



UNIVERSIDAD AUTONOMA DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE CIENCIAS



TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE VOZ
UTILIZANDO EL CIRCUITO DE CHUA

TESIS PROFESIONAL
para obtener el título de

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

RUBÉN BADILLO LÓPEZ

SAN LUIS POTOSI, S. L. P. NOVIEMBRE 2005



UNIVERSIDAD AUTONOMA DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE CIENCIAS



TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE VOZ
UTILIZANDO EL CIRCUITO DE CHUA

TESIS PROFESIONAL
para obtener el título de

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

RUBÉN BADILLO LÓPEZ

ASESOR DE TESIS:

M.C. ISAAC CAMPOS CANTÓN
Dr. ERIC CAMPOS CANTÓN

SAN LUIS POTOSI, S. L. P. NOVIEMBRE 2005

Nada puede dañarte solo tu mismo.

Se celoso de tu tiempo, porque es tu mayor tesoro.

Todos los grandes éxitos resultan de trabajar y saber perseverar. Nunca culpes a los demás por tu situación; eres lo que eres por decisión tuya. Trabaja todos los días como si fuera el primer día del resto de tu vida y trata con ternura las vidas que tocas, como si todas debieran acabarse a media noche. Ama a todos, incluso a los que te repudian, el odio es un lujo que no puedes permitirte.

Aprende que el que da con una mano recogerá siempre con las dos. Por encima de todo recuerda que se necesita poco para llevar una vida feliz. Mira hacia arriba, camina siempre adelante. Aférrate a Dios con sencillez y recorre en silencio tu sendero hacia la eternidad, con caridad y una sonrisa cuando partas, todos dirán que tu legado fue dejar un mundo mejor que el que tú encontraste y recuerda:

TODO LO QUE ES DE DIOS DEBE VOLVER A EL.

DEDICATORIA

Quiero dedicar esta tesis a mis padres, Don Rubén Badillo Rosas y Doña Ma. Dolores López Sánchez ya que gracias a ellos he llegado hasta esta instancia y que durante toda mi vida me han guiado y enseñado a ser responsable, gracias padres.

También quiero dedicar esta tesis a mi familia, tanto a mis hermanas y mi hermano, como aquellas otras personas que siempre estuvieron apoyándome.

Por brindarme su apoyo y confianza para seguir adelante con mis estudios y enseñarme que no hay nada mas importante que la familia, no importa que esta este lejos.

Y por enseñarme con su ejemplo que a base de esfuerzo, responsabilidad y trabajo se pueden lograr lo que uno se propone.

En general a toda mi familia que estando lejos siempre han estado a mi lado, más cerca de lo que creemos, desde que nací hasta el día de hoy he tenido que decirles gracias porque me enseñaron a caminar.

AGRADECIMIENTOS

Primeramente Agradezco a Dios por la vida que me ha dado y por la familia que me dio, no se qué o quien es Dios, solo se que es alguien grande y que tenemos que creer en alguien grande para poder seguir adelante

Quiero hacer un reconocimiento a todos aquellos que ayudaron en la elaboración de este trabajo, tanto teórico como experimental.

Quiero agradecer a mis asesores Isaac campos Cantón y Eric Campos Cantón por darme la oportunidad de realizar este proyecto con ellos, por su asesoría, dedicación y paciencia.

Quiero agradecer al Profesor Manuel Acuña quien ayudo en la elaboración de las placas para los circuitos impresos.

A los Profesores José Ángel Barbosa, Mario LLanas Arana y Horacio Martines Flores por la asesoría extra que me brindaron y por su amistad.

También quiero agradecer a mis compañeros del laboratorio de electrónica de potencia.

Al laboratorio de Potencia de la Facultad de Ciencias – UASLP donde se realizó el trabajo para esta tesis, con financiamiento parcial del FAI-UASLP-C04-FAI-10-30.73.

CAPÍTULO 1

1.1 Introducción	2
------------------------	---

CAPÍTULO 2

2.1 Teoría general	5
2.2 Sistema de comunicación basado en oscilador caótico	7

CAPÍTULO 3

3.1 Análisis del circuito de Chua sin modulación	10
3.2 Análisis del circuito de Chua con modulación	11
3.3 Análisis de la resistencia negativa no lineal	13
3.4 Bloque transmisor	18
3.4.1 Simulación del bloque transmisor sin modulación	19
3.4.2 Simulación del bloque transmisor con modulación	21
3.4.3 Implementación electrónica del transmisor sin modulación	23
3.4.4 Implementación electrónica del transmisor con modulación	25

CAPÍTULO 4

4.1 Bloque receptor	29
4.2 Subsistema sincronizador	29
4.2.1 Simulación del sincronizador sin modulación	32
4.2.2 Simulación del sincronizador con modulación	34
4.2.3 Implementación electrónica sin modulación	36
4.2.4 Implementación electrónica con modulación	38
4.3 Filtro no lineal	40
4.3.1 Transmisión y recuperación de la señal de información (simulación)	47
4.3.2 Transmisión y recuperación de la señal de información (desarrollo experimental)	51

CAPÍTULO 5

5.1 Conclusiones	56
------------------------	----

CAPÍTULO 6

6.1 Bibliografía	59
------------------------	----

APÉNDICE A

A.1 Etapa de entrada de audio	62
A.2 Señal reconstruida de audio	62
A.2.1 Filtro pasa bajas	63
A.2.2 Etapa de amplificación de audio	65
A.2.3 Transmisión y recuperación de una pista de audio	66
A.3 Fotos de los circuitos impresos	69

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCION

Una de las necesidades de la humanidad actualmente es la de transmitir información por medio de un sistema seguro de comunicación utilizando nuevas técnicas de modulación demodulación, codificación - decodificación, etc. Como alternativa, actualmente se investiga acerca de estos sistemas caóticos (sistemas dinámicos no lineales) ya que presentan un amplio espectro de frecuencias. Una línea de exploración es usar señales caóticas como portadoras de información [1].

La implementación electrónica usando este tipo de osciladores genera un sistema de comunicación seguro.

Por lo tanto, cuando se habla de osciladores caóticos para comunicación segura tenemos que tener en cuenta algunos conceptos que conlleva este tema: caos (comportamiento caótico), encriptación o enmascaramiento, decodificación o demodulación [2].

La gran sensibilidad de algunos sistemas físicos a cambios pequeños en las condiciones iniciales resulta en respuestas muy diversas. A este comportamiento se le conoce como caótico o fenómeno de caos.

El patrón de respuesta en esta clase de sistemas es entonces irregular ó caótico. Prácticamente es muy difícil que las condiciones iniciales de operación en un sistema se repitan exactamente.

La propiedad de caos ha sido encontrada en células cardíacas estimuladas periódicamente, circuitos electrónicos, turbulencia en fluidos y gases, reacciones químicas, lasers y sistemas dinámicos no lineales con más de dos grados de libertad, como biológicos, meteorológicos ó modelos económicos.

Un sistema que experimenta un movimiento caótico nunca se repite a sí mismo, sino que se comporta de forma continua diferente, el movimiento puede parecer totalmente aleatorio y desordenado. Pero no es así lo caótico esta muy lejos de ser desordenado.

La palabra caos se deriva del griego "χαος", que significa espacio vacío infinito, el cual existió antes de todas las cosas. El concepto romano de caos se interpretó como la masa cruda sin forma, dentro de la cual el arquitecto del mundo introduce orden y armonía. En la actualidad, caos denota desorden, irregularidad o desastre.

El caos ha resultado ser una herramienta útil en muchas aplicaciones. En biología, la desaparición del caos puede significar un fenómeno patológico. En mecánica, la inducción de caos se utiliza para prevenir resonancia. En comunicaciones, sistemas caóticos pueden ser empleados para transmisión segura.

Las herramientas de encriptación utilizan operaciones matemáticas y circuitos electrónicos. Los métodos de encriptación, son los que sirven para que la información no pueda ser interpretada en forma simple usando algunos métodos [3].

El propósito de la encriptación es asegurar que la información considerada confidencial para cierto usuario no pueda ser interpretada por aquellas personas a quienes no está dirigida y para que no hagan mal uso de cierta información.

Nosotros estamos proponiendo un modelo de comunicación segura basada en osciladores caóticos. Para realizar esto, la señal de información se introduce en la dinámica del oscilador caótico y un estado de este oscilador es usado como la portadora caótica.

Por último cuando se habla de demodulación (decodificación) estamos diciendo que queremos recuperar la señal de información de la señal portadora.

Este trabajo esta estructurado de la siguiente forma: En el capítulo 2, se explica la teoría general que sustenta el desarrollo del sistema de comunicación. En el capítulo 3, se muestra el análisis del circuito de Chua, así como la simulación e implementación electrónica. El capítulo 4, contiene los detalles del bloque receptor, que abarca el sistema sincronizador y el filtro no lineal. Los resultados obtenidos fueron encontrados tanto en simulación numérica como experimentalmente por medio de la implementación electrónica. En el capítulo 5, se encuentran las conclusiones y por último en el capítulo 6, se pone la bibliografía y un apéndice en el cual se encuentra la etapa de audio.

Referencias

[1] Sergej Celikovsky and Guanrong Chen, "Secure Synchronization of a Class of Chaotic Systems From a Nonlinear Observer Approach," IEEE Transactions on automatic control, Vol.50, No.1, 2005.

[2] David Ruelle, "Chance and Chaos", New Jersey, Princeton University Press, 1991.

[3] Louis M. Pecora, Thomas L. Carroll, Gregg A. Johnson, and Douglas J. Mar and James F. Heagy, "Fundamentals of synchronization in chaotic systems, concepts and applications," Chaos, Vol. 7, No.4,1997.

CAPÍTULO 2

TEORÍA GENERAL

2.1 TEORÍA GENERAL

Se dice que un sistema dinámico es uno que tiene cambios con el tiempo y lo que cambia es el estado del sistema. Por lo que los sistemas se han clasificado en dos grupos:

1. Sistemas lineales.
2. Sistemas no lineales.

Por lo tanto el comportamiento caótico surge de la no linealidad de las ecuaciones de tales sistemas. Para que exista caos se requiere cuando menos de tres estados. Estos sistemas presentan aspectos de impredecibilidad y pérdida de información, además tienen una característica que es la gran sensibilidad que tienen con respecto a las condiciones iniciales.

Dentro de la clasificación de los sistemas caóticos tenemos a los sistemas de segundo orden como los osciladores de Van der Pol y Duffing, que son modelos originalmente extraídos de teoría de circuitos y mecánica de fluidos, respectivamente. Estos sistemas cuando son perturbados son considerados como de tercer orden. Los sistemas de Lorenz, propuesto para analizar el comportamiento del clima, y Chua, para circuitos electrónicos, son clasificados como sistemas dinámicos de tercer orden. Los sistemas químicos pueden ser hasta de orden 12.

La palabra caos fue aplicada en el siglo XIX por el matemático francés Henri Poincaré, pero fue hasta los años 70 que se aplicó en Física y Matemáticas con otro nombre y una distinta formulación.

Pero cuando se utilizó esta palabra en algún artículo fue en 1975 en la revista *American Mathematical Monthly* que contenía un artículo llamado *Period three implies chaos*, antes de que hubiera aparecido este artículo él término caos se estuvo utilizando de una forma poco precisa según el meteorólogo E.N. Lorenz [4].

Así que el primer experimentador del caos fue el meteorólogo llamado Edward Lorenz. En 1960 y se encontraba trabajando en el problema de predecir el tiempo.

Uno de los primeros circuitos electrónicos en el cual se ha detectado caos es el denominado oscilador de Van Der Pol. El cual apareció en las primeras décadas del siglo anterior. Años más tarde surgió el circuito de Chua el cual ha proporcionado un sistema de tres ecuaciones diferenciales en donde los sistemas no lineales son muy fuertes y donde se ha podido apreciar la existencia de muchos atractores extraños de diferentes geometrías.

Este último circuito fue presentado por Leon O. Chua en 1971, siendo aceptado como un estándar. Los desarrollos realizados por L. O. Chua han dado un impulso importante al

estudio de los sistemas no lineales, bifurcaciones y teoría del caos, por lo que este circuito se ha tomado como referencia para el estudio del caos en sistemas electrónicos desde finales de la década de los 90's [2].

Por lo que este oscilador electrónico ha servido como plataforma de prueba para muchas de las áreas de investigación que involucran bifurcación y caos. La robustez, facilidad de implementación, su no linealidad estática contribuyen a su éxito entre teóricos y experimentadores de la teoría del caos.

Un circuito se dice que es de orden n si contiene elementos almacenadores de energía y autónomo si no contiene fuentes de corriente alterna. El comportamiento más complicado que un circuito de orden menor que 3 puede exhibir es una oscilación periódica, por lo tanto el circuito más simple para presentar comportamiento caótico debe ser al menos de orden 3 [5].

Para que un circuito autónomo que contenga resistores, capacitores e inductores pueda exhibir caos, debe contener:

- i) Al menos un resistor activo.
- ii) Al menos un elemento no lineal negativo.
- iii) Al menos tres elementos que almacenen energía.

El circuito de Chua es el circuito electrónico más simple que satisface estos criterios. Consiste de un inductor lineal, un resistor lineal, dos capacitores lineales, y un resistor negativo no-lineal como se ve en la figura (Figura 2.1).

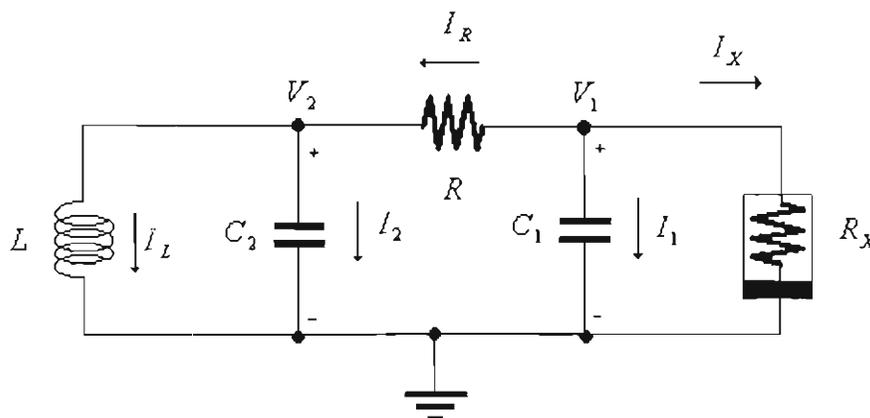


Figura 2.1 Circuito de Chua.

2.2 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BASADO EN UN OSCILADOR CAÓTICO

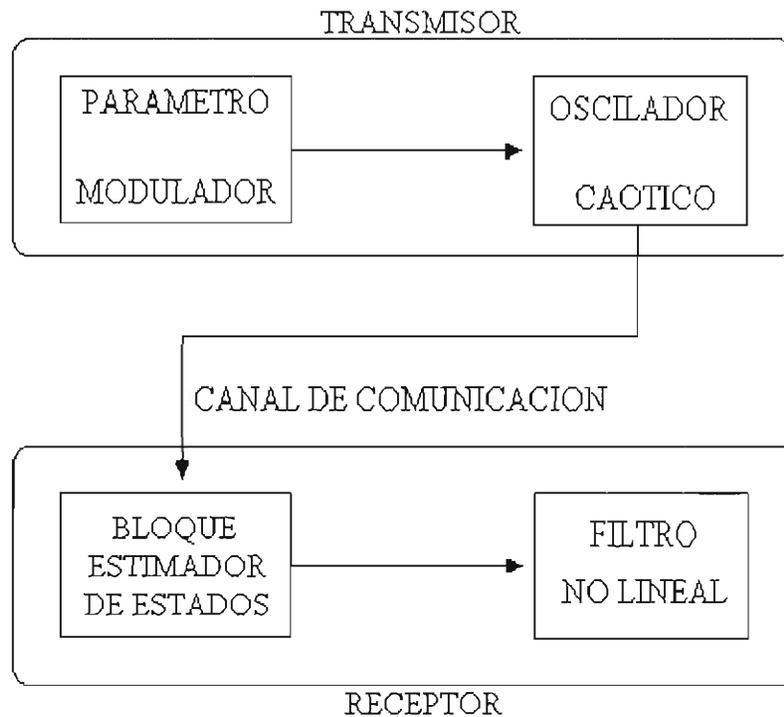


Figura 2.2 Diagrama a bloques del sistema de comunicación.

Se presenta un nuevo diseño general para la construcción viable de un sistema de comunicación usando formas de onda caóticas. Esta propuesta usa modulación directa de la señal de información en un oscilador caótico en el bloque transmisor, donde un estado del oscilador caótico es utilizado como la señal portadora. En el bloque receptor, se encuentra un subsistema para estimar los estados no transmitidos y un filtro no lineal para detectar y recuperar la señal de información transmitida.

Un reciente crecimiento en el soporte literario acerca del tema, da la posibilidad de realizar comunicación práctica usando señales caóticas. En particular, avances frecuentes en el entendimiento de circuitos no lineales han mostrado que los osciladores caóticos pueden sincronizarse [6]. Esta sorprendente observación parece ser contradictoria a lo que es la esencia del caos: complejo, dinámica impredecible de un sistema caracterizado por la sensibilidad extrema a las condiciones iniciales.

De cualquier forma, si los requerimientos necesarios son conocidos, entonces el circuito caótico (llamado sistema manejador) puede ser diseñado para manejar un sistema similar (el circuito receptor o subsistema) y obtener la respuesta correlacionada [7].

Como ha sido reportado en la literatura, la sincronización de sistemas caóticos sugiere la posibilidad de comunicar información usando formas de onda caóticas como portadoras, tal vez con aplicación a comunicación segura. Esta propuesta utiliza un oscilador caótico como transmisor, y un sistema síncrono como receptor.

El formato general de la propuesta en que se basa este trabajo de tesis es descrito en la figura 2.2. En el transmisor, una señal analógica es modulada y un estado del oscilador es transmitido, pero se transmite un estado diferente al utilizado por la modulación.

En el receptor, un sistema que estima los estados no transmitidos es implementado y por medio de un filtro no lineal es recuperada la señal de información continuamente de la forma de onda modulada. La selección apropiada del canal de comunicación y el parámetro de modulación aseguran la sincronización en el receptor [8].

Referencias

- [4] Tien Yien Li and James A. Yorke, "Period Three Implies Chaos," American Mathematical Monthly, No. 82, 1975.
- [2] David Ruelle, "Chance and Chaos", New Jersey, Princeton University, 1991.
- [5] Jonathan N. Blakely, Ned J. Corron, Shawn D. Pethel, "Equivalence of the continuum limit of the generalized Rossler system and the chaotic transmission line oscillator," Physica D 207, 2005.
- [6] E. Campos, J. Urías and N.F. Rulkov, "Multimodal Synchronization of chaos," Chaos, Vol. 14, No.1, 2004.
- [7] J.H. Aguayo, "Recuperación de la información transmitida por osciladores caóticos," Tesis de Ingeniero, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2002.
- [8] Wei Lin and Yangbo He, "Complete synchronization of the noise-perturbed Chua's circuits," Chaos, Vol.15, No.023705, 2005.

CAPÍTULO 3

BLOQUE TRANSMISOR

ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE CHUA

SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN ELECTRÓNICA

3.1 ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE CHUA SIN MODULACIÓN

Analizaremos el circuito mostrado en la figura 3.1. Utilizando las herramientas de análisis de mallas y nodos para definir el comportamiento del sistema, por lo que empleamos leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff.

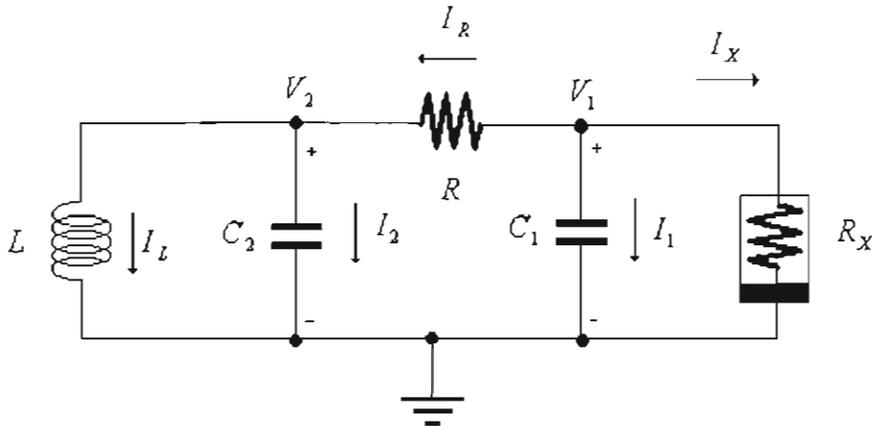


Figura 3.1 Circuito de Chua sin modulación.

Las ecuaciones que definen el voltaje en un inductor y la corriente en un capacitor se definen respectivamente como:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3.1.1)$$

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad (3.1.2)$$

Analizando el nodo V_1 por LCK obtenemos la primera ecuación de estado del circuito de Chua por lo que decimos que:

$$I_R + I_1 + I_X = 0$$

$$\frac{(V_1 - V_2)}{R} + C_1 \frac{dV_1}{dt} + I_X = 0$$

$$\dot{V}_1 = \frac{G}{C_1} (V_2 - V_1) - \frac{1}{C_1} I_X \quad (3.1.3)$$

La segunda ecuación de estado del circuito de Chua se obtuvo analizando el nodo V_2 :

$$I_L + I_2 - I_R = 0$$

$$I_L + C_2 \frac{dV_2}{dt} + \frac{(V_2 - V_1)}{R} = 0$$

$$\dot{V}_2 = \frac{G}{C_2} (V_1 - V_2) - \frac{1}{C_2} I_L \quad (3.1.4)$$

En donde $G = \frac{1}{R}$ para las ecuaciones (3.1.3) y (3.1.4).

La tercera y última ecuación corresponde al voltaje en la inductancia L, por lo tanto:

$$\dot{I}_L = \frac{1}{L} V_2 \quad (3.1.5)$$

3.2 ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE CHUA CON MODULACIÓN

Al inyectar una señal en un estado (voltaje) al circuito de chua decimos que se esta realizando una modulación. En la figura 3.2 se muestra el nuevo diagrama del circuito en donde la señal inyectada esta representada por V_m .

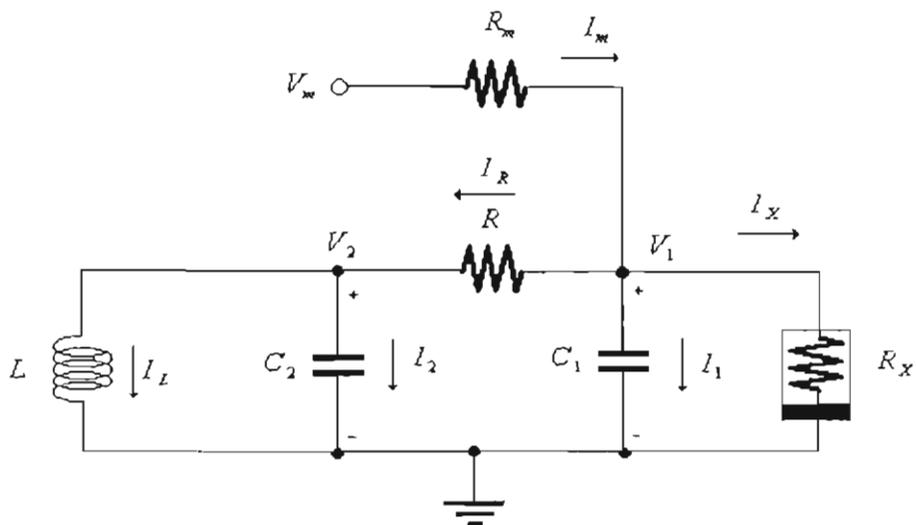


Figura 3.2 Circuito de chua con modulación.

El análisis para este nuevo circuito se hace de la misma forma que en la sección anterior (3.1) y las ecuaciones que se obtienen a través del análisis son las siguientes:

Analizando el nodo V_1 por LCK obtenemos la primera ecuación de estado del sistema:

$$I_R + I_1 - I_m + I_x = 0$$

$$\frac{(V_1 - V_2)}{R} + C_1 \frac{dV_1}{dt} + \frac{(V_1 - V_m)}{R_m} + I_x = 0$$

$$\dot{V}_1 = -\frac{(G_m + G)}{C_1} V_1 + \frac{G}{C_1} V_2 + \frac{G_m}{C_1} V_m - \frac{1}{C_1} I_x \quad (3.2.1)$$

Ahora analizaremos el nodo V_2 para obtener la segunda ecuación de estado del sistema:

$$I_L + I_2 - I_R = 0$$

$$I_L + C_2 \frac{dV_2}{dt} + \frac{(V_2 - V_1)}{R} = 0$$

$$\dot{V}_2 = \frac{G}{C_2} V_1 - \frac{G}{C_2} V_2 - \frac{1}{C_2} I_L \quad (3.2.2)$$

En donde $G = \frac{1}{R}$ y $G_m = \frac{1}{R_m}$ para las ecuaciones (3.2.1) y (3.2.2).

La tercera y última ecuación esta definida por:

$$\dot{I}_L = \frac{1}{L} V_2 \quad (3.2.3)$$

3.3 ANÁLISIS DE LA RESISTENCIA NEGATIVA NO LINEAL

Los circuitos mostrados en las figuras (3.1) y (3.2) se observa un bloque llamado resistencia negativa no lineal R_X . En la figura (3.3) se muestra el diagrama del bloque R_X en forma generalizada.

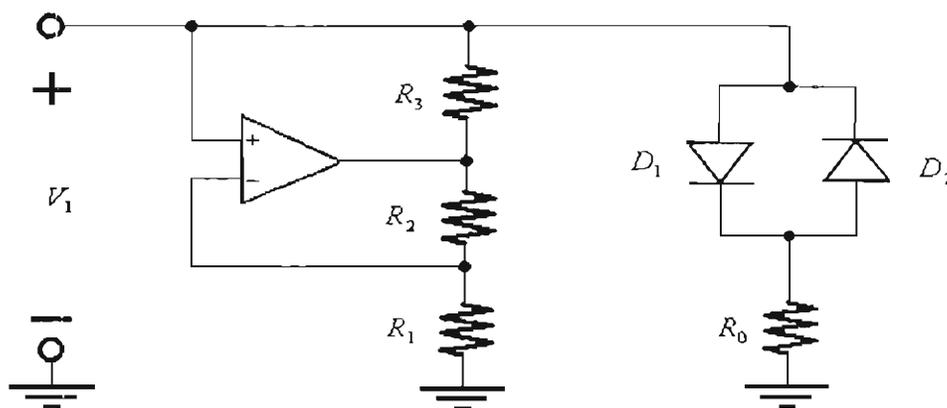


Figura 3.3 Circuito de la resistencia negativa no lineal.

El análisis del circuito anterior se realiza para determinar el comportamiento de la corriente I_X , el cual se divide en tres casos:

1. Cuando el V_1 no es suficiente para que los diodos D_1 y D_2 conduzcan.
2. Cuando el V_1 es suficiente para que el diodo D_1 conduzca.
3. Cuando el V_1 es suficiente para que el diodo D_2 conduzca.

CASO 1

Cuando el voltaje $V_1 \leq V_D$, en donde V_D es el voltaje de polarización del diodo.

El valor real es de 0.7 para diodos de silicio. Entonces para este caso ninguno de los dos diodos conducen, por lo que el circuito queda como se muestra en la figura (3.4) el cual se tomará en cuenta para el análisis del primer caso.

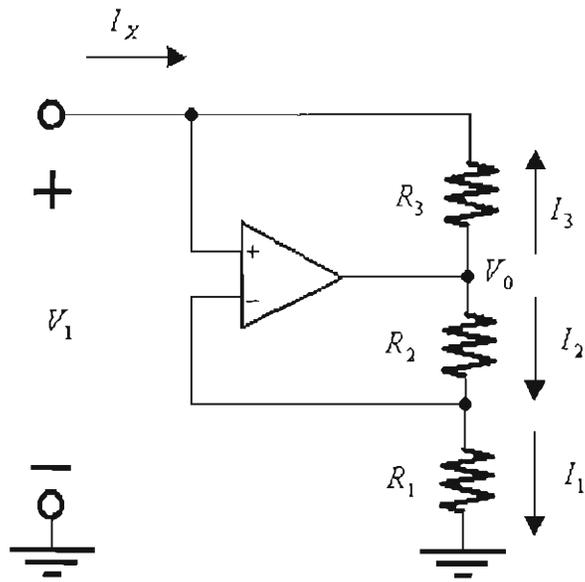


Figura 3.4 Circuito para el análisis del caso 1.

El análisis de la figura (3.4) se realiza de la siguiente forma:

Primero hacemos las siguientes consideraciones:

$$V^+ = V^- = V_1$$

$$I_1 = I_2$$

$$I_x = -I_3$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \tag{3.3.1}$$

$$I_2 = \frac{(V_0 - V_1)}{R_2} \tag{3.3.2}$$

Ahora igualamos las ecuaciones (3.3.1) y (3.3.2) de lo cual se obtiene lo siguiente:

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{(V_0 - V_1)}{R_2}$$

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} V_1 + V_1 \tag{3.3.3}$$

A continuación se resuelve para I_3 :

$$I_3 = \frac{(V_0 - V_1)}{R_3} \quad (3.3.4)$$

Sustituimos la ecuación (3.3.3) en (3.3.4) y se obtiene que:

$$I_3 = \frac{R_2}{R_1 R_3} V_1 \quad (3.3.5)$$

Como $I_x = -I_3$ se obtiene la primera ecuación para I_x :

$$I_x = -\frac{R_2}{R_1 R_3} V_1 \quad (3.3.6)$$

CASO 2

Cuando el voltaje $V_1 > V_D$, entonces para este caso solo conduce un diodo que es D_1 y por lo tanto el circuito que se va a analizar queda como se muestra en la figura (3.5) el cual se tomara en cuenta para el análisis del caso 2.

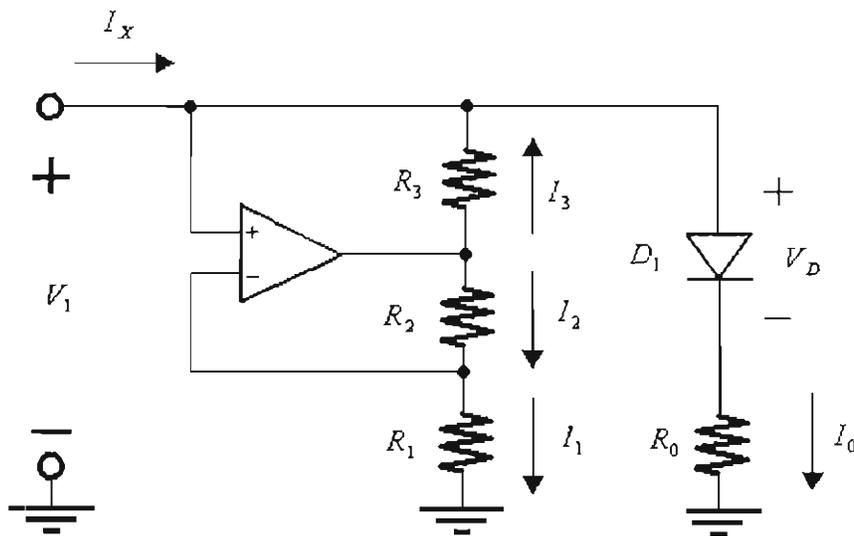


Figura 3.5 Circuito para el análisis del caso 2.

El análisis de la figura (3.5) se realiza de la siguiente manera:

Primero se hace la siguiente consideración:

$$I_x = I_0 - I_3 \quad (3.3.7)$$

La corriente I_3 se obtiene a través de los mismos procedimientos que en el caso 1 por lo tanto hacemos el análisis para I_0 .

$$-V_1 + V_D + R_0 I_0 = 0$$

$$I_0 = \frac{(V_1 - V_D)}{R_0} \quad (3.3.8)$$

Ahora sustituimos las ecuaciones (3.3.5) y (3.3.8) en (3.3.7).

$$I_x = \frac{V_1}{R_0} - \frac{V_D}{R_0} - \frac{R_2}{R_1 R_3} V_1$$

La ecuación resultante para I_x es:

$$I_x = \left(\frac{R_1 R_3 - R_0 R_2}{R_0 R_1 R_3} \right) V_1 - \frac{V_D}{R_0} \quad (3.3.9)$$

CASO 3

Cuando el voltaje $V_1 < V_D$; entonces para este caso solo conduce un diodo que es D_2 y por lo tanto el circuito que se va analizar queda como se muestra en la figura (3.6).

En este caso el análisis se lleva a cabo igual que en el caso dos, con la excepción de que solo cambia la polaridad del voltaje V_D .

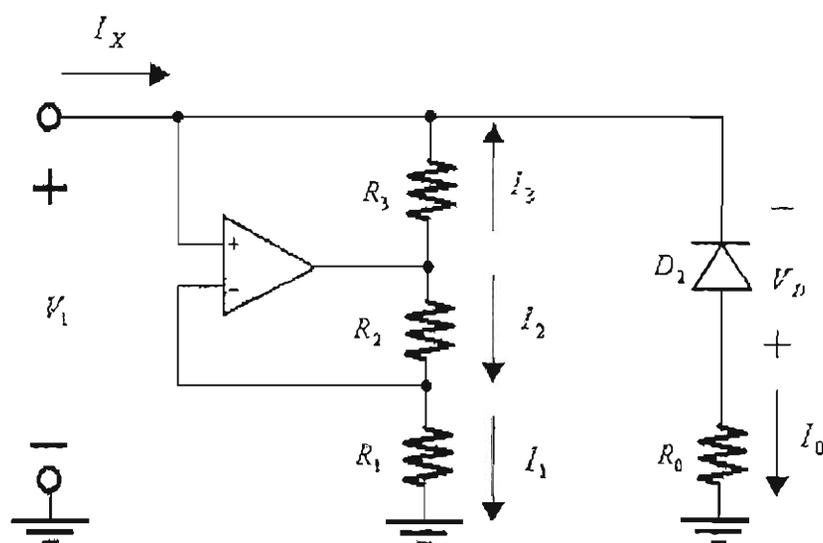


Figura 3.6 Circuito para el análisis del caso 3.

Primero se hace la siguiente consideración:

$$I_x = I_0 - I_3 \quad (3.3.10)$$

La corriente I_3 se obtiene igual que en el caso 1 por lo tanto hacemos el análisis para I_0 .

$$-V_1 - V_D + R_0 I_0 = 0$$

$$I_0 = \frac{(V_1 + V_D)}{R_0} \quad (3.3.11)$$

Ahora sustituimos las ecuaciones (3.3.5) y (3.3.11) en (3.3.10).

$$I_x = \frac{V_1}{R_0} + \frac{V_D}{R_0} - \frac{R_2}{R_1 R_3} V_1$$

La ecuación resultante para I_x es:

$$I_x = \left(\begin{matrix} R_1 R_3 - R_0 R_2 \\ R_0 R_1 R_3 \end{matrix} \right) V_1 + \frac{V_D}{R_0} \quad (3.3.12)$$

La curva característica que describe el elemento R_x se muestra en la figura (3.7) en donde se puede observar el desempeño de este en sus tres regiones analizadas.

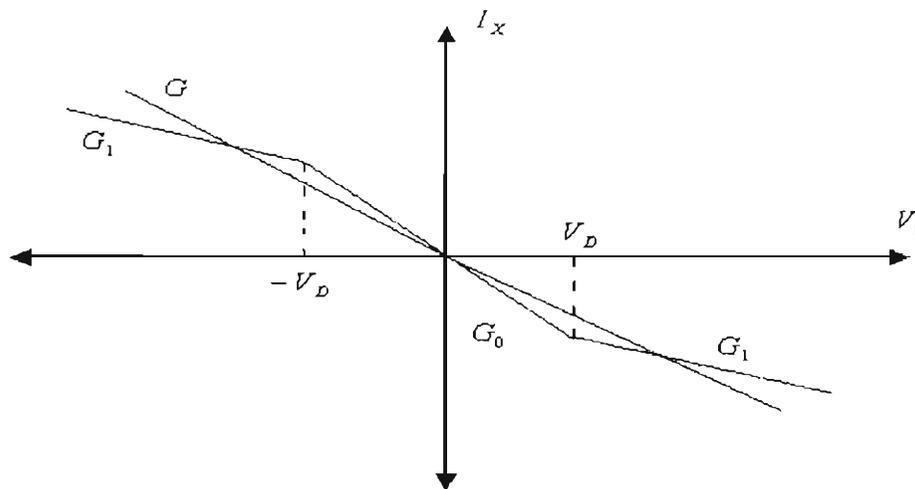


Figura 3.7 Curva característica del elemento R_x .

3.4 BLOQUE TRANSMISOR

Después de realizar el análisis del circuito transmisor, se procede a la simulación en el paquete de cómputo MULTISIM 7 y finalmente se realizará la implementación electrónica del mismo.

El diagrama electrónico del circuito transmisor se muestra en la figura (3.8) para realizar la modulación se inyecta la señal a transmitir por medio de un amplificador operacional utilizando la configuración seguidor de voltaje y una resistencia de modulación.

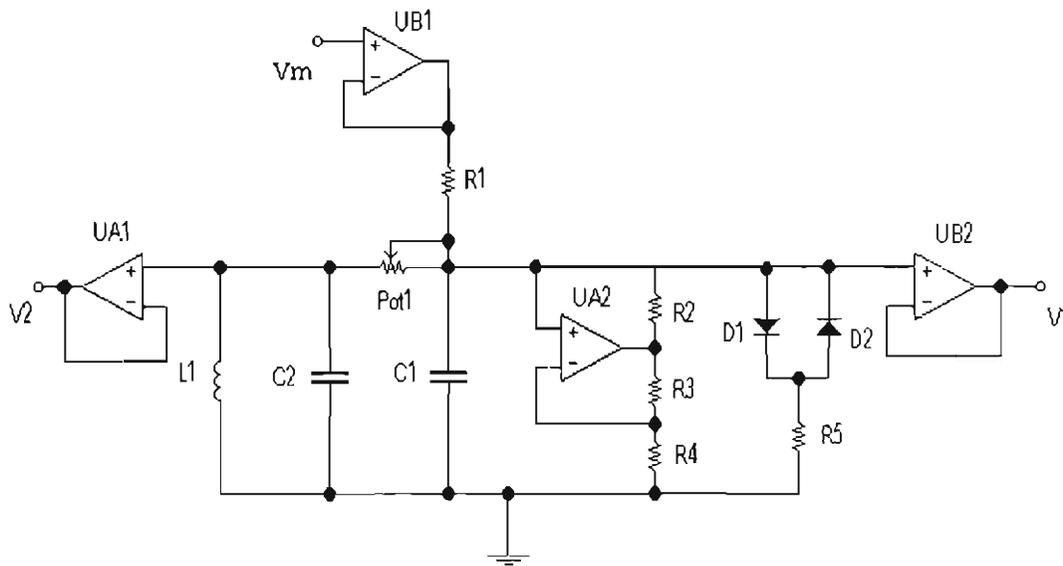


Figura 3.8 Diagrama electrónico del bloque transmisor.

El voltaje V_m representa la señal de información, que debe tener ciertas características en amplitud, de tal forma que no excedan los límites en amplitud de la señal caótica y así mantener el comportamiento caótico del oscilador caótico.

Los componentes y valores utilizados tanto en simulación como en la implementación electrónica para el diagrama de la figura (3.8), se presentan en la tabla (3.1).

COMPONENTE	VALORES
R1	10k?
R2	220?
R3	220?
R4	750?
R5	1.2k?
Pot.1	5k?
C1	10nF
C2	100nF
D1	1N914
D2	1N914
L	18mH
AMP. OP.	TL-082

Tabla 3.1 Componentes y valores utilizados.

Los valores utilizados tanto en simulación como en la implementación electrónica, a los cuales fueron ajustados los potenciómetros de la tabla (3.1), se presentan en la tabla (3.2).

COMPONENTE	VALORES
Pot.1	1.8k?

Tabla 3.2 Componentes y valores para los potenciómetros.

3.4.1 SIMULACIÓN DEL BLOQUE TRANSMISOR SIN MODULACIÓN

A continuación se presentaran las señales correspondientes a dos estados del circuito de Chua (V_1, V_2) para analizar su comportamiento sin modulación, así como las proyecciones del atractor de doble enroscado en el plano (V_1, V_2). Dichas gráficas se obtuvieron al simular el bloque transmisor sin modulación.

Cuando el $V_m = 0$, el circuito trabaja libremente es decir no existe modulación por lo tanto el sistema trabaja en forma natural.

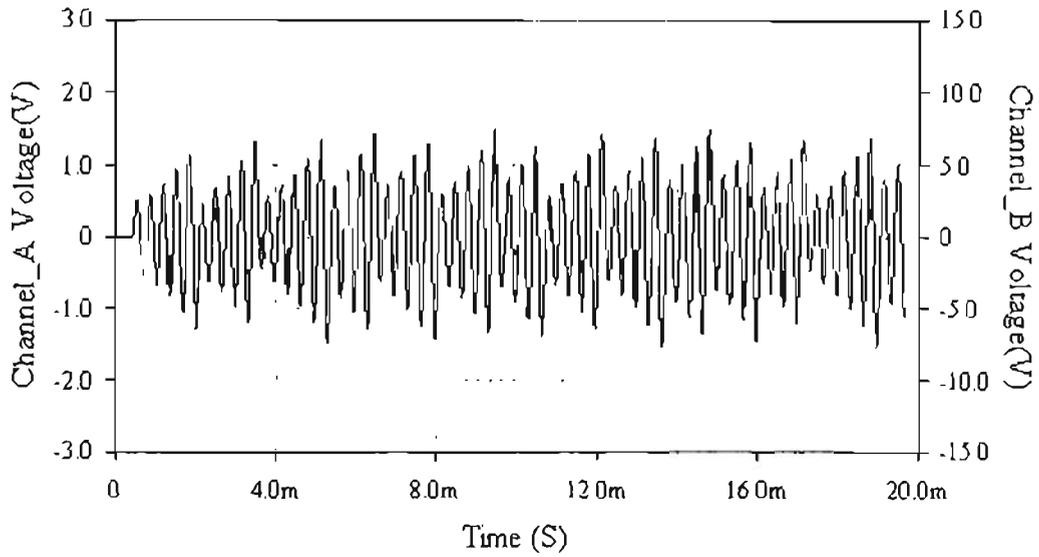


Figura 3.9 Estado V_2 sin modulación.

FIGURA 3.9

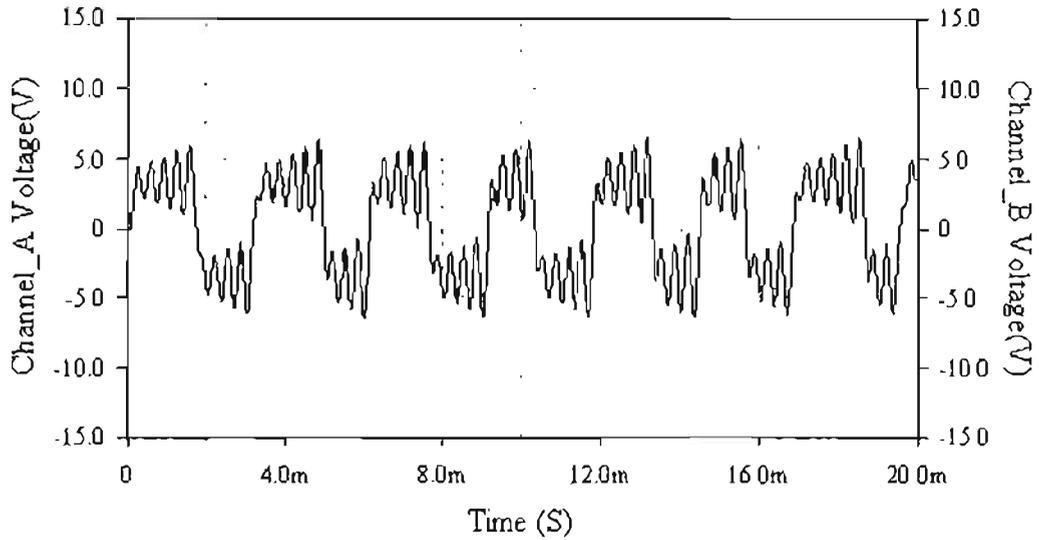


Figura 3.10 Estado V_1 sin modulación.

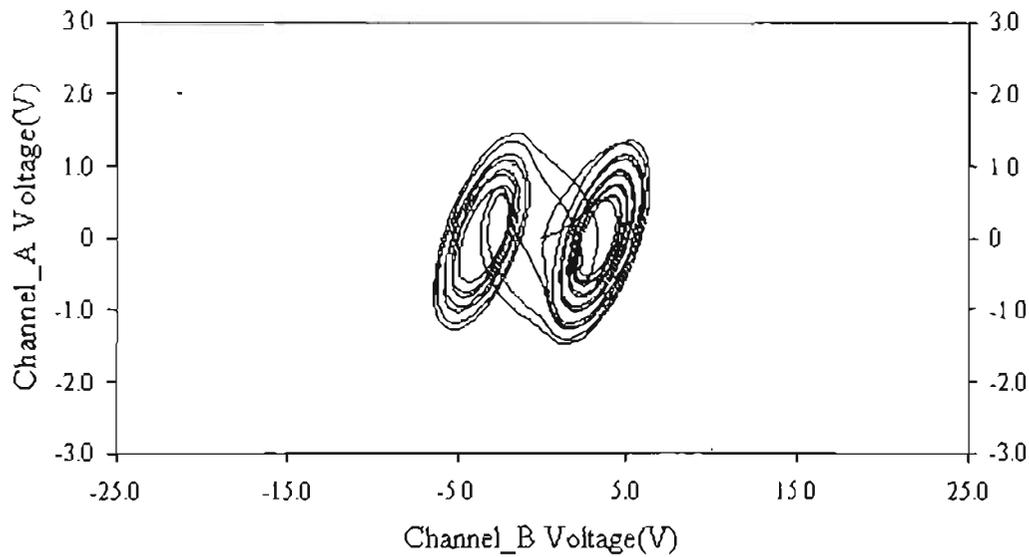


Figura 3.11 Proyección del atractor de doble enroscado sin modulación en el plano (V_1, V_2) .

3.4.2 SIMULACIÓN DEL BLOQUE TRANSMISOR CON MODULACIÓN

Se simuló el sistema transmisor utilizando señales moduladoras de $\pm 0.7V$ en CD. Esto se hizo con el fin de ver la deformación que sufren los diferentes estados analizados, así como la proyección del atractor de doble enroscado en el plano (V_1, V_2) y a continuación se presentan las gráficas correspondientes.

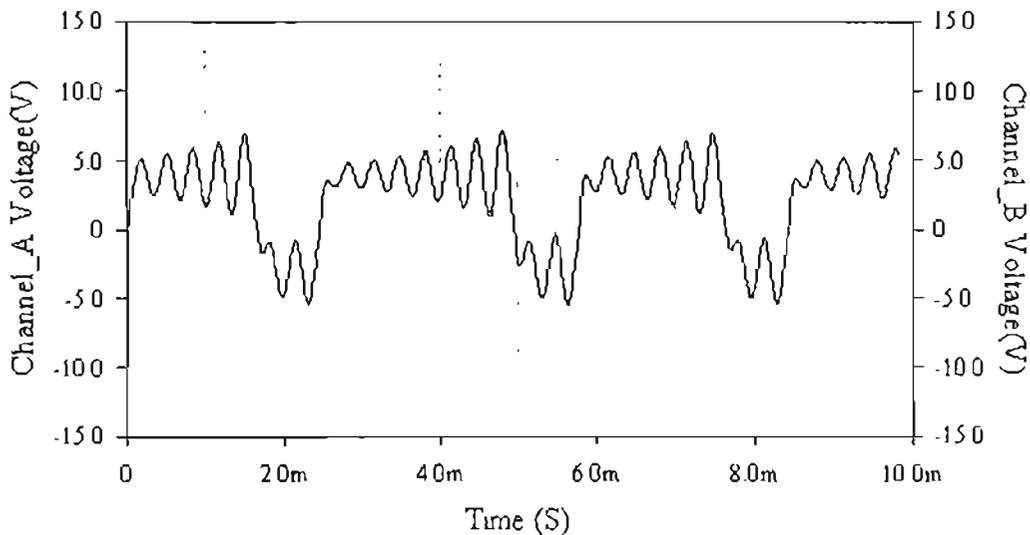


Figura 3.12 Influencia de la modulación sobre el estado V_1 al utilizar una señal de información de $+ 0.7V$ en CD.

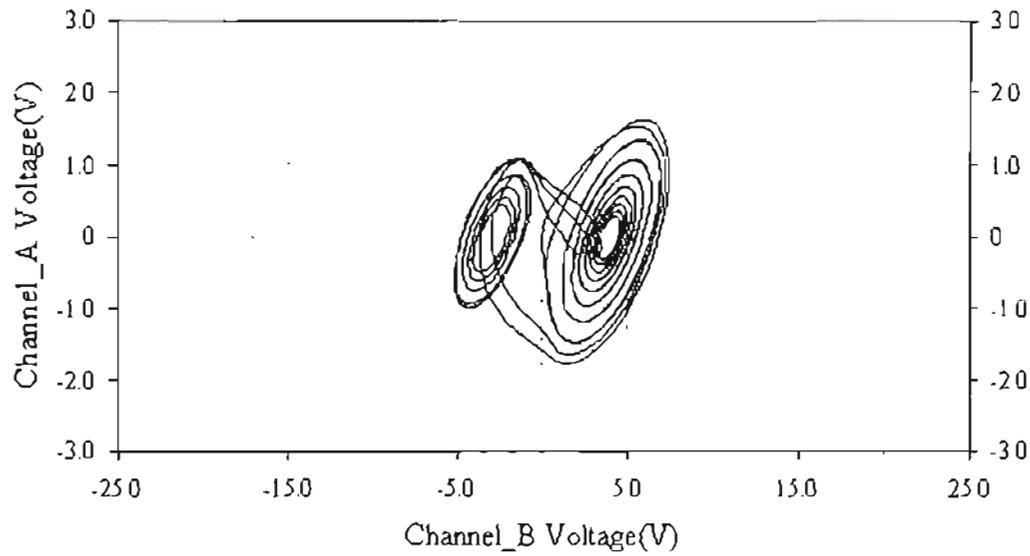


Figura 3.13 Proyección del atractor de doble enrollado en el plano (V_1, V_2) , cuando se aplica una señal de información de $+0.7V$ en CD.

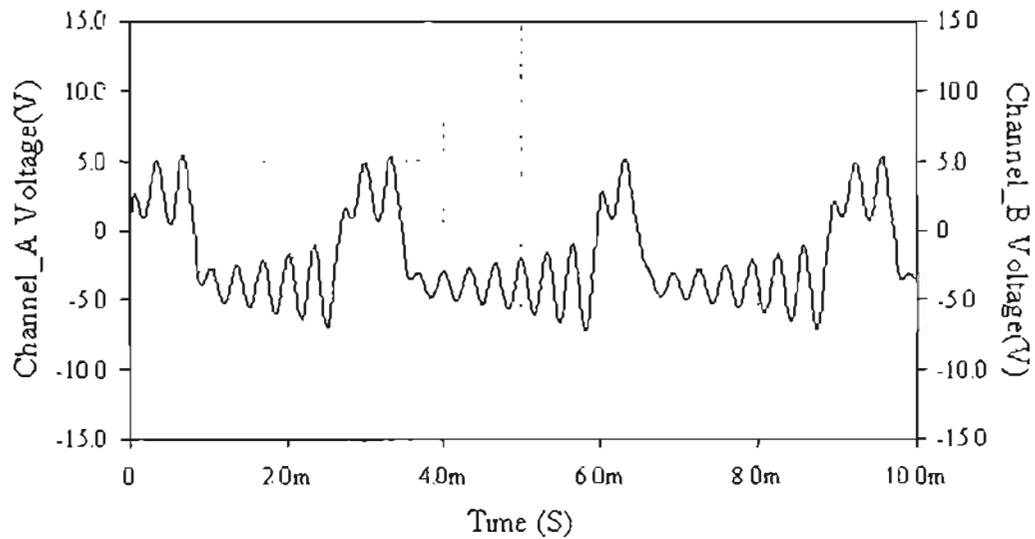


Figura 3.14 Influencia de la modulación sobre el estado V_1 al utilizar una señal de información de $-0.7V$ en CD.

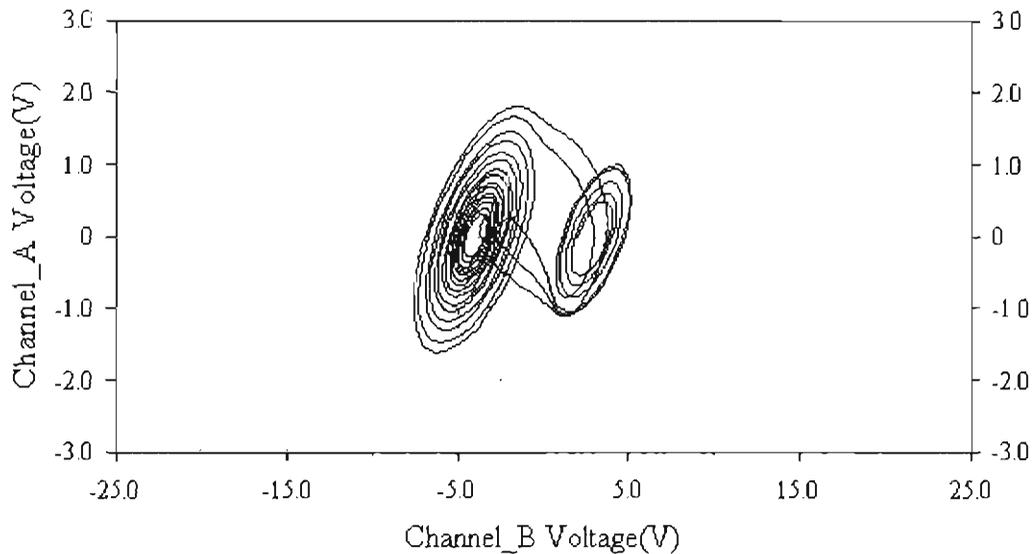


Figura 3.15 Proyección del atractor de doble enrollado en el plano (V_1, V_2) , cuando se aplica una señal de información de $-0.7V$ en CD.

Como se puede observar de las figuras (3.13) y (3.15), cuando hay presencia de una señal de información modulando el estado V_1 , la señal del atractor de doble enrollado es forzada a enrollarse más sobre un lado que del otro, esto es de acuerdo a la polarización de CD que presente la señal moduladora sobre el sistema. Para cuando se utiliza una señal de información de CA para modular el circuito de Chua en el estado V_1 , el atractor de doble enrollado no presentará mayor enrollamiento en un solo lado.

3.4.3 IMPLEMENTACIÓN ELECTRÓNICA DEL TRANSMISOR SIN MODULACIÓN

En esta sección estudiamos el bloque transmisor experimentalmente. A continuación se presentaran las señales correspondientes a los dos estados del circuito de Chua experimental (V_1, V_2) para analizar su comportamiento sin modulación, así como la proyección de la gráfica del atractor de doble enrollado. Dichas gráficas se obtuvieron al capturar las señales correspondientes del circuito experimental del bloque transmisor sin modulación.

En esta sección el sistema trabaja sin modulación es decir que $V_m = 0$.

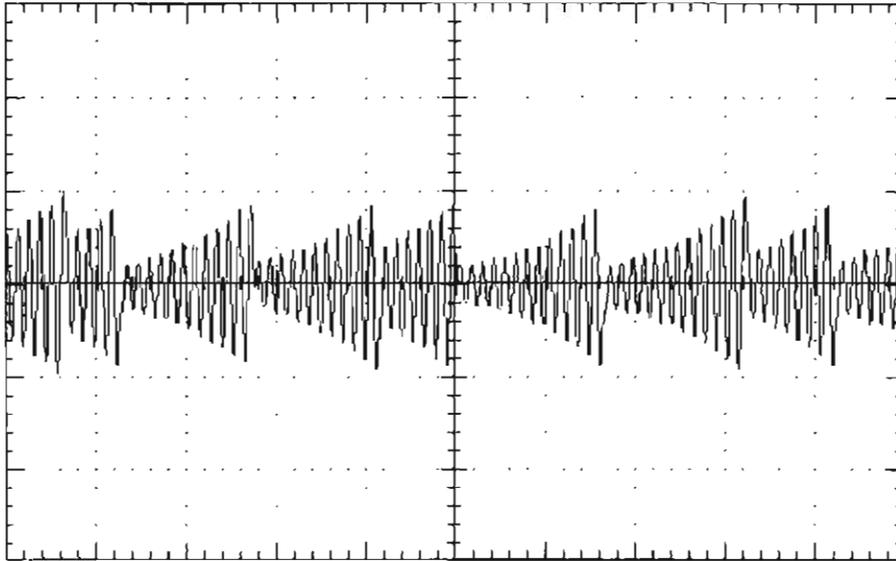


Figura 3.16 Estado V_2 sin modulación.

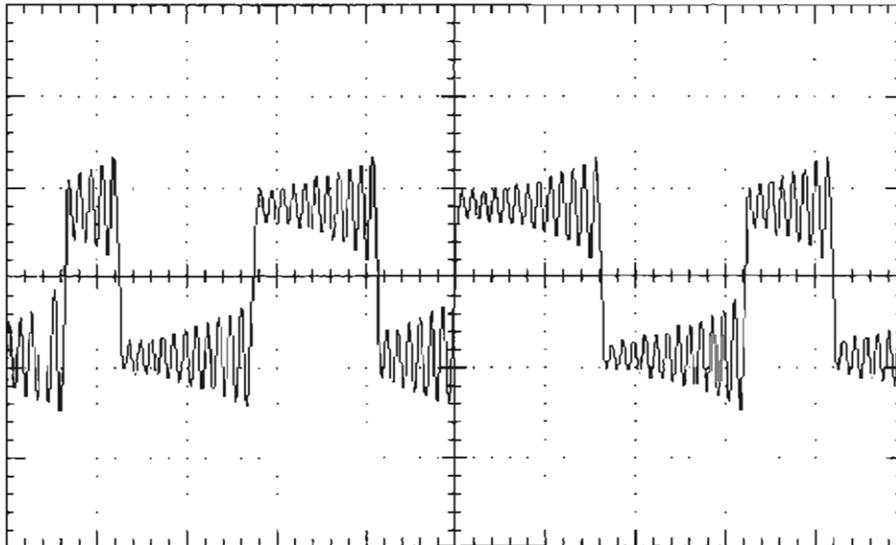


Figura 3.17 Estado V_1 sin modulación.

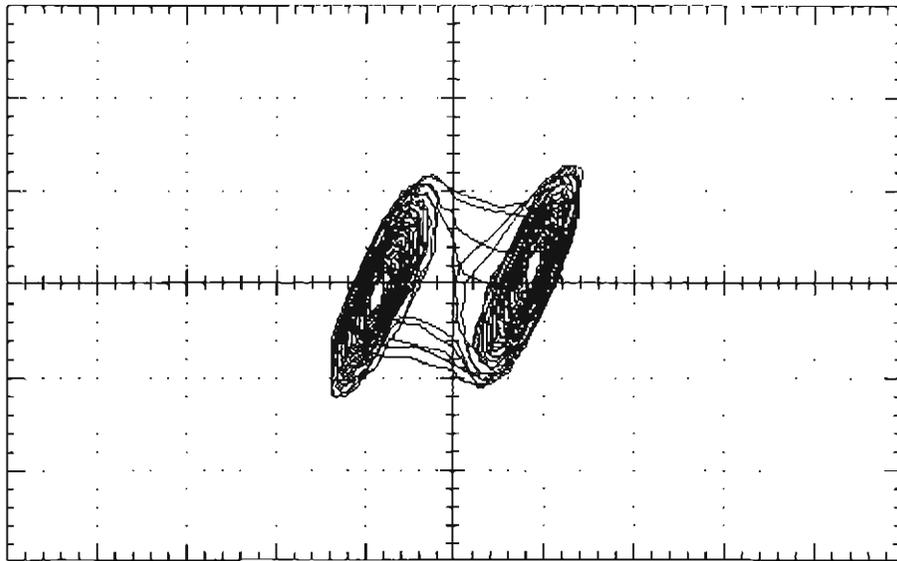


Figura 3.18 Proyección del atractor de doble enroscado sin modulación en el plano (V_1, V_2) .

3.4.4 IMPLEMENTACION ELECTRÓNICA DEL TRANSMISOR CON MODULACIÓN

En esta parte se hicieron experimentos utilizando una señal moduladora de $\pm 0.7V$ en CD para ver la deformación que sufren los diferentes estados de voltaje analizados, tanto como la proyección del atractor de doble enroscado.

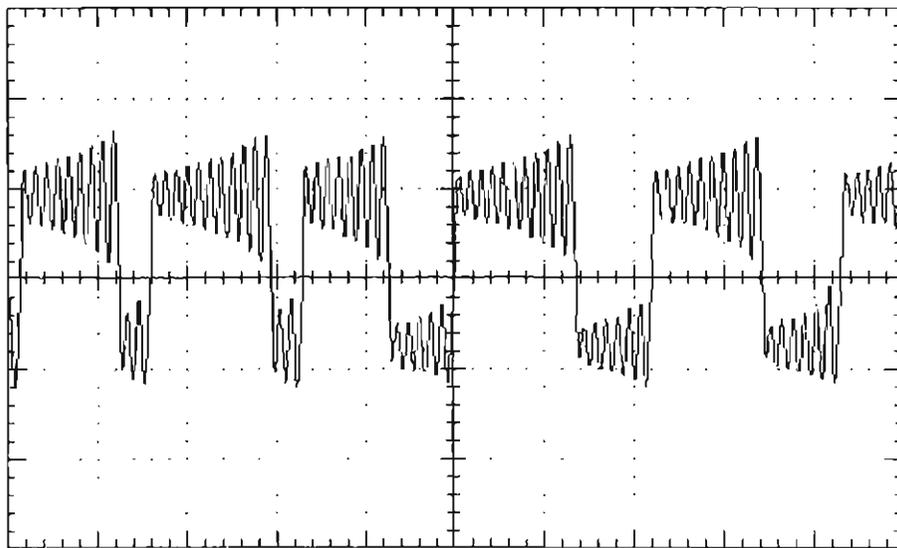


Figura 3.19 Influencia de la modulación sobre el estado V_1 al utilizar una señal de $+0.7V$ en CD.

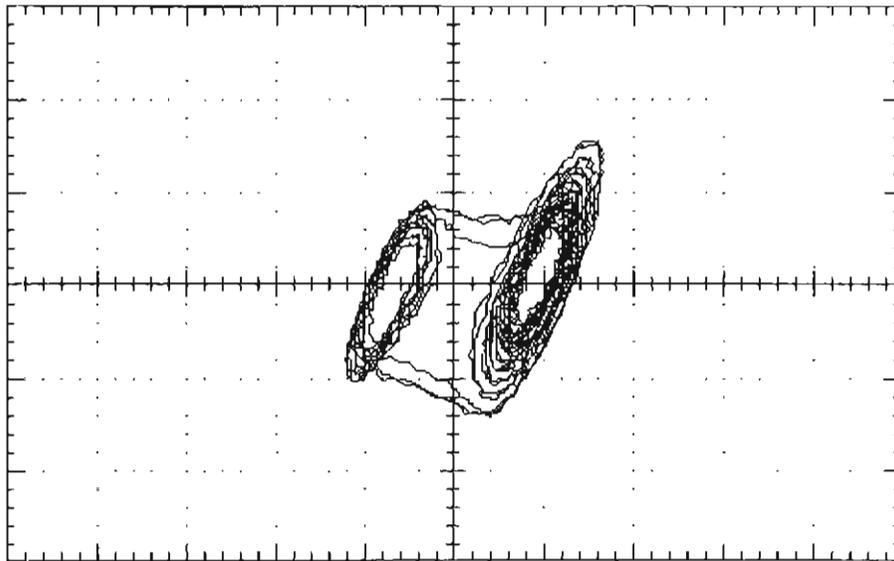


Figura 3.20 Proyección del atractor de doble enroscado en el plano (V_1, V_2) , cuando se aplica una señal de información de $+0.7V$ en CD.

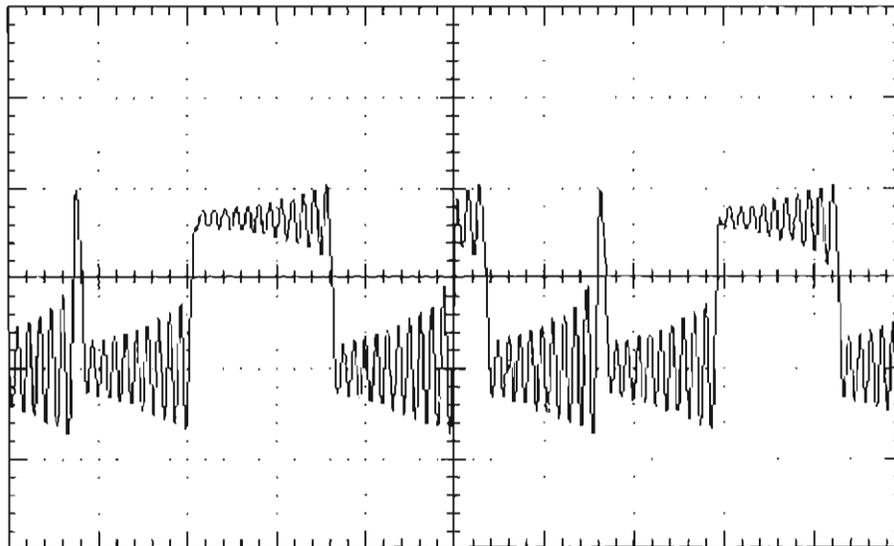


Figura 3.21 Influencia de la modulación sobre el estado V_1 , al utilizar una señal de información de $-0.7V$ en CD.

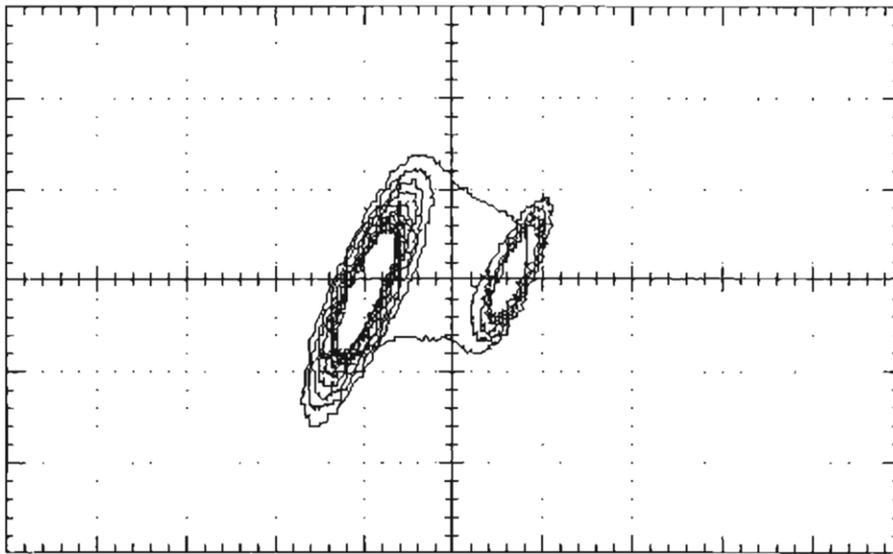


Figura 3.22 Proyección del atractor de doble enroscado en el plano (V_1 , V_2), cuando se aplica una señal de información de $-0.7V$ en CD.

CAPÍTULO 4

BLOQUE RECEPTOR

SUBSISTEMA SINCRONIZADOR

FILTRO NO LINEAL

4.1 BLOQUE RECEPTOR

El bloque receptor lo forman: la parte de sincronización y un filtro no lineal que se utiliza para recuperar la señal de información.

En donde se recibe el estado V_2 , por medio del cual se reconstruye el estado V_1' y estos dos estados son utilizados para reconstruir la señal de información modulada.

La simulación del bloque receptor tanto en la parte de sincronización como la del filtro no lineal se hacen en el paquete computacional MULTISIM 7, una vez simulado se lleva a cabo la implementación electrónica del circuito, tanto para el subsistema síncrono, como para el filtro no lineal como se muestra en las figuras (4.2) y (4.7), respectivamente.

4.2 SUBSISTEMA SINCRONIZADOR

La reconstrucción del estado V_1' se hace a partir de las ecuaciones (3.2.2) y (3.2.3), resultando el siguiente conjunto de ecuaciones.

$$GV_1' = C_2 \dot{V}_2 + GV_2 + I_L$$

$$\dot{I}_L = \frac{1}{L} V_2$$

Ya que se esta tomando como entrada el estado V_2 , solamente necesitamos construir su derivada de V_2 y posteriormente construir el estado I_L ; I_L se realiza obteniendo la integral de V_2 . Una vez teniendo V_2 , su derivada e I_L se hace la suma de los tres elementos dando las ganancias necesarias a cada variable para lograr reconstruir el estado V_1' como se muestra en la figura (4.1).

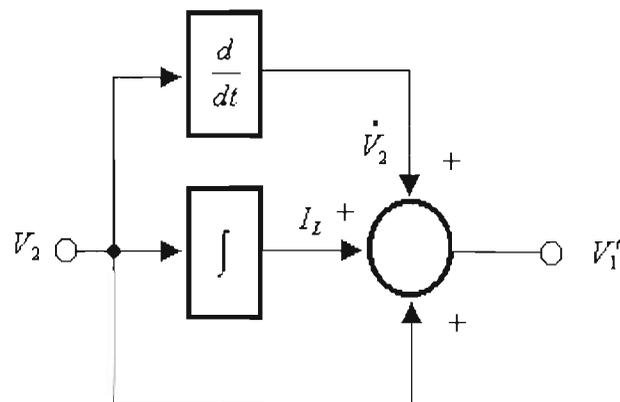


Figura 4.1 Diagrama a bloques del sistema para reconstruir V_1'

Refiriéndonos a la figura (4.2) se tiene que la etapa de derivación esta dada por la ecuación (4.2.1)

$$V_0 = -RC \frac{dV_2}{dt} \quad (4.2.1)$$

donde para poder hacer la implementación electrónica de la ecuación (4.2.1) se tienen que calcular los valores de R y C, para hacer estos cálculos tenemos que considerar la frecuencia del estado V_2 .

En donde $R = Pot.2$ y $C = C3$

La etapa de integración esta dada por la ecuación (4.2.2).

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int V_2 dt \quad (4.2.2)$$

Ahora se hacen los cálculos para los valores de R y C y así poder hacer la implementación electrónica de la ecuación (4.2.2), en donde se toma en cuenta la frecuencia del estado V_2 .

En donde $R = Pot.4$ y $C = C4$

Para esta parte se utiliza un $Pot.5$ en paralelo a el capacitor C_4 con la finalidad de estabilizar la etapa de integración.

El valor que toma el $Pot.5$ esta dado por la ecuación (4.2.3).

$$10 * (Pot.4) = Pot.5 \quad (4.2.3)$$

El $pot.5$ que se muestra en la figura (4.2) no es utilizado en la integración de la señal, solo se utiliza en la implementación electrónica con la finalidad de estabilizar la etapa de integración la cual es utilizada para reconstruir el estado I_1 .

Después a cada una de estas dos etapas se pone una etapa de amplificación por medio de las cuales se dan las ganancias necesarias para lograr reconstruir el estado V_1' .

Por último se hace la suma de las tres variables que se necesitan en la ecuación (3.2.2) y el diagrama electrónico del circuito sincronizador o estimador de V_1' queda como se muestra en la figura (4.2).

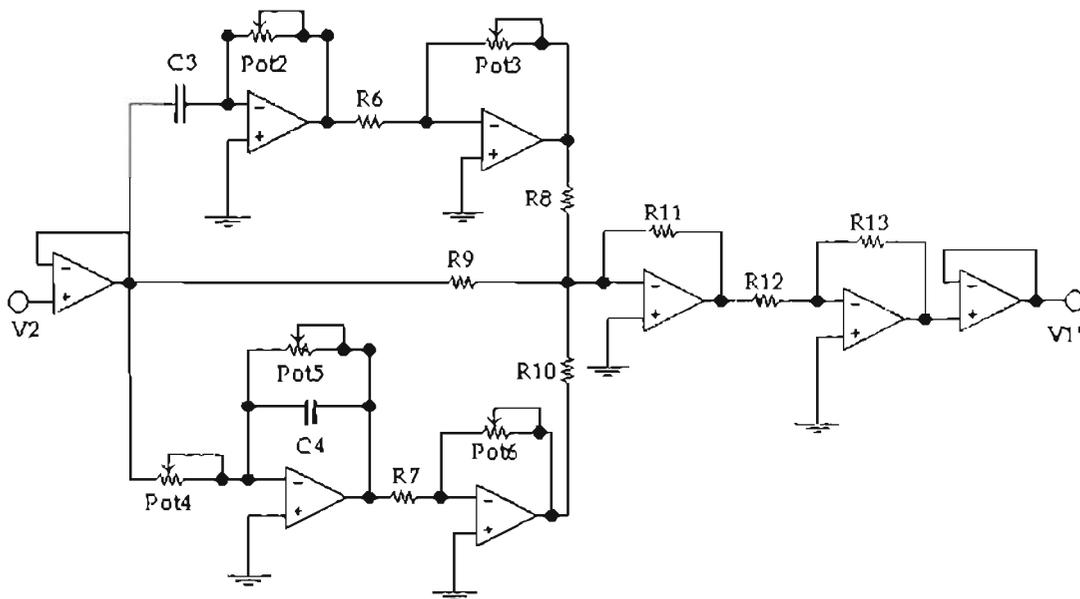


Figura 4.2 Diagrama del circuito implementado para reconstruir V_1' .

Los valores utilizados tanto en simulación como en la implementación electrónica, a los cuales fueron ajustados los potenciómetros de la tabla (4.2), se presentan en la tabla (4.1).

COMPONENTE	VALORES
POT.2	390?
POT.3	4.4k?
POT.4	390?
POT.5	3.9k?
POT.6	3.6k?

Tabla 4.1 Componentes y valores para los potenciómetros.

En la tabla (4.2), se describen los componentes y valores utilizados para construir el diagrama del sistema sincronizador (estimador de V_1').

COMPONENTES	VALORES
R6	1k?
R7	1k?
R8	10k?
R9	10k?
R10	10k?
R11	10k?
R12	10k?
R13	10k?
C3	100nF
C4	100nF
POT.2	10k?
POT.3	10k?
POT.4	10k?
POT.5	100k?
POT.6	10k?
AMP. OP.	TL-082

Tabla 4.2 Componentes y valores utilizados.

4.2.1 SIMULACIÓN DEL SINCRONIZADOR SIN MODULACION

A continuación se presentaran las gráficas de la señal de sincronización y la comparación entre el estado V_1 y su derivada V_1' las cuales se realizan sin tomar en cuenta la señal de modulación. En las siguientes figuras el estado V_1 esta representado por el canal A y el estado V_1' por el canal B.

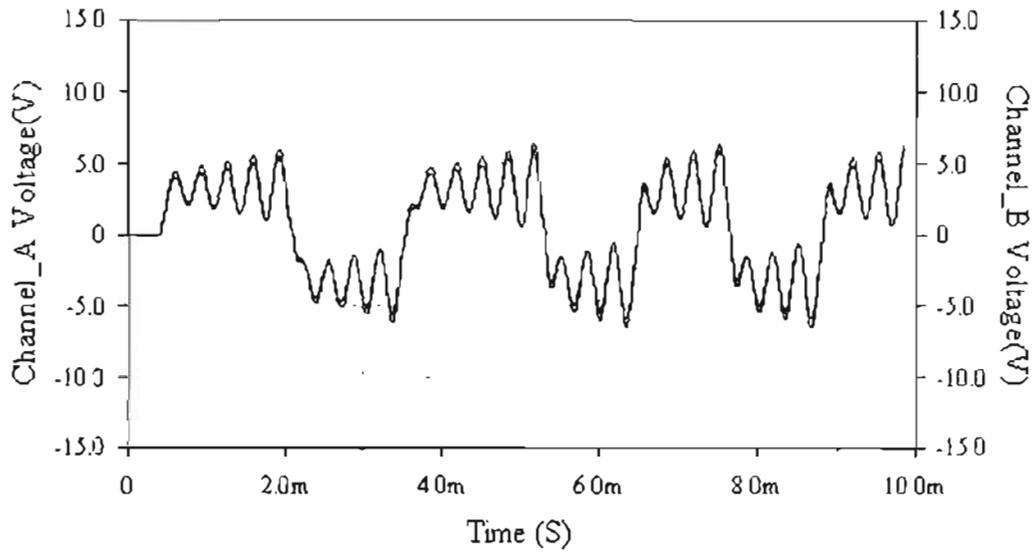


Figura 4.3 Comparación de los estado V_1 y V_1' sin modulación.

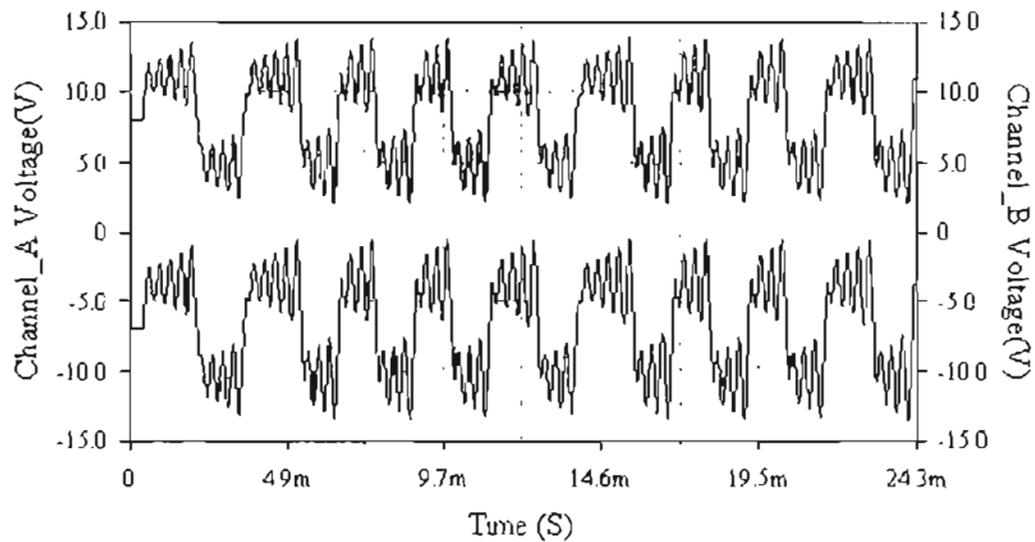


Figura 4.4 Estados V_1 y V_1' sin modulación.

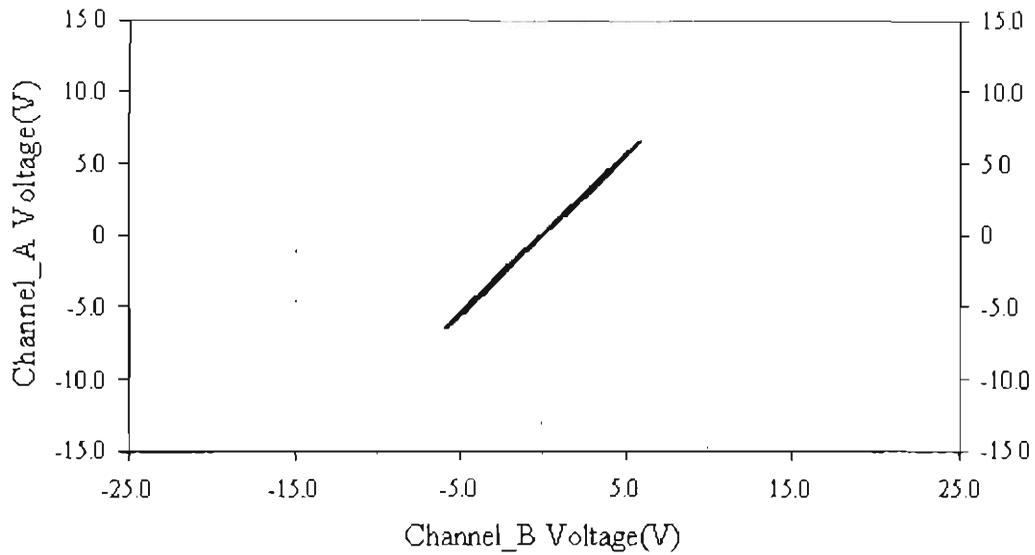


Figura 4.5 Sincronización sin modulación de los estados V_1 y V_1' .

4.2.2 SIMULACIÓN DEL SINCRONIZADOR CON MODULACION

Ahora se presentaran las gráficas de la señal de sincronización y la comparación entre el estado V_1 y su derivada V_1' , las señales están tomadas al modular el sistema con una señal de entrada de tipo sinusoidal con amplitud de 1Vp-p.

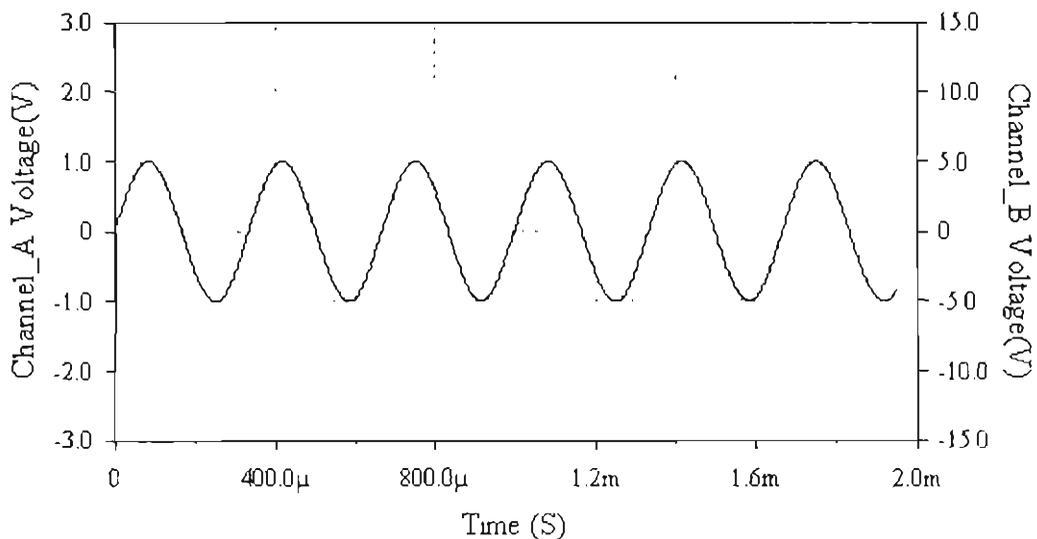


Figura 4.6 Señal moduladora sinusoidal de 1Vp-p.

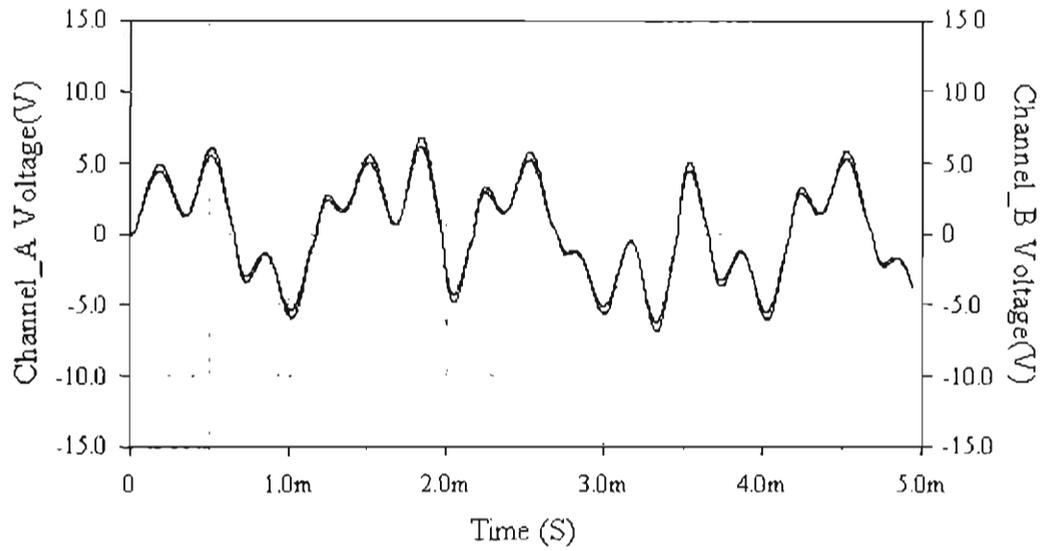


Figura 4.7 Comparación de los estados V_1 y V_1' con modulación.

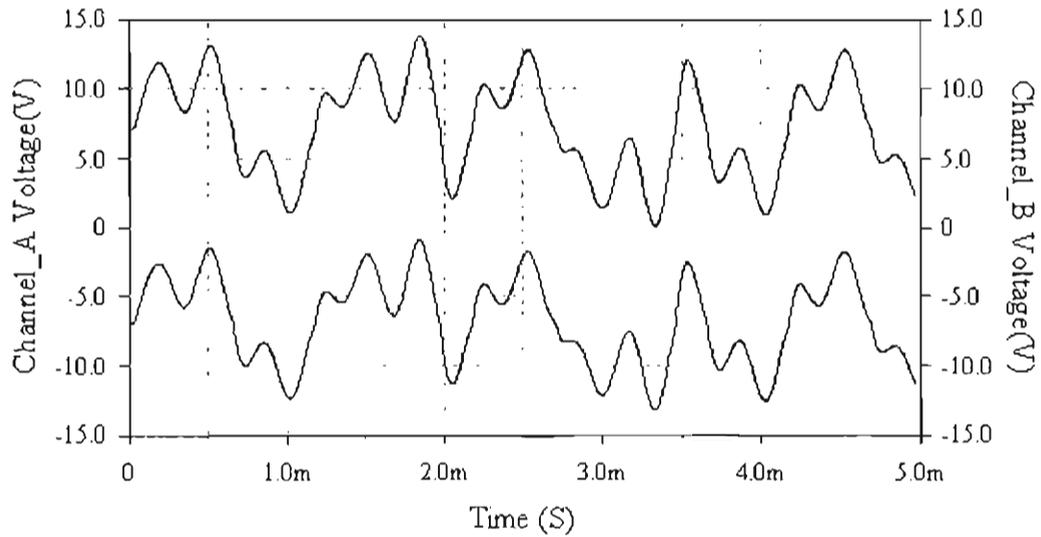


Figura 4.8 Estados V_1 y V_1' con modulación.

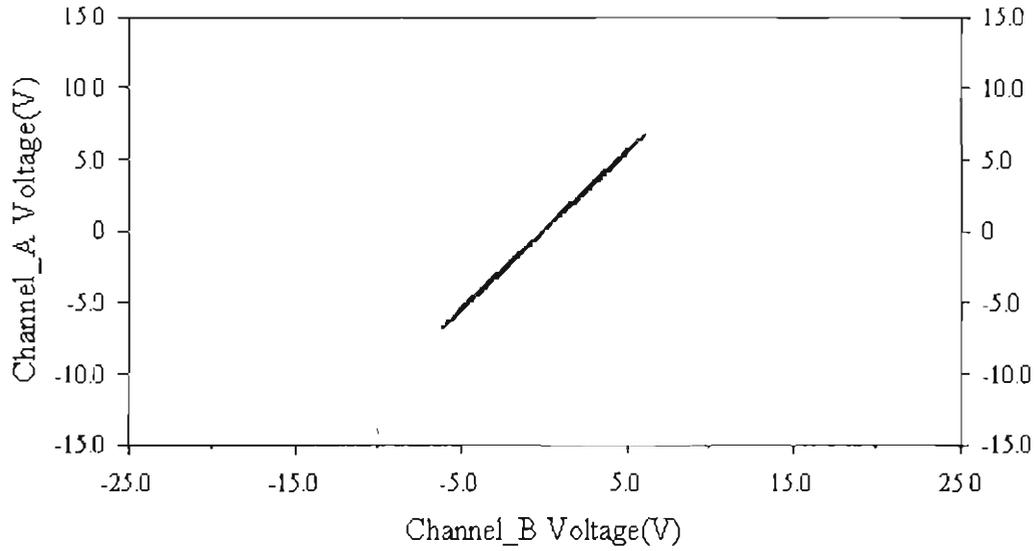


Figura 4.9 Sincronización con modulación de los estados V_1 y V_1' .

4.2.3 IMPLEMENTACIÓN ELECTRÓNICA SIN MODULACIÓN

A continuación se presentaran las gráficas de la señal de sincronización y la comparación entre el estado V_1 y su derivada V_1' las cuales están hechas sin señal de modulación. En las siguientes figuras el estado V_1 esta representado por el canal 1 y su derivada V_1' por el canal 2.

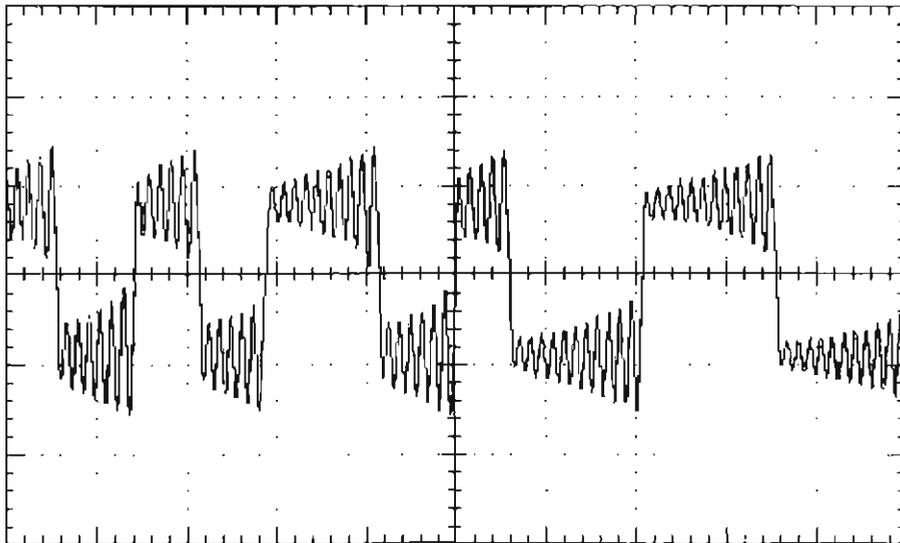


Figura 4.10 Comparación de los estado V_1 y V_1' sin modulación.

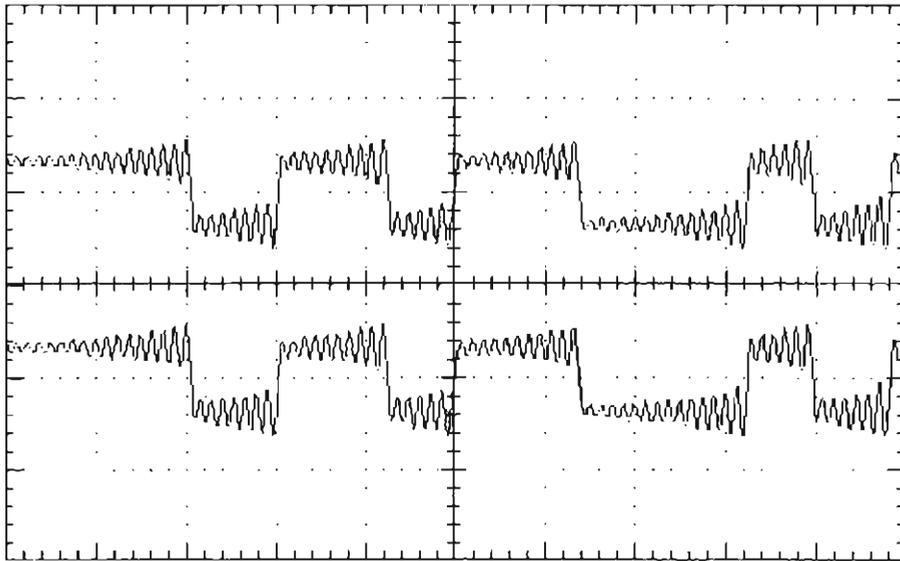


Figura 4.11 Estados V_1 y V_1' sin modulación.

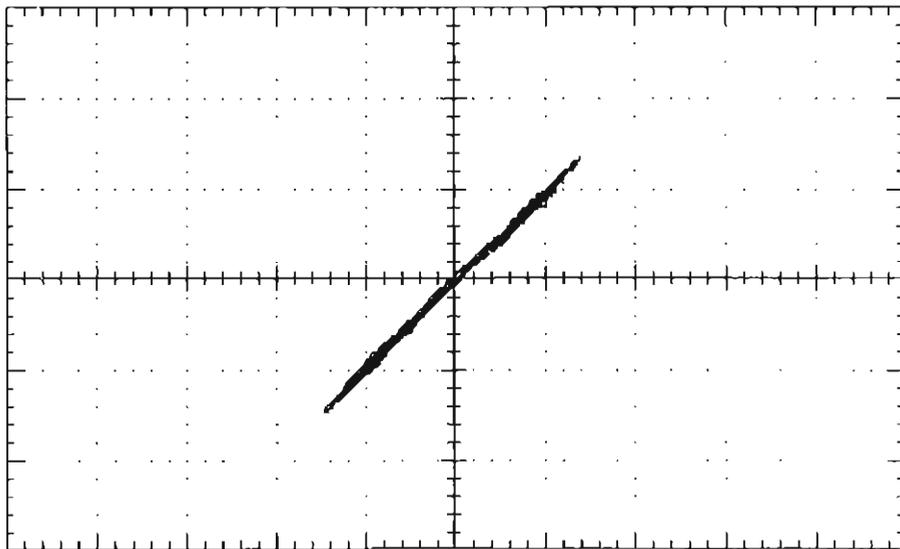


Figura 4.12 Sincronización sin modulación de los estados V_1 y V_1' .

4.2.4 IMPLEMENTACIÓN ELECTRÓNICA CON MODULACIÓN

Ahora se presentaran las gráficas de la señal de sincronización y la comparación entre el estado V_1 y su derivada V_1' las cuales están tomadas al modular el sistema con una señal sinusoidal de la forma $V_m=A*\text{seno}(\omega t)$, donde $A=0.5$ V y $\omega=3$ kHz.

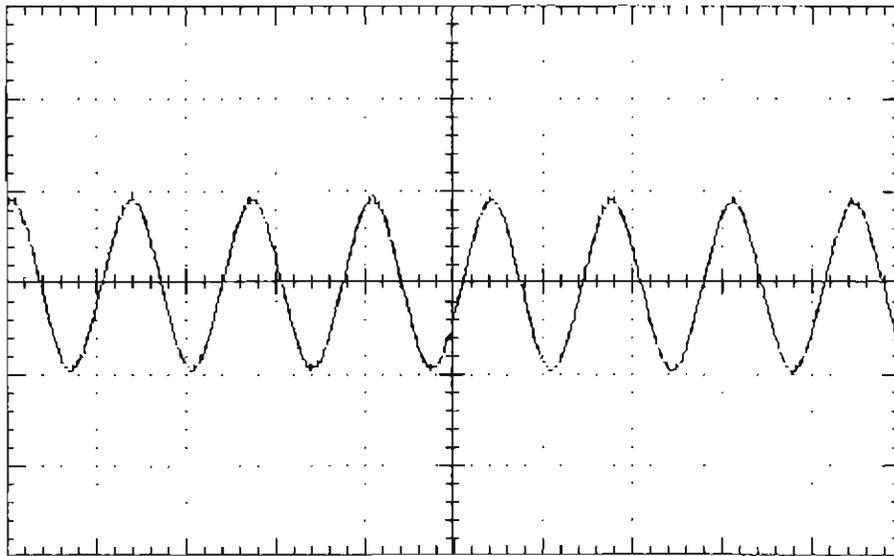


Figura 4.13 Señal de información $V_m=A*\text{seno}(\omega t)$, en donde $A=0.5$ V y $\omega=3$ kHz.

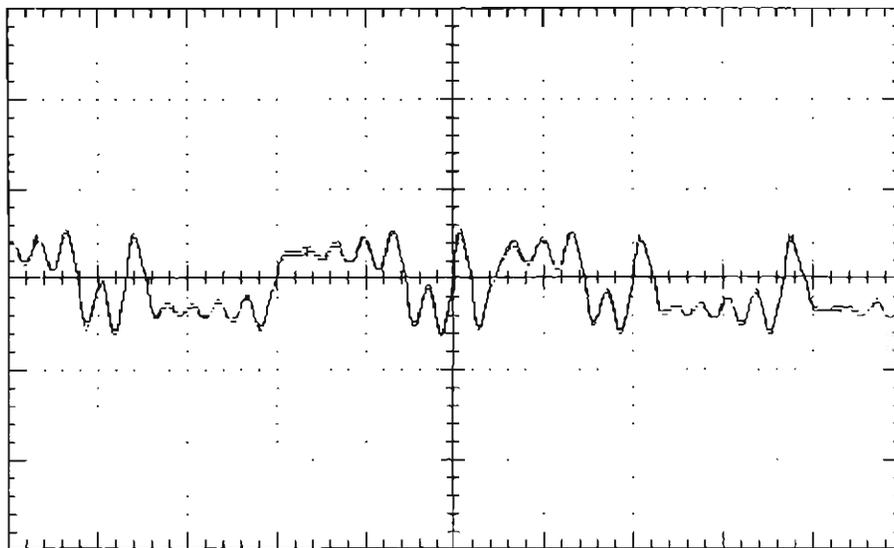


Figura 4.14 Comparación de los estado V_1 y V_1' , cuando se esta Aplicando modulación con la señal mostrada en la figura 4.13.

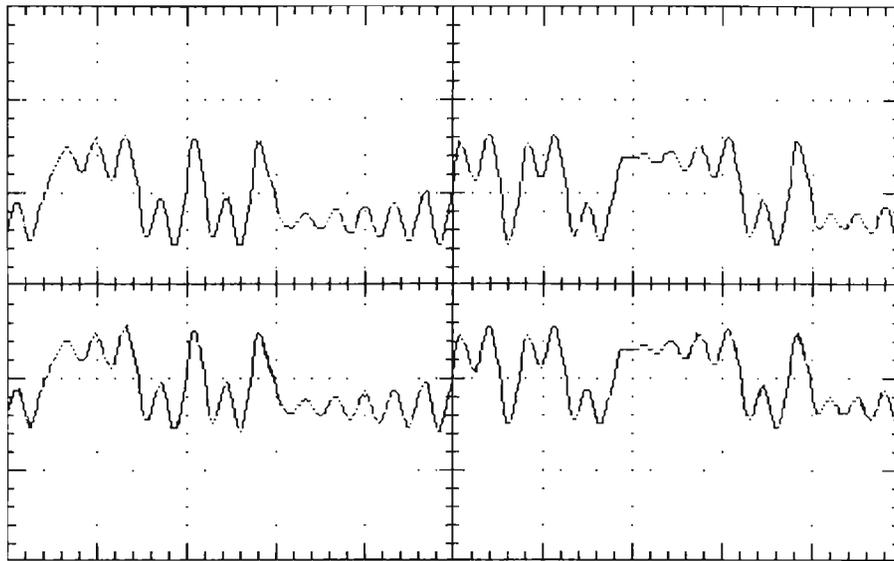


Figura 4.15 Estados V_1 y V_1' cuando se esta aplicando modulación con la señal mostrada en la figura 4.13.

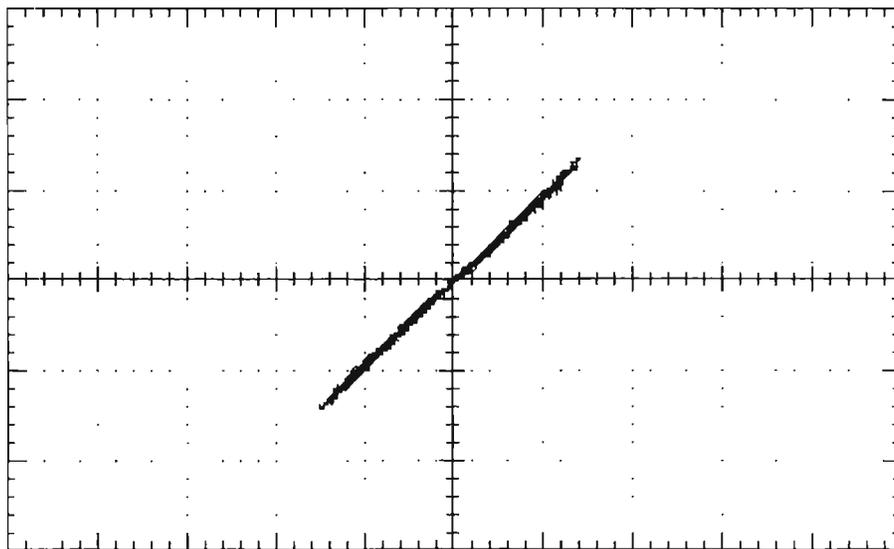


Figura 4.16 Sincronización con modulación de los estados V_1 y V_1' .

4.3 FILTRO NO LINEAL

Para hacer el diseño del filtro se toma en cuenta la ecuación (3.2.1).

$$\dot{V}_1 = -\frac{(G_m + G)}{C_1} V_1 + \frac{G}{C_1} V_2 + \frac{G_m}{C_1} V_m - \frac{1}{C_1} I_x$$

Lo primero que se hizo fue hacer las siguientes consideraciones:

$$\lambda = V_m$$

$$f_0 = -V_1 \frac{(G_m + G)}{C_1} + V_2 \frac{G}{C_1} - I_x \frac{1}{C_1}$$

$$f_1 = \frac{G_m}{C_1}$$

$$\dot{X} = \dot{V}_1$$

Por lo que nos queda la siguiente ecuación:

$$\dot{X} = f_0 + \lambda f_1 \quad (4.3.1)$$

Se desea integrar para librarse de \dot{X} . Por lo cual multiplicamos la ecuación (4.3.1) por el término e^{kt} .

$$\dot{X} e^{kt} = f_0 e^{kt} + \lambda f_1 e^{kt} \quad (4.3.2)$$

Ahora le sumamos el término kXe^{kt} a la ecuación (4.3.2).

$$\dot{X} e^{kt} + kXe^{kt} = f_0 e^{kt} + \lambda f_1 e^{kt} + kXe^{kt} \quad (4.3.3)$$

Por lo que decimos que la ecuación (4.3.3) se reduce a la ecuación (4.3.4).

$$\frac{d}{dt}(Xe^{kt}) = (f_0 + kX)e^{kt} + \lambda f_1 e^{kt} \quad (4.3.4)$$

Integramos ambos lados de la ecuación (4.3.4) para librarnos de la derivada, por lo tanto nos queda la siguiente ecuación.

$$Xe^{kt} = \int_{t_0}^t [f_0 + kX]e^{k\tau} d\tau + \int_{t_0}^t \lambda f_1 e^{k\tau} d\tau \quad (4.3.5)$$

Se supone que λ varía muy suave con respecto al sistema y la podemos sacar de la integral.

$$Xe^{kt} = \int_{t_0}^t [f_0 + kX]e^{k\tau} d\tau + \lambda \int_{t_0}^t f_1 e^{k\tau} d\tau \quad (4.3.6)$$

Como el factor de integración es t , el término e^{kt} se toma como una constante y se saca de la integración.

$$Xe^{kt} = e^{kt} \left[\int_{t_0}^t [f_0 + kX] d\tau + \lambda \int_{t_0}^t f_1 d\tau \right] \quad (4.3.7)$$

Como el término e^{kt} se encuentra multiplicando en ambos lados de la ecuación (4.3.7) lo eliminamos por lo que nos queda la ecuación (4.3.8).

$$X = \int_{t_0}^t [f_0 + kX] d\tau + \lambda \int_{t_0}^t f_1 d\tau \quad (4.3.8)$$

Ahora despejamos λ de la ecuación (4.3.8).

$$\lambda = \frac{X - \int_{t_0}^t [f_0 + kX] d\tau}{\int_{t_0}^t f_1 d\tau} \quad (4.3.9)$$

En la ecuación (4.3.9) sustituimos alguna de las consideraciones hechas al principio de la sección (4.3).

$$\lambda = \frac{X - \left\{ \int_{t_0}^t \left[-V_1 \left(\frac{G_m + G}{C_1} \right) + V_2 \frac{G}{C_1} - I_x \frac{1}{C_1} + kV_1 \right] d\tau \right\}}{\int_{t_0}^t \frac{G_m}{C_1} d\tau} \quad (4.3.10)$$

Volviendo a agrupar la ecuación (4.3.10) nos queda de la siguiente forma:

$$\lambda = \frac{X + \left\{ \int_{t_0}^t \left[V_1 \left(\frac{G_m + G}{C_1} - k \right) - V_2 \frac{G}{C_1} + I_x \frac{1}{C_1} \right] d\tau \right\}}{\int_{t_0}^t \frac{G_m}{C_1} d\tau} \quad (4.3.11)$$

En donde:

$$\int_{t_0}^t \left[V_1 \left(\frac{G_m + G}{C_1} - k \right) - V_2 \frac{G}{C_1} + I_x \frac{1}{C_1} \right] d\tau = W_0 \quad (4.3.12)$$

y

$$\int_{t_0}^t \frac{G_m}{C_1} d\tau = W_1 \quad (4.3.13)$$

Por lo que la ecuación (4.3.11) queda de la siguiente manera:

$$\lambda = \frac{X + W_0}{W_1} \quad (4.3.14)$$

El circuito electrónico del filtro no lineal que se obtiene de la ecuación (4.3.14) para la demodulación de la señal queda construido como se muestra en la figura (4.17).

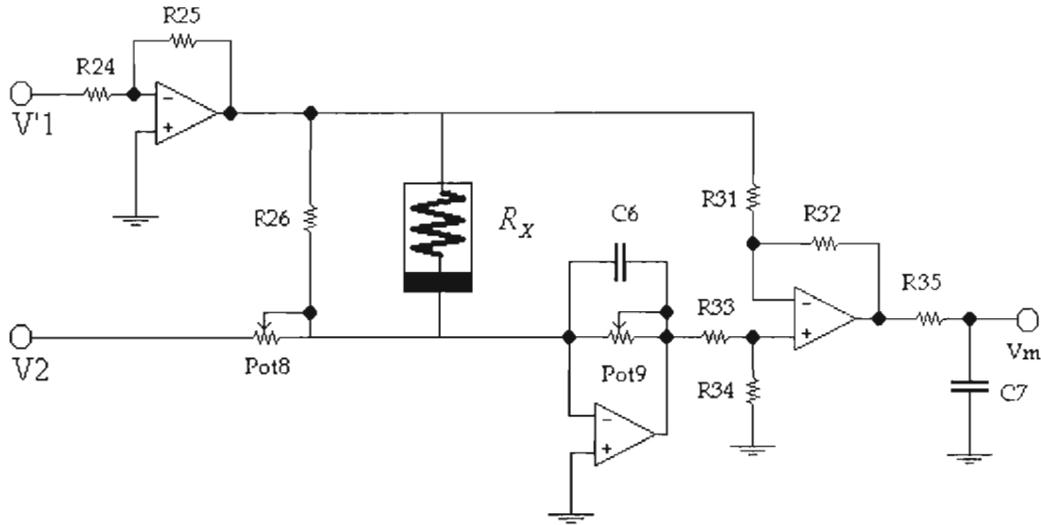


Figura 4.17 Diagrama del circuito estimador de V_m .

Ahora obtenemos la función de transferencia del circuito de la figura (4.17) lo primero que se hace es construir W_0 para lo cual el análisis se hace por superposición y se divide en dos casos.

$$\text{Para lo cual decimos que } W_0 = W_0' + W_0'' \quad (4.3.15)$$

CASO 1

Cuando $V_1' = 0$ para W_0'

Para este caso el circuito nos queda como se muestra en la figura (4.18).

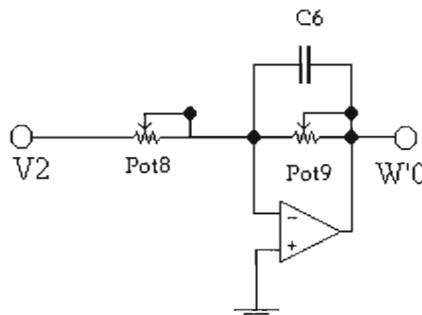


Figura 4.18 Diagrama del circuito para obtener W_0' .

Por lo que decimos que:

$$\frac{V_2}{Pot.8} = -C_6 \frac{dW_0'}{dt} \quad (4.3.16)$$

Integrando y despejando W_0' nos queda la siguiente ecuación:

$$W_0' = -\frac{1}{C_6 Pot.8} \int_{t_0}^t V_2 d\tau \quad (4.3.17)$$

CASO 2

Cuando $V_2 = 0$ para W_0''

Para este caso el circuito nos queda como se muestra en la figura (4.19).

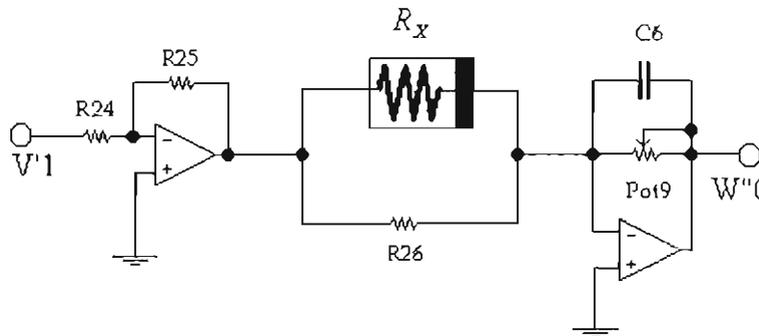


Figura 4.19 Diagrama para W_0'' .

Por lo que se hace la siguiente consideración:

$$I_{R26} + I_{R_X} = I_{C6} \quad (4.3.18)$$

$$-\frac{1}{R26} V_1' - I_X = -C_6 \frac{dW_0''}{dt} \quad (4.3.19)$$

Integrando y despejando W_0'' nos da la siguiente ecuación:

$$W_0^- = \frac{1}{C_6 R_{26}} \int_{t_0}^t V_1' d\tau + \frac{1}{C_6} \int_{t_0}^t I_X d\tau \quad (4.3.20)$$

Ahora sustituimos las ecuaciones (4.3.17) y (4.3.20) en la ecuación (4.3.15).

$$W_0 = \frac{1}{C_6 R_{26}} \int_{t_0}^t V_1' d\tau - \frac{1}{C_6 P_{01.8}} \int_{t_0}^t V_2 d\tau + \frac{1}{C_6} \int_{t_0}^t I_X d\tau \quad (4.3.21)$$

Como se puede observar la ecuación (4.3.21) es iguala la ecuación (4.3.12).

Por último obtenemos V_m para lo cual se analiza el siguiente circuito de la figura (4.20).

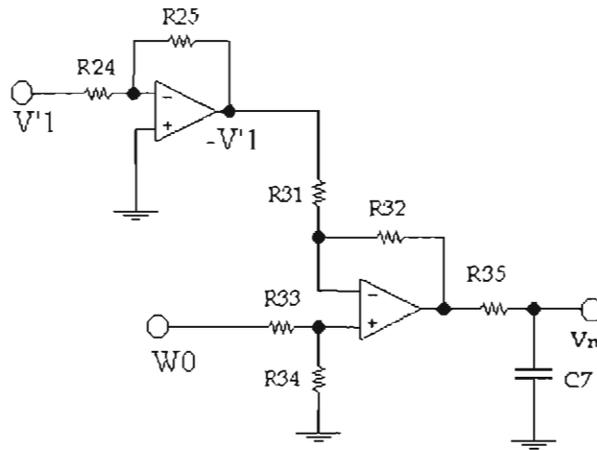


Figura 4.20 Diagrama del circuito para estimar V_m .

Para obtener la ecuación de V_m se hace el análisis por superposición y se divide en dos casos para lo cual decimos que:

$$V_m = V_m^+ + V_m^- \quad (4.3.22)$$

CASO 1

Para V_m^+ decimos que $W_0 = 0$ por lo que:

$$-\frac{V_1'}{R_{31}} = -\frac{V_m'}{R_{32}} \quad (4.3.23)$$

Se hacen los despejes necesarios para obtener V_m' tomando en cuenta que $R_{11} = R_{12}$.

$$V_m' = V_1' \quad (4.3.24)$$

CASO 2

Para V_m'' decimos que $V_1' = 0$ por lo que:

$$-\left(\begin{array}{c} 1 \\ R_{11} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} R_{33} \\ R_{33} + R_{34} \end{array} \right) W_0 = \left(\begin{array}{c} R_{33} \\ R_{33} + R_{34} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} 1 \\ R_{32} \end{array} \right) W_0 - \frac{1}{R_{32}} V_m'' \quad (4.3.25)$$

Despejando V_m'' y tomando en cuenta que $R_{31} = R_{32}$ y $R_{13} = R_{34}$

$$V_m'' = \frac{1}{2} W_0 + \frac{1}{2} W_0 \quad (4.3.26)$$

Por último nos que da la ecuación (4.3.27).

$$V_m'' = W_0 \quad (4.3.27)$$

Sustituyendo las ecuaciones (4.3.24) y (4.3.27) en la ecuación (4.3.24) decimos que:

$$V_m = V_1' + W_0 \quad (4.3.28)$$

Por lo que decimos que la ecuación (4.3.28) corresponde a la ecuación (4.3.14).

En el diagrama de la figura (4.17) el elemento R_x esta dado por el diagrama de la figura (3.3), utilizando los mismo valores del circuito de la figura (3.8) para este diagrama.

Los valores utilizados tanto en simulación como en la implementación electrónica, a los cuales fueron ajustados los potenciómetros de la tabla (4.4). se presentan en la tabla (4.3).

COMPONENTE	VALORES
POT.8	1.9k?
POT.9	1.71k?

Tabla 4.3 Componentes y valores para los potenciómetros.

Los componentes y valores utilizados tanto en simulación como en la implementación electrónica para construir el diagrama estimador de V_m , se presentan en la tabla (4.4).

COMPONENTES	VALORES
R24	12k?
R25	12k?
R26	12k?
R31	12k?
R32	12k?
R33	10k?
R34	10k?
R35	10k ?
POT.8	10k?
POT.9	10k?
C6	10nF
C7	10nF
AMP. OP.	TL-082

Tabla 4.4 Componentes y valores utilizados.

4.3.1 TRANSMISIÓN Y RECUPERACIÓN DE LA SEÑAL DE INFORMACIÓN (SIMULACIÓN)

A continuación se presentaran algunas gráficas de la señal reconstruida comparándola con la señal original utilizando una señal sinusoidal de 1V_{p-p} a diferentes frecuencias.

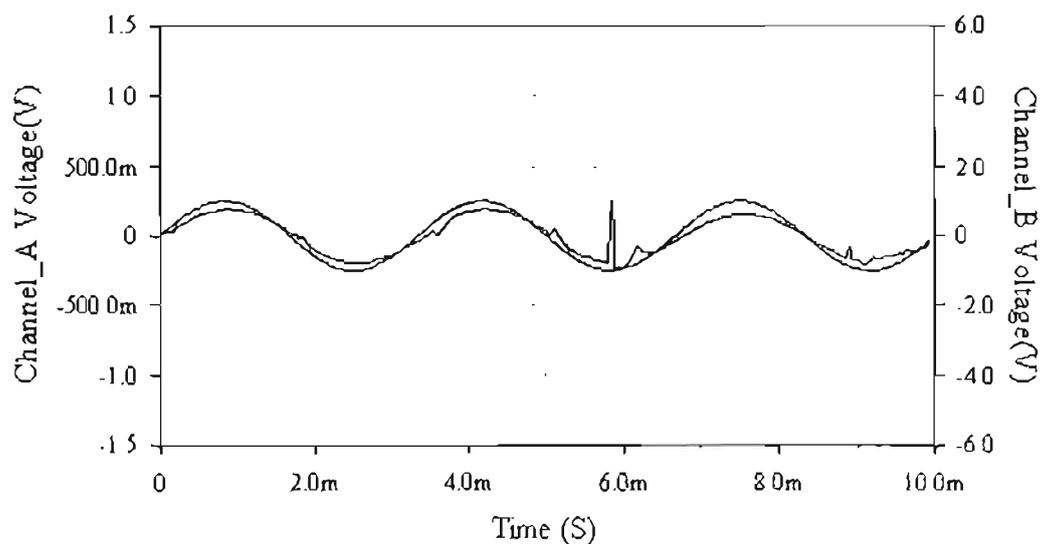


Figura 4.21 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 300Hz

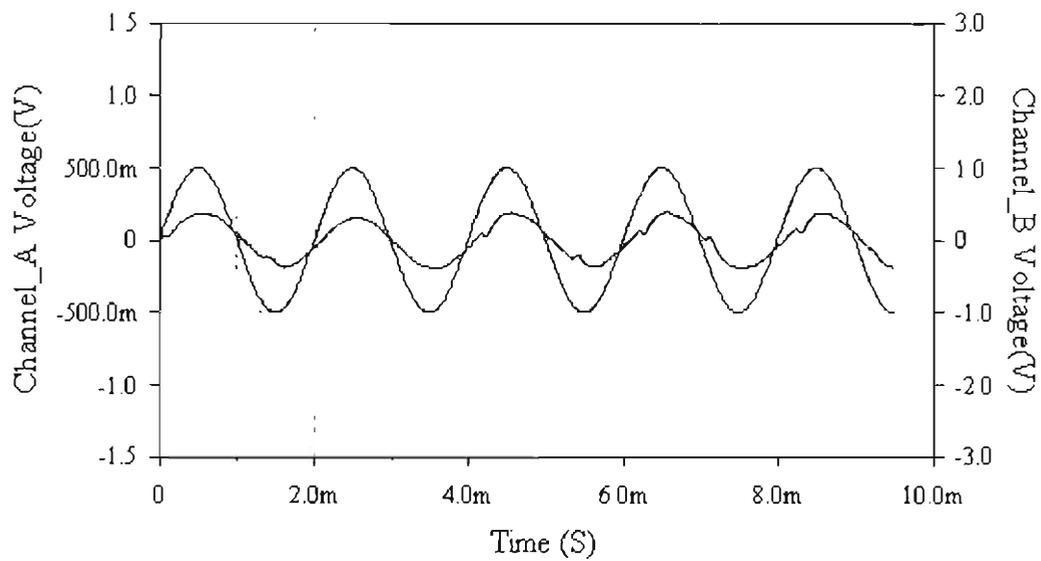


Figura 4.22 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 500Hz.

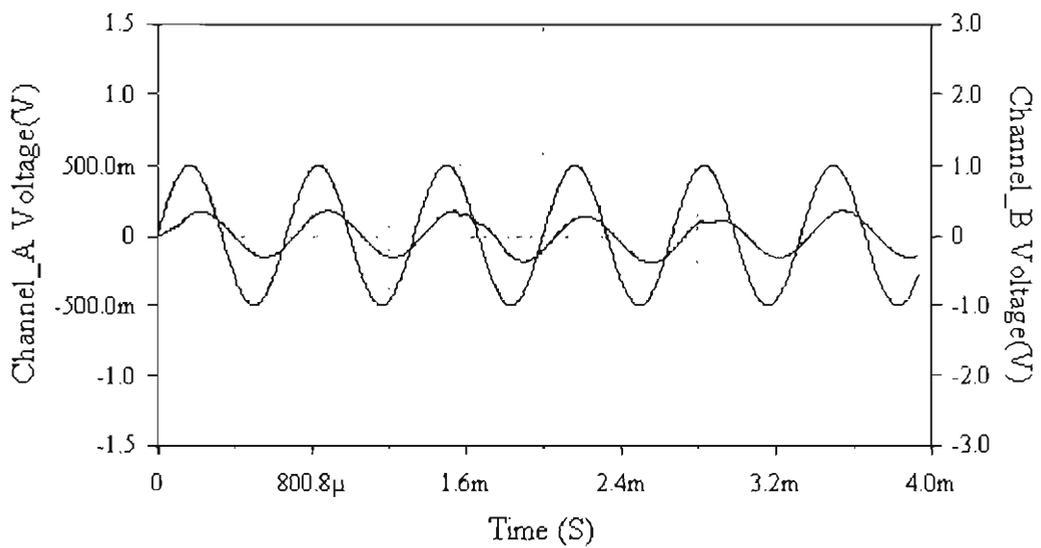


Figura 4.23 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 1.5KHz.

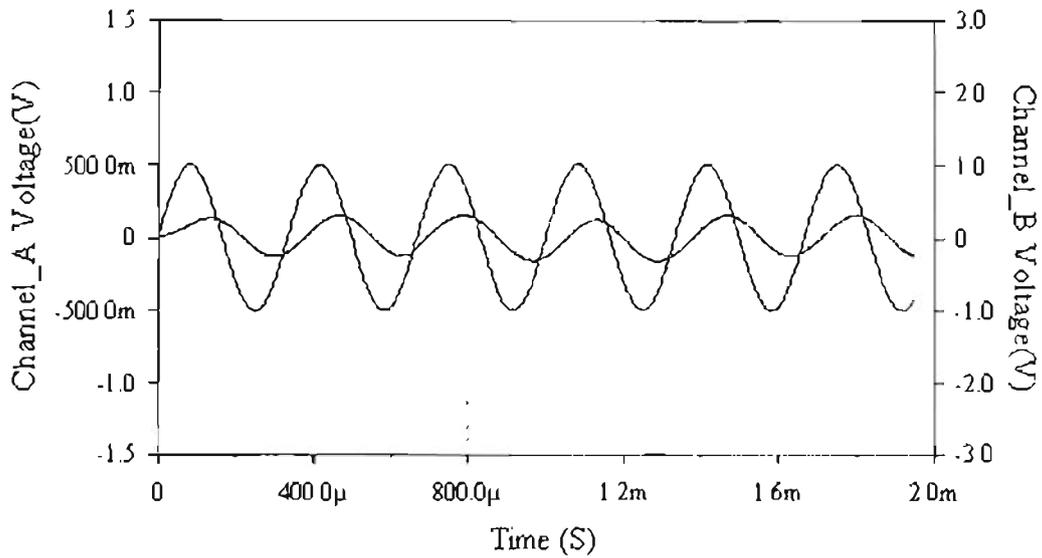


Figura 4.24 Señal de información V_m y señal de información recuperada V_m' a 3KHz

En seguida se presentaran algunas gráficas de la señal reconstruida pero ahora utilizando una señal cuadrada de 1Vp-p a diferentes frecuencias.

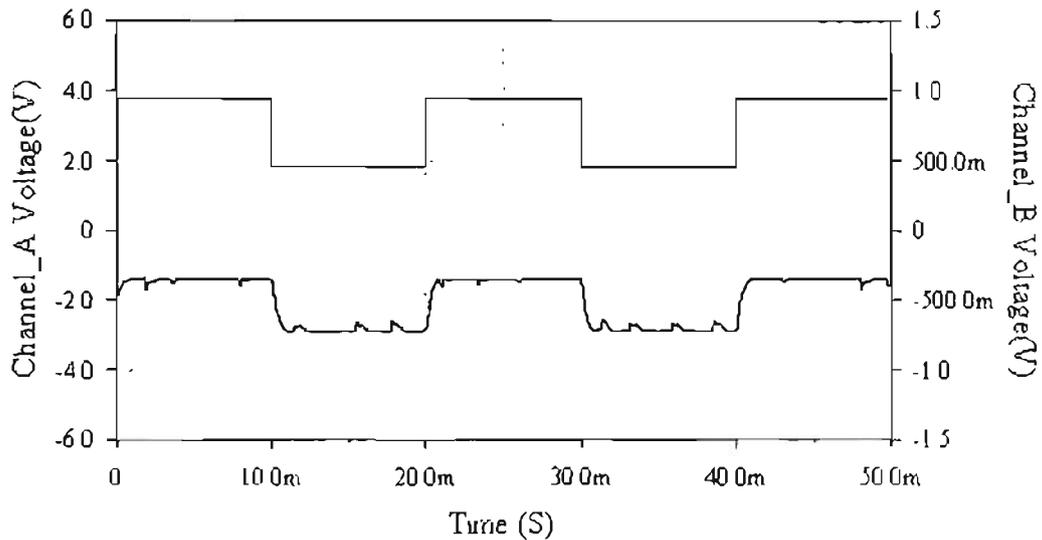


Figura 4.25 Señal de información V_m y señal de información recuperada V_m' a 50Hz.

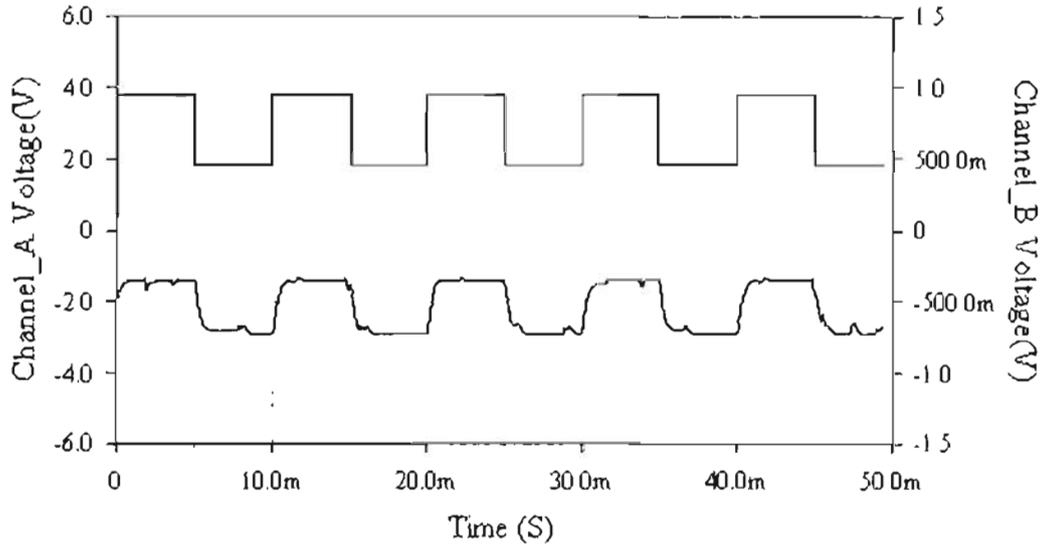


Figura 4.26 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 100Hz.

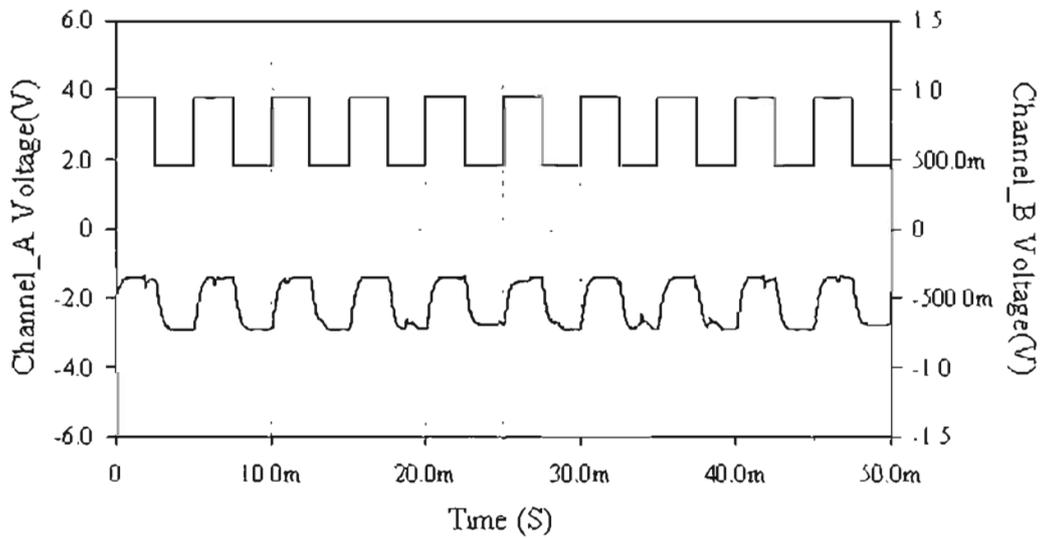


Figura 4.27 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 200Hz.

4.3.2 TRANSMISIÓN Y RECUPERACIÓN DE LA SEÑAL DE INFORMACIÓN (DESARROLLO EXPERIMENTAL)

A continuación se presentaran algunas gráficas de la señal reconstruida comparándola con la señal original utilizando una señal sinusoidal de 1Vp-p a diferentes frecuencias.

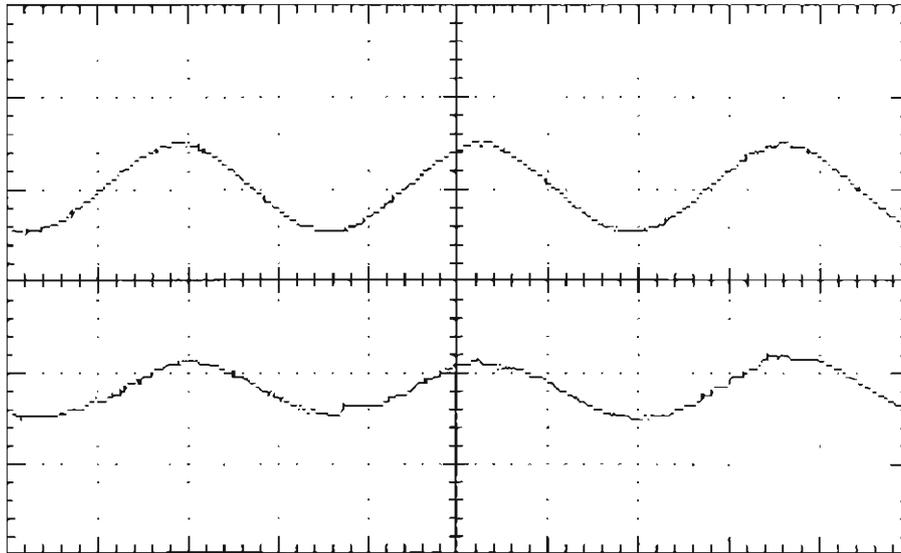


Figura 4.28 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 300Hz.

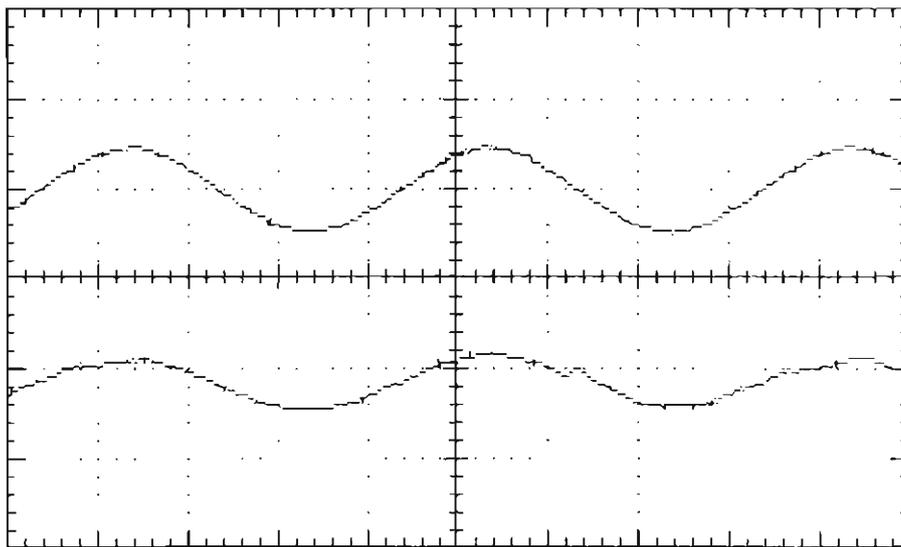


Figura 4.29 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 500Hz.

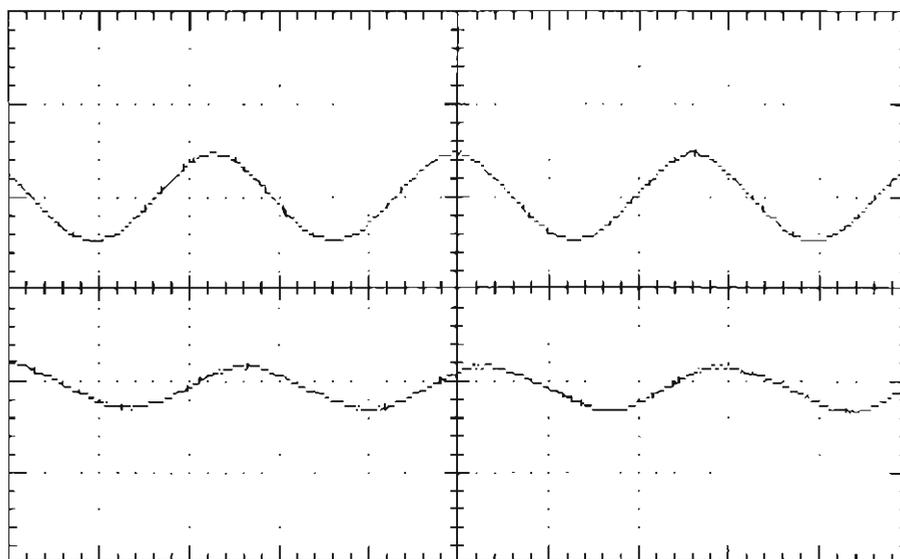


Figura 4.30 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 1.5KHz.

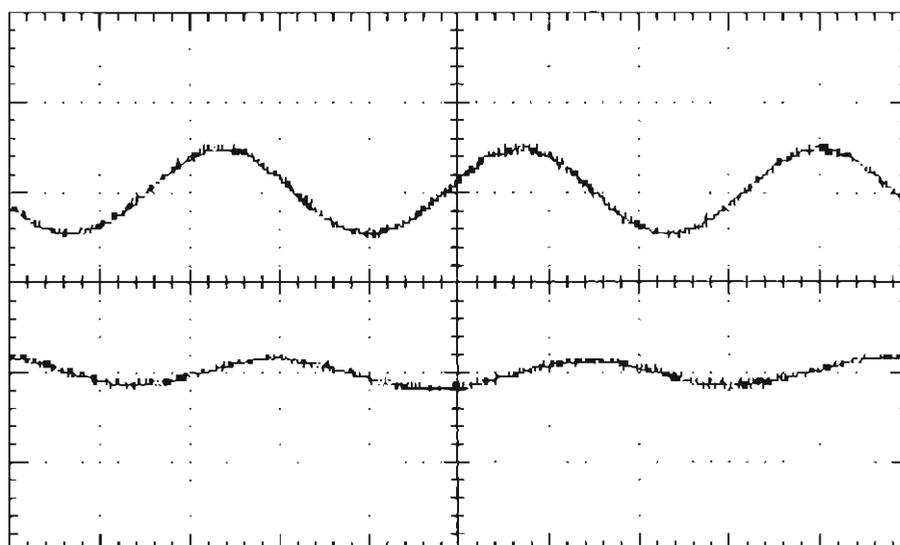


Figura 4.31 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 3KHz.

En seguida se presentaran algunas gráficas de la señal reconstruida pero ahora utilizando una señal cuadrada de 1Vp-p a diferentes frecuencias.

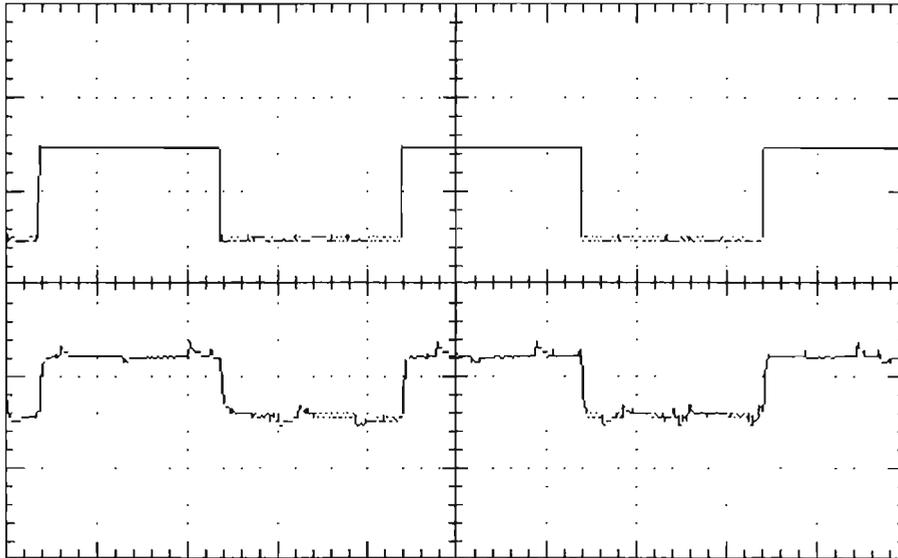


Figura 4.32 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 50Hz.

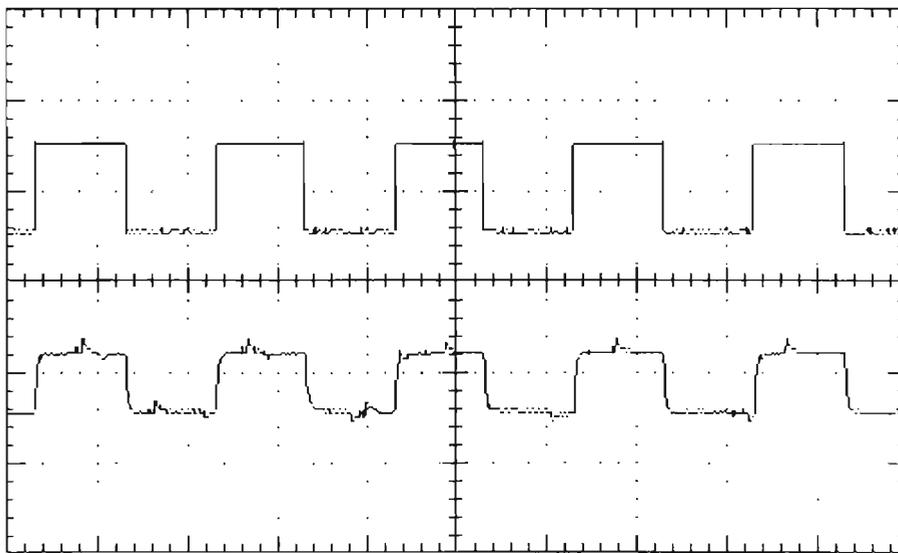


Figura 4.33 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 100Hz.

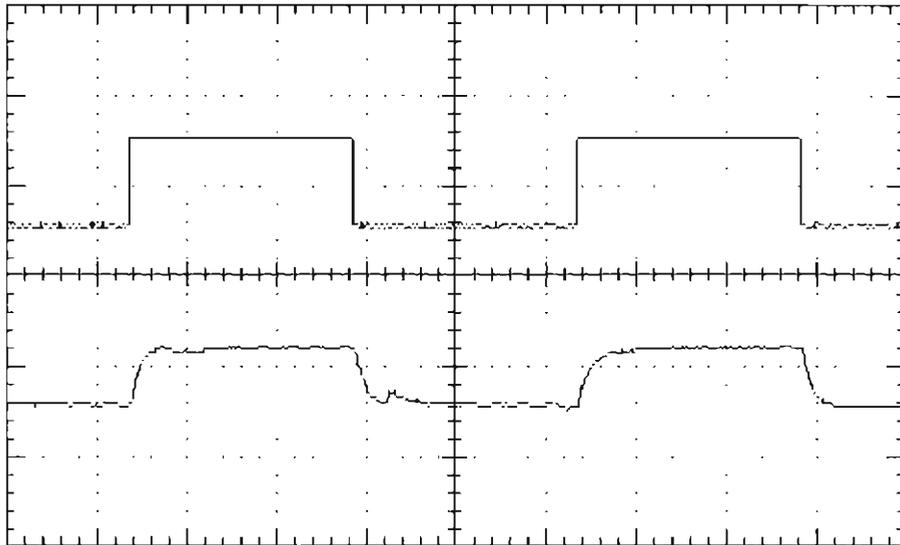


Figura 4.34 Señal de información V_m y señal de información recuperada V'_m a 200Hz.

CAPÍTULO 5
CONCLUSIONES

5.1 CONCLUSIONES

Se llevó a cabo la implementación de un sistema de comunicación basado en el oscilador caótico de Chua utilizando la modulación directa de la información, sin destruir el comportamiento caótico del oscilador, el cual fue simulado en el paquete computacional Multisim 7 y también se realizó la implementación electrónica de dicho sistema, obteniendo los resultados mostrados en el capítulo 3. Donde se muestra el desempeño del sistema y se comprueba la efectividad del transmisor; ya que se comprobó que no hay correlación entre la señal moduladora y la señal que se está transmitiendo como se muestra en las figuras (5.1) y (5.2).

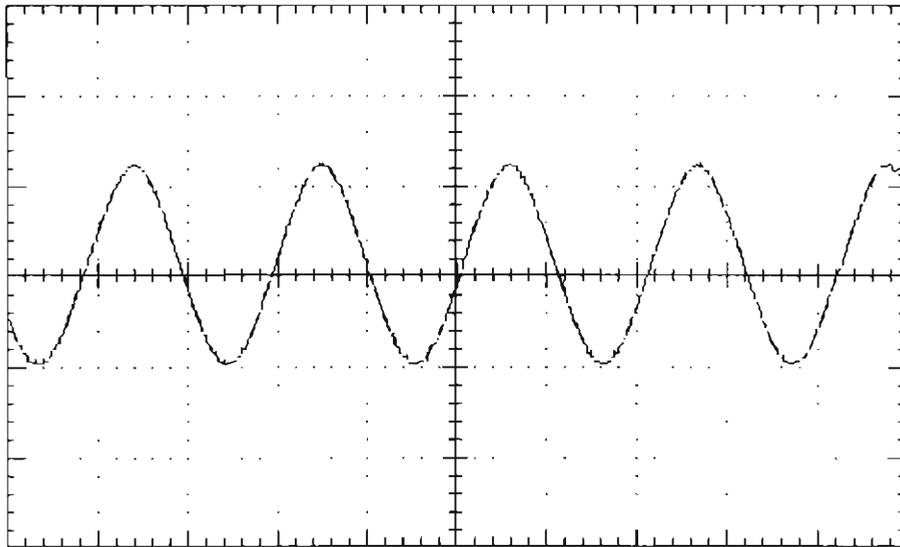


Figura 5.1 Señal de información V_m con $V_{p-p} = 1V$ y 15 Hz.

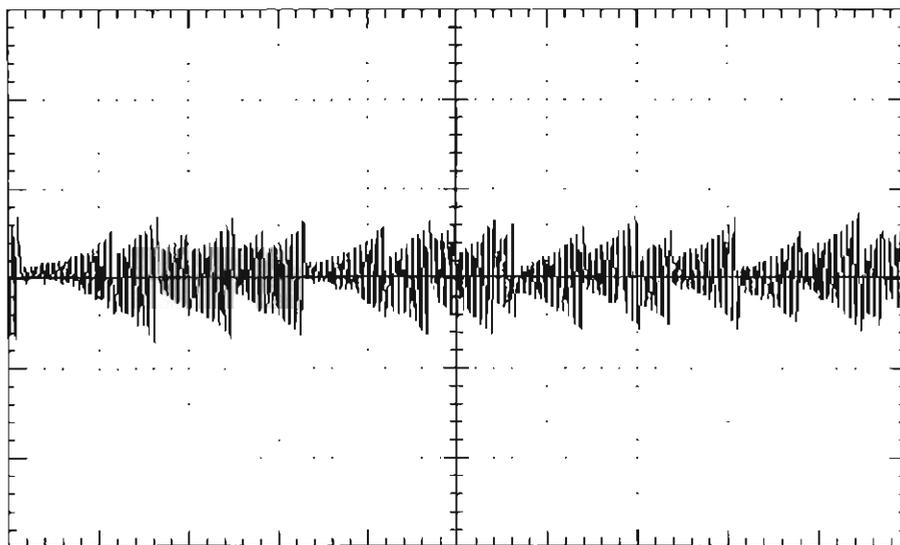


Figura 5.2 Estado V_c se observa que no hay correlación con V_m

Se observa que con el estado V_1 existe una pequeña correlación como se muestra en la figura (5.3) lo cual se da a bajas frecuencias alrededor de 15 Hz, por lo cual se tomó la decisión de transmitir el estado V_1 . Este sistema se puede utilizar para la transmisión de audio ya que se transmitieron frecuencias que van de 60 Hz a 6 kHz. Por lo que el objetivo de este trabajo se cumplió; que fue la transmisión de voz y su recuperación.

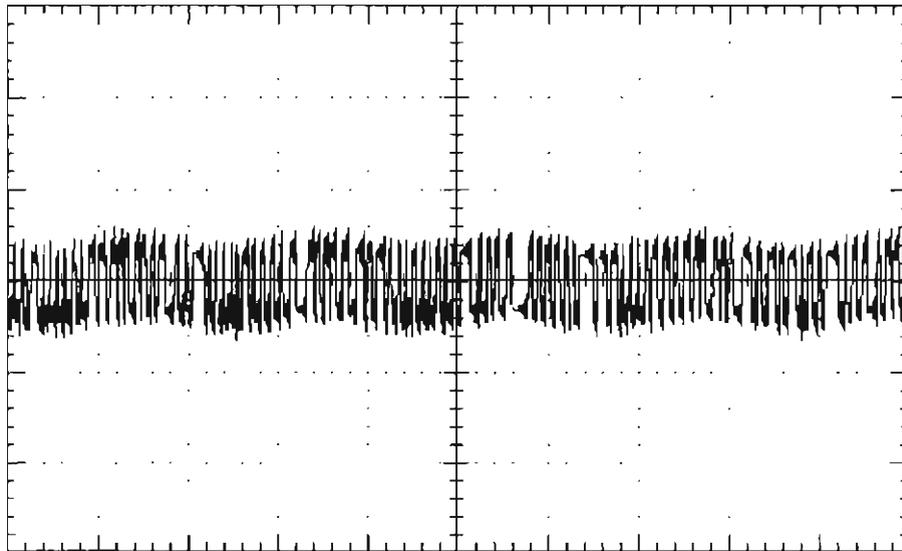


Figura 5.3 Estado V_1 se observa que existe correlación con V_m

En la parte de sincronización se lograron los resultados obtenidos en el capítulo 4 en donde se puede comprobar que las señales caóticas “*si se pueden sincronizar*” ya sea con modulación o sin modulación en el bloque transmisor y esta sincronización se obtiene con muy buenos resultados en ambos casos.

Por último los resultados obtenidos para el filtro no lineal se mostraron en el capítulo 4 en donde se puede apreciar que la recuperación de la señal de información es de buena calidad, también se observa que la señal de información recuperada sufre un poco de atenuación y desfase respecto a la señal de información original. Por último se puede decir que las señales caóticas son buenas portadoras de información a pesar de la limitación en ancho de banda que tienen.

Los trabajos futuros sobre esta línea son tres, como primer objetivo se trabajará en incrementar el ancho de banda del oscilador caótico de Chua en el rango de los Megahertz, como segundo objetivo se trabajará en el diseño de antenas para estos anchos de banda logrados y finalmente como tercer objetivo en sistemas de transmisión y recepción inalámbricos.

CAPÍTULO 6
BIBLIOGRAFÍA

6.1 BIBLIOGRAFÍA

[1] Sergej Celikovsky and Guanrong Chen, "Secure Synchronization of a Class of Chaotic Systems From a Nonlinear Observer Approach," IEEE Transactions on automatic control, Vol.50, No.1, 2005.

[2] David Ruelle, "Chance and Chaos", New Jersey, Princeton University Press, 1991.

[3] Louis M. Pecora, Thomas L. Carroll, Gregg A. Johnson, and Douglas J. Mar and James F. Heagy, "Fundamentals of synchronization in chaotic systems, concepts and applications," Chaos, Vol. 7, No.4,1997.

[4] Tien Yien Li and James A. Yorke, "Period Three Implies Chaos," American Mathematical Monthly, No. 82, 1975.

[5] Jonathan N. Blakely, Ned J. Corron, Shawn D. Pethel, "Equivalence of the continuum limit of the generalized Rossler system and the chaotic transmission line oscillator," Physica D 207, 2005.

[6] E. Campos, J. Urias and N.F. Rulkov, "Multimodal Synchronization of chaos," Chaos, Vol. 14, No.1,2004.

[7] J.H. Aguayo, "Recuperación de la información transmitida por osciladores caóticos," Tesis de Ingeniero, Universidad Autónoma de San Luis Potosí , 2002.

[8] Wei Lin and Yangbo He, "Complete synchronization of the noise-perturbed Chua's circuits," Chaos, Vol.15, No.023705,2005.

[9] www.alegsa.com.ar/Notas/Notas/enciptacion.htm

[10] www.redcyt.secyt.gov.ar/enciptacion.html

[11] www.mundo-electronico.com-PDF/Any1999/303_noviembre/Criptografia.pdf

[12] www.terra.cl/info/index.cfm?subtel=3

[14] http://www.her.itesm.mx/academia/profesional/cursos/fisica_2000/FISICA/oscilaciones/caotico/caotico.htm

[15] www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040016/docs_curso/contenido.html

[16] www.divulgamat.net/weborriak/historia/gaceta/historia21.pdf

[17] www.etse.urv.es/~aeroudi/inves.html

- [18] www.ciencia_hoy.retina.ar/hoy45/inf13.htm
- [19] www.olincuicatt.com/tesisweb.htm
- [20] www.hverdugo.cl/caos.htm
- [21] http://www.iec.uia.mx/proy/titulacion/proy05/Teoria_de_filtros.html
- [22] <http://html.rincondelvago.com/filtros-electricos.html>
- [23] http://www.ima.umn.edu/biology/wkshp_abstracts/huang3.html
- [24] <http://webpages.dcu.ie/~buffete/MScProjects/2005/BN1.pdf>
- [21] Antonio Pertence Júnior, “Teoría, proyectos y aplicaciones practicas.”

APÉNDICE A

ETAPA DE ENTRADA DE AUDIO

ETAPA DE SALIDA DE AUDIO

FILTRO PASA BAJAS

AMPLIFICADOR DE AUDIO

**TRANSMISIÓN Y RECUPERACIÓN
DE UNA PISTA DE AUDIO**

**FOTOS DE LOS CIRCUITOS
IMPRESOS**

A.1 ETAPA DE ENTRADA DE AUDIO

En esta parte el audio se toma de la salida de audio de una computadora y para ello se realiza una grabación de voz previamente al hacer tocar una pista. Esto con el fin de obtener una apreciación mejor de la señal reconstruida. A esta salida de audio de la computadora se le da una ganancia por medio de un amplificador operacional como se muestra en la figura A.1 y del cual se toma la señal para inyectarla al sistema transmisor.

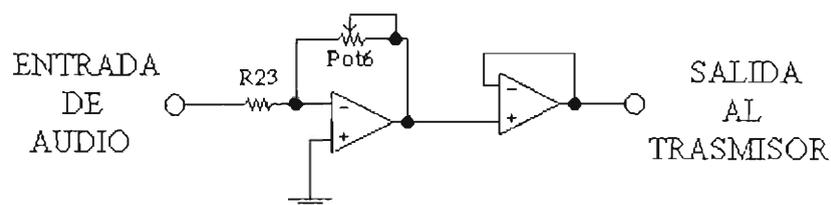


Figura A.1 Diagrama electrónico de la entrada de audio al trasmisor.

Con el pot.6 se le da la ganancia necesaria para no saturar el sistema transmisor y de esta forma no romper con la dinámica caótica, debido a esto se debe poner especial atención en esta parte para obtener el funcionamiento que se desea. Los componentes utilizados se describen en la tabla A.1.

COMPONENTES	VALORES
R23	1k?
POT.6	10k?
AMP. OP.	TL-082

Tabla A.1 Componentes y valores utilizados.

A.2 SEÑAL RECONSTRUIDA DE AUDIO

En esta parte la señal reconstruida se procesa en un filtro activo pasa bajas de orden dos con aproximación Butterworth y posteriormente se incrementa su amplitud al pasar por la etapa de amplificación, en donde se utiliza un amplificador de audio para darle la potencia necesaria y así poder escuchar la señal recuperada.

A.2.1 FILTRO PASA BAJAS

Un filtro es un dispositivo electrónico diseñado para separar, pasar o suprimir una señal en un rango determinado de frecuencias. Existen dos clases de filtros que son pasivo y activo. Los cuales se dividen en cuatro tipos de filtros que son: filtros pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda, todos estos tipos de filtros se pueden hacer de diferente orden.

El tipo de filtro que se utiliza en este trabajo es un filtro activo, pasa bajas de segundo orden con respuesta Butterworth.

El filtro pasa bajas es aquel que solo permite el paso de frecuencias inferiores a la frecuencia de corte f_c y atenúa o suprime todas las frecuencias superiores a la frecuencia de corte.

Un filtro activo es aquel que esta compuesto de elementos pasivos como son resistencias, capacitores y elementos activos como es el amplificador operacional. Las características de un filtro activo permanecen inalteradas cuando se multiplica o divide el valor de las resistencias por un factor $m > 1$, siempre que el valor de los condensadores sea dividido o multiplicado por el mismo valor.

A continuación se muestra el sistema de ecuaciones utilizadas en la implementación del filtro activo pasa bajas.

C_2 Es escogido aleatoriamente

$$C_1 \leq \frac{[a^2 + 4b(K-1)]C_2}{4b} \quad (A.1)$$

$$W_c = 2\pi F \quad (A.2)$$

$$R_1 = \frac{2}{[aC_2 + [a^2 + 4b(K-1)]C_2^2 - 4bC_1C_2]W_c} \quad (A.3)$$

$$R_2 = \frac{1}{bC_1C_2R_1W_c^2} \quad (A.4)$$

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1} \quad (K > 1) \quad (A.5)$$

$$R_4 = K(R_1 + R_2) \quad (A.6)$$

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} \tag{A.7}$$

N	a	B
2	1.414214	1
3	1.000000	1

Tabla A.2 Tabla de parámetros para filtros Butterworth.

Para el diagrama mostrado en la figura A.2 los valores empleados por los potenciómetros están relacionados de la siguiente forma a través de los valores de las resistencias utilizadas en las ecuaciones que implementan el filtro.

- $R_1 = Pot.3$
- $R_2 = Pot.6$
- $R_3 = Pot.4$
- $R_4 = Pot.5$

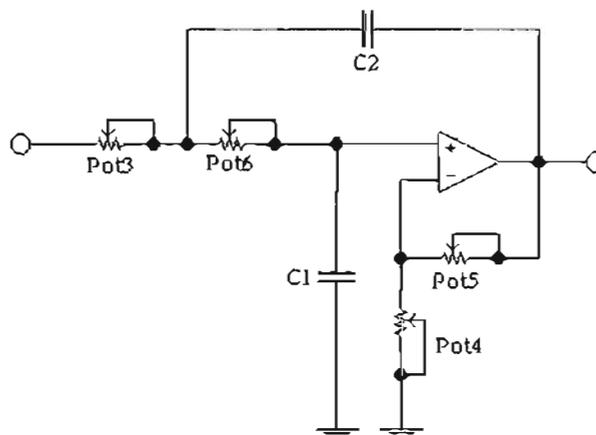


Figura A.2 Diagrama del circuito de filtrado pasa bajas.

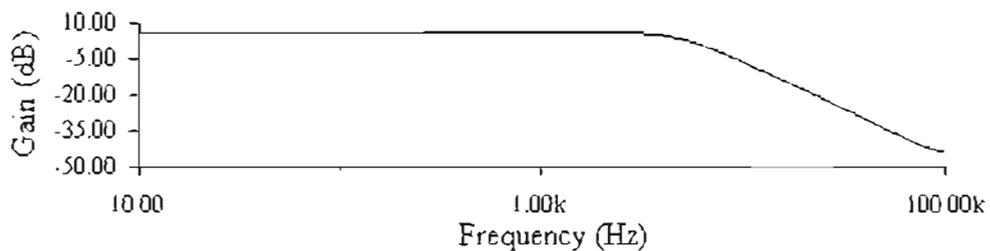


Figura A.3 Diagrama de bode del filtro pasa bajas.

Los componentes y valores utilizados para el diagrama de la figura (A.2), se presentan en la tabla (A.3).

COMPONENTES	VALORES
Pot.3	100k?
Pot.4	100k?
Pot.5	100k?
Pot.6	10k?
C1	10nF
C2	10nF
AMP. OP.	TL-082

Tabla A.3 Componentes y valores utilizados.

Los valores a los cuales fueron ajustados los potenciómetros de la tabla (A.3), se presentan en la tabla (A.4).

COMPONENTES	VALORES
Pot.3	2.25k?
Pot.4	13.50k?
Pot.5	13.50k?
Pot.6	4.5k?

Tabla A.4 Componentes y valores para los potenciómetros.

A.2.2 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE AUDIO

En la etapa de amplificación de audio se utiliza un amplificador de potencia para darle la ganancia necesaria y así poder apreciar la salida de audio reconstruida. A continuación se muestra la tabla de especificaciones.

D.C. Entrada	4-12V 200-500mA
Corriente ideal	10mA
Potencia de salida	1 Watt , 8?
Ganancia	20 – 200 dB
Sensibilidad	G=20 - 100mV G=200 – 10mV
Respuesta en Frecuencia	40Hz – 100kHz - 8?
Voltaje de operación	4 – 12 V
THD	10%

Tabla A.5 Especificaciones para LM-386N.

La amplificación se realiza con la finalidad de obtener una ganancia de 20 dB, por lo que el diagrama electrónico queda como se muestra en la figura (A.4).

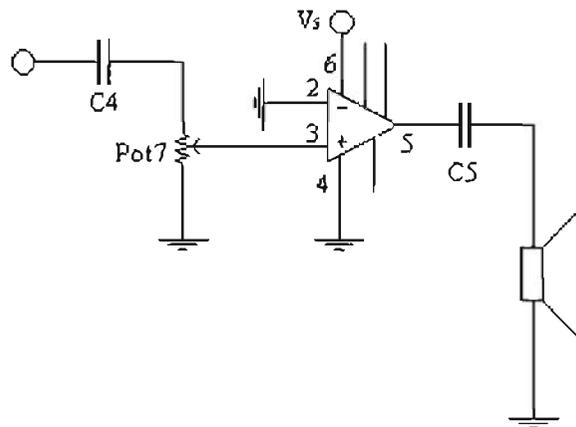


Figura A.4 Diagrama electrónico de la etapa de audio.

COMPONENTES	VALORES
Pot.7	10k?
C5	2.2 μ F
C2	100 μ F
AMPLIFICADOR	LM386N

Tabla A.6 Componentes y valores utilizados.

A.2.3 TRANSMISIÓN Y RECUPERACIÓN DE UNA PISTA DE AUDIO

Por último se presentan unas gráficas en donde se muestra la señal de información y la señal reconstruida utilizando una pista de audio capturando solo cuatro segmentos.

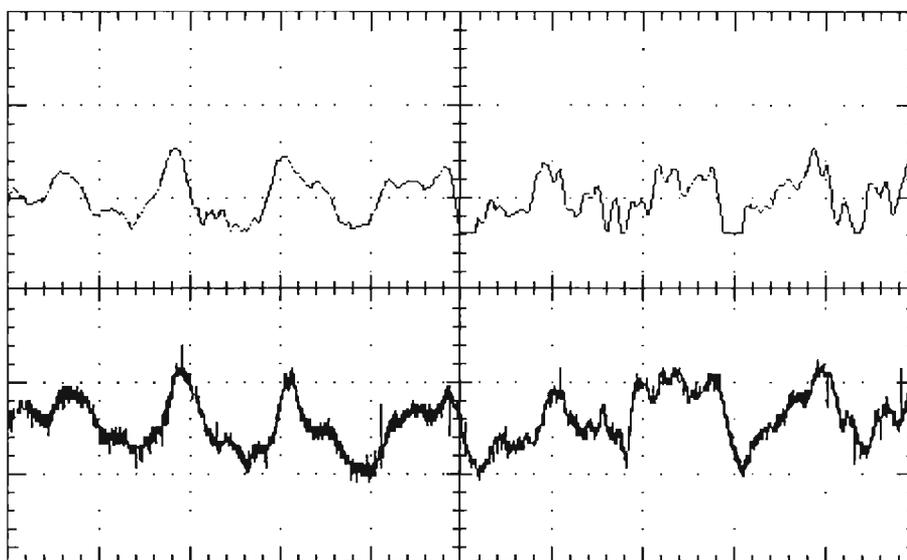


Figura A.5 Segmento de la señal de información V_m y segmento de la señal de información recuperada V'_m utilizando una pista de audio.

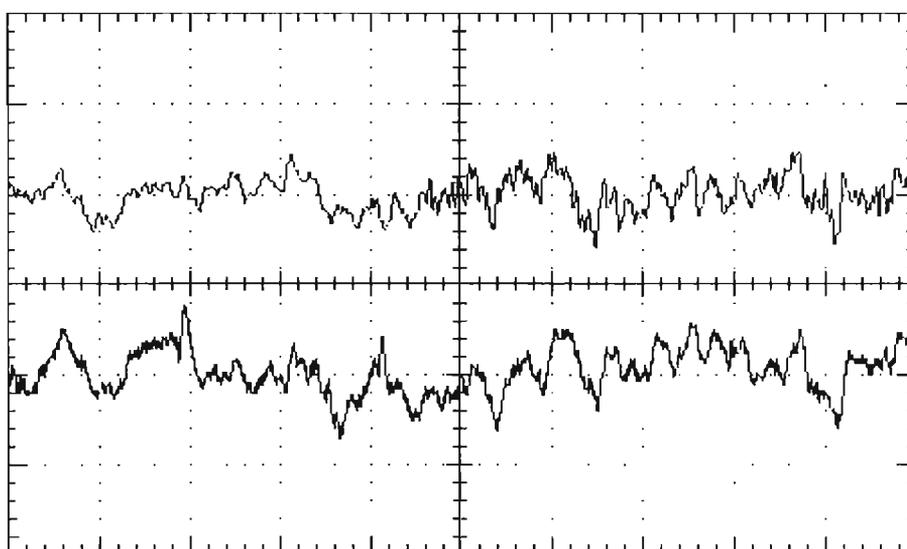


Figura A.6 Segmento de la señal de información V_m y segmento de la señal de información recuperada V'_m utilizando una pista de audio.

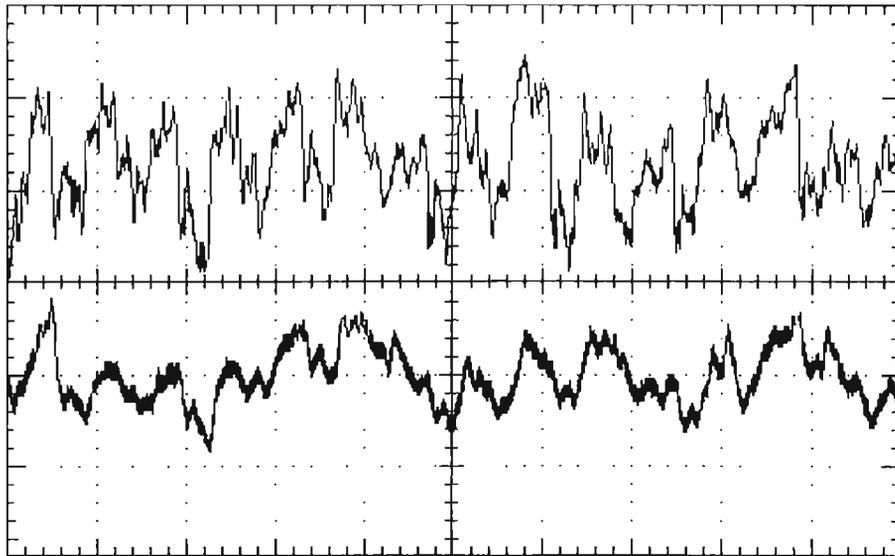


Figura A.7 Segmento de la señal de información V_m y segmento de la señal de información recuperada V'_m utilizando una pista de audio.

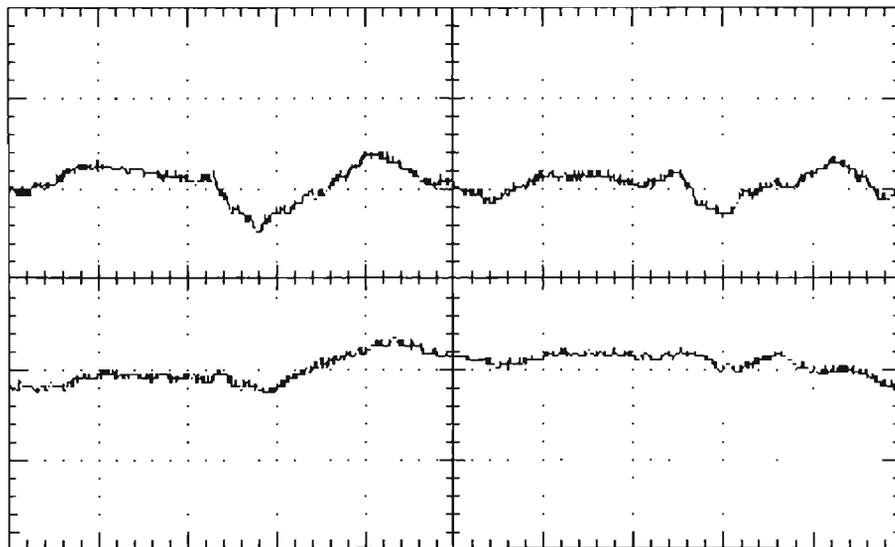


Figura A.7 Segmento de la señal de información V_m y segmento de la señal de información recuperada V'_m utilizando una pista de audio.

A.3 FOTOS DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS

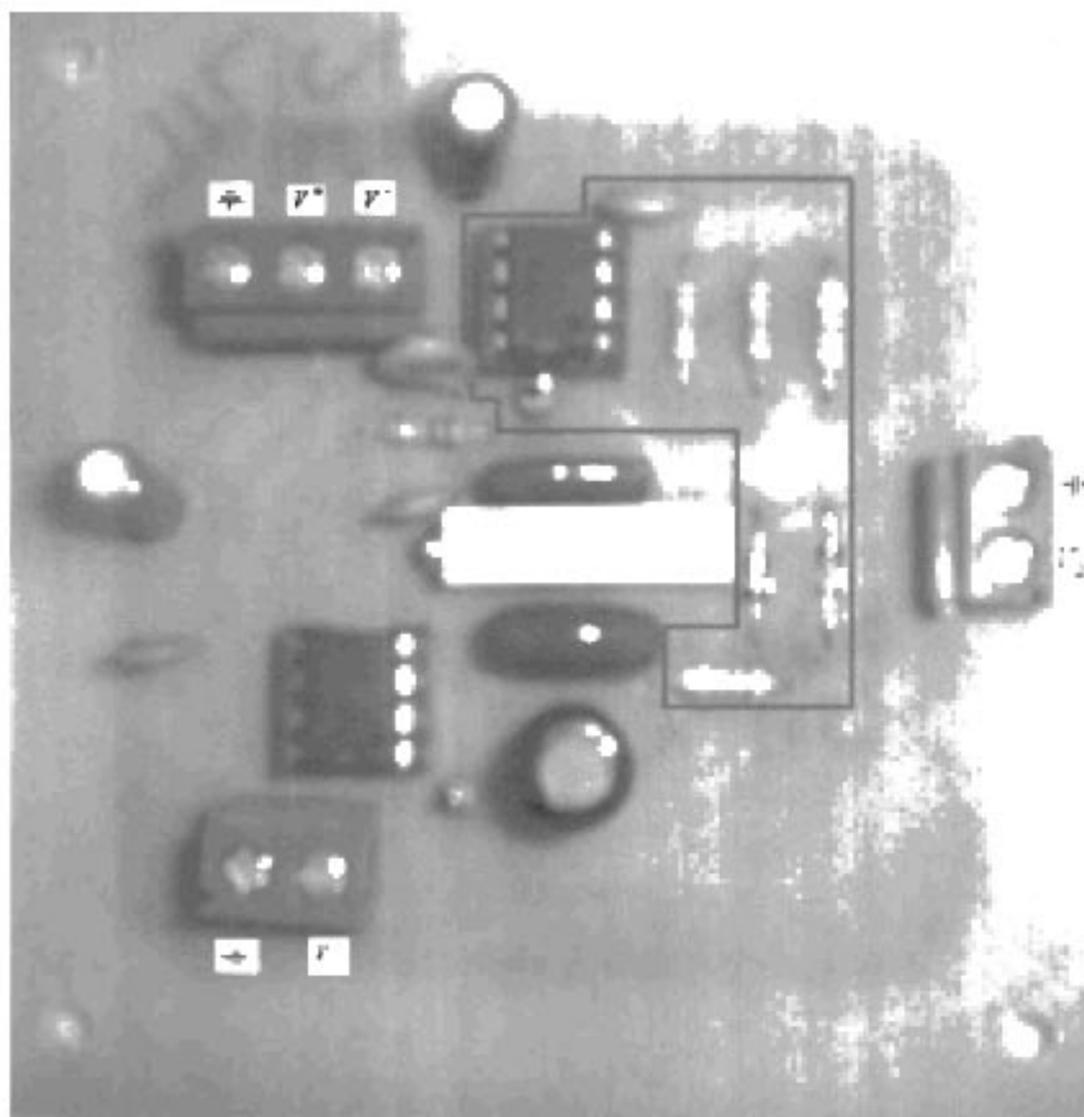


Foto A.1 Placa del bloque transmisor

- Etapa de la resistencia negativa no lineal

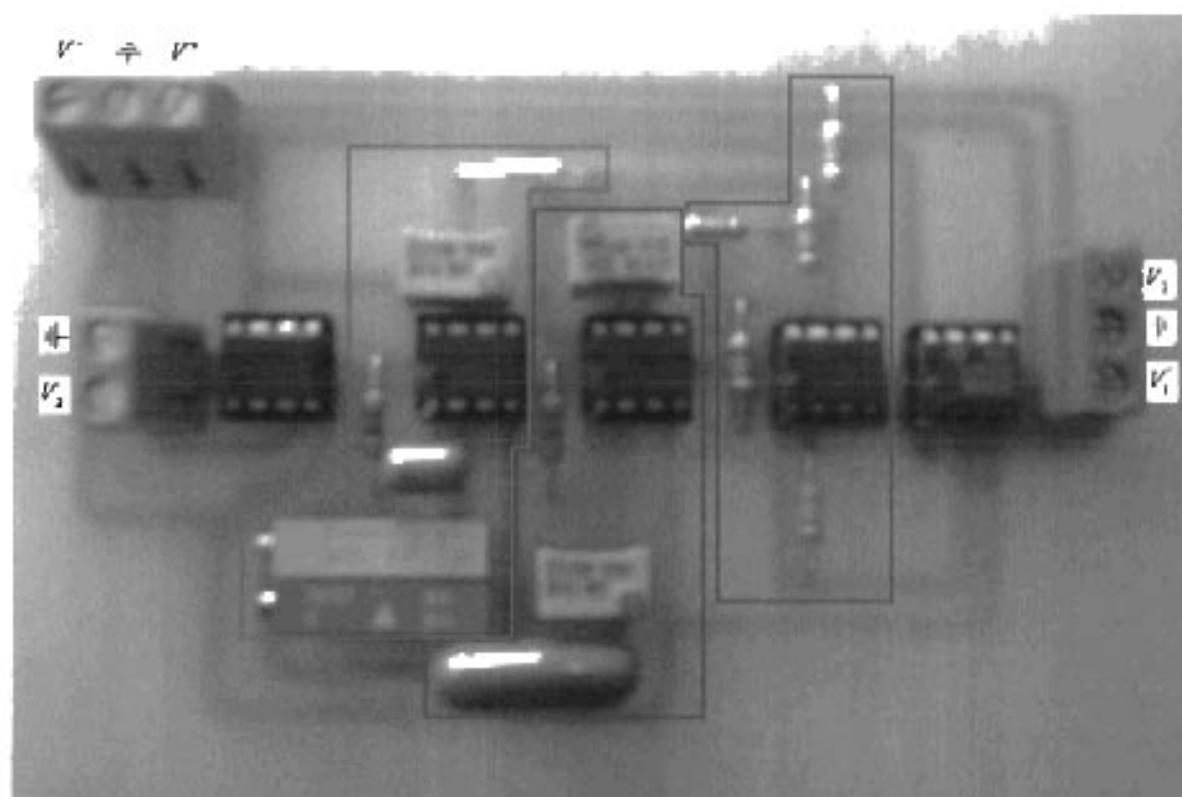


Foto A.2 Placa del subsistema sincronizador

- Etapa de integración
- Sumador
- Etapa de derivación

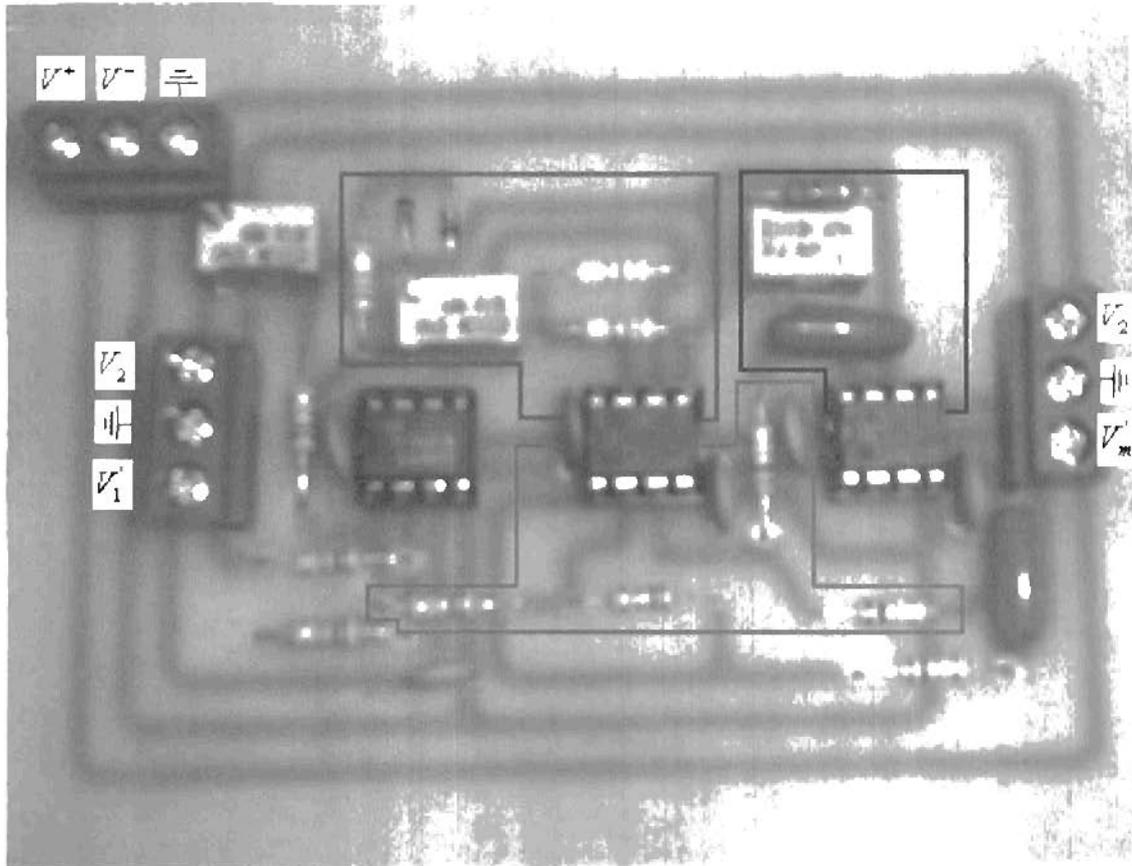


Foto A.3 Placa del filtro no lineal.

- Etapa de la resistencia negativa no lineal
- Etapa de integración
- Sumador

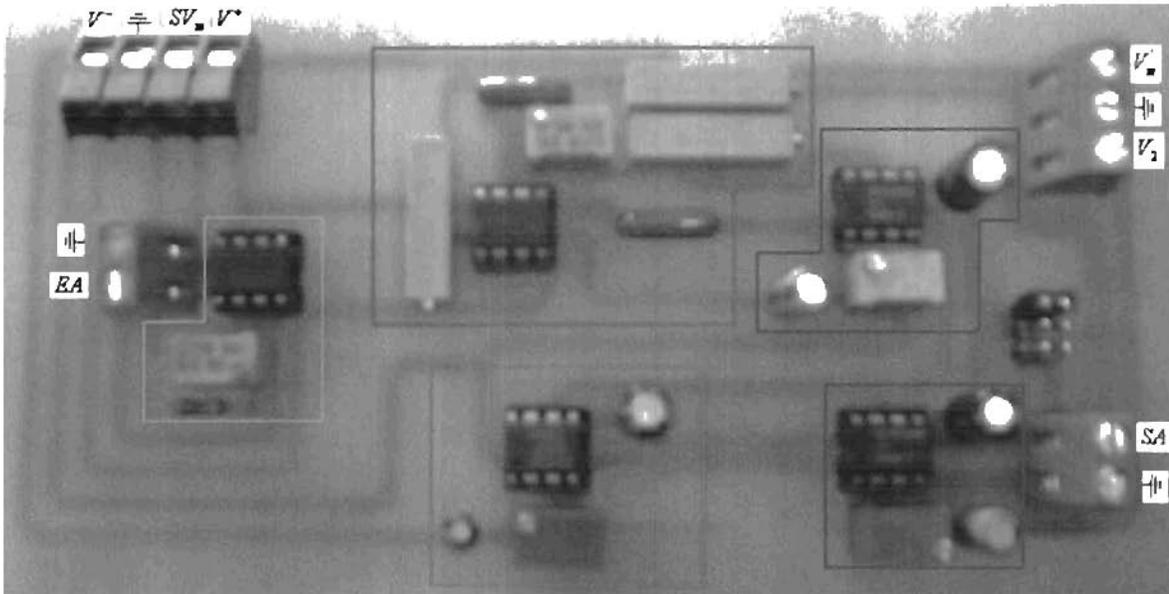


Foto A.4 Placa
 etapa de la entrada de audio
 filtro pasa bajas
 etapa de amplificación de audio.

- Filtro pasa bajas
- Etapa de audio para V_m
- Etapa de audio para V_2
- Etapa de audio para la EA
- Etapa de amplificación para la EA

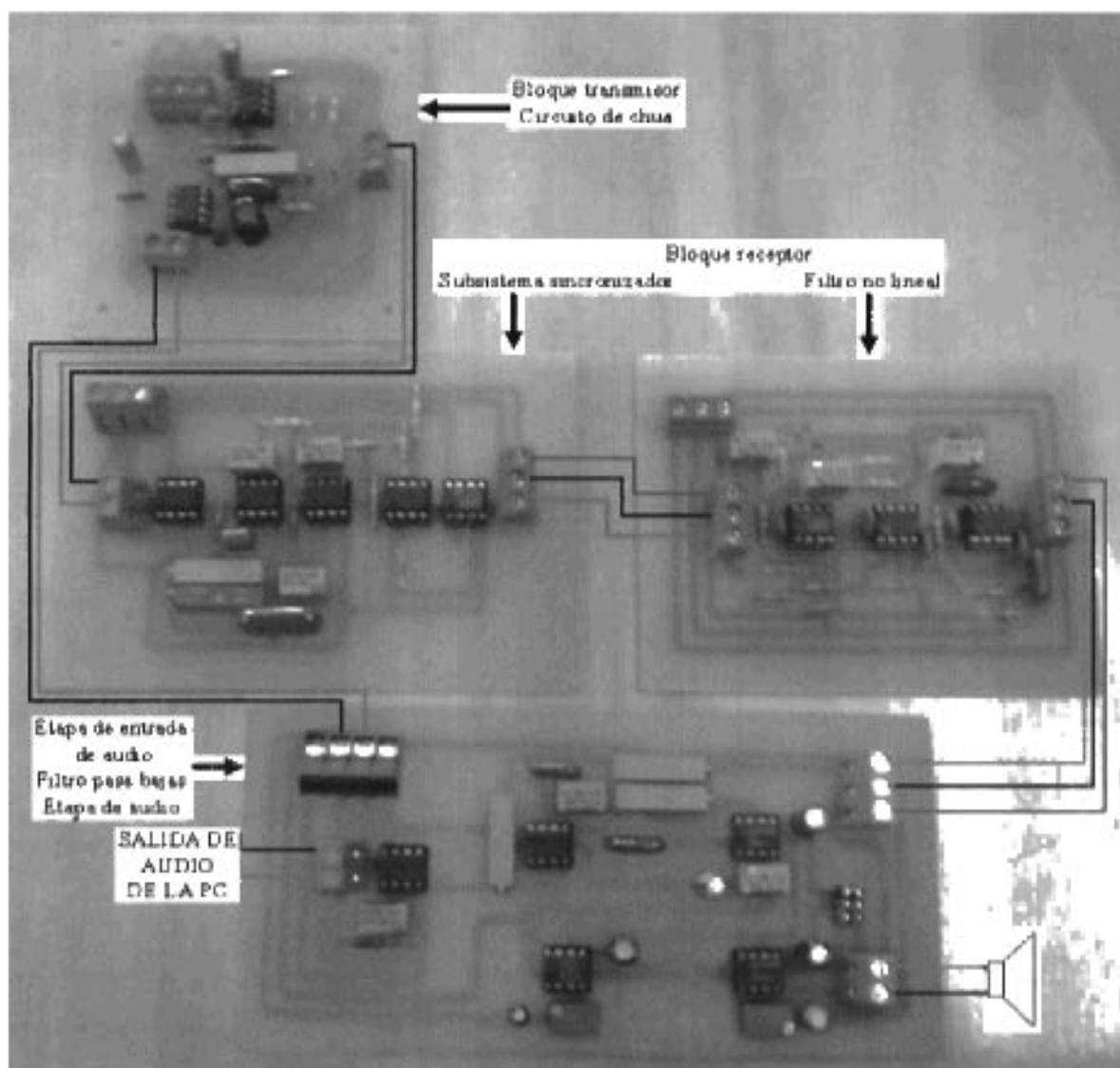


Foto A.5 Acumodo final de las placas