ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN REFLECTOMETRO EN LA BANDA DE UHF"

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

MARCELO AUGUSTO UZCATEGUI ANDRADE

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
BIBLIOTECA
0330

AGOSTO 1988

CERTIFICO QUE EL PRESENTE TRABAJO HA SIDO REALIZADO EN SU TOTALIDAD POR EL SEÑOR MARCELO UZCATEGUI A.

ING. MARIO CEVALLOS

DIRECTOR

A G R A D E C I M I E N T O

UN AGRADECIMIENTO MUY ESPECIAL PARA EL ING. MARIO CEVALLOS, DIRECTOR DE LA PRESENTE TESIS, COMO TAMBIEN PARA LOS INGENIEROS ERWIN BARRIGA Y ANTONIO CALDERON, QUIENES COLABORARON DESINTERESADAMENTE PARA LA REALIZACION DEL PRESENTE TRABAJO.

D E D I C A T O R I A

EL PRESENTE TRABAJO VA DEDICADO ORGULLOSAMENTE A LA MEMORIA DE MI PADRE DR. MANUEL UZCATEGUI DONOSO, COMO TAMBIEN A MI MADRE CORNELIA ANDRADE Y A TODOS MIS HERMANOS.

I N D I C E G E N E R A L

Pág.

CAPITULO I: ONDAS VIAJERAS Y ESTACIONARIAS EN UNA LINEA DE TRANSMISION

GENERALIDADES 1

1.1 Ecuación de Ondas 5

1.2 Ondas incidentes y reflejadas en una línea de transmisión 7

1.3 Características de impedancia y coeficiente de reflexión en una línea de transmisión 10

1.4 Variación en magnitud y fase de ρ_x como función de la frecuencia 16

CAPITULO II: REFLECTOMETROS

2.1 Generalidades 23

2.2 Tipos de reflectómetros 25

CAPITULO III: REFLECTOMETRO MEDIANTE LA UTILIZACION DE DIODOS DETECTORES DE VOLTAJE

3.1 Utilización de los diodos como detectores de voltaje. 30

3.2 Región cuadrática de los diodos 42

3.3 Diferencia de voltaje cuadrática a la salida de los diodos 45

3.4 Fórmula obtenida propòrcional a $|\rho_x|$ 49

Pág.

CAPITULO IV: ESTUDIO Y ANALISIS DE LA FORMULA FINAL

4.1 Errores cometidos en $|\rho_r|$ por la variación de la frecuencia 51

4.2 Estudio del término que contiene la fase de ρ_r como función de la longitud l y la variación de frecuencia 55

4.3 Análisis gráfico cualitativo del error general cometido en la fórmula final y sus posibles compensaciones. 61

4.4 Métodos de compensación y curva universal de compensación 65

4.5 Conclusiones 69

CAPITULO V: DISEÑO ELECTRONICO GENERAL DEL REFLECTOMETRO

5.1 Diseño del circuito restador de señales 71

5.2 Diseño del amplificador de señales muy bajas..... 76

5.3 Necesidad del circuito rectificador de señal 78

5.4 Diseño del circuito rectificador de señal 79

5.5 Diseño de la fuente regulada de voltaje variable DC 82

CAPITULO VI: DISEÑO Y CONSTRUCCION MECANICA DEL REFLECTOMETRO

6.1 Diseño y construcción de la línea de aire de impedancia $Z_0 = 50\Omega$..... 96

6.2 Diseño del montaje para los diodos detectores..... 101

6.3 Capacidad para eliminar alta frecuencia 106

Pág.

6.4 Diseño mecánico de los terminales coaxiales en la línea de aire 108

CAPITULO VII: RESULTADOS Y PRUEBAS FINALES

7.1 Pruebas en el reflectómetro con cargas especiales... 116

7.2 Acoplamiento de una carga Zr cualquiera con stub.. 120

7.3 Acoplamiento de una antena 124

7.4 Respuesta de acoplamiento para un filtro RF 126

COMENTARIOS Y CONCLUSIONES 130

ANEXO: MANUAL DE USO DEL REFLECTOMETRO A-1

B I B L I O G R A F I A

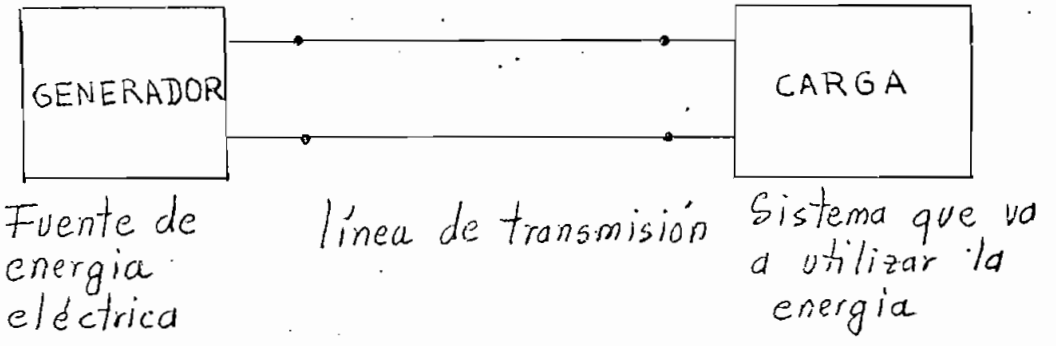
C A P I T U L O I

ONDAS VIAJERAS Y ESTACIONARIAS EN UNA LINEA DE TRANSMISION

GENERALIDADES

Uno de los principios fundamentales en líneas de transmisión es el de conocer como se transporta la energía desde un generador llamado fuente hacia una carga determinada a través de lo que conocemos como líneas de transmisión.

Estas líneas de transmisión pueden estar formadas por conductores paralelos, conductores coaxiales, guías de onda, etc.



En bajas frecuencias la longitud de la línea no tiene mayores consecuencias. Pero evidentemente a medida que aumenta la frecuencia, la longitud va tomando mayor importancia, tal es así que en el rango que nos interesa VHF y UHF es imprescindible considerar la longitud de dicha línea por cuanto es comparable con la longitud de onda

$$\lambda = \frac{\text{velocidad}}{\text{frecuencia}}.$$

En un medio como el vacío la velocidad de propagación de la onda es

$$C = 3 \times 10^8 \quad m/seg.$$

CARACTERIZACION ELECTRICA DE LAS LINEAS DE TRANSMISION

Una línea de transmisión entre sus características físicas podemos anotar los siguientes parámetros eléctricos.

R = Resistencia en serie por unidad de longitud incluyendo ambos conductores de la línea

$$R = \left[\frac{ohm}{m}\right]$$

L = Inductancia total en serie de la línea por unidad de longitud incluyendo la inductancia debida al flujo magnético interno y externo de la línea.

$$L = \left[\frac{Henrios}{m}\right]$$

G = Conductancia paralela de la línea por unidad de longitud.

$$G = \left[\frac{mhos}{m}\right]$$

C = Capacidad en paralelo de la línea por unidad de longitud

$$C = \left[\frac{Farad}{m}\right]$$

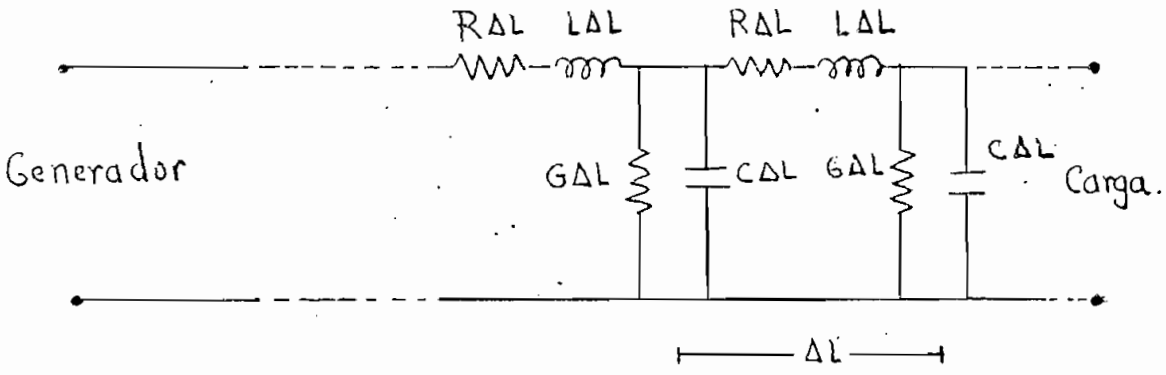
De estos 4 parámetros eléctricos son inevitables L y C.

C porque los conductores representan electrodos de un condensador y L es también inevitable debido a la concatenación de flujo magnético.

En algunas líneas pueden ser despreciables R y G siendo fácil evitar G dependiendo de la calidad de la línea.

Estos cuatro parámetros están distribuídos a lo largo de la línea. De los cuales R, L se los considera parámetros en serie, mientras C y G son parámetros entre los conductores.

Evidentemente de este análisis se desprende que el modelo eléctrico de una línea de transmisión estaría representado por el siguiente esquema.

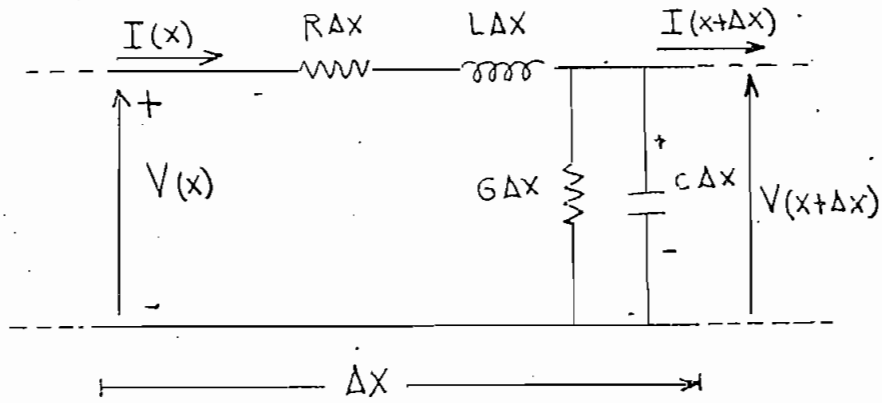


Hemos representado en forma aproximada el circuito equivalente en una línea de transmisión que utiliza parámetros concentrados RΔL, LΔL, CΔL, GΔL, para tratar de describir el modelo de una línea de parámetros distribuídos a lo largo de la línea.

Los parámetros distribuídos R, L, C, G no son funciones independientes de la frecuencia ni tampoco funciones simples de la misma, lo que ocasiona ecuaciones difíciles para cuando las señales tienen un ancho de banda finita. Sin embargo se puede solucionar o idealizar el problema suponiendo a R, L, G, C constantes con un valor dado para una frecuencia

específica.

ECUACIONES DIFERENCIALES EN UNA LINEA DE TRANSMISION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA



Supongamos un elemento diferencial de línea de transmisión en donde encontramos los cuatro parámetros concentrados por unidad de longitud.

Cada término será un número complejo en el cual está incluído implícitamente el tiempo.

$$\begin{cases} V(x+\Delta x) - V(x) = \Delta V(x) = R\Delta x . I(x) + j\omega L\Delta x . I(x) \\ I(x+\Delta x) - I(x) = \Delta I(x) = G\Delta x . V(x) + j\omega C\Delta x\, V(x) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta V(x) = \Delta x\,(R + j\omega L)\, I(x) \\ \Delta I(x) = \Delta x\,(G + j\omega C)\, V(x) \end{cases}$$

Evidentemente la expresión $R + j\omega L$ representa una impedancia distribuída por unidad de longitud.

También la cantidad $G+j\omega C$ representa una admitancia distribuída por unidad de longitud. Entonces:

$$R+j\omega L = Z$$

$$G+j\omega C = Y$$

Dado que hemos tomado un elemento diferencial de línea podemos escribir las 2 ecuaciones anteriores como

$$dV = dx\,(R+j\omega L)\,I \quad \Rightarrow \quad \frac{dV}{dx} = ZI \qquad (1)$$

$$dI = dx\,(G+j\omega C)\,V \quad \Rightarrow \quad \frac{dI}{dx} = YV \qquad (2)$$

Está sobreentendido que en estas ecuaciones tanto V e I son funciones de la distancia X y forman un sistema de ecuaciones diferenciales para voltajes y corrientes en el dominio de la frecuencia.

1.1 ECUACION DE ONDAS

Si derivamos respecto a X el sistema de ecuaciones anteriores obtendremos:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{d(ZI)}{dx} = Z\frac{dI}{dx} + \cancel{I\frac{dZ}{dx}} \rightarrow 0$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = \frac{d(YV)}{dx} = Y\frac{dV}{dx} + \cancel{V\frac{dY}{dx}} \rightarrow 0$$

Sobre una línea uniforme Z, Y son independientes de X puesto que no varían a lo largo de la línea.

$$\frac{d^2V}{dx^2} = Z\,\frac{dI}{dx} \qquad \text{ec. } (1.1-1)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = Y\,\frac{dV}{dx} \qquad \text{ec. } (1.1-2)$$

reemplazando las ecuaciones (1) y (2) en estas últimas obtenemos:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = Z\,(YV) \quad \Rightarrow \quad \frac{d^2V}{dx^2} = ZYV \quad \text{ec.}(1.1-3)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = Y\,(ZI) \quad \Rightarrow \quad \frac{d^2I}{dx^2} = ZYI \quad \text{ec.}(1.1-4).$$

Las ecuaciones (1.1-3) y (1.1-4) forman un par de ecuaciones diferenciales de voltaje y corriente, llamadas también <u>ecuaciones de onda</u>, una para voltaje y otra para corriente establecidas en la siguiente forma

$$\frac{d^2V}{dx^2} - ZYV = 0$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} - ZYI = 0$$

De donde la solución más general posible será una combinación lineal de dos soluciones

$$V_x = V_1\,e^{\gamma x} + V_2\,e^{-\gamma x} \qquad \text{ec. } (1.1-5)$$

$$\text{donde: } \gamma = \sqrt{ZY}$$

La ecuación diferencial de la corriente tendrá igual procedimiento de solución y entonces obtendremos:

$$I_x = I_1 e^{\gamma x} + I_2 e^{-\gamma x} \qquad \text{ec. (1.1-6)}$$

La cantidad $\sqrt{zy} = \gamma$ se llama constante de propagación. En general es un número complejo con una parte real llamada constante de atenuación y una parte imaginaria llamada constante de fase. De este modo

$$\gamma = \sqrt{zy} = \alpha + j\beta \qquad \text{ec. (1.1-7)}$$

Definimos la impedancia característica como

$$Z_0 = \sqrt{\frac{z}{y}} \quad \Rightarrow \quad Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \qquad \text{ec (1.1-8)}$$

Además los coeficientes de voltaje y corriente de las ecuaciones (1.1-5) y (1.1-6) están relacionadas mediante las siguientes relaciones:

$$V_1 = Z_0 I_1 \qquad \text{ec. (1.1-9)}$$

$$V_2 = -Z_0 I_2 \qquad \text{ec. (1.1-10)}$$

1.2 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS EN UNA LINEA DE TRANSMISION

Si consideramos la ecuación de voltaje en la línea de transmisión tendremos:

$$V_x = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} \Rightarrow V_x = V_1 e^{(\alpha + j\beta)x} + V_2 e^{-(\alpha + j\beta)x}$$

$$V_x = V_1 e^{\alpha x} \cdot e^{j\beta x} + V_2 e^{-\alpha x} \cdot e^{-j\beta x}$$

Se observa claramente en esta ecuación de voltaje que existen 2 tipos de onda superpuestas y que varían a lo largo de la distancia X de la línea.

Estas dos ondas de voltaje serían evidentemente

$$V \text{ incidente} = V_1 e^{\alpha x} \cdot e^{j\beta x}$$
$$V \text{ reflejada} = V_2 e^{-\alpha x} \cdot e^{-j\beta x}$$

Cada una de ellas tiene una variación de magnitud y de fase como una función de la distancia X. Variación que está dada por las expresiones:

$$V \text{ incidente} = \underbrace{V_1 e^{\alpha x}}_{\text{Variación de magnitud}} \cdot \underbrace{e^{j\beta x}}_{\text{Variación de fase}}$$

$$V \text{ reflejada} = \underbrace{V_2 e^{-\alpha x}}_{\text{Variación de magnitud}} \cdot \underbrace{e^{-j\beta x}}_{\text{Variación de fase}}$$

Si tomamos solamente el voltaje incidente podemos observar cualitativamente estas variaciones de magnitud y de fase con respecto a la distancia X. Dado que V incidente es un vector como función de X tendremos

$$V_{incidente} = V_1 e^{\alpha x} \angle \beta x$$

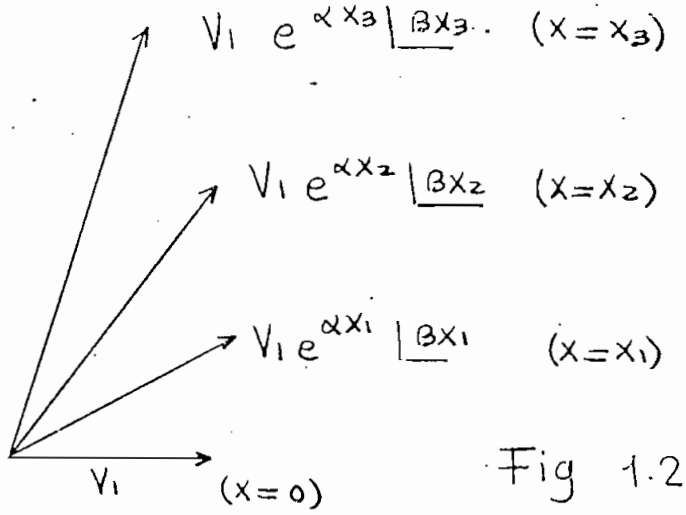


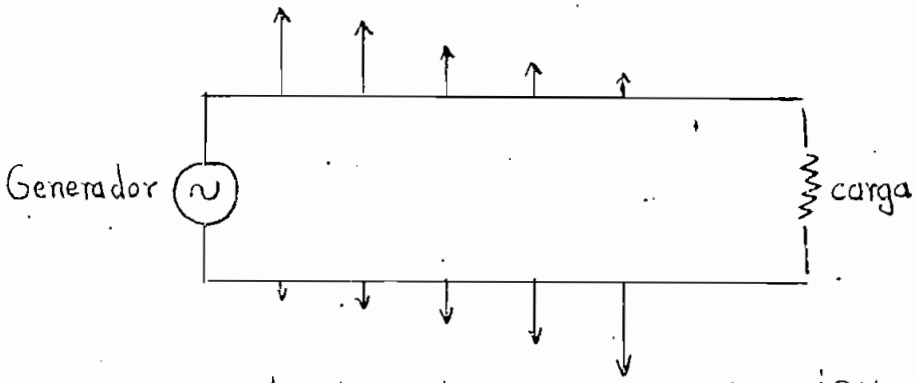
Fig 1.2-1

Como se puede observar la fase adelanta en forma proporcional a X y la magnitud en forma exponencial. Estas expresiones nos describen el comportamiento de una onda viajera.

Evidentemente la onda incidente viajará del generador a la carga mientras la onda reflejada lo hará en sentido contrario de la carga al generador.

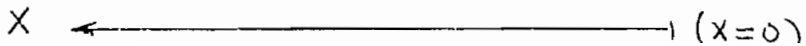
Si tomamos la conversión de que X = 0 justamente en la carga y aumenta hacia el generador tendremos el comportamiento de las ondas incidente y reflejada como se observa cualitativamente en el siguiente gráfico.

$$V_{incidente} = V_1 e^{\alpha x} e^{j\beta x}$$



$$V_{reflejado} = V_2 e^{-\alpha x} \cdot e^{-j\beta x}$$

Fig 1.2-2



De la ecuación (1.1-6) para la onda de corriente podemos establecer que:

$$I_x = I_1 e^{(\alpha + j\beta)x} + I_2 e^{-(\alpha + j\beta)x}$$

Y se puede observar que es la misma expresión que para la onda de voltaje. Por lo tanto podemos afirmar que la onda de corriente es una superposición de una onda de corriente incidente y una onda de corriente reflejada.

El análisis cualitativo para esta onda de corriente será exactamente el mismo analizado anteriormente.

Podemos concluir que en una línea de transmisión existirán ondas incidentes y reflejadas de voltaje y corriente como funciones de la distancia X.

Esta afirmación última nos conduce a considerar la existencia de un coeficiente de reflexión.

1.3 CARACTERISTICAS DE IMPEDANCIA Y COEFICIENTE DE REFLEXION EN UNA LINEA DE TRANSMISION

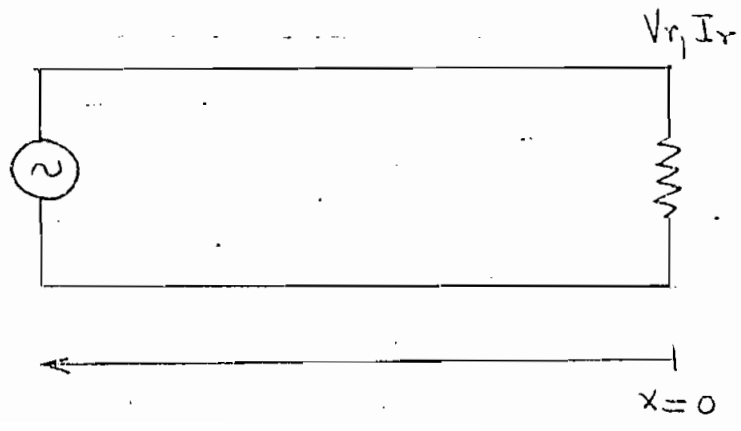


Fig 1.3-1

Consideremos la siguiente línea de transmisión y establezcamos los voltajes y corrientes en la carga; es decir para X = 0, De las ecs. (1.1-5) y (1.1-6) tenemos:

$$V_x = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$$

$$I_x = I_1 e^{\gamma x} + I_2 e^{-\gamma x}.$$

Para X = 0 estamos justamente en la carga por lo tanto tendremos:

$$V_r = V_1 + V_2 \qquad \text{ec. } (1.3-1)$$

$$I_r = I_1 + I_2 \qquad \text{ec. } (1.3-2)$$

Pero las ecs. (1.1-9) y (1.1-10) me indican que:

$$V_1 = I_1 Z_0 \qquad V_2 = -I_2 Z_0$$

Reemplazando estos valores en la ec. (1.3-2) observamos que

$$I_r = \frac{V_1}{Z_0} - \frac{V_2}{Z_0} \Rightarrow I_r = \frac{(V_1 - V_2)}{Z_0} \Rightarrow I_r Z_0 = V_1 - V_2 \quad \text{ec. } (1.3-3)$$

Sumando miembro a miembro las ecs. (1.3-1) y (1.3-3)

$$V_r + I_r Z_0 = 2V_1 \Rightarrow V_1 = \frac{V_r + I_r Z_0}{2} \quad \text{ec. } (1.3-4)$$

Igualmente restando miembro a miembro las ecs. (1.3-1) y (1.3-3) obtendremos:

$$V_r - I_r Z_0 = 2V_2 \Rightarrow V_2 = \frac{V_r - I_r Z_0}{2} \quad \text{ec. } (1.3-5)$$

Porlo tanto podemos escribir las ecuaciones (1.1-5) y (1.1-6) en función de los voltajes y corrientes de la carga como:

$$V_x = \left(\frac{V_r + Z_0 I_r}{2}\right) e^{\gamma x} + \left(\frac{V_r - Z_0 I_r}{2}\right) e^{-\gamma x}$$

$$I_x = \frac{1}{Z_0}\left(\frac{V_r + Z_0 I_r}{2}\right) e^{\gamma x} - \frac{1}{Z_0}\left(\frac{V_r - Z_0 I_r}{2}\right) e^{-\gamma x}$$

Trabajando simultáneamente estas 2 ecuaciones tendremos:

$$\begin{cases} V_x = \dfrac{V_r e^{\gamma x} + Z_0 I_r e^{\gamma x}}{2} + \dfrac{V_r e^{-\gamma x} - Z_0 I_r e^{-\gamma x}}{2} \\ I_x = \dfrac{V_r e^{\gamma x} + Z_0 I_r e^{\gamma x}}{2 Z_0} + \dfrac{-V_r e^{-\gamma x} + Z_0 I_r e^{-\gamma x}}{2 Z_0} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_x = V_r \left(\dfrac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2}\right) + Z_0 I_r \left(\dfrac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}\right) \\ I_x = \dfrac{V_r}{Z_0}\left(\dfrac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}\right) + I_r \left(\dfrac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2}\right) \end{cases}$$

Las formas exponenciales obtenidas son funciones hiperbólicas de seno y coseno en consecuencia podemos establecer que:

$$V_x = V_r \cosh \gamma x + Z_0 I_r \operatorname{senh} \gamma x$$

$$I_x = \frac{V_r}{Z_0} \operatorname{senh} \gamma x + I_r \cosh \gamma x$$

Ahora bien, la impedancia en cualquier punto x de la linea será evidentemente:

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{V_r \cosh \gamma x + Z_0 I_r \operatorname{senh} \gamma x}{\frac{V_r}{Z_0} \operatorname{senh} \gamma x + I_r \cosh \gamma x}$$

Justamente en la carga para X = 0 tendremos $Z_r = \frac{V_r}{J_r}$ reemplazando este valor y reduciendo las funciones hiperbólicas llegamos a:

$$Z_x = Z_0 \left(\frac{Z_r + Z_0 \, tgh \, \gamma x}{Z_0 + Z_r \, tgh \, \gamma x} \right) \qquad \text{ec. } (1.3-6)$$

Como podemos observar en esta última ecuación, la impedancia de una línea de transmisión varía de acuerdo con la distancia X y es también función de la impedancia en sus terminales de carga.

COEFICIENTE DE REFLEXION

La existencia de una onda incidente y una onda reflejada da lugar a la presencia de un coeficiente de reflexión que relacionen mediante una fórmula matemática ambos tipos de onda.

FACTOR DE REFLEXION DE VOLTAJE

La ecuación (1.1-5) nos indica la existencia de 2 ondas de voltaje cuyo factor de reflexión sería por definición

$$\rho_x = \frac{V \text{ reflejado}}{V \text{ incidente}} \qquad \text{dado que: } V_x = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$$

entonces

$$\rho_x = \frac{V_2 \, e^{-\gamma x}}{V_1 \, e^{\gamma x}}$$

$$\rho_x = \frac{V_2}{V_1} e^{-2\gamma x} \qquad \text{ec. } (1.3-7)$$

Para (X = 0) vamos a tener un factor de reflexión exactamente en la carga que llamaremos ρ_r entonces:

$$\rho_r = \frac{V_2}{V_1} \qquad \text{ec. } (1.3-8)$$

Por lo tanto la ecuación (1.3-7) se convierte en:

$$\rho_x = \rho_r \, e^{-2\gamma x} \qquad \text{ec. } (1.3-9)$$

La ecuación (1.1-6) nos indica también la existencia de 2 ondas de corriente cuyo factor de reflexión sería por la misma definición anterior

$$\rho_x = \frac{V_2}{V_1} e^{-2\gamma x}$$

Pero de las ecuaciones (1.1-9) y (1.1-10) tendremos

$$V_1 = Z_0 I_1 \quad \text{y} \quad V_2 = -Z_0 I_2$$

entonces:

$$\rho_x = \frac{-Z_0 I_2}{Z_0 I_1} e^{-2\gamma x} \qquad \rho_x = -\frac{I_2}{I_1} e^{-2\gamma x} \qquad \text{ec. } (1.3-10)$$

que sería el coeficiente de reflexión en función de corrientes. Evidentemente para (X = 0)

$$\rho_r = -\frac{I_2}{I_1} \qquad \text{ec. } (1.3-11) \text{ a}$$

Con lo cual evidentemente se cumple que:

$$\rho_r = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{I_2}{I_1} \qquad \text{ec. } (1.3-11) \text{ b}$$

Dado que tanto voltajes como corrientes a lo largo de la línea de transmisión son producto de la impedancia de carga Zr, se concluye que el coeficiente de reflexión ρ_r estará relacionado fundamentalmente con la impedancia de carga a la colocada al extremo de la línea mediante la siguiente expresión:

$$\rho_r = \frac{Z_r - Z_o}{Z_r + Z_o} \qquad \text{ec. } (1.3\text{-}12)$$

representa el coeficiente de reflexión en la carga ρ_r como la función de la impedancia de carga Z_r para una línea con impedancia característica Zo.

En igual forma el coeficiente de reflexión ρ_x en cualquier punto de la línea estará relacionado directamente con la impedancia Zx de la línea en ese punto mediante la siguiente expresión:

$$\rho_x = \frac{Z_x - Z_o}{Z_x + Z_o} \qquad \text{ec. } (1.3\text{-}13)$$

que como se puede observar es la forma más general de la fórmula del coeficiente de reflexión en función de la impedancia Zx de la línea.

Se puede observar que la ecuación (1.3-12) es un caso particular de la ecuación (1.3-13) para cuando X = 0 es decir justamente en la carga.

VARIACION DE ρ_x EN MODULO Y FASE COMO FUNCION DE ZX

Evidentemente dado que Zx es una impedancia compleja, el coeficiente de reflexión ρ_x será también un número complejo con una magnitud y fase

proporcionales a la distancia X .

Si Zx = 0 es decir un cortocircuito en un punto X de la línea

$$\rho_x = \frac{-Z_0}{Z_0} \Rightarrow \rho_x = -1 \Rightarrow \rho_x = 1\angle 180^\circ$$

Si Zx = ∞ es decir circuito abierto en un punto X de la línea entonces

$$\rho_x = \frac{\frac{Z_x}{Z_x} - \frac{Z_0}{Z_x}}{\frac{Z_x}{Z_x} + \frac{Z_0}{Z_x}} \Rightarrow \rho_x = \frac{1 - \cancel{\frac{Z_0}{Z_x}}^{\,0}}{1 + \cancel{\frac{Z_0}{Z_x}}^{\,0}} \Rightarrow \rho_x = 1\angle 0^\circ$$

Si Zx = Zo entonces

$$\rho_x = 0$$

De estos resultados podemos concluir que el coeficiente de reflexión puede variar en magnitud como: $0 \leq \rho_x \leq 1$

y en fase como: $0^\circ \leq \phi_x \leq 180^\circ$

1.4 VARIACION EN MAGNITUD Y FASE DE ρ_x COMO FUNCION DE LA FRECUENCIA

Consideremos una línea de transmisión de una cierta longitud l, en cuyos terminales existe una impedancia de carga Zr dándonos un coeficiente de reflexión en dicha carga .

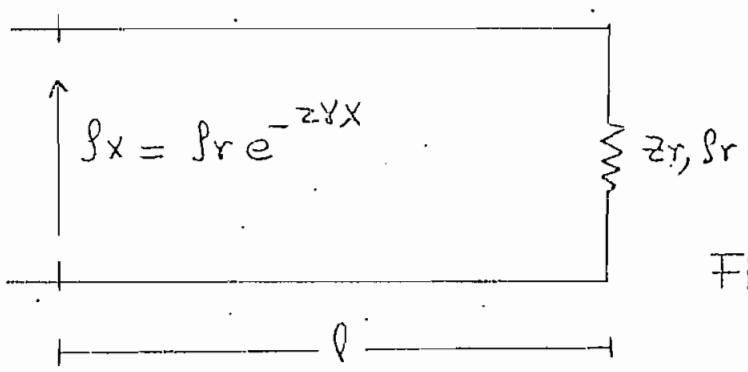


Fig 1.4 - 1

Recordemos que:

$\gamma = \alpha + j\beta$ donde

α = constante de atenuación

β = constante de fase.

A la distancia X de dicha carga obtendremos evidentemente un coeficiente de reflexión ρ_X cuya magnitud y fase serán funciones de esta distancia. Así pues:

$$\rho_X = \rho_r \, e^{-2(\alpha + j\beta)X}$$

$$\rho_X = \rho_r \, e^{-2\alpha X} \, e^{-2j\beta X}$$

La magnitud del coeficiente de reflexión estará afectada por el término exponencial $e^{-2\alpha X}$

La fase del coeficiente de reflexión también se afectará por el término

$$e^{-2j\beta X}$$

Si consideramos dicho coeficiente de reflexión para X = l entonces las variaciones que se puedan dar serán únicamente respecto a las variaciones de frecuencia.

Así pues el módulo de $\rho_X \, (X = l)$ variará en frecuencia a través del coeficiente de atenuación α, el cual varía con la frecuencia.

También el ángulo de $\rho x (x=l)$ variará en frecuencia a través de las variaciones en frecuencia de la constante de fase β.

Analicemos separadamente ambas situaciones.

Sea $\rho x = |\rho x| \angle \phi x$

entonces: $|\rho x| = \rho r \, e^{-2\alpha x}$ ec. (1.4-1)

$\phi x = -2\beta x$ ec. (1.4-2)

teniendo en cuenta que las variaciones en frecuencia tanto para y son respectivamente:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2}\left[\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(G^2+\omega^2C^2)} + (RG-\omega^2LC)\right] \quad (1.4\text{-}3)$$

$$\beta^2 = \frac{1}{2}\left[\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(G+\omega^2C^2)} - (RG-\omega^2LC)\right] \quad (1.4\text{-}4)$$

Podemos observar de estas dos expresiones que la variación de α y β son funciones complicadas con respecto a la frecuencia, siempre y cuando se consideren a los parámetros distribuídos R, G, L, C constantes con la frecuencia, lo cual no es tan cierto pero para nuestro objetivo y dentro de un cierto rango los podemos asumir como constantes.

Para el desarrollo de la presente tesis utilizamos un cable coaxial blindado U/214 que presenta la siguiente característica de atenuación α como

Class of Cables	JAN Type RG-	Inner Conductor[4]	Dielectric Material (Note 1)	Nominal Diameter of Dielectric (in.)	Shielding Braid	Protective Covering (Note 2)	Nominal Overall Diameter (in.)	Weight (lb/ft)	Nominal Capacitance (pf/ft)	Maximum Operating Voltage (rms)	Remarks
Double braid	22B/U	Each conductor 7/0.0152" copper	A	0.285	Tinned copper	IIa	0.420	0.116	16.0	1 000	Small-size balanced twin-c cable. Z = 95 ohms
	111A/U		A	0.285	Tinned copper	IIa, with armor	0.490 max.	0.145	16.0	1 000	Same as RG-22B U, but wit Z = 95 ohms
Twin coaxial	181/U	Each conductor 7/26 AWG copper	A	0.210	Copper inner braids and common braid	IIa	0.640	—	12	3 500	Filled-to-round unbalanced sion cable. Twin coaxial Z =

From "RF Transmission Lines and Fittings," MIL-HDBK-216, 4 January 1962, revised 15 May 1965. Require-is for listed cables are in Specification MIL C-17.

Diameter of strands given in inches. As, 7/0.0296" = 7 strands, each 0.0296-inch diameter.

ote 1—Dielectric materials: A = Polyethylene, D = Layer of synthetic rubber between two layers of conducting ber, E = Layer of conducting rubber plus two layers of synthetic rubber, FI = Solid polytetrafluoroethylene (Teflon), = Semisolid or taped polytetrafluoroethylene (Teflon), H = Conducting synthetic rubber, and J = Insulating butyl ber.

Note 2—Jacket types: I = Polyvinyl chloride (colored black), IIa = Noncontaminating synthetic resin, I contaminating synthetic resin (colored black), IV = Chloroprene, V = Fibreglas, silicone-impregnated varn Polytetrafluoroethylene, VIII = Polychloroprene, and IX = Fluorinated ethylene propylene.

Note 3—For RG-65A/U, delay = 0.042 microsecond per foot at 5 megahertz; dc resistance = 7.0 ohms fo

TENUATION AND POWER RATING LINES AND CABLES

enuation

igure 40 illustrates the attenuation of general-pose radio-frequency lines and cables up to ir practical upper frequency limit. Most of these coaxial-type lines, but waveguide and micro-p are included for comparison.

The following notes are applicable to this figure.

(A) For the RG-type cables, only the number given (for instance, the curve for RG-218/U is eled 218. Refer to table on pages 22-32–22-41.) e data on RG-type cables are taken mostly m, "RF Transmission Lines and Fittings," IL-HDBK-216, 4 January 1962, revised 15 ay 1965, and from "Solid Dielectric Transmission nes," Electronic Industries Association Standard -199, December 1957.

Some approximation is involved in order to ify the figure. Thus, where a single curve is eled with several type numbers the actual enuation of each individual type may be slightly ferent from that shown by the curve.

(B) The curves for rigid copper coaxial lines e labeled with the diameter of the line only, as Ohms," Electronic Industries Association Standard RS-225, August 1959. The computations considered the copper losses only, on the basis of a resistivity $\rho = 1.724$ microhm-centimeters; a derating of 20 percent has been applied to allow for imperfect surface, presence of fittings, etc., in long installed lengths. Relative attenuations of the different sizes are

$$A_{6\frac{1}{8}''} \approx 0.13 A_{3\frac{1}{8}''}$$

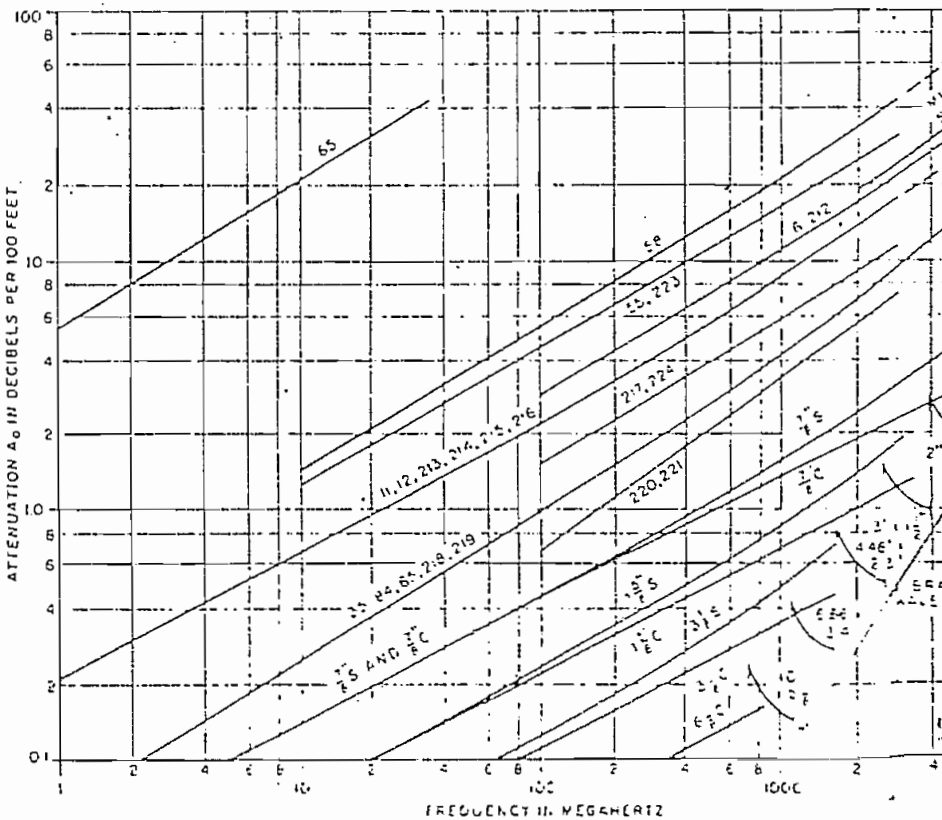
$$A_{3\frac{1}{8}''} \approx 0.26 A_{1\frac{5}{8}''}$$

$$A_{1\frac{5}{8}''} \approx 0.51 A_{\frac{7}{8}''}.$$

(C) Typical curves are shown for three sizes of 50-ohm semirigid cables such as Styroflex, Spiroline, Heliax, Alumispline, etc. These are labeled by size in inches, as $\frac{7}{8}''$S.

(D) The micro-strip curve is for Teflon-impregnated Fibreglas dielectric $\frac{1}{16}$-inch thick and conductor strip $\frac{7}{32}$-inch wide.

(E) Shown for comparison is the attenuation in the TE_{10} mode of 5 sizes of brass waveguide. The resistivity of brass was taken as $\rho = 6.9$ microhm-centimeters, and no derating was applied. For copper or silver, attenuation is about half that for brass. For aluminum, attenuation is about



función de la frecuencia.

Hemos tomado los valores de atenuación dentro del rango que nos interesa que es aproximadamente de 100 a 1000 MHz. De la curva se pueden obtener aproximadamente los siguientes valores:

$f\,[MHz]$	100	200	400	600	800	1000
$\alpha\left[\frac{dB}{100\,pie}\right]$	2.3	3.3	4.8	6.3	7.5	8.7

Estos valores de α que están dados en $dB/100$ pies debemos transformarlos a Nep/m mediante las siguientes relaciones:

$$\alpha\left[\frac{dB}{m}\right] = \alpha\left[\frac{dB}{100\,\cancel{pies}}\right] \times \frac{\cancel{pie}}{0.3048\,m}$$

Existe una relación para transformar valores de dados en decibeles a Nepers que dice: $\alpha\,Nep = \frac{\ln 10}{20}\,\alpha\,dB$

entonces la transformación total será:

$$\alpha\left[\frac{Nep}{m}\right] = \alpha\left[\frac{dB}{100\,pie}\right]\frac{pie}{0.3048\,m} \times \frac{\ln 10}{20}$$

$$\alpha\left[\frac{Nep}{m}\right] \cong 3.78\;\alpha\left[\frac{dB}{100\,pie}\right]$$

Con esta transformación construyamos una nueva tabla.

$f\,[MHz]$	100	200	400	600	800	1000
$\alpha\left[\frac{Nep}{m}\right]$	0.0087	0.0125	0.0181	0.0238	0.0283	0.0329

Para la parte práctica de estas tesis se utilizará una longitud de línea $l \simeq 12m$ por lo tanto las variaciones de $|\rho_x|$ respecto de la frecuencia para los valores obtenidos de α son aproximadamente.

$f\,[MHz]$	100	200	400	600	800	1000
$\lvert\rho_x\rvert = \rho e^{-2\alpha x}$	$0.8116\,\rho$	$0.7408\,\rho$	$0.5648\,\rho$	$0.5648\,\rho$	$0.5070\,\rho$	$0.454\,\rho$

Se puede observar que la variación es en forma decreciente y casi en forma lineal. Evidentemente en todo ese rango de frecuencia las variaciones en $|\rho_x|$ son considerables, pero ventajosamente en el reflectómetro de la siguiente tesis se restringe todo este rango en varios sectores de frecuencia dependiendo de las diferentes tomas de los diodos detectores. De este modo las variaciones de $|\rho_x|$ cometidas por el cable coaxial son prácticamente inapreciables y no afectan a la señal de salida de ningún modo.

Las variaciones en el ángulo de ρ_x producidas por la constante de fase β estarán dadas por la expresión

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad \lambda = K v \lambda_0$$

Para el tipo de cable utilizado $\quad K v \cong 0.68$

$$\beta = \frac{2\pi}{K v \lambda_0} \qquad \text{pero} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f}$$

$$\beta = \frac{2\pi f}{K v c} \qquad \text{aplicando la ecuación (1.4-2)}$$

$$\phi_x = -2\beta x \qquad \phi_x = -2\left(\frac{2\pi f}{K v c}\right) x$$

Se puede observar claramente que la variación del ángulo respecto a la frecuencia es una función lineal.

Además dichas variaciones no nos interesan ya que no producen en la salida final de los diodos detectores variaciones imperceptibles de fase.

C A P I T U L O I I

REFLECTOMETROS

2.1 GENERALIDADES

Un reflectómetro puede ser considerado como un sistema mediante el cual podemos establecer una relación entre ondas incidentes y reflejadas en una línea de transmisión para una impedancia de carga determinada.

RELACION DE ONDAS DE VOLTAJE

Uno de los primeros conceptos que se nos presenta de acuerdo a lo que pretendemos obtener es la llamada onda estacionaria de voltaje.

De acuerdo a la ecuación 1.1-5

$$V_X = V_1 e^{\gamma X} + V_2 e^{-\gamma X}$$

siendo

$$V_1 = \frac{V_r + Z_0 I_r}{2} \qquad V_2 = \frac{V_r - Z_0 I_r}{2}$$

pero $V_r = Z_r I_r$

que representa la ecuación de voltaje a la lo largo de una línea de transmisión como función de la distancia X. Esta ecuación graficaría una onda de voltaje de la siguiente manera

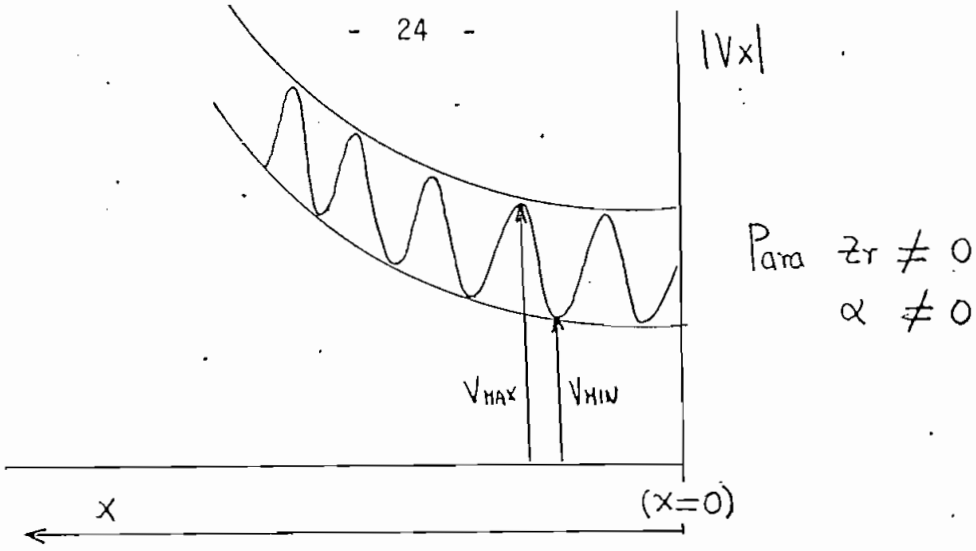


Fig 2.1-1

La relación de voltaje máxima a voltaje mínimo denominada relación de onda estacionaria de voltaje o VSWR o S.

$$S = \frac{|V_{MAX}|}{|V_{MIN}|} \qquad \text{e.c} \quad (2.1-1)$$

siendo:

$$|V_{MAX}| = |V_1| + |V_2| \qquad \text{ec} \quad (2.1-2)$$

$$|V_{MIN}| = |V_1| - |V_2| \qquad \text{ec} \quad (2.1-3)$$

Así pues:

$$S = \frac{|V_1| + |V_2|}{|V_1| - |V_2|} \qquad \text{e.c} \quad (2.1-4)$$

El valor de S y el coeficiente de reflexión ρ están relacionados mediante la siguiente expresión:

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \qquad \text{ec} \quad (2.1-5) \qquad \text{de donde}$$

$$|\rho| = \frac{S - 1}{S + 1} \qquad \text{ec} \quad (2.1-6)$$

Si de alguna manera podemos obtener el valor de S para una determinada impedancia de carga entonces obtendríamos en forma directa el módulo del coeficiente de reflexión que es justamente el que nos interesa en la teoría de reflectómetros.

Evidentemente $|\rho|$ representa el módulo del coeficiente de reflexión debido a la impedancia de carga.

2.2 TIPOS DE REFLECTOMETROS

Una de las maneras de investigar las características de reflexión que presenta un terminal de impedancia es medir directamente la onda reflejada producida por una discontinuidad. Dos acopladores direccionales o un solo acoplador bidireccional puede ser montado para indicar la magnitud de las ondas incidentes y reflejadas.

Si los acopladores direccionales fueran eléctricamente perfectos, la magnitud indicada de las ondas incidentes y reflejadas debería ser una medida directa de la magnitud del coeficiente de reflexión. Idealmente esto proveería una manera simple de medir reflexiones.

Un adecuado arreglo de componentes de tal reflectómetro está mostrado en la Figura 2.2-1

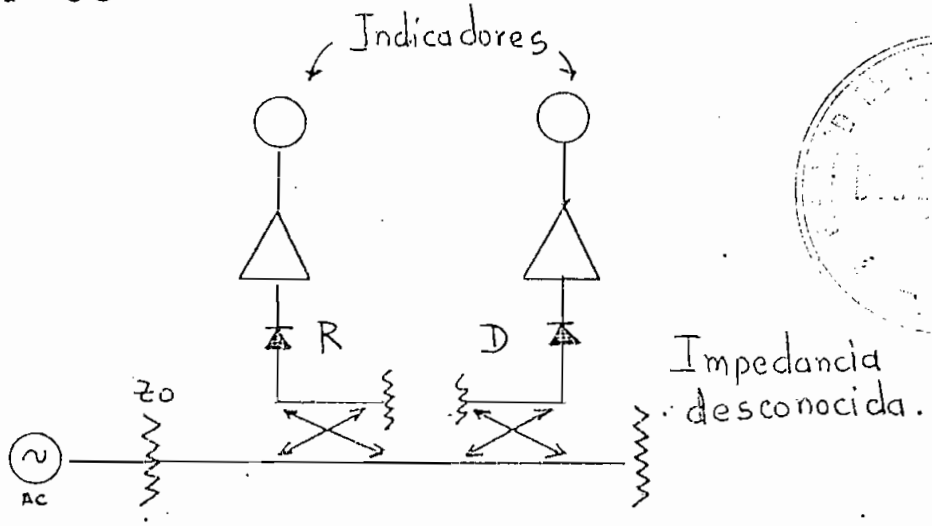


Fig 2.2-1

El sistema consiste en generador de señal conectado equipo a través de un atenuador ajustable, preferiblemente apareado en ambas direcciones, dos acopladores direccionales, además dos detectores con una ley de respuesta perfectamente conocida. Los indicadores pueden ser ordinariamente medidores, amplificadores etc.

Colocando un cortocircuito en las terminales de carga, se ajusta la ganancia de los 2 indicadores, para hacer que la salida de los dos detectores sea igual. Reemplazando el cortocircuito por una impedancia desconocida cambia la magnitud de la señal reflejada. La relación de las 2 lecturas indicadas es una medida directa del coeficiente de reflexión de la carga desconocida.

Usando los acopladores direccionales de la manera descrita anteriormente no puede darnos ninguna información acerca de la fase relativa de las 2 ondas viajeras. De todas maneras hay varias técnicas las cuales con relativa facilidad pueden proveer esta información.

Un posible método se ilustra en la Figura 2.2 – 2

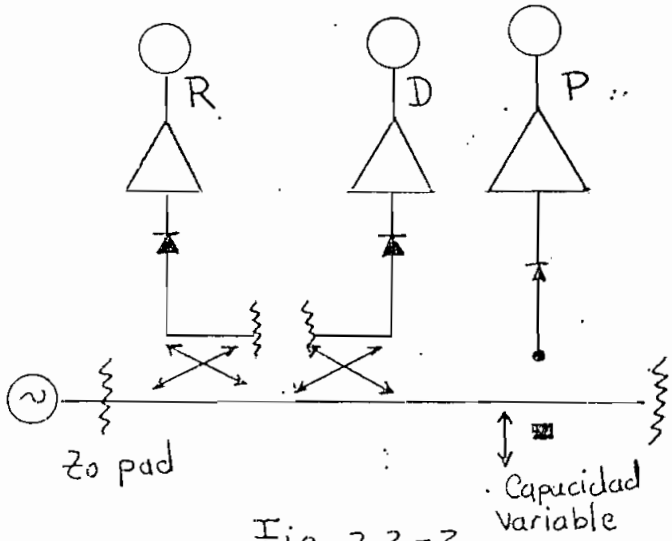


Fig 2.2-2

Adicionalmente a los acopladores direccionales se coloca un detector de prueba en un punto conveniente a lo largo de la línea de transmisión. El detector de prueba conduce a un amplificador idéntico a los usados en los acopladores direccionales. La localización de la prueba puede ser considerada como plano de referencia de fase. En el mismo plano de referencia colocamos una capacitancia variable a voluntad.

Con la impedancia desconocida colocada en los terminales de carga, se obtienen tres lecturas, 2 de los acopladores direccionales y una del detector de prueba. El uso de los tres voltajes leídos puede ser entendido haciendo referencia a la figura 2.2-3 donde Vi, Vr y Vp son los voltajes incidente, reflejado y de prueba respectivamente.

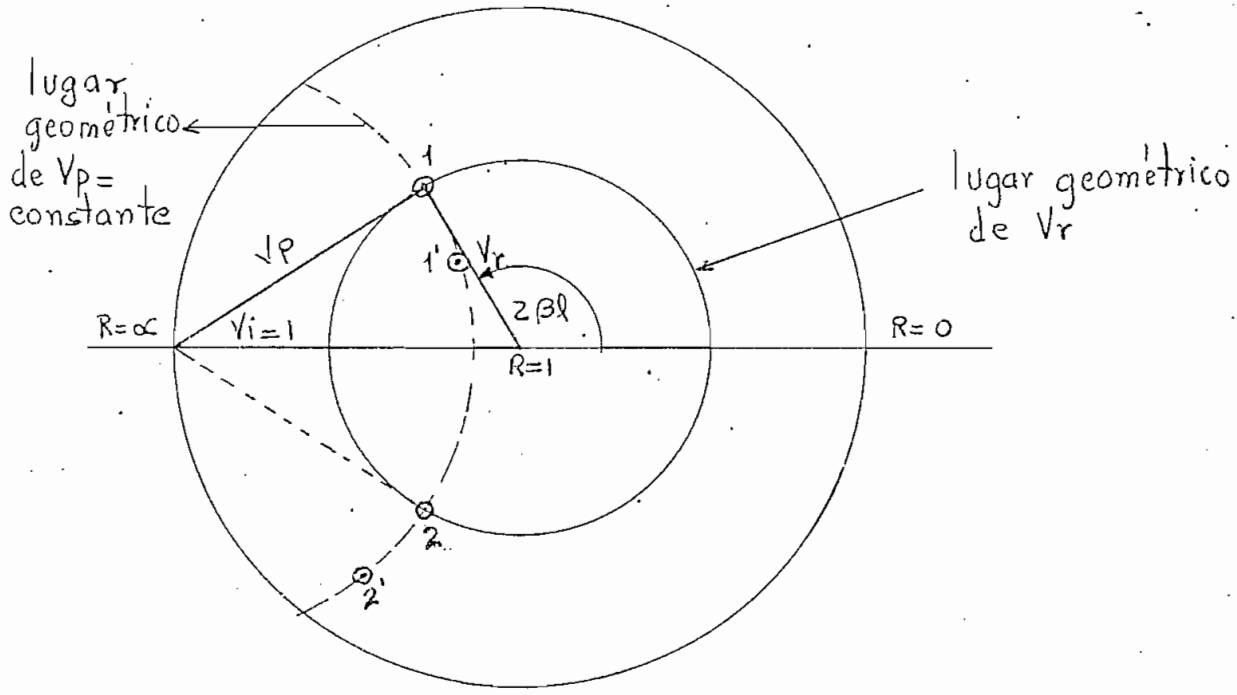


Fig. 2.2-3

Por conveniencia la magnitud del voltaje incidente está tomado igual a la unidad. La medida del valor de Vr determina el tamaño del circuito correspondiente a la reflexión existente sin especificación de fase. La medida del voltaje de prueba Vp remueve la invertidumbre. La intersección de las 2 curvas trazadas en la figura 2.2-3 determina la fase de la onda reflejada en la posición de la punta de prueba. Se observa naturalmente dos intersecciones de los 2 circuitos. Insertando una discontinuidad conocida tal como la capacitancia en la prueba auxialiar, los voltajes de prueba y reflejado cambiarán. Si utilizamos la carta de Smith en la forma de admitancia, los puntos 1 y 2 cambiarán a los puntos 1' y 2'. Los correspondientes cambios en los voltajes de prueba y reflejado pueden fácilmente ser distinguidos uno de otro, determinándo así sin ambiguedad el signo del ángulo.

Analizando el diagrama de vectores mostrado en la figura 2.2-3 nos conducé a la relación entre las medidas de los voltajes y el ángulo de fase entre las ondas incidentes y reflejadas. Esto es:

$$\cos 2\beta l = \frac{V_p^2 - V_r^2 - 1}{2V_r} \qquad \text{ec. } 2.1\text{-}7$$

en el cual $2\beta l$ es el ángulo eléctrico. En esta ecuación l, es la distancia entre el plano de referencia de fase y la localización del voltaje mínimo.

El uso de reflectómetros puede generar un número de errores debido a las imperfecciones del equipo. Estos errores pueden deberse a lo siguiente:

1. Directividad imperfecta en el acoplador de reversa debido a imperfecciones eléctricas y mecánicas, el detector de reversa contendrá una pequeña señal proporcional de la onda incidente.

2. La onda incidente causa una señal en el acoplador de reversa la cual debería ser absorbida por la impedancia terminal en el acoplador de reversa, pues de la terminación imperfecta ocurren reflexiones, causando una señal que arriba al detector de reversa.

3. La onda reflejada en la línea principal causa una onda en el acoplador directo el cual debería ser absorbido en su terminación. Debido también a una terminación imperfecta ocurren reflexiones, afectando de este modo la lectura de la onda incidente.

Estos errores pueden ser significativos especialmente con mediciones de pequeñas reflexiones.

La imperfecta directividad del acoplador produce la más seria fuente de error, acopladores direccionales multihole o multiranura son los mejores para esta aplicación aunque ellos tiendan a ser largos eléctricamente e inconvenientes en bajas frecuencias.

Estos errores pueden ser minimizados utilizando componentes de mejor calidad, las señales de error residual pueden ser canceladas añadiendo una reflexión aritificial entre la carga y el acoplador de reversa.

C A P I T U L O I I I

REFLECTOMETRO MEDIANTE LA UTILIZACION DE DIODOS DETECTORES DE VOLTAJE

3.1 UTILIZACION DE LOS DIODOS COMO DETECTORES DE VOLTAJE

Para el presente trabajo utilizaremos como diodos detectores de voltaje dos diodos de numeración IN23B utilizados normalmente en la banda de UHF.

Este tipo de diodos tiene la particularidad de proporcionarnos a su salida un voltaje que es proporcional a la magnitud de la onda de voltaje justamente en el punto donde está colocado.

Supongamos el circuito de la figura 3.1-1.

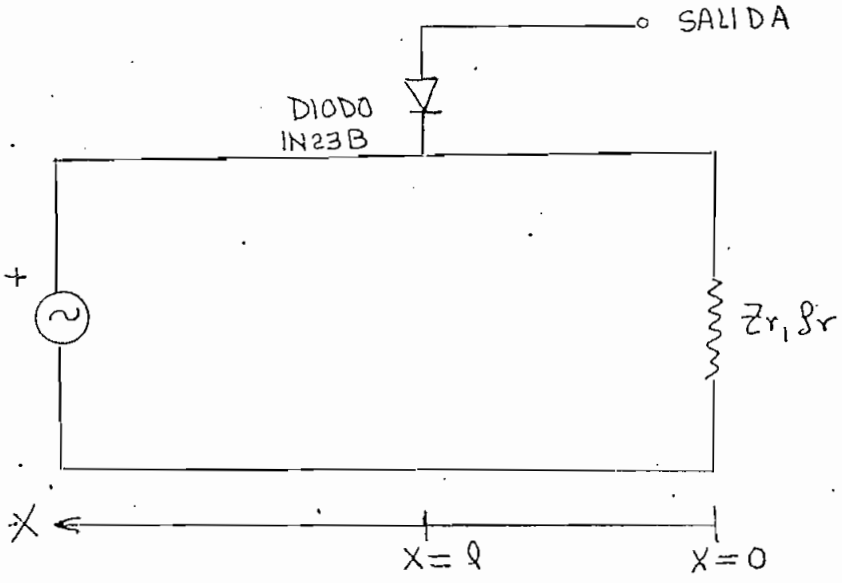


Figura 3.1-1

Tenemos en forma general que la onda de voltaje en cualquier punto de una línea de transmisión es $V_X = V_1 e^{\gamma X} + V_2 e^{-\gamma X}$ de acuerdo a la ecuación 1.1-5.

Entonces para X = l donde el diodo toma esta señal será:

$$V_l = V_1 e^{\gamma l} + V_2 e^{-\gamma l}$$

Escribiendo de otra manera esta ecuación tendremos:

$$V_l = V_1 \left(e^{\gamma l} + \frac{V_2}{V_1} e^{-\gamma l} \right)$$

pero $\rho_r = \frac{V_2}{V_1}$ es el coeficiente de reflexión en la carga. Entonces:

$$V_l = V_1 e^{\gamma l} \left(1 + \rho_r e^{-2\gamma l} \right)$$

Así pues a la salida del diodo tendremos cualitativamente la señal

$$|V_l| = V_1 \left| 1 + \rho_r e^{-2\gamma l} \right| \qquad \text{e.c } 3.1-1$$

Sin embargo esta respuesta lineal del diodo se presenta dentro de un rango bastante amplio de potencia de salida de la señal de voltaje que es tomada por estos diodos.

En primer término tenemos que decidir en qué región conviene trabajar con los diodos: en la lineal o en la cuadrática; que es en la que necesitamos trabajar; esto plantea dos alternativas:

1) Realizar un circuito cuadrador de señal.

2) Hacer trabajar a los diodos en una región de característica cuadrática.

Ambas soluciones son practicables eléctricamente con la diferencia de que en la primera se necesita un circuito electrónico adicional realizado con amplificadores operacionales y logarítmicos que pudieran ocasionar problemas por efectos de carga y respuesta de frecuencia de la señal tomada por los diodos detectores.

Estas dos soluciones se pueden observar claramente en la figura 3.1-2 y 3.1-3.

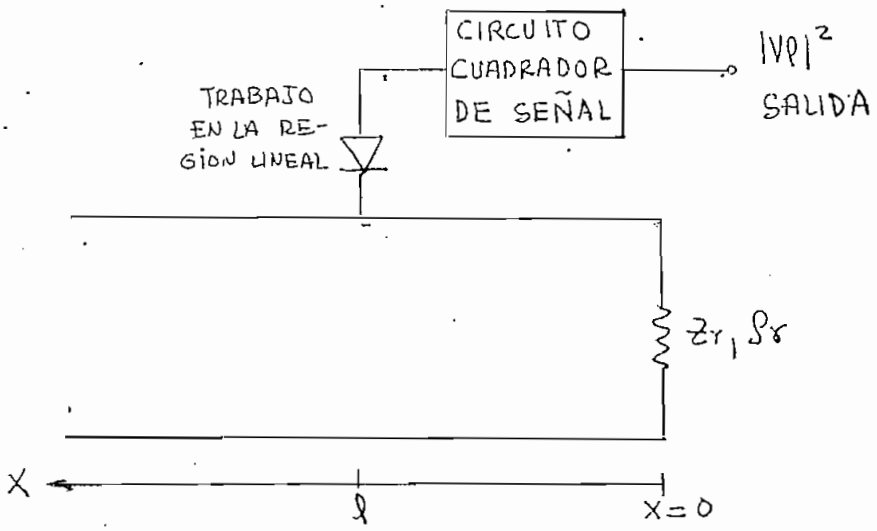


Fig 3.1-2

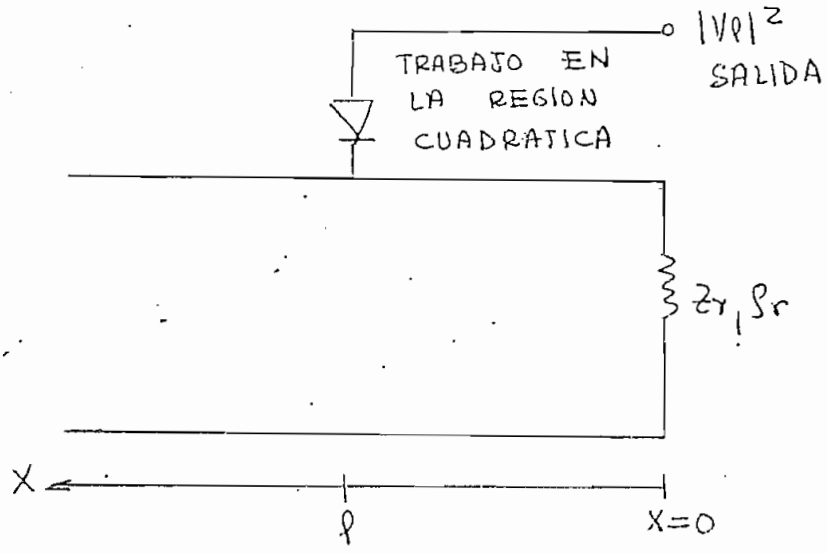


Fig 3.1-3

CIRCUITO CUADRADOR DE SEÑALES

Dado que a la salida del diodo tenemos señal de voltaje continuo, entonces podemos realizar un circuito cuadrador utilizando para esto el amplificador logarítmico.

El Amplificador Logarítmico

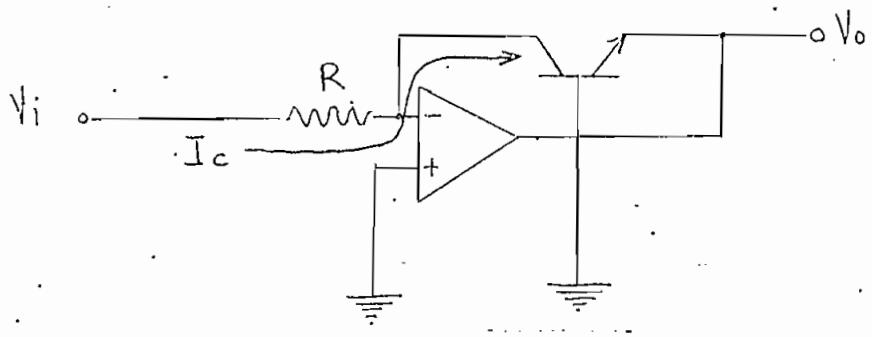


Figura 3.1-4

La figura 3.1-4 nos muestra la disposición básica del amplificador logarítmico. Para esto utilizamos un transistor NPN dispuesto como se observa en la figura 3.1-4.

De acuerdo con las ecuaciones de Ebers Moll tenemos:

$$I_E = I_{ES}\left[e^{\frac{qV_{be}}{KT}}-1\right] - \alpha_r I_{CS}\left[e^{\frac{qV_{bc}}{KT}}-1\right] \quad \text{e.c } 3.1\text{-}2$$

$$I_C = -\alpha_f I_{ES}\left[e^{\frac{qV_{be}}{KT}}-1\right] + I_{CS}\left[e^{\frac{qV_{bc}}{KT}}-1\right] \quad \text{e.c } 3.1\text{-}3$$

en donde:

Vbe = Voltaje base-emisor

Vbc = Voltaje base-colector

Ics = Corriente a través de la unión colectora con polarización nula de colector.

αf = Parte de la corriente de emisor que es tomada por el colector.

αr = Parte de la corriente de colector que es tomada por el emisor.

Aproximadamente $\alpha f \cong \alpha r$

De acuerdo a la disposición de la figura 3.1-4 el Vbc = 0. Así pues la ecuación 3.1-3 se transforma en:

$$I_c = -\alpha f \cdot I_{ES} \left[e^{\frac{qVbe}{KT}} - 1 \right] \quad \text{ec } 3.1\text{-}4$$

Sea $$I_o = -\alpha f \, I_{ES} \quad \text{ec. } 3.1\text{-}5 \text{ (a)}$$

además se puede afirmar que: $e^{\frac{qVbe}{KT}} >> 1$

entonces la ecuación 3.1-4 se transforma en:

$$I_c = I_o \, e^{\frac{qVbe}{KT}} \quad \text{ec } 3.1\text{-}5 \text{ (b)}$$

De acuerdo a la figura 3.1-4 tendremos

$$V_i = I_c . R \quad \text{ec } 3.1\text{-}6 \quad \text{ademas}$$
$$V_o = -Vbe$$

reemplazando en la ecuación 3.1-5 (b)

$$I_c = I_o \, e^{-\frac{qV_o}{KT}}$$

Esta ecuación de corriente la podemos nuevamente reemplazar en 3.1-6

para obtener Vi . Así pues:

$$V_i = I_o \, e^{-\frac{qV_o}{KT}} \cdot R$$

pero evidentemente nos interesa el vataje de salida Vo. Tomando logaritmos naturales a ambos lados de la igualdad y trabajando algébricamente llegamos a:

$$V_o = -\frac{KT}{q} \ln\left(\frac{V_i}{I_o R}\right) \qquad \text{ec. } 3.1\text{-}7$$

la cantidad $\frac{KT}{q} = 25\,mV$ a 20° C.

Como se puede observar de la ecuación 3.1-7 el voltaje de salida Vo es proporcional al logaritmo natural del voltaje de entrada sobre la cantidad $I_o R$

Amplificador Antilogarítmico

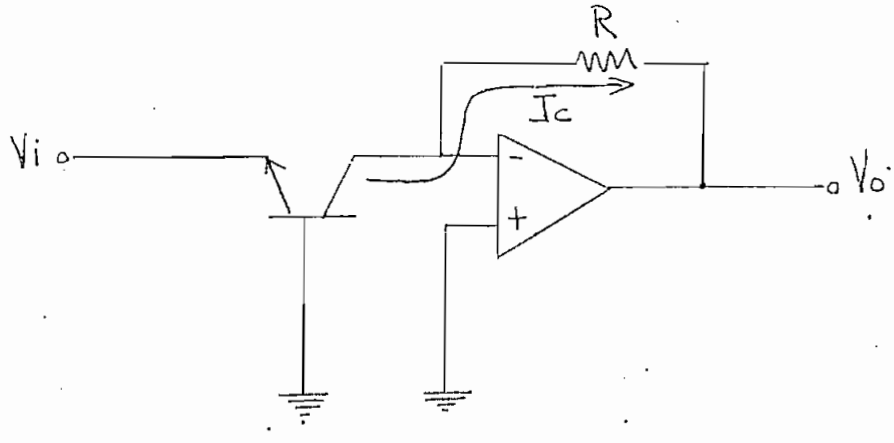


Figura 3.1-5

Sabemos que: $$I_c = I_o e^{\frac{qV_{be}}{KT}}$$

ahora bien $$V_o = I_c . R \qquad ec. \ 3.1-8$$

reemplazando Ic en la ecuación 3.1-8 obtenemos $$V_o = I_o e^{\frac{qV_{be}}{KT}} . R \qquad ec. \ 3.1-9$$

ahora bien: $$V_i = -V_{be}$$

reemplazando Vi en la ecuación 3.1-9:

$$V_o = I_o R \ e^{-\frac{qV_i}{KT}} \qquad ec. \ 3.1-10$$

Como se puede observar la ecuación 3.1-10 me indica que el voltaje de salida Vo es proporcional al antilogaritmo del voltaje de entrada Vi.

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CUADRADOR

En principio se puede pensar en el siguiente diagrama de bloques de la figura

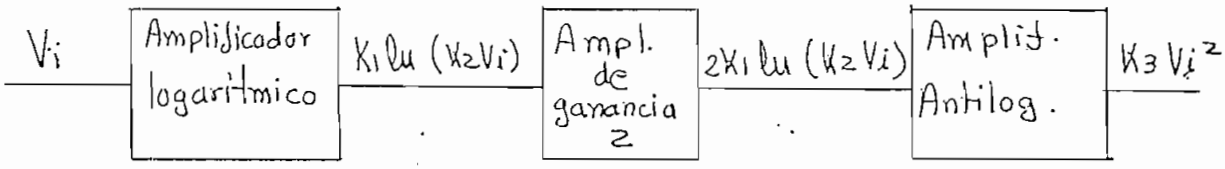


Figura 3.1-6

De acuerdo con este diagrama de bloques el circuito electrónico estaría diseñado como se observa a continuación en la figura 1.3-7.

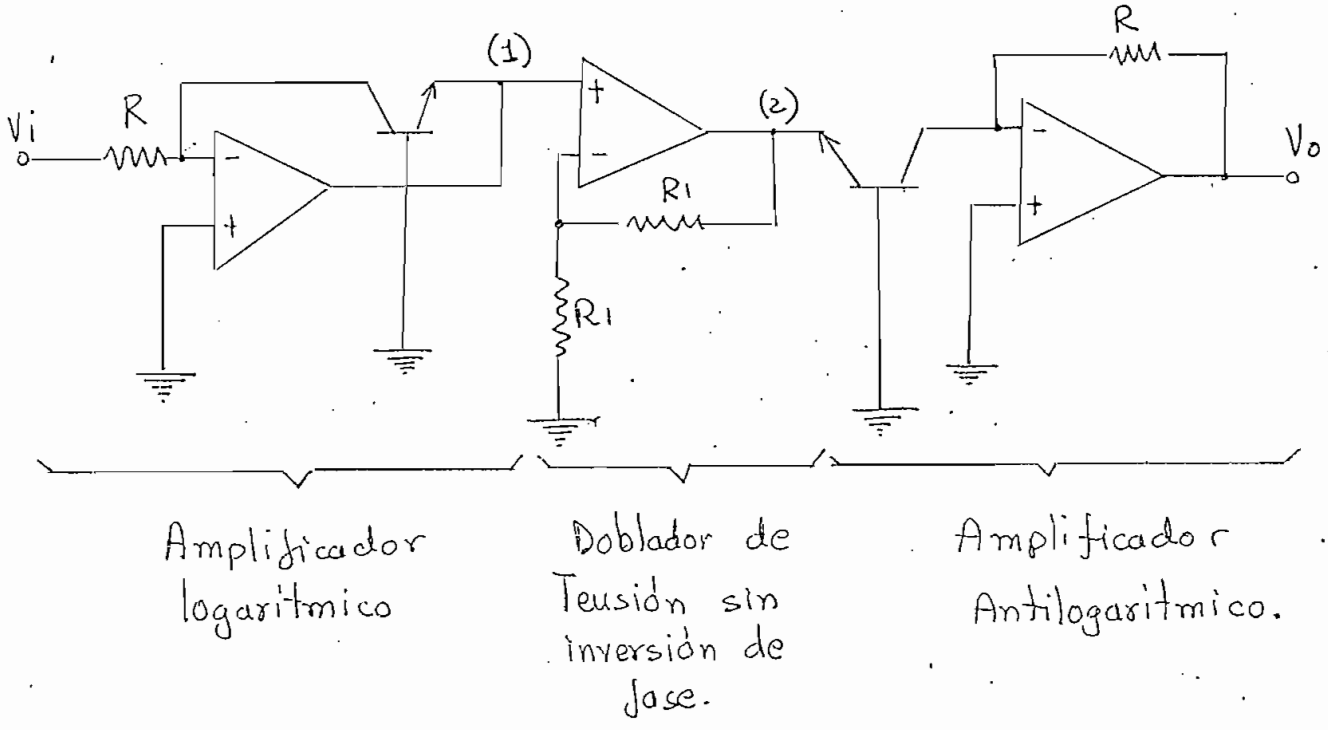


Figura 3.1-7

Análisis Matemático del Circuito

Supongamos un voltaje de entrada Vi. Al pasar por el amplificador logarítmico tendríamos en el punto (1) del circuito.

$$V(1) = -\frac{KT}{q} \ln\left(\frac{Vi}{I_o R}\right) \qquad \text{ec } 3.1-11$$

Este voltaje V(1) doblará su valor sin inmersión de fase en el punto (2) obteniéndose un voltaje V(2) igual a:

$$V(2) = -\frac{2KT}{q} \ln\left(\frac{V_i}{I_o R}\right)$$

$$V(2) = -\frac{KT}{q} \ln\left(\frac{V_i}{I_o R}\right)^2 \qquad \text{ec } 3.1-12$$

finalmente a la salida del amplificador antilogarítmico tendremos la salida final Vo

$$V_o = I_o R \, e^{-\frac{q V(2)}{KT}} \qquad \text{ec. } 3.1-13$$

reemplazando la ecuación 3.1-12 en 3.1-13 obtendremos:

$$V_o = I_o R \cdot e^{-\frac{q}{KT}\left(-\frac{KT}{q} \ln\left(\frac{V_i}{I_o R}\right)^2\right)}$$

$$V_o = I_o R \cdot e^{\ln\left(\frac{V_i}{I_o R}\right)^2}$$

$$V_o = I_o R \cdot \left(\frac{V_i}{I_o R}\right)^2$$

$$V_o = \frac{V_i^2}{I_o R} \qquad \text{ec } 3.1-14$$

Si bien esta ecuación final nos indica una salida proporcional al cuadrado del voltaje de entrada V_i presenta un inconveniente muy grave, y es que dado que la corriente $I_o = -\alpha f I_{ES}$ (Ver ecuación 3.1-5) es una corriente pequeñísima del orden de 10^{-20} calculada aproximadamente en el laboratorio. Así pues, la constante de proporcionalidad de la ecuación 3.1-4 es inmensamente grande haciendo que el amplificador antilogarítmico quede totalmente saturado a Vcc^+.

Entonces debemos construir un circuito que compense este factor de proporcionalidad y lo haga igual a la unidad.

Esto se resuelve utilizando otro amplificador logarítmico de un cierto voltaje de referencia y luego pasando ambos circuitos logarítmicos a través de un restador. Al final la resta de logaritmos, tanto del voltaje Vo y el voltaje de referencia Vr equivaldrá a la salida a una relación de voltajes en la cual se elimina automáticamente el factor de proporcionalidad y la salida final será proporcional a Vr el cual haciéndolo igual a 1 voltio resolverá fácilmente el problema.

Todo lo expuesto se puede observar en el diagrama de bloques de la figura 3.1-8.

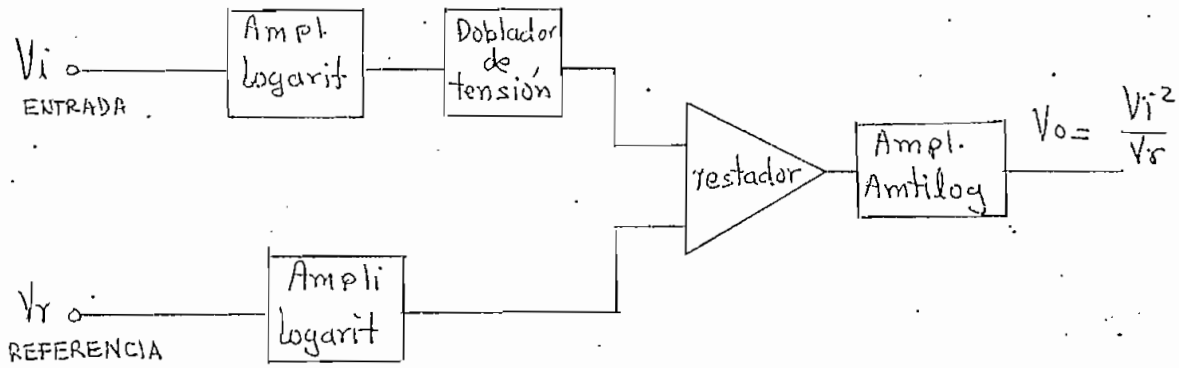
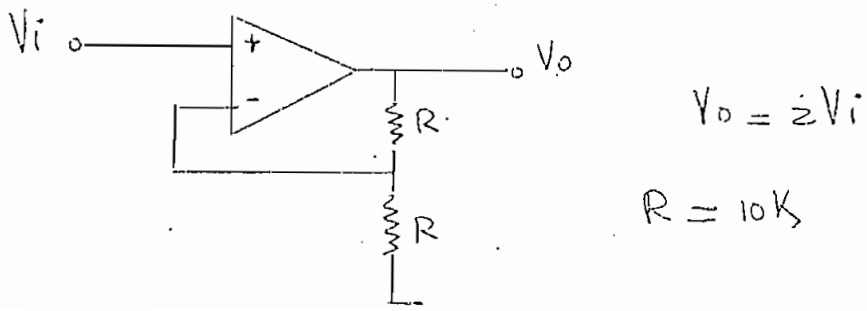


Figura 3.1-8

Tomando en cuenta los circuitos que se pueden lograr con los amplificadores operacionales podríamos establecer que:

Circuito multiplicador X2 o doblador de tensión



Circuito restador de tensiones

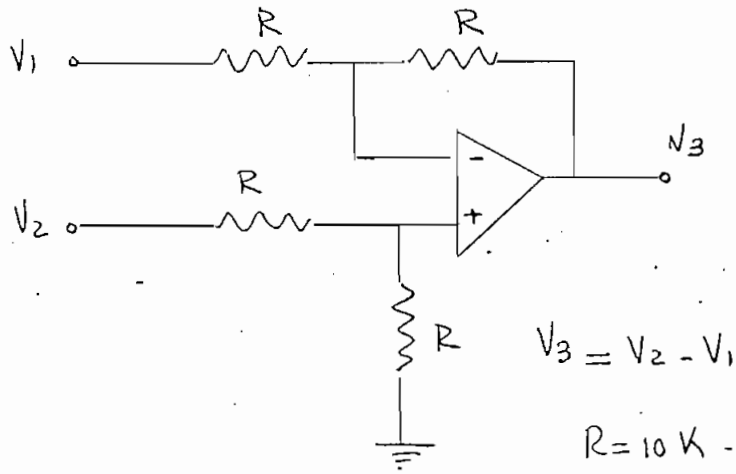


Fig 3.1-10

Entonces el circuito cuadrador con compensación del factor de proporcionalidad será pues como se observa en la figura 3.1-11.

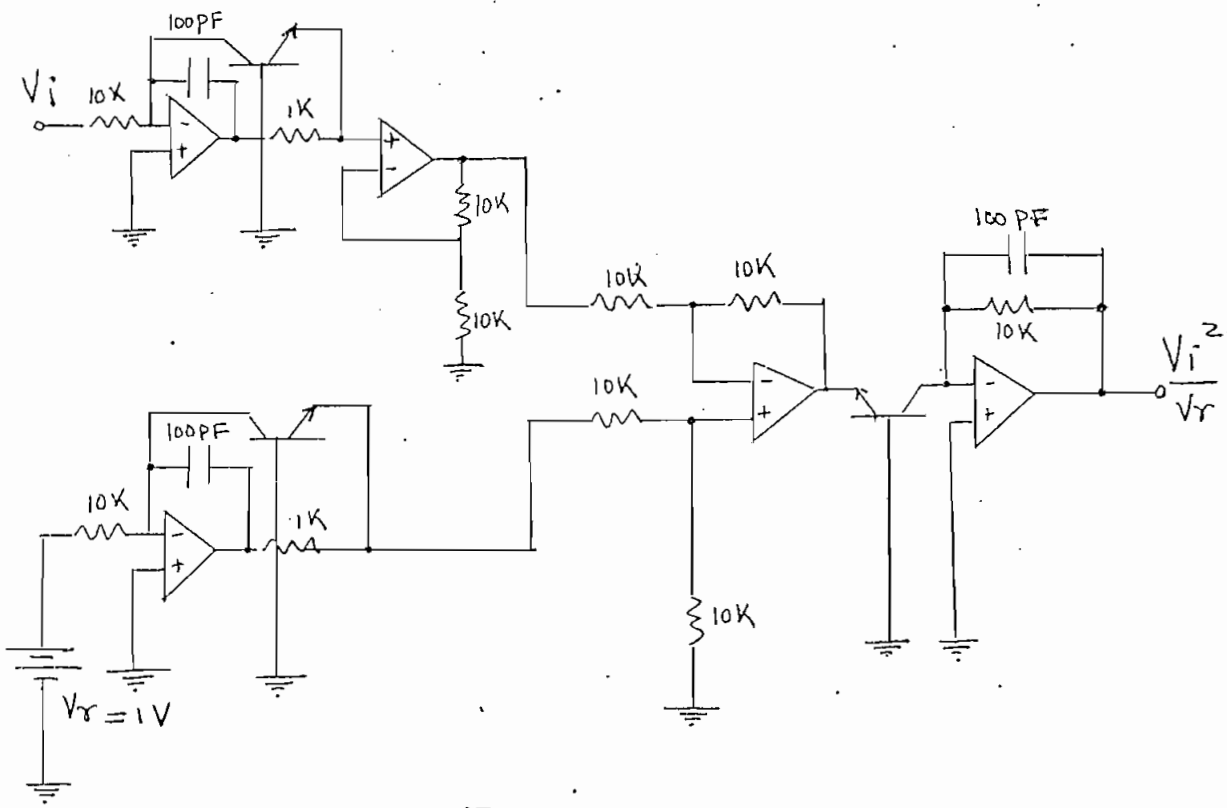


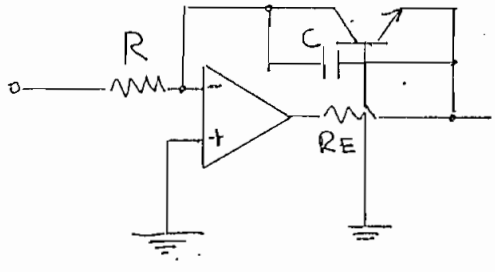
Fig 3.1-11

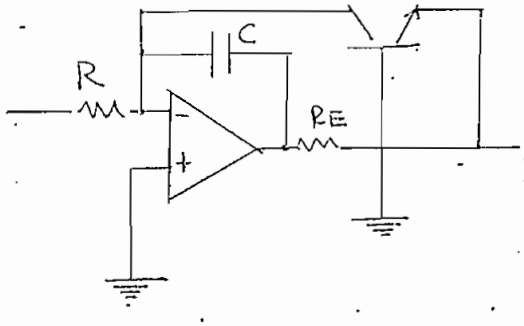
Estabilidad en los amplificadores logarítmicos

Cuando se tiene amplificadores con realimentación siendo A(s) la ganancia de lazo abierto la función de transferencia en lazo cerrado es:

$$G(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)B(s)}$$

Entonces el circuito puede oscilar. Para evitar estas oscilaciones se puede plantear dos configuraciones en los amplificadores logarítmicos





valores típicos para estas configuraciones son:

$$R_E = 1K \qquad C = 100\,pF$$

El circuito cuadrador de la figura 3.1-11 plantea como mejor opción el segundo circuito de compensación para oscilaciones.

El circuito cuadrador de señal fue probado en el laboratorio con resultados totalmente óptimos para un alto rango de frecuencia y desde un voltaje de entrada de 0.1 V en adelante.

3.2 REGION CUADRATICA DE LOS DIODOS

La segunda opción para obtener a la salida de los diodos una señal proporcional al cuadrado de la magnitud es hacerlos trabajar a los mismos dentro de una zona de región cuadrática.

Para esto necesitamos obtener las características de potencia y de voltaje a la salida del diodo como función de la atenuación de la señal de fuente.

Para este propósito se utiliza como prueba el siguiente circuito y un bolómetro de precisión para la medición de potencia.

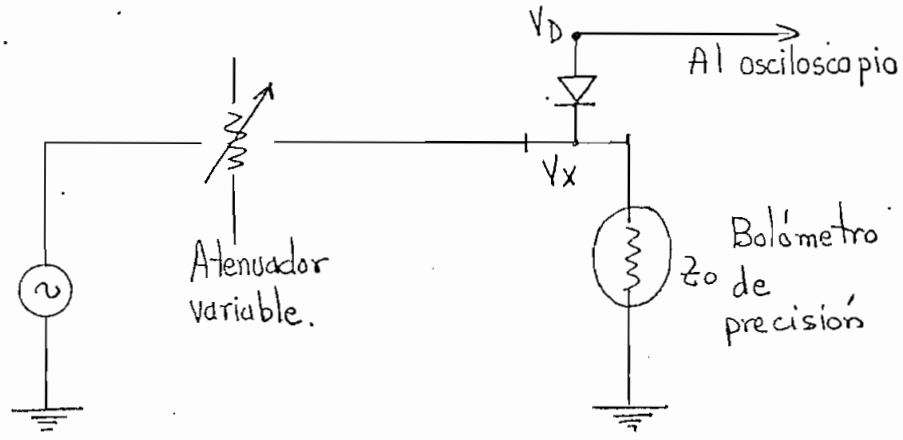


Figura 3.2-1

El experimento se realizó a una frecuencia de 270 MHz.

Sea Vx el voltaje en la toma del diodo y el que llega también al bolómetro cuya impedancia de carga es Zo.

La potencia medida por el bolómetro para un voltaje Vx será evidentemente:

$$P_1 = \frac{V_{x1}^2}{Z_0} \qquad \text{ec } 3.2-1$$

Supongamos que el diodo está trabajando en su característica de región cuadrática.

Si esto es cierto entonces obtendremos a la salida del diodo voltaje

$$V_{D1} = K \cdot V_{x1}^2 \qquad \text{ec } 3.2-2$$

Siendo K una constante de proporcionalidad específica del diodo.

Ahora bien, si atenuamos la señal de fuente en 3dB la potencia en el bolómetro disminuirá a la mitad. Así pues supongamos:

Atenuación	Potencia	Voltaje Diodo
0 dB	$P_1 = \frac{V_{x1}^2}{Z_0}$	$V_{D1} = K V_{x1}^2$
3 dB	$P_2 = \frac{V_{x2}^2}{Z_0}$	$V_{D2} = K V_{x2}^2$

siendo P2 igual a la mitad de P1. Entonces $P_1 = 2P_2$ esto implica que:

$$\frac{V_{x1}^2}{Z_0} = \frac{2V_2^2}{Z_0} \qquad V_{x1}^2 = 2V_{x2}^2 \quad \text{reemplazando}$$

estos voltajes de línea en función de los voltajes tomados por los diodos tendremos:

$$\frac{V_{D1}}{\cancel{K}} = \frac{2V_{D2}}{\cancel{K}} \Rightarrow V_{D1} = 2V_{D2} \qquad \text{ec. } 3.2\text{-}3$$

La ecuación 3.2-3 indica que si después de atenuar 3dB, el voltaje a la salida del diodo se reduce a la mitad entonces estamos seguros de que este diodo está trabajando en una zona de respuesta cuadrática de voltaje y ya no necesitamos del circuito cuadrador de voltaje anteriormente descrito.

Con el circuito presentado en la figura 3.2-1 se realizaron experimentalmente las siguientes mediciones:

ATENUACION (dB)	POTENCIA (mw)	VOL DIODO (V)	OBSERVACION
0	310	3.15	
2	206	2.80	
3	165	2.40	
5	102	1.82	
7	63	1.40	
8	50	1.22	
10	31	0.90	
12	20	0.64	
13	16.2	0.60	
15	10.3	0.43	REGION CUADRATICA
18	5.2	0.23	"
20	3.3	0.15	"
21	2.6	0.120	"
23	1.7	72	"
24	1.3	62 mV	"
25	1.0	48 mV	"
27	0.66	30 mV	"
30	0.32	15	"
33	0.16	7 mV	"

Se puede observar claramente en la figura 3.2-2 que a partir de aproximadamente los 15 dB de atenuación empieza a aparecer una región de característica cuadrática en adelante. Consecuentemente podríamos atenuar la señal del oscilador de tal manera de tener como voltaje máximo de salida de diodo no mayor de los 400 mV, garantizando totalmente el trabajo en la región cuadrática requerida sin necesidad de acoplar los circuitos electrónicos cuadradores de señal.

3.3 DIFERENCIA DE VOLTAJE CUADRATICA A LA SALIDA DE LOS DIODOS

Para el presente trabajo necesitamos implementar el circuito expuesto en la figura 3.3-1 en el cual poseemos 2 tomas de diodos detectores con respuesta cuadrática de voltaje

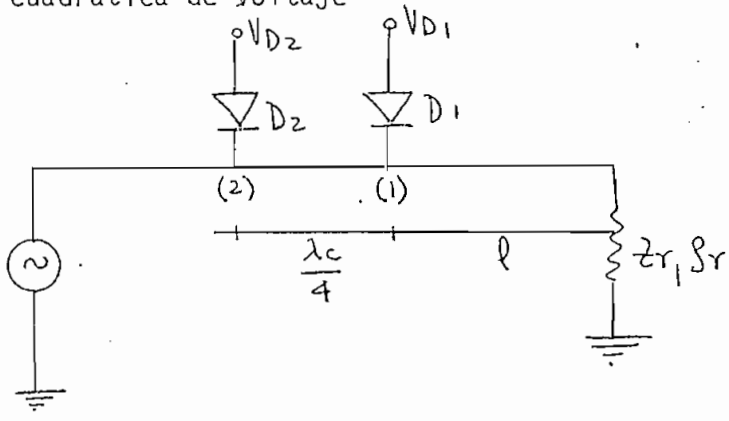


Figura 3.3-1

En el circuito anterior los diodos D1 y D2 están separados una distancia igual a $\frac{1}{4}$ de longitud de onda de la frecuencia central de barrido.

Supongamos una impedancia de carga colocada a una distancia l del diodo D1.

El voltaje de línea en cualquier punto de ella (aplicando la ecuación 1.1-5) será: $V_x = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$

dado que $\gamma = \alpha + j\beta$

entonces tendremos $V_x = V_1 e^{\alpha x} e^{j\beta x} + V_2 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}$ ec 3.3-1

Suponemos que la línea de transmisión no tiene pérdidas consecuentemente podemos asumir que la constante de atenuación $\alpha = 0$. Siendo la constante de fase $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

Así pues la ecuación 3.3-1 puede escribirse como:

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} + V_2 e^{-j\beta x}$$

trabajando esta expresión en función del coeficiente de reflexión en la carga tendremos:

$$V_x = V_1 \cdot e^{j\beta x} \left[1 + \frac{V_2}{V_1} e^{-2j\beta x}\right]$$

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} \left[1 + \rho_r e^{-2j\beta x}\right]$$

El coeficiente de reflexión en la carga tendrá un módulo y un ángulo.

Así pues: $\rho_r = |\rho_r| e^{j\phi}$

reemplazando este valor del coeficiente obtendremos:

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} \left[1 + |\rho_r| e^{j\phi} \cdot e^{-2j\beta x}\right]$$

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} \left[1 + |\rho_r| e^{j(\phi - 2\beta x)}\right]$$

Si llamamos al ángulo $\psi = \phi - 2\beta x$ entonces

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} \left[1 + |\rho_r| e^{j\psi}\right]$$

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} \left[1 + |\rho_r| (\cos\psi + j \operatorname{sen}\psi)\right]$$

$$V_x = V_1 e^{j\beta x} \left[(1 + |\rho_r| \cos\psi) + j|\rho_r| \operatorname{sen}\psi\right]$$

Si calculamos el módulo de este voltaje tendremos

$$|V_x| = |V_1 e^{j\beta x}| \, |(1 + |\rho_r| \cos\psi) + j|\rho_r| \operatorname{sen}\psi|$$

$$|V_x| = V_1 \sqrt{(1 + |\rho_r| \cos\psi)^2 + |\rho_r|^2 \operatorname{sen}^2\psi}$$

$$|V_x| = V_1 \sqrt{1 + |\rho_r| + 2|\rho_r| \cos\psi}$$

$$|V_x| = V_1 \sqrt{1 + |\rho_r| + 2|\rho_r| \cos(\phi - 2\beta x)} \quad \text{ec } 3.3\text{-}2$$

De acuerdo al gráfico de la figura 3.3-1 el voltaje de línea en el punto (1) y a la distancia l será:

$$|V(1)| = V_1 \sqrt{1 + |\rho_r| + 2|\rho_r| \cos(\phi - 2\beta l)} \quad \text{ec } 3.3\text{-}3$$

El voltaje de línea en el punto (2) será a una distancia $\left(l + \frac{\lambda_c}{4}\right)$

$$|V(2)| = V_1 \sqrt{1 + |\rho_r| + 2|\rho_r| \cos\left(\phi - 2\beta\left(l + \frac{\lambda_{gc}}{4}\right)\right)} \quad \text{ec. } 3.3\text{-}4$$

Si los diodos trabajan en la región cuadrática presentarán a su salida voltajes proporcionales al cuadrado de la magnitud de los voltajes de línea de los puntos (1) y (2). Respectivamente los voltajes de los diodos serán:

$$V_{D1} = K \left[1 + |\rho_r|^2 + 2|\rho_r| \cos(\phi - 2\beta l)\right] \quad \text{ec } 3.3\text{-}5$$

$$V_{D2} = K\left[1 + |\rho_r|^2 + 2|\rho_r| \cos\left(\phi - 2\beta\left(\ell + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right)\right] \quad \text{ec } 3.3\text{-}6$$

Siendo K una constante de proporcionalidad característica de los diodos.

Pero realmente para el presente proyecto necesitamos obtener la diferencia de estos voltajes tal como se observa en la figura 3.3-2.

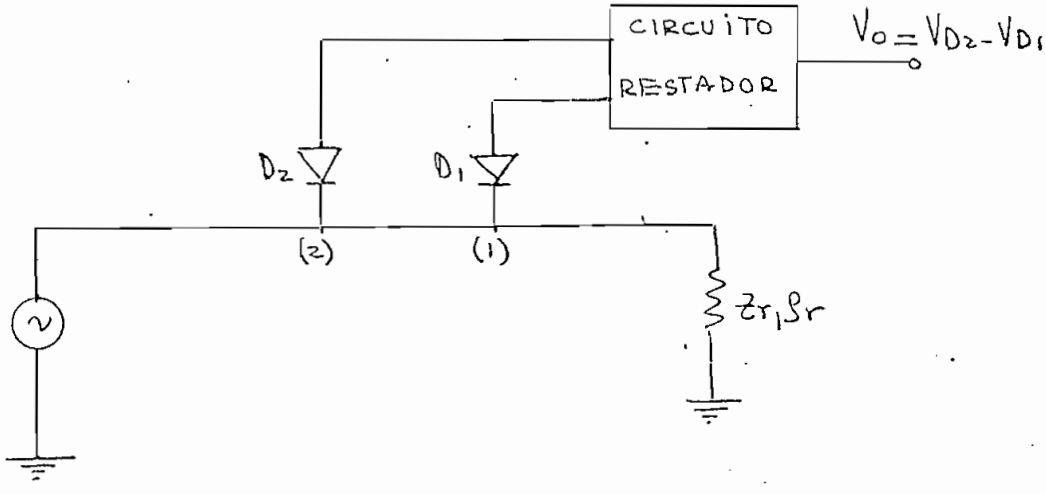


Figura 3.3-2

Si restamos las ecuaciones 3.3-6 y 3.3-5 obtendremos

$$V_{D2} - V_{D1} = K\left[1 + |\rho_r|^2 + 2|\rho_r| \cos\left(\phi - 2\beta\left(\ell + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right)\right] - K\left[1 + |\rho_r|^2 + 2|\rho_r| \cos(\phi - 2\beta\ell)\right]$$

$$V_{D2} - V_{D1} = K\left[1 + |\rho_r|^2 + 2|\rho_r| \cos\left(\phi - 2\beta\left(\ell + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right) - 1 - |\rho_r|^2 - 2|\rho_r| \cos(\phi - 2\beta\ell)\right]$$

Si llamamos a esta diferencia de voltaje Vo tendremos:

$$V_o = K\left\{2|\rho_r|\left[\cos\left(\phi - 2\beta\left(\ell + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right) - \cos(\phi - 2\beta\ell)\right]\right\} \quad \text{ec } 3.3\text{-}7$$

3.4 FORMULA OBTENIDA PROPORCIONAL A $|\rho_r|$

Supongamos que los ángulos A y B son respectivamente

$$A = \phi - 2\beta\left(l + \frac{\lambda_c}{4}\right) = \phi - 2\beta l - 2\beta\frac{\lambda_c}{4} \qquad \text{ec. 3.4-1}$$

$$B = \phi - 2\beta l \qquad \text{ec 3.4-2}$$

Existe una relación trigonométrica que establece que:

$$\cos A - \cos B = 2\,\text{sen}\,\tfrac{1}{2}(A+B)\cdot\text{sen}\,\tfrac{1}{2}(B-A) \qquad \text{ec 3.4-3}$$

De este modo la ecuación 3.3-7 quedará de la siguiente forma:

$$V_o = 2K\,|\rho_r|\,[\cos A - \cos B]$$

reemplazando la ecuación 3.4-3 en 3.3-7 obtenemos:

$$V_o = 2K\,|\rho_r|\cdot 2\,\text{sen}\,\tfrac{1}{2}(A+B)\cdot\text{sen}\,\tfrac{1}{2}(B-A)$$

Con este reemplazo obtenemos una nueva constante de proporcionalidad. Llamémosla C

$$V_o = C\,|\rho_r|\,\text{sen}\,\tfrac{1}{2}(A+B)\cdot\text{sen}\,\tfrac{1}{2}(B-A)$$

Reemplazando las ecuaciones 3.4-1 y 3.4-2 tendremos

$$V_o = C\,|\rho_r|\,\text{sen}\,\tfrac{1}{2}\left(\phi - 2\beta l - 2\frac{\beta\lambda_c}{4} + \phi - 2\beta l\right)\text{sen}\,\tfrac{1}{2}\left(\phi - 2\beta l - 2\frac{\beta\lambda_c}{4} - \phi + 2\beta l\right)$$

$$V_o = C\,|\rho_r|\,\text{sen}\left(\phi - 2\beta l - \frac{\beta\lambda_c}{4}\right)\text{sen}\left(-\frac{\beta\lambda_c}{4}\right)$$

Ahora bien el seno es una función impar, entonces se cumple que:

$$\text{sen}(-x) = -\text{sen}(x) \qquad \text{Asi pues:}$$

$$V_o = -C|\rho_r| \operatorname{sen}\left(\phi - 2\beta l - \frac{\beta\lambda_c}{4}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{\beta\lambda_c}{4}\right)$$

$$V_o = -C|\rho_r| \operatorname{sen}\left(\phi - \beta\left(2l + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right) \operatorname{sen}\left(\frac{\beta\lambda_c}{4}\right)$$

dado que $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

en donde λ es la longitud de onda para las diferentes frecuencias de barrido del oscilador entonces la ecuación anterior la podemos expresar como:

$$V_o \propto |\rho_r| \operatorname{sen}\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\frac{\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\phi - \frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right) \quad \text{ec 3.4-4}$$

La ecuación 3.4-4 indica claramente que la salida final Vo es propoccional al módulo del coeficiente de reflexión en la carga $|\rho_r|$ siendo afectado proporcionalmente por dos términos sinusoidales que analizamos a continuación.

C A P I T U L O I V

ESTUDIO Y ANALISIS DE LA FORMULA FINAL

4.1 ERRORES COMETIDOS EN $|\rho_r|$ POR LA VARIACION DE FRECUENCIA

En la ecuación 3.4-4 expresada como:

$$V_o \propto |\rho_r| \operatorname{sen}\left(\frac{\lambda c}{\lambda}\frac{\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left[\phi - \frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right)\right]$$

podemos observar que el módulo del coeficiente de reflexión $|\rho_r|$ se encuentra afectado por 2 términos sinusoidales cuyo producto producirá una modulación de amplitud y una modulación de frecuencia una vez establecido el rango de frecuencia del oscilador de barrido.

Al variar la frecuencia de barrido evidentemente variará λ produciendo simultáneamente variaciones en los términos:

$$\operatorname{sen}\left(\frac{\lambda c}{\lambda}\frac{\pi}{2}\right) \quad y \quad \operatorname{sen}\left[\phi - \frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right)\right]$$

En segundo término si suponemos que la carga es real, entonces el ángulo del coeficiente de reflexión $\phi = 0$ y si también la longitud del cable l (ver gráfico 3.3-1) es constante, entonces este término será únicamente una función de la frecuencia de barrido a través de λ y es un término senoidal de mucha mayor frecuencia que el término sen $\left(\frac{\lambda c \cdot \pi}{2\lambda}\right)$

Así pues el término sen $\left(\frac{\lambda c\ \pi}{2\lambda}\right)$ modulará en amplitud al término sen $\left[\phi - \frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right)\right]$

Entonces analicemos únicamente el término de envolvente sen $\left(\frac{\lambda c}{\lambda}\frac{\pi}{2}\right)$ que es el que afectará a la magnitud de $|\rho_r|$. Obviando el término que produce la modulación tendremos que la ecuación anterior Vo se transforma en:

$$V_o \propto |\rho_r| \operatorname{sen}\left(\frac{\lambda c}{\lambda}\frac{\pi}{2}\right) \qquad \text{ec. } 4.1\text{-}1$$

Dado que el oscilador de barrido tendrá que barrer un rango de frecuencia ($f_1 \longrightarrow f_2$) teniendo como frecuencia central fc, entonces debemos encontrar una desviación máxima hacia el lado superior e inferior de fc tal que el error de amplitud cometido tenga un porcentaje mínimo.

Estableciendo la ecuación 4.1-1 en función de frecuencia tendremos que para la frecuencia central de barrido

$$f_c = \frac{c}{\lambda c} \Rightarrow \lambda c = \frac{c}{f_c}$$

Para cualquier frecuencia $f = \frac{c}{\lambda}$ entonces $\lambda = \frac{c}{f}$

reemplazando estos valores obtenemos

$$V_o \propto |\rho_r| \operatorname{sen}\left(\frac{f}{f_c}\frac{\pi}{2}\right)$$

Sin tomar en cuenta qué forma tenga el coeficiente de reflexión $|\rho_r|$ hagamos un espectro de curvas para diferentes frecuencias centrales de barrido.

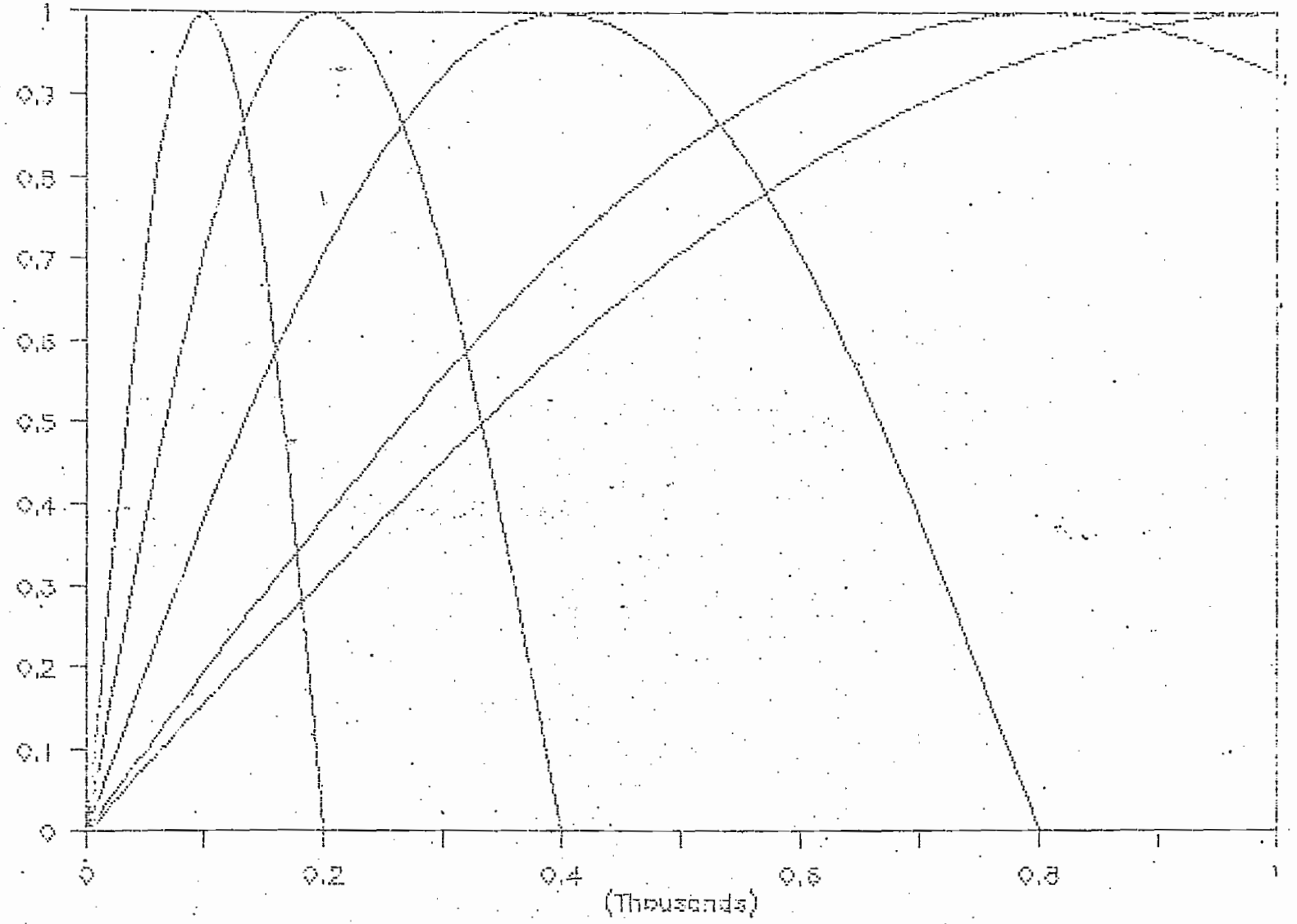
Tomemos como ejemplo ilustrativo frecuencias centrales que abarquen desde los 100 MHz hasta los 400 MHz que podrían estar en el rango requerido por el proyecto. Así el espectro de amplitud como función de la frecuencia estará dado por la ecuación siguiente:

$$E_A = \operatorname{sen}\left(\frac{f\,\pi}{f_c \cdot 2}\right) \qquad \text{ec } 4.1\text{-}3$$

Este espectro de curvas se puede observar en el gráfico de la figura 4.1-1.

ESPECTRO DE AMPLITUDES

PARA DIFERENTES VALORES DE Fc



Fc = 100 MHz

Fc = 200 MHz

fc=400 MHz fc=800 MHz fc=1000MHz

Fig. 4.1-1

Como se puede observar en el gráfico de la figura 4.1-1 todas las curvas comienzan en el punto de $f = 0$ y evidentemente tienen diferente período debido a la frecuencia de barrido central (fc).

Este espectro de amplitud nos sugiere que podríamos establecer diferentes rangos de frecuenicas f1 y f2 (frecuencias inicial y final de barrido) para cada frecuencia central, la cual determinará exactamente la separación de los diodos detectores de voltaje que de acuerdo al proyecto de tesis debe ser necesariamente $\frac{\lambda_c}{4}$.

4.2 ESTUDIO DEL TERMINO QUE CONTIENE LA FASE DE ρ_r COMO FUNCION DE LA LONGITUD l Y LA VARIACION DE FRECUENCIA

Ahora vamos a proceder a analizar el segundo término senoidal de la ecuación 3.4-4 es decir:

$$\Xi F = \operatorname{sen}\left[\phi - \frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda_c}{4}\right)\right] \quad \text{ec } 4.2\text{-}1$$

Este término además está modulado en frecuencia por la variación de fase de ρ con el término ϕ que evidentemente es una función de la frecuancia.

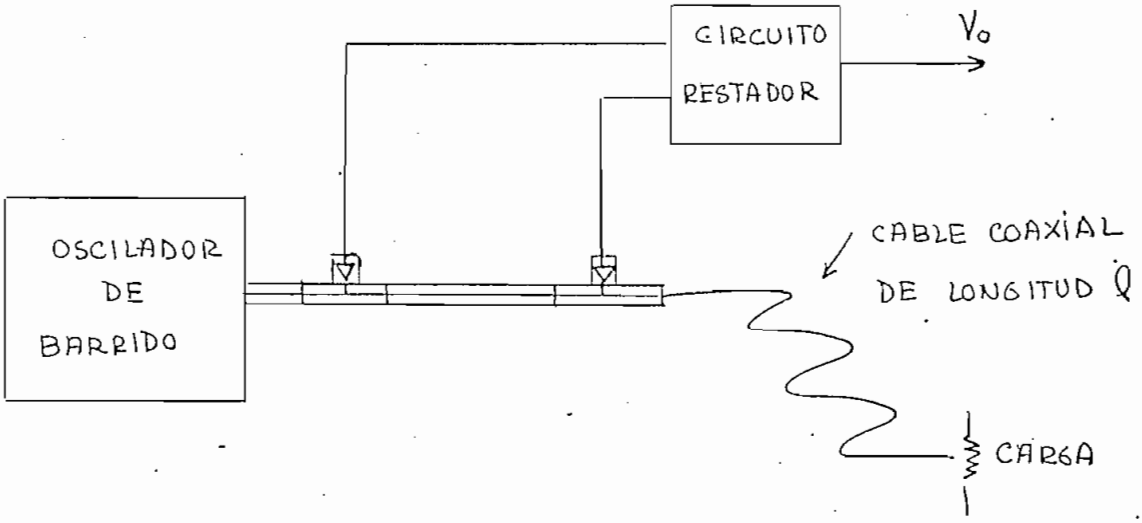


Figura 4.1-1

La longitud del cable coaxial utilizado es de $l \simeq 12m$

Supongamos que colocamos una carga pasiva de tal manera que el coeficiente de reflexión sea tal que $\emptyset = 0$.

Entonces la ecuación 4.2-1 que me indica un espectro de frecuencia que es función de 2 parámetros fundamentales la longitud l del cable coaxial y la frecuencia central de barrido.

Entonces la ecuación 4.2-1 se convertirá en:

$$EF = \operatorname{sen}\left[-\frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right)\right]$$

$$EF = -\operatorname{sen}\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right)\right] \quad \text{ec. } 4.2-2$$

Supongamos que fijamos una frecuencia de barrido fc = 400 MHz. Esto indica que:

$$\lambda c = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^{8}\ m/s}{4 \times 10^{9}\ Hertz} \qquad \lambda c = 0.75\ m$$

entonces la ecuación 4.2-2 será función únicamente de la longitud l del cable coaxial y de la frecuencia de barrido del oscilador.

Fijando fc construiremos un espectro para diferentes longitudes del cable coaxial mediante la expresión

$$E_{F1} = -\operatorname{sen}\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right)\right] \quad \text{ec } 4.2\text{-}3$$

Fijando la longitud del cable para l = 12 m construimos un espectro de curvas características de frecuencia central fc todas ellas como función de la frecuencia de barrido mediante la expresión.

$$E_{F2} = -\operatorname{sen}\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(2 \times 12m + \frac{\lambda c}{4}\right)\right] \quad \text{ec. } 4.2\text{-}4$$

Las ecuaciones 4.2-3 y 4.2-4 expuestas en términos de frecuencia se transforman en:

$$E_{F1} = -\operatorname{sen}\left[\frac{2\pi f}{c}\left(2l + \frac{c}{4fc}\right)\right] \quad \text{ec. } 4.2\text{-}5$$

$$E_{F2} = -\operatorname{sen}\left[\frac{2\pi f}{c}\left(24 + \frac{c}{4fc}\right)\right] \quad \text{ec } 4\text{-}2\text{-}6$$

Estos dos espectros de curvas características las podemos apreciar en los gráficos de las figuras 4.1-2 y 4.1-3 (a, b).

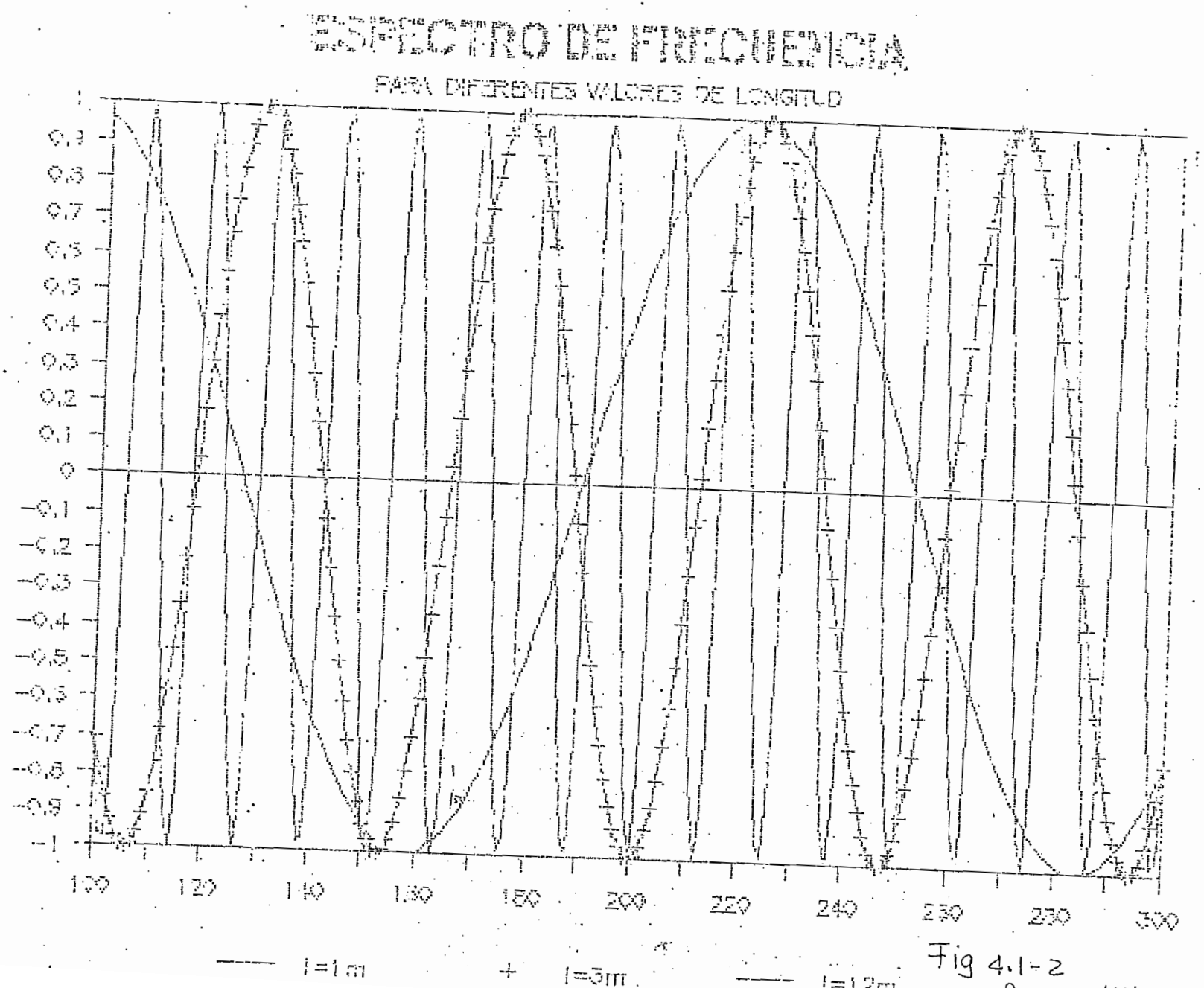
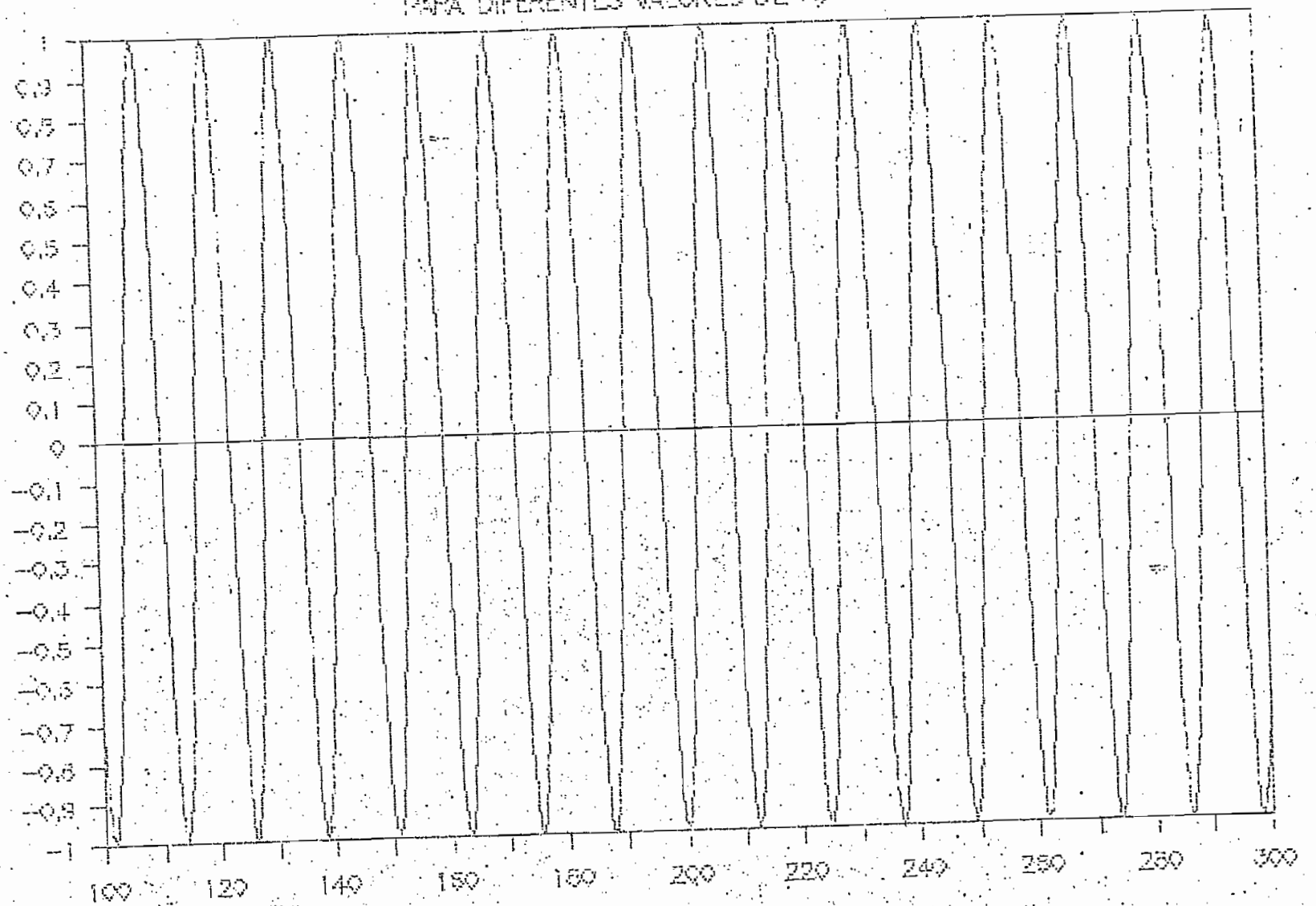


Fig 4.1-2
para fc = 200 Hz

ESPECTRO DE FRECUENCIA

PARA DIFERENTES VALORES DE Fb

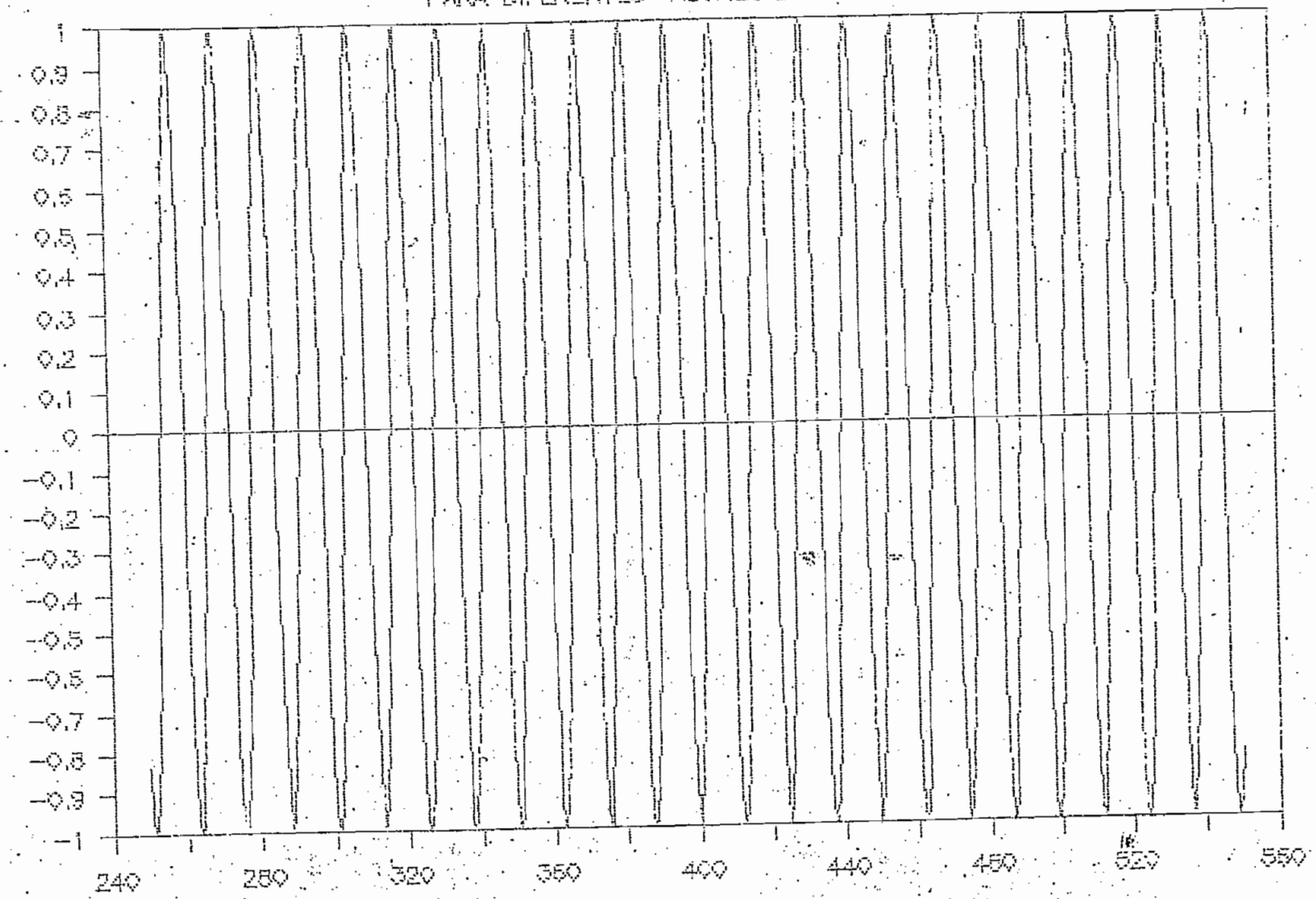


—— fc = 200 MHz

Fig 4.1-3 (a)

ESPECTRO DE FRECUENCIA

PARA DIFERENTES VALORES DE fc



—— fc = 400 MHz

Fig 4.1-3 (b)

4.3 ANALISIS GRAFICO CUALITATIVO DEL ERROR GENERAL COMETIDO EN LA FORMULA FINAL Y SUS POSIBLES COMPENSACIONES

La fórmula final podríamos expresarla en forma general

$$V_o \propto |\rho_r| \operatorname{sen} \theta . \operatorname{sen} \psi \qquad \text{ec } 4.3\text{-}1$$

Siendo

$$\theta = \frac{\lambda c}{\lambda} \frac{\pi}{2} \qquad \text{ec } 4.3\text{-}2$$

$$\psi = \left[\phi - \left(2l + \frac{\lambda c}{4}\right) \frac{2\pi}{\lambda}\right] \qquad \text{ec } 4.3\text{-}3$$

la función sen ψ como hemos visto depende de l = longitud del cable coxial y del ángulo ϕ del coeficiente de reflexión ρ_r

Si la longitud del cable es lo suficientemente larga podremos aumentar la frecuencia del sen ψ y por lo tanto tendremos como salida general una onda modulada en amplitud.

Si prescindimos por el momento de la forma que tenga $|\rho_r|$ podríamos establecer los siguientes gráficos cualitativos para ambas funciones senoidales.

Sea

$$X = \operatorname{sen} \theta \qquad \text{ec. } 4.3\text{-}4$$

$$Y = \operatorname{sen} \psi \qquad \text{ec. } 4.3\text{-}5$$

dentro de un mismo rango de frecuencia barrido por el oscilador tendrán los siguientes gráficos.

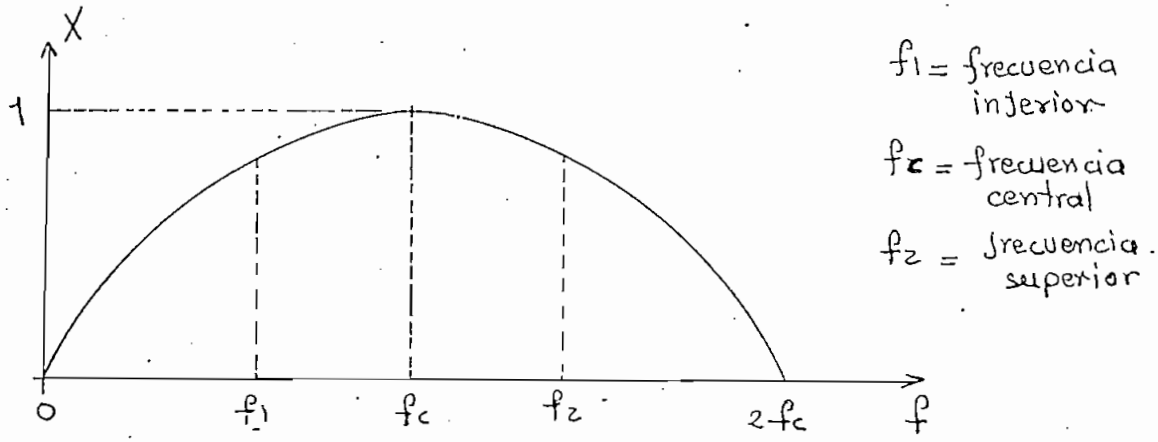


Figura 4.3-1

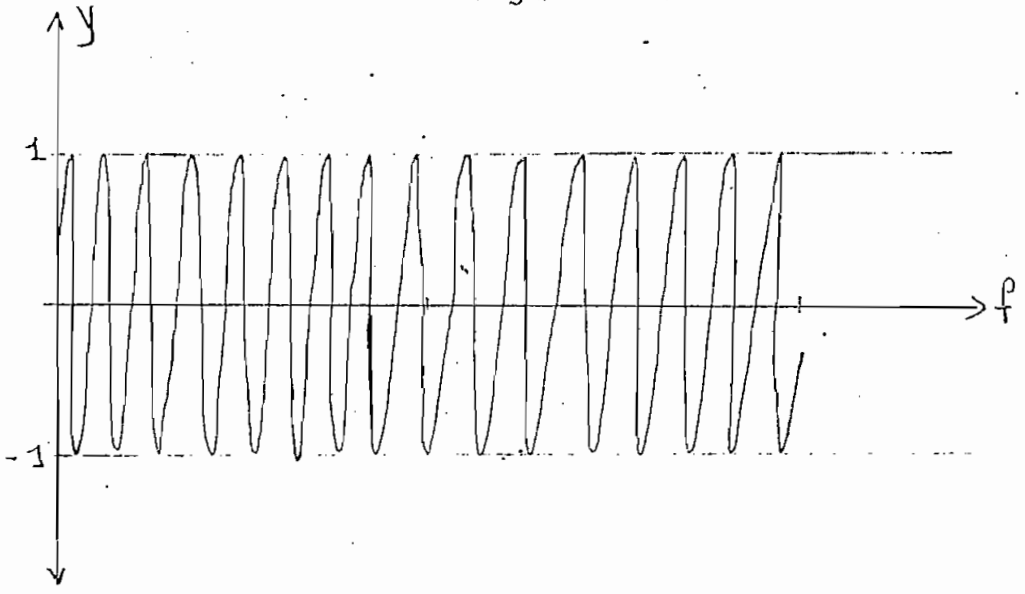


Figura 4.3-2

Evidentemente el rango que nos interesa es f1 $\longrightarrow$ f2.

El producto de ambas funciones será evidentemente $Z = X \cdot Y$ ec 4.3-6

que tendrá como gráfico una onda modulada en amplitud como se observa en la figura 4.3-3.

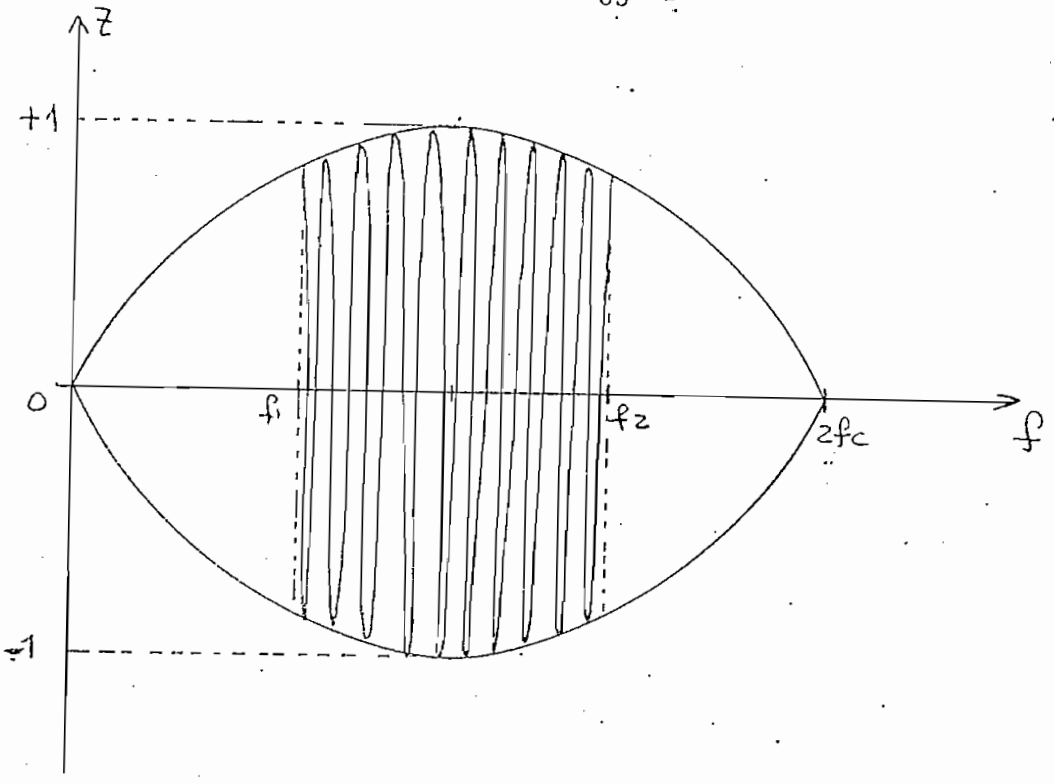


Figura 4.3-3

Se puede observar claramente que la función que proporciona el error de magnitud es x = sen ϕ pues Y es una onda portadora de mayor frecuencia.

Debemos ver cualitativamente cuanto será la distorsión para todo el rango de 0 $\longrightarrow$ 2fc. De acuerdo a la ecuación 4.3-1 tenemos:

$$V_0 \propto |\rho_r| \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \psi$$

y para conocer el error de magnitud evidentemente nos interesa solamente sen θ

Entonces sea $A = |\rho_r|$ ec 4-3-7

es decir el módulo ρ_r de cualquier impedancia Z_r y supongamos de que este $|\rho_r|$ está representado en la figura 4.3-4 de una forma muy particular para todo un rango de frecuencia de 0 a 2fc

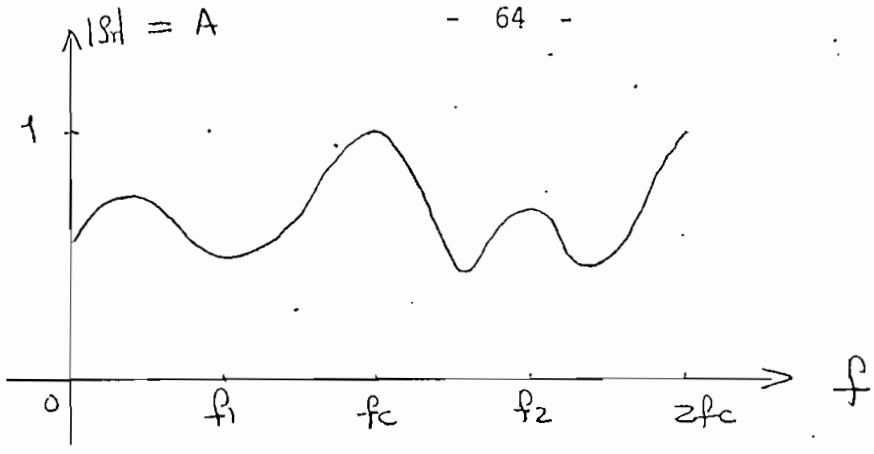


Figura 4.3-4

Ahora sea B = $|\rho_r|$ sen θ

la función de salida que obtenemos en nuestro circuito si tomamos todo el rango de 0 $\longrightarrow$ 2fc evidentemente se presentará un error de amplitud producto del valor de sen θ como se puede observar en la figura 4.3-5.

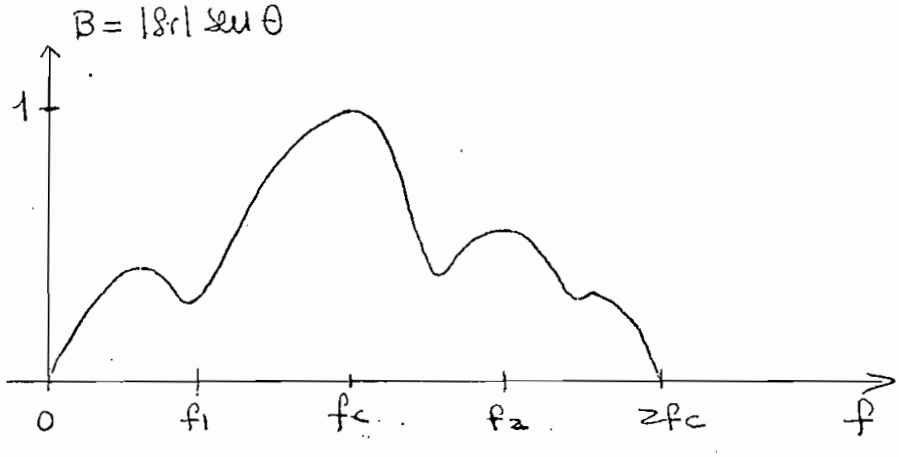


Figura 4.3-5

Se puede observar que mientras más nos desplazamos de la frecuencia central fc hacia ambos extremos el error aumenta considerablemente siendo justamente en ellos de un 100%, ya que son puntos en los cuales sen θ = 0 sea cual fuere el valor de $|\rho_r|$

Así pues necesitamos buscar alguna forma de compensación o de minimización de este error.

4.4 METODOS DE COMPENSACION Y CURVA UNIVERSAL DE COMPENSACION

Necesitamos de alguna manera suprimir el término sen θ que es el que ocasiona el error y la única manera sería multiplicando la señal de salida $|\rho_r| \cdot$ sen θ por la función recíproca $\frac{1}{\operatorname{sen}\theta}$ de tal manera que tengamos finalmente:

$$V_o' = |\rho_r| \operatorname{sen}\theta \cdot \frac{1}{\operatorname{sen}\theta} = |\rho_r|$$

es decir se necesitaría crear una función sinusoidal cosec θ para todo el rango de frecuencia y es más que está en fase con la señal $|\rho_r| \operatorname{sen}\theta$ para luego proceder o multiplicar ambas señales mediante la utilización de amplificadores logarítmicos.

Este método de compensación se complica aún más ya que si no podemos crear la señal cosec θ entonces tendríamos que separar las señales $|\rho_r|$ y $\operatorname{sen}\theta$ para proceder a trabajar la función recíproca del sen θ lo cual resulta prácticamente imposible hacerlo en forma circuital, procedimiento que va mucho mas allá del alcance de la presente tesis.

El segundo método que no es precisamente un método de compensación nos lleva a la idea de restringir el rango de frecuencia de tal manera que podamos minimizar el error en los extremos de la curva donde se presenta en mayor grado, es decir buscando una desviación razonable de frecuencia que involucre en los extremos cometer un error tolerable, digamos del 5%, que a estas frecuencias sea prácticamente inapreciable en

el osciloscopio.

La función que prácticamente ocasiona error de magnitud es evidentemente $\operatorname{sen}\left(\frac{\lambda c}{\lambda}\cdot\frac{\pi}{2}\right)$.

En términos de frecuencia tenemos

$$X = \operatorname{sen}\left(\frac{f}{fc}\cdot\frac{\pi}{2}\right)$$

Se pretende encontrar los valores de las frecuencias inicial y final que nos proporcionen a los extremos de la curva un error del 5% como máximo.

Esto se puede ver claramente en la figura 4.4-1

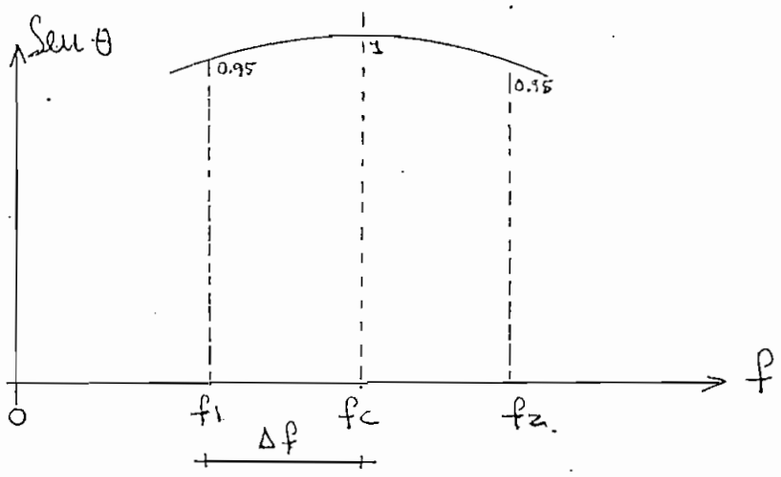


Figura 4.4-1

Evidentemente para la frecuencia central fc el error cometido es nulo como se demuestra matemáticamente

cuando f = fc. $\operatorname{sen}\left(\frac{fc}{fc}\cdot\frac{\pi}{2}\right) = 1$

funciones de la frecuencia central fc la cual deberá ser escogida cuidadosamente para poder alcanzar un buen rango de frecuencia.

Estas curvas características se observan en el gráfico de la figura 4.4-2 en el cual se ha escogido para diferentes valores teóricos de fc cubriendo todas ellas diferentes sectores de trabajo de los diodos.

ESPECTRO DE AMPLITUDES AL 5% DE ERROR

PARA DIFERENTES VALORES DE FC

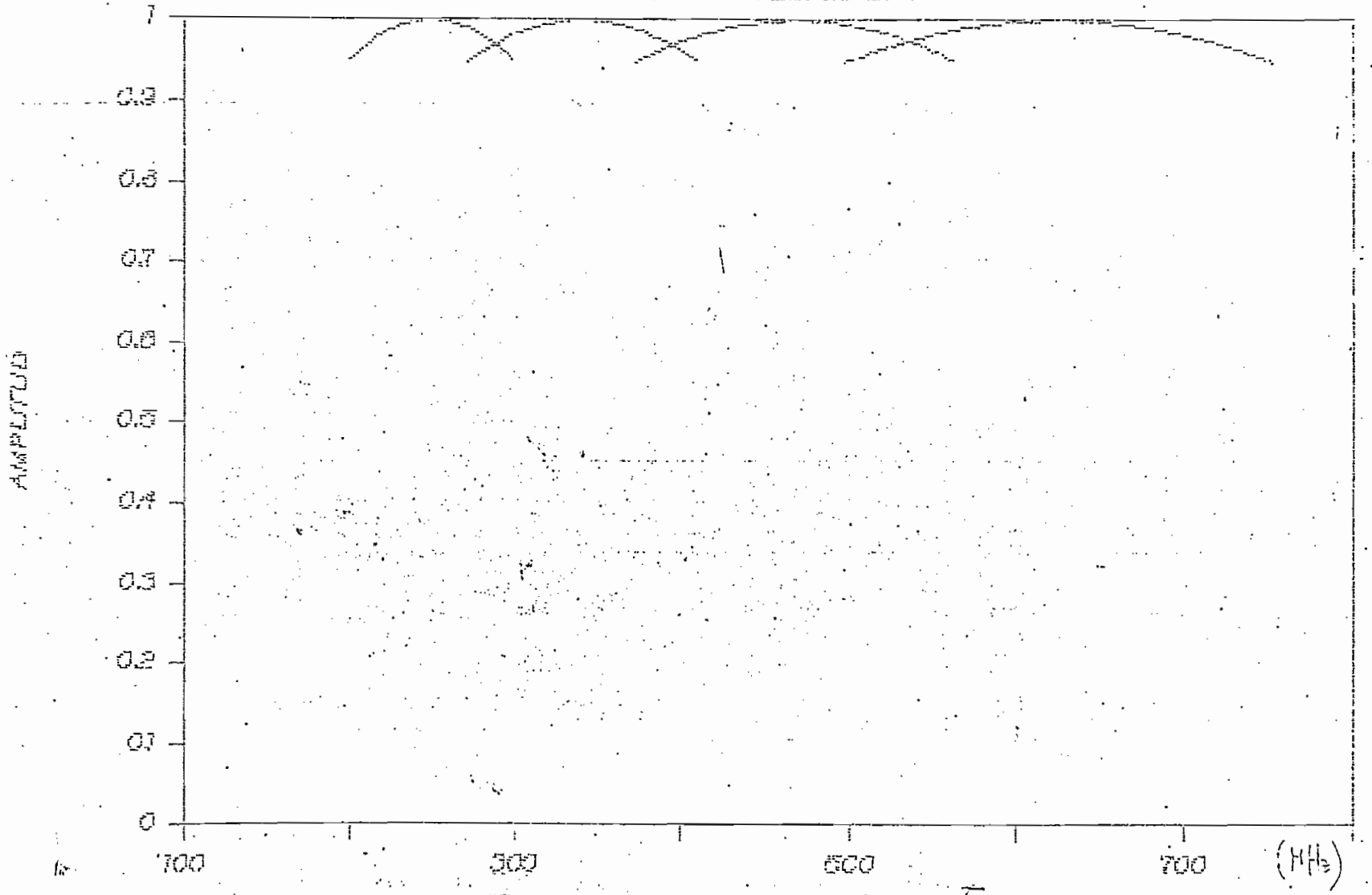


Fig 44-2

$f_{C_1} = 250\ MHz$ $f_{C_2} = 341\ MHz$ $f_{C_3} = 469\ MHz$ $f_{C_4} = 625\ MHz$

4.5 CONCLUSIONES

Podemos concluir de que este segundo método de restricción del rango de frecuencia es el más adecuado para llevarlo a la práctica.

Evidentemente a fin de alcanzar un buen rango de frecuencia se procederá necesariamente a tener varias tomas de los diodos detectores. Esto implicaría la realización de una línea de aire variable de tal manera de poder alargar o acortar la línea a voluntad de acuerdo al rango en que se desee trabajar. Alargar la línea para trabajar en baja frecuencia y acortar la línea para trabajar en más alta frecuencia.

La otra posibilidad es tener una sola línea de aire pero con diferentes tomas para los diodos, siendo uno de ellos fijo y el otro que fácilmente pueda ser intercambiado a las otras tomas de acuerdo al requerimiento.

Por la facilidad de construcción y diseño mecánico se ha optado por la segunda posibilidad como se observa en el gráfico de la figura 4.4-2.

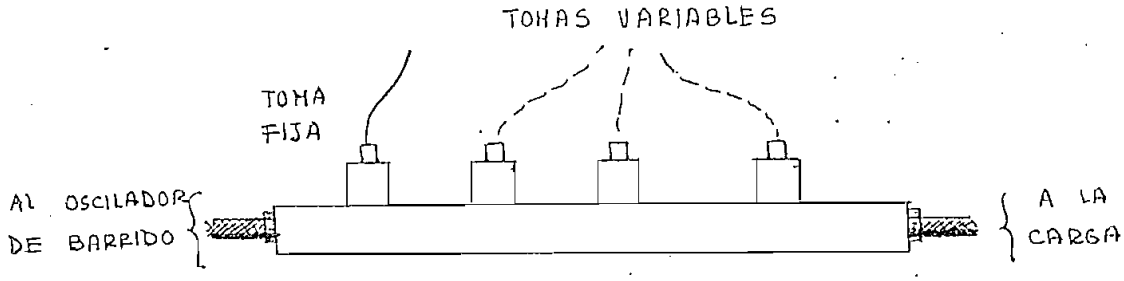


Figura 4.4-2

El detalle y construcción de este montaje se desarrollará más adelante.

C A P I T U L O V

DISEÑO ELECTRONICO GENERAL DEL REFLECTOMETRO

5.1 DISEÑO DEL CIRCUITO RESTADOR DE SEÑALES

Una vez probados los diodos trabajando dentro de las características de región cuadrática debemos procesar estas señales tomadas de los diodos con circuitos electrónicos, pues las señales de R.F. al pasar por los diodos se convierten ya en señales de baja frecuencia fácilmente trabajables.

El circuito completo se muestra entonces en la figura 5.1-1.

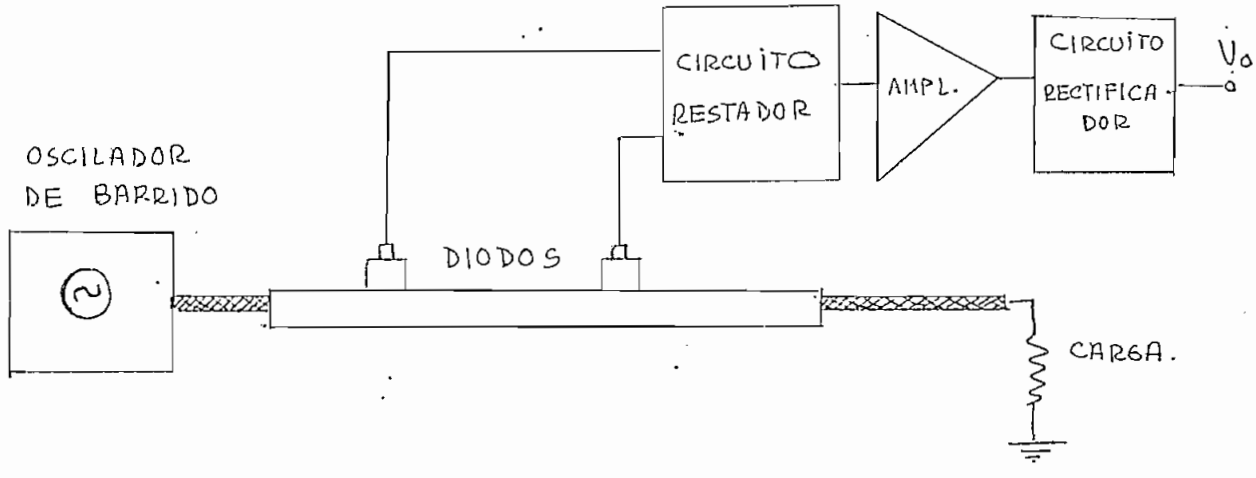


Figura 5.1-1

El circuito restador se lo puede diseñar aprovechando las diferentes configuraciones de los amplificadores operacionales. Entre las más impor

tantes tenemos:

CIRCUITO INVERSOR DE SEÑALES

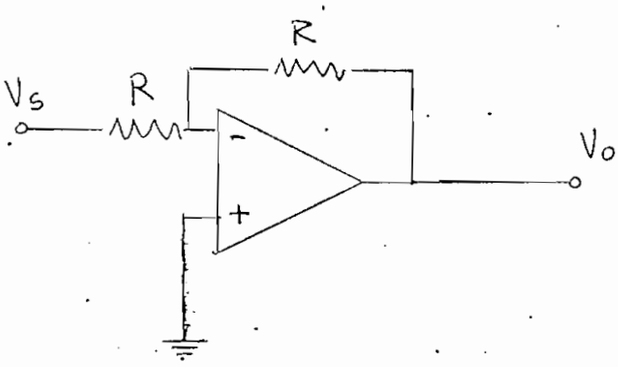


Figura 5.1-2

Como sabemos los amplificadores operacionales presentan una impedancia de entrada muy alta, lo cual los hace muy confiables para efectos de carga.

Aprovechando que la entrada negativa se encuentra a tierra virtual pudiéramos establecer que la corriente I atraviesa las 2 resistencias R. Así tenemos que:

$$V_s = I \cdot R$$

$$V_o = -I \cdot R$$

Consecuentemente $\boxed{V_o = -V_s}$ ec 5.1-1

[illegible] en la ecuación 5.1-2, tendremos:

$$I = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}$$

finalmente reemplazando I en la ecuación 5.1-3 llegamos a:

$$V_o = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right) R_f$$

Si las resistencias R1, R2, Rf son iguales a R tendremos:

$$V_o = \frac{-(V_1+V_2)\cancel{R}}{\cancel{R}} \qquad V_o = -(V_1+V_2) \quad \text{ec } 5.1\text{-}4$$

La ecuación 5.1-4 establece a la salida la suma de los voltajes V1 y V2 con inversión de fase.

De acuerdo con las 2 configuraciones anteriores podríamos construir un circuito restador de señales aprovechando que la resta es la suma de una cantidad negativa.

Un circuito restador de señales podría ser el diseñado en la figura 5.1-4.

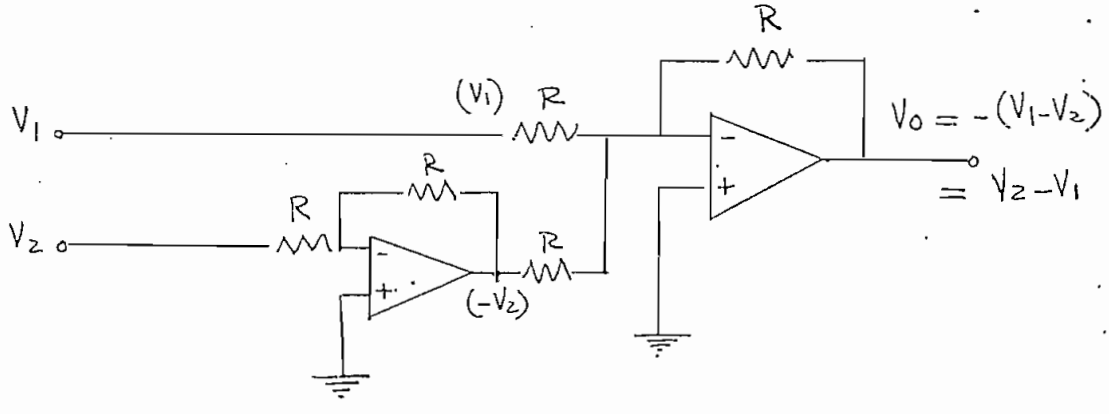


Figura 5.1-4

Tendríamos que ubicar adecuadamente los voltajes V1 y V2 a fin de tener la salida que deseamos sea esta, V1-V2 ó V2-V1. En el caso de nuestro trabajo nos es totalmente indiferente.

Sin embargo este circuito restador hace uso de 2 amplificadores opera-

cionales para su trabajo, podríamos optimizar el diseño solamente operando con un solo amplificador como nos sugiere el circuito de la figura 5.1-5.

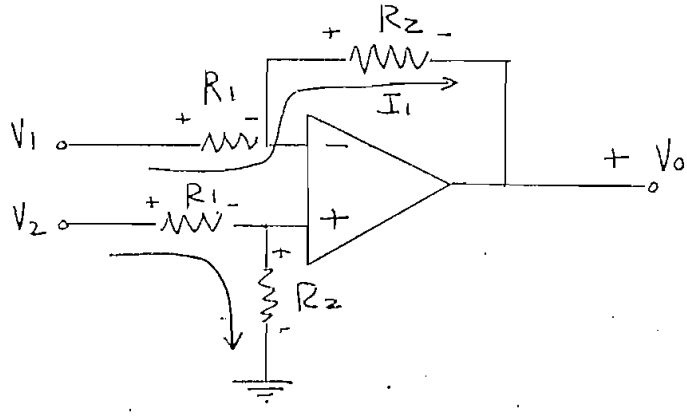


Figura 5.1-5

Por la malla superior tenemos: $V_1 = V_o + I_1(R_1+R_2)$

de donde: $$I_1 = \frac{V_1 - V_o}{R_1+R_2}$$

Si tomamos la malla inferior $V_2 = I_2(R_1+R_2)$

de donde: $$I_2 = \frac{V_2}{R_1+R_2}$$

también podemos establecer una tercera ecuación tal que: $V_1 = I_2R_2 + I_1R_1$

reemplazando los valores de corriente en esta última ecuación tenemos:

$$V_1 = \left(\frac{V_2}{R_1+R_2}\right)R_2 + \left(\frac{V_1 - V_o}{R_1+R_2}\right)R_1$$

de donde finalmente obtenemos: $V_o = (V_2 - V_1)\frac{R_2}{R_1}$ ec. 5.1-5

Si R1 = R2 obtenemos la diferencia con ganancia 1.

Se ha considerado este circuito para realizar la diferencia de las señales de los diodos. El circuito se muestra en la figura 5.1-6.

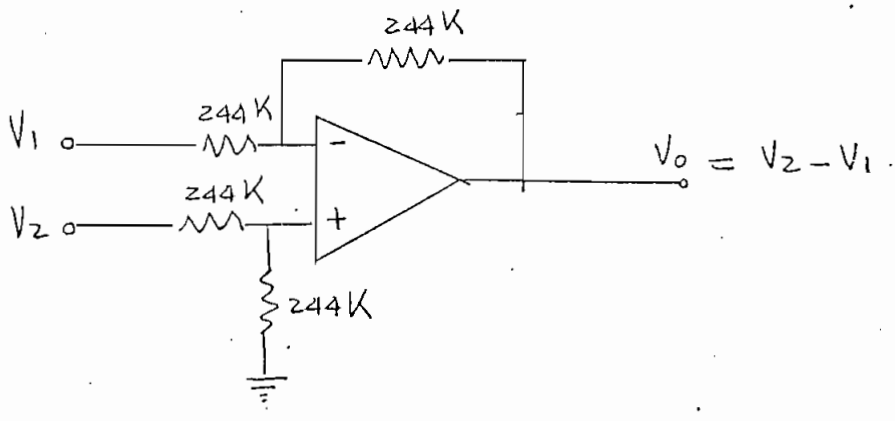


Figura 5.1-6

5.2 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE SEÑALES MUY BAJAS

A fin de que los diodos puedan trabajar en la región cuadrática se tuvo necesariamente que atenuar la señal del generador barrido en aproximadamente 21 dB a fin de garantizar la operación en la región cuadrática de los diodos.

Los voltajes con esta atenuación a la salida de los diodos son de unidades de mV razón por la cual después de pasar estas señales por el circuito restador necesariamente deben ser amplificados por lo menos unas 500 veces.

Para amplificaciones de señales bajas lo mejor es utilizar amplificadores operacionales como el que se indica en la figura 5.2-1.

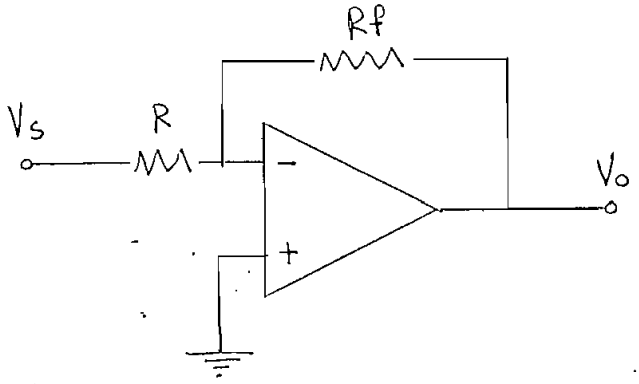


Figura 5.2-1

La ganancia de este amplificador es: $V_o = -\frac{R_f}{R} V_s$ ec 5.2-1

Sin embargo no es conveniente para amplificaciones grandes utilizar un solo amplificador a fin de que el Rf no sea demasiado grande. Así pues podemos utilizar 2 amplificadores conectados en cascada como se observa en la figura 5.2-2.

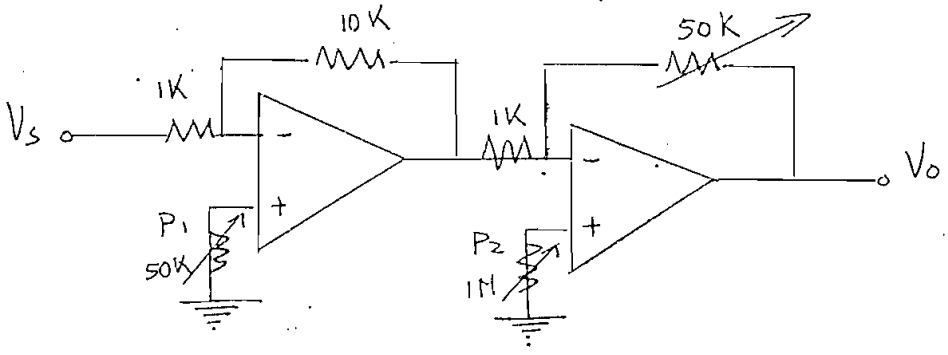


Figura 5.2-2

La amplificación será pues de un máximo de 500.

Se suele colocar un potenciómetro en la ganancia del segundo amplificador a fin de tener un control manual de ganancia según lo requiera el caso.

Los potenciómetros colocados en la entrada positiva de los amplificadores son simplemente potenciómetros para control del voltaje offset cuyo valor se determina experimentalmente en el laboratorio a fin de tener un adecuado control de este voltaje.

El potenciómetro P1 de 50 K baja el voltaje offset mientras que el potenciómetro P2 de 1M controla la subida de este voltaje en la salida Vo.

5.3 NECESIDAD DEL CIRCUITO RECTIFICADOR DE SEÑAL

La señal de salida Vo $\propto |\rho_r| \operatorname{sen}\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\frac{\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left[\phi - \left(2l + \frac{\lambda_c}{4}\right)\frac{2\pi}{\lambda}\right]$ como vimos en el capítulo anterior es una señal modulada en amplitud pero lastimosamente su portadora dada por la expresión $\operatorname{sen}\left[\phi - \left(2l + \frac{\lambda_c}{4}\right)\frac{2\pi}{\lambda}\right]$ como se puede observar en los capítulos anteriores, depende básicamente de la longitud l del cable coaxial.

Para que la frecuencia de esta portadora sea mucho mayor que la frecuencia de la señal modulante la longitud del cable coaxial debería ser muy grande a fin de pretender hacer una demodulación de amplitud utilizando un detector de envolvente.

Prácticamente con la longitud del cable utilizado que es de 12 m la frecuencia de la portadora es realmente baja, y se necesitaría por lo menos unas 10 veces esas longitud de cable para conseguir nuestro propó-

sito de detección de envolvente, razón por la cual proceder a demodular la señal no tendría ningún sentido práctico.

Aprovechando que la señal de salida presenta una forma sinusoidal en los dos semiciclos se podría pensar en realizar un circuito rectifica - dor de señal que invierta solamente los semiciclos negativos a fin de conseguir una rectificación de doble onda.

5.4 DISEÑO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR DE SEÑAL

Antes de proceder a realizar el circuito rectificador de doble onda necesitamos conocer previamente el rectificador de media onda.

RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

El circuito de la figura 5.4-1 nos presenta el diseño básico de un rectificador de media onda.

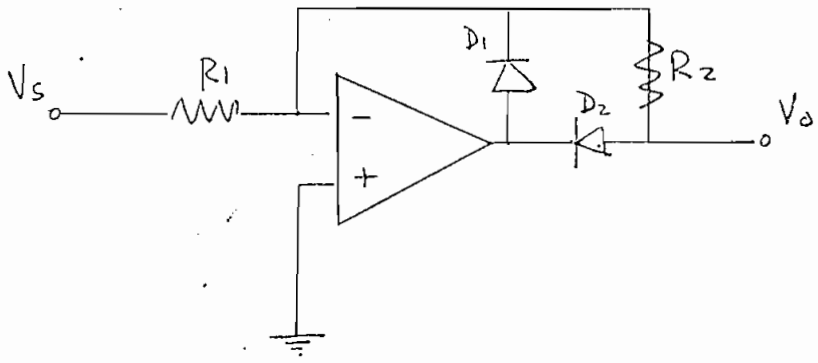


Figura 5.4-1

Durante el semiciclo positivo en la entrada Vs conduce el diodo D2 mien

tras que D1 permanece cortado, con esta configuración el circuito se presenta como un circuito amplificador con inversión de fase.

Para el semiciclo negativo siendo lo contrario, conduce D1 y se abre D2, así D1 cierra el lazo de alimentación produciendo ganancia cero. Estas formas de onda pueden verse en el gráfico de la figura 5.4-2.

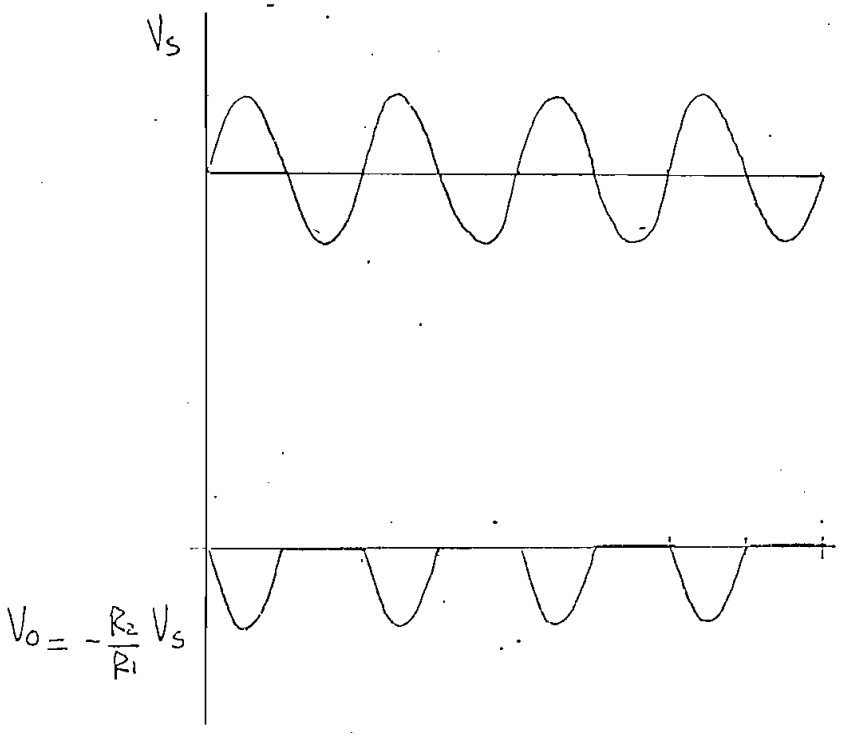


Figura 5.4-2

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

Este rectificador incluye un rectificador de media onda y un sumador tal como se observa en el circuito de la figura 5.4-3.

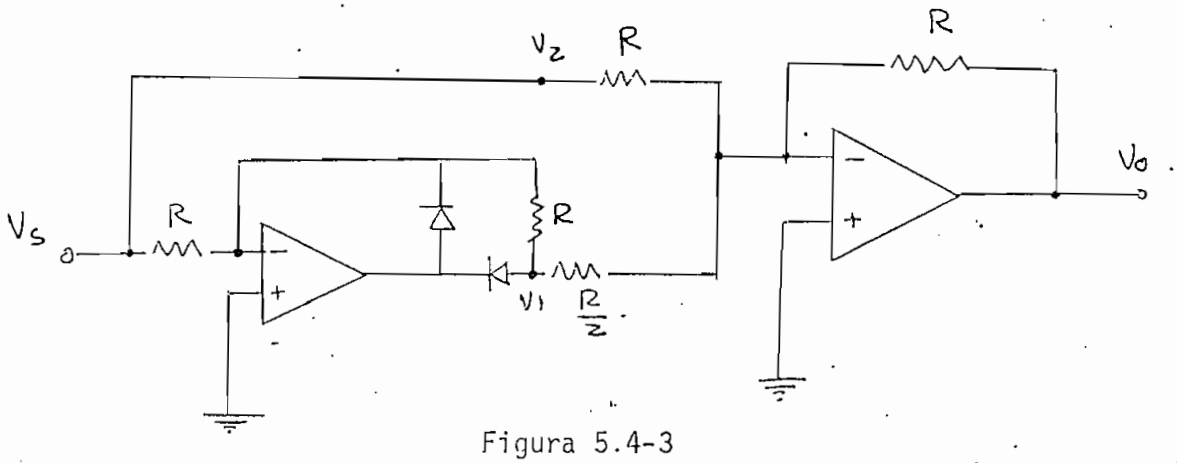


Figura 5.4-3

Como se puede observar el sumador tiene el objetivo de sumar la señal de entrada Vs y la señal rectificada de media onda V2 con diferente ganancia. Las formas de onda pueden verse en la figura 5.4-4.

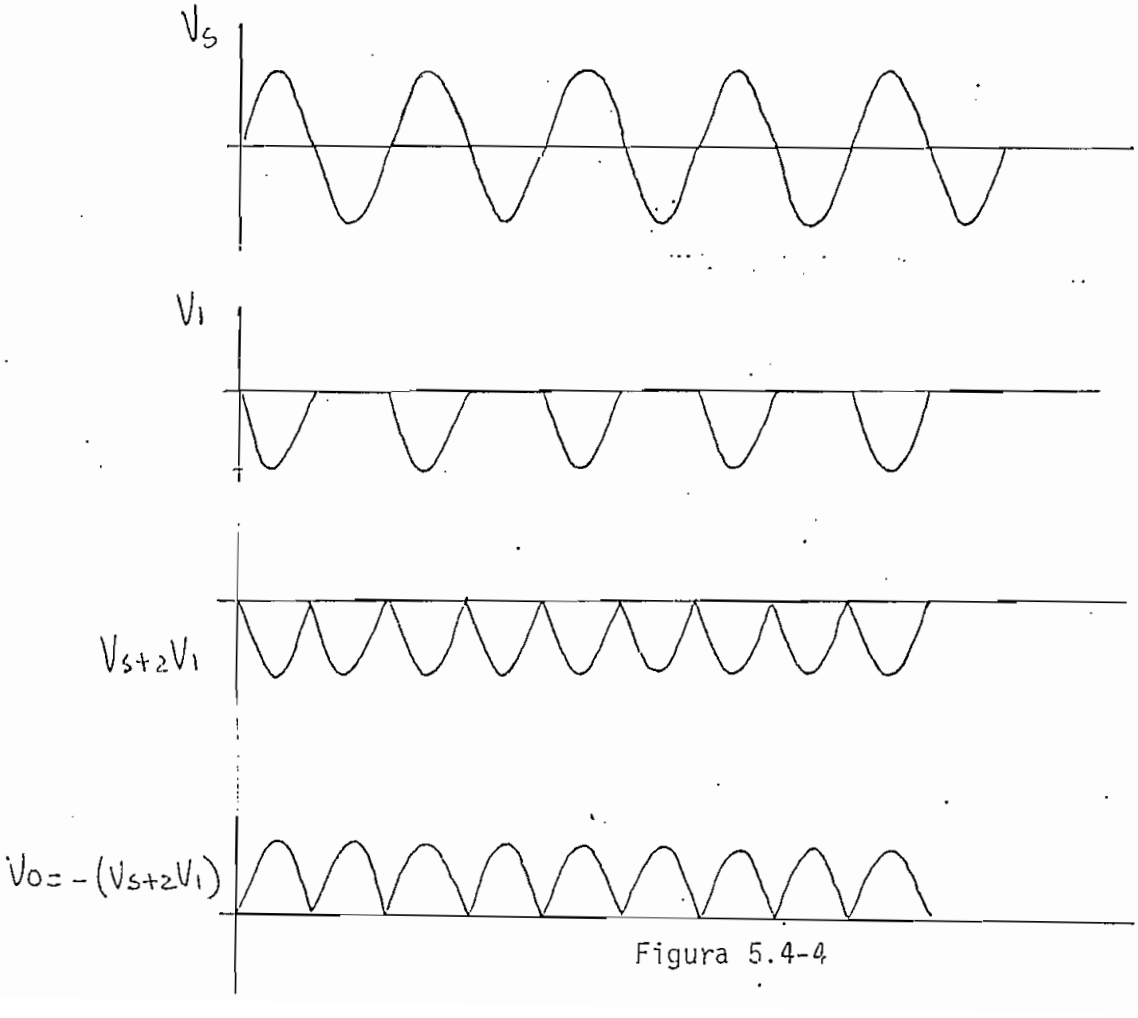


Figura 5.4-4

En el circuito sumador se da una ganancia doble a la señal V1 mediante la resistencia R/2, así tenemos en la salida final Vo la inversión respectiva de fase con todos los semiciclos positivos.

El circuito real implementado se ilustra en la figura 5.4-5 en donde los valores de las resistencias es R = 244 K.

En lugar de la resistencia R/2 que produce la ganancia doble se ha colocado un potenciómetro de 250 K a fin de tener la posibilidad de garantizar una ganancia variable para equilibrar la rectificación de los picos negativos de acuerdo con la carga que se esté utilizando.

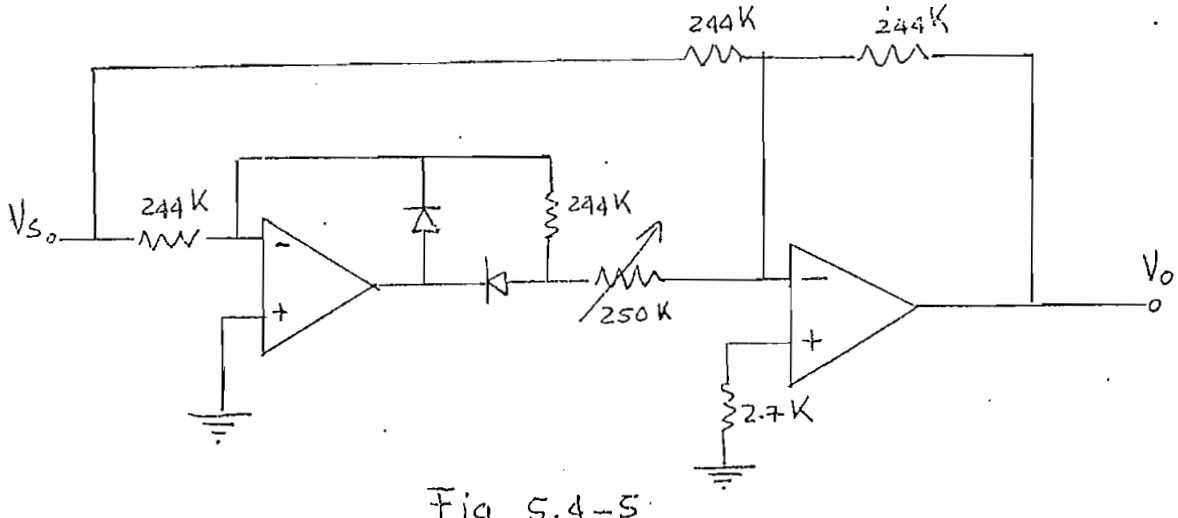


Fig 5.4-5

La resistencia de 2.7 K es únicamente para compensación de voltaje offset.

5.5 DISEÑO DE LA FUENTE REGULADA DE VOLTAJE VARIABLE DC

Dado que necesitamos la polarización para los amplificadores operacio-

nales, debemos diseñar una fuente de voltaje de polarización positiva y negativa con tierra común.

Con miras a utilizar la fuente también en forma particular procederemos a diseñar de acuerdo con las siguientes características.

Fuente variable de ± 10 voltios a ±15 voltios y hasta una capacidad de 0.5 amperios.

Dado que vamos a tener una tierra común necesitamos un transformador con toma central como el de la figura 5.5.1

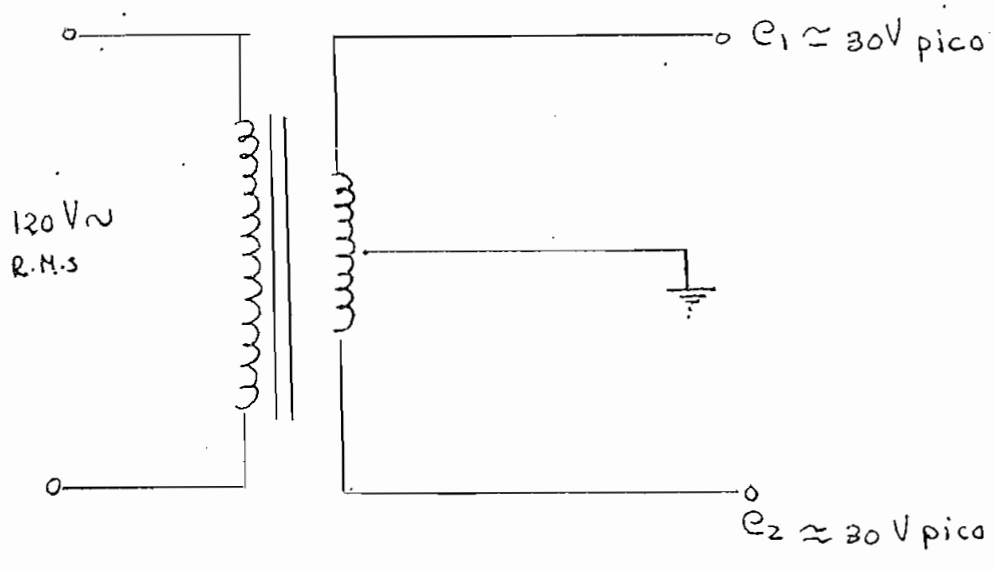


Figura 5.5-1

La toma central nos proporciona a la salida dos voltajes alternos de igual magnitud. Escogiendo una adecuadas salidas del transformador en el secundario tendríamos los voltajes $e_1 = e_2 \cong 30V$ pico, es decir aproximadamente el doble de el voltaje DC que queremos obtener a la salida.

RECTIFICACION DE LA SEÑAL AC

Necesitamos construir un rectificador de onda completa y que tenga toma central para la tierra común, como se observa en el circuito de la figura 5.5-2.

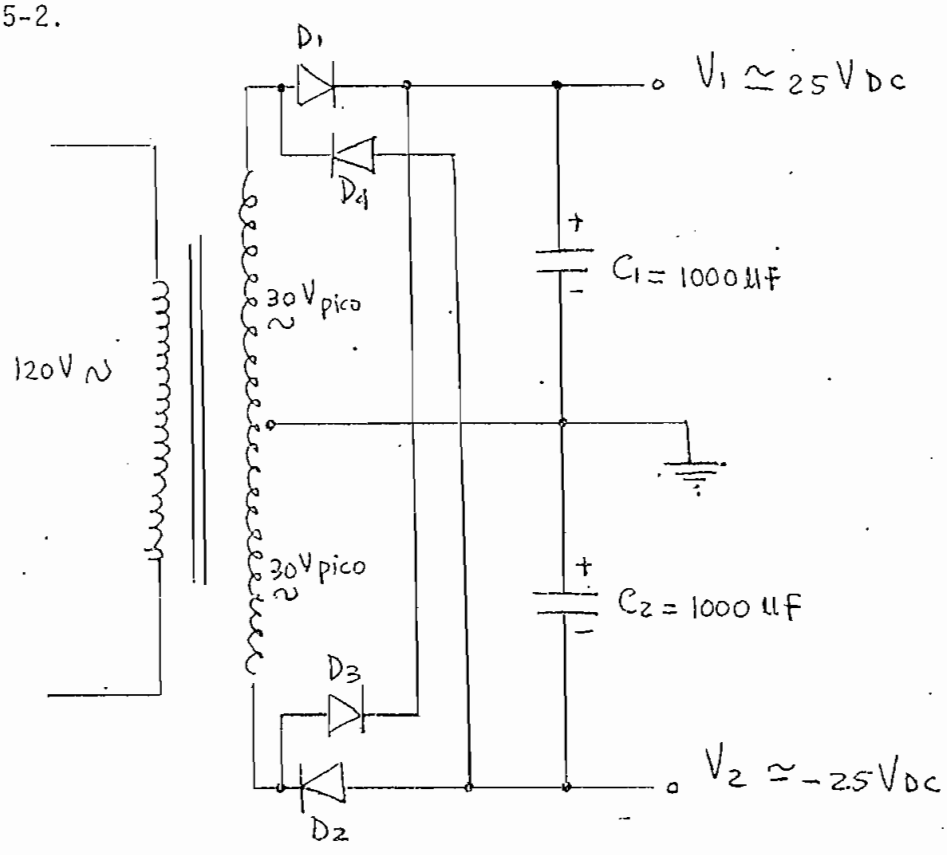


Figura 5.5-2

La rectificación se produce de la siguiente manera. Para el semiciclo positivo conducen los diodos D1 y D2 cargando a los condensadores con la polaridad indicada, mientras que los diodos D3 y D4 están polarizados inversamente y por lo tanto se encuentran abiertos.

Para el semiciclo negativo sucede lo contrario pues conducen D3 y D4 cargando los condensadores con la misma polaridad anterior, mientras los diodos D1 y D2 permanecen abiertos produciéndose de esta manera la

rectificación de onda completa.

Para el filtrado de la señal se han escogido 2 condensadores electrolíticos grandes de 1000 uF a fin de obtener un menor porcentaje de risado para proceder a la regulación del voltaje DC.

Dado que la fuente negativa de voltaje prácticamente es una imagen de la fuente positiva, procederemos a realizar el diseño únicamente de la fuente positiva mediante el siguiente esquema ilustrado en la figura 5.5-3. Esquema normalmente usado para fuentes con una buena capacidad de corriente y con voltaje de salida variable.

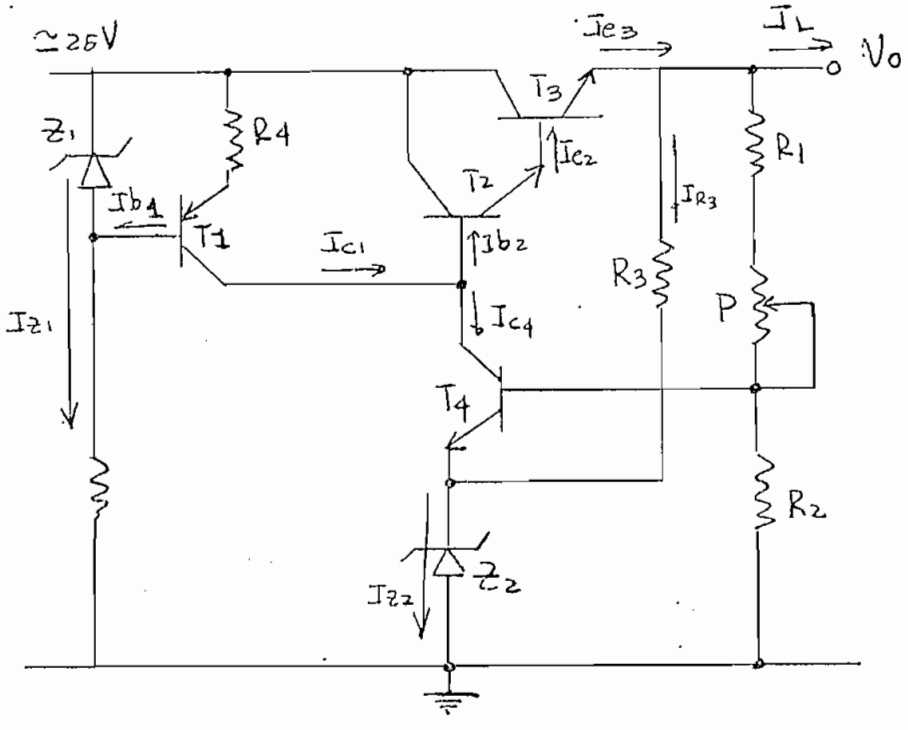


Figura 5.5-3

Como se puede observar necesitamos una fuente de corriente proporcionada por el circuito del transistor T1 a fin de darnos la corriente necesaria que será amplificada por el circuito Darlington de los transistores T2 y T3. El transistor T4 y el zener Z2 es un circuito de referencia de voltaje constante en el punto (2) para lograr mediante la variación del potenciómetro P la respectiva variación del voltaje de salida Vo.

Supongamos que la fuente esté trabajando en plena carga es decir

$$I_{e3} = 0.5\ A$$

Esta será la corriente que nos proporcione el emisor del transistor T3.

Supongamos un $\beta_3 = 30$ para este transistor de potencia tendríamos entonces

$$I_{b3} \cong \frac{I_{e3}}{\beta_3} \qquad I_{b3} = \frac{500\,mA}{30} \qquad I_{b3} = 16{,}6\hat{6}\ mA$$

Esta corriente es inyectada en la base del transistor T3 por parte del emisor del transistor T2.

$$I_{e2} = 16{,}66\ mA$$

La corriente en la base del transistor T2 será

$$I_{b2} \cong \frac{I_{e2}}{\beta_2} \qquad I_{b2} = \frac{16{,}66\ mA}{50} \qquad I_{b2} = 0{,}33\,mA$$

La corriente que proporciona la fuente de corriente del transistor T1 debe ser mucho mayor que I_{b2} de tal manera que alimente esta base y también al transistor T4.

Supongamos que $I_{c1} = 5mA$

La señal de voltaje DC rectificada y filtrada alcanza en la entrada un valor de 25 V aproximadamente (medido en el laboratorio con un cierto valor de carga).

Sea $V_{z1} = 2,2V$

Así tendremos en la base del transistor T1 $V_{b1} = 22.8V$
y en el emisor del mismo transistor

$$V_{e1} = V_{b1} + 0,6 \qquad V_{e1} = 23.4V$$

Si se quiere obtener una corriente $I_{c1} = 5mA$ la resistencia R4 deberá calcularse como

$$R_4 = \frac{25V - 23.4}{5mA} \qquad R_4 = 0,320K$$

dado que este valor de resistencia no es comercial entonces escogemos

$$\boxed{R_4 = 330\,\Omega}$$

$$I_{b4} \simeq \frac{I_{c4}}{50} \qquad I_{b4} = \frac{5mA}{50} \qquad I_{b4} = 0.1mA$$

Consecuentemente para polarizar el zener 1 la corriente del zener deberá ser mucho mayor, escogemos: $I_{z1} = 5mA$

corriente con la cual queda garantizada la polarización del zener 1

$$R_5 = \frac{22.8}{I_{z1}} \qquad R_5 = \frac{22.8V}{5mA} \qquad R_5 = 4,56K$$

Escogemos entonces un valor de $\boxed{R5 = 4.7K}$

Para un valor de $V_{Z2} = 6V / 1W$ que serían las características del zener necesitamos una mayor corriente de polarización.

Esta corriente será proporcionada por I_{C4} y por la corriente I_{R3}

De acuerdo a la figura 5.5-3. $I_{C4} = I_{C1} - I_{b2}$

puesto que $I_{C1} >> I_{b2}$

$$I_{C4} \cong I_{C1} = 5mA$$

Supongamos que para polarizar el zener necesitamos mínimo 10 mA $I_{Z2} = 10mA$ para el peor caso en donde $V_O = 10V$ debe estar polarizado a través de R3.

$$I_{Z2} = I_{C1} + I_{R3} \quad \text{de donde } I_{R3} = I_{Z2} - I_{C1}$$

$$I_{R3} = 10mA - 5mA$$

$$I_{R3} = 5mA$$

$$R_3 = \frac{V_{O\,min} - V_{Z2}}{I_{R3}} \qquad R_3 = \frac{10V - 6V}{5mA} \qquad R_3 = 0{,}8K$$

escogemos $\boxed{R3 = 1K}$

Ahora entonces diseñamos el divisor de tensión que proporcione la variación del voltaje de salida Vo.

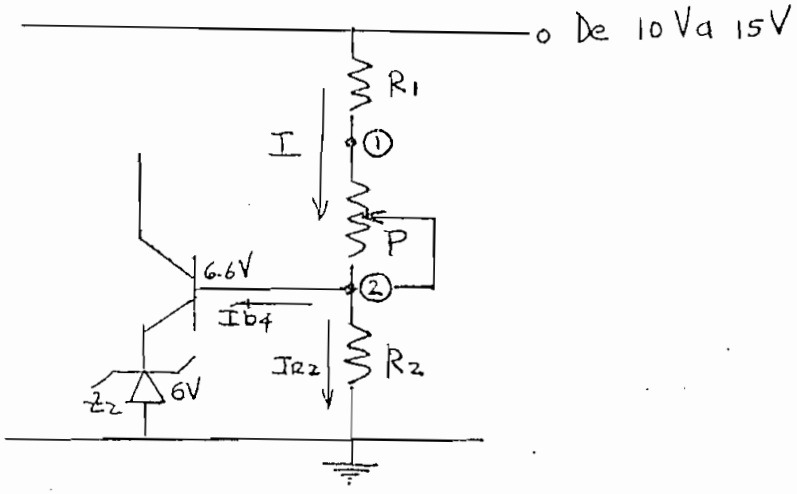


Figura 5.5-4

Supongamos una corriente $I = 1mA$ que atraviese el divisor de tensión.

Dado que $I_{b4} << I$ entonces $I_{R2} \cong I$

$$R_2 = \frac{V_Z + 0.6V}{I_{R2}} \qquad R_2 = \frac{6,6V}{1mA} \qquad R_2 = 6,6\ K$$

utilicemos $\boxed{R_2 = 5.6K}$

recalculemos nuevamente la corriente

$$I_{R2} = \frac{6,6V}{5,6K} \qquad I_{R2} = 1.18\ mA$$

$$I = I_{R2} + I_{b4} \qquad I = 1.18 + 0.1\ mA \qquad I = 1.28\ mA$$

Supongamos al potenciómetro P en la posición 1

En esta posición se tendrá a la salida $V_{o\,min} = 10V$

Entonces: $$R_1 = \frac{10V - 6,6V}{I} \qquad R_1 = \frac{10 - 6.6\ (V)}{1.28\ mA}$$

$$R_1 = 2,6K$$

escogemos entonces $\boxed{R_1 = 2.7\ K}$

Para la posición ② $I = 1{,}28\ mA$ no va a cambiar pero vamos a tener en la salida un $V_{o\,max} = 15\ V$

$$V_{R_1} = 2{,}7\ K \times 1{,}28\ mA \qquad V_{R_1} = 3.4\ V$$

$$R_1 + P = \frac{15V - 6{,}6V}{I} = \frac{8.4V}{1.28\ mA} \qquad R_1 + P = 6.5\ K$$

entonces $P = 6{,}5K - R_1 = 6{,}5K - 2{,}7K \Rightarrow P = 4K$

dado que no hay este valor de potenciómetro, escogemos $\boxed{P = 5K}$

Calculemos la potencia disipada por los transistores de potencia.

$$P_{T_3} = I_{c_3\,max} \cdot V_{ce_3\,max}$$

esta condición se dará para máxima capacidad de corriente $I_{c_3} = 0.5A$ y para $V_{o\,min} = 10\ V$

$$P_{T_3} = 0.5\ A \times (25\ V - 10\ V)$$

$$P_{T_{3\,max}} = 7.5\ W$$

Hemos utilizado el transistor 2N 3442. Transistor NPN cuyas características son:

Voltaje colector a base max.	=	180 V
Voltaje colector a emisor	=	180 V
Voltaje base a emisor	=	5 V
Corriente máxima de colector	=	16 A
Disipación máxima de colector	=	150 W

$h_{Fe} = 70$ min.

La potencia disipada por el transistor T2 será

$$P_{T2} = I_{C2\,max} \cdot V_{ce\,max} \quad \text{siendo } I_{C2} \simeq I_{e2} = \frac{0.5\,A}{70} = 7.14\,mA$$

$$P_{T2} = 7.14\,mA \cdot (25 - (10 + 0{,}6))\,V$$

$$P_{T2} = 0{,}102\,W$$

Se ha escogido el transistor 2N1132 de las siguientes características:

V colector a base = 80 V

V colector a emisor = 80 V

V base a emisor = 5 V

Ic máxima = 1 A

Pmáx disipación = 0,6 W

Ambos transistores de potencia cumplen las especificaciones requeridas por el diseño.

Los transistores T1 y T4 son transistores comunes que cumplen las especificaciones necesarias expuestas en el diseño anterior.

Para los diodos rectificadores hemos escogido 4 diodos IN645 con

VPI = 600 V max

ID = 1 A max

VD = 0,8 1 V

De este modo el diseño de la fuente positiva queda como se indica en el circuito de la figura 5.5-5.

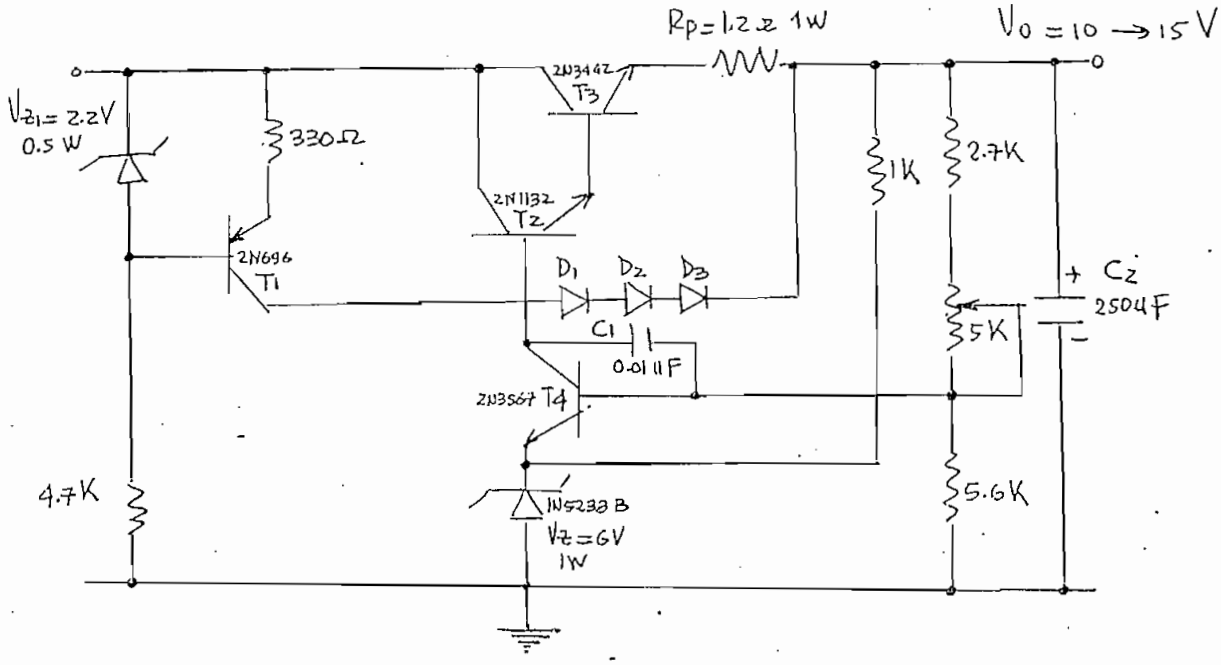


Figura 5.5-5

El circuito general incluye elementos de protección contra corto circuito y sobre corriente a través de la resistencia $R_p = 1.2\,\Omega$ y los diodos D_1, D_2, D_3

El condensador $C_1 = 0.01\,uF$ ubicado entre colector y base del transistor T4 es únicamente para evitar oscilaciones.

A la salida de voltaje Vo se ha colocado un condensador de 250 uF. El diseño para la fuente negativa es exactamente el mismo únicamente se tendrá que escoger los transistores duales que cumplan las especificaciiones requeridas en el diseño anterior.

La fuente completa se observa en el circuito de la figura 5.5-6.

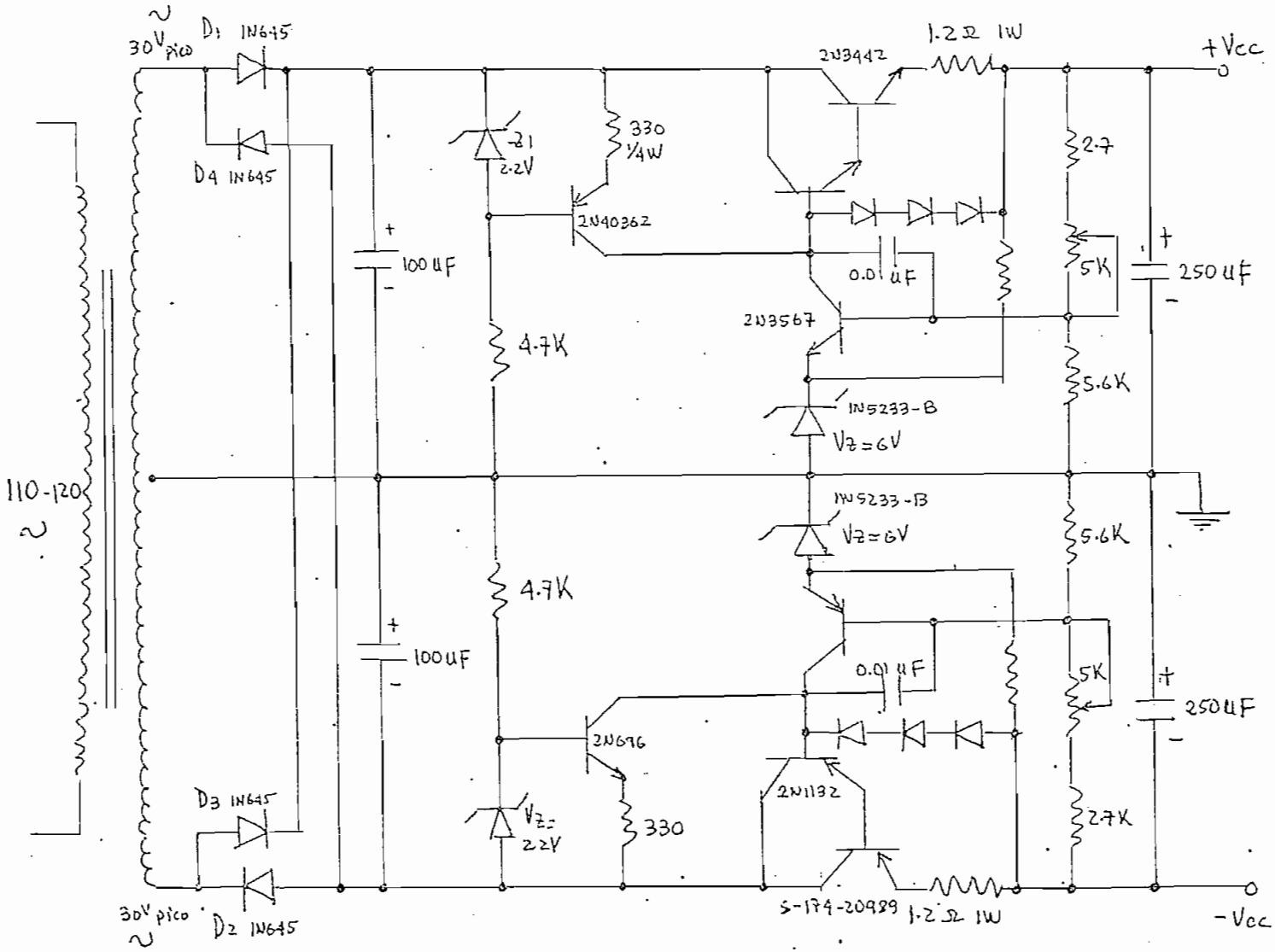

30V pico
D1 1N645
D4 1N645
D3 1N645
D2 1N645
30V pico
110-120
100 uF
100 uF
Z1
2.2V
330
1/4W
2N40362
4.7K
4.7K
Vz=
22V
330
2N696
2N3442
1.2Ω 1W
0.01 uF
2N3567
1N5233-B
Vz=6V
1N5233-B
Vz=6V
0.01 uF
2N1132
S-174-20989
1.2Ω 1W
2.7
5K
5.6K
5.6K
5K
2.7K
250 uF
250 uF
+Vcc
-Vcc

Fig. 5.5-6

En general la parte electrónica del reflectómetro en su totalidad se puede observar en el circuito de la figura 5.5-7.

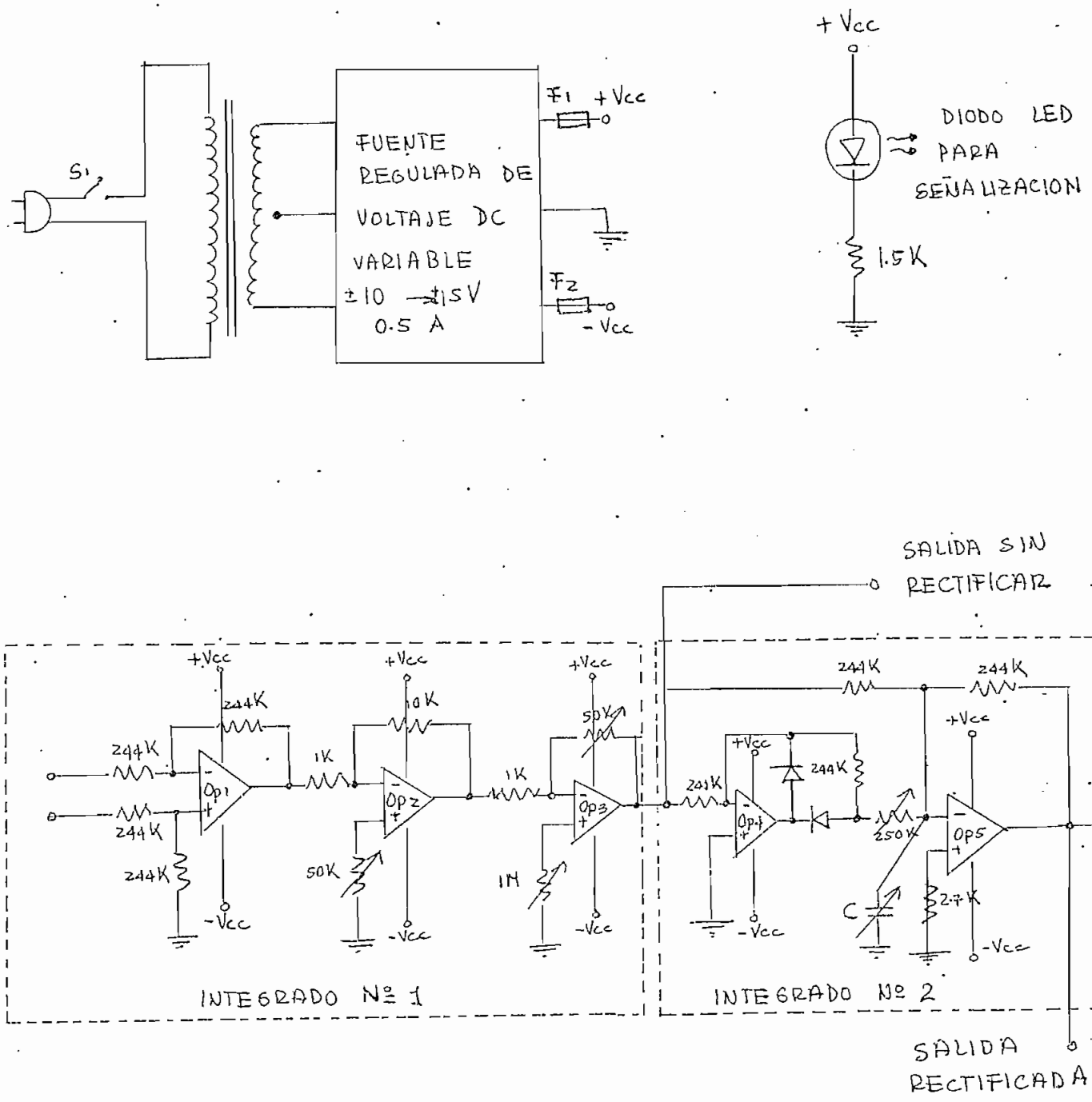


Figura 5.5-7

Para los amplificadores operacionales hemos utilizado el circuito integrado RC4156 ó su dual EC6987 en el cual encontramos 4 amplificadores operacionales de acuerdo a la siguiente disposición. Son amplificadores operacionales de alto rendimiento y de gran calidad respondiendo en un

muy buen rango de frecuencia.

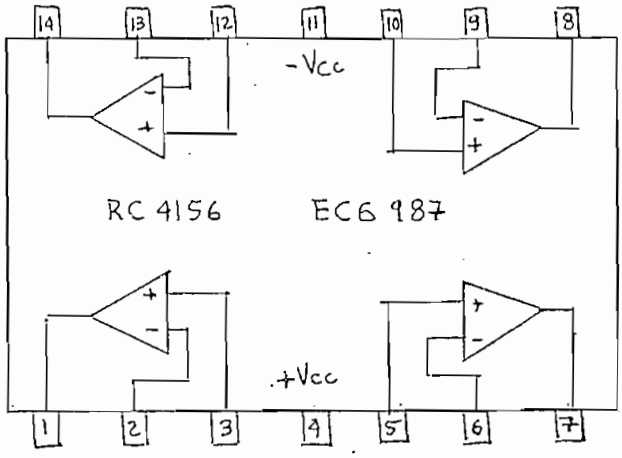


Figura 5.5-8

Hemos utilizado 2 bloques de operacionales en 2 circuitos integrados como el de la figura 5.5-8.

El trabajo de estos circuitos es completamente satisfactorio.

El condensador variable C de la figura 5.5-7 colocado en el operacional 5 es simplemente para evitar oscilaciones en la señal de salida.

C A P I T U L O V I

DISEÑO Y CONSTRUCCION MECANICA DEL REFLECTOMETRO

6.1 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA LINEA DE AIRE DE IMPEDANCIA Zo = 50 ohm

Como se acordó en los capítulos anteriores en lugar de tener una línea de aire variable con 2 tomas de diodos se puede proceder a diseñar una línea única de 50 Ω con varias tomas de diodos, una de ellas fija en el extremo izquierdo y otras tomas donde se irá colocando el diodo de acuerdo al rango de frecuencia conveniente, tal como se observa en la figura 6.1-1.

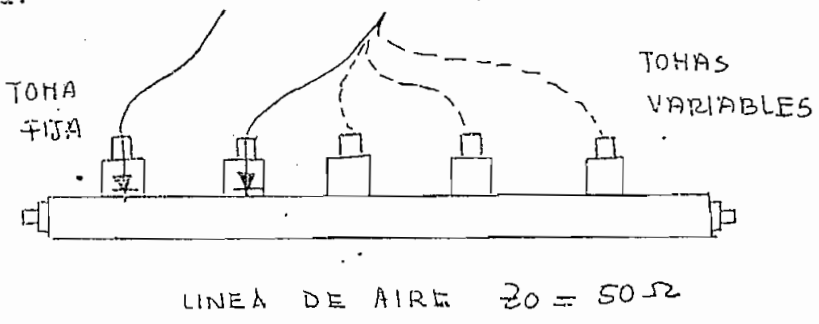


Figura 6.1-1

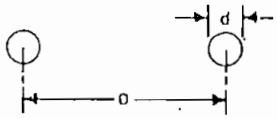
Puesto que los diodos tienen que ir montados sobre la línea de aire, la sección transversal más adecuada para el conductor exterior tendrá que ser rectangular o cuadrada.

La mejor opción desde el punto de vista mecánico es un conductor exterior cuadrado.

En la figura 6.1-2 (a) tenemos algunas opciones para líneas de aire con

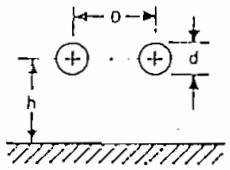
Fig 6.1-2 (a)

D. Open 2-wire line in air (See also Fig. 23).



$$Z_0 = 120 \cosh^{-1}(D/d)$$
$$\approx 276 \log_{10}(2D/d)$$
$$\approx 120 \log_e(2D/d)$$

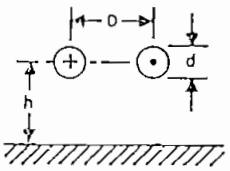
E. Wires in parallel, near ground



For $d \ll D$, h,

$$Z_0 = (69/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{(4h/d)[1+(2h/D)^2]^{1/2}\}$$

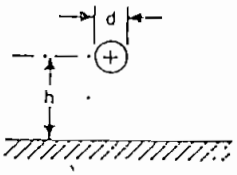
F. Balanced, near ground



For $d \ll D$, h,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{(2D/d)[1+(D/2h)^2]^{-1/2}\}$$

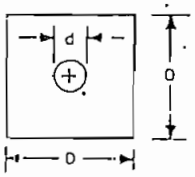
G. Single wire, near ground



For $d \ll h$,

$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10}(4h/d)$$

H. Single wire, square enclosure

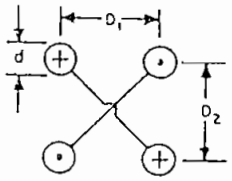


$$Z_0 \approx [138 \log_{10}\rho + 6.48 - 2.34A - 0.48B - 0.12C]\epsilon^{-1/2}$$

where $\rho = D/d$

$$A = (1+0.405\rho^{-4})/(1-0.405\rho^{-4})$$
$$B = (1+0.163\rho^{-8})/(1-0.163\rho^{-8})$$
$$C = (1+0.067\rho^{-12})/(1-0.067\rho^{-12})$$

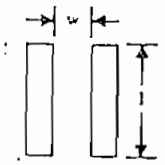
I. Balanced 4-wire



For $d \ll D_1$, D_2,

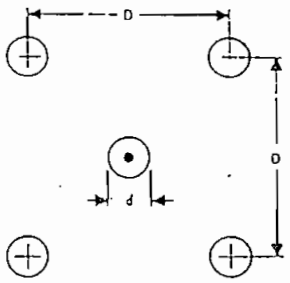
$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{(2D_2/d)[1+(D_2/D_1)^2]^{-1/2}$$

J. Parallel-strip line



$$w/l < 0.1$$
$$Z_0 \approx 377\,(w/l)$$

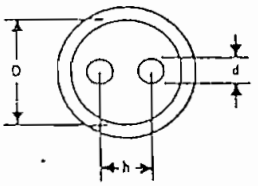
K. Five-wire line



For $d \ll D$,

$$Z_0 = (173/\epsilon^{1/2}) \log_{10}(D/0.933d)$$

L. Wires in parallel—sheath return



For $d \ll D$, h,

$$Z_0 = (69/\epsilon^{1/2}) \log_{10}[(\nu/2\sigma^2)(1-\sigma^4)]$$
$$\sigma = h/D$$
$$\nu = h/d$$

diferentes tipos de conductores y secciones transversales.

La más conveniente para nuestro caso es la de sección cuadrada en el conductor exterior y sección circular en el conductor interior, tal como se observa en la figura 6.1-2 (b).

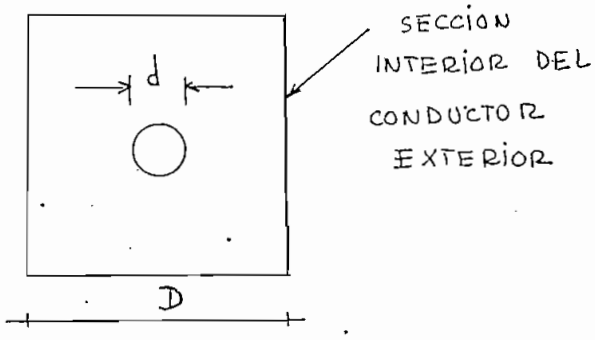


Figura 6.1-2 (b)

Para este tipo de línea (Ver figura 6.1-2 (a))

$$Z_0 \simeq \left[138 \log \rho + 6.48 - 2.34\,A - 0.48\,B - 0.12\,C\right] \varepsilon^{-1/2} \quad \text{ec } 6.1\text{-}1$$

donde $\rho = \dfrac{D}{d}$ ec 6.1-2

da la relación de las dimensiones de ambos conductores

$$A = (1 + 0.405\,\rho^{-4}) / (1 - 0.405\,\rho^{-4}) \quad \text{ec. } 6.1\text{-}3$$

$$B = (1 + 0.163\,\rho^{-8}) / (1 - 0.163\,\rho^{-8}) \quad \text{ec. } 6.1\text{-}4$$

$$C = (1 + 0.067\,\rho^{-12}) / (1 - 0.067\,\rho^{-12}) \quad \text{ec. } 6.1\text{-}5$$

Dado que va a ser línea de aire $\varepsilon = 1$ entonces la ecuación 6.1-1 se transforma en

$$Z_0 \simeq \left[138 \log \rho + 6.48 - 2.34\,A - 0.48\,B - 0.12\,C\right] \quad \text{ec. } 6.1\text{-}6$$

DISEÑO

Supongamos que $\rho \geq 2$ es decir como mínimo $\frac{D}{d} \geq 2$

Así pues las constantes A, B, C serán:

$$A = (1 + 0.405 \times 2^{-4}) / (1 - 0.405 \times 2^{-4}) \simeq 1$$

$$B = (1 + 0.163 \times 2^{-8}) / (1 - 0.163 \times 2^{-8}) \simeq 1$$

$$C = (1 + 0.067 \times 2^{-12}) / (1 - 0.067 \times 2^{-12}) \simeq 1$$

resultan con una muy buena aproximación igual a 1. Reemplazando estas constantes en la ecuación 6.1-6

$$Z_0 = 138 \log \rho + 6.48 - 2.34(1) - 0.48(1) - 0.12(1)$$

$$Z_0 = 138 \log \rho + 3.54$$

para obtener una impedancia de 50

$$50 = 138 \log \rho + 3.54 \quad \text{de donde}$$

$$\rho = 2.171$$

este es el valor real que debe tener la relación de dimensiones para obtener los 50 Ω de impedancia y como vemos cumple la condición inicial $\rho \geq 2$.

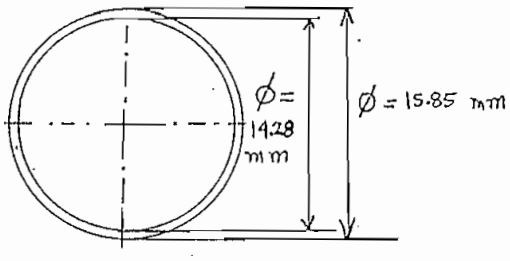
Sin embargo podemos hacer un programa sencillo para determinar la relación exacta de acuerdo a la ecuación 6.1-6.

Estos valores se obtuvieron dando valores a ρ, hallando las constantes A, B, C y reemplazando estas constantes en 6.1-6 se obtuvo la siguiente tabla de valores.

ρ	2.06	2.07	2.08	2.09	2.1	2.174	$\longrightarrow$	2.2
$Z_0(\Omega)$	46.74	47.037	47.32	47.61	47.90	49.945	$\cong$ 50	50.711

Con esta tabla de valores se puede observar que ρ puede variar desde 2,174 hasta 2,2 obteniéndose práticamente una impedancia de 50 Ω

Para el conductor interior de sección circular se ha elegido un tubo cuyas características son:



longitud = 40.3 cm
ø exterior = 1.585 cm
ø interior = 1.4287 cm

Figura 6.1-3

Longitud = 40.3 cm

Diámetros { exterior d = 1.585 cm
interior = 1.4287 cm

Para el conductor exterior se ha escogido de entre los tubos de aluminio producidos por la empresa Cedal, aquel que proporcione la relación más correcta de ρ . Este tubo de sección cuadrada tiene las siguientes dimensiones:

a = 38,1 mm

b = 38,1 mm

e = 1.8 mm
D = 34.5 mm

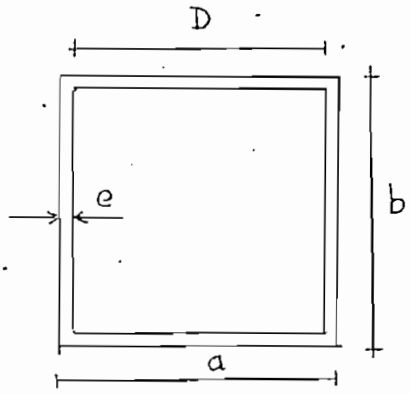


Figura 6.1-4

Con lo cual la relación de ρ es: $\rho = \frac{D}{d}$ siendo

$D = a - 2e$ $\quad D = 34.5\,mm$

De la figura 6.1-3 obtenemos que $d = 15.85\,mm = \phi$ exterior

Haciendo referencia ahora a la figura 6.1-2 obtenemos un ρ de:

$$\rho = \frac{34.5\,mm}{15.85\,mm} \qquad \rho = 2.176$$

Esta relación observando la tabla de datos anteriores, es realmente óptima pues estamos seguros que la impedancia es de 50 Ω que es justamente lo que se necesita.

6.2 DISEÑO DEL MONTAJE PARA LOS DIODOS DETECTORES

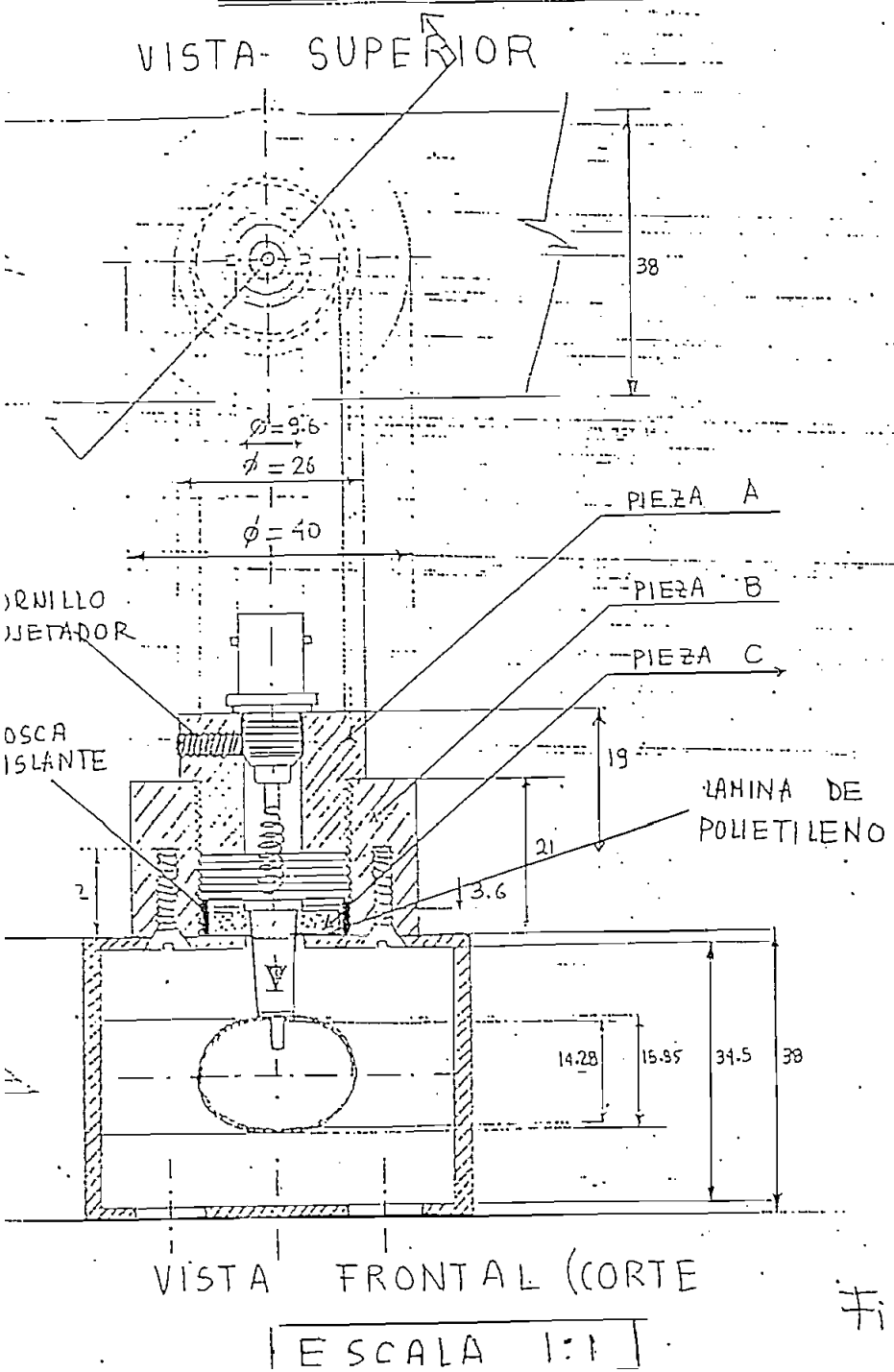
Los diodos detectores deben ser montados sobre la línea de aire de 50 ohm mediante una estructura mecánica que facilite sacarlos para colocarlos en las otras tomas.

Esta estructura mecánica deberá tener una simetría circular de tal manera que las piezas mecánicas puedan atornillarse fácilmente.

Una vez tomadas las medidas del diodo IN23B y de la línea de aire, de tal manera que el diodo haga contacto perfectamente con el conductor interior se ha diseñado el siguiente montaje, según la figura 6.2-1.

Este esquema consta de un total de 3 piezas mecánicas construídas en aluminio, todas ellas circulares.

DISEÑO DEL MONTAJE DE DIODOS



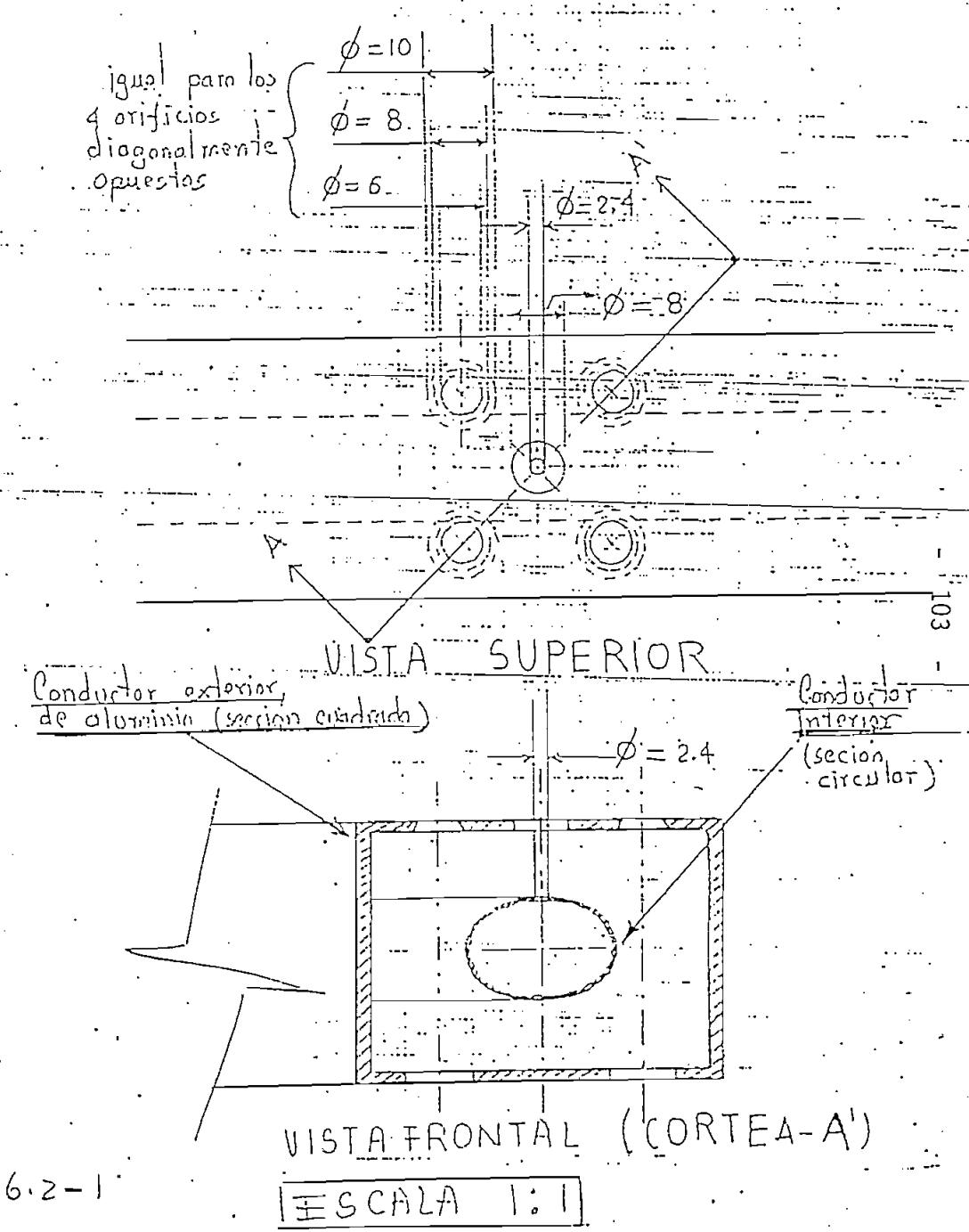


Fig 6.2-1

La pieza A sirve para el montaje del terminal coaxial del cual lastimosamente por no existir en el mercado el machuelo respectivo para su rosca, se procedió a eliminar la misma para sujetarlo con un tornillo prisionero.

La pieza B sirve de montaje a la pieza A por medio de una rosca la cual tiene un tope. Esta pieza B está sujeta a la línea de aire mediante tornillos interiores que se los coloca por la parte inferior de la línea.

La pieza C que es particularmente una arandela tiene 2 funciones fundamentales.

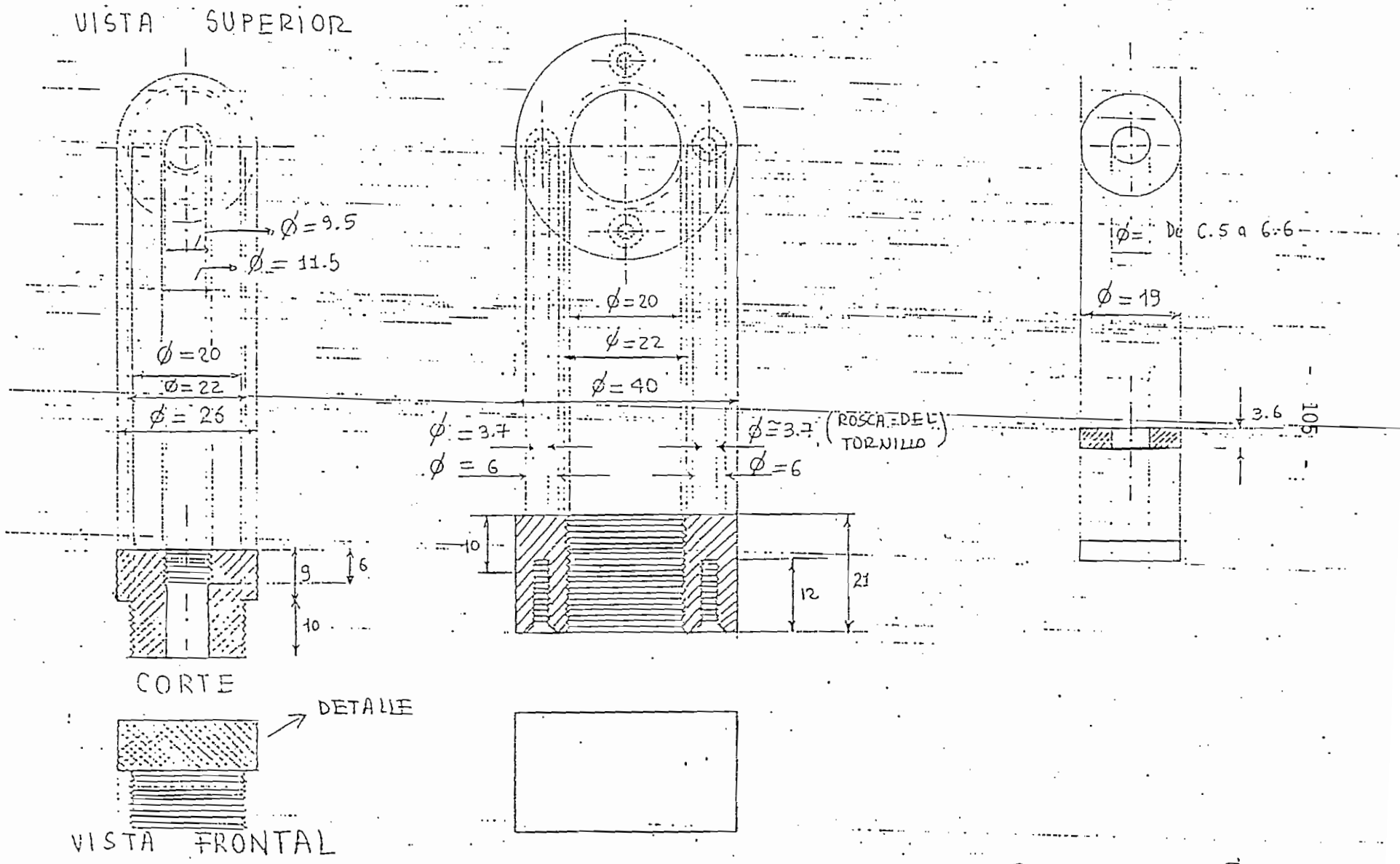
1) Fijar la cabeza del diodo de tal manera que no haya contacto con la tierra del conductor exterior.

2) Proporcionar el área respectiva para que se forme una capacidad entre esta pieza y tierra del conductor exterior con inclusión de un material dieléctrico de polietileno colocado entre las 2 superficies.

Estas piezas pueden observar separadamente en el esquema de la figura 6.2-2.

LAS PIEZAS A, B, C SEPARADAMENTE

ESCALA 1:1



PIEZA A

PIEZA B

PIEZA C

Fig 6.2-2

6.3 CAPACIDAD PARA ELIMINAR ALTA FRECUENCIA

El diodo como ya sabemos toma la señal de voltaje de línea y convierte a su salida en una señal DC proporcional al cuadrado de la magnitud, para evitar justamente en esa salida la presencia de alta frecuencia se debe colocar un condensador a tierra que elimine esta salida de radiofrecuencia con el circuito mostrado en la figura 6.3-1.

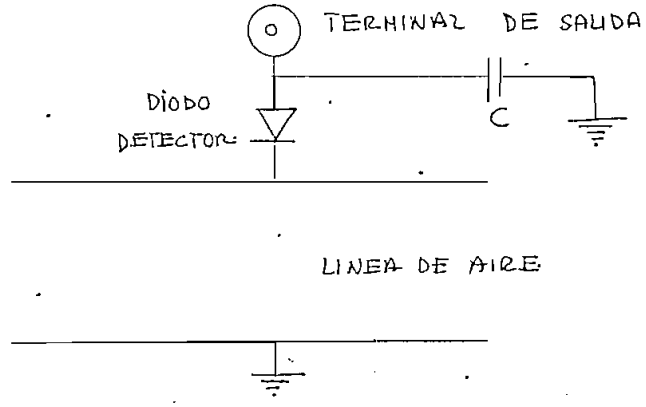
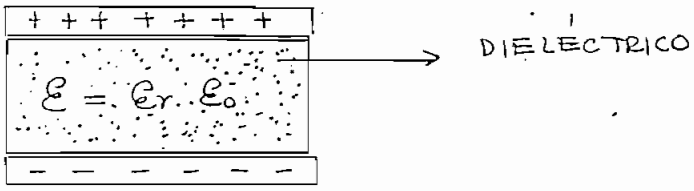


Figura 6.3-1

Este condensador se lo aprovecha mecánicamente colocando entre la pieza C y la tierra del conductor exterior de la línea un dieléctrico de espesor muy fino que puede ser de pilietileno o un material plástico como aislante.

La capacidad que se debe lograr debe ser de aproximadamente de 200 a 300 pF

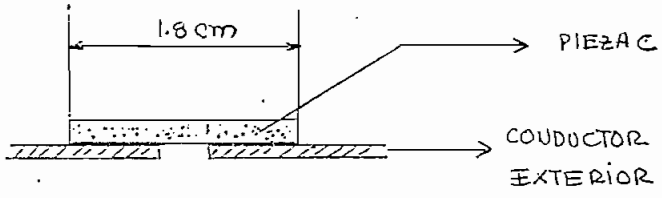
Para un condensador de placas paralelas como el mostrado en la figura 6.3-2 tenemos que su capacidad es:



$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot A}{d_1} \qquad \text{ec. } 6.3-1$$

Figura 6.3.2

Las medidas para nuestro condensador son aproximadamente



El grosor de una lámina muy delgada de polietileno es $d_1 = 2.5 \times 10^{-2}\,mm$.

Dado que el área de la placa es circular

$$A = \frac{\pi \phi^2}{4} \qquad A = \frac{\pi (1.8 \times 10^{-2}\,m)^2}{4} \qquad A = 2.5447 \times 10^{-4}\,m^2$$

La permitividad relativa ε_r del polietileno es $\varepsilon_r = 2{,}25$

y $\varepsilon_0 = 8.85 \frac{pF}{m}$. Entonces

$$C = \frac{8.85\ pF/m \times 2{,}25 \times 2{,}5447 \times 10^{-4}\,m^2}{2.5 \times 10^{-5}\,m}$$

$$C = 202\,pF.$$

Este valor de capacidad es bastante aceptable y hace que las tomas de los diodos funcionen perfectamente.

Para mejorar la aislación de RF se incluye una bobina que solamente deja pasar la señal DC del diodo al terminal coaxial colocando un resorte entre el terminal y la cabeza del diodo con lo cual se aprovecha tam-

bién el contacto eléctrico entre el diodo y el vivo del terminal, como se puede observar en el diagrama de la figura 6.2-1.

El circuito total de eliminación de alta frecuencia se observa en la figura 6.3-2.

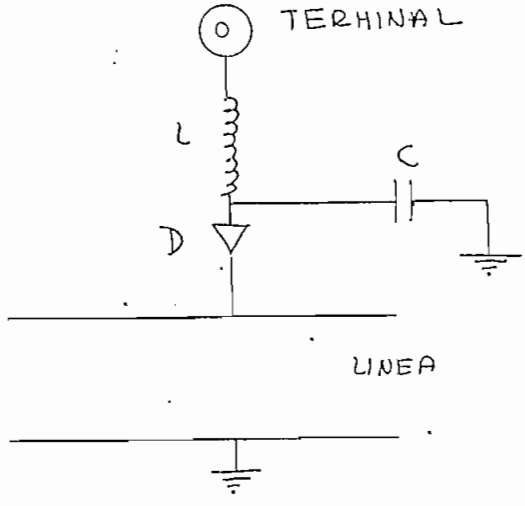


Figura 6.3-2

6.4 DISEÑO MECANICO DE LOS TERMINALES COAXIALES EN LA LINEA DE AIRE

Este diseño se lo puede observar en el esquema de la figura 6.4-1.

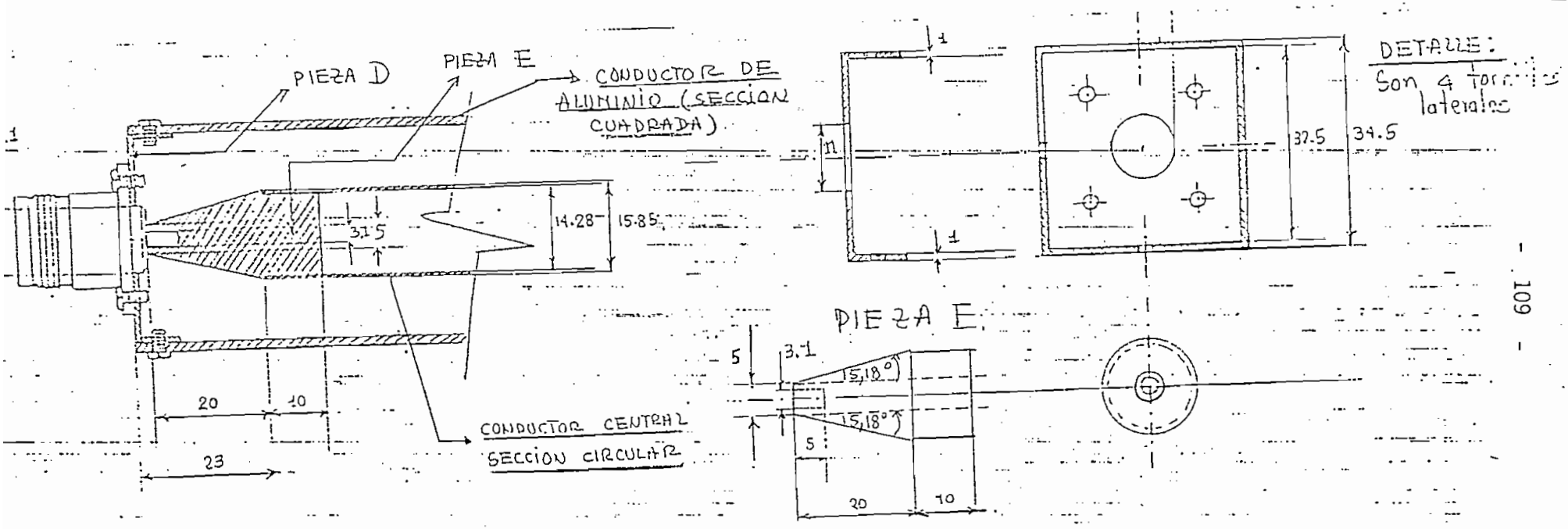

PIEZA D
PIEZA E
CONDUCTOR DE ALUMINIO (SECCION CUADRADA)
CONDUCTOR CENTRAL SECCION CIRCULAR
DETALLE:
Son 4 Tornillos laterales
PIEZA E.
ESCALA 1:1

Fig 6-4-1

Como se puede observar consta básicamente de 2 piezas construídas también en aluminio.

La pieza D sirve para sujetar el terminal coaxial mediante 4 tornillos que sujetan el terminal a la pieza D y además 4 tornillos laterales que sujetan la pieza D al conductor exterior de la línea.

A fin de adaptar el conductor interior al vivo del terminal se ha diseñado la pieza E en forma cónica como se observa en la figura 6.4-1, la cual es empotrada en el interior del conductor central.

Sin embargo este diseño presenta un ligero inconveniente en la pieza D, la cual dada su forma producirá en estos terminales una discontinuidad en la impedancia característica $Z_0 = 50\,\Omega$ de la línea, ya que en estos terminales la relación (ρ) de las dimensiones del conductor exterior e interior no se mantienen constantes, pues esta relación se agranda.

A fin de salvar esta discontinuidad se ha rediseñado la pieza D haciéndola también cónica tal y como se observa en la figura 6.4-3.

Veamos con estas nuevas dimensiones cuál es el error que se comete en el cálculo de la impedancia Zo.

En los esquemas de la figura 6.4-2 podemos observar la fórmula para el cálculo de la impedancia Zo para conductores en forma cilíndrica.

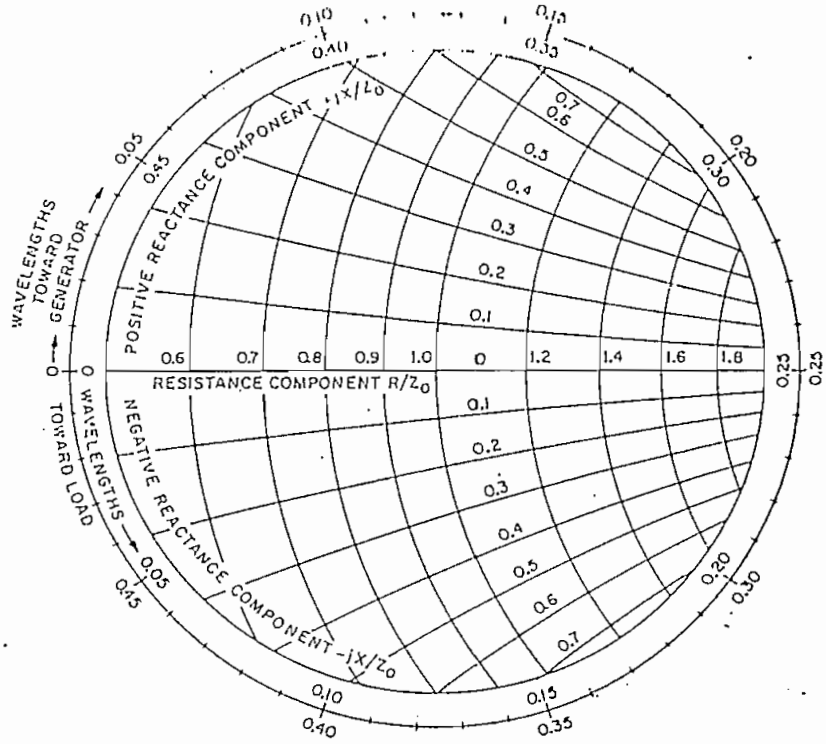
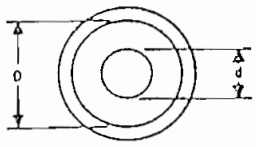


Fig. 22—Smith chart, center portion.

CHARACTERISTIC IMPEDANCE OF LINES

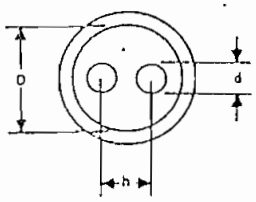
A. Single coaxial line (See also Fig. 23).



$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10} (D/d)$$
$$= (60/\epsilon^{1/2}) \log_e (D/d)$$

ϵ = dielectric constant
= 1 in air

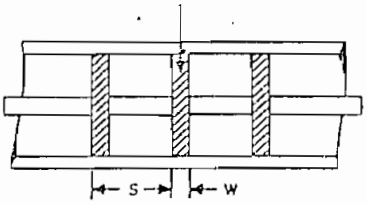
B. Balanced shielded line



For $D \gg d$, $h \gg d$,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{2v[(1-\sigma^2)/(1+\sigma^2)]\}$$
$$= (120/\epsilon^{1/2}) \log_e\{2v[(1-\sigma^2)/(1+\sigma^2)]\}$$
$$v = h/d \qquad \sigma = h/D$$

C. Beads—dielectric ϵ_1



For lines *A.* and *B.*, if insulating beads are used at frequent intervals—call new characteristic impedance Z_0'

$$Z_0' = Z_0/\{1+[(\epsilon_1/\epsilon)-1](W/S)\}^{1/2}$$
$$W \ll S \ll \lambda/4$$

Fig 6.4-2

$$Z_o = (138/\epsilon^{1/2}) \log\left(\frac{D}{d}\right) \qquad \text{ec. } 6.4-1$$

En el aire $\epsilon = 1$

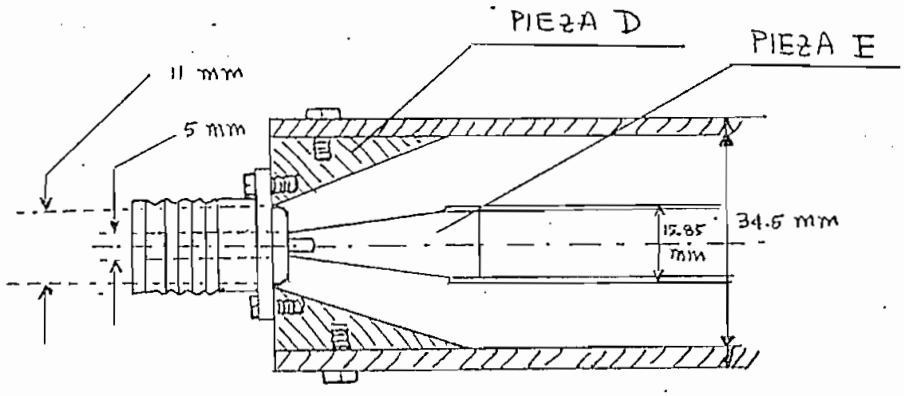


Figura 6.4-3

Para la primera relación $\frac{D}{d} = \frac{11\ mm}{5\ mm}$ entonces

$Z_o = 138 \log\left(\frac{11}{5}\right)$ $\qquad Z_o = 47.3$ aceptable

Para la segunda relación justamente en el cambio del conductor externo de sección cuadrada a sección circular.

$$\frac{D}{d} = \frac{34.5\ mm}{15.85\ mm} \qquad Z_o = 138 \log\left(\frac{34.5}{15.85}\right) = 47\ \Omega$$

que también es aceptable.

Con esta corrección mecáncia en la impedancia Zo garantizamos que el empalme de esta línea de aire con cualquier tipo de cable coaxial de 50 Ω sea perfecto.

La línea de aire completa se puede observar en el esquema de la figura 6.4-2 en donde se indica también las posiciones de los ejes en donde irá el montaje de los diodos que son un total de 5.

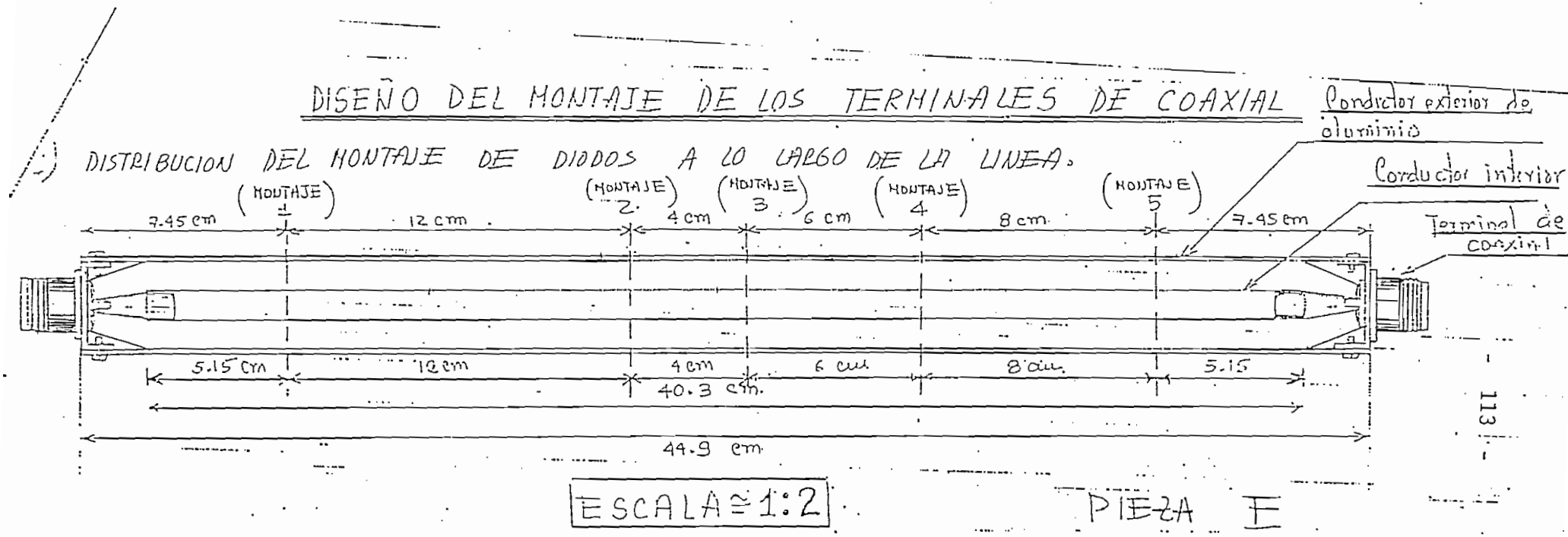

DISEÑO DEL MONTAJE DE LOS TERMINALES DE COAXIAL
DISTRIBUCION DEL MONTAJE DE DIODOS A LO LARGO DE LA LINEA.
(MONTAJE 1)
(MONTAJE 2)
(MONTAJE 3)
(MONTAJE 4)
(MONTAJE 5)
7.45 cm
12 cm
4 cm
6 cm
8 cm
7.45 cm
5.15 cm
12 cm
4 cm
6 cm
8 cm
5.15
40.3 cm.
44.9 cm
Conductor exterior de aluminio
Conductor interior
Terminal de coaxial
ESCALA ≅ 1:2
PIEZA E

Fig 6.4-2

Finalmente veamos el rango de frecuencia que cubre toda la línea en las diferentes posiciones de los diodos.

Para L = 30 cm esto implica $\frac{\lambda c}{4} = 30 \text{ cm} \Rightarrow \lambda = 1.2 \text{m}$

entonces $f_c = \frac{c}{\lambda c}$ $f_c = \frac{3 \times 10^8}{1.2}$

$f_c = 250 \text{ MHz}$

Las frecuencias f1 y f2 para un error de magnitud del 5% (ver la ecuaciones 4.4-1 y 4.4-3).

$$f_1 = 0{,}7978 \, f_c \Rightarrow f_1 = 200 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 1{,}2022 \, f_c \Rightarrow f_2 = 300.5 \text{ MHz}$$

Realizando estos cálculos para las otras posiciones de los diodos obtenemos la siguiente tabla.

SEPARACION DE DIODOS	FRECUENCIA CENTRAL	FRECUENCIAS (f1, f2)
L = 30 cm	fc = 250 MHz	f1 = 200 MHz f2 = 300 MHz
L = 22 cm	fc = 341 MHz	f1 = 272 MHz f2 = 410 MHz
L = 16 cm	fc = 470 MHz	f1 = 375 MHz f2 = 565 MHz
L = 12 cm	fc = 625 MHz	f1 = 499 MHz f2 = 751 MHz

Como se puede observar con las cuatro posiciones de los diodos se ha

logrado alcanzar un buen rango de frecuencia que iría de 200 ⟶ 751 MHz MHz con la posibilidad de que las frecuencias finales de cada rango pueden ser analizadas dentro del espectro de frecuencias iniciales en el rango siguiente.

Evidentemente dentro de cada uno de estos rangos podemos establecer nuevos rangos de frecuencia dependiendo si se quiere obtener una curva con mayor precisión y esto podemos aplicar especialmente para las frecuencias más altas en donde podríamos disminuir el ancho de banda talvez para un sector de frecuencia de acoplamiento.

Rangos prácticos establecidos en el laboratorio para una buena señal de salida sin distorsión causada por el oscilador de barrido pueden ser:

SEPARACION DE DIODOS (cm)	FRECUENCIAS (f1, f2) MHz
L = 30	f1 = 175 f2 = 310
L = 22	f1 = 255 f2 = 378
L = 16	f1 = 356 f2 = 582
L = 12	f1 = 542 f2 = 683

C A P I T U L O V I I

RESULTADOS Y PRUEBAS FINALES

7.1 PRUEBAS EN EL REFLECTOMETRO CON CARGAS ESPECIALES

Para este propósito se ha escogido en primer término el rango de frecuencia más bajo que corresponde a una separación de diodos igual a L = 30 cm. Este rango está comprendido entre las frecuencias.

$$f_1 = 175 \text{ MHz} \qquad f_2 = 310 \text{ MHz}$$

En forma general podemos establecer que el coeficiente de reflexión en la carga está dado por la expresión:

$$\rho = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0}$$

el cual depende únicamente de la impedancia Zr.

Circuito Abierto

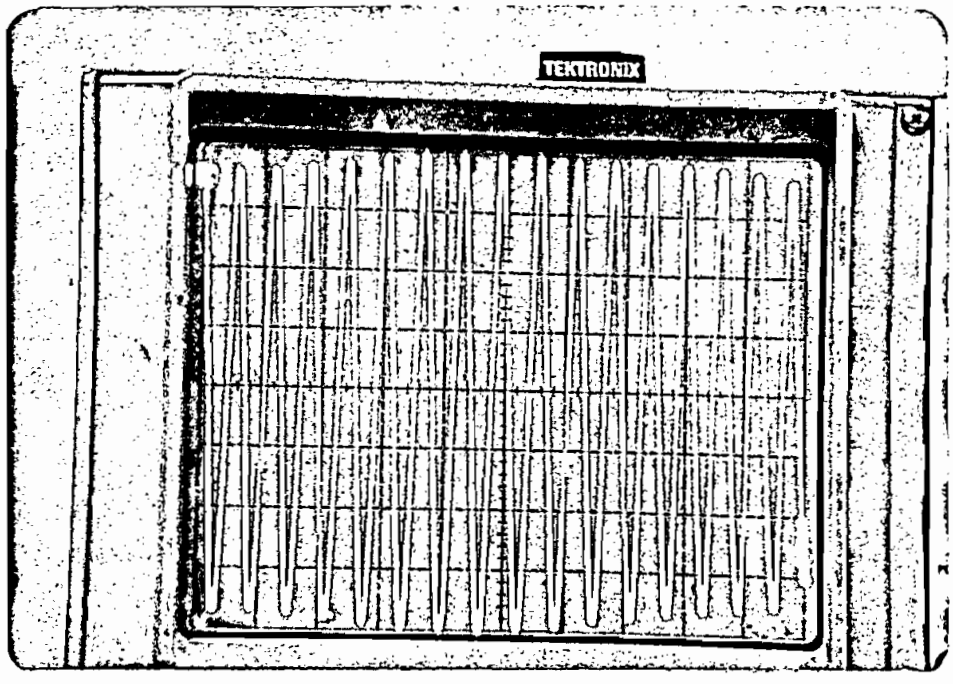
Si $Z_r = \infty$ entonces el coeficiente de reflexión será:

$$\rho = \frac{\dfrac{Z_r - Z_0}{Z_r}}{\dfrac{Z_r + Z_0}{Z_r}} \qquad \rho = 1\angle 0^\circ$$

es decir obtenemos la máxima amplitud igual a la unidad y con una fase de 0°.

Esto lo podemos observar en la figura 7.1-1 en la cual hemos utilizado la salida sin rectificación a fin de poder apreciar los cambios de fase

de ρ.



Escala $|\rho|$

$\frac{0.25}{Div}$

Figura 7.1-1

La señal de salida presente máxima amplitud. De acuerdo a esta escala vertical que es de $\frac{2V}{Div}$ se tendría entonces $8V_p$

La escala para $|\rho|$ sería entonces $\frac{0.25}{div}$ alcanzando la máxima amplitud de 1.

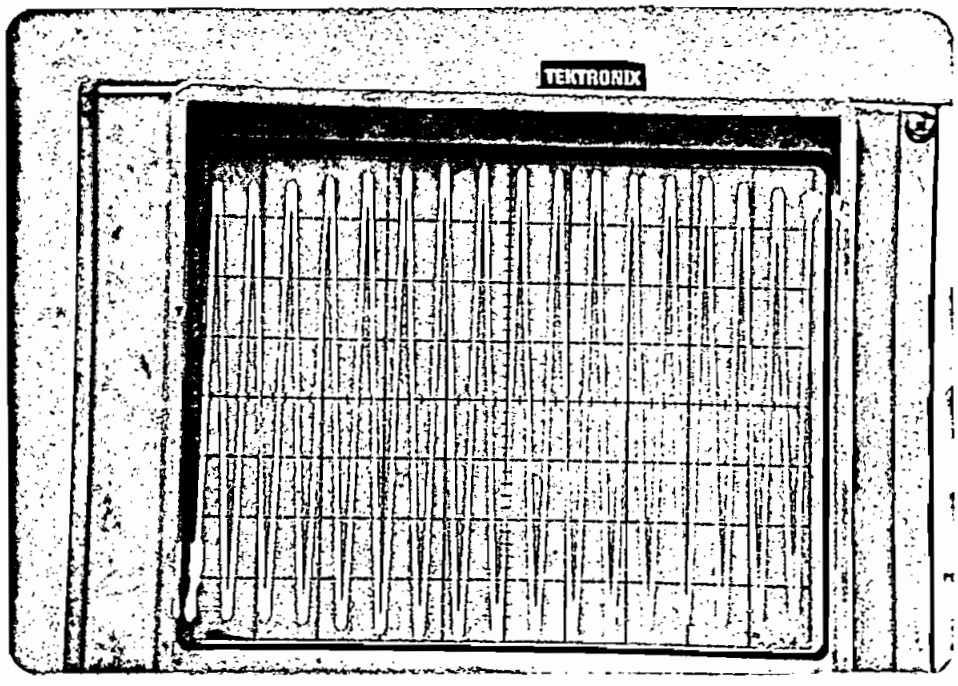
Cortocircuito

Si Zr = 0 entonces de acuerdo a la ecuación 7.1-1 sería

$$\rho = \frac{Z_r - Z_o}{Z_r + Z_o} \Rightarrow \rho = -1 \Rightarrow \rho = 1\angle 180^\circ$$

es decir el módulo sigue siendo 1 pero el ángulo se desfasa 180°.

Esto se puede observar en la figura 7.1-2.

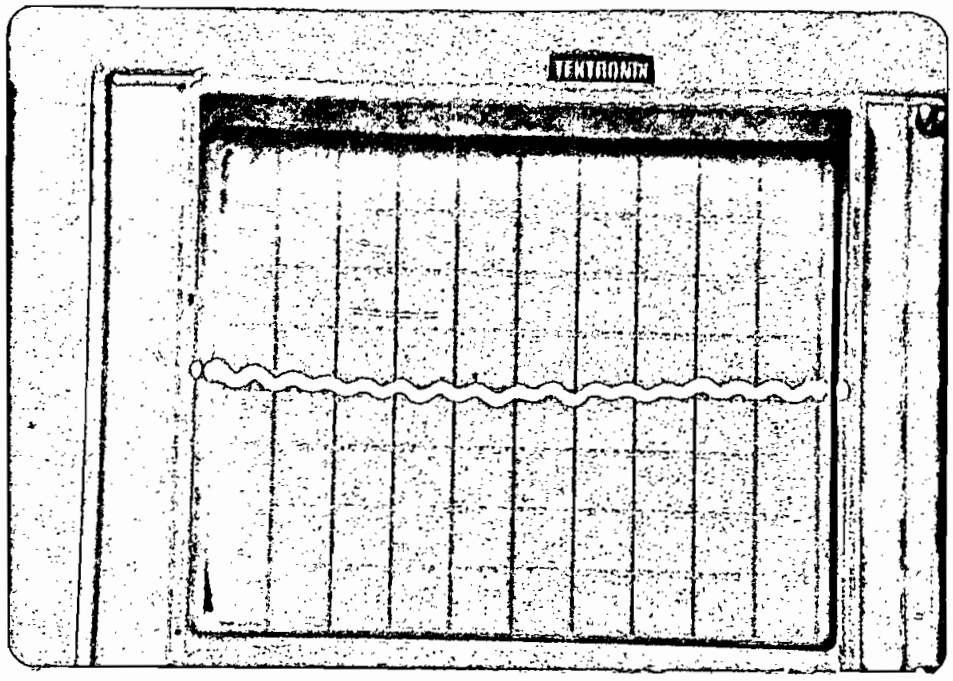


Escala de |S| $\frac{0.25}{Div}$

Figura 7.1-2

Impedancia Característica

Si Zr = Zo entonces $\rho = 0$ como se observa en la figura 7.1-3.



Escala de |S| $\frac{0.25}{Div}$

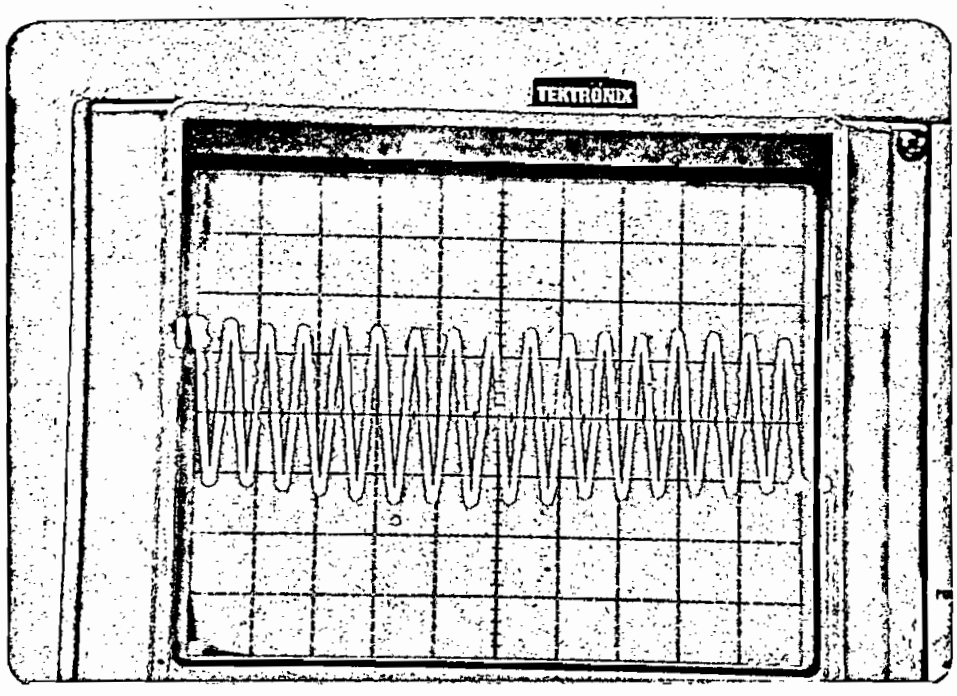
Figura 7.1-3

Se puede apreciar que la señal no es exactamente 0 y esto se debe a pequeñas deformaciones producidas por el cable coaxial que hace que la impedancia característica del cable no sea exactamente los 50 Ω

Impedancia $Zr = 100\ \Omega$

Con Zr = 100 Ω entonces $\rho = \frac{100 - 50}{100 + 50} \Rightarrow \rho = \frac{1}{3} \angle 0°$

Esto se aprecia en la figura 7.1-4



Escala de |ρ| 0.25/Div

Figura 7.1-4

Como se puede observar la magnitud de |ρ| se hace la tercera parte y no existe cambio de fase con relación al gráfico de carga en circuito abierto. (Compárese los gráficos de las figuras 7.1-1 y 7.1-4).

7.2 ACOPLAMIENTO DE UNA CARGA Zr CUALQUIERA CON STUB

Se va a acoplar una carga $Zr = 330\ \Omega$ mediante la utilización de una línea de aire y un stub.

Para esto utilizamos el circuito de la figura 7.2-1 (a)

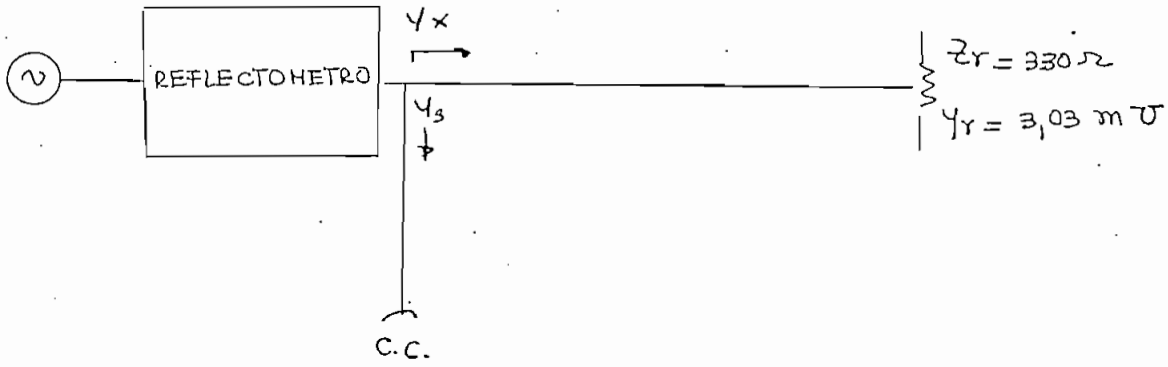


Figura 7.2-1 (a)

Y_x es la admitancia en la línea de aire a la distancia X

Y_s es la admitancia (Suceptancia) de longitud Xs del cortocircuito.

Entonces $$Y_x = Y_0 \frac{Y_r + j Y_0 \, tg\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)}{Y_0 + j Y_r \, tg\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)}$$

Para el stub tendremos: $$Y_s = -j Y_0 \, Cotg\left(\frac{2\pi x_s}{\lambda}\right)$$

La admitancia total YT será la suma de admitancias $Y_T = Y_x + Y_s$

Cuando $Z_T = \frac{1}{Y_T} = 50\Omega$ entonces la impedancia de carga $Z_r = 330\Omega$ estará acoplada al generador.

El circuito utilizado tiene las siguientes dimensiones como se muestra en la figura 7.2-1 (b).

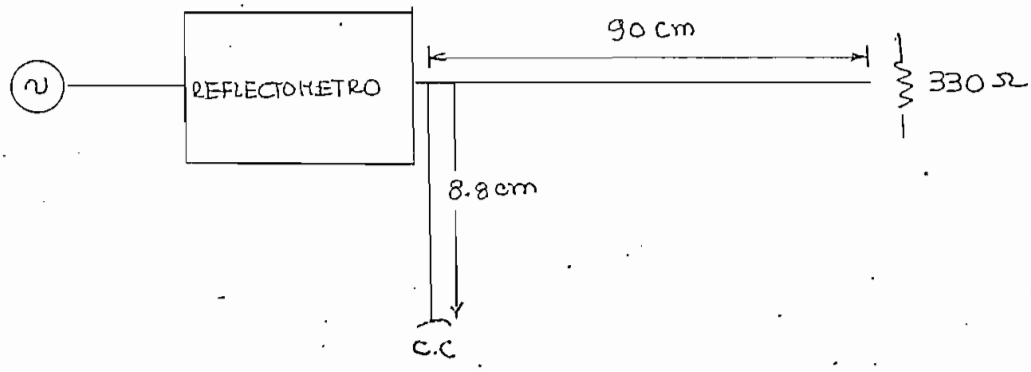


Figura 7.2-1 (b)

La respuesta teórica de este acoplamiento se observa en la figura 7.2-2

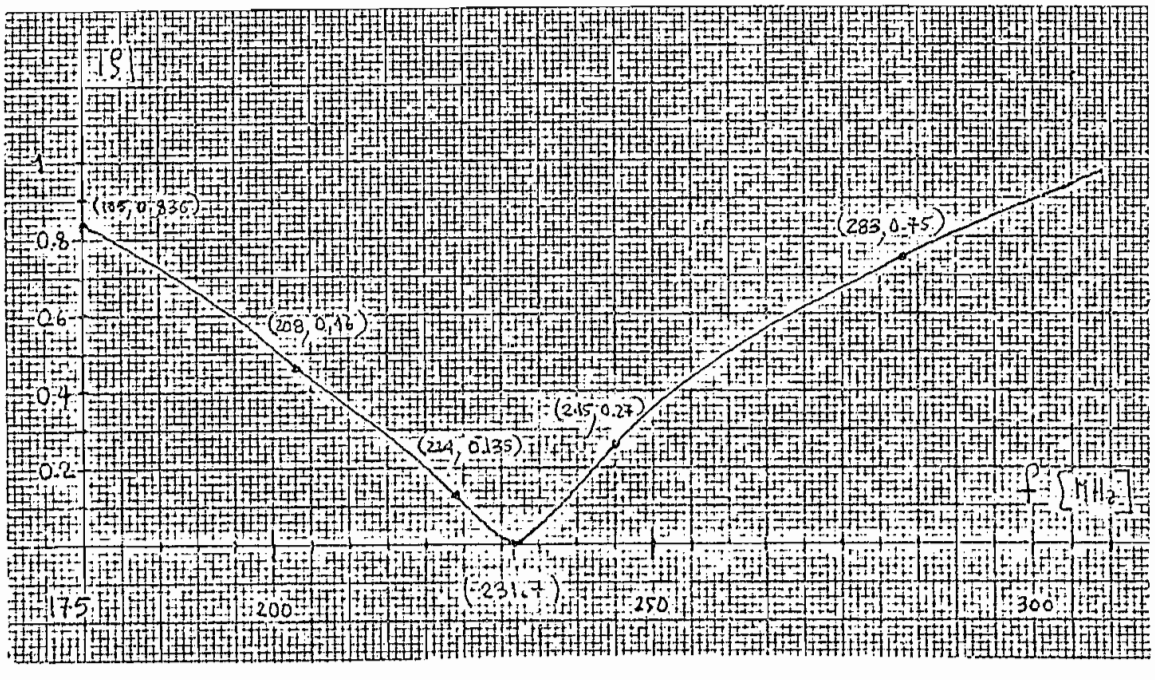
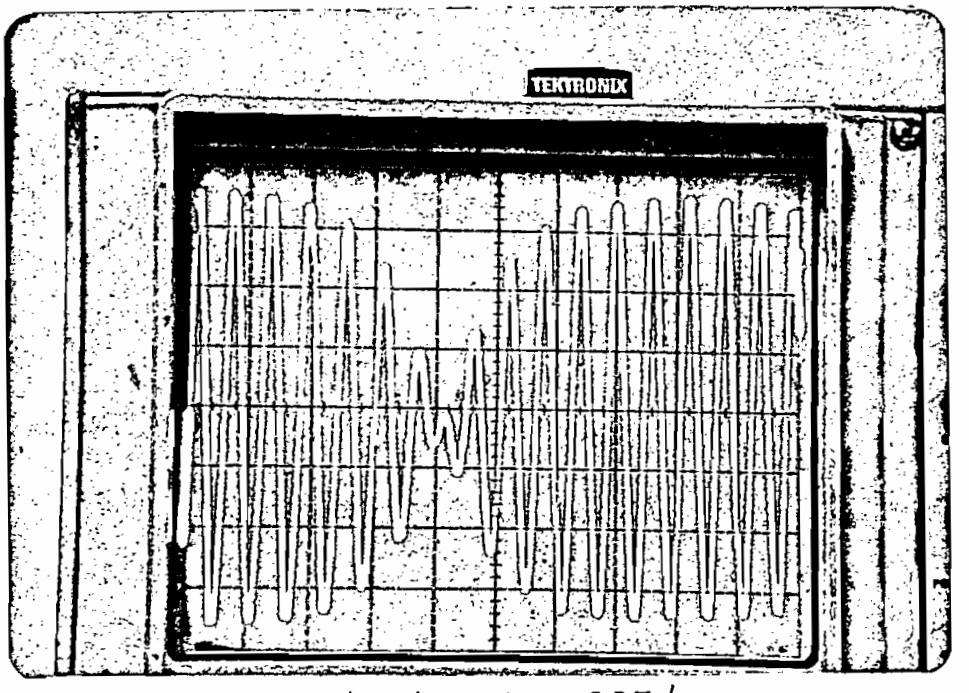


Figura 7.2-2

La respuesta práctica conseguida con el reflectómetro se observa en la fotografía de la figura 7.2-3.



Escala de $|\rho|$ 0.25/Div

Figura 7.2-3

CONCLUSIONES

Se puede observar que tanto la respuesta teórica como la práctica coinciden en un perfecto acoplamiento para la frecuencia de 231.7 MHz. Sin embargo la forma de $|\rho|$ que presenta la respuesta práctica difiere de la teórica hacia los costados de esta frecuencia de acoplamiento.

Esta variación del coeficiente de reflexión depende realmente de que la carga utilizada es una resistencia de carbón de 330 Ω cuyo valor exacto de impedancia no se puede conocer exactamente a alta frecuencia pues como sabemos se presentan simultáneamente efectos capacitivos e inductivos que hacen que la respuesta de $|\rho|$ tenga una característica algo diferente a la conseguida con el reflectómetro.

7.3 ACOPLAMIENTO DE UNA ANTENA

Para esto utilizamos una antena tipo Yagi diseñada para ser acoplada a una frecuencia de alrededor de 400 MHz.

Puesto que se necesitaría trabajar en este rango hemos escogido la toma No. 3 de separación de diodos detectores colocando como frecuencias límites $f_1 = 320$ MHz $f_2 = 480$ MHz

Para acoplar la antena se ha utilizado un cable coaxial de longitud $l \simeq 12$ m a fin de evitar interferencias entre el reflectómetro y la antena debido a la cercanía de ambos elementos.

El circuito está ilustrado en la figura 7.3-1

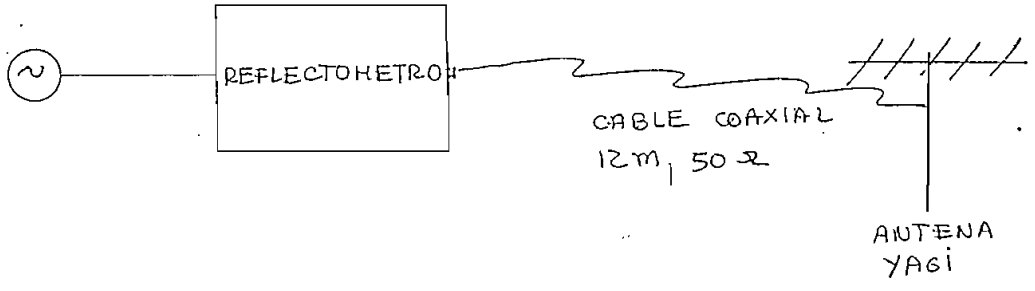
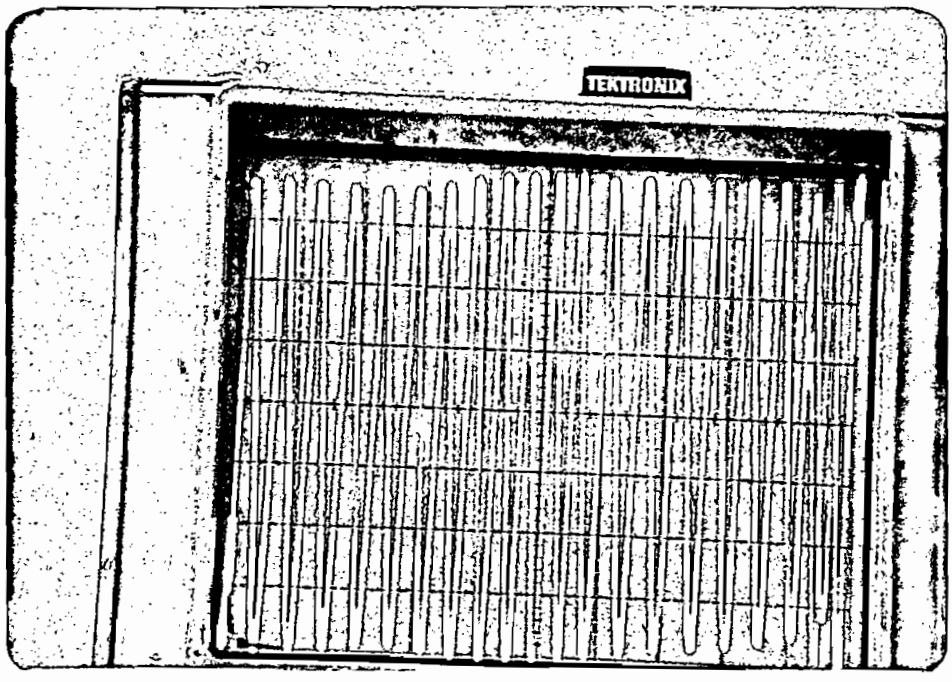


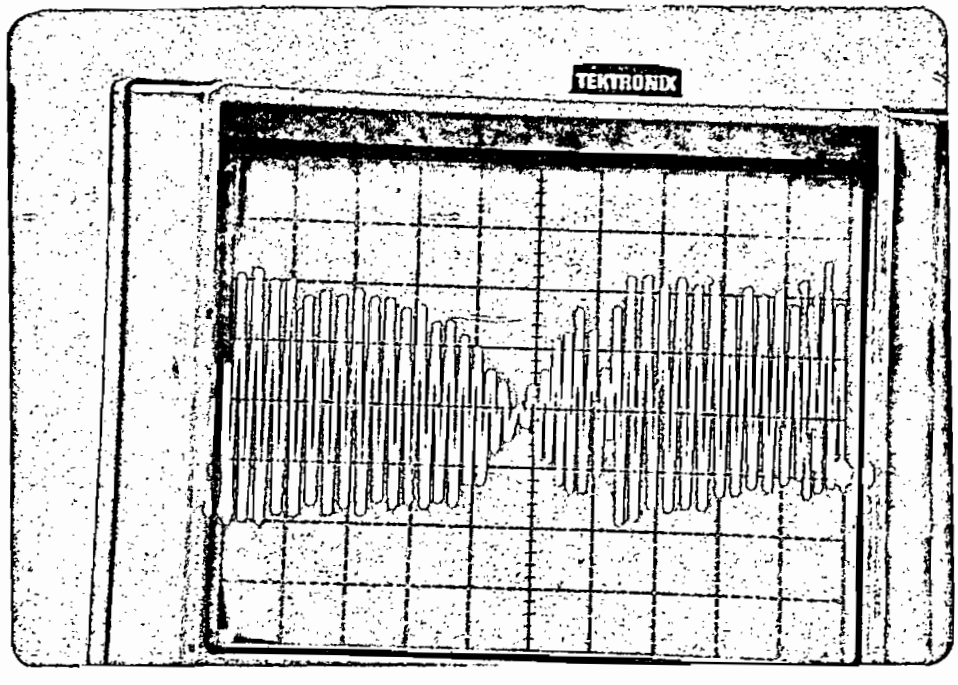
Figura 7.3-1

En la fotografía de la figura 7.3-2 se observa el coeficiente de reflexión para circuito abierto de la toma No. 3 de diodos, y en la figura 7.3-3 el acoplamiento de la antena Yagi.



Escala de |S| 0.25 / Div

Figura 7.3-2



Escala de |S| 0.25 / Div

Figura 7.3-3

7.4 RESPUESTA DE ACOPLAMIENTO PARA UN FILTRO RF

Finalmente hemos colocado en el reflectómetro en la toma de diodos # 4, para un rango de frecuencias que va de $f_1 = 542$ MHz a $f_2 = 683$ MHz

El circuito utilizado para este propósito es el mostrado en la figura 7.4-1.

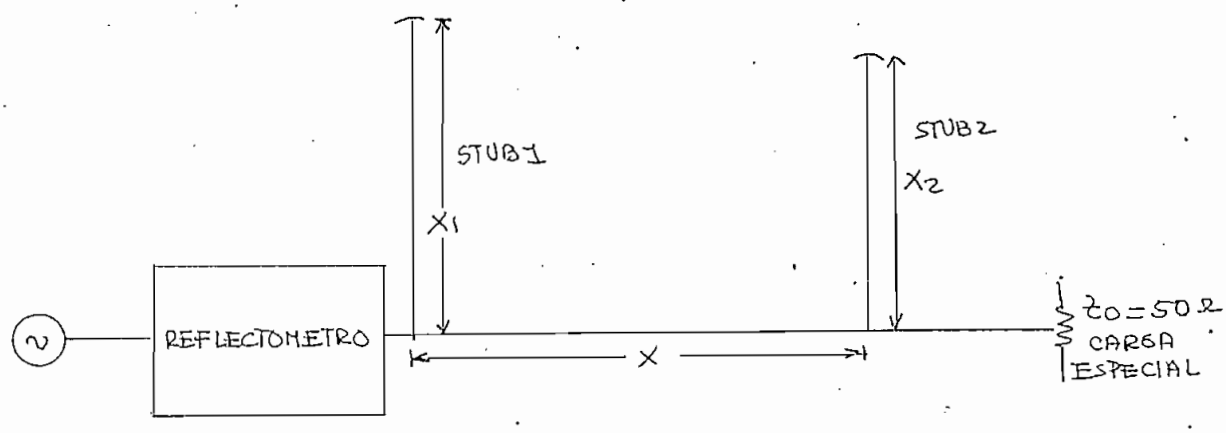


Figura 7.4-1

Sean Y_{X1} , Y_{X2} las admitancias vistas en los stubs a las distancias X_1 , X_2

$$Y_{X2} = -j\,Y_0 \operatorname{Cotg}\left(\frac{2\pi X_2}{\lambda}\right)$$

Esta admitancia está en serie con Yo. Sea YP el resultado de estas admitancias.

$$Y_P = Y_{X2} + Y_0$$

La admitancia YP a la distancia X de la línea de aire será YX donde:

$$Y_X = Y_0 \frac{Y_P + j Y_0 \, tg\left(\frac{2\pi X}{\lambda}\right)}{Y_0 + j Y_P \, tg\left(\frac{2\pi X}{\lambda}\right)}$$

Ahora bien, la admitancia del stub 1 será :

$$Y_{X1} = -j Y_0 \, Cotg\left(\frac{2\pi X_1}{\lambda}\right)$$

YX1 estará en serie con YX, obteniéndose una admitancia de carga total dada por:

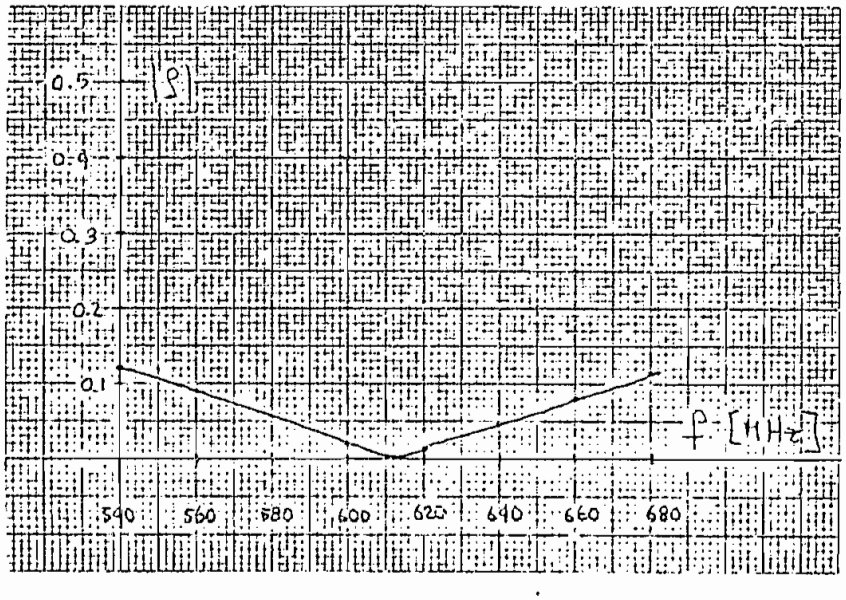
$$Y_T = Y_X + Y_{X1}. \quad \text{además} \quad Z_T = \frac{1}{Y_T}$$

La respuesta que presenta el coeficiente de reflexión de esta carga ZT es justamente la respuesta de un filtro.

Los datos teóricos del circuito de la figura 7.4-1 para valores de

$X = 14.3$ cm , $X_1 = 8{,}3$ cm , $X_2 = 8.3$ cm

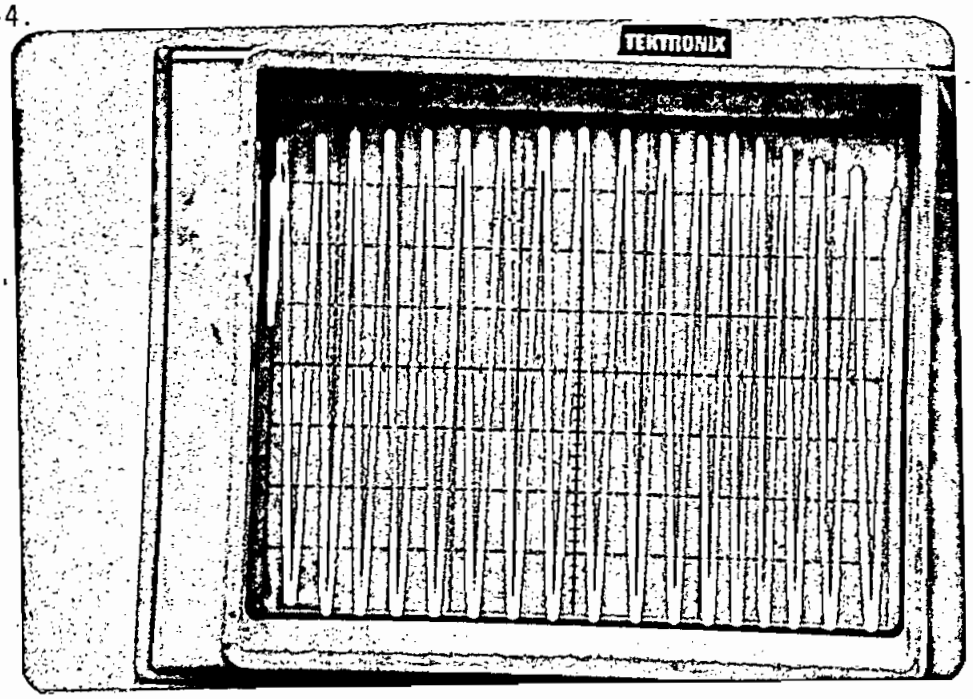
se muestra en la figura 7.4-2



f [MHz]	|ρ|
540	0.122
560	0.089
580	0.055
600	0.021
620	0.013
640	0.047
660	0.081
680	0.114

Figura 7.4-2

La respuesta teórica coincide bastante bien con la respuesta obtenida por el reflectómetro que se puede observar en la fotografía de la figura 7.4-4.



Referencia para circuito abierto. $\frac{0.25}{Div}$

Figura 7.4-3

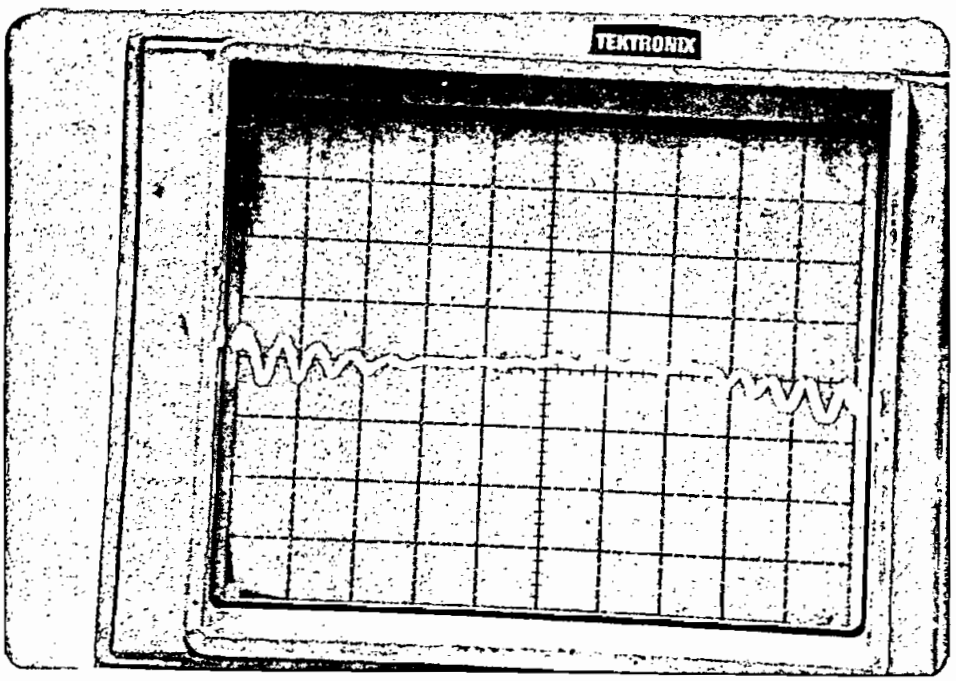


Figura 7.4-4 $|\rho|$ $\frac{0.25}{Div}$

En ella se puede observar el comportamiento típico de un filtro de RF, pasa banda de bajo factor de calidad. La distorsión que presenta la figura 7.4-4 cerca de la frecuencia de 680 MHz es debida como se manifestó anteriormente a la salida distorcionada del oscilador de barrido que se presenta alrededor de esta frecuencia.

Finalmente en la fotografía de la figura 7.4-5 observamos el equipo completo necesario para la utilización del reflectómetro que consta de un oscilador de barrido, un atenuador de 10 db, el reflectómetro y un osciloscopio.

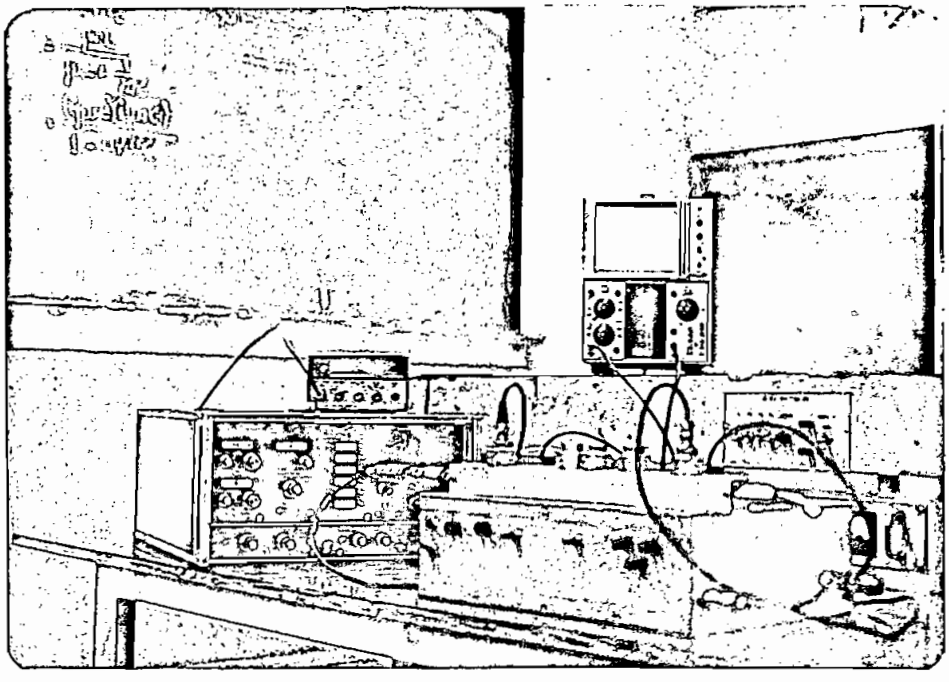


Figura 7.4-5

COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

Las pruebas realizadas con diferentes tipos de carga demuestran que el reflectómetro trabaja bastante bien en el propósito inicial de obtener el módulo del coeficiente de reflexión de una carga como función de la frecuencia.

A lo largo de todo este proyecto se han presentado dos inconvenientes fundamentales que han impedido una realización óptima del mismo, uno debido al rango de frecuencia utilizado y el otro a las características de los equipos empleados.

1) Trabajo del reflectómetro en el rango de 100 MHz a 1000 MHz

Dentro de esta banda las longitudes de onda tomadas en consideración son del orden 30 cm a 3 m que son longitudes físicas comparables con los elementos y cables utilizados en el reflectómetro.

Así pues, por ejemplo para la frecuencia más baja (100 MHz) la longitud del cable coaxial de 12 m utilizado con el fin de aumentar la frecuencia de la señal portadora es comparable con la longitud de onda de 3 m y esto produce de que la frecuencia de dicha portadora sea de alrededor de 15-20 veces la frecuencia de la onda modulante, para el caso más crítico (Ver Figura 7.1-1), produciendo de esta manera la imposibilidad de obtener una envolvente por medio de circuitos demoduladores que logren darnos una información adecuada del coeficiente de reflexión.

Para la frecuencia límite de 1000 MHz se aumenta un poco más la fre

cuencia de la portadora en alrededor de 40 a 50 ciclos que de todas maneras resulta una portadora de baja frecuencia para la detección de envolvente.

Esta es la razón fundamental para la no realización del detector de envolvente y su reemplazo con el circuito rectificador de señal que de todas maneras me proporciona aproximadamente el doble de información en los puntos máximos de la señal de salida.

El principio general de este reflectómetro podría ser utilizado dentro de la banda X en microondas en donde las longitudes de onda son muy pequeñas y una longitud de pocos metros del conductor nos proporcionaría una portadora de gran frecuencia fácilmente detectable por medios electrónicos, evidentemente se necesitaría un equipo especial de Klystron y de diodos detectores.

2) Señal de salida del oscilador de barrido

Lastimosamente el aparato utilizado como oscilador de barrido es el sistema TELONIC, Modelo 2003 único en la facultad y que presenta el inconveniente de que su salida de señal no es constante con la variación de frecuencia empezando a distorcionar su señal a partir de los 500 MHz en el cual el control automático de ganancia propio del oscialdor no produce ya ningún efecto.

Esta es la razón fundamental para que el rango de frecuencia para el funcionamiento del reflectómetro se haya limitado en un 30% pues únicamente llegamos hasta 700 MHz como un máximo permisible.

A más de este inconveniente se presenta también el que la respuesta de frecuencia de los diodos detectores en este rango no sea idéntica y pueda ser que para frecuencias más altas ya no empiecen a trabajar dentro de la región cuadrática produciendo también una nueva distorsión de la señal que sumada a la anterior nos proporcionen una respuesta totalmente falsa.

A pesar de todo esto el rango establecido de trabajo del reflectómetro es un rango muy práctico para circuitos de radiofrecuencia y antenas.

Dentro de la parte mecánica, más que problemas de diseño se tuvo problemas de construcción en el sentido de encontrar los diámetros correspondientes que proporcionen la relación más o menos exacta para la línea de aire de impedancia ZO = 50 Ω a más de que la producción de los diferentes tipos de tubos de aluminio proporcionados por la empresa CEDAL eran bastante limitados ocasionando retrazos en la construcción.

Las diferentes piezas para el montaje de los diodos fueron realizadas en el taller de la Facultad de Ingeniería Mecánica, todas ellas realizadas en aluminio y en forma general el acoplamiento de todas estas partes mecánicas en el taller eléctrico de la Facultad.

Podemos concluir finalmente de que el propósito general del reflectómetro es el de proporcionarnos a más de una idea cualitativa de cómo varía el coeficiente de reflexión en la carga, darnos también a qué valor de frecuencia existe acoplamiento, trabajando en el rango de

frecuencia al que una carga cualquiera fue diseñada.

Las pruebas experimentales indican también que utilizando cargas especiales los valores prácticos y teóricos coinciden perfectamente proporcionando una idéntica respuesta gráfica del coeficiente de reflexión.

A N E X O

MANUAL DE USO DEL REFLECTOMETRO

1. PARTES CONSTITUTIVAS DEL REFLECTOMETRO

En primer lugar debemos conocer todas las partes constitutivas del aparato. El gráfico de la Figura 1 nos muestra esquemáticamente dichas partes.

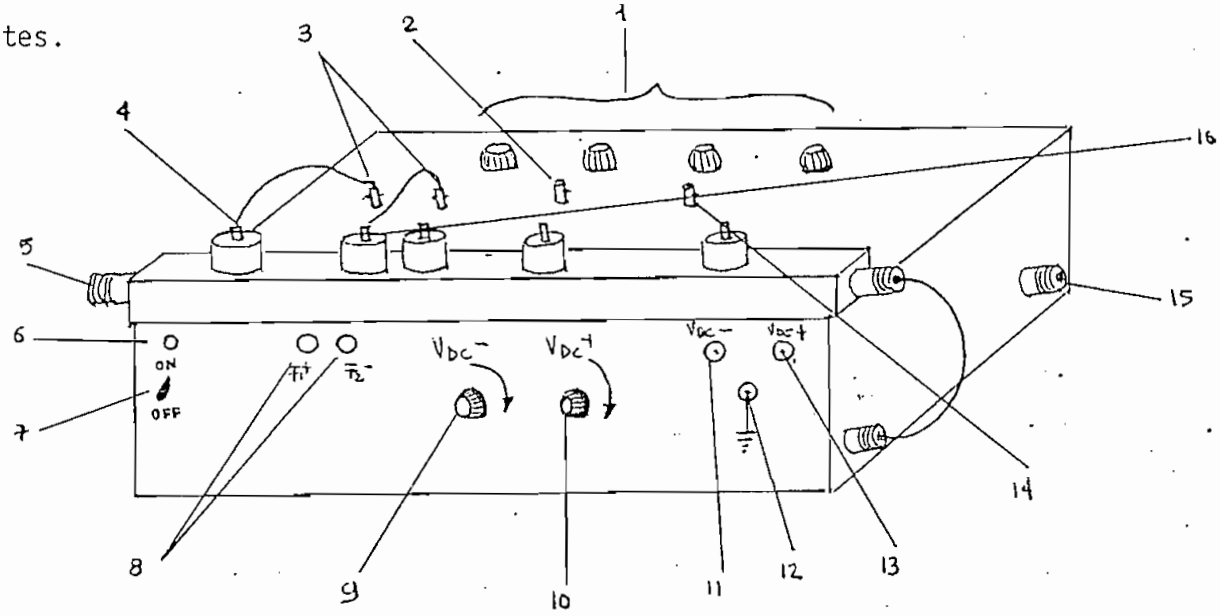


FIGURA 1

1 CONTROLES DE SEÑAL DE SALIDA

2 SALIDA DE SEÑAL RECTIFICADA

3 ENTRADAS AL CIRCUITO IMPRESO

4 TOMA FIJA DEL DIODO 1

5 ENTRADA DE SEÑAL DEL OSCILADOR

6 LED DE SEÑALIZACION.

7 SWITCH DE ENCENDIDO

8 FUSIBLES 0.5 A DE LAS FUENTES POSITIVA Y NEGATIVA.

9 CONTROL DE VOLTAJE DC NEGATIVO

10 CONTROL DE VOLTAJE DC POSITIVO

11 SALIDA DE VOLTAJE DC NEGATIVO

12 SALIDA DE TIERRA.

13 SALIDA DE VOLTAJE DC POSITIVO.

14 SALIDA DE SEÑAL SIN RECTIFICACION

15 TERMINAL PARA CONEXION DE CARGA

16 TOMA VARIABLE PARA EL DIODO 2.

Se puede observar que el aparato puede ser utilizado en primer lugar como reflectómetro y en segundo lugar como una fuente de voltaje utilizando las salidas de fuente positiva y negativa, variables de ±11 a ±16 V.

2. DIAGRAMA DE CONEXIONES PARA SU FUNCIONAMIENTO

Para la utilización del reflectómetro necesitamos el siguiente equipo:

- Oscilador de barrido TELONIC modelo 2003 con el módulo de frecuencia de 0 a 1600 MHz. Modelo 3305 B.
- Un atenuador de 10 dB.
- El reflectómetro.
- Un osciloscopio con entrada vertical y horizontal.

El diagrama de conexiones se observa en la Figura 2.

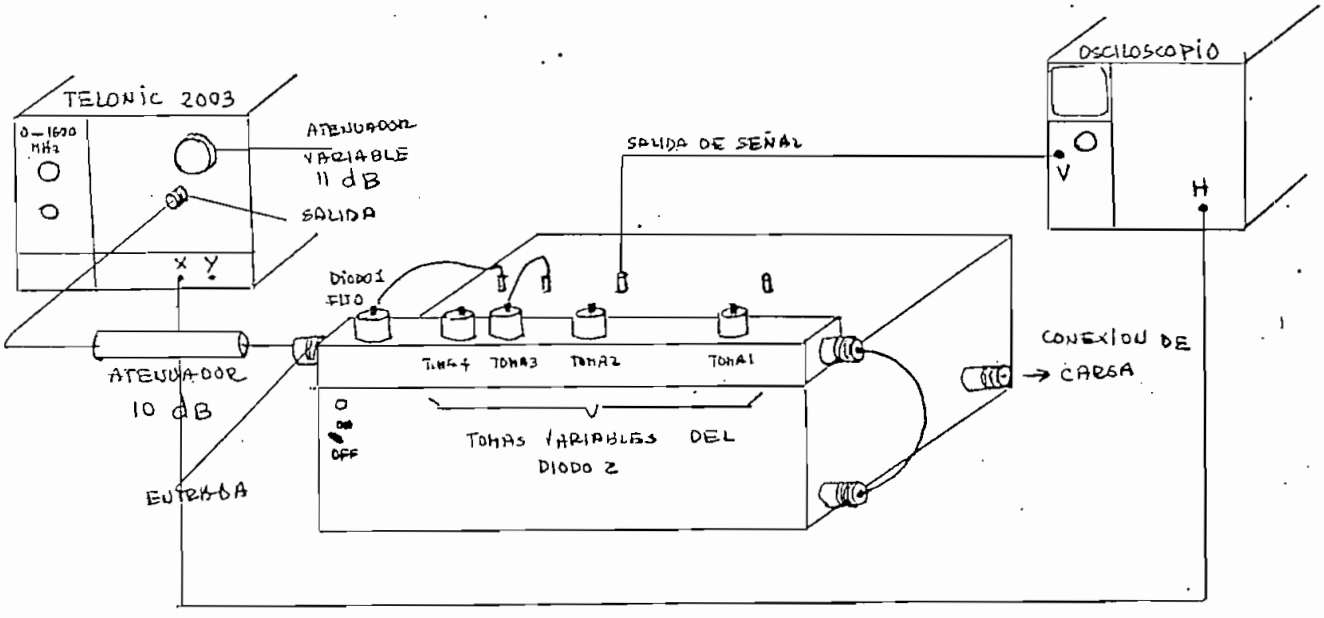
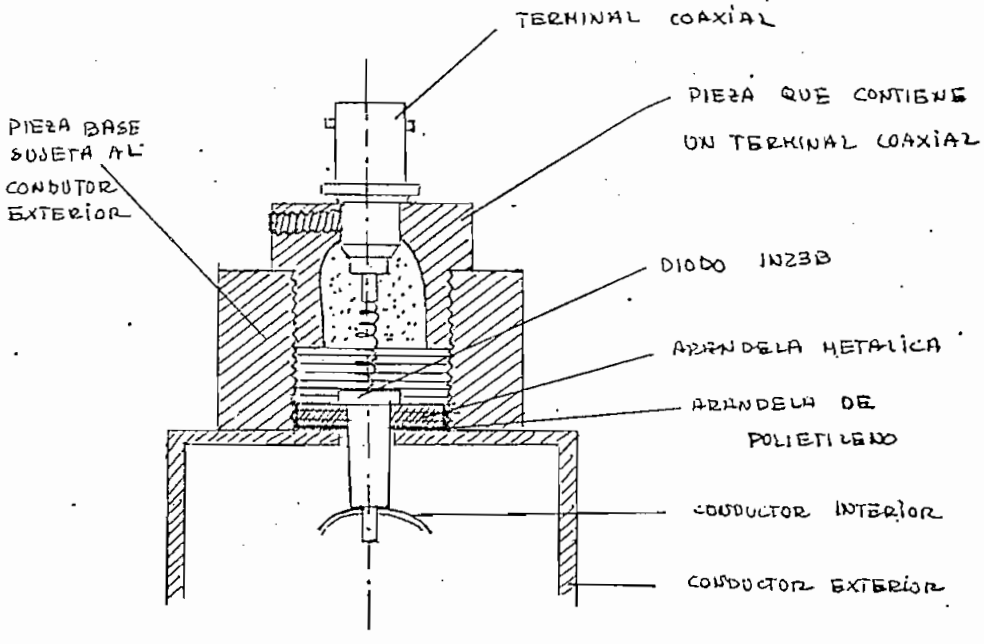


FIGURA 2

3. INTERCAMBIO DEL DIODO 2 DE UNA TOMA A OTRA

En primer lugar el reflectómetro tiene 4 tomas para la ubicación del diodo 2.

Si deseamos por ejemplo intercambiar el diodo 2 (Ver Figura 2) de la toma 4 en la que que se encuentra a la toma 3 procedemos de la siguiente manera



TOMA Nº 4

3.1 Desconectamos el cable coaxial de la toma 4.

3.2 Desatornillamos la pieza que contiene el terminal de dicho cable.

3.3 Desatornillamos la pieza que hace de tapón en la toma 3.

3.4 Procedemos con una pinza (ya que no se puede tocar el diodo con las manos) a sacar de la toma 4 el diodo, la arandela metálica, la arandela de polietileno que hace de aislante.

3.5 Colocar en la toma 3 y en el siguiente orden la arandela de polietileno, la arandela metálica y el diodo teniendo cuidado de que su terminal inferior calce perfectamente en el conductor interior de la línea de aire.

3.6 Finalmente colocar atornillando, el tapón en la toma 4 y en el terminal de coaxial en la toma 3 colocando también en este terminal el cable desconectado en el paso 3.1

4. PROCEDIMIENTO PARA LA UTILIZACION DEL REFLECTOMETRO

1. Determinar el rango en el que se desea trabajar con la siguiente referencia:

TOMA 1	De	$f_1 = 175$ MHz	a	$f_2 = 310$ MHz
TOMA 2	De	$f_1 = 255$ MHz	a	$f_2 = 378$ MHz
TOMA 3	De	$f_1 = 356$ MHz	a	$f_2 = 582$ MHz
TOMA 4	De	$f_1 = 542$ MHz	a	$f_2 = 683$ MHz

2. Establecer cualquiera de estos rangos en el oscilador de barrido TELONIC 2003 fijando en forma manual las frecuencias f1 y f2 con el siguiente esquema de conexión de la Figura 4.1.

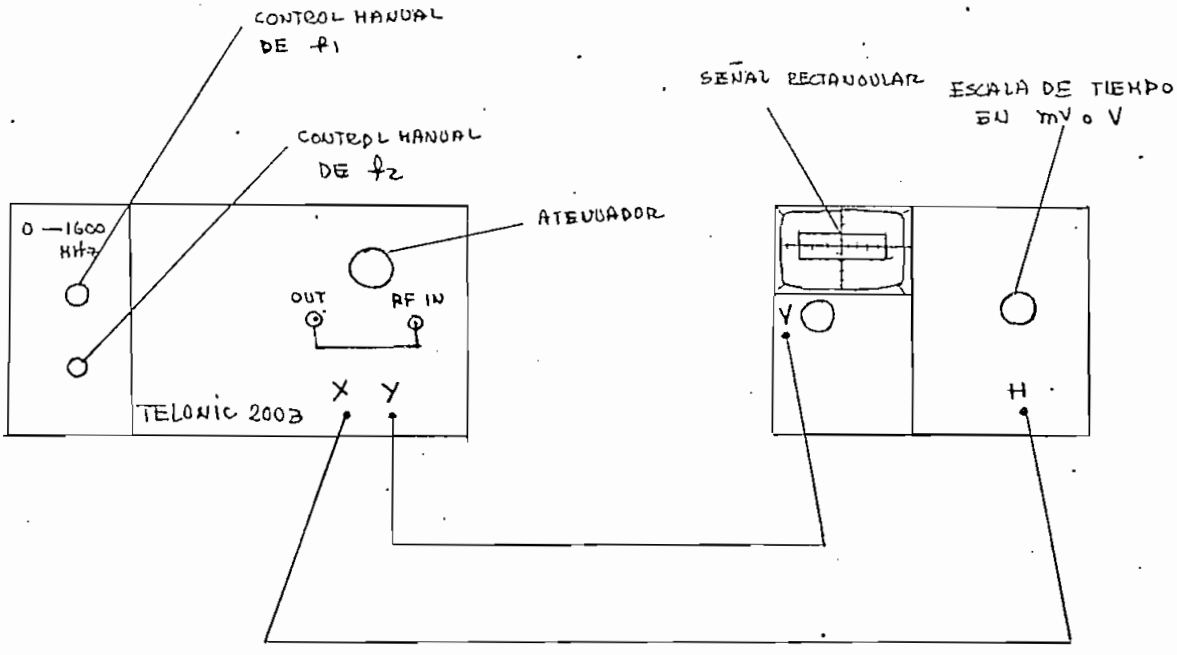


FIGURA 4.1

Hay que observar que el osciloscopio está para trabajar con entrada horizontal y que la señal de salida en el oscilador de barrido está colocando el trazo de retorno en ON proporcione una señal rectangular sin distorsión. Una vez calibrado debemos apagar el oscilador.

3. Colocar el diodo 2 en la toma correspondiente al rango de frecuencia establecido anteriormente.

4. Atenuar en 11 dB el atenuador variable propio del oscilador de barrido. Realizar las conexiones establecidas en la Figura 2 sin olvidar de colocar un atenuador de 10 dB entre el oscilador y el reflectómetro, de tal manera que la señal de entrada al reflectómetro esté atenuada en 21 dB.

5. Finalmente, tenemos en la parte superior del reflectómetro 4 poten-

ciómetros de control de señal que son:

a) Control de ganancia.

b) Control de voltaje offset de subida.

c) Control de voltaje offset de bajada.

d) Control de señal de picos negativos de la señal rectificada.

Si queremos ver los cambios de fase de la señal tendremos que utilizar la salida sin rectificación, en cuyo caso el control d) no tendría ningún efecto.

Con el control de ganancia en el máximo la salida es de aproximadamente 20V pico pico.

En el panel frontal existen únicamente 2 potenciómetros de control de voltaje de fuente, tanto negativa como positiva.

Es preferible utilizar la salida máxima de ambas fuentes, es decir $\pm$ 16 voltios.

6. CALIBRACION DE LA SEÑAL DE SALIDA

Una vez realizados los procedimientos anteriores, es conveniente calibrar la señal de salida conectando en corto circuito o en circuito abierto en el terminal de carga.

En el osciloscopio aparecerá la señal de amplitud máxima de pico a pico (utilizando la salida sin rectificación). Esta señal podría

no estar centrada a causa del voltaje offset, si es así se procederá a centrarla con los controles de voltaje offset.

Esta señal máxima será lógicamente el máximo valor del coeficiente de reflexión, es decir la unidad. Con el control de ganancia y bajando la resolución del osciloscopio podremos lograr llenar la pantalla y tomar la referencia de pantalla llena como unidad.

Finalmente, podemos conectar cualquier carga y ver claramente la respuesta que presenta su coeficiente de reflexión.

B I B L I O G R A F I A

- A precise and sensitive X-band reflectometer providing automatic full-band display of reflection coefficient, laboratorio N. Philip's Gloeilampenfabrieken, geepubliceerd in: IEEE Transactions on Microwave theory and tecniques, Julio 1965.

- Microwave engineering, Harvey, A.F., London Academic Press, 1963.

- Microwave measurements, Ginzton, Edward L., New York MacGraw-Hill, 1957.

- Microwave measurements manual, Kekkejian Robert and L. Jones, New York, McGraw-Hill, 1965.

- Microwave semiconductor devices and their circuit applications, Watson H.A., New York, McGraw-Hill, 1969.

- Microwave theory and measurement, Lance Algie L., New York, McGraw-Hill, 1964.

- Reference data for radio engineers, Howard W. Sams & CO., INC.ITT, Sexta Edición, 1979.

- Operational amplifiers: Theory and servicing, Edwar Bannon, Virginia: Reston Publishing, 1975.