

01170  
6  
201  
20231  
ATEC.  
20162

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO  
FACULTAD DE INGENIERÍA**

**DETECCIÓN DE CIRCUITOS RESONANTES  
PASIVOS A DISTANCIA**

**JOSÉ ALBERTO FERNÁNDEZ ZEPEDA**

**TESIS  
PRESENTADA A LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE  
POSGRADO DE LA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DE LA  
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**COMO REQUISITO PARA OBTENER  
EL GRADO DE  
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**ASESOR: FERNANDO LEPE CASILLAS**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

1994



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

*Dedico esta tesis a mi familia,  
por el amor y cariño que  
siempre he recibido de ella.*

*Quiero expresar mi más sincero agradecimiento:*

*Al M en I Fernando Lepe Casillas,  
por el interés que siempre demostró por mi persona,  
y por el desarrollo de este trabajo.*

*Al M en C Joaquín H. Rodríguez Rodríguez,  
por su valiosa cooperación en la realización de este trabajo.*

*A mis maestros y amigos  
del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la DEPFI,  
por la ayuda que me han brindado  
durante mi estancia en este departamento.*

# ÍNDICE

INTRODUCCIÓN .....	3
<b>CAPÍTULO 1. SISTEMA DE DETECCIÓN DE CIRCUITOS RESONANTES</b>	
<b>PASIVOS A DISTANCIA .....</b>	<b>5</b>
1.1 Comportamiento de un Circuito Resonante Activo en Presencia de un Circuito Resonante Pasivo .....	5
1.2 Funcionamiento del Sistema de Detección de Circuitos Resonantes Pasivos a Distancia .....	11
<b>CAPÍTULO 2. CIRCUITO TRANSMISOR .....</b>	<b>20</b>
2.1 Generador de Onda Triangular .....	20
2.2 Oscilador Controlado por Voltaje .....	25
2.3 Amplificador de Transmisión y Filtrado .....	27
2.4 Antena Transmisora .....	30
<b>CAPÍTULO 3. CIRCUITO RECEPTOR .....</b>	<b>32</b>
3.1 Antena Receptora .....	33
3.2 Amplificador de Recepción .....	34
3.3 Demodulador de Amplitud Modulada .....	36
3.4 Detector Síncrono .....	42

3.5 Circuito Indicador .....	46
<b>CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES .....</b>	<b>49</b>
4.1 Objetivo .....	49
4.2 Metodología .....	49
4.3 Circuito Resonante Pasivo (CRP) .....	50
4.4 Experimentos y Resultados .....	51
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES .....</b>	<b>63</b>
5.1 Conclusiones Generales .....	63
5.2 Conclusiones Experimentales .....	64
5.3 Problemas Abiertos .....	65
5.4 Trabajo Futuro .....	66
<b>APÉNDICE A. DISEÑO DE FILTROS CHEBYSHEV ACTIVOS .....</b>	<b>68</b>
A.1 Filtro Paso Bajas .....	68
A.2 Filtro Paso Altas .....	71
<b>APÉNDICE B. DIAGRAMAS .....</b>	<b>74</b>
<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>78</b>

## INTRODUCCIÓN

Los sensores de proximidad tienen actualmente un uso muy generalizado en prácticamente todas las ramas de la industria. El propósito de éstos es el de detectar la presencia de determinados objetos o materiales, sin necesidad de que exista contacto mecánico con ellos. Esta propiedad de los sensores de proximidad es muy importante ya que permite la detección de ciertos objetos aun cuando estos no se encuentren a la vista, por ejemplo, objetos enterrados u ocultos por otros materiales. Existe una gran variedad de principios con los que funcionan los sensores de proximidad [13]; el sistema que se describe en este trabajo, basa su principio de operación en la detección de variaciones del campo magnético, un principio similar al que utilizan algunos detectores de metal.

El objetivo inicial de esta tesis fue la de proporcionar al lector una descripción del principio de funcionamiento de un sistema capaz de detectar la presencia de un circuito resonante pasivo (circuito LC o circuito tanque). La importancia de este trabajo radica en que la información que se presenta aquí, en cierta forma, no se encuentra disponible en cualquier lugar. Se buscó este tipo de información durante varios meses en una gran cantidad de libros y revistas especializadas en el tema, y únicamente se pudieron conseguir vagas indicaciones del funcionamiento de este tipo de sistemas.

En este trabajo se propone un diseño de un sistema de detección de circuitos resonantes pasivos; a pesar de que hoy en día, se pueden encontrar en el mercado cierta diversidad de sistemas de detección capaces de realizar esta función, todas las compañías que se dedican al diseño y fabricación de éstos son extranjeras, sus productos tienen que

importarse, y la tecnología que emplean está muy protegida. Es por estas razones que en México se debe fomentar la creación de tecnologías propias que permitan sustituir gradualmente este tipo de importaciones (aquí es muy importante investigar el aspecto legal que involucraría la fabricación de este tipo de sistemas, ya que existen patentes que protegen a los sistemas comerciales.)

La presentación de este trabajo está dividida en cinco capítulos: En el capítulo uno se describirá en forma general el funcionamiento del sistema de detección de circuitos resonantes pasivos; después, en los capítulos siguientes, el dos y el tres, se describirán en forma más detallada cada uno de los componentes que lo integran; en el capítulo 4 se describen algunos experimentos y los resultados de los mismos, relacionados con el desempeño del sistema; finalmente, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones a las que se llegó después de realizar el presente trabajo.

## **CAPÍTULO 1. SISTEMA DE DETECCIÓN DE CIRCUITOS RESONANTES PASIVOS A DISTANCIA**

El sistema de detección de circuitos resonantes pasivos a distancia, como su nombre lo indica, se diseñó con la finalidad de poder detectar la presencia de pequeños circuitos resonantes pasivos o circuitos tanques. Es por esta razón que en la primera parte de este capítulo se describirán algunas de las propiedades que tiene un circuito resonante activo (CRA) en presencia de un circuito resonante pasivo (CRP). Estas propiedades, como se podrán apreciar más adelante, los hacen buenos prospectos para utilizarlos como sensores de proximidad. En la segunda parte se describirá el funcionamiento del sistema de detección de circuitos resonantes pasivos a distancia, sin profundizar demasiado en el aspecto técnico, éste se tratará con mayor detalle en los capítulos posteriores.

### **1.1 Comportamiento de un Circuito Resonante Activo en Presencia de un Circuito Resonante Pasivo**

A continuación se presenta el análisis del comportamiento de un circuito resonante activo (CRA) cuando se le acerca un circuito resonante pasivo (CRP). Este análisis se basó en [1].

Considérese el circuito de la figura 1, el cual es un circuito resonante paralelo alimentado por medio de un fuente de corriente alterna.



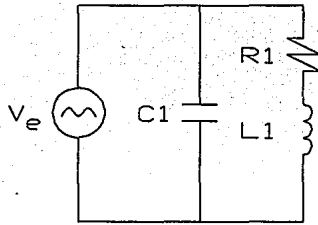


Figura 1.- Circuito resonante paralelo alimentado por una fuente de corriente alterna.

Si se hace el análisis de este circuito se puede obtener la ecuación 1; la cual, representa la impedancia  $Z_p$  vista desde la fuente  $V_e$ .

$$Z_p = \frac{(Z_{L1} + R_1) Z_{C1}}{Z_{L1} + R_1 + Z_{C1}} \quad (1)$$

en donde

$$Z_{L1} = j\omega L_1 \quad (2)$$

$$Z_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1}$$

Si en el circuito de la figura 1,  $R_1=0$  (caso ideal), la ecuación 1 se transforma en la ecuación 3.

$$Z_p = \frac{Z_{L1} Z_{C1}}{Z_{L1} + Z_{C1}} \quad (3)$$

En la ecuación 3, si la frecuencia  $f$  de la fuente  $V_e$  es igual a la frecuencia de resonancia del circuito (ecuación 4),

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4)$$

la impedancia  $Z_p$  se vuelve infinita.

Ahora se verá lo que sucede cuando al circuito anterior se le acerca un circuito resonante pasivo, como se ve en la figura 2

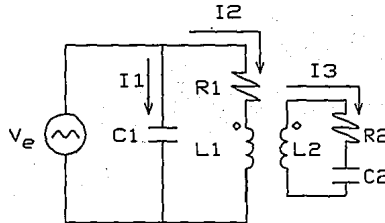


Figura 2.- Circuito resonante paralelo en presencia de un circuito resonante pasivo.

Utilizando la ley de voltajes de Kirchoff en las tres mallas, se llega al conjunto de

$$\begin{aligned}
 V_s &= (Z_{C1}) I_1 - (Z_{C1}) I_2 \\
 0 &= -(Z_{C1}) I_1 + (Z_{C1} + Z_{L1} + R_1) I_2 - (Z_M) I_3 \\
 0 &= -(Z_M) I_2 + (Z_{C2} + Z_{L2} + R_2) I_3
 \end{aligned} \tag{5}$$

en donde  $Z_{C2}$  y  $Z_{L2}$  representan la impedancia de  $C_2$  y de  $L_2$  respectivamente; y  $Z_M$ , la impedancia de la inductancia mutua entre  $L_1$  y  $L_2$  (ecuación 6).

$$\begin{aligned}
 Z_M &= j\omega M = j\omega K\sqrt{L_1 L_2} \\
 0 &\leq K \leq 1
 \end{aligned} \tag{6}$$

Combinando entre sí el conjunto de ecuaciones 5, se llega a la ecuación 7

$$Z_{PCRP} = \frac{V_s}{I_1} = Z_{C1} - \frac{Z_{C1}^2}{Z_{C1} + Z_{L1} + R_1 - \left( \frac{Z_M^2}{Z_{C2} + Z_{L2} + R_2} \right)} \tag{7}$$

en donde  $Z_{PCRP}$  representa la impedancia vista desde la fuente  $V_s$ , cuando al circuito resonante paralelo que alimenta, se le acerca un circuito resonante pasivo. Si se hace el análisis para el caso ideal, esto es,  $R_1=R_2=0$ , y si la frecuencia  $f$  de la fuente  $V_s$  es igual a:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \tag{8}$$

entonces, el segundo término de la ecuación 7 es cero, y la impedancia  $Z_{PRCP} = Z_{C1}$ .

Como se puede apreciar, existe una variación de impedancia producida por la inductancia mutua entre las bobinas; entre mayor sea el acoplamiento magnético entre las bobinas, mayor será la variación de impedancia vista desde la fuente; este efecto, en particular, es muy notorio cuando la frecuencia de la fuente  $V_e$  es igual a la frecuencia de resonancia de los dos circuitos resonantes.

Un efecto similar ocurre si el circuito resonante que está conectado a la fuente es del tipo serie (figura 3)

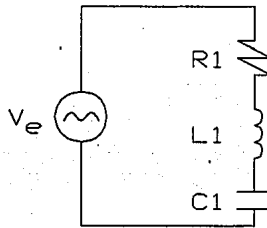


Figura 3.- Circuito resonante serie alimentado por una fuente de corriente alterna.

En este circuito, la impedancia  $Z_s$  vista desde la fuente  $V_e$  está dada por la siguiente ecuación

$$Z_s = R_1 + Z_{L1} + Z_{C1} \quad (9)$$

En el caso ideal, si  $R_1=0$ , y si la frecuencia  $f$  de la fuente  $V_e$  es igual a la frecuencia

de resonancia del circuito (ecuación 4), la impedancia  $Z_s$  es cero.

A continuación se mostrará lo que sucede si al circuito de la figura 3 se le aproxima un circuito resonante pasivo, como se muestra en la figura 4. Si se analiza el circuito utilizando la ley de voltajes de Kirchhoff, se obtiene el conjunto de ecuaciones 10,

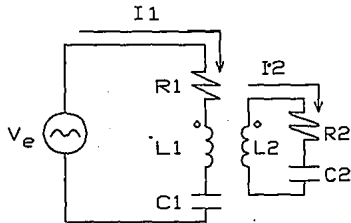


Figura 4.- Circuito resonante serie en presencia de un circuito resonante pasivo.

$$\begin{aligned} V_e &= (R_1 + Z_{C1} + Z_{L1}) I_1 - (Z_M) I_2 \\ 0 &= -(Z_M) I_1 + (Z_{C2} + Z_{L2} + R_2) I_2 \end{aligned} \quad (10)$$

combinando este conjunto de ecuaciones se llega a la ecuación 11; en la cual,  $Z_{SCRp}$  representa la impedancia vista por la fuente  $V_e$ , cuando al circuito resonante serie se le aproxima un circuito resonante pasivo.

$$Z_{SCRPF} = \frac{V_e}{I_1} = R_1 + Z_{C1} + Z_{L1} - \left( \frac{Z_M^2}{Z_{C2} + Z_{L2} + R_2} \right) \quad (11)$$

Si se hace el análisis para el caso ideal, esto es,  $R_1=R_2=0$ , y si la frecuencia  $f$  de la fuente  $V_e$  se define como en la ecuación 8, resulta que la impedancia  $Z_{SCRPF}$  es infinita.

Al igual que en el caso en el que el CRA es paralelo, en este caso, si el CRP se encuentra más cerca del CRA, se producirá una variación de impedancia mayor; particularmente, cuando la frecuencia de la fuente  $V_e$  es igual a la frecuencia de resonancia de los dos circuitos resonantes.

## 1.2 Funcionamiento del Sistema de Detección de Circuitos Resonantes Pasivos a Distancia

Este sistema consta básicamente de 4 elementos: un par de antenas, un circuito transmisor, un circuito receptor y un CRP (elemento a detectar).

El circuito transmisor genera una señal modulada en frecuencia, cuya frecuencia central es de 4 MHz; esta señal se envía hacia la antena transmisora, la cual se encarga de transmitir la señal hacia la antena receptora.

Las dos antenas que son del tipo lazo ("loop"), están construidas de cierta forma y colocadas en una posición tal, que en condiciones normales de operación (sin la presencia de algún objeto en su cercanía), la antena receptora no capta absolutamente nada de la señal que le envía la antena transmisora; por consiguiente, el voltaje en las terminales de la antena receptora será cero. A esta condición se le llama de *equilibrio*.

La razón por la cual la señal que envía la antena transmisora no se capta en la antena

receptora, se debe a la forma de las antenas y a la geometría que guardan entre sí. La antena transmisora tiene una forma de "8", mientras que la antena receptora tiene forma de "0". Las antenas se colocan en planos paralelos y sus respectivos centros se encuentran en el mismo eje, como se muestra en la figura 5.

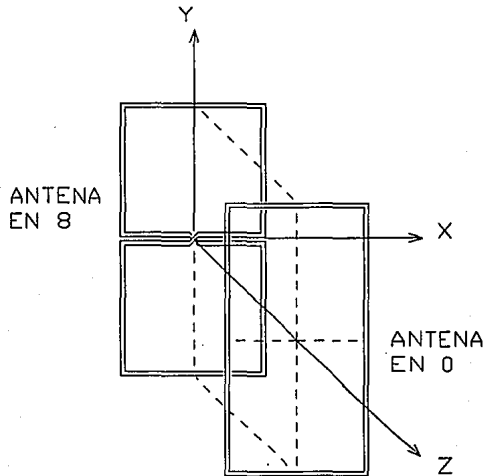


Figura 5.- Posición de las antenas transmisora y receptora.

En este diseño se eligió a la antena en "8" como la transmisora y a la antena en "0" como la receptora, pero de acuerdo con el teorema de reciprocidad para las antenas [2], éstas pueden utilizarse invirtiendo los papeles y el efecto seguiría siendo el mismo.

---

<sup>1</sup> La idea de utilizar antenas con estas formas se obtuvo de [5].

A continuación se explicará en forma más detallada el porqué se produce este efecto, por simplicidad, en la explicación se usarán antenas circulares en lugar de cuadradas, y la antena en forma de cero será la transmisora mientras que la antena en forma de "8" será la receptora.

Los componentes de la intensidad magnética ( $H_r, H_\theta, H_\phi$ ) y del campo eléctrico ( $E_r, E_\theta, E_\phi$ ), en coordenadas polares, de una antena de lazo eléctricamente pequeña (figura 6) están representados por el conjunto de ecuaciones 12 a 16 [3]

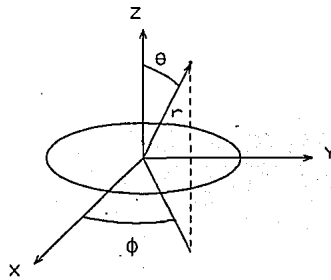


Figura 6.- Posición del lazo de corriente circular y sus correspondientes ejes rectangulares y polares.

$$H_r = \frac{jka^2 I_0 \cos(\theta)}{2r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (12)$$

$$H_\theta = -\frac{(ka)^2 I_0 \cos(\theta)}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (13)$$



$$H_{\phi} = 0 \quad (14)$$

$$E_{\phi} = \eta \frac{(ka)^2 I_0 \sin(\theta)}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (15)$$

$$E_r = E_{\theta} = 0 \quad (16)$$

en donde  $k$  es la constante de propagación en el espacio libre y es igual a  $2\pi/\lambda$ ;  $\lambda$  es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia  $f$  ( $\lambda = 75$  m si  $f = 4$  MHz);  $a$  es el área de la espira en metros;  $I_0$  es la corriente que circula por la espira;  $\eta$  es la impedancia intrínseca del espacio libre y es igual a  $120\pi$ ;  $r$  es la distancia del centro de la antena al punto en donde se calculan los campos.

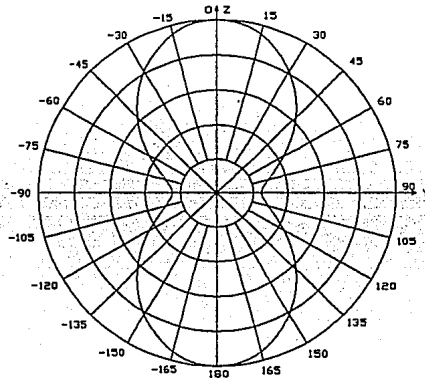


Figura 7.- Patrón de radiación de una antena de lazo, sobre el plano YZ, (la escala radial es lineal).

A partir de estas ecuaciones se pueden obtener los patrones de radiación de esta antena en el campo cercano (que es el que se utiliza en esta aplicación), los cuales son los siguientes: en el plano  $ZY$  el patrón se ilustra en la figura 7; en el plano  $ZX$  el patrón es el mismo que en el plano  $ZY$ , esto se debe a la simetría de la espira con respecto al eje  $Z$ ; mientras que en el plano  $XY$  el patrón no depende de  $\phi$ , por lo tanto el patrón es circular. En estos patrones existe una simetría muy marcada con respecto al eje  $Z$ .

En la figura 8 se puede observar en forma esquemática, que existe un componente del campo  $H_r$  en la dirección del eje  $Z$ , y un componente del mismo campo, paralelo al plano  $XY$ ; en la ecuación 12 se puede ver que el campo  $H_r$  es función del  $\cos(\theta)$ , como  $\theta$  es cero cuando  $H_r$  apunta hacia la dirección positiva de  $Z$ , entonces en este punto,  $H_r$  es máximo (figura 7), y comienza a decrecer, al ir aumentando el ángulo  $\theta$ ; como el campo no depende de  $\phi$ , el valor de  $H_r$  será constante para un valor fijo de  $\theta$  y de  $r$  y para cualquier valor de  $\phi$ .

Con base en lo anterior, observando la figura 8, donde se supone que las espiras de dichas figuras tienen sus centros sobre el eje  $Z$ , son paralelas entre sí, y además simétricas con respecto a los planos  $XZ$  y  $YZ$ , entonces se puede decir que la magnitud del componente del campo  $H_r$  en la dirección  $Z$ , que cruza el lóbulo superior de la espira en " $\theta$ ", es exactamente igual al que cruza el lóbulo inferior de la misma espira. Si se generaliza este hecho se puede decir que para cada punto del lóbulo superior, existe un punto "espejo" en el inferior, de tal forma que ambos tienen un componente del campo  $H_r$  en la dirección  $Z$  de exactamente la misma magnitud.

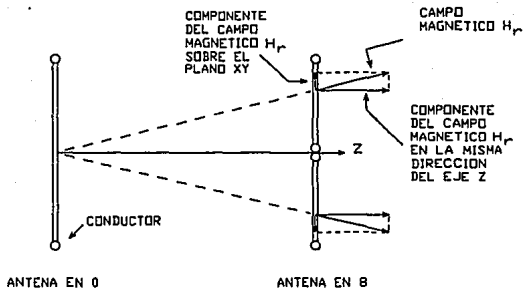


Figura 8.- Componente de  $H_r$  que cruza a la espira en "8".

Si se hace un análisis del campo  $H_\theta$ , ayudándose de la figura 9, se puede llegar a una conclusión similar a la que se llegó para el campo  $H_r$ .

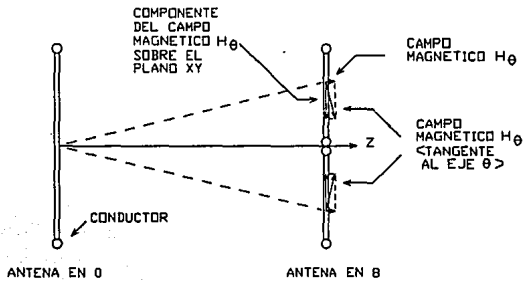


Figura 9.- Componente de  $H_\theta$  que cruza a la espira en "8".

En el espacio libre la relación entre la intensidad magnética  $\mathbf{H}$  y el campo magnético  $\mathbf{B}$  es la siguiente

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (17)$$

donde  $\mu_0$  es la constante que representa la permeabilidad del vacío; el flujo magnético  $\Phi$  está definido por la siguiente ecuación

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} \, da \quad (18)$$

en donde  $\mathbf{n}$  es un vector unitario normal al área.

De las dos ecuaciones anteriores se puede concluir que el campo  $\mathbf{H}$  es proporcional al campo  $\mathbf{B}$  y este último es proporcional al flujo magnético  $\Phi$ ; y por lo tanto la intensidad del componente  $H_z$  en la dirección  $Z$ , que cruza cada uno de los lóbulos de la espira en "8", es proporcional al flujo magnético que cruza dichas espiras, siendo los flujos magnéticos que cruzan cada lóbulo iguales entre sí.

La fuerza electromotriz inducida en una espira está definida por la ecuación 19,

$$fem = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (19)$$

Como los flujos magnéticos que cruzan a cada uno de los lóbulos de la espira en "8"

son iguales, en cada uno de estos lóbulos se induce una fuerza electromotriz, pero dado el tipo de arrollamiento de esta espira en "8", las dos fuerzas electromotrices se cancelan, teniendo por consiguiente, un voltaje nulo en las terminales de la espira.

Pese a que en esta explicación se usaron antenas circulares, ocurre un efecto similar si las antenas son rectangulares. Con esta explicación también queda claro que si las antenas no guardan la geometría necesaria, no se podrá cancelar el campo producido por la antena transmisora, repercutiendo esto, en una baja en la sensibilidad del sistema.

A continuación se describirá el efecto que se produce en el sistema al introducir un objeto ferromagnético y un CRP.

Cuando un metal ferromagnético pasa entre las antenas, se rompe la condición de *equilibrio*, ya que el metal altera la simetría del campo magnético producido por la antena transmisora, y por consiguiente se induce un voltaje en la antena receptora <sup>2</sup>[4],[13].

Ahora, si el CRP se encuentra entre las antenas, un flujo magnético cruza por él, induciéndose en la espira una fuerza electromotriz; esta fem produce una corriente circulante en la espira, que a su vez produce otro campo magnético que desbalancea el campo magnético externo. Si la frecuencia del campo externo es la misma que la frecuencia

---

<sup>2</sup> Un diseño similar a éste se podría utilizar como detector de metales; una técnica similar, descrita en las páginas 2-66 y 2-67 de [13], utiliza tres devanados colocados en tres planos paralelos y sus centros colocados en el mismo eje, el devanado central es el receptor, mientras que los otros dos devanados (los externos) son el transmisor; las terminales de los devanados externos están conectados en oposición, de tal forma que el campo producido por éstos es nulo en el devanado central. Otra técnica (descrita en las páginas B-38 y B-39 de [13]), utiliza dos devanados, un aspecto interesante de esta técnica es que los dos devanados guardan entre sí una posición ortogonal. Finalmente, en el problema 8-4-12 de la página 397 de [4], se describe una técnica que es más parecida a la que se utiliza en este trabajo, y dice textualmente "... dos bobinas excitadoras planas se colocan lado con lado en el mismo plano. Ambas están conectadas al oscilador (~100 kHz modulados a ~500 Hz), pero las bobinas están conectadas de manera que el campo entre ellas es cero (equilibrado). Un tercer detector, o bobina buscadora, se sitúa en este punto. Su salida rectificada se conecta a un amplificador y transductor de audio. Cuando se introduce en el campo un objeto metálico, el balance se rompe y se induce una tensión en la bobina buscadora, produciendo un tono audible de 500 Hz ...".

de resonancia del CRP, entonces el circuito entra en resonancia, produciéndose un campo magnético grande, y por lo tanto un desbalance mucho mayor en el sistema.

Como se explicó en los dos párrafos anteriores, la presencia de un objeto ferromagnético o de un CRP producen un desbalance en el sistema, cuando éstos se introducen entre las antenas. Para evitar esta ambigüedad en el sistema, se necesita aplicar una técnica que permita distinguir entre estos dos objetos. El hecho de que el campo que radía la antena transmisora sea de frecuencia variable, se hace con la finalidad de poder diferenciar entre el objeto ferromagnético y el CRP; esto se puede hacer debido a que el desbalance producido por el primero, ocurre en todo el intervalo de frecuencia (de 3.8 a 4.2 MHz), mientras que el desbalance producido por el segundo, ocurre únicamente en una sola frecuencia (4 MHz).

El desbalance en el campo magnético se traduce en un incremento en la amplitud de la señal que recibe la antena receptora; entonces, analizando la amplitud de esta señal, se puede determinar que tipo de objeto es el causante del desbalance en el sistema.

Como la amplitud de la señal que se recibe en la antena receptora nos proporciona la información necesaria para determinar si el CRP se encuentra entre las antenas, se puede prever que el circuito de recepción contiene un demodulador de amplitud modulada (éste permite extraer la envolvente de la señal recibida) y un circuito de decisión. Este último, de acuerdo a la información que extrae del demodulador de AM, determina si el CRP se encuentra presente entre las antenas.

## CAPÍTULO 2. CIRCUITO TRANSMISOR

El circuito transmisor es el encargado de generar el tipo de señal requerido en el sistema y de enviarla, por medio de la antena transmisora, hacia la receptora. También este circuito proporciona las señales de referencia que requiere el circuito receptor. El circuito transmisor se puede separar en cuatro bloques funcionales como se aprecia en la figura 10 (la idea de utilizar un esquema de este tipo se obtuvo de [5]).

En el diagrama de bloques de la figura 10, la señal proveniente del generador de onda triangular controla la frecuencia de un oscilador controlado por voltaje (VCO por sus siglas en inglés); la señal que produce el VCO es de frecuencia variable y su frecuencia central es de 4 MHz; después, esta señal se amplifica y se filtra para quitarle componentes armónicas; finalmente la señal se envía a la antena transmisora, que se encarga de radiarla.

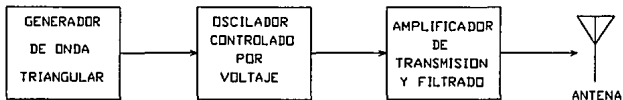


Figura 10.- Diagrama de bloques del circuito transmisor.

### 2.1 Generador de Onda Triangular

El primer bloque corresponde a un generador de onda triangular. Este generador tiene como función generar la señal moduladora que se utiliza en el oscilador controlado

por voltaje. El generador de onda triangular consta en primer lugar de un temporizador LM555<sup>3</sup>. Este circuito está alambrado para que funcione como un oscilador astable. La frecuencia de operación de este oscilador está definida por la ecuación 20 [6].

$$f_0 = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1} \quad (20)$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  son de 8 y 15 K $\Omega$  respectivamente (valores recomendados en [6]), el valor del capacitor es de 470 nF, por lo que la frecuencia de operación es de 80 Hz. La forma de onda que genera este circuito es una señal cuadrada con un ciclo de trabajo de 1/4 aproximadamente, el ciclo de trabajo se calcula con la ecuación 21 [6]

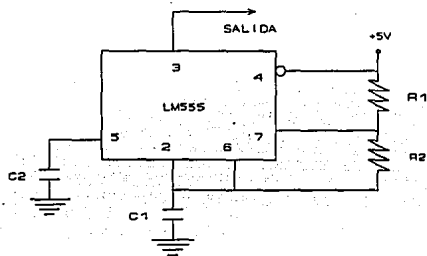


Figura 11.- Circuito temporizador LM555 configurado para trabajar como oscilador astable.

<sup>3</sup> El circuito temporizador L555 es un dispositivo altamente estable, capaz de producir retardos exactos de tiempo, u oscilaciones. En el modo de operación como oscilador astable, la frecuencia de carrera libre y el ciclo de trabajo se controlan con exactitud por medio de dos resistores y un capacitor externos. Este circuito es de uso muy generalizado, fácil de conseguir y bastante económico.



$$D = \frac{R_1}{(R_1 + 2R_2)} \quad (21)$$

La señal de salida del oscilador estable se introduce a la entrada CK (reloj) de un "flipflop" *JK*, el cual está alambrado para que funcione como un "flipflop" tipo *T*. Esto se logra fijando la dos entradas, *J* y *K*, a un uno lógico. El "flipflop" tipo *T* actúa como un divisor de frecuencia (la divide entre dos), por lo que a la salida del "flipflop" se tiene una señal cuadrada con una frecuencia de 40 Hz y con un ciclo de trabajo de 50%. Esta señal de 40 Hz se utiliza como señal de referencia en el detector síncrono del circuito receptor. También esta señal se introduce a un segundo "flipflop" *T*, con la finalidad de volver a dividir por dos a la frecuencia, y así obtener una señal de 20 Hz.

La señal de salida del segundo "flipflop" pasa entonces a un circuito integrador, el cual integra la señal cuadrada y así se genera una señal triangular.

En la figura 12 se muestra un circuito integrador; si se hace un análisis, se obtiene que la relación entre su entrada y su salida está dada por la ecuación 22 [16].

$$V_s = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_e dt \quad (22)$$

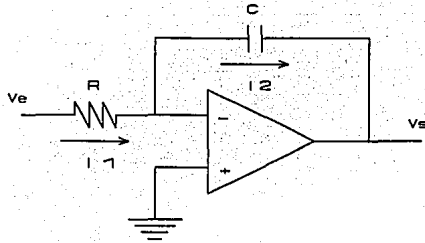


Figura 12.- Circuito integrador ideal.

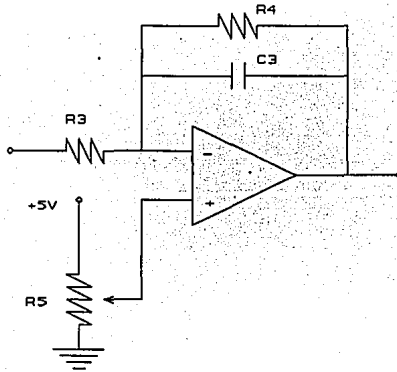


Figura 13.- Circuito integrador práctico.

Como la señal de entrada al integrador tiene una componente de corriente directa, es necesario eliminar ésta para que la señal, a la salida del integrador, sea exclusivamente

de corriente alterna. Para eliminar dicha componente de CD, se le suma un voltaje de CD que contrarreste el voltaje de CD de la señal de entrada; esto se hace con el potenciómetro  $R_5$  (10 K $\Omega$ ) como se aprecia en la figura 13<sup>4</sup>. También se agrega la resistencia  $R_4$ , la cual tiene un valor alto (470 K $\Omega$ ), en paralelo con el capacitor  $C_3$ , para que el integrador no tienda a saturarse por la presencia de alguna pequeña componente de CD a la entrada del mismo.

A la salida del integrador se desea una señal triangular de 2 Volts de amplitud<sup>5</sup>; para lograrlo, se fija el valor del capacitor  $C=C_3=0.47 \mu\text{F}$ , y a partir de la ecuación 22, sabiendo que la señal de entrada  $V_e=1.8$  Volts, el intervalo de integración es 25 ms (igual a un medio del período de la señal de entrada cuya frecuencia es 20 Hz), se puede obtener que  $R=R_3=47 \text{ K}\Omega$ .

Finalmente la señal triangular se envía a otro amplificador operacional TL082<sup>6</sup>, con la finalidad de poder ajustar con mayor facilidad las características que debe tener ésta (amplitud y valor de la componente de CD) para emplearla como la señal controladora de la frecuencia en el VCO (como se verá más adelante). El TL082 está alambreado para trabajar como un circuito sumador inversor con ganancia unitaria ( $R_8=R_9=R_{10}$ ), este circuito

---

<sup>4</sup> La componente de directa se podría eliminar con un capacitor, pero como la frecuencia de la señal de entrada es muy baja (20 Hz), el valor del capacitor tendría que ser muy grande para no distorsionar dicha señal.

<sup>5</sup> El voltaje de esta señal no necesariamente tiene que ser 2 volts, éste puede ser distinto, sólo se tiene que asegurar que el voltaje sea más grande que el voltaje que necesita el VCO para realizar el barrido de frecuencia deseado (este voltaje es de 300 milivolts como se verá más adelante).

<sup>6</sup> El TL082 es un amplificador operacional de propósito general, tiene una tasa de variación de voltaje contra tiempo de 13 V/ $\mu\text{s}$ , muy bajas corrientes de polarización de entrada, muy bajas corrientes desviadas de entrada ("offset"), muy alta impedancia de entrada (del orden de  $10^{12} \Omega$ ). Es un circuito muy difundido, fácil de conseguir y económico. Por estas razones se utilizó en el diseño de este sistema (en las partes en donde se maneja baja frecuencia).

se puede ver en la figura 14.

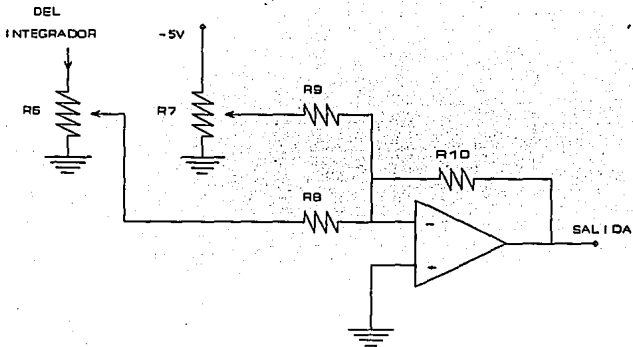


Figura 14.- Circuito sumador inversor de ganancia unitaria.

En esta configuración la amplitud de la señal triangular se controla por medio de un divisor de voltaje, con el potenciómetro  $R_6$ ; la componente de CD de la señal triangular se controla con el potenciómetro  $R_7$  (todos los potenciómetros en el generador de onda triangular son multivuelta, con la finalidad de permitir un ajuste más fino y sencillo de los parámetros de dicha señal).

## 2.2 Oscilador Controlado por Voltaje

La segunda parte del circuito transmisor de la figura 10, corresponde a un oscilador

controlado por voltaje 74LS629<sup>7</sup> (antes 74LS124) [7], también conocido como VCO (por sus siglas en inglés).

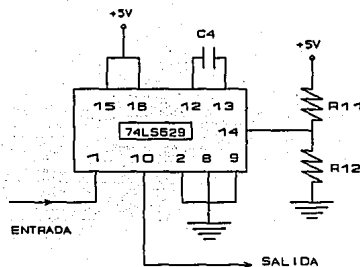


Figura 15.- Oscilador controlado por voltaje (VCO).

Este circuito, como se puede apreciar en la figura 15, requiere del empleo de un capacitor externo ( $C_4$ ); la frecuencia de salida se controla por medio de dos entradas sensibles a la tensión, una de ellas (terminal 14), controla el intervalo de barrido de frecuencia<sup>8</sup>, y la otra (terminal 1), la frecuencia real (por esta terminal se introduce la señal moduladora).

El capacitor  $C_4$  que se empleó fue de 33 pF; el voltaje que se aplicó a la terminal que

---

<sup>7</sup> El 74LS629 contiene dos osciladores controlados por voltaje independientes, la frecuencia de operación de cada uno de ellos se fija por medio de un componente externo (un capacitor), tiene una operación muy estable contra variaciones de temperatura, puede operar a frecuencias que van de 0.12 Hz a 85 MHz. No se pudo conseguir otro VCO integrado que pudiera trabajar a una frecuencia de 4 MHz (un VCO típico, el LM565 trabaja a una frecuencia máxima de 1 MHz).

<sup>8</sup> El intervalo de barrido de frecuencia es el valor máximo menos el valor mínimo de frecuencia que se puede alcanzar con la terminal de control de frecuencia (terminal 1), entre mayor sea el voltaje en la terminal 14, mayor será el intervalo de frecuencia que se puede controlar con la terminal 1; la terminal 14 normalmente está conectada a un valor fijo de voltaje.

controla el intervalo de frecuencia fue de 2.5 Volts (con este valor se puede lograr un barrido de frecuencia que va desde 1.8 MHz a cerca de 20 MHz), este voltaje se fijó por medio de un divisor de voltaje  $R_{11}$  y  $R_{12}$ , ambas de 1.2 K $\Omega$ .

La señal proveniente del generador de onda triangular se introduce por la terminal de control de frecuencia; la amplitud de la señal triangular es aproximadamente de 300 milivolts y tiene una componente de CD de 1 Volt; con estos parámetros se logra que la frecuencia central del VCO sea de 4 MHz, con un intervalo de variación que va desde 3.8 a 4.2 MHz. La señal de salida se puede ver como una señal cuadrada modulada en frecuencia por una señal triangular y tiene una amplitud de 4 Volts aproximadamente.

### 2.3 Amplificador de Transmisión y Filtrado

La señal proveniente del VCO tiene muchas componentes armónicas de alta frecuencia que no es deseable transmitir; debido a esto, esta señal se envía al tercer bloque del transmisor, el cual tiene como función amplificar y filtrar la señal proveniente del VCO. En la figura 16 se muestra un diagrama del amplificador que se utilizó, el cual es un amplificador operacional de alta velocidad (CA3450<sup>9</sup>) [8] alambrado en configuración inversora con ganancia de diez; esta ganancia tan grande se le da con la finalidad de saturar completamente al amplificador operacional y con esto obtener la máxima amplitud posible que para este caso es de 8 Volts pico a pico. Este amplificador operacional es capaz de

---

<sup>9</sup> El CA3450 es un amplificador operacional de alta velocidad, tiene una tasa de variación de voltaje contra tiempo de 330 V/ $\mu$ s (25 veces más rápido que un TL082). Este circuito es capaz de manejar cargas de 50  $\Omega$  (impedancia de la antena transmisora). Este circuito fue el único amplificador operacional de alta velocidad que se pudo conseguir en México, y debido a sus características de velocidad, satisface las necesidades de diseño para la parte de alta frecuencia (tanto en el transmisor como en el receptor).

manejar cargas de 50 ohms.

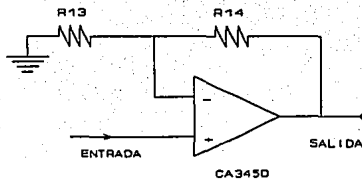


Figura 16.- Amplificador de alta velocidad CA3450.

La señal a la salida del amplificador sigue siendo cuadrada, y sigue teniendo una gran cantidad de frecuencias armónicas que es necesario filtrar; entonces, esta señal se envía a un filtro pasivo paso bajas tipo Chebyshev de séptimo orden. La frecuencia de corte de este filtro es de 4.4 MHz, tiene una atenuación de 3 dB a la frecuencia de 5.2 MHz, de 20 dB a 6.41 MHz y 40 dB a 8.33 MHz. Este filtro se obtuvo de las tablas de filtros de ARRL [9]. Un diagrama de tal filtro se muestra en la figura 17.

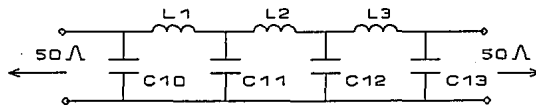


Figura 17.- Filtro pasivo paso bajas Chebyshev de séptimo orden.

En este filtro los valores de los capacitores son  $C_{10}=C_{13}=510$  pF, y  $C_{11}=C_{12}=1200$  pF; los valores de las bobinas deben ser  $L_1=L_3=2.43$   $\mu$ H y  $L_2=2.91$   $\mu$ H. Las inductancias se fabricaron manualmente, tienen núcleo de madera (a partir de un lápiz) y sus dimensiones son las siguientes:

$L_1$  y  $L_2$  tienen un diámetro medio de 7.4 mm, una longitud de 11 mm y 24 vueltas; y  $L_3$  tiene un diámetro medio de 7.4 mm, una longitud de 14 mm y 30 vueltas. En todas las bobinas se utilizó alambre de magneto calibre 26 AWG, el cual tiene un diámetro de 0.405 mm.

Las bobinas se midieron con un puente digital con resolución de 0.1  $\mu$ H, y se obtuvieron los siguientes valores: para  $L_1$  y  $L_3$  la inductancia fue de 2.4  $\mu$ H, y para  $L_2$  fue de 2.9  $\mu$ H. También el manual ARRL [9] contiene una expresión aproximada para calcular la inductancia de este tipo de bobinas (ecuación 23)

$$L(\mu H) = \frac{d^2 n^2}{18d + 40l} \quad (23)$$

En esta fórmula,  $L$  es la inductancia de la bobina en  $\mu$ H;  $d$  es el diámetro de la bobina en pulgadas;  $l$  es la longitud de la bobina en pulgadas; y  $n$  es el número de vueltas. Si se utiliza esta fórmula con los parámetros de las bobinas, da por resultado que  $L_1$  y  $L_3$  son igual a 2.16  $\mu$ H y  $L_2$  es igual a 2.79  $\mu$ H; como puede verse, a pesar de que los resultados que arroja esta ecuación son menores a los medidos, el uso de esta fórmula es muy aproximada y da una buena idea de las dimensiones que deben tener este tipo de bobinas.



## 2.4 Antena Transmisora

La antena transmisora es del tipo lazo ("loop") en forma de "8", como se muestra en la figura 18. Esta antena está construida con cable coaxial RG-58, y es de una sola vuelta. Las dimensiones de la antena son 38 cm de ancho por 76 cm de largo. El cable coaxial está montado sobre un marco de madera para darle rigidez mecánica. En uno de los extremos del cable coaxial que constituye la antena, se colocó un terminador<sup>10</sup> de 50 Ohms, con esto se logra que la impedancia que ve el transmisor sea de 50 Ohms (la idea de colocar el terminador se obtuvo a partir de la antena de un detector de campo H descrita en [10]). La malla del cable coaxial, con un corte de aproximadamente 2 cm, sirve como blindaje para la antena de lazo, y con esto se logra una disminución del llamado "efecto antena" [11] (ver también las páginas B-40 a B-42 de [13]). Con el "efecto antena", una antena de lazo, captura señales de polarización vertical que alteran el patrón de radiación de la misma. Como se vio en el capítulo uno, se debe procurar que el patrón de radiación de estas antenas sea simétrico, por esto es necesario disminuir el "efecto antena" lo más posible.

---

<sup>10</sup> Un terminador es un dispositivo que se coloca al final de una línea de transmisión, su propósito es el de absorber toda la potencia que le llega, de tal manera que no refleje absolutamente nada de potencia. Los terminadores, para evitar la reflexión, tienen una impedancia igual a la impedancia característica de la línea de transmisión.

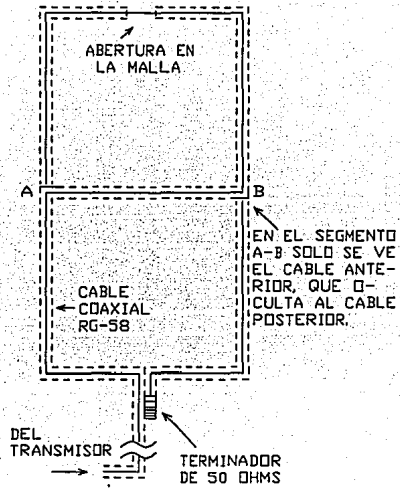


Figura 18.- Antena transmisora.

### CAPÍTULO 3. CIRCUITO RECEPTOR

El diagrama de bloques del circuito receptor se muestra en la figura 19 (la idea de utilizar un esquema de este tipo se obtuvo de [5]). En primer lugar se observa la antena receptora, que se encarga de recibir la señal que envía el transmisor; después, la antena envía la señal recibida hacia un amplificador, el cual, le da a la señal la amplitud suficiente para poder trabajar con ella; en seguida, la señal pasa a un demodulador de AM; una vez demodulada, la señal se introduce a un detector síncrono (también llamado *coherente*), el cual compara la frecuencia de la señal con una frecuencia de referencia; la señal que sale del detector síncrono entra a un detector de ventana (comparador de dos niveles), éste compara la amplitud de la señal con un voltaje de umbral; finalmente, de acuerdo al resultado de la comparación de voltaje, el detector de ventana, activa o desactiva una señal que controla el encendido de la señal indicadora, y así puede notificar al usuario si el sistema se ha activado. A continuación se describirá en forma más detallada cada uno de los bloques.

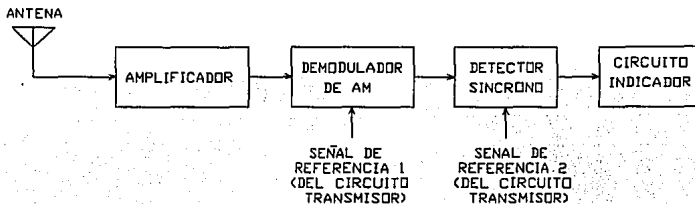


Figura 19.- Diagrama de bloques del circuito receptor.

### 3.1 Antena Receptora

La antena receptora se encarga de recibir la señal proveniente de circuito transmisor, esta antena es del tipo de lazo ("loop"), sus dimensiones son 60 cm de ancho por 75 cm de largo, es de una sola vuelta. Al igual que la antena transmisora, esta antena esta blindada, en este caso el blindaje se hizo con un tubo de cobre flexible de 5/16 de pulgada. Para el diseño de esta antena se tomó como base la antena descrita en [12]. Un esquema de esta antena muestra en la figura 20.

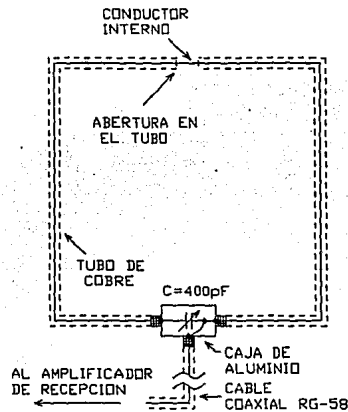


Figura 20.- Antena Receptora.

La antena se debe sintonizar a 4 MHz; como la inductancia de la antena es de  $4 \mu\text{H}$  y la capacitancia parásita es de 132 pF (estos datos se midieron directamente con un puente RLC), para poder sintonizarla a la frecuencia requerida, se requiere una capacitancia adicional de 263 pF, esta capacitancia adicional se proporciona por medio de un capacitor

variable de 400 pF. De la antena sale un cable coaxial tipo RG-58 de 50 ohms que envía la señal recibida hacia el amplificador de recepción. Nótese que el circuito eléctrico de la antena se cierra a través de la capacitancia parásita, que se forma entre el conductor central y el tubo de cobre. Nótese también que esta antena no está eléctricamente balanceada, lo que causará algunos problemas (estos problemas, como se verá más adelante, se resolvieron mediante la inclusión de un circuito recortador).

### 3.2 Amplificador de Recepción

El segundo bloque de la figura 19 corresponde a un circuito amplificador de tres etapas. En este diseño se utilizaron amplificadores operacionales de alta velocidad CA3450 [8], cada una de las etapas se alambrió como el circuito de la figura 21<sup>11</sup>.

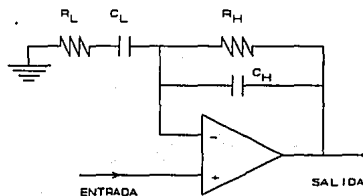


Figura 21.- Circuito amplificador de recepción.

La función de transferencia del circuito de la figura 21 está dada por la ecuación 24 [13]. La respuesta en frecuencia de este amplificador es similar a la de un filtro

---

<sup>11</sup> El amplificador de recepción se tuvo que montar en una tarjeta de circuito impreso, ya que las tabletas de conexiones comunes presentan altas capacitancias parásitas entre las terminales de las mismas, produciendo éstas, efectos indeseables en el desempeño del amplificador.

pasobanda en donde la frecuencia alta de corte la define el polo localizado en  $1/(2\pi R_H C_H)$ , mientras que la frecuencia baja de corte la define el polo colocado en  $1/(2\pi R_L C_L)$ . En este diseño, se escogieron como 3.44 MHz y 4.8 MHz a las frecuencias baja y alta de corte respectivamente (con el objeto de tener un máximo en 4 MHz aproximadamente). Los componentes pasivos que cumplen las condiciones anteriores fueron  $R_H=2.2\text{ K}\Omega$ ,  $C_H=15\text{ pF}$ ,  $R_L=68\ \Omega$  y  $C_L=680\text{ pF}$ . Las tres etapas son iguales y la ganancia de cada una de ellas es de 25.97 dB aproximadamente. Combinando las tres etapas la ganancia total es 77.9 dB. La gráfica de la respuesta en frecuencia de las tres etapas amplificadoras se muestra en la figura 22.

$$H(s) = \frac{s R_H C_L}{(s R_H C_H + 1)(s R_L C_L + 1)} + 1 \quad (24)$$

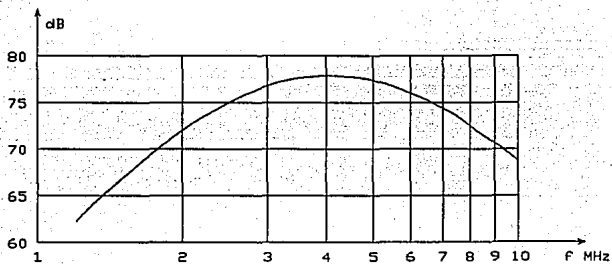


Figura 22.- Respuesta en frecuencia del amplificador de entrada.

### 3.3 Demodulador de Amplitud Modulada

El siguiente bloque corresponde a un demodulador de amplitud modulada. Este circuito está físicamente construido con un circuito multiplicador de señales, también conocido como mezclador, y un filtro paso bajas. A continuación, se verá el funcionamiento de este demodulador.

Sea una señal modulada en amplitud  $S(t)$  [14]:

$$S(t) = A [1 + mf(t)] \text{sen}(\omega_c t) \quad (25)$$

en donde  $A$  es la amplitud de la señal portadora;  $1 + mf(t)$ , es la señal moduladora;  $\omega_c$ , es la frecuencia angular de la señal portadora; y  $m$ , es el índice de modulación; el cual, normalmente es menor que 1. Si a la señal  $S(t)$  se le multiplica por una señal senoidal  $V_L(t)$  (a ésta también se le conoce como señal del oscilador local), que tiene la siguiente forma:

$$V_L(t) = V \text{sen}(\omega_c t) \quad (26)$$

en donde  $V$  es la máxima amplitud de la señal; entonces, el producto da como resultado una señal  $V_O(t)$ , que tiene la siguiente forma:

$$V_O(t) = VA [1 + mf(t)] \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t) \right] \quad (27)$$

como la frecuencia de la señal portadora es mucho mayor que la frecuencia de la señal

moduladora, entonces, es muy fácil bloquear el componente  $\cos(2\omega t)$  con un filtro paso bajas, quedando por consiguiente, una señal  $V_{OL}(t)$ , que es proporcional a la amplitud de la señal moduladora (ecuación 28).

$$V_o(t) = \frac{VA}{2} [1 + mf(t)] \quad (28)$$

La etapa multiplicadora o mezcladora se construyó con un circuito MC1496<sup>12</sup> [15]; en la figura 23 se muestra un diagrama de conexiones de dicha etapa:

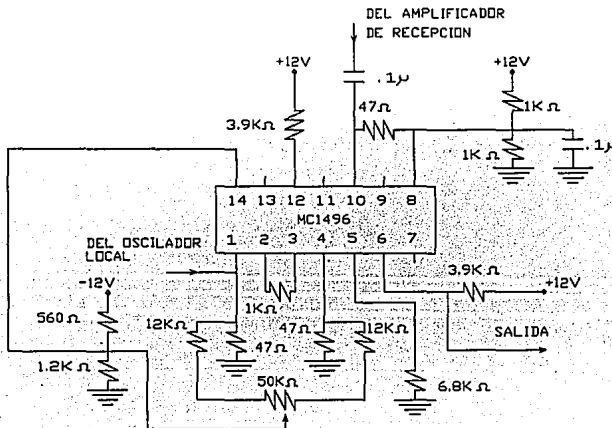


Figura 23.- Circuito mezclador construido a partir de un MC1496.

<sup>12</sup> El MC1496 es un modulador/demodulador balanceado, este circuito se empleó en el diseño por ser un circuito de uso común, fácil de conseguir y económico.



La señal que recibe la antena, y que posteriormente se amplifica, es una señal modulada en amplitud y en frecuencia; el hecho de que la portadora esté modulada en frecuencia, no altera en nada el funcionamiento del detector coherente; ya que la señal de referencia o del oscilador local  $V_L(t)$  es la misma señal que envía la antena transmisora; a la salida del mezclador se tiene una señal como la de la ecuación 27, con la única diferencia, de que la frecuencia angular  $\omega_c$  varía con el tiempo; pero, como en esta aplicación únicamente interesa la envolvente de la señal recibida (que es una señal de banda base y ancho de banda reducido), el término que contiene  $\omega_c$  se elimina con un filtro pasobajas, quedando así, una señal que tiene la forma de la ecuación 28.

Antes de enviar la señal de salida del mezclador al filtro pasobajas, se manda a un amplificador diferencial [16]; este amplificador transforma la señal balanceada del mezclador, a una señal desbalanceada, y elimina la componente de directa (ésta no es conveniente amplificarla); un diagrama de dicho circuito se muestra en la figura 24; en este circuito la ganancia la define la constante  $K$ , que para esta etapa, tiene un valor de 4 aproximadamente.

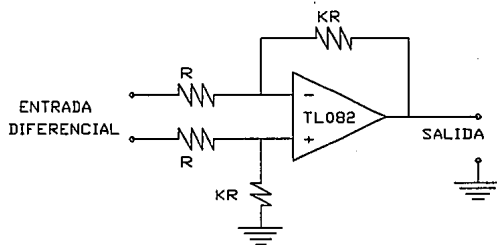


Figura 24.- Amplificador diferencial con ganancia  $K$ , construido con un circuito TL082, para rechazar el modo común (la componente de directa está en modo común).

La señal que sale del amplificador diferencial se introduce a un filtro pasobajas; este filtro tiene la función de eliminar los términos de frecuencias altas que aparecen en la ecuación 27; como las frecuencias que se requieren eliminar son del orden de megahertz, y el ancho de banda de interés es de unas cuantas centenas de Hertz, entonces, se eligió un filtro tipo Chebyshev de segundo orden, con una frecuencia de corte de 1 KHz, y un nivel de rizo de 0.1 dB (el diagrama de este filtro se muestra en la figura 25). En el diseño de este filtro se utilizó el procedimiento descrito en el apéndice A. Los componentes de este filtro son los siguientes:  $R=120\text{ K}\Omega$ ,  $C_1=2.2\text{ nF}$ ,  $C_2=920\text{ pF}$ .

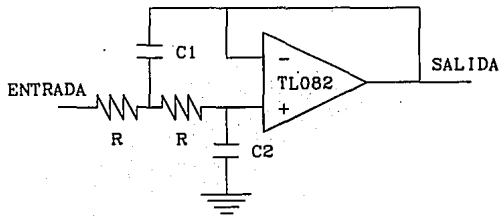


Figura 25.- Filtro paso-bajas Chebyshev de segundo orden.

Al construir el sistema, a la salida del filtro pasobajas, se obtuvo una señal que tiene una forma similar a la señal de la figura 26a; esta señal apareció en condiciones normales de operación (cuando no están presentes, en las cercanías de las antenas, ningún objeto, ni tampoco el circuito resonante pasivo).

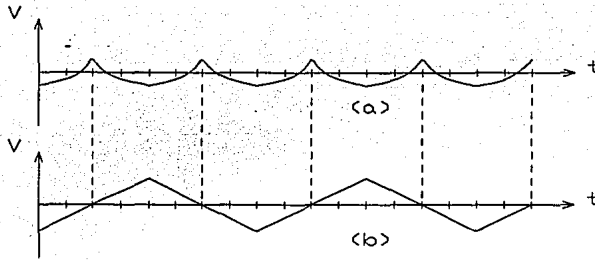


Figura 26.- a) Forma de onda a la salida del demodulador de AM en condiciones normales de operación. b) Señal moduladora de 20 Hz.

En la figura 26b se incluye una señal triangular, que representa la señal moduladora de FM que se utiliza en el circuito transmisor; esta señal se usa como referencia y tiene una frecuencia de 20 Hz. Es deseable que la señal que se ve en la figura 26a sea cero, para que así, cualquier pequeño desbalance producido por el circuito resonante pasivo, genere una señal fácilmente detectable. En este caso, esta señal distinta de cero se debe a que las antenas no están eléctricamente balanceadas, además de una construcción deficiente de las mismas. Es por esta razón, que en el proceso de construcción de las antenas, se debe poner especial cuidado en conservar la geometría idónea y la simetría de las mismas, ya que una construcción deficiente ocasiona una disminución en la sensibilidad del sistema.

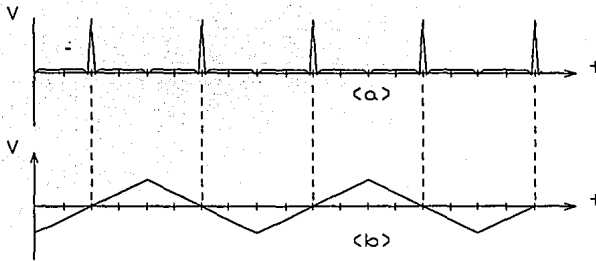


Figura 27.- a) Señal a la salida del demodulador de AM cuando se encuentra presente el circuito resonante pasivo. b) señal moduladora de 20 Hz.

En la figura 27a se muestra la señal de salida del demodulador de AM cuando se encuentra presente el CRP, también se incluye, en la figura 27b, a la señal triangular como referencia. Cuando está presente el circuito resonante pasivo, se producen pulsos de amplitud relativamente grande y con frecuencia igual a 40 Hz; Los pulsos se producen cada vez que la frecuencia de la portadora de la señal transmisora se iguala a la frecuencia de resonancia del circuito resonante pasivo (que para este diseño se fijó en 4 MHz). Como la señal que modula la frecuencia de la señal transmisora es la onda triangular de la figura, existen dos puntos durante cada ciclo, en donde ambas frecuencias son iguales, de aquí que se produzcan dos pulsos por período de la señal triangular.

Para eliminar la señal que apareció en la figura 26a, se utilizó el circuito que se muestra en la en la figura 28; en este circuito, los diodos bloquean toda señal cuya amplitud se encuentre en el intervalo de -0.7 a +0.7 volts, dejando pasar el resto de la señal. Los pulsos, en el peor de los casos (máxima distancia de la antena transmisora), en la figura 27a,

tienen una amplitud mayor a 0.7 volts, por lo que se asegura que cuando menos una parte del pulso pase el nivel de umbral del circuito recortador. La señal que sale del circuito recortador se envía a un circuito amplificador con ganancia de 15; con el empleo de este amplificador, los pulsos son ahora de una amplitud relativamente grande (de varios Volts); y con esta amplitud ya se pueden enviar a las siguiente etapa.

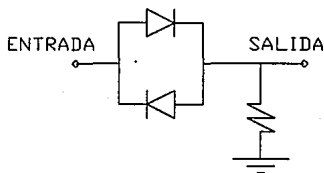


Figura 28.- Circuito recortador, elimina señales menores a 0.7 volts.

### 3.4 Detector Síncrono

El siguiente bloque corresponde a un detector síncrono, cuyo funcionamiento es similar al del demodulador de amplitud modulada que se analizó previamente. El propósito de este circuito es detectar la presencia de una componente de frecuencia (que para este sistema en particular es de 40 Hz).

Al igual que en el demodulador de AM, el detector síncrono incluye un circuito multiplicador o mezclador (exactamente igual al de la figura 23), que realiza la multiplicación de 2 señales, las señal  $S(t)$  y  $V_L(t)$ . A continuación se mostrará el funcionamiento del demodulador de AM.

Sea  $S(t)$  una señal del siguiente tipo:

$$S(t) = A \operatorname{sen}(\omega_1 t) \quad (29)$$

y  $V_L(t)$  una señal del tipo:

$$V_L(t) = B \operatorname{sen}(\omega_2 t) \quad (30)$$

el producto de ambas da por resultado una señal  $V_o(t)$ , que tiene la forma de la ecuación

31

$$V_o(t) = AB \frac{1}{2} [-\cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t)] \quad (31)$$

La señal  $V_L(t)$ , que también se le conoce como señal del oscilador local, es una señal de referencia de 40 Hz proveniente del circuito transmisor; con la cual, se va a comparar la señal  $S(t)$ , para determinar si esta última contiene un componente frecuencial de 40 Hz. Sí  $S(t)$  tiene la misma frecuencia que  $V_L(t)$ , entonces,  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ ; con esto, la ecuación 31 se convierte en la ecuación 32

$$V_o(t) = AB \frac{1}{2} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (32)$$

Finalmente, si la señal  $V_o(t)$  se pasa a través de un filtro pasobajas, se puede eliminar el término que contiene al coseno, y quedar así, una señal  $V_{ol}(t)$  que tiene la forma de la ecuación 33,

$$V_{ol}(t) = \frac{AB}{2} \quad (33)$$

esta señal de corriente directa aparece únicamente cuando la frecuencia de ambas señales  $S(t)$  y  $V_L(t)$  son iguales; el filtro pasobajas tiene una frecuencia de corte lo suficientemente baja, con la finalidad de eliminar las sumas y diferencias de los posibles componentes armónicos que pudieran tener ambas señales.

Antes de que las señales entren al mezclador, se filtran para eliminar componentes armónicos. La señal de referencia proveniente del circuito transmisor es una señal cuadrada con frecuencia de 40 Hz, esta señal es muy rica en armónicas que es necesario filtrar, así que se le hace pasar por un filtro pasobajas tipo Chebyshev de quinto orden y con frecuencia de corte de 40 Hz<sup>13</sup>; este filtro produce una atenuación de 60 dB a la tercera armónica o de 120 Hz (una señal cuadrada tiene únicamente armónicas impares), por lo que a la salida de este filtro, se tiene una señal prácticamente senoidal. El diseño de este filtro se hizo con base en el procedimiento descrito en el apéndice A. El diagrama de este filtro se puede ver en la figura 29.

---

<sup>13</sup> Los filtros Chebyshev que se presentan en este capítulo presentan una atenuación de 3 dB en la frecuencia de corte.

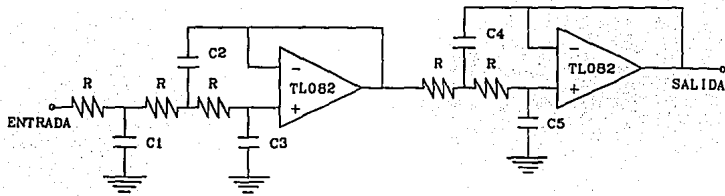


Figura 29.- Filtro paso-bajas Chebyshev de quinto orden.

En este filtro los componentes son los siguientes:  $R=180\text{ K}\Omega$ ,  $C_1=100\text{ nF}$ ,  $C_2=56\text{ nF}$ ,  $C_3=8.2\text{ nF}$ ,  $C_4=150\text{ nF}$  y  $C_5=3.3\text{ nF}$ . La señal detectada proveniente del demodulador de AM, también se requiere filtrar, así que se hace pasar a través de un filtro pasobanda. El filtro pasobanda se hizo colocando dos filtros en cascada, uno paso-bajas y el otro paso-altas; el filtro paso-bajas es exactamente igual al de la figura 29, y los componentes tienen exactamente los mismos valores; en tanto que el filtro paso-altas es de tipo Chebyshev, de quinto orden, y frecuencia de corte de 40 Hz; este filtro produce una atenuación de 40 dB al componente de 20 Hz, y se diseñó utilizando el procedimiento del apéndice A. Un diagrama del filtro paso altas se muestra en la figura 30 (para este filtro los valores de los componentes son:  $C=47\text{ nF}$ ,  $R_1=19\text{ K}\Omega$ ,  $R_2=33\text{ K}\Omega$ ,  $R_3=220\text{ K}\Omega$ ,  $R_4=12\text{ K}\Omega$  y  $R_5=538\text{ K}\Omega$ ).



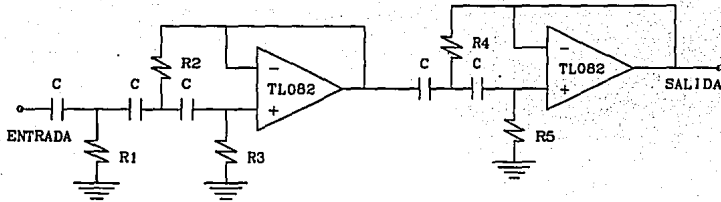


Figura 30.- Filtro paso-altas Chebyshev de quinto orden.

Cuando la señal sale del mezclador, se envía a un amplificador diferencial (similar al de la figura 24); el cual, en esta etapa, proporciona una ganancia aproximadamente de 200, y transforma la señal balanceada del mezclador, en una señal desbalanceada. Una vez amplificada la señal, se tiene que pasar por un filtro pasobajas (para quitar las componentes altas de frecuencia), este filtro es tipo Chebyshev, de quinto orden, con 0.1 dB de rizo, y con frecuencia de corte de 10 Hz (similar al de la figura 29). Los componentes de este filtro son los siguientes:  $R=330\text{ K}\Omega$ ,  $C_1=220\text{ nF}$ ,  $C_2=120\text{ nf}$ ,  $C_3=18\text{ nF}$ ,  $C_4=330\text{ nF}$  y  $C_5=7.6\text{ nF}$ .

### 3.5 Circuito Indicador

En esta etapa del circuito, cuando se encuentra presente el circuito pasivo, a la salida del detector síncrono se tiene una componente de corriente directa (aunque es posible que también aparezca una componente de CD cuando se encuentren trozos o láminas grandes de metal entre las antenas). Esta componente de CD puede ser tanto negativa como

positiva, según la ubicación del circuito resonante pasivo. Es por esta razón, que esta señal se envía a un comparador de ventana, como el que se muestra en la figura 31. Este circuito está formado por dos comparadores de propósito general, cuyas salidas se suman por medio de un par de diodos; evitando así, producir un corto entre las salidas de ambos amplificadores operacionales.

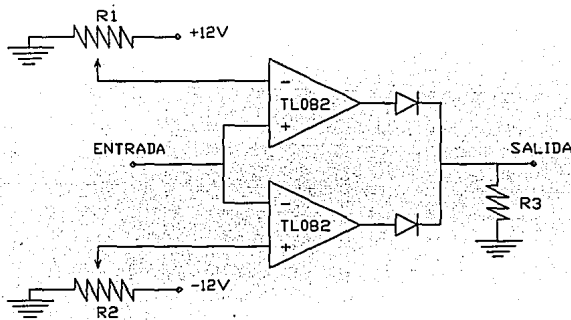


Figura 31.- Circuito comparador de ventana.

En la figura 32 se muestra una gráfica del voltaje de entrada contra el de salida de este comparador; en esta gráfica se puede apreciar que cuando el voltaje de entrada al comparador es menor que el voltaje de umbral  $U_1$ , se produce una salida alta (voltaje  $V^+$ ); lo mismo ocurre cuando el voltaje de entrada es mayor que el voltaje de umbral  $U_2$ ; en caso contrario, cuando el voltaje de entrada se encuentra dentro del intervalo  $U_1-U_2$ , la señal de salida del comparador será cero.

Este circuito cumple con dos funciones: primero, con el empleo de los potenciómetros  $R_1$  y  $R_2$  se pueden ajustar los voltajes de umbral  $U_1$  y  $U_2$ ; si estos voltajes se hacen más pequeños, el sistema se puede hacer más sensible a la presencia del CRP, pero menos resistente a perturbaciones externas; si los voltajes  $U_1$  y  $U_2$  se ajustan a un valor más grande, ocurre lo contrario; y segundo, la señal de salida de este circuito es digital; esto es, la señal de salida es alta o es baja, y este es el tipo de señal que se requiere para indicar al usuario que el sistema se ha activado.

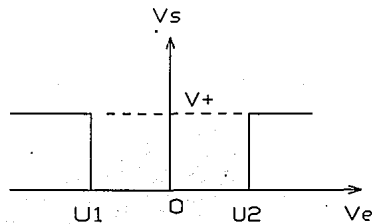


Figura 32.- Voltaje de entrada vs voltaje de salida en un comparador de ventana.

Un ejemplo de lo que se puede hacer con la señal digital es enviarla a un transistor TIP41C; el cual, sirve como interruptor para activar un zumbador. Cuando se le envía al transistor una señal alta, éste se satura, y el zumbador suena; cuando la señal de entrada al transistor es baja, éste se corta, y el zumbador permanece en silencio.

## CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

### 4.1 Objetivo

Después de haber construido el sistema de detección de circuitos resonantes pasivos, como se explicó en los capítulos anteriores, se hicieron algunos experimentos con la finalidad de conocer las áreas en donde se puede detectar al CRP con mayor facilidad y en donde no es posible detectarlo; así como conocer la respuesta del sistema ante objetos distintos al CRP, especialmente los metálicos.

### 4.2 Metodología

La metodología de los experimentos consistió en colocar al CRP en posiciones significativas, de tal forma que las mediciones permitieran extrapolar los resultados, y así poder distinguir las áreas sensibles de las no sensibles. Para determinar que tan sensible era el sistema en cierta posición del CRP, se midió, para cada una de éstas, el voltaje a la entrada del detector de ventana (a partir de ahora se denominará voltaje  $V_y$ ). Las posiciones más significativas del CRP son, en general, los casos extremos; es decir, posiciones en el lado de la antena transmisora y en el lado de la antena receptora, posiciones en el eje central de las antenas, así como posiciones en los extremos de las mismas. En cada uno de los experimentos se movió al CRP en forma gradual (incrementos de un centímetro). Las mediciones se hicieron con las antenas separadas 60 cm entre sí (esta es la máxima distancia en la cual se pudo detectar al CRP en forma satisfactoria).

### 4.3 Circuito Resonante Pasivo (CRP)

A continuación se presenta una descripción del CRP que se utilizó para hacer las pruebas. Una ventaja importante de un CRP de este tipo es que puede fabricarse con una forma plana, de tamaño reducido, y a bajo costo, de tal forma que es muy fácil y económico colocarlo en los artículos que se requieran detectar. En la figura 33 se puede ver un dibujo de dicho CRP.

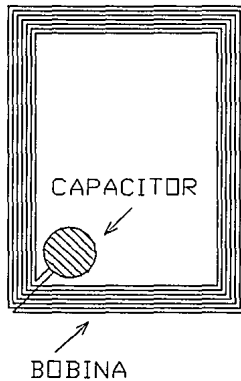


Figura 33.- Circuito resonante pasivo.

Las dimensiones de este circuito son: 5.0 cm de ancho por 6.5 cm de largo. La bobina está hecha con alambre de magneto de calibre 30 AWG (este alambre tiene 0.255 mm de diámetro), tiene 15 vueltas y un inductancia de  $28 \mu\text{H}$ . El capacitor es del tipo cerámico de 56 pF. Si se desprecia la resistencia de este circuito resonante, su frecuencia de resonancia  $f_0$  se define por medio de la ecuación 34 [14],

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (34)$$

en donde  $L$  y  $C$  son la inductancia y la capacitancia del circuito respectivamente.

Tomando los valores previamente señalados y sustituyéndolos en la ecuación 34 se obtiene que la frecuencia de resonancia  $f_0$  es de 4 MHz, que es la frecuencia de operación del sistema. Pese a que este circuito resonante es muy delgado (el capacitor tiene un ancho de 2.5 mm), es posible fabricar estos circuitos con tecnología de circuito impreso y hacerlas tan delgadas como una calcomanía[17]<sup>14</sup>.

#### 4.4 Experimentos y Resultados

##### *Experimento # 1*

*Objetivo.*- El objetivo de este experimento fue el de observar el comportamiento del sistema cuando el CRP, que se colocó en las cercanías de la antena transmisora, variaba su posición en forma vertical.

*Procedimiento.*- El procedimiento que se utilizó fue el siguiente: inicialmente el CRP se colocó entre las dos antenas, guardando una posición paralela a los planos de ellas; el centro del CRP se colocó en el eje que cruza el centro de las dos antenas, y la separación que guardó el CRP con la antena transmisora (antena en "8") fue de dos centímetros. A partir de esta posición, se movió al CRP en forma vertical (en la dirección  $Y$ , como se ve

---

<sup>14</sup> Algunos sistemas comerciales de detección utilizan este tipo de materiales.

en la figura 34), manteniendo éste, siempre la misma orientación y la misma distancia de separación con respecto a las antenas.

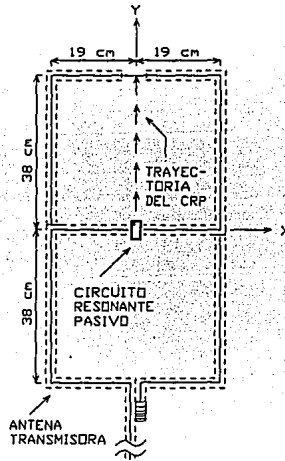


Figura 34.- Experimento # 1, el CRP se mueve en forma vertical siguiendo la trayectoria indicada

**Resultados.-** En la figura 35 se muestra la gráfica de la posición del CRP contra el voltaje  $V_y$ .

**Análisis de los resultados.-** En esta gráfica se puede apreciar que cuando el CRP se coloca exactamente sobre el eje que cruza el centro de las antenas (distancia=0), no se produce ningún desbalance en el circuito receptor (el voltaje  $V_y=0$ ), esto se debe a la simetría que guarda el CRP con respecto al plano XZ y al plano YZ. Después, al ir variando la posición del CRP, dentro de los primeros doce centímetros a partir del centro de las

antena, se producen cambios muy bruscos en el voltaje; esto se debe a que en este intervalo existe una gran variación en la dirección del flujo magnético (producido por la presencia de los conductores centrales de la antenna); a partir de los primeros 12 cm, el voltaje permanece prácticamente constante hasta los 38 cm aproximadamente; a partir de este punto existe un cambio brusco en la dirección del flujo magnético, este cambio coincide con la presencia del conductor horizontal, en el extremo de la antenna (ver figura 34).

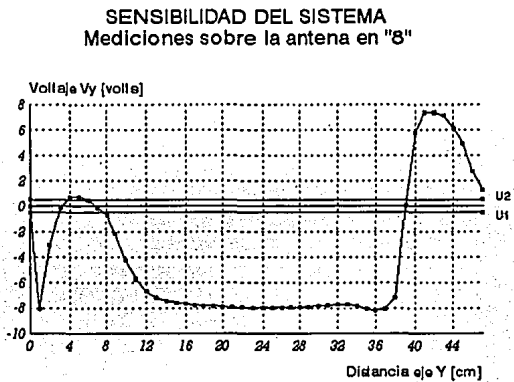


Figura 35.- Voltaje a la entrada del detector de ventana ( $V_y$ ) vs posición del CRP, en el experimento 1.

También se puede apreciar que en algunas posiciones no se detecta al CRP; esto ocurre en las áreas en donde el voltaje  $V_y$  está comprendido entre los voltajes de umbrales  $U_1$  y  $U_2$  del comparador de ventana ( $U_1 < V_y < U_2$ , que se discutieron en el capítulo 3).



## Experimento # 2

*Objetivo.*- El objetivo de este experimento fue el de observar el comportamiento del sistema cuando el CRP, que en esta ocasión se colocó en las cercanías de la antena receptora, variaba su posición en forma vertical.

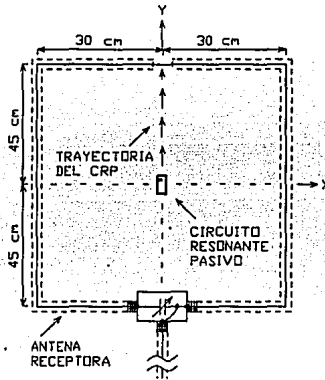


Figura 36.- Experimento # 2, el CRP se mueve en forma vertical siguiendo la trayectoria indicada.

*Procedimiento.*- En este experimento, el CRP se colocó sobre el eje que cruza los centros de las dos antenas, guardando una posición paralela al plano de ellas, similar a la posición en que se colocó en el experimento 1; la diferencia con este experimento es que el CRP se colocó en la cercanía de la antena receptora (antena en "0"). La separación entre el CRP y esta antena fue de dos centímetros. A partir de esta posición, se movió al CRP en forma vertical (en la dirección Y, como se muestra en la figura 36), manteniéndolo en todo

momento paralelo a los planos de las antenas y a una distancia constante de ellas.

*Resultados.*- En la figura 37 se muestra una gráfica que representa la posición del CRP contra el voltaje  $V_y$ .

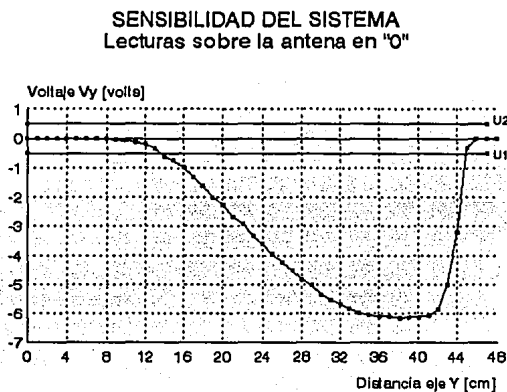


Figura 37.- Voltaje a la entrada del comparador de ventana ( $V_y$ ) vs posición del CRP, en el experimento 2.

*Análisis de los resultados.*- Como se puede apreciar, durante los primeros doce centímetros de la trayectoria que sigue el CRP, el voltaje  $V_y$  es prácticamente cero, esto significa que el CRP no se puede detectar en esta área; a partir de los doce centímetros el voltaje  $V_y$  se incrementa casi en forma lineal hasta los 32 cm; a partir de esta posición, el incremento del voltaje  $V_y$  es apenas perceptible, llegando a un máximo aproximadamente cuando la distancia es de 37 cm. A partir de los 42 cm, el voltaje  $V_y$  se reduce drásticamente hasta llegar a cero prácticamente cuando la distancia es de 46 cm; en esta posición, como

se puede apreciar en la figura 36, el CRP se encuentra ya casi fuera de los límites de la antena receptora. Si se comparan las gráficas de las figuras 35 y 37, se puede ver que cuando el CRP se encuentra más separado de la antena transmisora, el voltaje  $V_y$  que se genera en el circuito receptor es menor. Esto se debe a que entre más alejado esté el CRP de la antena transmisora, el flujo magnético que cruza al CRP es menor, produciéndose por consiguiente un desbalance menor en el sistema.

### Experimento # 3

**Objetivo.-** El objetivo de este experimento es el de observar el comportamiento del sistema cuando se varía la posición del CRP, en forma horizontal, hacia uno de los extremos de la antena transmisora (en la dirección  $-X$ ).

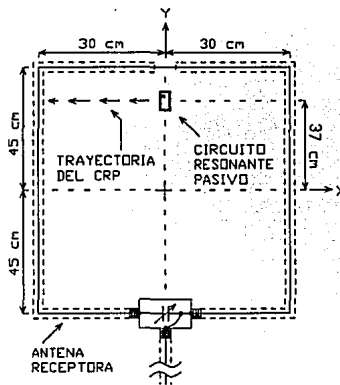


Figura 38.- Experimento # 3, el CRP se mueve horizontalmente según la trayectoria indicada.

*Procedimiento.*- El procedimiento en este experimento fue el siguiente: el CRP se colocó inicialmente en la posición que indica la figura 38 ( $x=0, y=37$ ), a dos centímetros de la antena receptora (en este punto fue en donde se logró el valor máximo del voltaje  $V_y$  en el experimento # 2). La trayectoria que siguió el CRP fue horizontal (en dirección  $-X$ ), hacia el extremo izquierdo de la antena; en todo momento se mantuvo al CRP guardando una posición paralela con respecto a los planos de las antenas, y manteniendo siempre la misma distancia entre ellas.

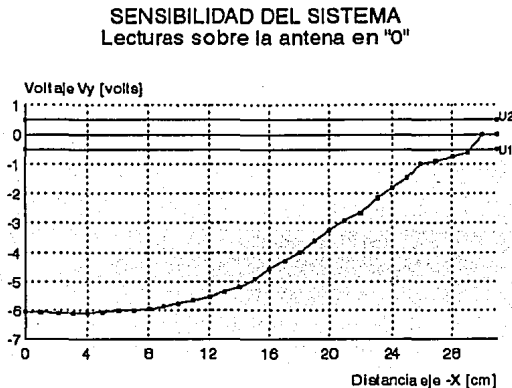


Figura 39.- Voltaje a la entrada del detector de ventana ( $V_y$ ) vs posición del CRP, en el experimento 3.

*Resultados.*- La curva que representa la posición del CRP contra el voltaje  $V_y$  del experimento # 3 se puede apreciar en la figura 39.

*Análisis de los resultados.*- Como se puede apreciar en la figura 39, la curva tiene un

máximo en el punto central (distancia=0 y  $V_y=-6$  volts); el voltaje  $V_y$ , más o menos, se mantiene constante unos seis centímetros a partir del centro de la antena; a partir del punto en donde la distancia es igual a 6 cm, el voltaje  $V_y$  comienza a disminuir en forma gradual hasta llegar a cero cuando el CRP sale de los límites de la antena. Un comportamiento de esta tipo se puede prever si se tiene en mente que el patrón de radiación de una antena de lazo tiene la forma de la figura 7.

#### *Experimento 4*

*Objetivo.*- El objetivo de este experimento fue la de verificar la simetría que se esperaba encontrar cuando en los experimentos 1 y 2, el desplazamiento del CRP ocurre en la dirección  $-Y$ ; y en el experimento 3, el desplazamiento del CRP ocurre en la dirección  $X$ .

*Procedimiento.*- El procedimiento fue similar al que se utilizó en cada uno de los tres experimentos anteriores.

*Resultados.*- Cuando se trató de verificar la simetría de los experimentos 1 y 2, se encontró que las curvas de la posición del CRP contra el voltaje  $V_y$  tenían la misma forma, aunque el voltaje era de signo contrario. Un detalle importante en estos experimentos fue de que se notó un decremento en la sensibilidad del sistema (que se hizo más notoria en el lado de la antena receptora). Para el caso de la verificación de la simetría para el experimento 3, se pudo comprobar que la respuesta del sistema es simétrica con respecto al plano  $YZ$ .

*Análisis de los resultados.*- De acuerdo a los resultados anteriores, se puede determinar que las áreas en donde se puede detectar al CRP (cuando éste se encuentra

paralelo a los planos de las antenas), son las dibujadas en la figura 40. Esta figura muestra la vista lateral del sistema, y como se puede apreciar, en la parte central de las antenas existe una disminución importante en la sensibilidad. Esta disminución en la sensibilidad se hace más evidente conforme el CRP se encuentre más alejado de la antena transmisora.

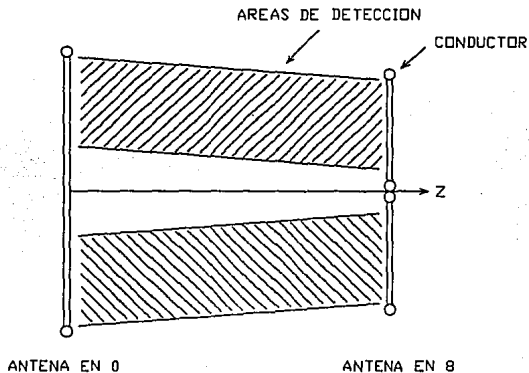


Figura 40.- Áreas sensibles del sistema, el CRP es paralelo a los planos de las antenas (el dibujo no está a escala).

### Experimento 5

**Objetivo.-** El objetivo de este experimento es el de observar el comportamiento del sistema cuando el CRP mantiene una inclinación con respecto a los planos de las antenas.

**Procedimiento.-** El CRP se colocó en los lugares en donde la sensibilidad era mayor, a diversas distancias de la antena transmisora, en cada uno de estos puntos se varió el ángulo de inclinación del CRP con respecto a los planos de las antenas (como se indica en

la figura 41) y se midió el voltaje  $V_r$ .

**Resultados.**- Cuando el CRP se mantuvo un ángulo de inclinación de 45 grados con respecto a los planos de las antenas, el sistema continuó detectando al CRP, inclusive en las cercanías de la antena receptora (en donde la sensibilidad es menor); pero en general, se aprecia una disminución considerable de la sensibilidad del sistema. Para ángulos de inclinación de aproximadamente 60 grados, el sistema es sensible únicamente en la cercanías de la antena transmisora. Cuando el ángulo de inclinación es de 90 grados o cercano a este valor, el sistema no es capaz de detectar al CRP.

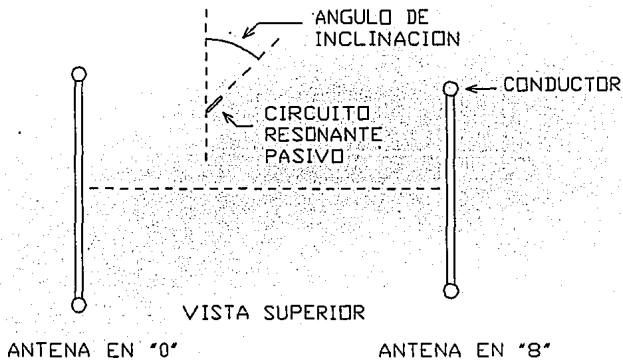


Figura 41.- El CRP no se encuentra paralelo a los planos de las antenas.

**Análisis de los resultados.**- En este experimento se esperaba que al momento de aumentar el ángulo de inclinación, el voltaje  $V_r$  disminuyera. Esto se debe a que el área

efectiva del CRP disminuye, y flujo magnético que lo cruza también disminuye, produciendo un desbalance menor en el sistema.

### *Experimentos adicionales*

*Objetivo.-* El Objetivo de estos experimentos es observar el comportamiento del sistema en la presencia de diversos objetos, metálicos y no metálicos.

*Procedimiento.-* El procedimiento consistió en pasar por las antenas diversos materiales metálicos, como pinzas, desarmadores, llaves, etc. y después materiales no metálicos como mochilas, portafolios, libros, etc.

*Resultados.-* El sistema mostró ser inmune a todos los objetos no metálicos, y con los materiales metálicos pequeños (pinzas, desarmadores, llaves etc), incluso cuando se pusieron varios de estos objetos en forma simultanea. El sistema mostró ser sensible a la presencia de objetos metálicos grandes (especialmente cuando tienen áreas grandes); por ejemplo el sistema detectó a una lámina de hierro de 30 x 15 cm colocada en forma paralela a los planos de las antenas, cuando la misma lámina se colocó en forma perpendicular a los planos de las antenas, ésta ya no se detectó. Otro problema que se encontró en el desempeño del sistema, es que cuando un objeto pequeño de metal (que por sí solo no se detecta) se coloca sobre el CRP (de tal forma que al ponerlos entre las antenas, el objeto metálico tape el área por donde cruza el flujo magnético en el CRP), éste último ya no se pudo detectar (este efecto ocurrió con llaves, y monedas).

En estas pruebas, cuando una persona se acercaba a la antena transmisora o a la antena receptora, se pudieron observar pequeñas variaciones de voltaje en la salida del



demodulador de AM (fue mucho más notorio cuando la persona se acercaba a la antena transmisora).

*Análisis de los resultados.*- En teoría el sistema debe ser inmune a la presencia de cualquier tipo de material metálico, pero debido a que el campo que emite la antena transmisora no se puede cancelar en la receptora, el sistema se vuelve sensible a la presencia de objetos de este tipo, es especial si éstos son grandes. Cuando un metal se coloca encima del CRP, se evita que el flujo magnético cruce al CRP, produciendo una disminución notable en la sensibilidad del sistema, esta disminución de sensibilidad depende del tipo de metal y del tamaño del mismo..

En cuanto a las variaciones de voltaje producidas por la presencia de personas en la cercanía de las antenas, se deben a efectos capacitivos. Aunque estos voltajes se eliminaron con el circuito de la figura 28, es preferible eliminarlos con un buen diseño de las antenas (en el capítulo 5 se presenta unas propuestas para mejorar las antenas).

## CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES

Después de haber construido este sistema y de haber realizado las pruebas de sensibilidad, se llegó a las siguientes conclusiones:

### 5.1 Conclusiones Generales

1.- Una aplicación inmediata de este sistema está relacionada con los sistemas de seguridad. El objetivo en este tipo de aplicaciones es evitar que alguna persona substraiga en forma indebida objetos de tiendas y bibliotecas; para evitar esto, se necesita colocar uno o varios CRPs en los objetos a proteger<sup>15</sup>.

2.- Otro tipo de aplicación en que un sistema de este tipo podría utilizarse, es como un sensor de posición, ya que la respuesta de este sistema depende de la posición en la que se coloque al CRP.

3.- Después de haber construido y probado el presente sistema, se pudo comprobar que la teoría que se utilizó si se cumple en la práctica.

---

<sup>15</sup> Existen otras técnicas de detección con las que funcionan sistemas con fines similares, en especial una que utiliza materiales de alta permeabilidad magnética [Hernández-García, Hector; Generación de Armónicas Usando Metales Amorfos; Tesis de Maestría en Ingeniería Eléctrica, en Proceso, DEPFI-UNAM].

## 5.2 Conclusiones Experimentales

1.- La sensibilidad de este sistema es dependiente de la posición del CRP, y de la orientación que guarda con respecto a los planos de las antenas (ver figura 40).

2.- La capacidad del sistema para detectar al CRP disminuye conforme el CRP se aleja de la antena transmisora. Esto se debe a que el campo  $H$ , (que es el principal contribuyente del campo cercano) es función de  $1/r^2$  (ver capítulo 1).

3.- Si el CRP cruza por las antenas teniendo un ángulo de inclinación cercano a los 90 grados, el sistema no puede detectarlo. Aquí se tendría que ver, si es posible colocar en el objeto a detectar, un segundo CRP en cuadratura con el primero, de tal manera que la posibilidad de detección aumente.

4.- Aun con la inclusión de un segundo CRP colocado perpendicularmente con respecto al primero, no se puede garantizar la detección del objeto; ya que los dos CRPs pueden estar todavía en una posición perpendicular con respecto a los planos de las antenas.

5.- Para asegurar una detección al 100%, se necesitaría incluir un tercer CRP perpendicular a los otros dos; esto es, los tres CRPs perpendiculares entre sí.

6.- Este sistema es inmune a la presencia de pequeños objetos metálicos como desarmadores, pinzas, llaves, hebillas, etc. Pero si alguno de estos objetos se coloca encima

del CRP, de tal forma que el metal tape u obstruya el paso del flujo magnético que cruza el área del CRP, se producirá entonces una disminución en la capacidad del sistema de detectar a este circuito.

### **5.3 Problemas Abiertos**

Este sistema tiene ciertas limitantes que sería conveniente corregir, algunos de estos se listan a continuación.

1.- Un CRP colocado en forma perpendicular a los planos de las antenas, no se puede detectar, sería interesante encontrar un diseño de antenas que permita eliminar esta limitante.

2.- En el presente diseño, el sistema es sensible a pedazos de metal o láminas grandes. Como la respuesta que produce el CRP y el metal es distinta, es posible aplicar algún otro tipo de técnica que pueda discernir entre el CRP y los metales, con una menor probabilidad de error. Con alguna técnica de procesamiento digital de señales se puede solucionar este problema.

3.- En el presente diseño el CRP se fabricó en forma manual, sería conveniente que el CRP se fabricara, con tecnología de circuito impreso, de tal manera que la fabricación de éste fuera en forma automatizada, y en donde se pudiera tener control muy fino de la frecuencia de resonancia de los CRPs.

## 5.4 Trabajo Futuro

A continuación se presentan algunas propuestas que pueden mejorar el desempeño del sistema.

1.- Es muy importante revisar, durante la fabricación de las antenas, que éstas estén perfectamente bien balanceadas, de tal manera que el flujo magnético total que cruza la antena receptora sea cero. Si se logra cancelar totalmente el flujo magnético que cruza la antena receptora, se puede aumentar la distancia de detección. En el caso de la antena receptora (figura 20), es más conveniente extraer la señal por medio de dos cables conectados en los extremos del capacitor variable; y en el caso de la antena transmisora, quizá sería más conveniente utilizar un diseño similar al que se propone para la antena receptora, pero se tendría que incluir una red de acoplamiento; ésta serviría para acoplar la antena con la salida del filtro del amplificador que es de 50 Ohms.

2.- Si la antena en "8" se colocara en posición horizontal, se podría asegurar de que el CRP pase forzosamente por las áreas sensibles que se ven en la figura 40; y así evitar, si la antena en ocho esta en posición vertical, que el CRP pase exclusivamente por las áreas no sensibles.

3.- Debido a la simetría de la antena transmisora, ésta radía hacia ambos sentidos de la dirección Z (adelante y atrás). Esto se puede aprovechar para colocar otra antena receptora en la parte trasera de la antena transmisora, y así poder aumentar al doble el área

de detección, sin aumentar mucho el costo del sistema.

4.- La señal moduladora que se utilizó en este diseño fue triangular, y es posible que una fracción de esta señal se recupere a la salida del demodulador de AM. Sería más conveniente utilizar una señal senoidal, ya que esta última, como no contiene componentes armónicos, no le adicionaría una mayor distorsión a la señal a la salida del demodulador de AM.

5.- El campo magnético producido por la antena transmisora se puede aumentar, ya sea aumentando la potencia que se le suministra a la entrada, o aumentando el número de vueltas a la antena transmisora. Con este incremento en el campo magnético se puede aumentar la distancia de detección.

## APÉNDICE A. DISEÑO DE FILTROS CHEBYSHEV ACTIVOS [18]

A continuación se presenta el procedimiento con el que se diseñaron los filtros Chebyshev que se utilizaron en el capítulo tres de este trabajo.

### A.1 Filtro Paso Bajas

1.- Se define la frecuencia de corte  $f_c$  del filtro (frecuencia en la que se tiene una atenuación de 3 dB).

2.- Se define la frecuencia  $f_s$  en la banda de corte con la atenuación deseada.

3.- A partir de estos valores se calcula el factor de rapidez de corte  $A_s$  ("steepness factor") con ayuda de la ecuación 35

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} \quad (35)$$

4.- Se define un nivel de rizo para el filtro. Para este valor de rizo existen una serie de curvas, cada una de estas curvas representa la respuesta del filtro para un determinado orden  $n$ . En la figura 42 se muestra la serie de gráficas asociadas a un valor de rizo de 0.1 dB.

5.- En la gráfica de la figura 35, la escala vertical corresponde a la atenuación en dB, y en la escala horizontal,  $\Omega$  representa el cociente entre dos frecuencias. A partir del punto fijado por  $\Omega=A_s$  y el valor de atenuación especificado para  $f_s$ , se escoge la curva superior

inmediata a éste y así se determina el orden del filtro.

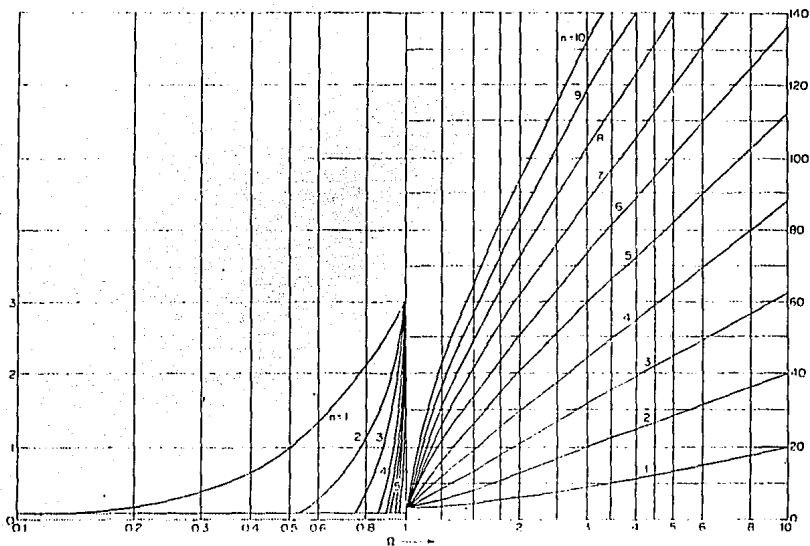


Figura 42.- Curvas de atenuación de un filtro Chebyshev para un factor de rizo de 0.1 dB. La escala vertical está en dB; en la escala horizontal,  $\Omega$  representa el cociente de dos frecuencias (es adimensional).

6.- Una vez que se obtuvo el orden  $n$ , con ayuda de la tabla correspondiente al valor de rizo del filtro (similar a la tabla 1), se obtienen los valores normalizados de los capacitores que se emplean en el filtro, los valores normalizados de las resistencias son de  $1 \Omega$ . Si el orden del filtro es par, el filtro necesita  $n/2$  secciones de dos polos (figura 43a); si el orden del filtro es impar, se requerirán  $(n-3)/2$  secciones de 2 polos y una sección de tres polos (esta última sección se muestra en la figura 43b).



Orden $n$	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	1.638	0.6955	
3	6.653	1.825	0.1345
4	1.900 4.592	1.241 0.241	
5	4.446 6.810	2.520 0.158	0.3804
6	2.552 3.487 9.531	1.766 0.4917 0.111	
7	5.175 4.546 12.730	3.322 0.3331 0.08194	0.5693

Tabla 1.- Valores normalizados de capacitores para filtros paso bajas Chebyshev, o valores normalizados de conductancias ( $1/R$ ) para filtros paso altas Chebyshev, para un factor de rizo de 0.1 dB.

7.- Para desnormalizar las resistencias, se multiplican éstas por el factor  $Z$  de escalamiento de impedancia (éste se escoge a conveniencia).

8.- Para desnormalizar los capacitores, se aplica la ecuación siguiente

$$C' = \frac{C}{FSF \times Z} \quad (36)$$

en donde  $C'$  representa el valor del capacitor desnormalizado,  $C$  es el capacitor normalizado, y  $FSF$  es el factor de escalamiento de frecuencia, que es igual a  $2\pi f_c$ . El factor  $Z$  puede ser

distinto en cada una de las etapas del filtro.

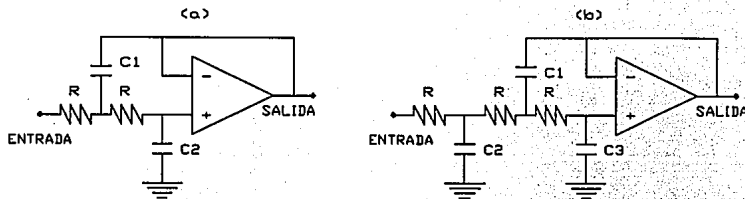


Figura 43.- Filtros paso bajas. a) Sección de 2 polos. b) Sección de 3 polos.

9.- Comúnmente se escogen varios valores de  $Z$ , con la finalidad de que los valores de los capacitores sean comerciales.

## A.2 Filtro Paso Altas

- 1.- Igual que para el filtro paso bajas.
- 2.- Igual que para el filtro paso bajas.
- 3.- A partir de estos valores se calcula el factor de rapidez de corte  $A_s$  ("steepness factor") con ayuda de la ecuación siguiente

$$A_s = \frac{f_c}{f_s} \quad (37)$$

4.- Igual que para el filtro paso bajas.

5.- Igual que para el filtro paso bajas.

6.- Una vez que se obtuvo el orden  $n$ , con ayuda de la tabla correspondiente al valor de rizo del filtro (similar a la tabla 1, las tablas son las mismas para los filtros paso bajas y paso altas), se obtienen los valores normalizados de las resistencias; el valor de éstas es el recíproco del valor indicado en la tabla; por ejemplo, de la tabla 1, para un filtro de orden 2,  $R_1=1/1.638 \Omega$  y  $R_2=1/0.6955 \Omega$ . El valor normalizado de los capacitores es de 1 F. Si el orden del filtro es par, el filtro necesita  $n/2$  secciones de dos polos (figura 44a); si el orden del filtro es impar, se requerirán  $(n-3)/2$  secciones de 2 polos y una sección de tres polos (esta última sección se muestra en la figura 44b).

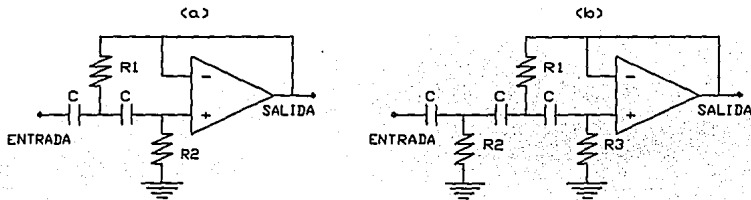


Figura 44.- Filtros paso altas. a) sección de 2 polos. b) sección de 3 polos.

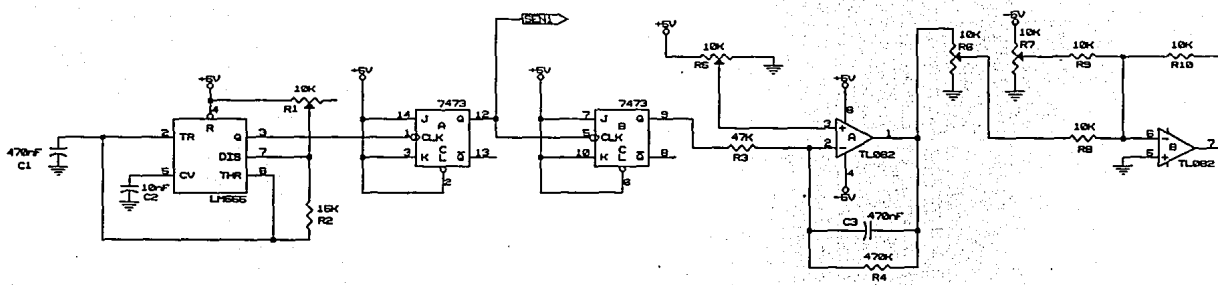
7.- Como todos los capacitores normalizados son iguales, se define un valor comercial de capacitancia para los capacitores desnormalizados (esto se hace a conveniencia), a partir de estos valores se calcula el factor  $Z$  de escalamiento de impedancia con la siguiente ecuación

$$Z = \frac{C}{FSF \times C'} \quad (38)$$

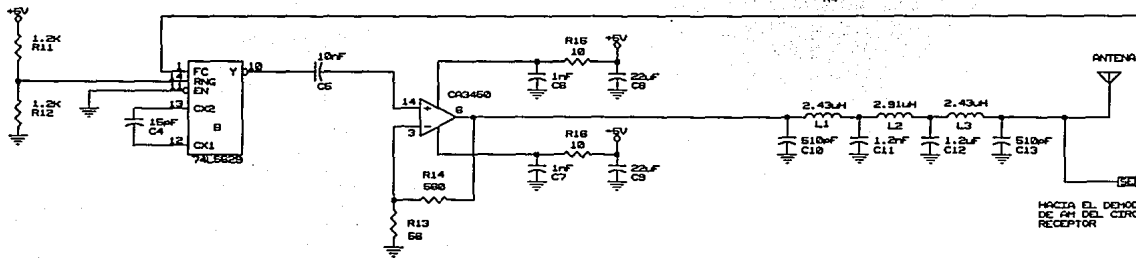
8.- Para desnormalizar las resistencias, se multiplican éstas por el valor de Z.

9.- Comúnmente se escogen varios valores de capacitores desnormalizados en el paso 7, con la finalidad de que los valores de las resistencias sean comerciales.

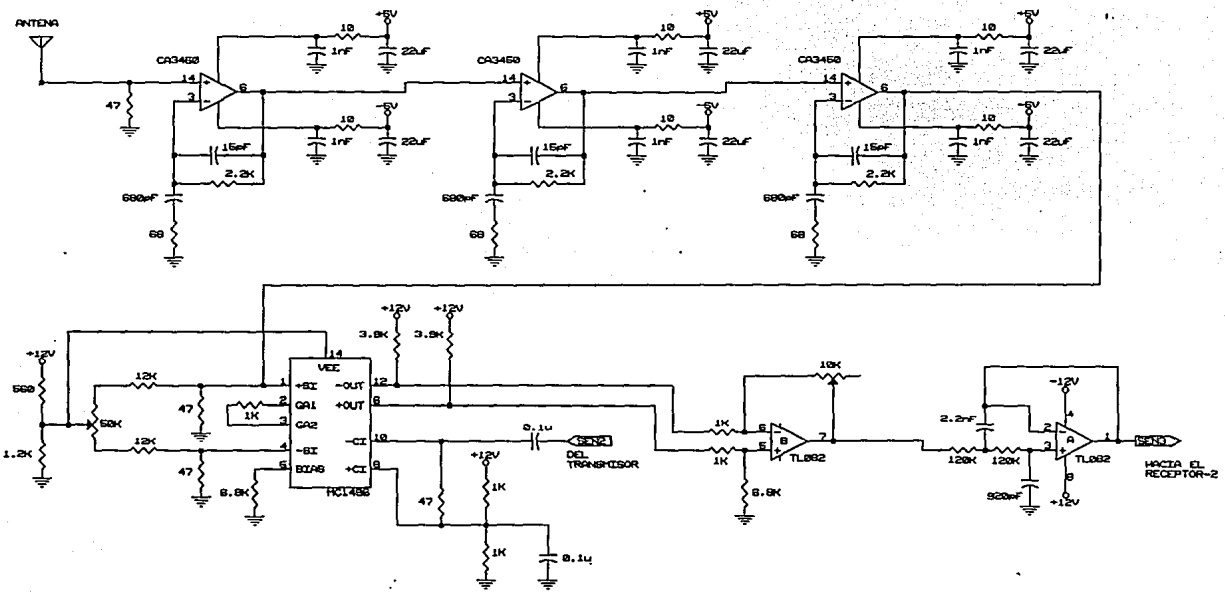
HACIA EL DETECTOR  
SINCRONO DEL CIRCUITO  
RECEPTOR



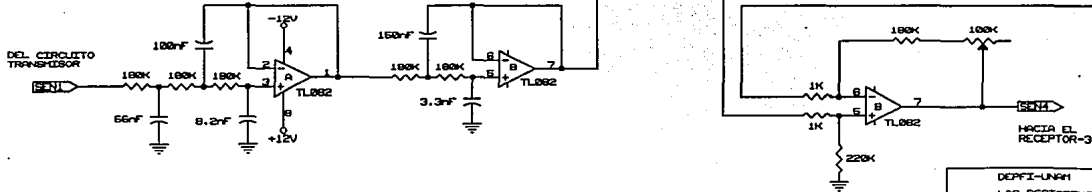
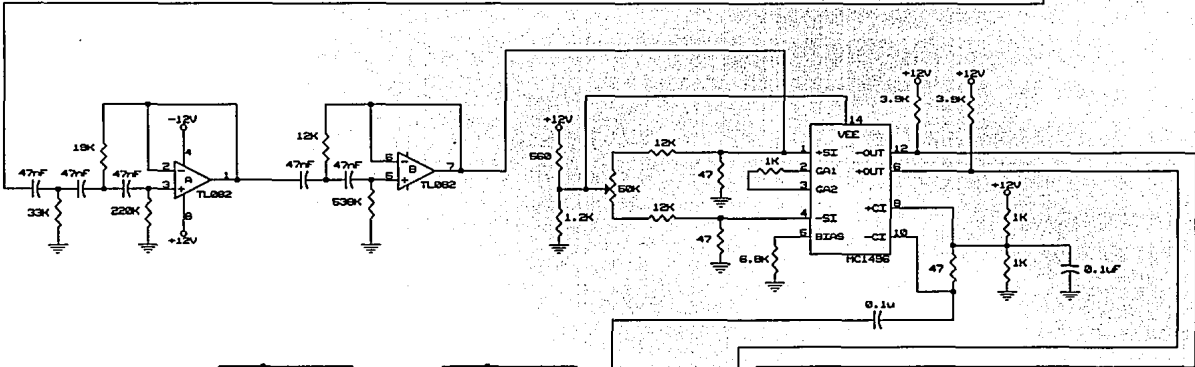
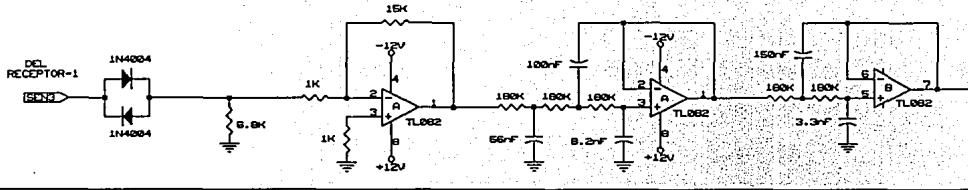
HACIA EL DEMODULADOR  
DE AM DEL CIRCUITO  
RECEPTOR



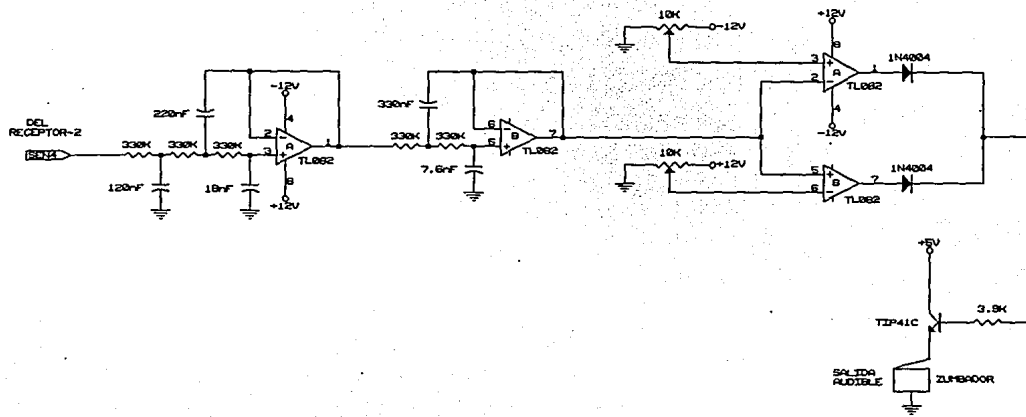
DEPFI-14648	
LAS RESISTENCIAS ESTÁN EN OHMS	
TITULO	
TRANSISTOR	
SIZE DOCUMENT NUMBER	
S	
DATE: June 5, 1993 (sheet 1 of 1)	



DOPFI-UNAFI		LAS RESISTENCIAS ESTAN EN OHMS	
Title		RECEPTOR-1	
Size	Document Number	2	REV
Date:	June 8, 1994	Sheet	2 of 4



DEPFI-UNRH		
LAS RESISTENCIAS ESTAN EN OHMS		
Title	RECEPTOR-2	
Size Document Number		REV
B		
Date:	June 9, 1994	3 of 4



DCPFI-UNRM	
LAS RESISTENCIAS ESTAN EN OHMS	
Title	RECEPTOR-3
Size	Document Number
B	
Date:	June 9, 1984S-ee1 4 of 4



## REFERENCIAS

- [1.] Lepe-Casillas, Fernando; Notas de clase para el curso "Sistemas de Microndas y Satélites"; DEPMI-UNAM, Mayo de 1990.
- [2.] Kraus, John D.; Antennas; McGraw-Hill, 1988.
- [3.] Balanis, Constantine A.; Antenna Theory Analysis and Design; Wiley, 1982.
- [4.] Kraus, John D.; Electromagnetismo; McGraw-Hill, tercera edición, 1993.
- [5.] Rodríguez-Rodríguez, Joaquín H.; IIE, pláticas privadas, 1993-1994.
- [6.] National Semiconductor; Linear Databook; 1982, pag. 9-33 a 9-38.
- [7.] Texas Instruments Incorporated; The TTL Data Book; 1981, pag. 7-123 a 7-128.
- [8.] RCA Solid State; Databook Integrated Circuits for Linear Applications; 1986, pag. 409-413.
- [9.] The American Radio Relay League; The 1989 ARRL Handbook For The Radio Amateur; 1989, Capítulo 2.
- [10.] Goedbloed, Jasper J.; Electromagnetic Compatibility; Prentice Hall, 1992.
- [11.] Williams, H. Paul; Antenna Theory and Design; Vol 2, Sir Isaac Pitman, 1978.
- [12.] The American Radio Relay League; The ARRL Antena Book; 1984, pag 8-19 a 8-21.
- [13.] Fernández-Zepeda, José A., Hernández-García, Hector, Vargas-Sandoval Damián F.; Estudio Sobre los Sensores de Proximidad; Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería UNAM, 1991, Director: Lepe-Casillas, Fernando.
- [14.] Smith, Jack; Modern Communication Circuits; McGraw Hill, 1986.
- [15.] Motorola; Linear and Interface Integrated Circuits; 1988.
- [16.] Wobschall, Darold; Circuit Design for Electronic Instrumentation; McGraw-Hill, segunda edición, 1987.
- [17.] Gilleo, Ken; Handbook of Flexible Circuits; Van Nostrand Reinhold, 1992.
- [18.] Williams, Arthur B., Taylor, Fred J.; Electronic Filter Design Handbook; McGraw-Hill, segunda edición, 1988.

[\*] El procesador de texto que se utilizó en la realización de este trabajo fue WordPerfect V5.1  
Los Dibujos se hicieron con ProDesign II V2.0, Harvard Graphics V3.0 y OrCAD V1.25 .