Fig. 3.3.2.2 representa al circuito equivalente para componentes alternas, de este amplificador, a partir del cual plantearemos las ecuaciones respectivas que faciliten su diseño.

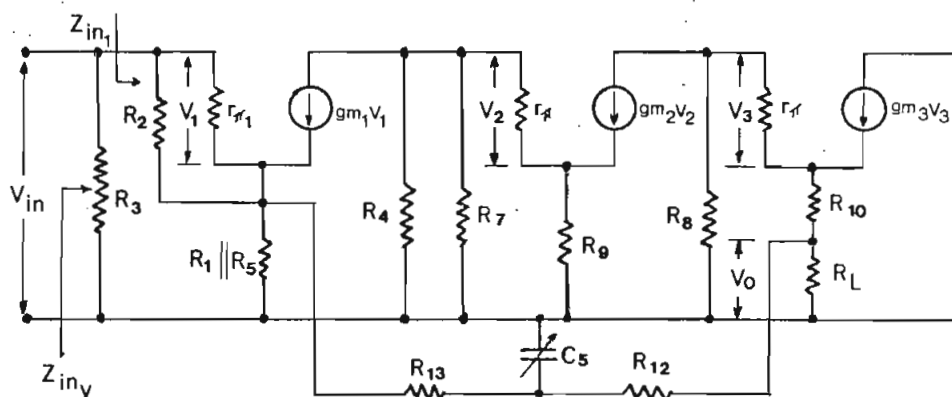


FIGURA 3.3.2.2. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO

Para que este circuito equivalente sea válido, puesto que la frecuencia más alta es 4,5 MHz, debemos escoger transistores cuyo  $f_T$  sea:

$$f_T \geq 100 \text{ fmx.} \quad (3.3.2.9)$$

Por lo cual los transistores seleccionados, en base de un  $f_T > 450 \text{ MHz}$ , son:

$$Q_1 = Q_2 = Q_3: 2N2369$$

$$Q_4: 2N2894$$

Además, estos transistores de silicio, son complementarios entre sí y poseen:

$$\beta_{\min} \geq 40 \quad (3.3.2.10)$$

En el circuito, de la Fig. 3.3.2.2, la impedancia de entrada es:

$$Z_{IN_V} = R_3 \parallel Z_{IN_1} \quad (3.3.2.11)$$

Como  $R_2$  esta en paralelo con  $r_{\pi_1}$ , entonces si:

$$r_{\pi_1} \ll R_2 \quad (3.3.2.12)$$

$$\text{Tenemos que : } r_{\pi_1} \parallel R_2 \approx r_{\pi_1} \quad (3.3.2.13)$$

Por tanto, para frecuencias no compensadas, resulta:

$$Z_{IN_1} \approx G_V \left[ r_{\pi_1} + \left\{ (\beta_1 + 1) R_1 \parallel R_5 \right\} + \frac{r_{\pi_1}}{G_V} \right] \quad (3.3.2.14)$$

Cumpliendo con las expresiones (3.3.2.2) y (3.3.2.11) fijamos:

$$R_3 = 68 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Entonces: } Z_{IN_1} > 33 \text{ k}\Omega \quad (3.3.2.15)$$

Esta última condición, teniendo en cuenta  $G_V \approx 20$  y  $\beta_{\min} \geq 40$ , se cumple ampliamente para cualquier valor de  $R_1$  y  $R_2$  mayor que  $100\Omega$ . Desde el punto de vista de la estabilidad DC a la salida es conveniente que la ganancia DC, en lazo cerrado, sea menor que la AC; por tanto, a fin de satisfacer lo anterior se hace que:

$$R_1 < R_5 \quad (3.3.2.16)$$

En base a lo anterior, escogemos:

$$R_1 = 330\Omega$$

$$R_5 = 1\text{k}\Omega$$

Reemplazando estos valores en las expresiones (3.3.2.7) y (3.3.2.8), para una ganancia AC de 20, resulta:

$$R_{12} + R_{13} = 5k\Omega \quad (3.3.2.17)$$

Produciendo, este último resultado también, un valor - satisfactorio de 5 para la ganancia DC en lazo cerrado.

A fin de que el capacitor  $C_4$ , a frecuencias compensadas no interfiera en el valor de la impedancia de entrada; hacemos:

$$R_1 \parallel R_5 \ll R_{13} \quad (3.3.2.18)$$

Partiendo de estas dos últimas expresiones obtenemos:

$$R_{12} = 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_{13} = 2,7 \text{ k}\Omega$$

El voltaje contínuo que aparece en  $R_5$  viene dado por la siguiente expresión:

$$V_{R_5} = R_5 \left( I_{E_1} + \frac{\frac{V_{CC}}{2} - V_{R_5}}{R_{12} + R_{13}} \right) \quad (3.3.2.19)$$

Asumiendo  $V_{CC} = 15$  vol. y para  $Q_1$  una corriente de emisor  $I_{E_1} = 1$  mA, luego de reemplazar valores obtenemos:

$$V_{R_5} \approx 2V. \quad (3.3.2.20)$$

El voltaje de base  $V_{B_1}$ , para este transistor de silicio, es 0,6 voltios mayor que  $V_{R_5}$ ; por tanto, despreciando - la corriente de base, tenemos:

$$\frac{V_{CC} - V_{B_1}}{R_3} = \frac{V_{B_1}}{R_1 + R_2} \quad (3.3.2.21)$$

Despejando esta ecuación para  $R_2$  y con los valores ya da dos obtenemos:

$$R_2 = 15 \text{ k}\Omega$$

Las ganancias AC en lazo abierto para cada una de las etapas que conforman este amplificador, cuyo circuito e quivalente es el de la Fig. 3.3.2.2, están dados por las siguientes expresiones:

a) Referente a la etapa de salida, por su simetría complementaria, se la puede considerar como a un simple seguidor de emisor, por tanto:

$$G_{v_3} = \frac{R_L}{r_{e_3} + R_{10} + \bar{R}_L} \quad (3.3.2.22)$$

b) Para la correspondiente al transistor  $Q_2$ , se tiene:

$$G_{v_2} = \frac{R_8 \parallel \{(r_{e_3} + R_{10} + R_L) \cdot (\beta_3 + 1)\}}{r_e + R_9} \quad (3.3.2.23)$$

c) Por último en la correspondiente a  $Q_1$ , tenemos:

$$G_{v_1} = \frac{R_4 \parallel R_7 \parallel Z_{IN_2}}{R_1 \parallel R_5 + r_{e_1}} \quad (3.3.2.24)$$

Siendo  $r_{e_1} \approx 25\Omega$  para  $I_{E_1} = 1 \text{ mA}$ .

$$\Lambda \quad Z_{IN_2} \approx (r_{e_2} + R_9) \cdot (\beta_2 + 1) \quad (3.3.2.25)$$

El producto de estas tres ganancias es igual a la total, en lazo abierto, la misma que debe ser superior a 200.

Tomando en cuenta, para la última etapa, que tanto  $R_L$  co



mo la impedancia de salida  $R_0$  deben ser  $75\Omega$  planteamos las siguientes ecuaciones:

$$R_0 \approx R_{10} + r_{e_3} + \frac{R_8}{\beta_3 + 1} \quad (3.3.2.26)$$

$$R_{10} \ll 75 \quad (3.3.2.27)$$

$$r_{e_3} \approx \frac{26\text{mV}}{i_{E_3}} \quad (3.3.2.28)$$

Debido al empleo de una etapa en simetría complementaria consideramos, sin mayor error,  $i_{E_3}$  igual a la corriente media producida en  $R_L$  cuando tenemos una señal de salida de  $1\text{ Vp-p}$ ; por tanto, luego de efectuar los calculos respectivos, obtenemos:

$$r_{e_3} \approx 4\Omega$$

A fin de obtener la resistencia de salida  $R_0 = 75\Omega$ , acorde con las expresiones anteriores y asumiendo para el calculo un valor típico de  $\beta_3 = 80$ , hacemos:

$$R_{10} = 5.6 \Omega$$

$$R_{11} = 5.6 \Omega$$

$$R_8 = 5.1 \text{ k}\Omega$$

Luego del reemplazo de valores, en la expresión (3.2.2.22) obtenemos:

$$G_{V_3} \approx 0,88$$

Por facilidad en el diseño, debido a que el denominador de la expresión (3.3.2.24) de  $G_{V_1}$  esta ya determinado, asumimos una ganancia alta  $G_{V_2} = 60$ . Por tanto, para un  $\beta_3$  minimo de 40 y reemplazando los valores calculados an

teriormente, se obtiene en base a la expresión (3.3.2.23) que:

$$r_{e_2} + R_9 = 33\Omega$$

Siendo:

$$(2.3.22) \quad r_{e_2} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_{E_2}}$$

$$I_{E_2} \approx I_{C_2} \approx \frac{\frac{V_{CC}}{2} - V_D}{R_8} \quad (3.3.2.30)$$

Puesto que los diodos de señal  $D_1$  y  $D_2$  son de silicio su caída de tensión, polarizados directamente, será aproximadamente 0,6 voltios. Por lo cual, al reemplazar en la última expresión este y los otros valores ya conocidos, obtenemos:

$$I_{E_2} \approx 1.35 \text{ mA}$$

De donde:

$$r_{e_2} \approx 18\Omega$$

Por tanto, de la expresión (3.3.2.29), resulta:

$$R_9 = 15\Omega$$

En base a las expresiones (3.3.2.25) y (3.3.2.29) la impedancia de entrada  $Z_{IN_2}$ , usando  $\beta_{2_{\min}} \geq 40$ , es:

$$Z_{IN_2} \geq 1.35 \text{ k}\Omega \quad (3.3.2.31)$$

Los valores calculados de  $G_{V_3}$  y asumido para  $G_{V_2}$  implican que  $G_{V_1}$  debe ser mínimo de 4 a fin de obtener, con -

el producto de los mismos, una ganancia total en lazo abierto superior a 200.

Reemplazando valores, en la expresión (3.3.2.24), y asumiendo que:

$$R_7 \gg Z_{IN_2} \quad (3.3.2.32)$$

obtenemos:

$$R_4 > 7.5 \text{ K}\Omega \quad (3.3.2.33)$$

A partir de estas dos últimas desigualdades y conjuntamente con la expresión (3.3.2.31) escogemos:

$$R_4 = 8.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = 15 \text{ K}\Omega$$

Para el cálculo de la resistencia  $R_6$ , que polariza a  $Q_2$ , usaremos las siguientes expresiones:

$$V_{CC} - R_4 \cdot (I_{C_1} + I_{R_6}) = R_6 \cdot I_{R_6} + V_{R_7} \quad (3.3.2.34)$$

$$V_{R_7} = V_{B_{E_2}} + I_{E_2} R_9 \quad (3.3.2.35)$$

$$I_{B_2} \approx \frac{I_{C_2}}{\beta_2} \quad (3.3.2.36)$$

$$I_{R_7} = \frac{V_{R_7}}{R_7} \quad (3.3.2.37)$$

$$I_{R_6} = I_{B_2} + I_{R_7} \quad (3.3.2.38)$$

Tomando en cuenta los resultados ya obtenidos y debido

a  $\beta \geq 40$  tenemos, además, que:

$$I_{C_2} \approx I_{E_2} \approx 1,35 \text{ mA}$$

$$I_{C_1} \approx I_{E_1} \approx 1 \text{ mA}$$

Entonces, luego de los calculos y reemplazos necesarios, obtenemos como resultado que:

$$R_6 = 68 \text{ K}\Omega$$

La determinación de los condensadores, de acoplamiento  $C_1$  a  $C_4$ , se realiza de manera similar a lo efectuado en los diseños hechos anteriormente en el presente trabajo. Esto es, para la frecuencia más baja (30 Hz), la reactancia capacitiva debe ser menor que las impedancias en serie con aquella; Partiendo de este criterio los valores escogidos son:

$$C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}/15 \text{ V}$$

$$C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}/15 \text{ V}$$

$$C_3 = 33 \text{ }\mu\text{F}/6 \text{ V}$$

$$C_4 = 470 \text{ }\mu\text{F}/16 \text{ V}$$

El valor medio del capacitor variable  $C_5$  se lo calcula para una frecuencia de compensación  $f_c$  intermedia de 2,5 MHz, en base a la siguiente expresión:

$$\frac{1}{2} C_5 \approx \frac{1}{2\pi f_c} \quad (3.3.2.39)$$

Por tanto, luego del reemplazo respectivo obtenemos:

$$C_5 = 50 \text{ pF}$$

En la Fig. 3.3.2.3 aparece el diagrama completo de to

dos los circuitos (C.A.G. y amplificador de video) que forman este segundo modulo, enchufable, de nuestro receptor.

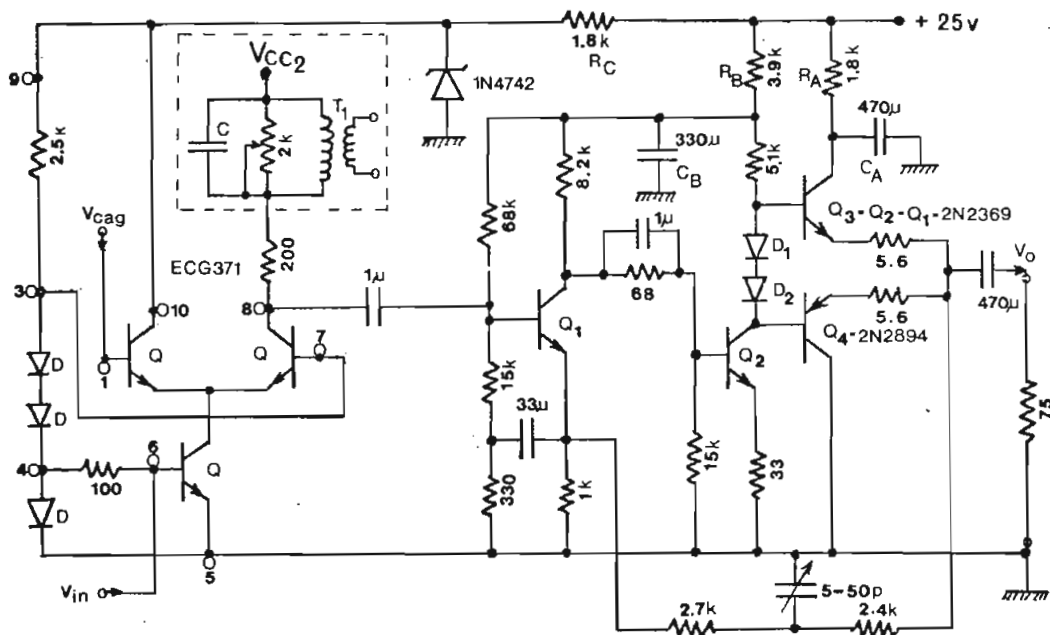


FIGURA 3.3.2.3. C.A.G. Y AMPLIFICADOR DE VIDEO

Como se puede observar, en este diagrama circuitual, se han incluido para cada etapa los componentes necesarios que hacen posible una polarización, que acorde al diseño es diferente en cada una de ellas, mediante una fuente de alimentación única de 25 voltios.

Debido al hecho de que el C.A.G. requiere de dos fuentes de alimentación iguales e independientes, por su localización física diferente, se utiliza en cada una de ellas ( $V_{CC1}$  y  $V_{CC2}$ ) un zener de 12 voltios; Esto, facilita el diseño y economiza espacio al no requerirse capacitores de desacoplo grandes. El calculo de la resistencia  $R_C$ , que polariza al zener  $Z_1$ , no ofrece ninguna dificultad; asumiendo que por esta circula el doble de la corriente de carga  $I_L$ , del circuito que ella

alimenta, se tiene:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{Z1}}{2I_L} \quad (3.3.2.40)$$

Además, según la Fig. 3.3.1.3a,  $2I_L = 7,5 \text{ mA}$

Por tanto:

$$R_C = 1,8 \text{ k}\Omega$$

El procedimiento para el cálculo de: las resistencias ( $R_A$  y  $R_B$ ) divisoras de tensión y los capacitores de desacople ( $C_A$  y  $C_B$ ) a ellas vinculados, es igual a los ya efectuados anteriormente en este mismo trabajo, resultando intrascendente el repetirlo nuevamente; por lo cual, únicamente nos limitaremos a exponer los resultados, que son los siguientes:

$$R_A = 1.8 \text{ K}\Omega$$

$$R_B = 3.9 \text{ K}\Omega$$

$$C_A = 470 \text{ }\mu\text{F}/16 \text{ V}$$

$$C_B = 330 \text{ }\mu\text{F}/16 \text{ V}$$

Por último, en lo referente al filtro pasa bajos propuesto a comienzos del presente acápite, para atenuar las posibles componentes no deseadas mayores a 4,5 MHz, su diseño si fuera del caso se lo realizará en el siguiente capítulo.

#### 3.4.- ETAPA DETECTORA DE AUDIO

Este conjunto de circuitos, así denominados, forman el

tercer modulo enchufable del Receptor. Su finalidad es procesar la señal modulada, en frecuencia, a fin de recuperar a la salida la información de audio transmitida; paralelamente a lo anterior, en base a la magnitud de esta portadora se obtendra el voltaje de comando necesario para el C.A.G.

Por tanto; lo primordial en esta etapa es la recuperación de la información a partir de la señal de F.M. implicando, por lo mismo, la necesidad de implementar un circuito que sea capaz de realizar este objetivo; Entre los posibles tenemos: el discriminador y el detector - de relación, siendo este último el escogido ya que no requiere del empleo adicional de un limitador.

Debido a que la señal de 9,2 MHz separada de la de video en el C.A.G. por medio de un circuito tanque, tiene poca amplitud requiere de la amplificación de una o más etapas, sintonizadas en cascada, para poder ser procesada adecuadamente por el detector de F.M. Esta señal ya amplificada hace posible, además, la detección de amplitud de la portadora con cuyo voltaje resultante DC (que es directamente proporcional a la intensidad de - señal; luminica recibida), luego de su respectiva amplificación, se comandara al C.A.G.

Puesto que la señal de audio proveniente del detector de relación tiene un nivel pequeño, también, se hace necesario el uso de una etapa de amplificación a fin de obtener a la salida la amplitud deseada.

Como colorario, de todo lo expresado anteriormente, podemos resumir: Para que esta "etapa" denominada "detectora de Audio", cumpla con las especificaciones y fines

propuestos se debe implementar el diseño de los siguientes circuitos:

- a) Amplificador sintonizado, compuesto por una o más etapas conectadas en cascada.
- b) Detector de relación, el mismo que para el diseño - se lo puede considerar como la última etapa del amplificador sintonizado.
- c) Detector de amplitud y amplificador para el C.A.G;y
- d) Preamplificador de audio.

### 3.4.1.- AMPLIFICADOR SINTONIZADO Y DETECTOR DE RELACION

Ante todo, para proceder a su diseño, debemos definir las características requeridas inherentes a estos circuitos, tales como: Ganancia en potencia, número de etapas, ancho de banda, tipo de transistores y polarización de los mismos.

Basandonos en la similitud existente entre estos circuitos con los de F.I. y detección de un receptor normal - de FM usaremos prácticamente los mismos, transistores y procedimientos de diseño, que los empleados comercialmente. Por tanto, escogemos el BF184 cuyos parámetros-"y", proporcionados por el fabricante, son los representados en la Fig. 3.4.1.1.

Para el punto de polarización escogido ( $V_{CC}=10V$  e  $I_C=3mA$ ) y a una frecuencia cercana a los 9.2 MHz los valores tabulados, de los parámetros "y", son aproximadamente, los siguientes:



$g_{ie} = 1,1 \text{ mmho}$

$|Y_{re}| = 40 \text{ } \mu\text{mho}$

$b_{ie} = 3 \text{ mmho}$

$-\phi_{re} = 90^\circ$

$C_{ie} = 45 \text{ pF}$

$|Y_{fe}| = 90 \text{ mmho}$

$g_{oe} \approx 15 \text{ } \mu\text{mho}$

$\phi_{fe} = 4^\circ$

$b_{oe} \approx 100 \text{ } \mu\text{mho}$

$C_{oe} = 1,5 \text{ pF}$

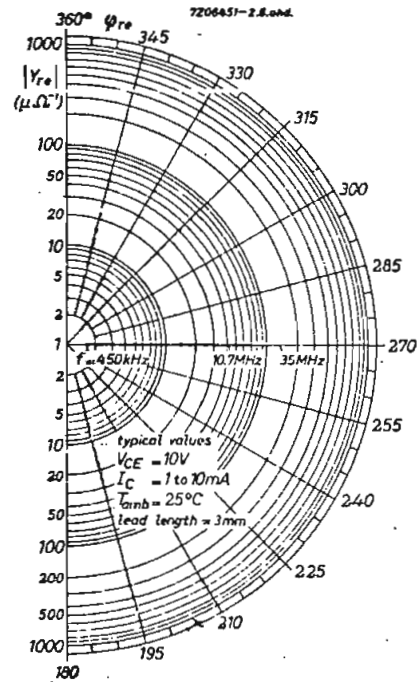
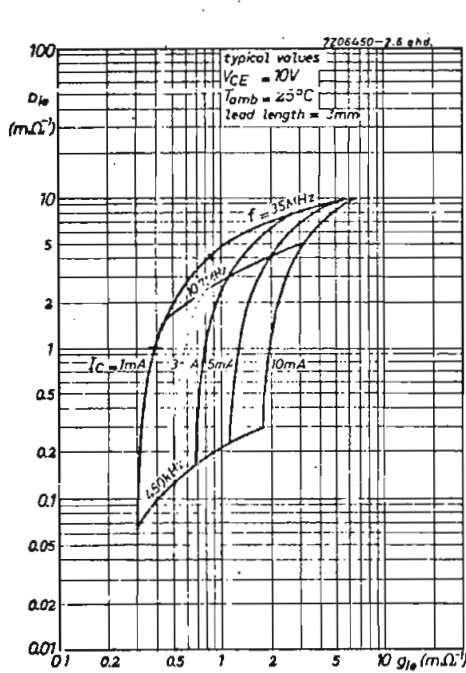


FIGURA 3.4.1.1.a. PARAMETROS  $Y_{ie}$  e  $Y_{re}$  DEL BF184

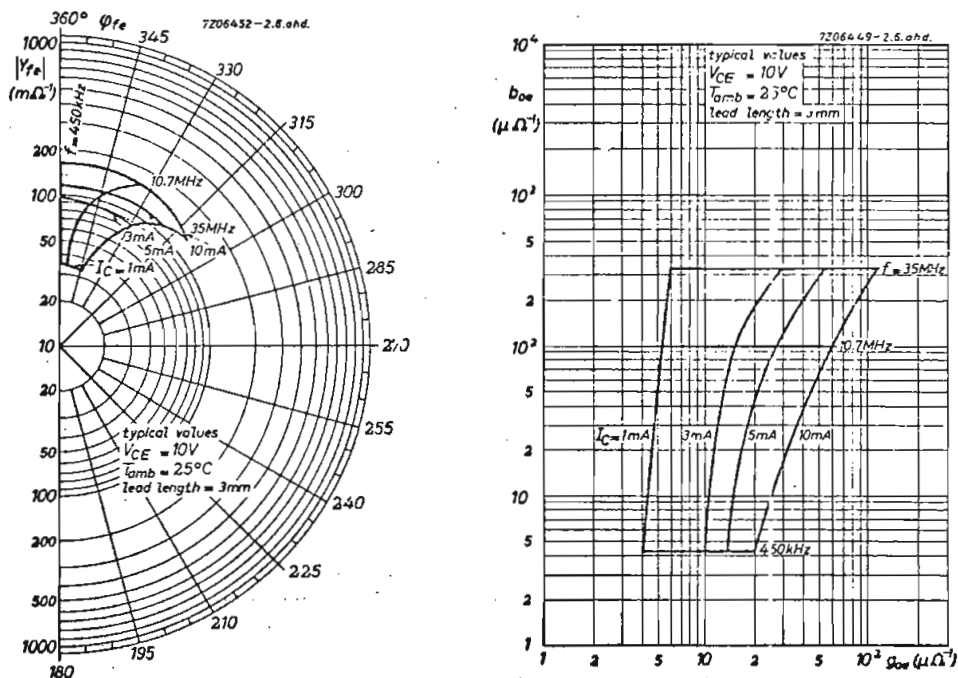


FIGURA 3.4.1.1.b. PARAMETROS  $Y_{fe}$  e  $Y_{oe}$  DEL BF184

Respecto al ancho de banda necesario para F.M. empíricamente, se ha encontrado que todo el espectro significativo pasara cuando:

$$BW = 2 \left( \frac{\Delta f_{mx}}{f_m} + 2 \right) f_m \quad (3.4.1.1)$$

Para nuestro caso  $\Delta f_{mx} = 50$  KHz y  $f_m = 15$  KHz, con lo cual el ancho de banda necesario será:

$$BW = 160 \text{ KHz}$$

Por el hecho de no tener canales adyacentes (como en el caso de la F.M. normal) podemos tener poca selectividad en el circuito y por tanto, para este ancho de banda, no es necesario el uso de transformadores con sintonía doble.

De acuerdo al acapite 3.3.1., en lo referente al transformador  $T_1$ , Obtuvimos los siguientes resultados.

$$(3.3.1.10) \quad C = 22 \text{ pF}$$

$$(3.3.1.11) \quad L = 13.6 \text{ } \mu\text{Hy}$$

$$(3.3.1.13) \quad R \approx P_2 = 2\text{k}\Omega$$

Implementando mejor, desde el punto de vista de  $T_1$ , el circuito de la Fig. 3.3.1.7. obtenemos el representado en la Fig. 3.4.1.2. Para el cual, luego de transferir todas las impedancias al primario, podemos plantear las siguientes expresiones:

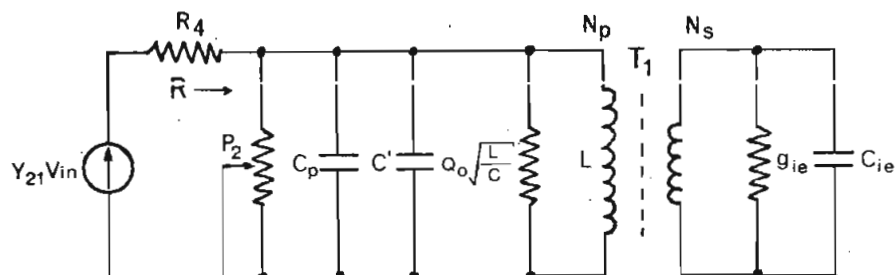


FIGURA 3.4.1.2. CIRCUITO TANQUE DEL CASCODE

$$R = P_2 \parallel \frac{1}{g_{ie}} \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \parallel Q_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.4.1.2)$$

$$C = C_p + C' + C_{ie} \left( \frac{N_s}{N_p} \right)^2 \quad (3.4.1.3)$$

Tomando en cuenta el valor deseado de  $R \approx P_2 = 2\text{k}\Omega$ , en la expresión (3.4.1.2), tenemos que:

$$2\text{k}\Omega \ll \frac{1}{g_{ie}} \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \parallel Q_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.4.1.4)$$

Reemplazando los valores conocidos en esta desigualdad, obtenemos:

$$Q_{10} \geq 50 \quad (3.4.1.5)$$

$$\frac{N_{P1}}{N_{S1}} = 7 \quad (3.4.1.6)$$

En base a este último resultado y asumiendo una capacidad parasita  $C_p = 3$  pF se tiene, a partir de la expresión (3.4.1.3), que:

$$C' \approx 18 \text{ pF} \quad (3.4.1.7)$$

La ganancia en potencia para las etapas sintonizadas siguientes, asumiendo una recta de carga optimizada a la salida, para máxima variación simétrica de la señal viene dada por la siguiente relación:

$$G_p = \frac{P_0}{P_{in}} = \frac{V_{CE} \cdot I_C}{V_{in1}^2 \cdot g_{11}} \quad (3.4.1.8)$$

Siendo  $V_{in1}'$ , el voltaje pico de señal, a la salida de  $T_1$ , cuya magnitud se la puede calcular mediante la siguiente expresión:

$$V_{in1}' = V_{IN}' \cdot A_{V1} \cdot g_{mC} \cdot R_T \cdot \frac{N_{S1}}{N_{P1}} \quad (3.4.1.9)$$

Considerando:

$V_{IN}' = 0,5 \text{ mVp}$ ; voltaje mínimo de señal a la salida del fotodiodo detector (acapite 3.2)

$A_{V1} = 20 \cdot 0,7 = 14 (20 \log 0,7 = -3 \text{ db})$ ; ganancia del preamplificador a 9,2 MHz de la portadora de F.M. (acapite 3.2)

$g_{mc} = 25 \text{ mmhos}$ ; transconductancia del cascode (acapite 3.3.1)

$R_T = 1k\Omega$ ; resistencia efectiva en paralelo con el tan que  $T_1$  del cascode, valor considerado como satisfactorio segun la Fig. 3.3.1.8. ( $P_2$  en su punto medio)

$$\frac{N_{S_1}}{N_{P_1}} = \frac{1}{7} ; \text{expresión (3.4.1.6)}$$

Obtenemos, luego del reemplazo de estos valores, que:

$$V'_{in_1} \approx 25 \text{ mVp}$$

Con este resultado y la polarización asumida ( $V_{CE} = 10V$  e  $I_C = 3 \text{ mA}$ ) se obtiene, a partir de la expresión (3.4.18), que la ganancia en potencia necesaria es:

$$G_{PT} = 4,36 \cdot 10^4 \cong 46,4 \text{ dB} \quad (3.4.1.10)$$

Esta ganancia, más las pérdidas, tendra que ser suministrada por uno o más transistores de acuerdo al número de etapas que sean necesarias. La estabilidad de cada etapa es otro factor que determina su maxima ganancia posible, ya que, una amplificación excesiva producirá, en el amplificador una regeneración de la señal originando molestas oscilaciones. Basicamente, esto acarrea un aumento en el número de etapas al reducir la ganancia maxima ideal, en cada una de ellas, a un valor práctico para el cual sean estables. Otro problema de inestabilidad son las oscilaciones parásitas que pueden resultar cuando en un transistor, por la variación de la señal, se polariza directamente su juntura base-colector. Una solución, para este problema (particularmente

propio de la última etapa), es la introducción de una resistencia en serie con la base o el colector para a mortiguar el efecto de estas oscilaciones. Los valores usados en la práctica, con buenos resultados, son: en base hasta  $50\Omega$  y en colector hasta  $1\text{ K}\Omega$ .

El análisis de la inestabilidad, en un amplificador sin tonizado, a emisor común puede ser tratado directamente en base al circuito de la Fig. 3.4.1.3. Como se observa este problema se origina en el acoplamiento, en tre los circuitos de entrada y salida, mediante los generadores directo  $Y_{fe}$  e inverso  $Y_{re}$ .

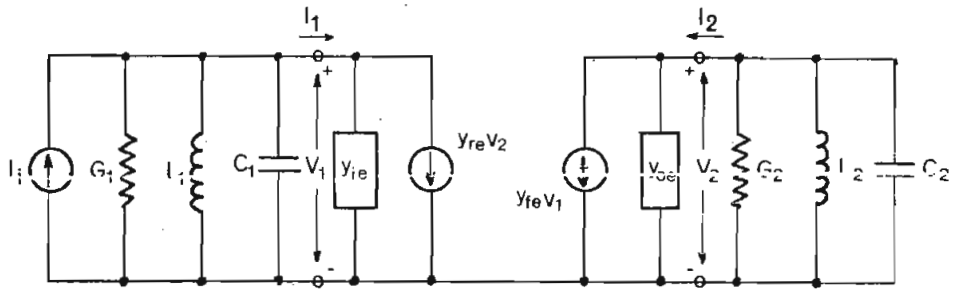


FIGURA 3.4.1.3. CIRCUITO EQUIVALENTE DE UNA ETAPA SINTONIZADA.

A fin de simplificar este análisis designamos:

$$Y_1 = G_1 + sC_1 + \frac{1}{sL_1} \quad (3.4.1.11)$$

$$Y_2 = G_2 + sC_2 + \frac{1}{sL_2} \quad (3.4.1.12)$$

Con lo cual, la admitancia de entrada  $Y_{in}$  del transistor es:

$$Y_{in} = Y_{ie} - \frac{Y_{fe} Y_{re}}{Y_{oe} + Y_2} \quad (3.4.1.13)$$

Por consiguiente la admitancia total, del circuito de entrada,  $Y_{INT}$  será:

$$Y_{INT} = Y_1 + Y_{ie} - \frac{Y_{fe} Y_{re}}{Y_{oe} + Y_2} \quad (3.4.1.14)$$

Justamente, cuando la parte real de esta admitancia -  $Y_{INT}$  sea cero o negativa ocurrirá la inestabilidad del circuito, por tanto, para prevenir este hecho será necesario que:

$$\text{Real } Y_{INT} > 0 \quad (3.4.1.15)$$

En vista de que la parte real de  $Y_1$  es siempre positiva bastara, para cumplir lo anterior, que:

$$\text{Real } Y_{ie} > \text{Real } \frac{Y_{fe} Y_{re}}{Y_{oe} + Y_2} \quad (3.4.1.16)$$

Por tanto, para resonancia o frecuencias cercanas a - ella, podemos reescribir la anterior desigualdad en los siguientes términos:

$$0 < g_{ie} - \frac{|Y_{fe} Y_{re}|}{G_2} \quad (3.4.1.17)$$

$$\text{ya que: } Y_{oe} \ll G_2 \quad (3.4.1.18)$$

Utilizando un transformador con derivación, como el de la figura (3.4.1.4), podemos con mayor libertad y facilidad obtener a la vez: una optima línea de carga A.C. como, también, el desacoplamiento necesario que evite la inestabilidad.

En resonancia, para este tipo de transformador, podemos escribir las siguientes ecuaciones:

Referido a  $N_1$ :

$$A \cdot g_{oe_p} + g_t + B \cdot g_{ie_p} = \frac{1}{Q_C \cdot X_C} \quad (3.4.1.19)$$

Referido a  $N_2$ :

$$g_{oe_p} + \frac{g_t}{A} + C g_{ie_p} = \frac{1}{R_C} \quad (3.4.1.20)$$

Referido a  $N_3$ :

$$\frac{g_{oe_p}}{C} + \frac{g_t}{B} \quad (3.4.1.21)$$

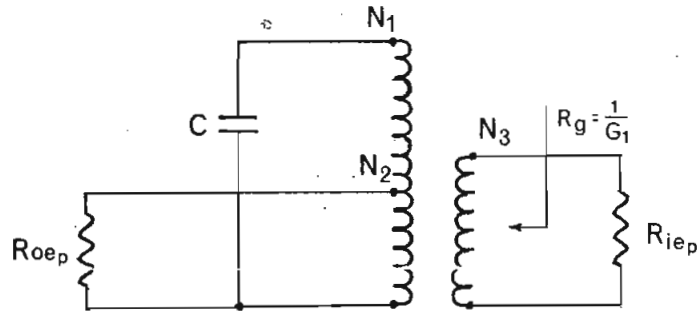


FIGURA 3.4.1.4. TRANSFORMADOR CON DERIVACION

En las cuales:

$$A = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 ; \quad B = \left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2 ; \quad C = \left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2 ;$$

$$g_t = \frac{1}{Q_0 \cdot X_C} \quad \text{y} \quad R_C = \text{magnitud de la recta de carga}$$

Asumiendo un acoplamiento crítico, se cumple, la relación del transformador ideal:

$$A = \frac{B}{C} \quad (3.4.1.22)$$

Por tanto:



$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Q_C \cdot X_C}{R_C}} \quad (3.4.1.23)$$

$$\frac{N_1}{N_3} = \sqrt{Q_C \cdot X_C \cdot \left(\frac{1}{R_g} + g_{ie_p}\right)} \quad (3.4.1.24)$$

$$\frac{N_2}{N_3} = \sqrt{R_C \cdot \left(\frac{1}{R_g} + g_{ie_p}\right)} \quad (3.4.1.25)$$

Reemplazando los valores conocidos en la expresión - (3.4.1.21) obtenemos:

$$Q_0 = \frac{Q_C}{\left(\frac{1}{1 + g_{ie_p} \cdot R_g} - R_C \cdot g_{oe_p}\right)} \quad (3.4.1.26)$$

Del circuito de la figura 3.4.1.3. se puede obtener que la ganancia de potencia del transistor, despreciando - el efecto de  $Y_{re}$  e  $Y_{oe}$ , es:

$$G_p = \frac{|Y_{fe}|^2}{g_{ie} \cdot G_2} \quad (3.4.1.27)$$

Tomando en cuenta las pérdidas producidas en el transformador, expresadas como función de la relación entre  $Q_C$  a  $Q_0$ , la ganancia en potencia de la etapa es:

$$G_p = \frac{|Y_{fe}|^2}{g_{ie} \cdot G_2} \cdot \left(1 - \frac{Q_C}{Q_0}\right) \quad (3.4.1.28)$$

Asumiendo que la ganancia requerida, de 46,4dB, puede ser lograda en dos etapas el ancho de banda necesario para cada una de ellas debería ser:

$$BW_2 = \frac{BW}{\sqrt{2^{1/2} - 1}} \quad (3.4.1.29)$$

Pero considerando que la segunda etapa es el detector

y este, por razones de diseño (mayor linealidad en la detección), tiene un ancho de banda equivalente al doble de las etapas anteriores no tiene objeto aplicar la expresión anterior.

El  $Q_C$  se lo determina, bajo estas circunstancias, mediante la siguiente expresión:

$$Q_C = \frac{f}{BW} \quad (3.4.1.30)$$

Por tanto, para nuestro caso, resulta:

$$Q_C = 57$$

Con objeto de facilitar, este diseño, primeramente representaremos a las dos etapas propuestas mediante el circuito de la Fig. 3.4.1.5. En la cual puede observarse que la ganancia total requerida la suministran los

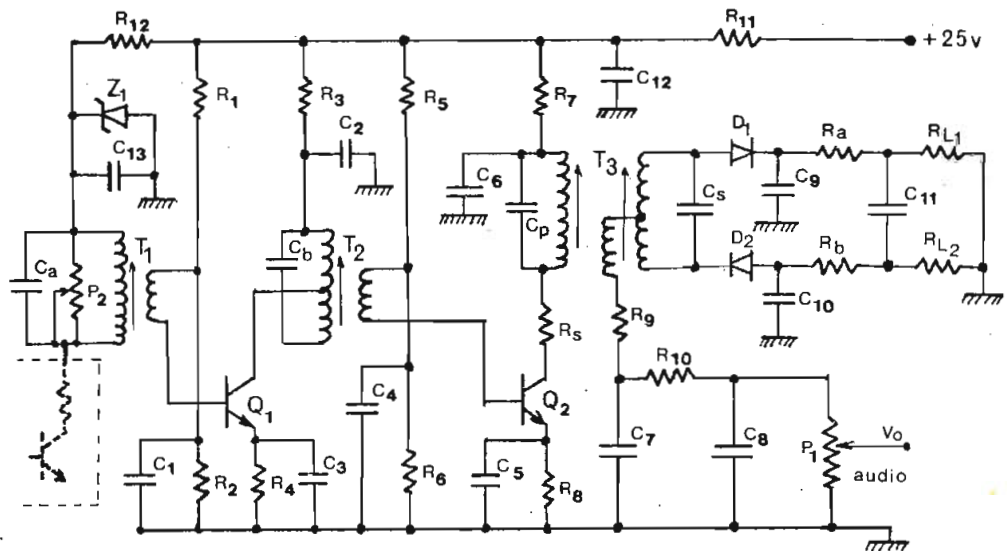


FIGURA 3.4.1.5. AMPLIFICADOR EN 9,2 MHz CON SU DETECTOR DE RELACION

transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ , siendo también este último el que proporciona la potencia necesaria al detector de relación.

Para este circuito también  $Q_1$  como  $Q_2$  estarán polarizados en  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  e  $I_C = 3 \text{ mA}$ , por tanto, su recta de carga óptima será  $R_C = 3,3 \text{ K}$  acorde a la siguiente expresión:

$$R_C = \frac{V_{CE}}{I_C} \quad (3.4.1.31)$$

Concordante con la expresión (3.4.1.20) el transistor  $Q_1$  verá como carga  $R_C$ , con lo cual la desigualdad ---- (3.4.1.17) para el cálculo de la estabilidad quedaría:

$$(3.4.1.17) \quad 0 < g_{ie} - \left| Y_{fe_1} \cdot Y_{re_1} \right| \cdot R_{C_1}$$

Reemplazando valores tenemos:

$$0 < 1,1 \cdot 10^{-3} - 90 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 3,3 \cdot 10^3 = -1,08 \cdot 10^{-2}$$

Al no cumplirse la expresión anterior debemos desacoplar  $T_1$ , de tal manera que se satisfaga la desigualdad ---- (3.4.1.15) en base a la expresión (3.4.1.14), a fin de obtener la estabilidad del circuito deseada. Por tanto, podemos escribir de acuerdo al circuito de la Figura - 3.4.1.3., en términos reales, la siguiente:

$$0 < G_{11} + G_{ie_1} - \left| Y_{fe_1} \cdot Y_{re_1} \right| \cdot R_{C_1} \quad (3.4.1.32)$$

La cual será satisfecha, de acuerdo al resultado anterior, si:

$$G_{11} > 1,08 \cdot 10^{-2} \quad (3.4.1.33)$$

Puesto que  $G_1$  es la conductancia paralela al secundario de  $T_1$ , vista desde la base de  $Q_1$ , su valor será:

$$G_1 = \frac{1}{P_2} \left( \frac{N_{P1}}{N_{S1}} \right)^2 \quad (3.4.1.34)$$

Tomando, como caso más crítico, el valor máximo  $P_2 = 2 \text{ K}\Omega$  obtenemos:

$$G_1 = 2,45 \cdot 10^{-2}$$

Con este resultado se cumple con la última desigualdad quedando, por lo mismo, garantizada la estabilidad del circuito de  $Q_1$ .

De acuerdo a lo mencionado anteriormente tanto  $Q_1$  como  $Q_2$  tienen un punto de trabajo idéntico, por tanto, sus parámetros para el cálculo de la estabilidad también lo son. En consecuencia debemos desacoplar  $T_2$  de tal manera de conseguir que:

$$R_{g_2} < \frac{1}{G_{12}} = \frac{1}{G_{11}} = 92,5 \Omega \quad (3.4.1.35)$$

Asumiendo  $R_{g_2} = 90 \Omega$  y reemplazando los otros valores conocidos en la expresión (3.4.1.25) obtenemos:

$$Q_{02} = 67 \quad (3.4.1.36)$$

En estas circunstancias la ganancia de potencia de  $Q_1$ , calculada en base a la expresión (3.4.1.28) teniendo en cuenta que  $G_2 = \frac{1}{R_C}$ , es:

$$G_{PQ_1} = 3,39 \cdot 10^3 \cong 35 \text{ dB}$$

Considerando, además, un rendimiento del transformador

del 80% (-1dB) la ganancia neta de esta primera etapa - será:

$$G_{p_1} \approx 0,8 \cdot 3,39 \cdot 10^3 = 2,7 \cdot 10^3 \approx 34 \text{ dB} \quad (3.4.1.37)$$

El diseño del transformador  $T_2$  se lo hara a partir de las expresiones (3.4.1.23) a (3.4.1.25), asumiendo para su calculo el valor del capacitor  $C_b = 56 \text{ pF}$ . Luego del respectivo reemplazo de valores se obtuvo las siguientes relaciones:

$$\frac{N_{12}}{N_{22}} = 1,86$$

$$\frac{N_{12}}{N_{32}} = 11,8$$

$$\frac{N_{22}}{N_{32}} = 6$$

El número de vueltas  $N_{12}$ , del bobinado primario de  $T_2$ , se determinará experimentalmente en función de su inductancia  $L_2$  necesaria para resonancia con  $C_b$ . Por tanto:

$$L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_b} \quad (3.4.1.38)$$

al reemplazar valores, obtenemos:

$$L_2 = 5,3 \text{ } \mu\text{Hy}$$

El circuito de salida de  $Q_2$  es el primario del detector de relación, siendo su diseño un compromiso entre los requerimientos de estabilidad y las características de seables del detector. Cabe anotar que la carga que representa el detector de relación no es lineal y varia con la amplitud de la señal, llegando a la impedancia - reflejada maxima en ausencia de esta, lo cual constitu-

ye el caso más desfavorable desde el punto de vista de la estabilidad del amplificador. Debido a esta no linealidad del circuito y a la diferencia entre los elementos del mismo, es muy difícil establecer una relación cuantitativa valedera, que asegure su estabilidad bajo pequeñas amplitudes de señal. Este problema puede ser resuelto empíricamente si efectuamos un diseño estable, en condiciones normales de señal, y luego ajustamos el acoplamiento o la carga en el bobinado terciario  $L_T$  para reestablecer la estabilidad en ausencia de señal. Como otro recurso, adicional a los anteriores, tenemos el empleo de una resistencia en paralelo con el circuito de base (de  $Q_2$ ) hasta conseguir la estabilidad deseada.

El rechazo de la AM (Modulación de Amplitud) se realiza por el hecho de que las impedancias de los diodos varían con la amplitud de la señal, lo cual tiende a compensar las variaciones que la originaron. Así tenemos que por ejemplo: un decremento de la amplitud de la señal aumenta la impedancia de los diodos, la cual es reflejada por la bobina terciaria al primario causando en este, un aumento del voltaje de salida que tiende a compensar la baja magnitud de la señal; para el caso opuesto, la compensación, se realiza de manera análoga a la anterior. A fin de obtener toda la ventaja de este efecto regulador el  $Q_0$ , tanto del primario como del secundario, debe ser lo más alto posible; Consiguiéndose buenos resultados - si la relación, entre el  $Q_0$  (sin carga) al  $Q_c$  (con carga) es del orden de 4 a 1 para el secundario. Para el primario, el  $Q_0$ , quedará determinado en función de la estabilidad del circuito en ausencia de señal.

Otro importante parámetro, de este detector, es la relación S/T. Siendo, S el voltaje inducido en la mitad del secundario, y T el voltaje inducido en el bobinado ter

ciario. Del circuito equivalente del detector, Figura 3.4.1.6, podemos obtener S/T a partir de las siguientes expresiones:

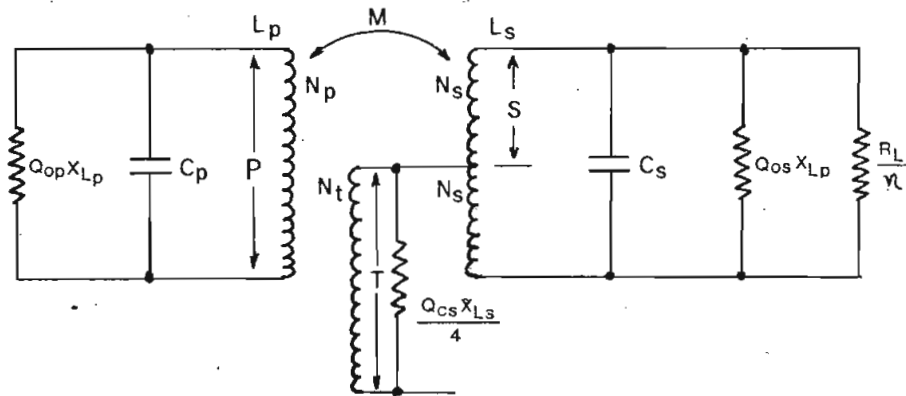


FIGURA 3.4.1.6. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL DETECTOR

$$S = \alpha \cdot P \cdot \frac{ns}{np} \quad (3.4.1.39)$$

Siendo:  $\alpha$  = porcentaje del acoplamiento crítico.

$$T = P \cdot \frac{nt}{np} \quad (3.4.1.40)$$

Por tanto:

$$\frac{S}{T} = \alpha \cdot \frac{ns}{nt} \quad (3.4.1.41)$$

$$\Lambda \quad \frac{nt}{np} = \sqrt{\frac{\frac{Q_{op} \cdot X_{Lp}}{n^2} \parallel \frac{Q_{cs} \cdot X_{Ls}}{4}}{\frac{Q_{cs} \cdot X_{Ls}}{4}}} \quad (3.4.1.42)$$

En donde:  $n = \frac{np}{nt}$

Reemplazando el resultado de la expresión (3.4.1.42) en

1a (3.4.1.41) obtenemos:

$$\frac{S}{T} = \alpha \cdot \left(1 + \frac{n^2 Q_{CS} L_P}{4 Q_{Op} \cdot L_P}\right)^{-1/2} \quad (3.4.1.43)$$

Despejando  $n$ , tenemos:

$$n = \sqrt{\left| \left(\frac{S}{\alpha T}\right)^2 - 1 \right| \cdot \frac{4 Q_{Op} \cdot L_P}{Q_{CS} L_S}} \quad (3.4.1.44)$$

Para la etapa detectora la condición de estabilidad, - en ausencia de señal, se la calcula a partir de la ex presión (3.4.1.14); por tanto, para nuestro caso, tene mos:

$$G_{12} + g_{ie} > \frac{Y_{fe} \cdot Y_{re}}{Y_{oe} + \frac{1}{R_S + Q_{Op} \cdot X_{L_P}}} \quad (3.4.1.45)$$

De donde:

$$\frac{1}{R_S + Q_{Op} \cdot X_{L_P}} > \frac{Y_{fe} \cdot Y_{re}}{G_{12} + g_{ie}} - Y_{oe} \quad (3.4.1.46)$$

Reemplazando valores, obtenemos:

$$R_S + Q_{Op} \cdot X_{L_P} = 3.55 \text{ K}\Omega \quad (3.4.1.47)$$

Además:

$$R_S + Q_{Cp} \cdot X_{L_P} = R_C = 3,3 \text{ K}\Omega \quad (3.4.1.48)$$

Suponiendo  $R_S = 1 \text{ K}\Omega$  (Para supresión parásita), tene mos:

$$Q_{Op} \cdot X_{L_P} = 2,55 \text{ K}\Omega \quad (3.4.1.49)$$

$$Q_{Cp} \cdot X_{L_P} = 2,3 \text{ K}\Omega \quad (3.4.1.50)$$



$$\Lambda \quad Q_{Cp} = Q_{Cs} = \frac{1}{2} Q_c = 28,5 \quad (3.4.1.51)$$

En base a estas tres últimas expresiones obtenemos:

$$X_{Lp} = X_{Cp} = 80\Omega \quad (3.4.1.52)$$

$$Q_{0p} = 32 \quad (3.4.1.53)$$

Además sabemos que:

$$C_p = \frac{1}{\omega_0 X_{Lp}} \quad (3.4.1.54)$$

$$L_p = \frac{X_{Lp}}{\omega_0} \quad (3.4.1.55)$$

Por tanto, a la frecuencia de resonancia, tenemos:

$$C_p \approx 220 \text{ pF}$$

$$L_p \approx 1,4 \text{ } \mu\text{Hy}$$

Asumiendo, para la expresión (3.4.1.44), los valores prácticos recomendados de:

$$\alpha = 0,5$$

$$\frac{S}{T} = 0,8$$

$$L_s = 3 L_p$$

tenemos, luego de reemplazar valores, que:

$$n = 1,5$$

De la suposición anterior, también, podemos obtener:

$$L_S = 4,2 \mu\text{Hy}$$

$$C_S = 82 \text{ pF}$$

Si asumimos, en el circuito de la Fig. 3.4.1.6, que el secundario esta desacoplado podemos deducir la siguiente expresión:

$$Q_{CS} \cdot X_{LS} = \frac{Q_{OS} \cdot X_{LS} \cdot R_L / \eta}{R_L / \eta + Q_{OS} \cdot X_{LS}} \quad (3.4.1.56)$$

de donde:

$$R_L = \eta \cdot \frac{Q_{OS} \cdot Q_{CS} \cdot X_{LS}}{Q_{OS} - Q_{CS}} \quad (3.4.1.57)$$

Asumiendo, en esta última expresión, una eficiencia en la rectificación de los diodos  $\eta = 0,8$  y  $Q_{OS} = 100$ , obtenemos:

$$R_L = 7,6 \text{ K}\Omega$$

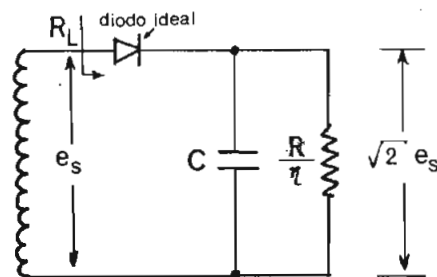


FIGURA 3.4.1.7. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL SECUNDARIO

Considerando el circuito, de la figura (3.4.1.7), podemos escribir las siguientes expresiones:

$$\frac{e_s^2}{2R_L} = \frac{2 \cdot e_s^2}{R/\eta} \quad (3.4.1.58)$$

Por tanto:

$$R = R_{L1} + R_{L2} = 3,2 R_L \quad (3.4.1.59)$$

Para mantener el balance, escogemos:

$$R_{L1} = R_{L2} = 12 \text{ K}\Omega$$

La constante de tiempo, del capacitor  $C_{11}$  con la resistencia de carga, debe ser mayor que el período de la frecuencia más baja de audio; por tanto:

$$C_{11} > \frac{1}{2R_{L1} \cdot f_{\min}} \quad (3.4.1.60)$$

De donde:

$$C_{11} \approx 5 \mu\text{F}/12\text{V}$$

La Resistencia de  $R_9$ , en serie con el bobinado terciario, se la selecciona para limitar la corriente pico a través de los diodos y así mantener más constante su impedancia. Las resistencias,  $R_a$  y  $R_b$ , ajustan la efectiva eficiencia de los diodos hasta un valor óptimo acorde al nivel de señal. Su valor total generalmente es del 10% al 20% de la suma de las dos resistencias de carga. No se las escoge iguales, justamente, para contrarrestar mejor el desbalanceo del circuito. Los capacitores  $C_9$  y  $C_{10}$  deben ser corto-circuito para la portadora, pero, circuito abierto para la mayor frecuencia de audio. Por último mediante el circuito, formado por  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $R_{10}$  y  $P_1$ , se filtra las componentes de alta frecuencia para obtener únicamente a la salida la señal

de audio.

Acorde con lo mencionado anteriormente los valores escogidos son los siguientes:

$$R_a = 1 \text{ K } \Omega$$

$$R_b = 1,5 \text{ K } \Omega$$

$$R_9 = 68 \text{ } \Omega$$

$$R_{10} = 7,5 \text{ K } \Omega$$

$$P_1 = 10 \text{ K } \Omega$$

$$C_7 = C_8 = C_9 = C_{10} = 300 \text{ pF}$$

Finalmente, para concluir con el diseño del circuito de la Fig.(3.4.1.5), nos faltaría por determinar el valor de los elementos restantes usados en su polarización y desacoplamiento. En vista que la filosofía para su calculo no difiere de las empleadas, con esta misma finalidad, en los acapites anteriores simplemente nos limitaremos a exponer los resultados obtenidos. Tomando en cuenta: el punto de polarización requerido ( $V_{CE} = 10 \text{ V}$  e  $I_C = 3 \text{ mA}$ ) para los dos transistores y que la frecuencia a la que debemos desacoplar es 9,2 MHz, los valores standar escogidos son:

$$R_1 = R_5 = 18 \text{ K } \Omega$$

$$R_2 = R_6 = 3,3 \text{ K } \Omega$$

$$R_3 = 3,9 \text{ K } \Omega$$

$$R_4 = R_8 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = 2,7 \text{ K}\Omega$$

$$R_{11} = 330\Omega$$

$$R_{12} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 \text{ a } C_6 = 0,01 \mu\text{F}$$

$$C_{12} = 40 \mu\text{F}/25 \text{ V}$$

$$C_{13} = 0.01 \mu\text{F}$$

Por último la ganancia neta, en potencia para esta etapa calculada también en base a la expresión (3.4.1.28) es:

$$G_{P_2} = 1,7 \cdot 10^3 = 32 \text{ dB}$$

Por tanto, la ganancia total del circuito será:

$$G'_{PT} = G_{P_1} \cdot G_{P_2} = 66 \text{ db}$$

Puesto que esta ganancia  $G'_{PT}$  es mayor que la máxima requerida ( $G'_{PT} > G_{PT}$ ), el circuito tenderá a limitar la señal en el primario del detector, lo cual contribuye a un mejor rechazo de una posible modulación en amplitud.

### 3.4.2.- DETECTOR DE AMPLITUD PARA EL C.A.G.

Para el diseño de esta etapa debemos considerar, en primer lugar, el voltaje requerido para el comando del CAG y por otro el disponible para lograr este objetivo. El voltaje de control necesario, acorde a la expresión --- (3.3.1.1), es  $3V_{be}$  o sea en el orden 1.8 V. En cambio -

el voltaje disponible  $V'_c$  obtenido del colector de  $Q_1$  (Circuito de la Fig. 3.4.1.5), se lo puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$v_{c_1} = G_{v_1} \cdot v_{in_1} \quad (3.4.2.1)$$

En donde:

$$G_{v_1} = Y_{fe_1} \cdot R_c \cdot \left(1 - \frac{Q_{c_2}}{Q_{o_2}}\right)^{1/2} \quad (3.4.2.2)$$

$$(3.4.1.9) \quad v'_{in_1} = 25 \text{ mV}$$

Luego de reemplazar valores, obtenemos que el voltaje pico de salida mínimo es:

$$v_{c_1} \geq 2,86 \text{ Vp}$$

Por tanto:

$$v_{c_1} > 3 V_{be} \quad (3.4.2.3)$$

Esta desigualdad tácitamente implica que no se requiere amplificación, adicional de voltaje, en esta etapa. En cambio es conveniente, por razones de impedancia de entrada, el tener una amplificación de corriente. Con base en estas acotaciones el circuito, a diseñarse, es el propuesto en la fig. 3.4.2.1.

Para este circuito, considerando el doblador de voltaje podemos plantear la siguiente expresión:

$$\frac{e_1^2}{R_{IN_1}} = \frac{(2\sqrt{2} \cdot e_1^2)}{R_{IN_2}/\eta} \quad (3.4.2.4)$$

De donde:

$$R_{IN_1} = \frac{R_{IN_2}}{8 \cdot \eta} \quad (3.4.2.5)$$

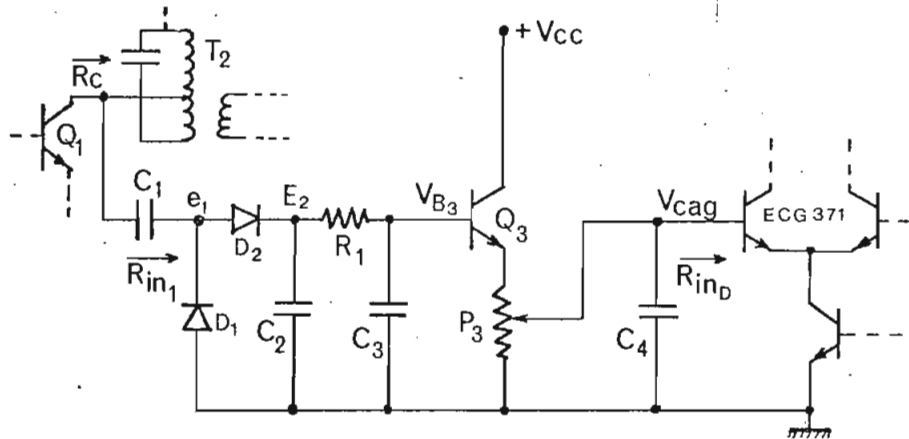


FIGURA 3.4.2.1. DETECTOR DE AMPLITUD PARA EL C.A.G.

Con objeto de no cargar excesivamente, al circuito de  $Q_1$ , debemos hacer que:

$$R_{IN_1} \gg R_c = 3,3 \text{ K} \quad (3.4.2.6)$$

Por tanto:

$$R_{IN_1} \gg 33 \text{ K}\Omega$$

Reemplazando este valor y asumiendo  $\eta = 0.8$ , en la expresión (3.4.2.5), obtenemos:

$$R_{IN_1} \geq 210 \text{ K}\Omega \quad (3.4.2.7)$$

Analizando el circuito para la condición  $V_{CAG} = 3 V_{BE}$  (Sin CAG) tenemos que:

$$V_{E_3} \geq 3 V_{BE} \quad (3.4.2.8)$$

$$E_2 = 2 \cdot V_{C_1}' - 2 \cdot V_D \quad (3.4.2.9)$$

Si los diodos son de germanio ( $V_D \approx 0,3 \text{ Vol}$ ) y  $V_{C_1}' = 2,86\text{V}$ , entonces:

$$E_2 = 5,1 \text{ Vol.}$$

Asumiendo:

$$V_{E_3} = 2 \text{ Vol.}$$

$$P_3 = 1 \text{ K}\Omega \ll R_{IN_D}$$

$$H_{FE_3} \geq 100$$

Tenemos que:

$$R_1 = P_1 \cdot H_{FE} \frac{E_2 - (V_{E_3} + V_{BE_3})}{V_{E_3}} \quad (3.4.2.10)$$

Efectuando los calculos respectivos, obtenemos:

$$R_1 = 125 \text{ K}\Omega$$

Además:

$$R_{IN_2} \approx R_1 + P_1 \cdot H_{FE} \quad (3.4.2.11)$$

Luego del reemplazo respectivo, tenemos:

$$R_{IN_2} = 225 \text{ K}\Omega$$

Valor para el cual la desigualdad (3.4.2.7) se cumple, por tanto, las suposiciones hechas son factibles.

El calculo de  $C_1$  se lo hace a partir de la siguiente -



expresión:

$$C_1 \gg \frac{1}{\omega_0 \cdot R_{IN}} \quad (3.4.2.12)$$

De donde:

$$C_1 = 10 \text{ pF}$$

Los capacitores  $C_2$  a  $C_4$  tienen por objeto filtrar el ruido de 9,2 MHz, por tanto, deben ser cortocircuitados a esa frecuencia. Los valores escogidos son:

$$C_2 = C_3 = C_4 = 0,01 \text{ } \mu\text{F}$$

### 3.4.3.- PREAMPLIFICADOR DE AUDIO

La señal de audio proveniente del detector de relación, tiene una magnitud (del orden de decenas de milivoltios) mucho menor que la necesaria a la salida del receptor (0,7 vol pico sobre 1 K $\Omega$ ); Por tanto, es indispensable una amplificación adicional mediante el empleo de un preamplificador.

Puesto que el circuito de la figura (2.3.21) posee características (ganancia, impedancia de entrada y salida) similares, a las que debe tener este preamplificador, no es necesario el diseñarlo nuevamente; Por lo cual, simplemente nos limitaremos a transferir su circuito al diagrama general del receptor.

### 3.5.- COMPENDIO

Con el anterior acápite prácticamente se termina el diseño del receptor, cuyo diagrama circuital completo - aparece en la figura 3.5.1. En el cual, según puede

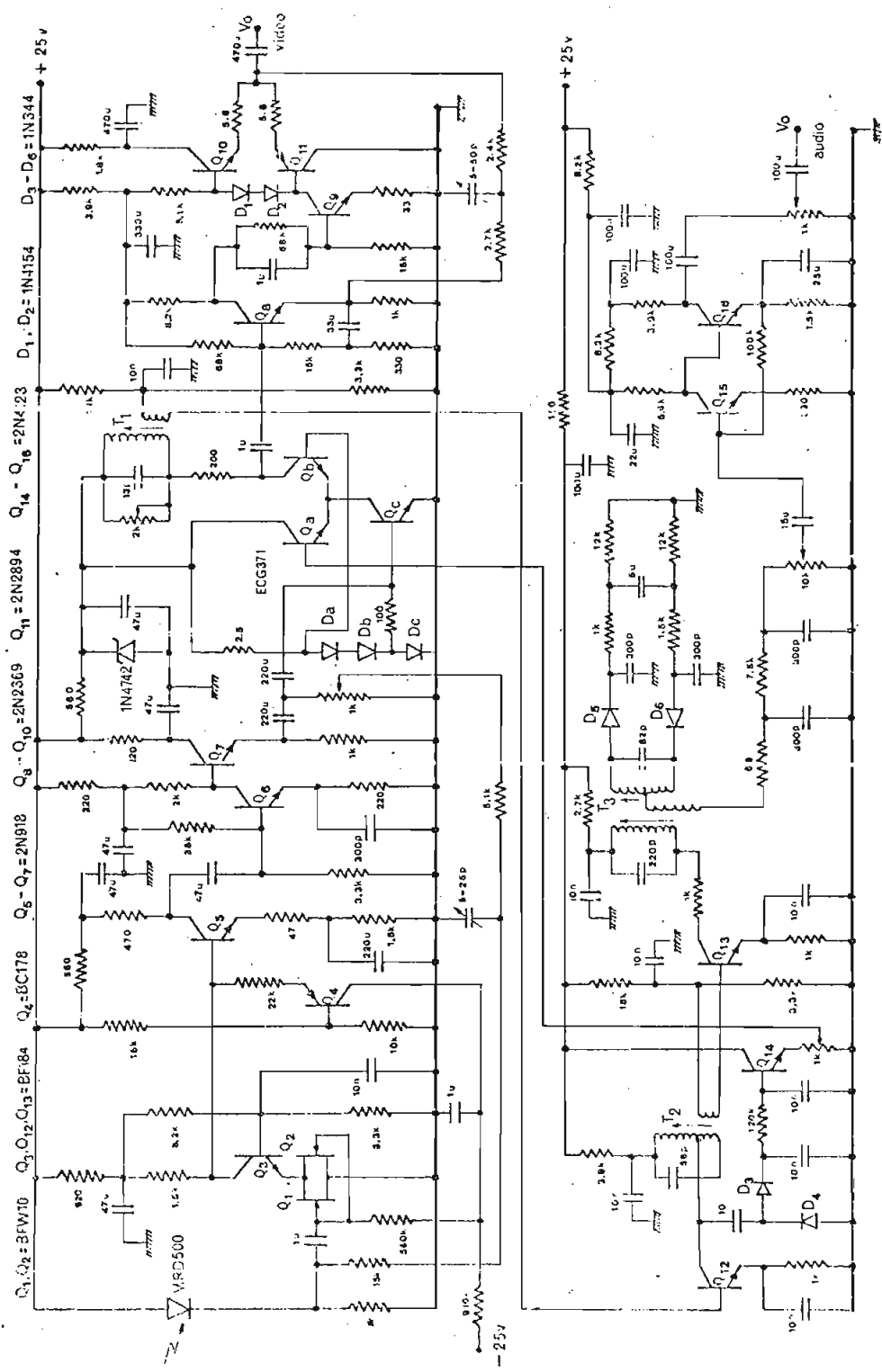


FIGURA 3. 5. 1. CIRCUITO DEL RECEPTOR

apreciarse, no se ha introducido cambio alguno con relación al valor o disposición, en el circuito, de los elementos previamente calculados. Únicamente implementaremos modificaciones físicas, tendientes a disminuir la influencia de perturbaciones externas o internas, sobre los circuitos en donde se tiene el más bajo nivel de señal y por ende son los más susceptibles a estas. Para el efecto, aplicaremos las técnicas siguientes:

- a) Blindaje electrostático de estos circuitos;
- b) El circuito de tierra, especialmente en la etapa de entrada, debe tener bajas pérdidas y su conexión, con el común de la fuente, la más corta posible;
- c) En el diseño del circuito impreso, correspondiente a los módulos enchufables, se evitan la proximidad física entre señales de diferente amplitud; y,
- d) Blindaje magnético y electrostático en los transformadores de los circuitos sintonizados.

## C A P I T U L O IV

### RESULTADOS Y CONCLUSIONES

#### 4.1.- ANALISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS:

Básicamente, se llevará a cabo mediante una comparación entre las especificaciones deseadas (acapite 1.2) y las características reales tanto del transmisor como del receptor ya construidos. Previamente a la obtención de estas características, se realizó la calibración respectiva de los circuitos, acorde a los requerimientos preestablecidos anteriormente en el diseño.

Para el caso del transmisor los resultados de las mediciones efectuadas son los siguientes:

- a) La impedancia de entrada para video, medida a 1 kHz, fue:  $Z_{IN} = 73\Omega$ . Valor que prácticamente es igual al requerido.
- b) La respuesta de frecuencia del amplificador de video, realizada mediante el oscilador de barrido TELONIC, aparece representado en la Fig. 4.1.1. correspondiendo la misma, a

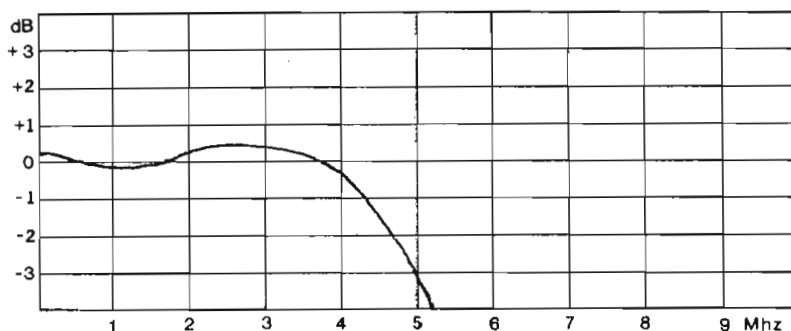


FIGURA 4.1.1 RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR DE VIDEO

los circuitos existentes desde la entrada de video al punto de prueba P.P.1. (Ver Fig. 2.4.1.). Como puede observarse este ancho de banda es más que suficiente, si tomamos en cuenta que la frecuencia más alta, para la etapa, está en el orden de 4,5 MHz.

- c) Las impedancias de entrada del canal auxiliar de audio medidas también a 1 kHz, fueron:

Para baja impedancia :  $Z_{IN} \approx 900\Omega$

Para alta impedancia :  $Z_{IN} \approx 23 K\Omega$

Los cuales no difieren en mucho de los asumidos en el diseño respectivo, siendo, el motivo de esta discrepancia la variación del  $\beta$  de los transistores.

- d) Con la ayuda de un analizador de espectros, se puede constatar lo siguiente:

1. El corrrimiento máximo de la portadora del canal auxiliar de audio, estabilizado con el tiempo, fue de sólo 20 kHz.
2. La modulación del 100% (50 kHz de desplazamiento de la portadora) se obtuvo con una señal de 5mV (a 1kHz) y el control de volúmen a 3/4 de su recorrido total.

En lo concerniente al receptor las dos únicas mediciones realizadas de manera aislada, fueron las siguientes:

- a) Para máxima amplificación ( $V_{CAG} = 0$ ) y con el foto-diodo cubierto el voltaje de ruido, en la salida de video, fue de 50 mVpp. Con iluminación ambiental normal, este voltaje, prácticamente permaneció con igual valor como era de esperarse.
- b) La respuesta de frecuencia, realizada en forma análoga a la anterior, es la representada en la Fig. 4.1.2. La misma que corresponde a todo el conjunto de circuitos comprendidos desde la entrada,

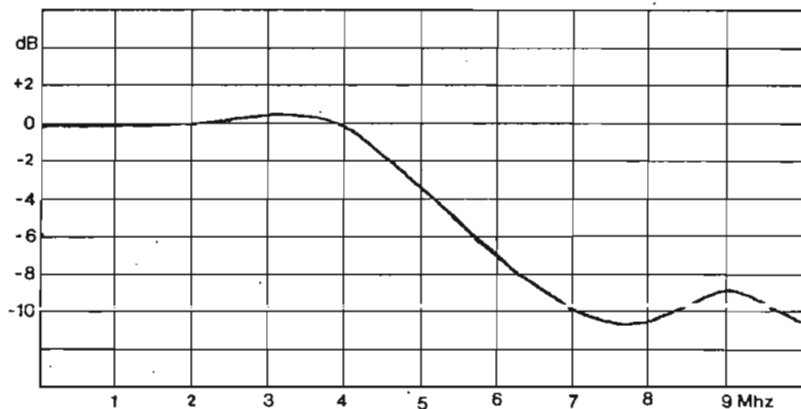


FIGURA 4,1.2 RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL RECEPTOR ,  
PARA LA SEÑAL DE VIDEO.

del preamplificador de banda ancha, hasta la salida de video.

La experimentación de comunicación a distancias apreciables, sin la ayuda de lentes colimadores, no se pudo realizar debido a la pequeñísima potencia de radiación del transmisor. Para estas condiciones la máxima distancia alcanzada fue de tan sólo 5 cm.

Con los lentes colimadores (enfocados estos expe

rimentalmente, primero con luz visible y luego ajustados para un óptimo enlace) se consiguió una distancia máxima de casi 2 m con una calidad de imagen receptada satisfactoria.

Para distancias mayores, la calidad de la imagen se vió afectada apreciablemente por el ruido de fondo del receptor, en cambio, en el sonido la distorsión tubo lugar a partir de 2,5 m.

Una buena calidad de imagen y sonido se obtuvo en distancias menores a 1,7 m, comprobándose, para este mismo rango, la bondad del C.A.G. el cual respondió hasta una distancia de 60 cm. Para distancias menores, por la excesiva intensidad recibida, se llegó al corte de la señal que comanda al C.A.G. quedando por tanto, imposibilitado de controlar la ganancia - en forma automática.

En cuanto a la respuesta de frecuencia del enlace, esta se mantuvo dentro de los límites previstos, ya que la imagen recibida no presentaba a simple vista una pérdida en su definición; lo anterior se corroboró - al efectuar la medición del ancho de banda del enlace para el canal de video, obteniendo que este superaba los 4,5 MHz previstos.

El enlace por medio de fibras ópticas no fue posible realizarlo debido a la dificultad de acoplar ópticamente aquellas, con los dispositivos opto-electrónicos; ya que al no tener la fibra utilizada una terminación óptica en sus extremos que concentre el haz; la dispersión es tan fuerte; la misma que sumada a las pérdidas propias de ella; dá por resultado una ate-

nuación muy grande que imposibilita el enlace, inclusive a distancias muy cortas.

#### 4.2.- CONCLUSIONES.-

Tanto de los cálculos teóricos como de las pruebas experimentales, se pueden obtener ciertas conclusiones generales, referentes: ya sea al comportamiento y diseño de los circuitos empleados, como a las ventajas o desventajas de este sistema de enlace.

En relación a los circuitos empleados podemos concluir que estos pueden ser modificados y aún simplificados, si en lugar de elementos discretos hubieramos usados circuitos integrados. Especialmente, este hecho es más notorio en el lado del receptor, ya que así se obtendría, en un menor espacio físico, una mejor calidad en el procesamiento de la señal recibida, a la par que su diseño se hubiera facilitado enormemente.

Como se deduce de las pruebas experimentales, el tipo de modulación a transmitirse influye en el alcance máximo del enlace, limitado éste por razones de ruido. También la clase de modulación que se le dé al haz liminoso, influirá enormemente en la distancia y en el rendimiento de los dispositivos opto-electrónicos; siendo más ventajoso modular por pulsos la potencia emitida, ya que, su valor instantáneo máximo es inversamente proporcional al tiempo de duración de dichos pulsos; de hecho también, este alcance, se incrementaría al aumentar la potencia del elemento foto-emisor. Por ejemplo, si en nuestro caso hubieramos empleado un elemento de 10 W, con una potencia -



$6.10^4$  mayor que la usada, el alcance se habría incrementado por un factor de 250.

Evidentemente en el plano práctico, es mucho más conveniente efectuar este tipo de enlaces por medio de fibras ópticas que por líneas de vista, siendo esta la tendencia que en la actualidad prevalece más aún con las nuevas fibras ópticas de bajísimas pérdidas, que ya se producen.

BIBLIOGRAFIA

- Paul E. Gray and Campbell L. Learle: "Electronic - Principles"
- Gerald E. Williams: "Practical transistor circuit design and Analisis".
- Jacob Millman y Christos C. Halkias: " Electronica Integrada".
- Franklin C. Fitchen: "Analisis y diseño de circuitos con Transistores".
- Mauricio Vega Vasconez: "Diseño de un sistema de - comunicación punto a punto para distancias cortas utilizando diodos Laser o sublaser de inyección".
- Paul H. Chirlian: "Analisis y diseño de circuitos Electrónicos".
- Mischa Schwartz: "Transmisión de la información, modulación y ruido".
- Texas Instruments Incorporated: "Transistores, Circuitos - Diseño".
- Texas Instruments Incorporated: " Circuits Design for Audio, AM/FA, and TV".
- Texas Instruments Incorporated: "Opto electronics"
- Matthew Mandl: "Directory of Electronic Circuits".
- Fred K. Manasse: "Semiconductor Electronics Design"

- L. J. Giacoletto : "Electronics Designess' Handbook".
- James F. Gibbons: "Semiconductor Electronics".
- Electronics Design: Volúmen 14 N<sup>o</sup> 1, 7 y 10.
- Hewlett Packard: "Solid State Devices".