

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y
DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE RECEPCION
DE IMAGENES METEOROLOGICAS
TRANSMITIDAS POR LOS SATELITES GOES

T E S I S
MAESTRIA EN CIENCIAS

Jorge Alberto de la Torre Sandoval

ENSENADA, BAJA CALIFORNIA, JUNIO DE 1990.

**CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y
DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA**

DIVISION DE FISICA APLICADA

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE RECEPCION DE
IMAGENES METEOROLOGICAS TRANSMITIDAS POR LOS
SATELITES GOES**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para
obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta

JORGE ALBERTO DE LA TORRE SANDOVAL

Ensenada B. C., Junio de 1990



RESUMEN de la tesis de Jorge Alberto De La Torre Sandoval, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Junio de 1990.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE RECEPCION DE IMAGENES METEOROLOGICAS TRANSMITIDAS POR LOS SATELITES GOES

Resumen aprobado:


M. en C. Jorge Enrique Preciado Velasco
Director de Tesis

Se describe el diseño de un sistema para la recepción de imágenes meteorológicas transmitidas por los satélites GOES.

Los subsistemas desarrollados en este trabajo forman parte de una estación terrena para la recepción de imágenes meteorológicas. Esta estación proveerá a sus usuarios con imágenes de la superficie terrestre captadas a través de un satélite. Mediante la observación de estas imágenes los usuarios podrán obtener información de muy diversos tipos, por ejemplo: predicción del estado climatológico, estimación de la precipitación pluvial, observación de la contaminación, etc.

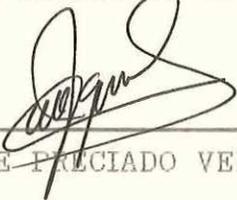
Básicamente las funciones que realizan los subsistemas desarrollados en este trabajo son la de amplificar la señal que se recibe del satélite, para posteriormente proceder a su demodulación, así como también la extracción del reloj, ya que esta es necesaria en la sincronización del resto de los elementos del sistema.

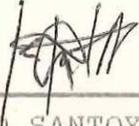
Los puntos más importantes desarrollados en este trabajo son:

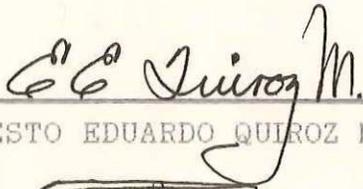
- El análisis general del sistema de satélites GOES.
- El análisis de los elementos de la estación terrena.
- El diseño y construcción del amplificador de frecuencia intermedia, demodulador y sincronizador.
- Las Pruebas de laboratorio para la evaluación de estos elementos.

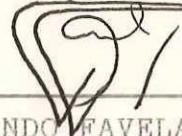


TESIS DEFENDIDA POR: JORGE ALBERTO DE LA TORRE SANDOVAL
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:

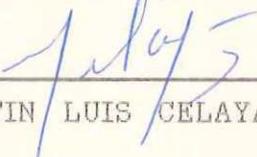

M. C. JORGE ENRIQUE PRECIADO VELASCO.- Director del Comité


DR. ARTURO SERRANO SANTOYO.- Miembro del Comité


M.C. ERNESTO EDUARDO QUIROZ MORONES.- Miembro del Comité


M.C. FERNANDO FAVELA VARA.- Miembro del Comité


M.C. MOISES CASTRO DELGADO.- Jefe del Depto. de Electrónica y Telecomunicaciones


DR. MARTIN LUIS CELAYA BARRAGAN.- Director de la División de Física Aplicada

Dr. HECTOR ECHAVARRIA HERAS.- Director Académico

junio 28, 1990

DEDICATORIA

Con mucho cariño a mi MADRE y a la memoria de mi PADRE



CICESE

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor y director de tesis M. en C. Jorge Enrique Preciado Velasco, por el apoyo brindado en el desarrollo de este trabajo.

A los miembros de mi Comité de Tesis, Dr. Arturo Serrano Santoyo, M. en C. Ernesto Quiroz Morones y M. en C. Frenando Favela Vara, por sus consejos, revisión y crítica de este trabajo.

Al Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada y al Consejo Nacional de Ciencia Y Tecnología.

A todos mis compañeros y amigos por su amistad y palabras de aliento.



CONTENIDO

	<u>Página</u>			
I	INTRODUCCION	1		
II	SATELITES METEOROLOGICOS	4		
III	CARACTERISTICAS DEL SISTEMA GOES	6		
	III.1	Lanzamiento de Satélites GOES	6	
	III.2	Operación del VAS y del S-VAS	11	
	III.3	Formato Modo AAA	13	
	III.4	Velocidad	15	
	III.5	Modulación y Codificación	15	
IV	ESTACION TERRENA RECEPTORA	18		
	IV.1	Descripción General	18	
	IV.2	Antena	19	
		IV.2.1	Montaje	19
		IV.2.2	Orientación	20
		IV.2.3	Ganancia	24
		IV.2.4	Polarización	25
	IV.3	Amplificador de Bajo Ruido	26	
	IV.4	Convertor de Bajada	29	
	IV.5	Amplificador de Frecuencia Intermedia	30	
	IV.6	Demodulador	30	
	IV.7	Sincronizador de Bit	31	
	IV.8	Interfaz para Computadora Personal	32	
	IV.9	Programas de Recepción	35	
	IV.10	Cálculo del Enlace	36	
V	AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA	40		
	V.1	Especificaciones	40	



CONTENIDO (Continuacion)

	<u>Página</u>
V.2 Diseño	42
VI DEMODULADOR	46
VI.1 Señales BPSK	46
VI.2 Circuitos de Amarre de Fase	53
VI.3 Recuperación de la Portadora	62
VI.4 Diseño	69
VII SINCRONIZADOR DE BIT	75
VII.1 Introducción	75
VII.2 Diseño	77
VIII PRUEBAS, RESULTADOS Y CONCLUSIONES	82
LITERATURA CITADA	93
GLOSARIO	96
APENDICE A	98
APENDICE B	99



LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1.- Sistema GOES.	10
2.- Formato Modo AAA.	14
3.- Etapas de codificación de la señal GOES.	16
4.- Diagrama a bloques de una estación terrena de recepción.	18
5.- Situación geométrica entre la estación terrena y el satélite.	21
6.- Estación terrena y ángulo de elevación (horizonte local).	22
7.- Diagrama a bloques de las funciones de la tarjeta interfaz.	31
8.- Etapas del amplificador de frecuencia intermedia.	42
9.- Filtro pasa banda tipo Butterworth $f_c = 21.4$ MHz a. de b. = 6 MHz.	43
10.- Constelación de una señal BPSK.	47
11.- Diagrama a bloques de un modulador BPSK.	47
12.- Señales involucradas en el proceso de modulación BPSK.	48
13.- Espectro de una señal BPSK.	50
14.- Probabilidad de error de una señal BPSK.	52
15.- Circuito de amarre de fase básico.	54
16.- Intervalos de amarre y de captura de un PLL.	56
17.- Algunas características de detectores de fase.	57
18.- Filtros usados en lazos de segundo orden.	60
19.- Lazo multiplicador.	63
20.- Remodulador.	65
21.- Lazo de costas.	67



LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
22.- Diagrama electrónico del demodulador.	70
23.- Implementación del filtro del lazo.	72
24.- Implementación del VCO.	73
25.- Mascarillas del circuito impreso del demodulador.	74
26.- Generación de la señal de reloj a partir de un diferenciador.	76
27.- Diagrama del sincronizador de bit.	79
28.- Decodificador NRZ-S a NRZ.	80
29.- Mascarillas de la tarjeta del sincronizador de bit.	81
30.- Amplificador de bajo ruido.	82
31.- Conversor de bajada fabricado por la Cia. Wilmanco.	83
32.- Amplificador de frecuencia intermedia y demodulador.	84
33.- Sincronizador de bit.	84
34.- Configuración del simulador de la señal del GOES.	85
35.- Espectro de la señal BPSK obtenida con el simulador.	86
36.- Series de bits transmitida (superior) y recibida (inferior).	87
37.- Señal de reloj recuperada.	89
38.- Simulador y equipo de medición conectado a las tarjetas.	90

LISTA DE TABLAS

Tabla		página
I	Cronología de Lanzamientos de Satélites GOES.	7
II	Tipos de Amplificadores de Bajo Ruido.	28
III	Principales Diferencias entre las Series de Satélites GOES I-M y G-H.	98

I INTRODUCCION

En este trabajo de tesis se desarrolla un sistema cuya aplicación directa recaé en la *Percepción Remota*. La Percepción Remota consiste en el estudio de las imágenes del globo terrestre que son captadas en el espacio exterior a través de sensores, los cuales las transmiten hacia la tierra para su procesamiento. Inicialmente el principal uso que se le dio a la Percepción Remota a través de satélites meteorológicos se limitaba al estudio de las condiciones climatológicas, mediante la observación de imágenes de nubes, para posteriormente predecir el estado del tiempo y darlo a conocer en los medios de comunicación masiva.

A pesar de esto, debido a la gran cantidad de información que se puede obtener de las imágenes del globo terrestre (ya sean visibles o infrarrojas) captadas por un satélite meteorológico, su uso actual es muy común en diversos campos tales como: agricultura, hidrología, oceanografía, vulcanología, monitoreo de la contaminación, etc. De hecho, la información que se obtiene de estos satélites se encuentra en una investigación constante que involucra nuevas y muy diversas aplicaciones a niveles tanto local, regional como internacional.

El incremento en el uso de esta información se debe tanto al mejoramiento de las capacidades y características de los satélites mismos, como también al creciente interés en la percepción remota en general.

En el caso particular del presente trabajo de tesis, el objetivo se enfoca hacia la recepción de las imágenes meteorológicas que son transmitidas por la familia de satélites GOES (Geostationary Operational Enviromental Satellites) propiedad de la NASA, ya que estas imágenes muestran la porción del globo terrestre en la que se encuentra el territorio de la Republica Mexicana, así mismo este objetivo se debe al interés específico del Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) en la recepción de estas imágenes, ya que este proyecto de tesis surge como una propuesta de esta institución al CICESE.

Es importante señalar que en el momento de realización de este trabajo, no se dispone comercialmente de este tipo de sistemas en México, mientras que en el extranjero su costo es muy elevado, por lo tanto su adquisición y mantenimiento resultan un tanto problemáticos.

Lo anterior en conjunto con la necesidad de contar con sistemas de esta naturaleza en diversas áreas de estudio e investigación en México fueron algunas de las razones que nos motivaron a realizar este trabajo.

Un sistema para la recepción de imágenes de esta naturaleza se compone básicamente de los siguientes elementos: antena parabólica, amplificador de bajo ruido (ABR), conversor de bajada, amplificador de frecuencia intermedia (AFI), demodulador, sincronizador de bit e interfaz para computadora personal.

Para poder determinar los parámetros y características

de cada uno de estos elementos, es necesario realizar un análisis del sistema en general. Bajo estas premisas, en este trabajo se realiza el análisis y especificación general del sistema de recepción así como también el diseño y construcción de tres elementos del mismo los cuales son: el amplificador de frecuencia intermedia, el demodulador y el sincronizador de bit.

II SATELITES METEOROLOGICOS

Un satélite meteorológico es un satélite cuyo objetivo es el de percibir imágenes del globo terrestre a través de sensores, y transmitir las hacia la tierra para su estudio. Estas imágenes pueden ser visibles (luz solar reflejada) ó infrarrojas (temperatura de la superficie terrestre).

TIPOS DE SATELITES METEOROLOGICOS

Existen básicamente dos tipos de satélites meteorológicos:

GEOESTACIONARIOS: Como su nombre lo indica estos satélites se encuentran en la órbita geoestacionaria a 36 000 Km de distancia sobre el plano ecuatorial. Debido a su sincronía con la velocidad de giro terrestre, vistos desde la tierra parecen fijos, por lo que siempre perciben la misma faz de la superficie terrestre. Esto representa una ventaja ya que se dispone durante todo el tiempo de una zona de interés determinada. Sin embargo, debido a la distancia a la que se encuentran, los niveles de señal transmitida que llegan a la tierra son de magnitudes bajas (-130 dBm aproximadamente), dando como resultado que para su recepción se requiera de circuitería relativamente compleja.

POLARES: A este tipo de satélites también se les conoce como de *órbita baja*, ya que estos describen órbitas polares cuyas altitudes varían entre 700 y 1500 Km. Es por esto que su



resolución es mayor a la resolución lograda mediante el uso de satélites geoestacionarios. Además, estos tienen la ventaja de percibir lugares de la superficie terrestre que los geoestacionarios no perciben, especialmente las zonas cercanas a los polos.

Sin embargo entre las desventajas en el uso de estos satélites podemos mencionar:

- Requieren de un sistema de rastreo para su localización.
- Solo perciben la región por la que pasan.
- Una misma región solo es posible percibirla dos veces al día.

III CARACTERISTICAS DEL SISTEMA GOES

El sistema de satélites geoestacionarios GOES (Geostationary Operational Environmental Satellite) pertenece a la agencia espacial estadounidense NASA (National Aeronautics and Space Agency) y es operado por la NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration). El sistema consiste de dos satélites:

GOES ESTE.- Localizado a una longitud de 75° oeste ; y

GOES OESTE.- Localizado a una longitud de 135° oeste

Existe un tercer satélite el **GOES CENTRAL** localizado a una longitud de 107° oeste, sin embargo este se utiliza solo para transmisiones WEFAX (Weather Facsimile), así mismo este tercer satélite se usa como respaldo en caso de que llegará a ocurrir alguna falla en los anteriores.

III.1 LANZAMIENTO DE SATELITES GOES

En la tabla I se muestran los lanzamientos de satélites GOES en forma cronológica.

De la tabla de lanzamientos podemos observar que la última serie de satélites lanzada es la serie GOES G-H. Los satélites de esta serie fueron construidos por la compañía HUGHES AIRCRAFT. Sin embargo, la próxima serie GOES I-M que

Tabla I.-Cronología de Lanzamientos de Satélites GOES.

Nave	Fecha
SMS-A	5/17/74
SMS-B	2/06/75
GOES-A (1)	10/16/75
GOES-B (2)	6/16/77
GOES-C (3)	6/16/78
GOES-D (4)	9/09/80
GOES-E (5)	5/22/81
GOES-F (6)	4/28/83
GOES-G *	5/03/86
GOES-H (7)	2/26/87
GOES-I	6/XX/91
GOES-J	@
GOES-K	@
GOES-L	@
GOES-M	@

* Lanzamiento sin éxito

@ Fecha por determinar

será lanzada en junio de 1991, son satélites construidos por la compañía FORD AEROSPACE y poseen notables diferencias con la serie G-H lanzada anteriormente.

Estas diferencias repercutirán en el equipo de recepción, ya que tendrán que efectuarse ajustes si es que se desea seguir utilizando el mismo equipo para la nueva serie GOES I-M.

El objetivo de este trabajo de tesis es el de realizar un sistema de recepción que funcione con la serie de satélites que se encuentra actualmente en operación, es decir la serie G-H, sin embargo se tomará en consideración que a este equipo se le puedan efectuar los ajustes que sean necesarios cuando entre en operación la nueva serie de satélites GOES I-M.

En el Apéndice A se hace un análisis detallado de las diferencias entre las dos series así como también los ajustes necesarios que deberán realizarse en el equipo de recepción.

El sistema GOES que opera actualmente realiza básicamente 5 funciones. Cada una de estas funciones se efectúa mediante el uso de subsistemas dedicados, los cuales se describen a continuación:

VAS (Visible Atmospheric Sounder)

Cada satélite lleva a bordo un sensor VAS el cual es una versión mejorada del VISSR (Visible and Infrared Spin Scan Radiometer) que contenían la antigua serie de satélites GOES. El sensor VAS provee casi continuamente imágenes de la porción de la superficie terrestre y formaciones de nubes en la atmósfera, que se encuentran en su área de visión. Las imágenes visibles se producen durante el día, ya que es luz

solar reflejada, mientras que las infrarrojas, las cuales son termales, permiten una cobertura total, durante el día y la noche. Este sensor tiene capacidades tridimensionales, es decir, tiene la capacidad de sondear a la atmósfera terrestre.

RETRANSMISION DE LA INFORMACION VAS Y WEFAX

Debido a que la información que el VAS envía hacia la tierra tiene una velocidad alta, esta información se transmite primero a la estación CDA (Command and Data Acquisition) en las islas Wallpos en Virginia E. U., donde se reenmarca y retransmite hacia el transponder del satélite a una velocidad menor para su difusión masiva. Así mismo también se transmiten las imágenes WEFAX, las cuales son generadas por computadoras en la NESDIS (National Environmental Satellite Data and Information Center) en Suitland, Maryland.

El WEFAX es un servicio proporcionado por GOES cuyas transmisiones se hacen en la banda S a 1691.0 MHz y están programadas en intervalos de 10 minutos entre las transmisiones del VAS, además el WEFAX se transmite por el GOES CENTRAL. La información del WEFAX son imágenes analógicas que captan tanto los satélites GOES como los satélites polares TIROS-N. El WEFAX tiene una resolución geométrica de 8 Km para el GOES, mientras que para los TIROS-N tiene una resolución de 8 a 12 Km.

SISTEMA DE SATELITES GOES

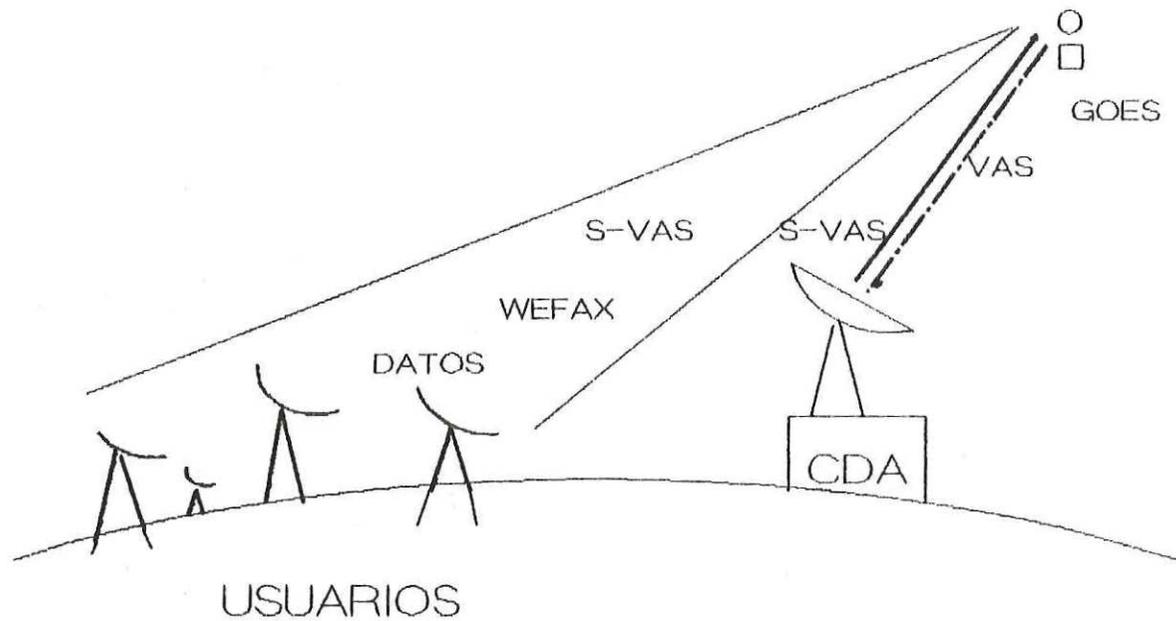


Figura 1.- Sistema GOES.

COMANDO Y TELEMETRIA

Este subsistema realiza todas las funciones necesarias para mantener la posición correcta y el status del satélite. Estas funciones se realizan en la estación CDA la cual mantiene el control de todos los satélites GOES.

COLECCION DE DATOS

La capacidad de poder recolectar datos permite que los sensores en la atmósfera y en la superficie terrestre transmitan ó soliciten información cada vez que lo requieran, a través del transponder del satélite.

III.2 OPERACION VAS Y S-VAS

En la figura 1 se muestra de una manera general el sistema GOES. Su operación se explica a continuación.

La información del espectro visible la cual se muestra en la banda de 0.55 a 0.75 μm , consiste en la luz solar reflejada por la tierra y por las formaciones de nubes en su alrededor, mientras que la información infrarroja se encuentra en la banda de 10 a 12.5 μm y consiste en la radiación térmica emitida por la tierra y nubes.

El área de cobertura en el modo operacional de percepción es de 20° este a oeste por 20° de norte a sur vistos desde una altitud geosíncrona y con la faz del disco terrestre al centro.

El VAS tarda alrededor de 20 minutos en adquirir una imagen, por lo que se emiten dos imágenes del disco mundial completo cada hora. El VAS esta programado para comenzar una nueva imagen a intervalos de 30 minutos, los 10 minutos restantes se utilizan para transmisiones WEFAX ó mensajes (recolección de datos).

La información que detecta el VAS se obtiene y transmite durante el intervalo de 33 milisegundos en que el satélite, girando a una velocidad de 100 rpm, "barre" los detectores del VAS a través de un angulo de 20° centrados sobre la tierra.

Esta información a ráfagas tiene una velocidad de transmisión de 28 Mbps modulada en QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) y se transmite sobre una portadora en la banda S a 1687.1 MHz. Esta información se recibe en la CDA donde se transfiere del receptor al demodulador sobre una portadora de Frecuencia Intermedia FI a 70 MHz. La información se demodula en dos series de datos las cuales se pasan junto con la señal de reloj al VIP (VAS Image Processor).

El VIP junto con el P/DU (Processor Distribution Unit), reenmarcan y calibran la información VAS sumándole un enrejado para producir el VAS comprimido S-VAS (Stretch - VAS). La información S-VAS se enmarca en bloques de IR (infrarrojo), visible e información auxiliar, los cuales son transmitidos de norte a sur. Después de este proceso a la información VAS se le llama S-VAS la cual viene enmarcada en lo que se conoce como Formato Modo AAA, que se describe a continuación.



III.3 FORMATO MODO AAA

El formato Modo AAA se muestra en la figura 2, este formato es un encadenamiento de 12 bloques iguales en duración. El período total de duración de los 12 bloques es de 600 milisegundos, que corresponden al período nominal de una revolución del satélite. Consecuentemente, cada bloque tiene una duración de 50 milisegundos y corresponde a 30° de la rotación del satélite. El sistema de retransmisión es tal que 8 bloques contienen información de los sensores visibles del VAS; 2 bloques contienen información de los sensores infrarrojos; un bloque contiene información auxiliar de cualquiera de las fuentes terrenas del sistema; y un bloque conocido como "Bloque de Vista Terrena" que contiene ceros, sin embargo en un futuro se puede usar este bloque para transmisión de información.

Cuando el VAS se transmite del satélite hacia la tierra a 28 Mbps, el transponder del receptor del satélite esta "apagado". Para evitar la pérdida de información, la retransmisión del S-VAS debe programarse de tal manera que el bloque de "vista terrena" llegue al satélite coincidiendo con el período de apagado del receptor. Para los satélites GOES actuales, el período de apagado puede ocurrir desde -12.6° a $+10.6^\circ$ para un total de 23.2° . esto cabe perfectamente en los 30° designados al bloque de "vista terrena" en el formato modo AAA. La retransmisión temporizadora será tal que el período de "apagado" del transponder termine de 3.3 a 5



BARRIDO

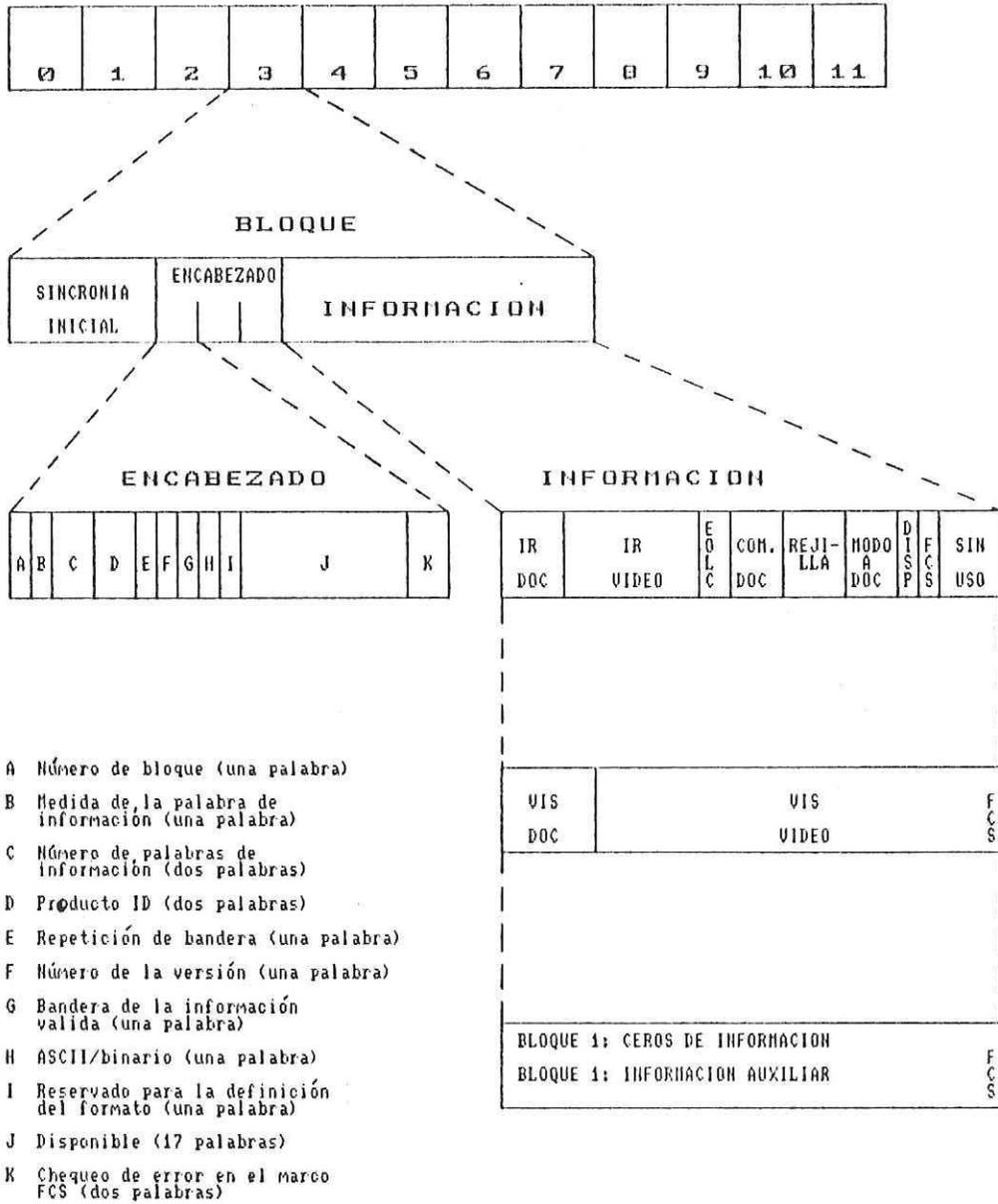


Figura 2.- Formato Modo AAA.

milisegundos (2 ó 3 grados de la rotación del satélite) antes de que inicie el período de sincronización del bloque 1.

III.4 VELOCIDAD

La velocidad nominal de la información retransmitida es de 2'111,360 bits por segundo. Debido al método "muestreo de igualación de ángulo" usado para enmarcar la información VAS, el número de muestras por línea "barrida" es constante a pesar de la velocidad del satélite. Por lo tanto, ya que la velocidad de giro del satélite puede variar dentro de un intervalo de ± 5 rpm, la velocidad de la información retransmitida variará en proporción directa.

III.5 MODULACION Y CODIFICACION

Antes de que la información del modo AAA sea modulada en BPSK (Binary Phase Shift Keying) sobre una portadora en la banda S a 1687.1 MHz y 2'111,360 bps, y sea retransmitida hacia el satélite formando el S-VAS, esta información debe de pasar por tres etapas de codificación. Estas etapas se muestran en la figura 3 y se describen a continuación:

- 1.- Todos los octetos pares se complementan; el primer octeto que sigue a la sincronización inicial es el número uno.
- 2.- La segunda etapa involucra el uso de una codificación de *Ruido Pseudoaleatorio RP*. La secuencia RP se genera mediante



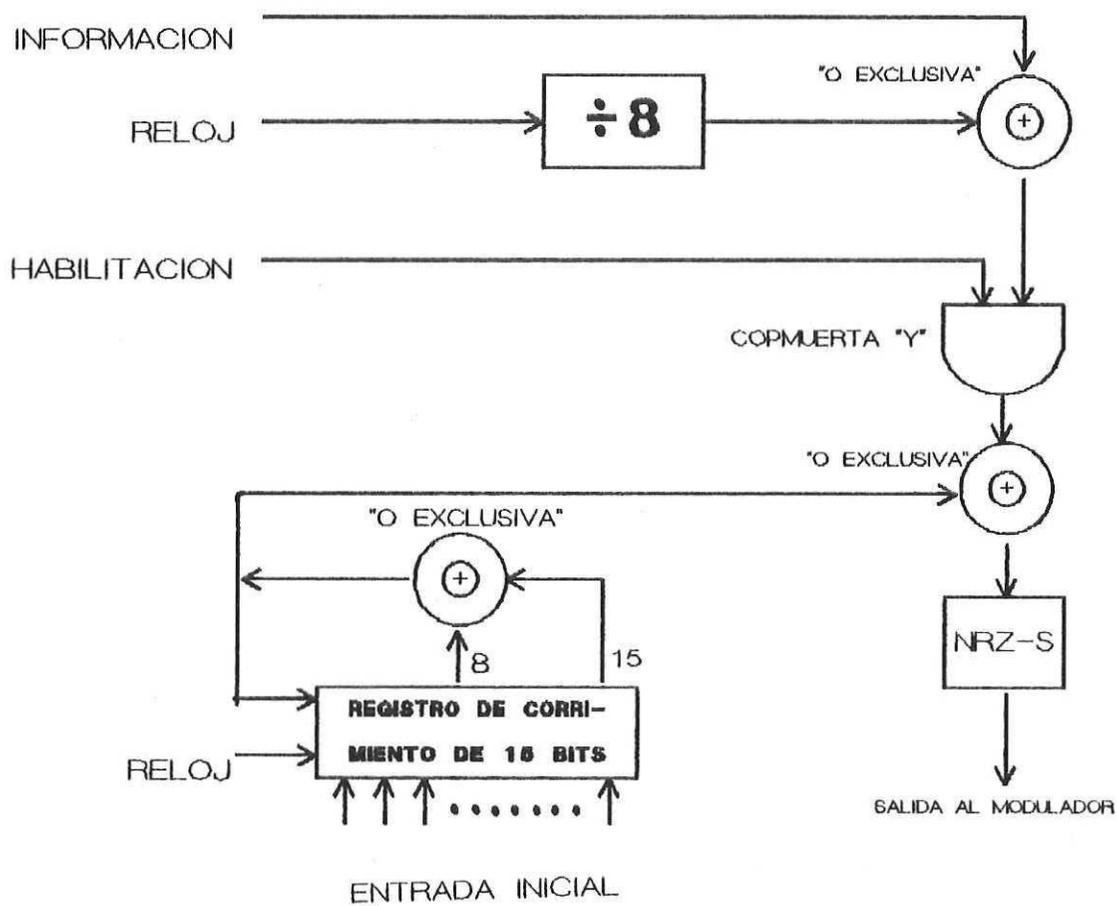


Figura 3.- Codificación empleada por GOES.

un registro de corrimiento cuya entrada es la salida de una compuerta "O exclusiva" tal como se muestra en la figura 3, los bits 8 y 15 (bits menos significativos) del registro de corrimiento son las entradas a esta compuerta. La salida de la compuerta se combina con la línea de la información mediante el uso de una segunda compuerta "O exclusiva".

3.- La serie de información codificada descrita anteriormente se pasa a través de un proceso de codificación diferencial NRZ-S (Non Return to Zero - Space). Este proceso produce una transición de estado lógico por cada cero lógico de entrada y ninguna en otro caso.

IV ESTACION TERRENA RECEPTORA

IV.1 DESCRIPCION GENERAL

En la figura 4 se muestra un diagrama a bloques de una estación terrena típica para la recepción de imágenes meteorológicas.

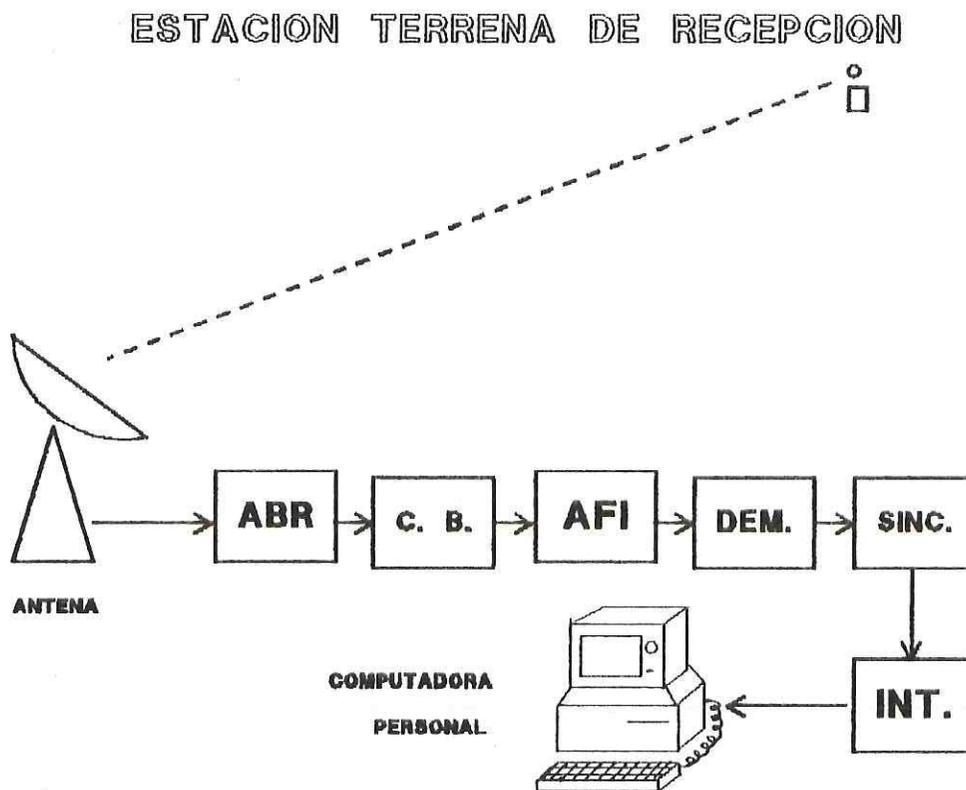


Figura 4.- Diagrama a bloques de una estación terrena de recepción.

La función del sistema en general es la de detectar la señal de radiofrecuencia RF transmitida por el satélite a 1.6 GHz, extraerle la información digital y posteriormente

mostrarla en una pantalla en forma de imagen. Cada uno de los elementos que intervienen en este proceso se detalla a continuación.

IV.2 ANTENA

La antena es uno de los elementos más importantes de cualquier sistema de comunicación ya que es el elemento que va acoplado con el medio de transmisión, por lo tanto su elección tendrá gran influencia en características tan importantes como son costo y funcionamiento.

En los sistemas de comunicación, normalmente se utilizan antenas parabólicas. En las secciones siguientes analizaremos las características con que debe de contar la antena de la estación terrena en cuestión.

IV.2.1 MONTAJE

Como ya se mencionó en el capítulo III el sistema GOES se compone de dos satélites geoestacionarios en operación y uno de respaldo. Para nuestra aplicación en particular, orientaremos la antena hacia el satélite GOES ESTE que se encuentra a una longitud de 135° Oeste, ya que es el que ofrece la mejor imagen del territorio de la República Mexicana.

La antena deberá tener una línea de visión directa (sin obstáculos) hacia el satélite. No obstante que la antena

estará orientada hacia un solo satélite, se recomienda que la estructura de montaje permita la variación de los ángulos de azimuth y elevación (preferentemente a control remoto), obteniendo de esta manera una orientación variable, ya que la operación de una estación puede cambiarse de un satélite a otro durante períodos de eclipse, manteniendo de esta manera una continuidad de operación. Durante los períodos de eclipse ocurren ciertas restricciones operacionales debidas a la limitación en potencia. Estos períodos ocurren durante un intervalo de hasta 72 minutos al día durante 6 semanas, dos veces al año.

IV.2.2 ORIENTACION

Para poder determinar los ángulos de orientación de una estación terrena, así como también su distancia con un satélite en particular, es necesario conocer la localización de ambos.

La localización de una estación terrena sobre la superficie terrestre, se determina por dos parámetros: La longitud y la latitud, mientras que la de un satélite geostacionario se determina mediante la longitud solamente.

Por lo tanto si tenemos un satélite geostacionario S con una longitud L_s y una estación terrena E con una longitud L_e y una latitud ϕ . El problema será encontrar los ángulos de orientación de la estación terrena, así como también su distancia con el satélite. La distancia es un dato que se

requerirá más adelante cuando se realice el cálculo del enlace. En la figura 5 se muestra esta situación geométrica.

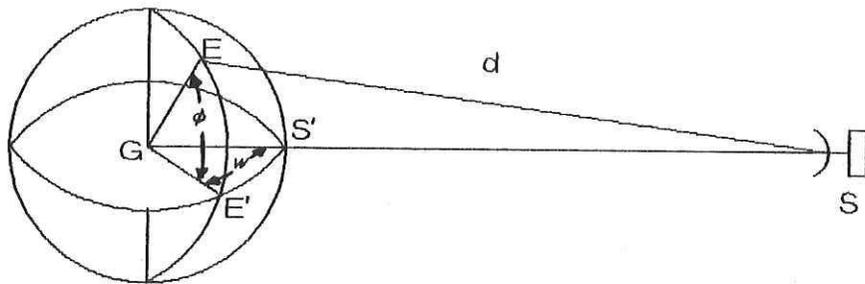


Figura 5.- Situación geométrica entre el satélite y la estación terrena

De la figura 5 podemos decir que:

$GE = R_0 \equiv$ Radio del globo terrestre

$GS = R \equiv$ Distancia del satélite al centro del globo terrestre

$w = L_e - L_g \equiv$ Longitud relativa de la estación terrena con respecto al satélite

Así mismo esta figura nos muestra varios puntos importantes. El triángulo esférico $EE'S'$ es ortogonal en E' ya que el plano ecuatorial y el semicírculo mayor son ortogonales. Consecuentemente

$$\cos EGS = \cos \phi \cos w \quad \dots(1)$$

pero del plano triangular EGS tenemos

$$d^2 = R^2 + R_0^2 - 2 R R_0 \cos \text{EGS} \quad \dots(2)$$

y debido a la relación cosenoidal previa

$$d^2 = R^2 + R_0^2 - 2 R R_0 \cos \varnothing \cos w \quad \dots(3)$$

En la figura 6 se muestra el triangulo EGS y la intersección del semicirculo mayor con la superficie terrestre, asi como también la horizontal local (línea punteada).



Figura 6.- Estación terrena y ángulo de elevación (horizonte local).

del triangulo GES obtenemos

$$(GS)^2 = (GE)^2 + (ES)^2 - 2(GE)(ES) \cos (90^\circ + \theta) \quad \dots(7)$$

ó

$$R^2 = R_0^2 + d^2 + 2R_0 d \operatorname{sen} \theta \quad \dots(8)$$

ó

$$d^2 + R_0 d \operatorname{sen} \theta - (R^2 - R_0^2) = 0 \quad \dots(9)$$

resolviendo para d obtenemos

$$d = R_0 [(R/R_0)^2 - \cos^2 \theta - \operatorname{sen} \theta] \quad \dots(10)$$

6

$$\operatorname{sen} \theta = (R^2 - R_0^2 - d^2) / (2 R_0 d) \quad \dots(11)$$

Para nuestro caso en particular la estación terrena se localizará en Cd. Obregón Son. y el satélite será el GOES OESTE, por lo tanto tenemos los siguientes datos:

$$L_e = 110^\circ$$

$$L_B = 135^\circ$$

$$\phi = 27.5^\circ$$

sustituyendo estos valores en las ecuaciones anteriores tenemos

$$W = L_B - L_e = 135^\circ - 110^\circ = 25^\circ$$

$$W = 25^\circ$$

como

$$d^2 = R^2 + R_0^2 - 2RR_0 \cos \phi \cos W$$

$$d = (42230)^2 + (6370)^2 - 2(42230)(6370) \cos 25^\circ \cos 27.5^\circ$$



$$d = 37\,302.02 \text{ Km}$$

de igual manera

$$\text{sen } \theta = \frac{R^2 - R_0^2 - d^2}{2 R_0 d} = \frac{(42230)^2 - (6370)^2 - (37302)^2}{2 (6370) (37302)} =$$

$$\text{sen } \theta = 0.739344 \quad ; \quad \theta = 47.67^\circ$$

IV.2.3 GANANCIA

Se define como ganancia G de la antena, al incremento relativo en potencia, logrado al afocar la antena. esta ganancia puede definirse como:

$$G = \frac{\text{Intensidad de Radiación Máxima}}{\text{Intensidad de Radiación de una Antena Isotrópica}}$$

Suponiendo la misma potencia de entrada, también puede definirse a esta ganancia como:

$$G = \frac{\text{Potencia que el receptor recibe de la antena}}{\text{Potencia que recibiría si la antena fuera isotrópica}}$$

Considerando que la intensidad de radiación de una antena isotrópica es $P / 4\pi$, y sustituyendo en la primer ecuación tenemos

$$G = 4\pi/P \quad \dots(12)$$

En una antena parabólica, la ganancia se determina mediante la expresión (Feher, Kamilo, 1983)

$$G = n (\pi d / \lambda)^2 = \frac{n 4 \pi f^2 A_t}{c^3} \quad \dots(13)$$

donde

$n \equiv$ Eficiencia de la antena (típicamente 0.55)

$d \equiv$ Diametro de la antena

$\lambda \equiv$ Longitud de onda

$c \equiv 2.99 \times 10^8$ m/seg (velocidad de la luz)

$f \equiv c / \lambda$ (frecuencia portadora)

$A_t \equiv d^2 \pi / 4$ (área de apertura de la antena)

Si la frecuencia esta dada en gigahertz GHz y el diámetro de la antena en metros, entonces tenemos que para una eficiencia de 0.55 (típica para este tipo de antenas)

$$G = 60.7 f^2 d^2 \quad \dots(14)$$

En el caso de la señal del GOES el cual transmite a una frecuencia de 1.6871 GHz, una antena de 3.6 metros tendrá una ganancia de 33.5 dB.

IV.2.4 POLARIZACION

Las transmisiones en la banda S de los satélites GOES son



polarizadas linealmente (polarización vertical). Si se desea aprovechar la capacidad máxima de la antena receptora, esta deberá también estar linealmente polarizada, de tal manera polaridad sea paralela a la polaridad de la señal recibida.

Debido a los diferentes ángulos de los satélites, la polaridad de la señal no puede predecirse con exactitud en la superficie terrestre. Por esta razón se recomienda que la polarización de la antena sea variable de preferencia que se controle remotamente, al igual que la antena.

IV.3 AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO (ABR)

El Amplificador de Bajo Ruido ABR representa un papel fundamental cuando se determina la *probabilidad de error* P_e del sistema y el diámetro de la antena, ya que estos tres parámetros están íntimamente relacionados, es por esto que se debe poner una atención especial en su elección.

Los parámetros más importantes de un ABR son: la ganancia G (dB), y la temperatura de ruido T_e (°K). La temperatura de ruido representa la cantidad de ruido que entrega el dispositivo al sistema, por lo que es muy importante conservarla baja. Frecuentemente se utiliza al *factor de ruido* (Noise Figure NF) como factor para expresar el ruido del dispositivo. El factor de ruido está relacionado con la temperatura de ruido mediante la siguiente relación.



$$NF = 1 + T_e/T_{amb} \quad \dots(15)$$

donde T_{amb} es la temperatura ambiente (normalmente 290°K)

Existen varios tipos de amplificadores de bajo ruido disponibles en el mercado, estos varían en su calidad dependiendo que tipo de tecnología se use en su construcción.

La compañía Wilmanco fabrica un ABR para recibir la señal del GOES a un precio de \$ 595 dolares, este ABR tiene una ganancia típica de 33 dB con una temperatura de ruido de 65°K. Otro ABR que sirve para este propósito es el fabricado por la Universidad de Bradford en Inglaterra el cual tiene una ganancia que oscila entre 25 y 45 decibeles dependiendo de la instalación, y una temperatura de ruido de 40°K aproximadamente. Por otro lado existen otros diseños de ABRs para este tipo de aplicación, sin embargo este tipo de diseños no es muy recomendable. A continuación se mencionan algunos ABRs para 1.7 GHz comenzando con los que emplean la tecnología más económica:

Estos valores son aproximados y no toman en consideración la contribución de ruido de las etapas sucesivas, la cual será pequeña si la ganancia es grande, digamos 10 dB.

Para tener una idea del nivel de potencia del ruido que entregará el ABR al sistema, consideraremos el siguiente ejemplo.

Tabla II.- Tipos de Amplificadores de Bajo Ruido

TECNOLOGIA	NF	T _e
TRANSISTOR BIPOLAR TIPICO	4	438°K
TRANSISTOR BIPOLAR (Premium Grade)	3	289°K
ARSENIURO DE GALIO (GaAs FET)	1 - 1.5	75° - 120°K
AMPLIFICADOR PARAMETRICO (no enfriado)	0.69	50°K
AMPLIFICADOR PARAMETRICO (enfriado)	0.29	20°K

Suponiendo que se usa un amplificador de Arseniuro de Galio con una temperatura de ruido de 100 °K, a la cual se le debe de añadir la temperatura de ruido de la antena, digamos 70° K (típica), esto resulta en una temperatura de 170° K. La potencia de ruido en 1 Hz esta dada por

$$\begin{aligned}
 KTB &= 1.38 \times 10^{-23} \text{ (Joules por } ^\circ\text{K)} \times 170 \text{ } ^\circ\text{K} = \dots(16) \\
 &= 2.346 \times 10^{-21} \text{ Watts/Hz} \\
 &= - 206.3 \text{ dBW/Hz} = - 176.3 \text{ dBm/Hz}
 \end{aligned}$$

Debido a que la velocidad de información de los satélites GOES es de 2.111 Mbps, el ancho de banda de postdetección será de 2.111 Mhz, ya que la eficiencia espectral de la modulación BPSK empleada por el sistema GOES es de 1 bit por Hz por segundo. Por lo tanto, calculando el nivel de ruido en este ancho de banda tenemos que

$$\text{Potencia de Ruido}(2.111 \text{ MHz}) = - 113.05 \text{ dBm}$$

Este será el nivel de ruido que la señal deberá sobrepasar para obtener una calidad de recepción aceptable.

IV.4 CONVERTOR DE BAJADA

La función del convertor de bajada es la de simplemente trasladar la frecuencia de la señal de radiofrecuencia que sale del ABR, a una frecuencia intermedia FI. El factor de ruido y la ganancia del convertor no son tan importantes como en el ABR, sin embargo deben de tomarse en consideración.

La señal que sale del convertor tendrá que ser amplificada, filtrada (para limitar el ancho de banda del ruido), y posteriormente alimentada al demodulador, donde se extraerá la información digital. Por lo tanto la frecuencia de salida del convertor deberá seleccionarse de tal manera que las funciones anteriores se realicen fácilmente. El intervalo en el que puede variar esta frecuencia va desde 10 a 100 MHz. Normalmente se escogen frecuencias como 10.7, 21.4 ó 70 MHz, ya que para estas frecuencias se encuentran comunmente componentes comerciales tales como: filtros, amplificadores, detectores de fase, etc.

En el sistema que se desarrolla en este trabajo, se utilizará un convertor de bajada fabricado por la compañía Wilmanco. Este convertor tiene una frecuencia FI de salida de 21.4 MHz, un ancho de banda de 6 MHz centrados en FI, una ganancia de aproximadamente 45 dB y un factor de ruido de 5 dB (vease apéndice B).



IV.5 AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

El objetivo del Amplificador de Frecuencia Intermedia AFI es el de filtrar y elevar el nivel de potencia de la señal desde el nivel entregado por el conversor hasta el nivel requerido por el demodulador.

Debido a la velocidad de la BPSK (2.111 Mbps) transmitida por el GOES, el ancho de banda mínimo del AFI será de 4.2 MHz, esto con el fin de dejar pasar al menos el primer lóbulo de la señal BPSK (vease sección VI.1).

Sin embargo, en la práctica se recomienda usar un filtro con un ancho de banda mayor, ya que de esta manera el nivel de potencia de la señal que pasará a través del filtro será mayor. No obstante, el usar un Ancho de Banda mayor implica que se tendrá más ruido, existiendo un compromiso entre estos parámetros. También se recomienda que el AFI se construya en la misma tarjeta que el demodulador, para evitar pérdidas por conexiones, interferencia, etc. En el capítulo V se detalla el diseño y construcción del amplificador de frecuencia intermedia.

IV.6 DEMODULADOR

La información digital transmitida por el GOES ha sido modulada en BPSK, en este tipo de modulación se envían "0"s cuando la fase de la portadora no cambia, y se envían "1"s cuando la fase de la portadora cambia 180°. Para poder

demodular una señal BPSK se necesita hacer uso de lo que se conoce como *detección coherente ó sincrónica*, es decir, se necesita tener conocimiento exacto de la fase de la señal portadora. Para lograr esto existen varios métodos de demodulación entre los que se encuentran: *El Lazo Multiplicador, El Lazo de Costas, El Remodulador ó Modulador Inverso*. Estos métodos implican el uso de las técnicas de los *circuitos de amarre de fase* mejor conocidos como *PLLs (Phase Lock Loop)*.

En el capítulo VI se hace un análisis de las señales BPSK y de los circuitos de amarre de fase. Así mismo, en este capítulo se trata en detalle el diseño y construcción del demodulador que se usará en nuestro sistema.

IV.7 SINCRONIZADOR DE BIT

Una vez que se ha demodulado la señal BPSK, la serie de bits obtenida es una mezcla de bits de información, con el reloj. Esta mezcla se hace en la transmisión con el fin de incrementar la eficiencia.

Para recuperar el reloj, es necesario pasar esta serie de bits a través de una no-linealidad de orden par, con el fin de producir líneas espectrales a la velocidad del reloj y sus múltiplos. La no-linealidad puede lograrse mediante el uso de circuitos tales como: un diferenciador, un multiplicador, etc. Posteriormente se filtra esta componente espectral del reloj y se alimenta a un circuito de amarre de fase. De esta

manera la señal de reloj generada localmente "sigue" a las variaciones de fase y frecuencia de la señal de reloj de entrada, que viene a ser el reloj transmitido.

En el capítulo VII se trata en detalle el diseño y construcción del circuito que usará nuestro sistema.

IV.8 INTERFAZ PARA COMPUTADORA PERSONAL

El sincronizador de bit es el encargado en obtener la señal de reloj de la información, por lo tanto sus salidas son la señal NRZ-S y el reloj. A partir de aquí el proceso se vuelve totalmente digital. Como, la señal ha pasado por tres etapas de codificación, y viene enmarcada en el formato modo AAA, será necesario decodificar la señal y además detectar el bloque de sincronización inicial que se envía en el formato Modo AAA.

Debido a la relativamente alta velocidad de la información (2.111 Mbps), es imposible alimentar esta velocidad directamente al puerto serie de una Computadora Personal, que pudiera en un momento dado realizar mediante programación esta decodificación en tiempo real. Por lo tanto este proceso deberá realizarse por circuitería.

El formato Modo AAA esta organizado en 12 bloques, cada uno de los cuales tiene una duración de 50 milisegundos, el marco total (12 bloques) tarda 600 milisegundos y se transmite durante una revolución del satélite que gira a una velocidad de 100 rpm.

El inicio de cada bloque se identifica mediante un patrón único de sincronía de 10032 bits en la información. La interfaz deberá identificar este patrón y usarlo como punto de referencia, para seleccionar los bits que corresponden a la porción de imagen que se desea.

Existen varios metodos para identificar este patrón de sincronización inicial. Por ejemplo se puede realizar una correlación digital mediante el uso de circuitos integrados tales como el TRW 1023, sin embargo esto resulta costoso.

Otro método es el de comparar la serie de bits de entrada con la serie que genera un generador de Ruido Pseudoaleatorio RP local, el cual debe de producir el mismo patrón de sincronización que se produce en la transmisión. Si existe alguna diferencia entre las dos series, el generador local se reinicializa. Eventualmente, habrá coincidencia entre los dos patrones y entonces las dos series continuan igual hasta el final de la secuencia de sincronía, al ocurrir esto se levanta una bandera que le indica a la circuitería restante el inicio de sus operaciones.

El generador de RP local debe de seguir funcionando, ya que la información debe de multiplicarse con esta secuencia para remover la función aleatorizadora impuesta en la transmisión.

En la figura 7 se muestra un diagrama a bloques de las funciones que debe de realizar la tarjeta interfaz.

Esta tarjeta entregará los bits de información en forma paralela, directamente al ducto de la computadora personal.



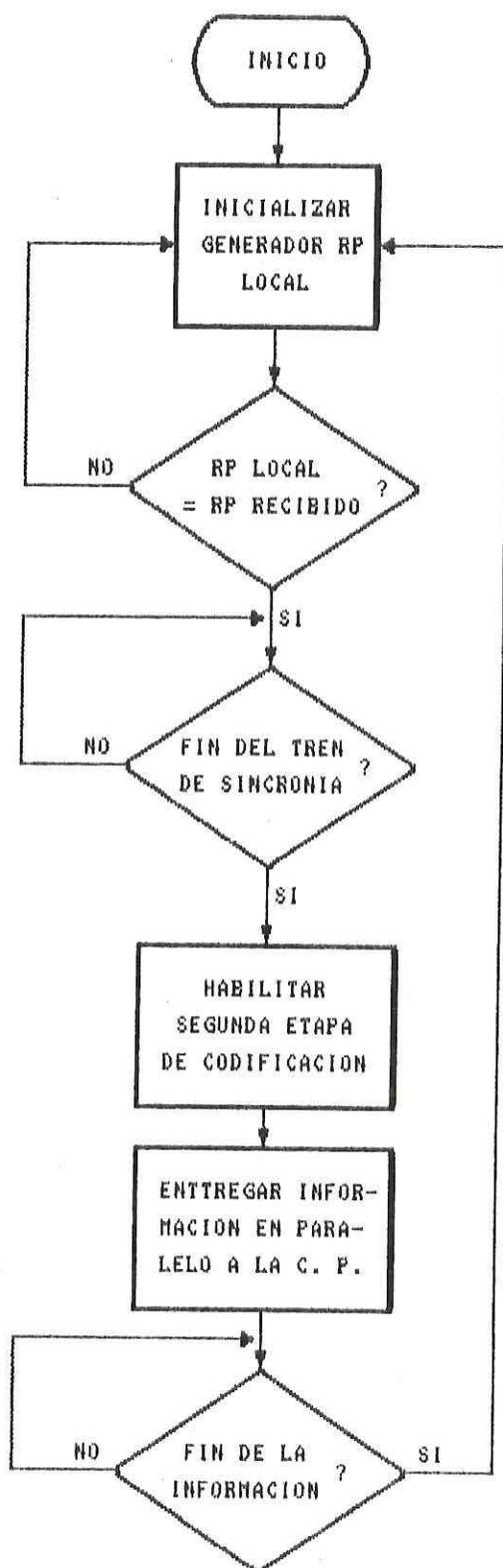


Figura 7.- Diagrama a bloques de las funciones de la interfaz.

Debido a que la interfaz va insertada en alguna de las ranuras de la computadora personal, esta tarjeta usa la misma alimentación, por lo que podríamos considerarla como uno de sus elementos.

IV.9 PROGRAMAS DE RECEPCION

La programación necesaria en un sistema de recepción de imágenes meteorológicas, puede definirse de una manera muy general en dos grupos: la programación de recepción en tiempo real; y la programación para la manipulación de la información recibida.

Los programas de recepción en tiempo real son los encargados de recibir e identificar las imágenes en el momento de su transmisión. Debido a la velocidad de la información, este tipo de programas deberán correr a una velocidad suficientemente rápida, de tal manera que se pueda procesar la información sin que se pierda parte de ella.

Por lo anterior, estos programas generalmente se escriben en lenguaje ensamblador, procurando no utilizar instrucciones que tomen mucho tiempo en su realización.

Al iniciar su operación este programa debe de entrar a un estado de espera, hasta recibir los primeros bits de información. Posteriormente se procederá a identificar la información y esperar por la porción de datos que es de nuestro interés, desechando los restantes. Una vez que se ha recibido exitosamente la información deseada se procede a

guardarla en algún dispositivo de almacenamiento, tales como disco duro, cintas magnéticas, etc.

Por su parte la programación de la manipulación de la información, abarca a todos los programas que se utilizan para modificar ó extraer información específica de las imágenes que han sido previamente recibidas con éxito. Estos programas hacen uso de las técnicas de *Procesamiento Digital de Imágenes* y su objetivo es el de hacer posible la manipulación de la imagen de una manera tal que resulte conveniente al usuario.

La información que se puede extraer de las imágenes es muy extensa, de aquí que de acuerdo a su aplicación será el programa. A continuación se dan algunos ejemplos, de entre la gran cantidad de funciones que se le pueden efectuar a la imagen:

- Realizar acercamientos de zonas particulares.
- Mejorar el contraste de la imagen.
- Encontrar valores promedio.
- Efectuar secuencias de imágenes (Por ejemplo para observar movimiento de nubes).
- Correlacionar imágenes (Por ejemplo estimación de la precipitación pluvial).

IV.10 CALCULO DEL ENLACE

Para representar la eficiencia de la sección receptora de un satélite ó una estación terrena receptora, normalmente se utiliza el parámetro G/T_e conocido como *Figura de Mérito*.



La figura de mérito de un receptor es la relación de la ganancia de la antena receptora G , con la temperatura de ruido equivalente del receptor T_e . Este parámetro es muy útil cuando se determina el E_b/N_0 y el C/N de un enlace.

Para determinar la figura de mérito requerida por una estación terrena se emplea la siguiente ecuación [Ha, Tri T. 1986].

$$\frac{G}{T_e} = \frac{(E_b) (R) (K) (L)}{(N_0) \text{ PIRE}} \quad \dots(17)$$

Expresada en decibeles tenemos que

$$G/T_e = E_b/N_0 - \text{PIRE} - K + L_{el} + 10 \log R + M \quad \dots(18)$$

donde

PIRE \equiv Potencia Isotrópica Radiada Efectiva

L_{el} \equiv Pérdida en la trayectoria

K \equiv Constante de boltzman

E_b/N_0 \equiv Energía del bit entre densidad espectral de ruido

R \equiv Velocidad de la información

M \equiv Perdidas miscelaneas ó factor de margen

Para determinar la figura de mérito que requiere nuestra estación terrena para recibir la señal del GOES, encontraremos los valores de los parámetros anteriores.

De la figura 9 (sección VI.1) podemos observar que el E_b/N_0 necesario para obtener una *Probabilidad de Error* P_e de 10^{-6} (aceptable para la recepción de la señal del GOES) es igual a 10.6 dB.

El GOES transmite con una potencia de 55 dBm, por lo tanto la PIRE es igual a 55 dBm.

La pérdida que sufre la señal en la trayectoria de recorrido esta dada por:

$$L_{el} = \frac{4 \pi R_d}{\lambda_d} \quad \dots(19)$$

donde

$R_d \equiv$ Distancia en metros del satélite a la tierra.

$\lambda_d = C/f \equiv$ longitud de onda de la señal.

Para el caso de satélites GOES y una estación terrena localizada en Cd. Obregon Son., tenemos que $R_d = 37302$ Km. Por otro lado dado que el GOES transmite a una frecuencia de 1687.1 MHz la longitud de onda será:

$$\lambda_d = \frac{C}{f} = \frac{2.99 \times 10^8 \text{ m/s}}{1687.1 \text{ MHz} \cdot 1s^2} = 0.1772 \text{ m}$$

Sustituyendo en (2) obtenemos

$$L_{el} = \frac{4 (3.14) (37302)}{0.1772 \cdot 1s^2} = 2645021762$$

expresado en dB

$$L_{e1} = 188.4 \text{ dB}$$

La velocidad de Bit a la que transmite el GOES es 2.11136 Mbps, por lo que expresada en dB es 63.25 dB.

Sustituyendo estos valores en la ecuación (18) y considerando un factor de margen M de 3 dB obtenemos

$$G/T_e = 10.6 - 55 \text{ dBm} - 198.6 \text{ dBm} + 188.4 + 63.25 + 3$$

$$G/T_e = 11.65$$

Con esta G/T_e igual a 11.5, si tenemos una antena de 3.6 metros de diámetro, cuya ganancia es de 33.5 dB y una temperatura de ruido de 70°K (típica para este tipo de antenas), tendremos que la máxima T_e del amplificador de bajo ruido será de 120°K aproximadamente.

V AMPLIFICADOR DE FI

V.1 ESPECIFICACIONES

Como ya se mencionó anteriormente, el amplificador de frecuencia intermedia es el encargado de elevar el nivel de potencia de la señal, desde el nivel entregado por el conversor hasta el nivel requerido por el demodulador.

En base a esto, procederemos a determinar las especificaciones con que debe de contar el AFI, de tal manera que este cumpla con los requerimientos de la estación terrena en cuestión.

Para el siguiente análisis, supondremos que se respetan las consideraciones hechas previamente en el cálculo del enlace, es decir, se supondrá el uso de una antena de 3.6 m, cuya ganancia es 33.5 dB y temperatura de ruido de 70°K. Asimismo consideraremos el uso de un ABR con 30 dB de ganancia y una temperatura de ruido máxima de 60°K (dichas especificaciones las cumple el ABR fabricado por la Universidad de Bradford). De igual manera supondremos que se cuenta con el conversor de bajada de la Wilmanco, el cual transforma la RF a una FI de 21.4 MHz, teniendo un Ancho de Banda de 6 MHz y una ganancia mínima de 30 dB.

En el capítulo III se encontró que la pérdida de la señal en la trayectoria es de 188.4 dB, por lo tanto, ya que el GOES transmite 55 dBm, el nivel de potencia a la entrada de la

antena será:

$$s_A = 55 - 188.4 = -133.4 \text{ dBm}$$

Considerando las ganancias de la antena (33.5 dB), el ABR (30 dB) y del Conversor (30 dB), tenemos una ganancia total de 93.5 dB. Por lo tanto el nivel de potencia de la señal que llega al AFI es de

$$s_{afi} = -133.4 + 93.5 \approx -40 \text{ dBm}$$

Por otro lado el demodulador requiere un nivel de potencia de 0 dBm para un funcionamiento adecuado.

De esta manera se requiere de un AFI cuya ganancia mínima sea de 40 dB.

Es importante mencionar que la elección de la frecuencia de salida del conversor (21.4 MHz), se debe a que es más sencillo realizar físicamente la construcción del AFI, ya que a esta frecuencia, las dimensiones en las trayectorias de conexión (consecuentemente la distancia entre los dispositivos) en el circuito impreso no son tan críticas como lo son a frecuencias más altas (por ejemplo 70 ó 140 MHz).

Debido al tipo de modulación BPSK (2.1136 Mbps) empleado por GOES, el Ancho de Banda mínimo es de 4.22242 MHz (figura 13). Como ya se mencionó, en la práctica puede utilizarse un ancho de banda mayor, sin embargo, en un ancho de banda mayor habrá más ruido, por lo que existe un intervalo en la elección de este. Para el caso del GOES este



intervalo oscila entre 4 y 10 MHz. Consideramos que 6 MHz es una elección óptima (Dubois, 1986).

En conclusión las especificaciones básicas del AFI son:

Ganancia Mínima	40 dB
Frecuencia de Operación	21.4 MHz
Ancho de Banda	6 MHz

DISEÑO

El AFI se compone básicamente de dos etapas (figura 8), la etapa de *Filtrado* y la etapa de *Amplificación*.

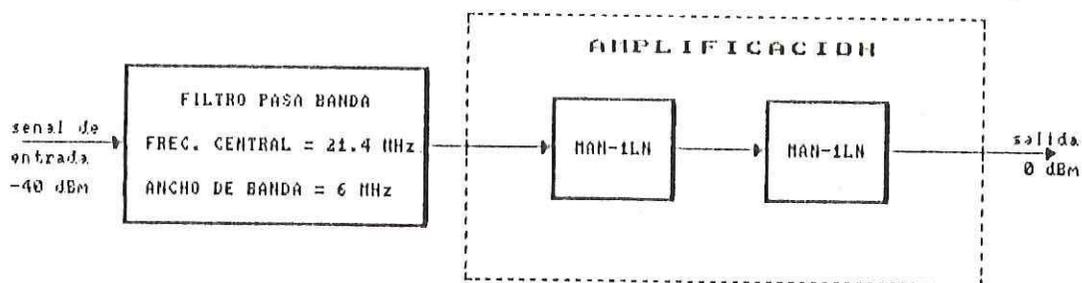


Figura 4.1.- Etapas del Amplificador de Frecuencia Intermedia

El objetivo del filtro es el de rechazar todas las compo-

nentes espectrales no deseadas, generadas por productos de intermodulación en el conversor de bajada, así como también el disminuir el ancho de banda del ruido.

Por lo tanto este filtro debe ser un filtro pasa banda centrado a 21.4 MHz, con un Ancho de Banda de 6 MHz.

Este filtro puede implementarse usando etapas LC. El número de etapas LC requerido dependerá de la pendiente de corte necesaria.

Para nuestra aplicación un filtro de tres etapas es suficiente. En la figura 9 se muestra un filtro pasa banda Butterworth cuya impedancia es de 50 Ω y su frecuencia central es de 21.4 MHz con un ancho de banda de 6 MHz.

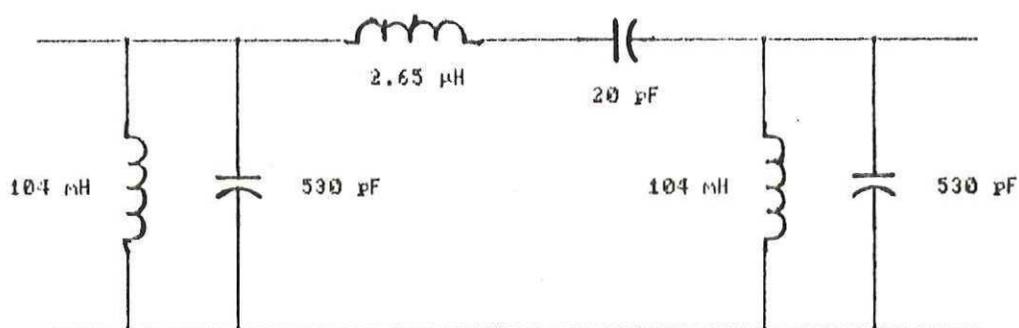


Figura 5.2.- Filtro pasa banda tipo Butterworth, $f_c = 21.4$ MHz, A de B = 6 MHz

Sin embargo, en la práctica puede resultar muy difícil conseguir capacitores e inductores a estos valores. Por lo tanto otra elección es la de usar un filtro comercial que cumpla con los requerimientos del AFI.

Alimentación

Voltaje 12 V

Corriente 60 mA

Por lo tanto dos amplificadores conectados en cascada son suficientes para cumplir con los 40 dB requeridos en el cálculo.

Bajo esta configuración, disponemos de una ganancia de 56 dB. Por lo tanto esta ganancia deberá ajustarse hasta el nivel que requiera el demodulador, este ajuste se realiza manualmente utilizando un potenciómetro. Se puede diseñar un circuito de control automático de ganancia, pero este eleva el costo del sistema.

VI DEMODULADOR

En este capítulo se hace un análisis de la teoría necesaria para el diseño de un demodulador que cumpla con las características que demanda nuestra aplicación. Los temas tratados son: *Señales BPSK, Circuitos de Amarre de Fase y Métodos para la Recuperación de la Portadora*, para posteriormente finalizar con el diseño del demodulador.

VI.1 SENALES BPSK

La modulación digital de fase, conocida como PSK (MPSK M-ary Phase Shift Keying, en su generalidad), es la técnica de modulación más empleada, sobre todo en comunicaciones vía satélite. Dentro de este género se encuentra la modulación BPSK (Binary Phase Shift Keying), donde $M = 2$, por lo que se considera el caso más simple de los esquemas PSK M-arios.

En este tipo de modulación, una señal portadora varía su fase de acuerdo a una señal digital (serie de bits). Debido a que la señal digital es una señal binaria, la señal modulada esta dada por [Feher. 1983]:

$$m_1(t) = + \cos \omega_c t \quad \dots(19)$$

$$m_2(t) = - \cos \omega_c t \quad \dots(20)$$

y su representación gráfica en el plano ortogonal seno - coseno se muestra en la figura 10.



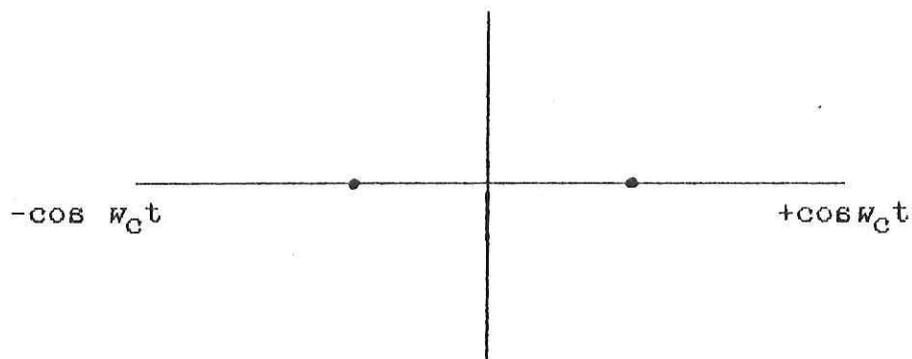


Figura 10.- Constelación de una señal BPSK.

Estas señales pueden generarse con un sistema como se muestra en la figura 11. La señal modulada esta dada por:

$$m(t) = b(t) c(t) = b(t) C \cos \omega_c t \quad \dots(21)$$

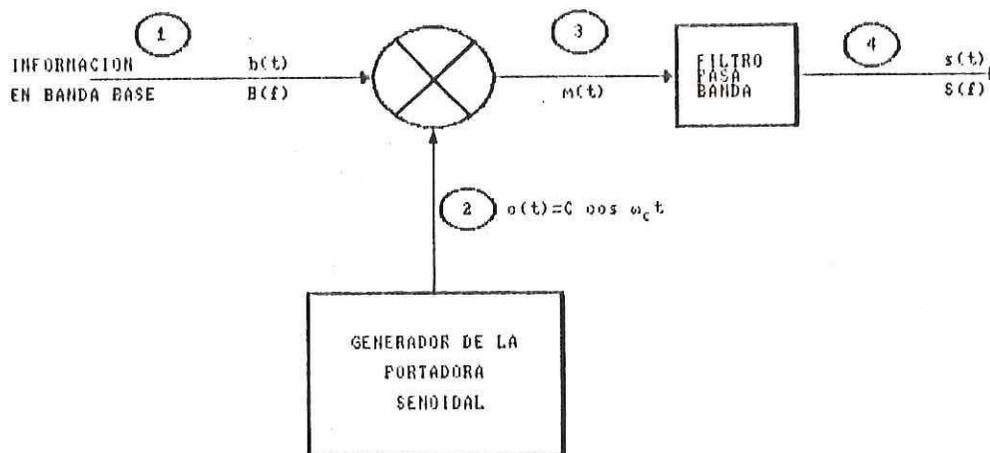


Figura 11.- Diagrama a bloques de un modulador BPSK.

Si $b(t)$ representa una señal aleatoria binaria en banda base, teniendo una velocidad de bit de $f_b = 1 / T_b$ y con niveles de +1 y -1, entonces la ecuación 21 representa los elementos de señalización $m_1(t)$ y $m_2(t)$ defasados 180° . De esta manera la información se encuentra en la fase de la señal modulada, esto es:

$$m_{\text{bpsk}}(t) = C \cos [\omega_c t + \theta(t)] \quad \dots(22)$$

donde

$$\theta(t) = 0^\circ \text{ ó } 180^\circ$$

$$C = 2 P_E$$

P_E = Potencia de la Portadora

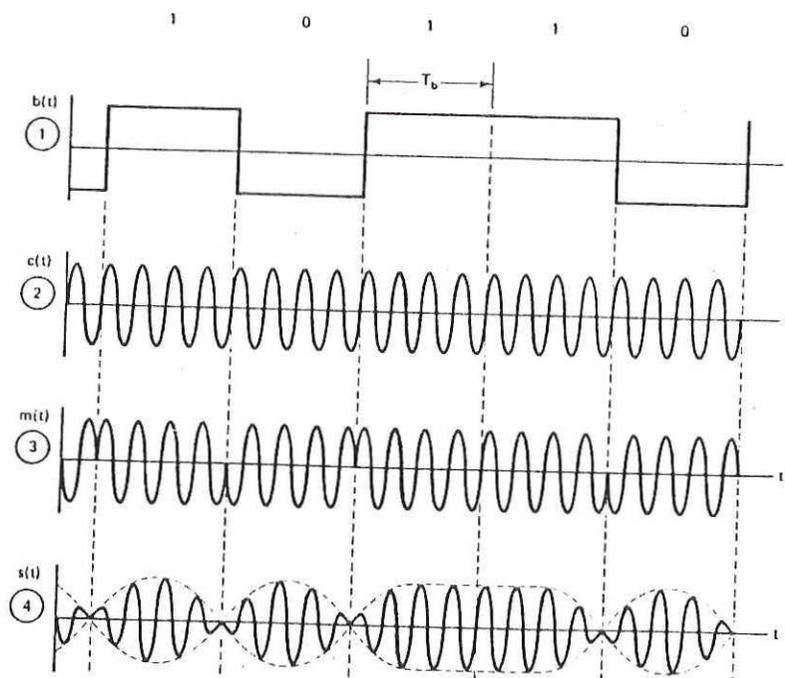


Figura 12.- Señales involucradas en el proceso de modulación BPSK.

Para una señal equiprobable NRZ (Non Return to Zero) en banda base (con valores normalizados de +1 y -1 volts), la multiplicación en el dominio del tiempo es equivalente a la modulación en amplitud de doble banda lateral con portadora suprimida (DSB-SC-AM), por lo tanto existe una similitud entre BPSK y DSB-SC-AM digital (Feher, 1983).

En la figura 12 se muestran todas las señales involucradas en el proceso de modulación BPSK.

ESPECTRO DE UNA SENAL BPSK

La señal $b(t)$ es una forma de onda binaria, cuya densidad espectral de potencia esta dada por:

$$B(f) = P_s T_b \left(\frac{\text{sen } \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad \dots(23)$$

donde

$$T_b = 1 / f_b = \text{periodo de duración del bit}$$

Puede considerarse que la señal BPSK es la señal NRZ multiplicada por una portadora $C \cos \omega_c t$. De esta manera si realizamos las operaciones correspondientes tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia, obtenemos (Taub, 1987):

$$M_{\text{BPSK}}(f) = \frac{P_s T_b}{2} \left\{ \left[\frac{\text{sen } \pi (f-f_0) T_b}{\pi (f-f_0) T_b} \right]^2 + \left[\frac{\text{sen } \pi (f+f_0) T_b}{\pi (f+f_0) T_b} \right]^2 \right\}$$



Esta ecuación se encuentra graficada en la figura 13.

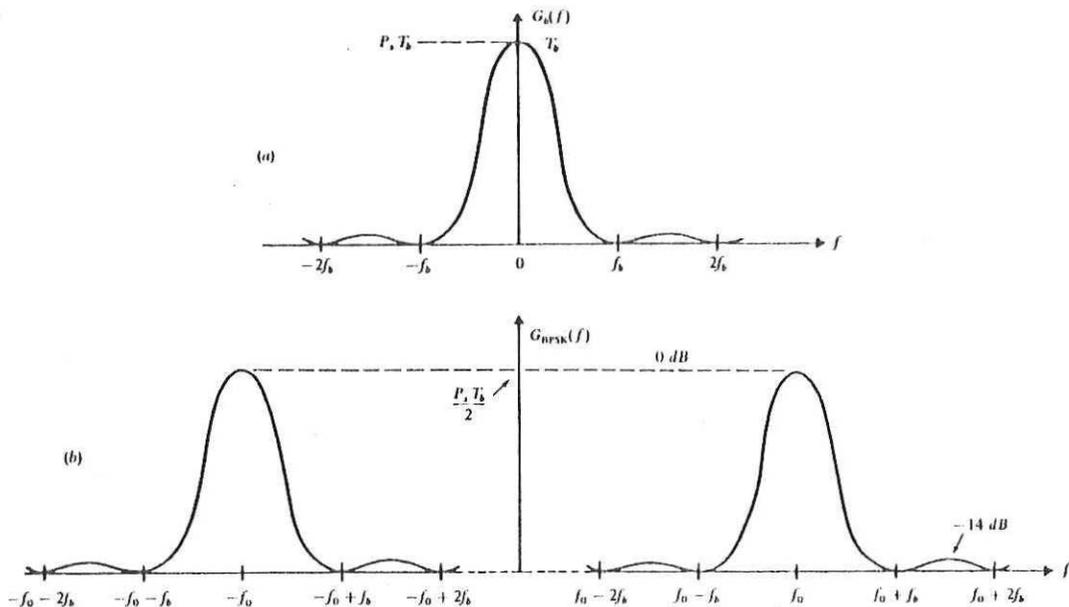


Figura 13.- Espectro de una señal BPSK.

De esta figura podemos observar que el primer cero aparece a una distancia de f_b , que es la velocidad de información de la señal binaria.

PROBABILIDAD DE ERROR

La Probabilidad de Error P_e para un sistema BPSK esta dada por la siguiente ecuación (Peebles, 1976):

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

donde

E_b = Energía del Bit

N_0 = Densidad espectral de ruido a la entrada

La relación E_b/N_0 que aparece en la ecuación es un parámetro importante cuando se realizan cálculos y comparaciones entre sistemas. Sin embargo en la práctica es mucho más conveniente medir la relación de potencia entre la portadora y el ruido, es decir, C/N. Esto se debe principalmente a que la mayoría de las pruebas se realizan utilizando medidores de potencia y voltaje en valores rms, de los cuales se dispone fácilmente mientras que medidores de energía del bit no se fabrican comercialmente. Las siguientes relaciones son útiles para transformaciones entre E_b/N_0 y C/N (Feher, 1987):

$$E_b = C T_b = C (1/f_b)$$

$$N_0 = N/A_r$$

$$E_b = \frac{C T_b}{N/A_r} = \frac{C f_b}{N/A_r} = \frac{C A_r}{N f_b}$$

$$E_b/N_0 = (C/N) (A_r/f_b)$$

La relación E_b/N_0 es igual al producto de la relación C/N y la relación A_r/f_b (ancho de banda del ruido entre



velocidad de bit) en el receptor.

En la figura 14 se encuentra graficada la probabilidad de error P_e para diferentes valores de E_b/N_0 y S/N.

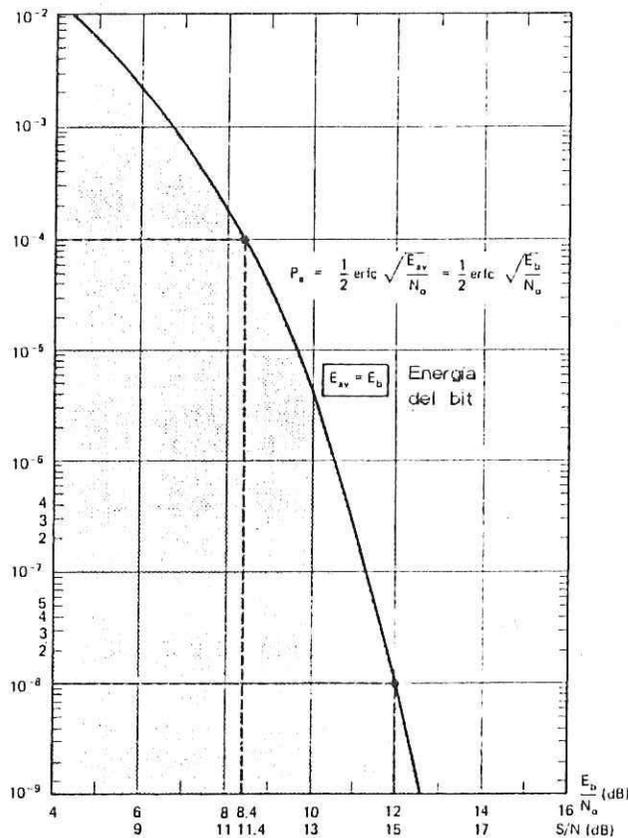


Figura 14.-Probabilidad de error de una señal BPSK.

DEMODULACION

Para demodular una señal BPSK es necesario hacer uso de lo que se conoce como detección coherente ó sincrona, es decir, se necesita tener conocimiento exacto de la fase de la portadora, ya que en la fase se encuentra la información.

Debido a que una señal BPSK es una señal sin portadora (no tiene un término $\cos \omega_0 t$ puro), es necesario recuperar la portadora en la recepción. Para recuperar la portadora de una señal BPSK existen básicamente tres tipos de circuitos (Gardner, 1979), los cuales son:

- 1.- Lazo Multiplicador
- 2.- Lazo de Costas
- 3.- El Remodulador ó Modulador Inverso

Estos tres tipos de circuitos pueden considerarse como casos especiales de los circuitos de amarre de fase mejor conocidos como PLL (Phase Lock Loop), por lo que en la siguiente sección se da una breve explicación de los mismos.

VI.2 CIRCUITOS DE AMARRE DE FASE

Un circuito de amarre de fase contiene básicamente tres componentes (figura 15):

- 1.- Un Detector de Fase
- 2.- Un Filtro
- 3.- Un Oscilador Controlado por Voltaje, cuya frecuencia es controlada por un voltaje externo.

El detector de fase compara la fase de una señal periódica de entrada, con la fase del oscilador controlado por

voltaje VCO (Voltage Controlled Oscillator). La salida del detector de fase es una medida de la diferencia de fase entre las dos entradas. Este voltaje generado por la diferencia de fases se filtra y se aplica al oscilador controlado por voltaje.

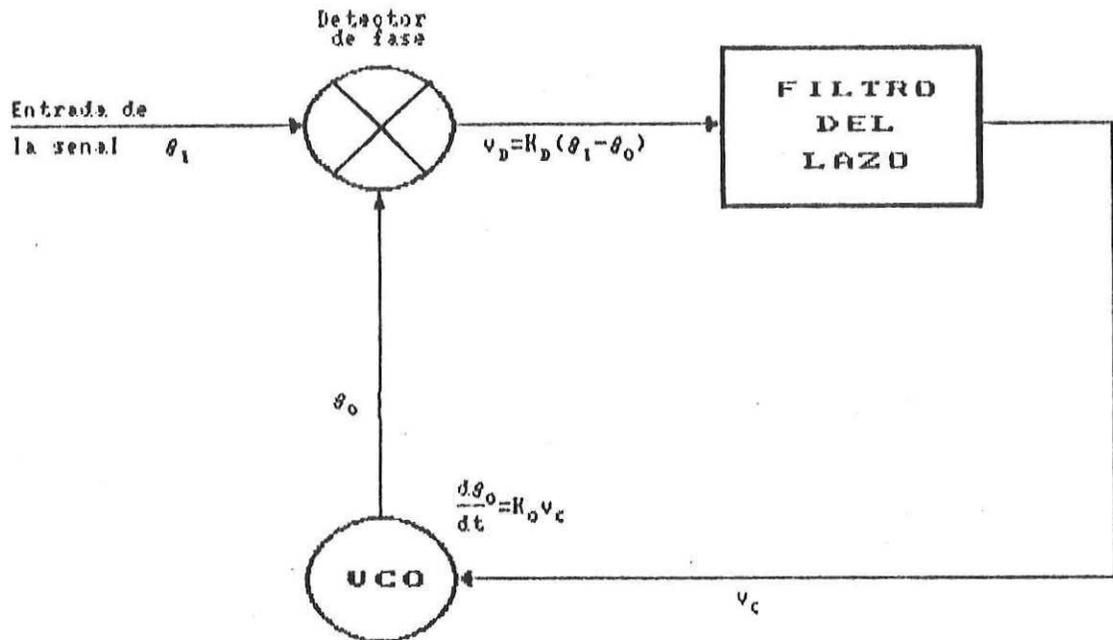


Figura 15.- Circuito de amarre de fase básico.

El voltaje de control en el VCO cambia la frecuencia en una dirección tal que reduce la diferencia de fase entre la señal de entrada y el VCO.

Cuando el lazo está "amarrado", el voltaje de control es tal que la frecuencia del VCO es exactamente igual a la frecuencia promedio de la señal de entrada. Para cada ciclo de

entrada existe un y solamente un ciclo a la salida del oscilador.

Para mantener el voltaje de control necesario para el amarre, generalmente se requiere que la salida del detector de fase no sea cero. Consecuentemente, el lazo opera con un error de fase presente. Sin embargo, en términos prácticos, este error tiende a ser mínimo en un PLL diseñado correctamente.

Cuando el VCO tiene aplicado un voltaje de control igual a cero, sus salida es una frecuencia f_0 llamada *frecuencia de carrera libre* (free-running frequency).

Si la señal aplicada al PLL tiene una frecuencia f_0 el PLL obtendrá el amarre y el VCO seguirá a la frecuencia de la señal de entrada, siempre y cuando los cambios en frecuencia sean lentos. Sin embargo, el lazo permanecerá amarrado solamente sobre un intervalo finito de frecuencia, este intervalo se llama "intervalo de amarre" (hold in range ó lock range). Este intervalo de amarre no depende de las características de la función de transferencia del filtro pasa bajos, sino de la ganancia de corriente directa total del lazo, la cual incluye la ganancia del filtro.

Por otro lado si la señal aplicada tiene una frecuencia inicial no igual a f_0 , el lazo puede no obtener el amarre aún cuando la frecuencia este dentro del intervalo de amarre. El intervalo de frecuencias sobre el cual la señal aplicada a la entrada causará que el lazo obtenga el amarre se llama "intervalo de captura" (pull-in range ó capture range). Este intervalo esta determinado por las características del filtro



del lazo y nunca es mayor que el intervalo de amarre (Couch, 1983) esto se ilustra en la figura 16.

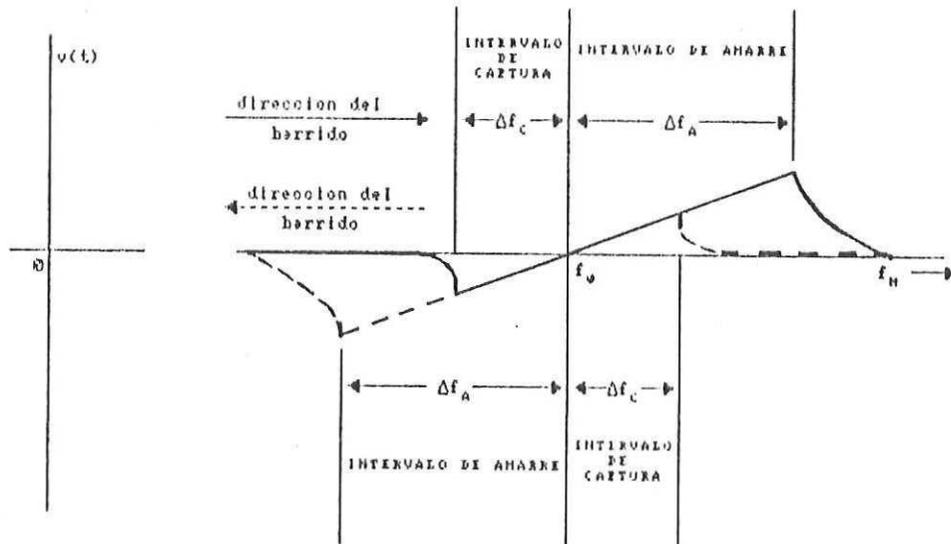


Figura 16 .- Intervalos de amarre y de captura de un PLL.

Si el PLL se realiza utilizando técnicas y circuitos analógicos, se dice que es un PLL analógico, mientras que en un PLL digital se utilizan circuitos digitales. Como ejemplo, la característica del detector de fase depende de que tipo de PLL se este utilizando. Algunas características del detector de fase se muestran en la figura 17.

La característica senoidal se obtiene, si se usa un multiplicador (circuito analógico) y las señales periódicas son senoidales. El multiplicador puede realizarse utilizando mezcladores doblemente balanceados.

La característica triangular y diente de sierra se

obtienen usando circuitos digitales. Si se utiliza un VCO y un detector de fase digitales, el PLL puede incorporar un filtro digital en el lazo y utilizar las técnicas de procesamiento digital de señales haciendo uso de microprocesadores.

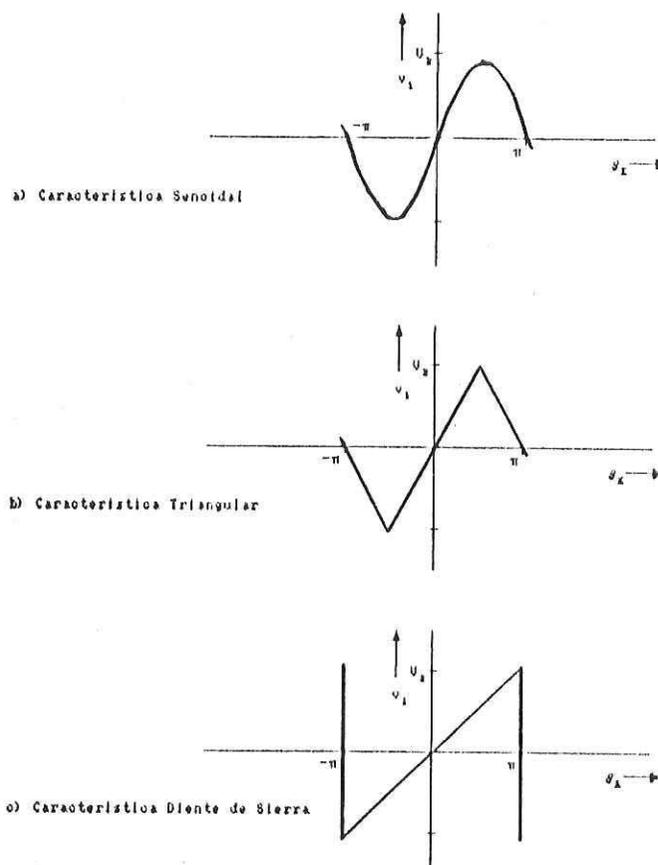


Figura 17.- Algunas características de detectores de fase.

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA BASICAS

Considerando un circuito de amarre de fase elemental como el mostrado en la figura 16, tenemos que la señal de entrada tiene una fase de $\theta_g(t)$ y la salida del VCO tiene una fase de $\theta_o(t)$. Por el momento supondremos que el lazo está amarrado, que el detector de fase es lineal y que su voltaje



de salida es proporcional a la diferencia de fase en sus entradas, esto es:

$$V_d = K_d (\theta_s - \theta_o) \quad \dots(29)$$

donde K_d es el factor de ganancia del detector de fase y se mide en unidades de volts por radian.

El voltaje v_d generado por el error de fase, pasa por el filtro pasa bajos del lazo, donde se suprimen el ruido y las componentes de alta frecuencia ; así mismo, el filtro determina el funcionamiento dinámico del lazo. La función de transferencia del filtro esta dada por $F(s)$.

La frecuencia del VCO esta determinada por el voltaje de control v_c . La desviación del VCO de su frecuencia central es:

$$\omega = K_o v_c \quad \dots(30)$$

donde K_o es el factor de ganancia del VCO y tiene unidades de radianes / seg. por volt. Ya que la frecuencia es la derivada de la fase, la operación del VCO puede describirse como:

$$d/dt \theta_o(t) = K_o v_c \quad \dots(31)$$

Tomando la transformada de Laplace obtenemos:

$$L \{ d/dt \theta_o(t) \} = s \theta_o(s) = K_o V_c(s) \quad \dots(32)$$

Por lo tanto

$$\theta_o(s) = K_o V_c(s)/s \quad \dots(33)$$

Lo que quiere decir que la fase de la salida del VCO esta linealmente relacionada a la integral del voltaje de control.

Usando la notación de Laplace obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$V_d(s) = K_d [\theta_1(s) - \theta_o(s)] \quad \dots(34)$$

$$V_c(s) = F(s) V_d(s) \quad \dots(35)$$

$$\theta_o(s) = K_o V_c(s)/s \quad \dots(36)$$

Combinando estas ecuaciones obtenemos las siguientes ecuaciones básicas del lazo:

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_1(s)} = H(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad \dots(37)$$

$$\frac{\theta_1(s) - \theta_o(s)}{\theta_1(s)} = \frac{\theta_o(s)}{\theta_1(s)} = \frac{s}{s + K_o + K_d F(s)} = 1 - H(s) \quad \dots(38)$$

$$V_c(s) = \frac{s K_d F(s) \theta_1(s)}{s + K_o K_d F(s)} = \frac{s \theta_1(s)}{K_o} H(s) \quad \dots(39)$$

donde $H(s)$ es la función de transferencia de lazo cerrado. Antes de seguir adelante, es necesario especificar la función de transferencia del filtro del lazo $F(s)$.

LAZO DE SEGUNDO ORDEN

Dos filtros de lazo usados ampliamente se muestran con sus respectivas funciones de transferencia en la figura 18.

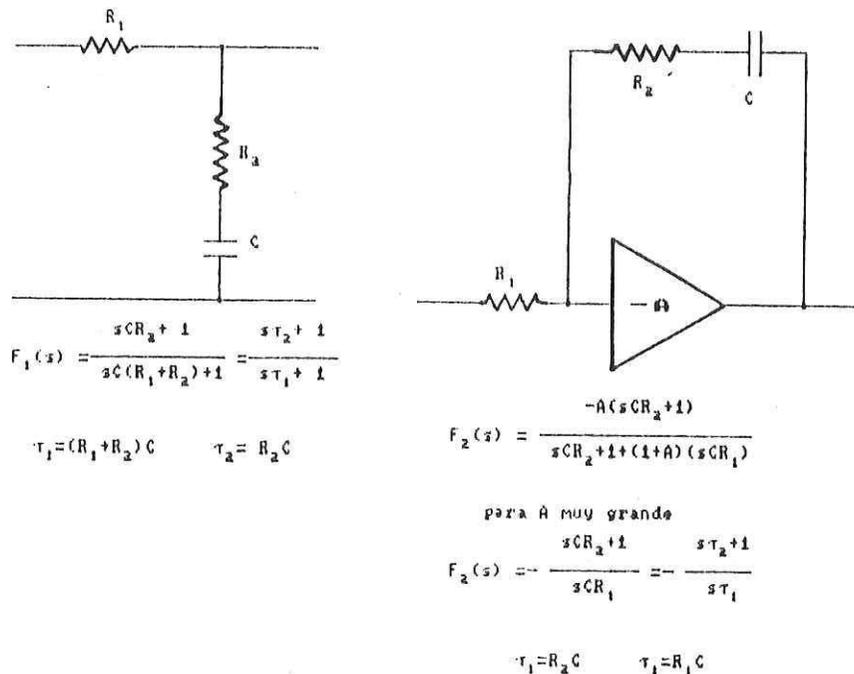


Figura 18.-Filtros usados en lazos de segundo orden.

El filtro pasivo es muy simple y proporciona resultados satisfactorios en muchos casos. El filtro activo requiere un amplificador de corriente directa de alta ganancia, pero proporciona mejor funcionamiento.

Para el filtro pasivo la función de transferencia de lazo cerrado es:

$$H_1(s) = \frac{K_o K_d (s\tau_2 + 1) / \tau_1}{s^2 + s(1 + K_o K_d \tau_2) / \tau_1 + K_o K_d / \tau_1} \quad \dots (40)$$

Para el filtro activo, después de acomodar la inversión de fase causada por el amplificador, la función de transferencia de lazo cerrado es:

$$H_2(s) = \frac{K_o K_d (s\tau_2 + 1) / \tau_1}{s^2 + s(K_o K_d \tau_2 / \tau_1) + K_o K_d / \tau_1} \quad \dots(41)$$

Considerando que la ganancia del amplificador es muy grande, podemos reescribir estas ecuaciones como:

$$H_1(s) = \frac{s(2\&w_n - w_n^2 / K_o K_d) + w_n^2}{s^2 + 2\&w_n s + w_n^2} \quad \dots(42)$$

$$H_2(s) = \frac{s\&w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\&w_n s + w_n^2} \quad \dots(43)$$

donde w_n es la frecuencia natural del lazo y $\&$ es el factor de amortiguamiento. Considerando esto también obtenemos:

Filtro Pasivo

$$w_n = \left[\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right]^{1/2}$$

$$\& = \frac{1}{2} \left[\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right]^{1/2} \left[\tau_2 + \frac{1}{K_o K_d} \right]$$

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

Filtro activo

$$w_n = \left[\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right]^{1/2}$$

$$\& = \frac{\tau_1}{2} \left[\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right]^{1/2} = \frac{\tau_2 w_n}{2}$$

$$\tau_1 = R_1 C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$



Podemos observar que las funciones de transferencia son casi las mismas si $1/K_0K_d \ll \tau_2$ en el filtro pasivo. Debido a que el denominador de la función de transferencia es de segundo orden, este lazo se denomina lazo de segundo orden y es el más utilizado por su simplicidad y buen funcionamiento.

VI.3 RECUPERACION DE LA PORTADORA

Como ya se mencionó anteriormente, las señales BPSK, y en general todas las señales MPSK, son señales que no contienen portadora, por lo tanto, para su demodulación se requiere de un circuito que recupere a la misma.

Los 3 circuitos básicos para recuperar la portadora de una señal BPSK, operan bajo el mismo principio, hacen uso de algún elemento no lineal para producir la regeneración de la portadora, "amarrandola" en fase mediante el uso de las técnicas de los circuitos de amarre de fase (PLL).

Los circuitos que discutiremos tienen aplicación directa en la demodulación de señales binarias, estos circuitos tendrán ciertas variaciones cuando se desee utilizarlos en esquemas M-arios.

LAZO MULTIPLICADOR

El Lazo multiplicador es el más simple de estos circuitos. Su elemento no lineal es un dispositivo que eleva

al cuadrado la señal BPSK, por lo que la salida de la no linealidad es:

$$m(t) = b^2(t) \sin^2(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2} b^2(t) [1 - \cos(2\omega_c t + 2\theta)] \dots (45)$$

Esta salida se pasa a través de un PLL convencional que opera al doble de la frecuencia portadora por lo que amarra la segunda armónica producida por la no linealidad, posteriormente la salida del VCO se divide entre 2 para producir la frecuencia portadora deseada.

De esta manera, podemos considerar a la no linealidad como un doblador de frecuencia. Considerando que la entrada consiste de cualquiera de 2 fase $+90^\circ$ ó -90° , como se muestra en la figura 19, el doblamiento en la frecuencia también

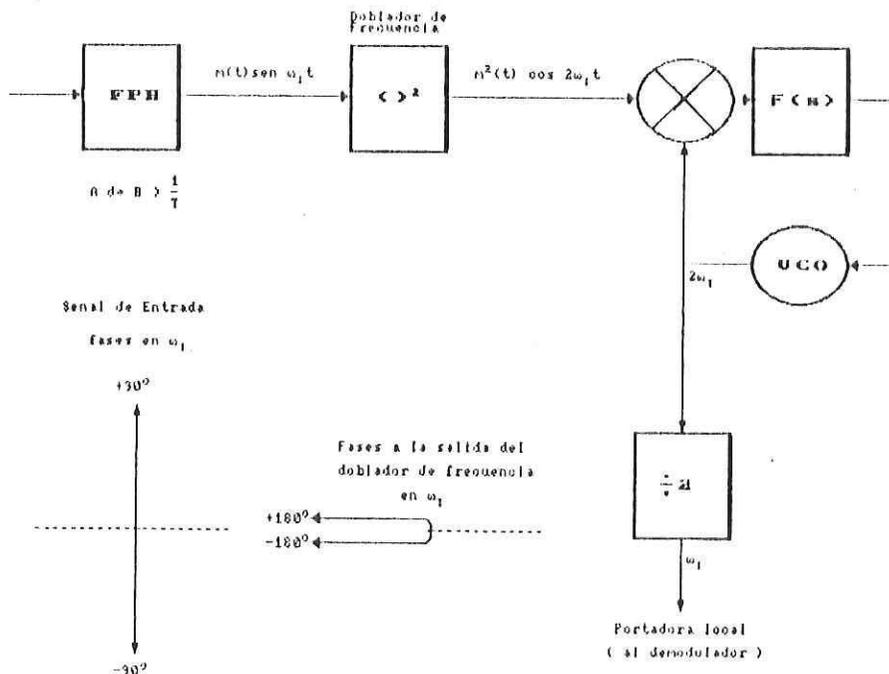


Figura 19.-Lazo multiplicador.



produce un doblamiento en fases, de tal manera que las fases a la salida del doblador ahora pueden ser $+180^\circ$ ó -180° . De esta manera observamos que en la entrada las fases $+90^\circ$ y -90° se cancelan en promedio, mientras que en la salida del doblador las fases $+180^\circ$ y -180° se suman para reforzar la segunda armónica.

La división entre dos que sigue al VCO puede operar en cualquiera de las dos fases, esto lo determina anteriormente el estado inicial del divisor. Debido a esto existe una indeterminación en fase, es decir, es imposible (sin alguna información extra) decir si el bit que llega es "1" ó "0".

Esta ambigüedad en fase la tiene todos los esquemas PSK, si la información se transmite en N cambios de fase diferentes entonces habrá N ambigüedades en la recuperación de la señal.

Esta ambigüedad no es un defecto del lazo multiplicador ó de cualquiera de este tipo de circuitos, más bien es inherente a los esquemas PSK y solamente puede resolverse mediante el uso de codificación especial (por ejemplo las técnicas diferenciales) ó información adicional en el mensaje.

EL REMODULADOR

Una versión del Remodulador ó Modulador Inverso se muestra en la figura 20, aquí la señal de entrada se demodula, por lo que se recupera la información $b(t)$. esta señal en banda base se usa para remodular la señal de entrada, por lo tanto, si las formas de onda son rectangulares y estan

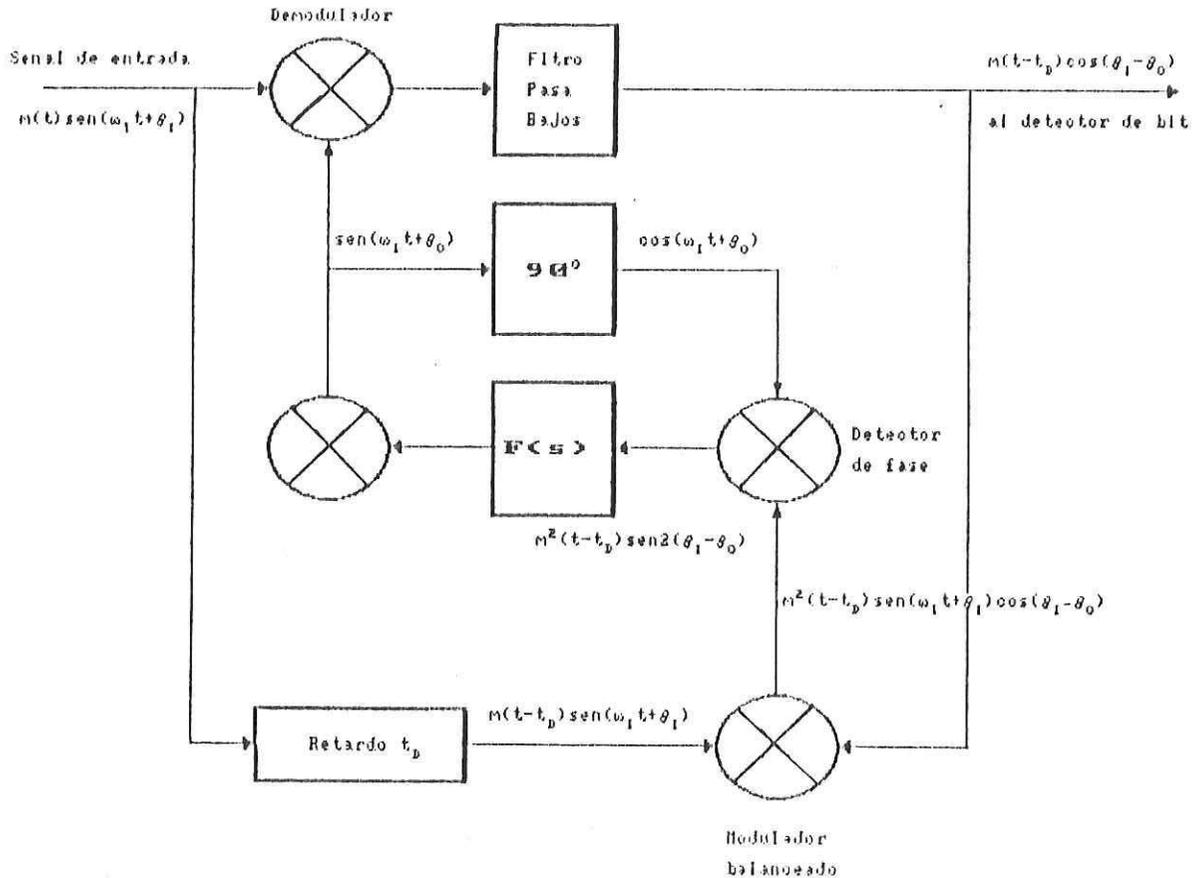


Figura 20.- Remodulador ó modulator inverso.

alineadas en el tiempo, entonces la remodulación elimina completamente a la modulación, de aquí que esta técnica se le conozca también con el nombre de eliminación de modulación. La salida del modulador balanceado tiene una componente portadora pura y el PLL amarra y sigue a esta componente.

De la figura 20, el demodulador, el modulador balanceado y el detector de fase son considerados como multiplicadores ideales, frecuentemente se utiliza el mismo circuito en los tres elementos, por ejemplo un modulador de diodos en configuración anillo (diode ring modulator). Notese que la

salida de corriente directa del detector de fase es proporcional a $\text{sen } 2(\theta_1 - \theta_0)$.

Enseguida del demodulador hay un filtro pasa bajos (FPB) que pasa la señal de banda base recuperada y rechaza el ruido y los productos de doble frecuencia en el mezclador. A menos que exista una etapa de filtrado pasa banda anterior al demodulador, es esencial usar un filtro pasa bajos para mantener la salida banda base por encima del ruido. El filtro, ya sea pasa bajos ó pasa banda, debe tener el ancho de banda suficiente para dejar pasar la información sin una distorsión excesiva.

Cualquier filtro físico necesariamente tiene un retardo t_d . Debido a que las formas de onda multiplicadas en el modulador balanceado ó en el detector de fase deben estar alineadas en el tiempo, ya que de otra manera las modulaciones respectivas no estarán bien correlacionadas y la salida de corriente directa del detector de fase se reduce.

Si el error en la alineación es grande, digamos un intervalo total del pulso, entonces la correlación cae a cero y no existe ninguna salida útil en el detector de fase.

Para compensar el retardo del filtro, se inserta un retardo fijo t_d en la trayectoria de la señal antes de que la señal se aplique al multiplicador. La localización de este retardo se muestra en la figura 20. Además de la compensación por el retardo del filtro, es necesario que $\omega_1 t_d = K\pi$, donde K es un entero, para que el acoplamiento en fases del circuito sea correcto.



LAZO DE COSTAS

En la figura 21 se muestra un diagrama de un Lazo de Costas. Se considera que los elementos no lineales son multiplicadores ideales; pueden usarse moduladores de configuración en anillo ó su equivalente en los multiplicadores de la entrada, pero para el tercer multiplicador se requiere de un circuito bien balanceado.

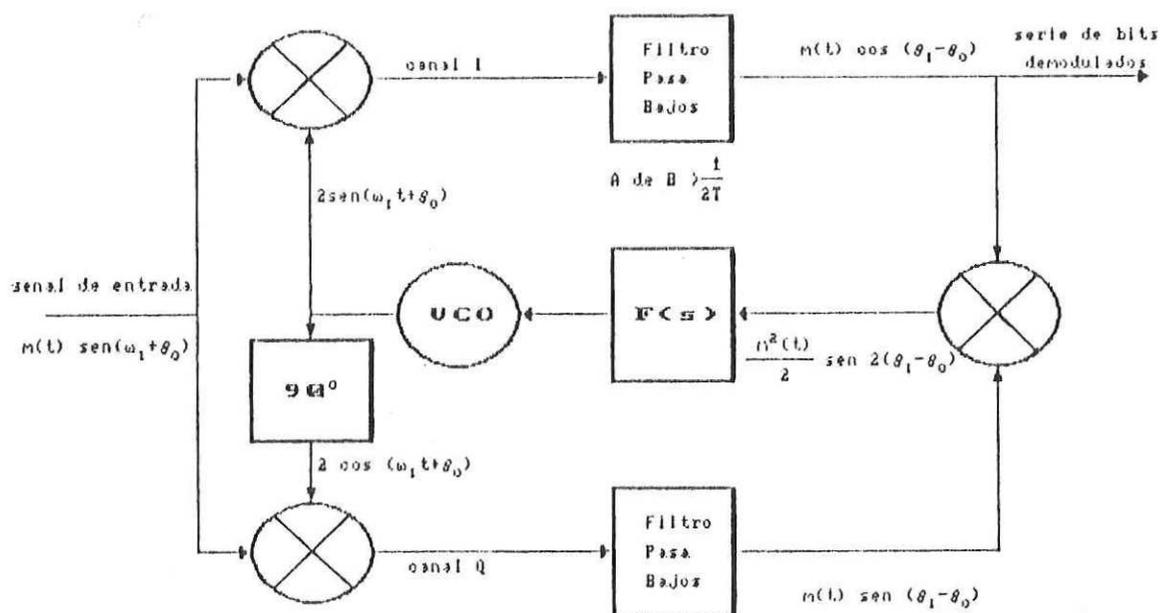


Figura 21.-Lazo de costas.

Observando la figura 21, tenemos que en ausencia de modulación, el canal Q (señal en cuadratura con la señal del oscilador local) actúa como un PLL convencional, con el voltaje de error generado por el detector de fase a la salida

del multiplicador del canal Q. Cuando la modulación se hace presente, la polaridad del canal Q cambia cada vez que la modulación cambia de signo; la salida promedio es cero (para información aleatoria) independientemente del error de fase.

El multiplicador del canal I produce una señal que esta en cuadratura con la señal del canal Q. Si la fase es lo suficientemente adecuada para el amarre, entonces la salida en el canal I es la señal de información. Esta señal se usa para anular el voltaje del canal Q en el tercer multiplicador ya que anulando los cambios en polaridad se invalida el voltaje de error a la salida del canal Q.

La salida del tercer multiplicador es proporcional a $\sin 2(\theta_1 - \theta_0)$, al igual que en el Remodulador y el Lazo Multiplicador.

COMPARACION ENTRE LOS TRES METODOS

Frecuentemente se prefiere el uso de circuitos como el lazo de costas y el remodulador en vez del lazo multiplicador. Esto se debe principalmente a que estos circuitos son menos sensitivos a los cambios en la frecuencia central y generalmente son capaces de operar sobre un ancho de banda mayor (Spilker, 1977). Por ejemplo en el lazo de costas se puede tolerar un cambio mayor en la frecuencia, sin necesidad de ensanchar los filtros pasa bajos de cada canal, ya que la operación de lazo cerrado del VCO puede amarrar y remover los cambios lentos en frecuencia antes de que la



señal entre al filtro pasa bajos.

Sin embargo, debe tenerse mucho cuidado ya que el retardo de grupo en los filtros pasa bajos de los dos canales debe ser el mismo. De no ser así las señales en cuadratura en los dos canales Q e I llegarían a tiempos diferentes produciendo un voltaje de error falso. Estos filtros en los canales Q e I ejecutan la operación equivalente a el filtro pasa banda, el cual rastrea la señal en su frecuencia central.

Por otro lado el lazo multiplicador debe de precederse de un filtro pasa banda lo suficientemente grande como para acomodar tanto los cambios en frecuencia como el espectro de la señal.

Para la aplicación particular del presente trabajo, se ha optado por el uso del lazo de costas, ya que es el que ofrece mejor funcionamiento, junto con el remodulador, pero este implica el realizar físicamente una línea de retardo analógica, lo que nos hace suponer que en cuanto a la práctica el lazo de costas es más fácil de implementar.

VI.4 DISEÑO

Una vez que se ha seleccionado el lazo de costas como la mejor opción para el demodulador, se procederá al diseño del mismo. Los elementos que conforman al lazo de costas se muestran en la figura 21, mientras que la implementación física de estos elementos se muestra en la figura 22 y se explican a continuación.

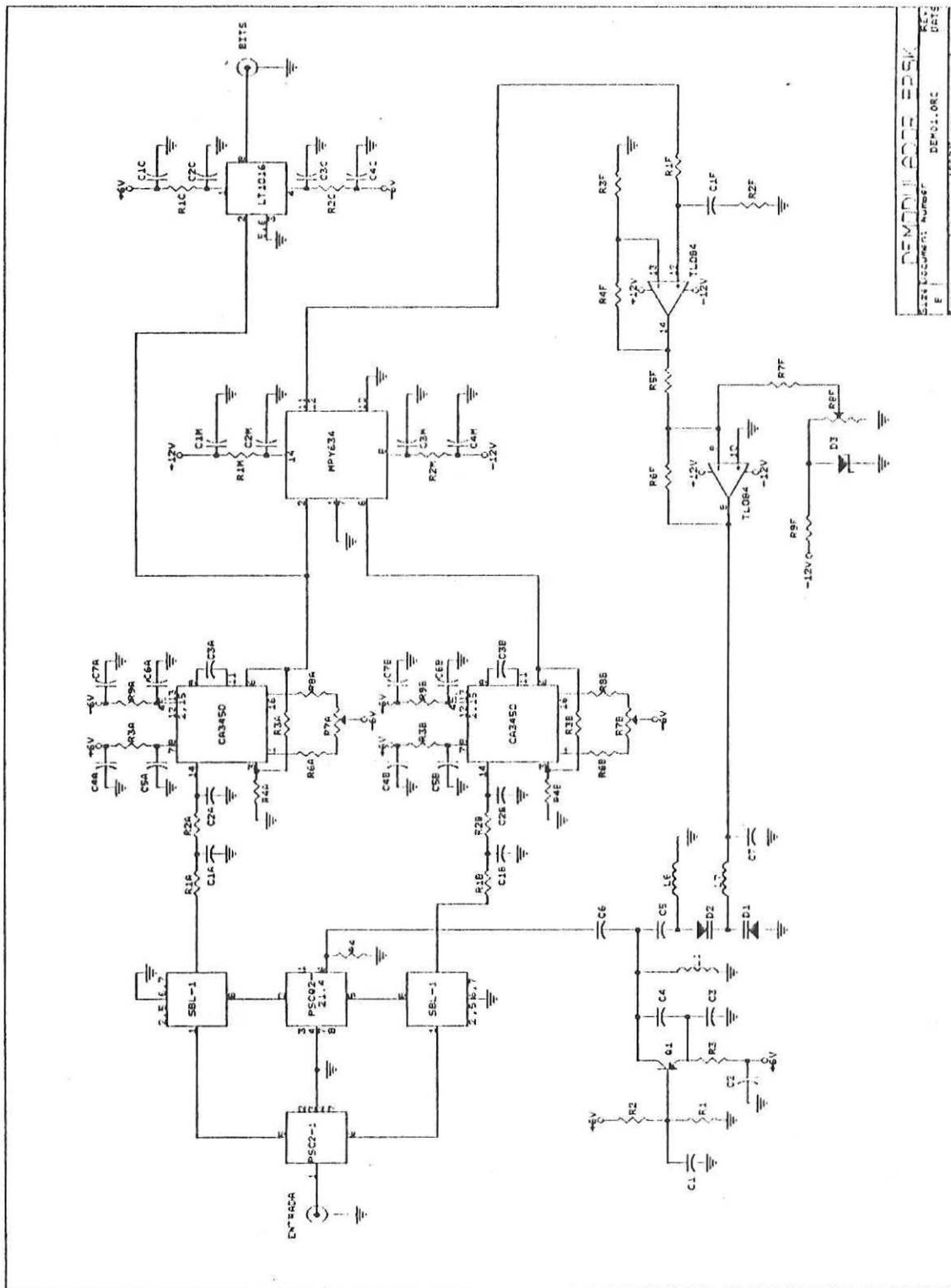


Figura 22.- Diagrama electrónico del demodulador.

Como puede observarse en la figura 22, en la sección de entrada del demodulador se hace uso de circuitos de la compañía Mini-Circuits. La señal BPSK de entrada llega al demodulador con un nivel de potencia aproximado de 0 dBm a una frecuencia de 21.4 MHz, esta señal se alimenta directamente al divisor de potencia PSC2-21.4, el cual transforma esta señal en dos, las cuales se aplican a los mezcladores del lazo. Se está utilizando a los circuitos SBL-1 como mezcladores de entrada en el lazo, por lo que estos se alimentan con dos señales; la señal que proviene del divisor PSC2-21.4 y la señal generada localmente en el VCO. Sin embargo antes de que llegue la señal del VCO a los mezcladores SBL-1, esta señal se aplica al divisor de potencia PSCQ-2-21.4, el cual transforma la señal del VCO en dos señales defasadas 90° , generando de esta manera los dos canales en cuadratura Q e I.

Cada uno de estos canales cuenta con un filtro pasa bajos implementados con los circuitos CA3450 (RCA).

Una vez demodulada la señal en el canal I, esta se pasa a través del comparador LT1016 (Texas Instruments), el cual regenera la señal, entregando a la salida del demodulador la serie de bits demodulados.

De igual manera, las dos señales en los canales Q e I se aplican al circuito multiplicador MPY 634 (Burr-Brown), el cual, dependiendo de la diferencia de fases entre los dos canales genera un voltaje de error que controla la frecuencia del VCO.

Este voltaje de error se pasa a través del filtro del



lazo antes de ser aplicado al VCO. Esta sección está implementada con amplificadores operacionales, utilizando el circuito TL084 (amplificador operacional cuádruple, Motorola).

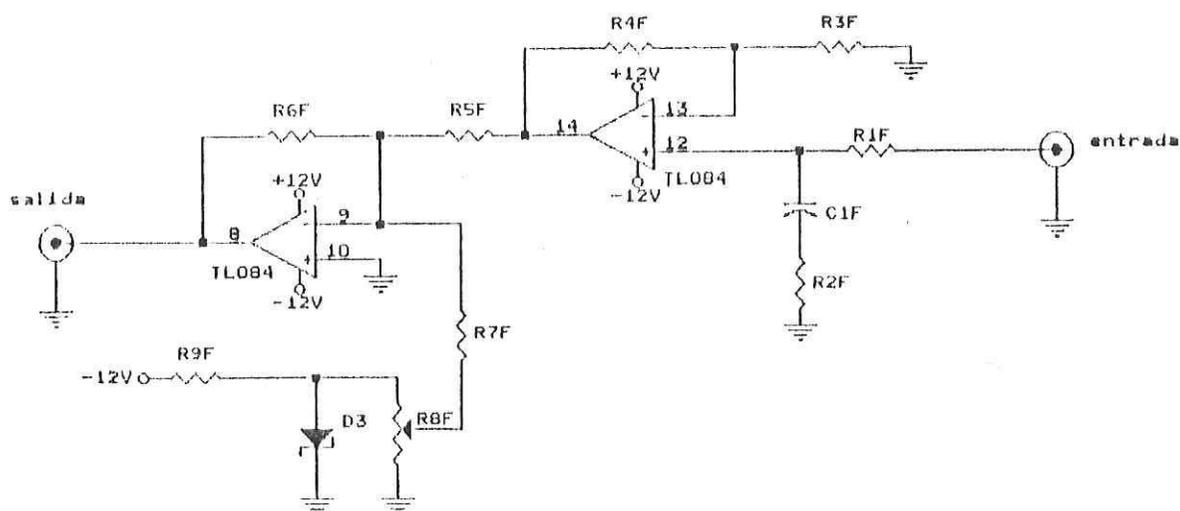


Figura 23.- implementación del filtro del lazo.

En la figura 23 podemos observar la configuración de esta etapa. Puede notarse que mediante la variación del potenciómetro, disponemos a la salida de un nivel de voltaje de C.D., con el cual podemos ajustar la frecuencia del VCO hasta el nivel óptimo para que el lazo entre en amarre.

La sección del VCO está implementada con un transistor 2N5208, que es un amplificador lineal de banda amplia, y con varactores MV2301 (figura 24). Es importante mencionar que en esta sección, las trayectorias de interconexión son determinantes en el buen funcionamiento del circuito, ya que

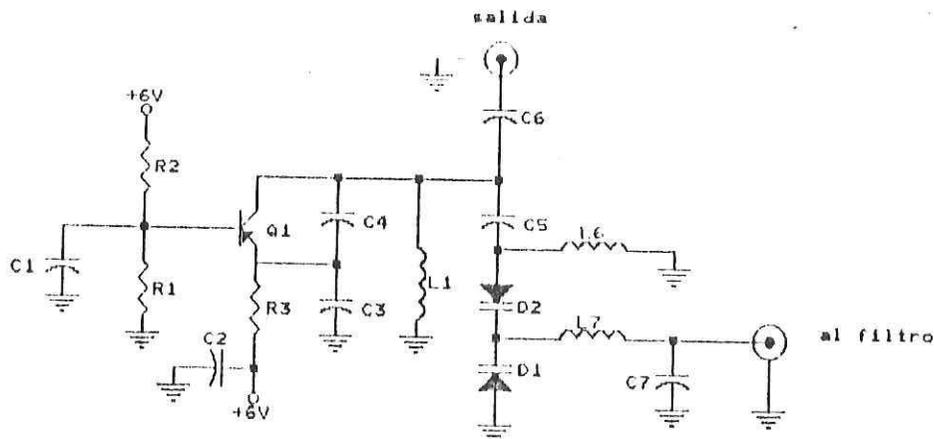


Figura 24.- Implementación del VCO.

de esto dependerá la cantidad de ruido e interferencia en el VCO. Los componentes en el circuito tanque se seleccionaron para una oscilación de 21.4 MHz, considerando que la capacitancia de los varactores varia de acuerdo al voltaje de control que proviene del filtro del lazo, controlando de esta manera la frecuencia de operación.

En la figura 25 se muestran las mascarillas utilizadas para al realización del circuito impreso, en este, el lado de los componentes se utiliza como plano de tierra, con el fin de reducir el riesgo de ruido e interferencia en el circuito.

Por otro lado esta tarjeta incluye tanto al demodulador como al amplificador de frecuencia intermedia (según se recomendo en la sección V.2).

Para la realización de esta tarjeta se utilizó la técnica

de "metalizado", en la cual, las perforaciones de las terminales de cada componente se encuentran recubiertas de cobre, permitiendo una conexión eléctrica entre las dos caras de la tarjeta.

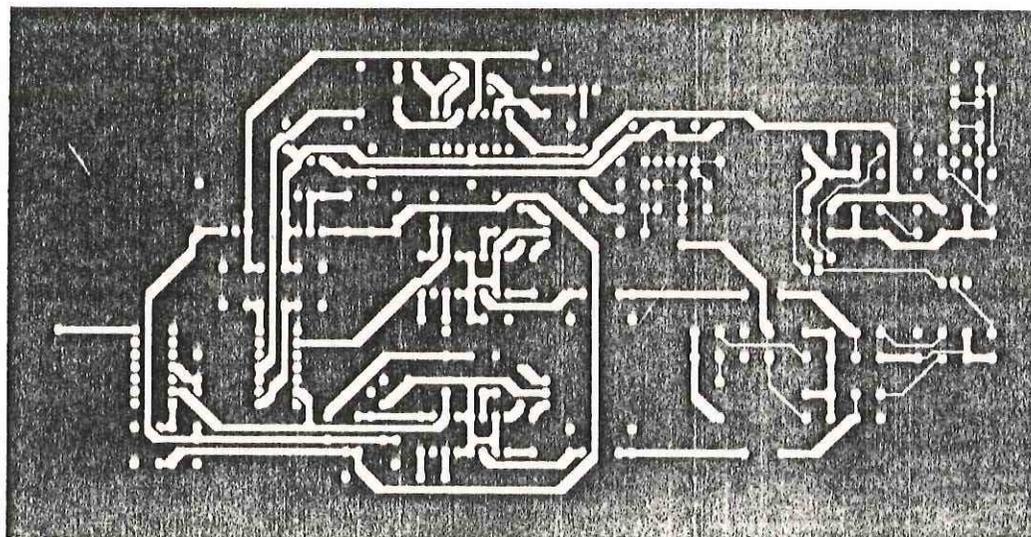
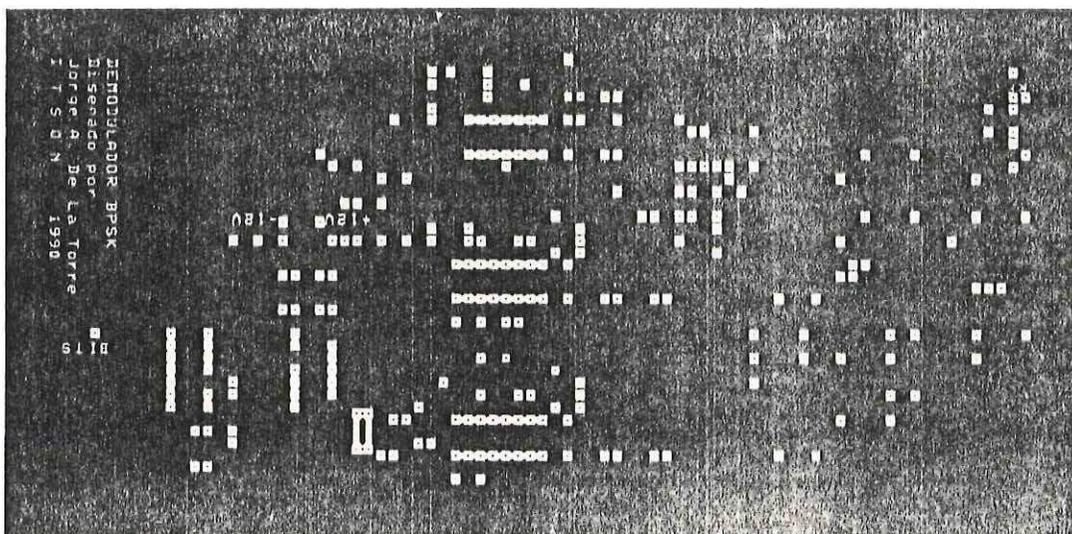


Figura 25.- Mascarillas del circuito impreso del demodulador.

VII SINCRONIZADOR DE BIT

VII.1 INTRODUCCION

En los sistemas de comunicación digital existen básicamente tres niveles de sincronización:

- 1.- Sincronización de la portadora
- 2.- Sincronización del bit ó símbolo
- 3.- Sincronización del marco (frame synchronization)

En nuestro caso la sincronización de la portadora se logra mediante el uso del lazo de costas en el demodulador, mientras que la sincronización del marco, es decir, la identificación del tren de sincronía, encabezado, información, etc. se lleva al cabo en la tarjeta interfaz y con la programación de recepción. Por lo tanto la etapa de sincronización que falta por realizar es la sincronización del bit ó símbolo.

La sincronización del bit consiste en extraer la información del reloj de la serie de datos transmitida, para generar una señal de reloj local que sea una replica exacta del reloj transmitido. Esto es, el reloj generado en la recepción deberá estar amarrado en frecuencia y fase con el reloj en la transmisión.

Si observamos en un analizador de espectros la señal NRZ a la salida del demodulador, notaremos que su espectro no



contiene ninguna componente espectral a la frecuencia del reloj, por lo que la señal de reloj no puede recuperarse directamente de esta señal.

Sin embargo esta demostrado (Bylansky, 1976) que si se pasa esta señal NRZ a través de una no linealidad de orden par, aparecerán componentes espectrales a la frecuencia del reloj en el espectro de la señal.

Como ejemplo consideraremos un diferenciador como no linealidad tal y como se muestra en la figura 26.

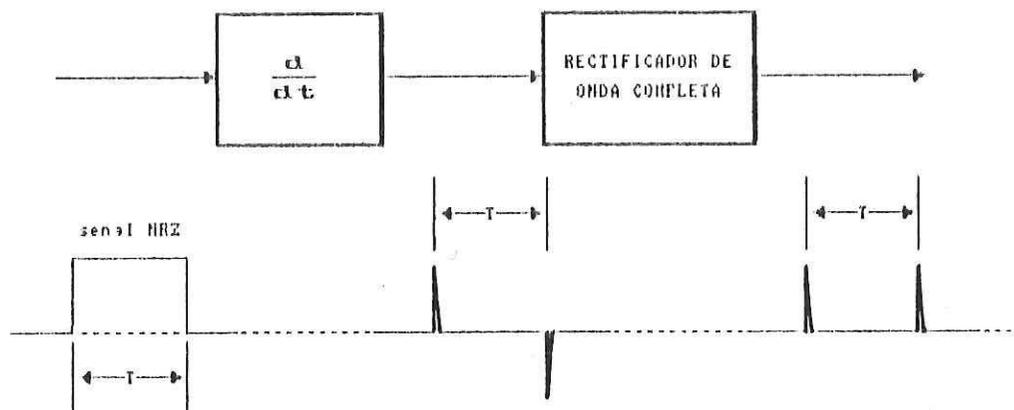


Figura 26.- Generación de la señal de reloj a partir de un diferenciador.

El diferenciador produce pulsos por cada cambio en el nivel de la entrada, por lo que estos pulsos tendrán una duración de $1/T$, que es la velocidad del bit. Los pulsos a la salida del diferenciador tienen la dirección del cambio de nivel a la entrada. Si se pasa estos pulsos a través de un rectificador de onda completa, obtendremos solamente pulsos positivos.

Al observar esta señal en el analizador de espectros, notaremos que ahora sí aparece la componente espectral a la frecuencia del reloj, por lo que ya se puede recuperar el reloj a partir de esta señal. Para lograr esto se utiliza un filtro pasa banda centrado a la frecuencia del reloj ó bien se usa un circuito de amarre de fase. En la práctica se prefiere el uso de los circuitos de amarre de fase ya que estos ofrecen un mejor funcionamiento.

VII.2 DISEÑO

Para poder comenzar con el diseño del sincronizador ,es necesario, en primer término, determinar que tipo de circuito utilizar como no-linealidad, de tal manera que este resulte ser el más conveniente para nuestra aplicación.

En este caso, estamos particularmente interesados en que la señal de entrada no sufra alguna degradación considerable, en lo referente a su nivel de potencia, por lo tanto no podemos hacer uso de algún diferenciador basado en elementos pasivos ya que la señal que nos entregaría este sería mucho menor que la señal de entrada.

Por otro lado, también estamos interesados que las señales que nos entregue el sincronizador tengan niveles TTL, ya que la etapa subsiguiente (decodificación) al sincronizador requerirá de electrónica digital, y se planea utilizar tecnología TTL debido a la velocidad de esta señal. En base a lo anterior, consideramos que se puede utilizar un

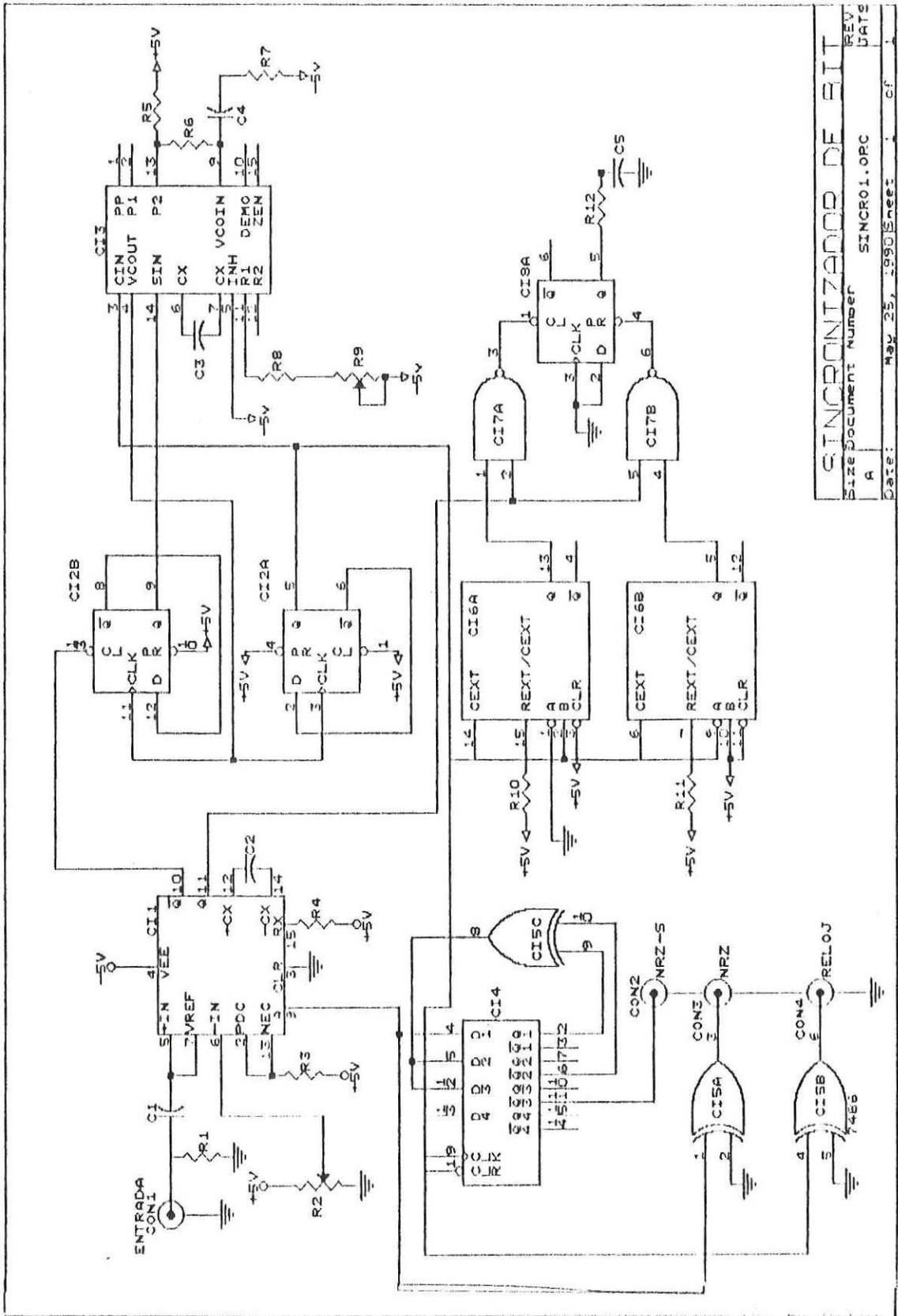


multivibrador monoestable, como no linealidad, cumpliendo así con las características señaladas con anterioridad. Por lo tanto requerimos de un multivibrador monoestable el cual se pueda disparar tanto con frentes de subida como con frentes de bajada, de esta manera, conservando la constante de tiempo pequeña, obtendremos pulsos a la salida por cada cambio de nivel en la entrada generando de esta manera la componente espectral de reloj necesaria.

En la figura 27 se muestra un diagrama del sincronizador de bit desarrollado. En esta figura podemos observar que la no-linealidad se realiza mediante el empleo del circuito multivibrador monoestable N8T20 de la compañía SIGNETICS. La forma de configuración de este circuito nos permite tener en su salida pulsos positivos con una frecuencia de $1/T_b$ por cada bit de entrada.

De igual manera podemos observar que se utiliza el PLL CA4046 de la compañía RCA. El PLL genera una señal de reloj que esta amarrada en frecuencia y fase con la señal de reloj que proporciona el circuito N8T20 (se aplica la teoría de la sección VI.2).

Antes de que la señal de reloj generada por el PLL llegue al detector de fase, esta se aplica a dos multivibradores biestables tipo D (circuito 74HCT74), los cuales están configurados de tal manera que actúan como divisores de



SINCRONIZADOR DE BIT	
Size	Document Number
REV. A	SINCR01.0PC
Date:	May 25, 1990 Sheet 1 of 1

Figura 27.- Diagrama del sincronizador de bit.



frecuencia. Uno de estos biestables tiene aplicada la señal entregada por el N8T20 a la terminal de "borrado" (clear). Por lo tanto, la fase de la señal en este biestable varía en proporción directa con las variaciones de la señal a la salida del N8T20.

Por otro lado dado que la señal de información viene codificada en NRZ-S, es necesario decodificarla para obtener la información en NRZ.

La figura 28 muestra el diagrama del decodificador NRZ-S a NRZ.

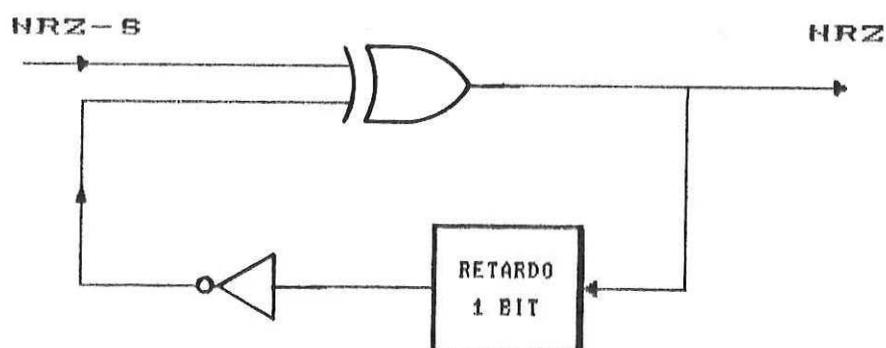


Figura 28.- Decodificador NRZ-S a NRZ.

Este decodificador se implementa en el sincronizador de bit mediante el uso de los circuitos 74HCT175 (biestable tipo D cuádruple) y 74HCT86 (compuerta "0 exclusiva" cuádruple), tal y como se muestra en la figura 27.

Toda la lógica combinacional y secuencial utilizada aquí es de la familia HCT, la cual consume poca potencia.

En la figura 29 podemos observar las mascarillas del

circuito impreso de la tarjeta. Al igual que la tarjeta del demodulador, en esta también se emplea la técnica de "metalizado" de tal manera que existe una conexión eléctrica entre las dos caras de la tarjeta.

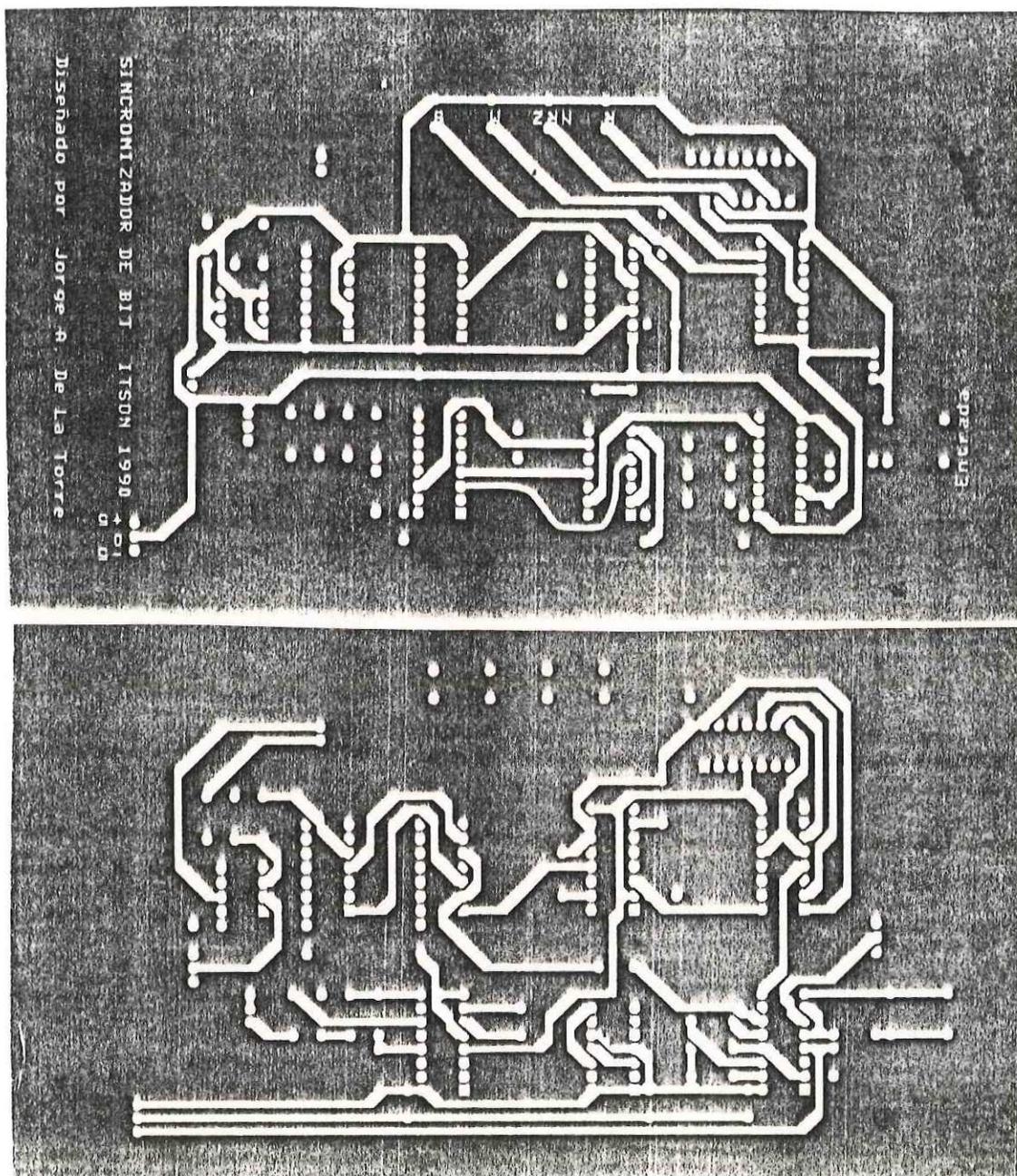


Figura 29.- Mascarillas de la tarjeta del sincronizador de bit.

VIII PRUEBAS, RESULTADOS Y CONCLUSIONES

PRUEBAS

En este capítulo se describe el método y el equipo de laboratorio utilizados para la evaluación del funcionamiento del sistema así como los resultados obtenidos.

En la figura 4 se mostraron los elementos que constituyen un sistema de recepción de imágenes meteorológicas. Para los tres primeros elementos del sistema (antena, ABR y conversor de bajada), se realizaron los estudios necesarios para su caracterización y especificar así los requerimientos que deben de cumplir para lograr una recepción óptima de las señales emitidas por los satélites GOES.

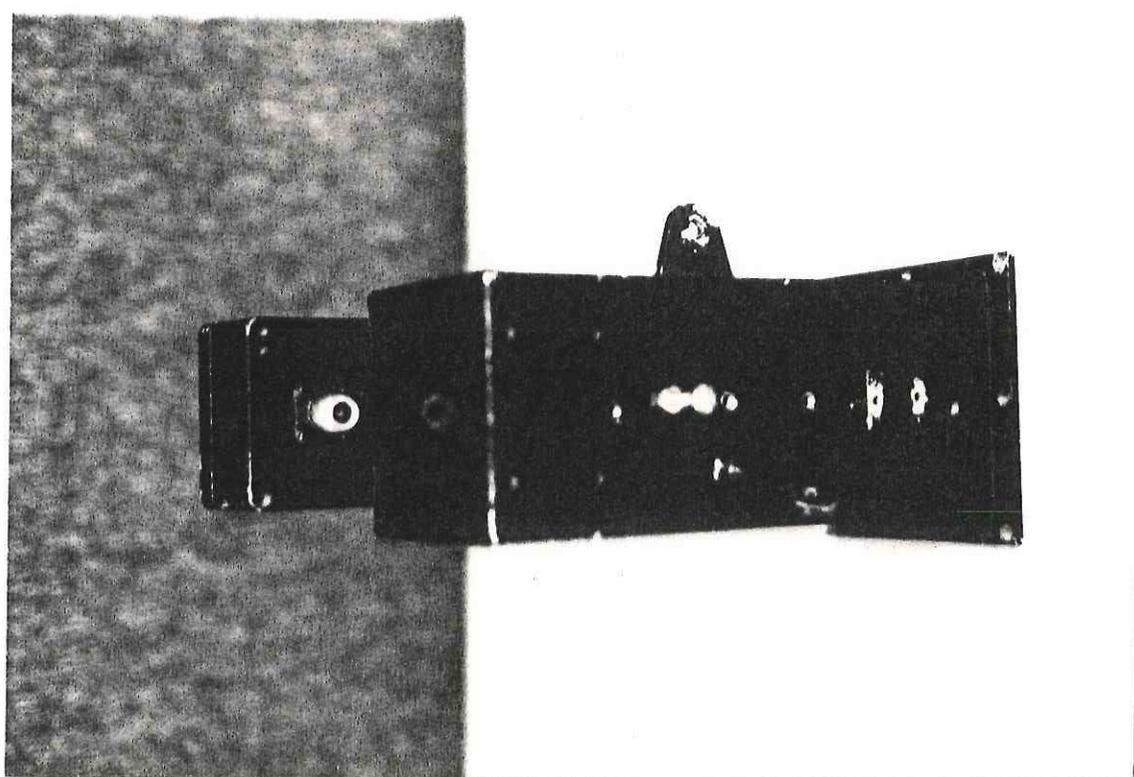


Figura 30.- Amplificador de bajo ruido.

El amplificador de bajo ruido y el conversor de bajada se construyeron fuera del CICESE, tomando en consideración las especificaciones obtenidas en los análisis previos, tales dispositivos se muestran en las figuras 30 y 31.

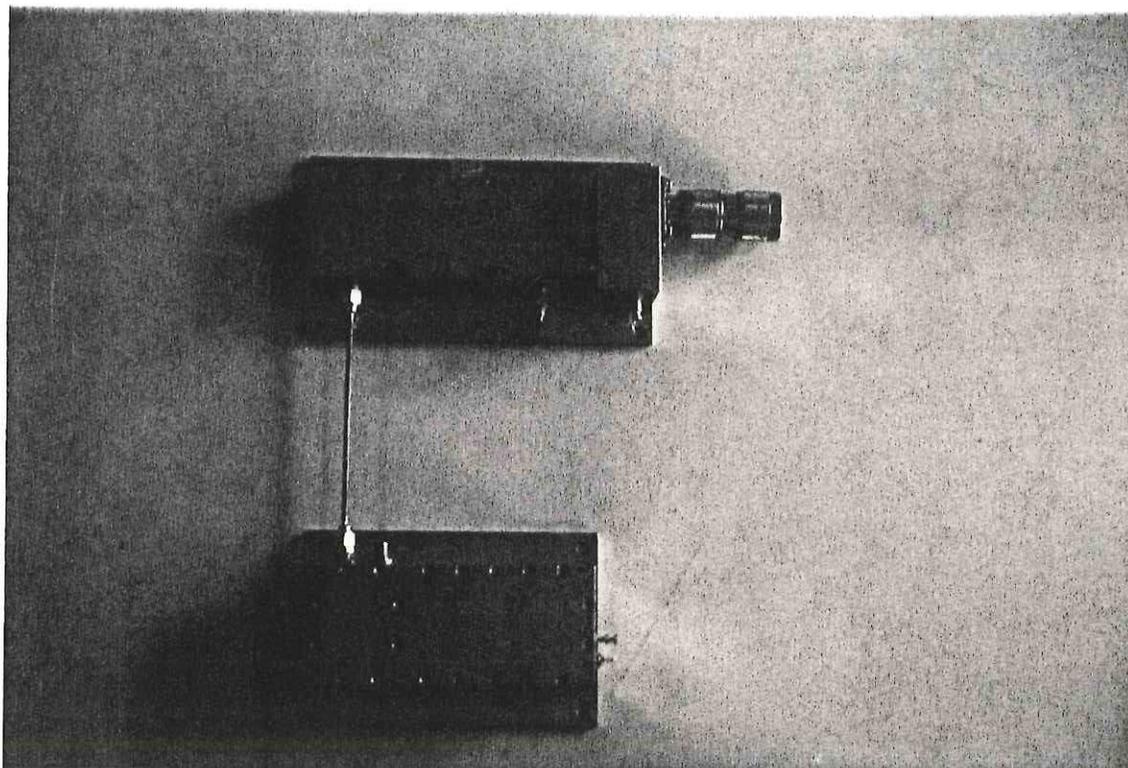


Figura 31.- Conversor de bajada fabricado por la Cia. Wilmanco.

De los elementos restantes, el AFI, el demodulador y el sincronizador de bit, se construyeron en CICESE. Estos dispositivos se muestran en las figuras 32 y 33, la figura 32 muestra la tarjeta que contiene tanto al AFI como al demodulador, mientras que en la figura 33 se muestra el sincronizador de bit.

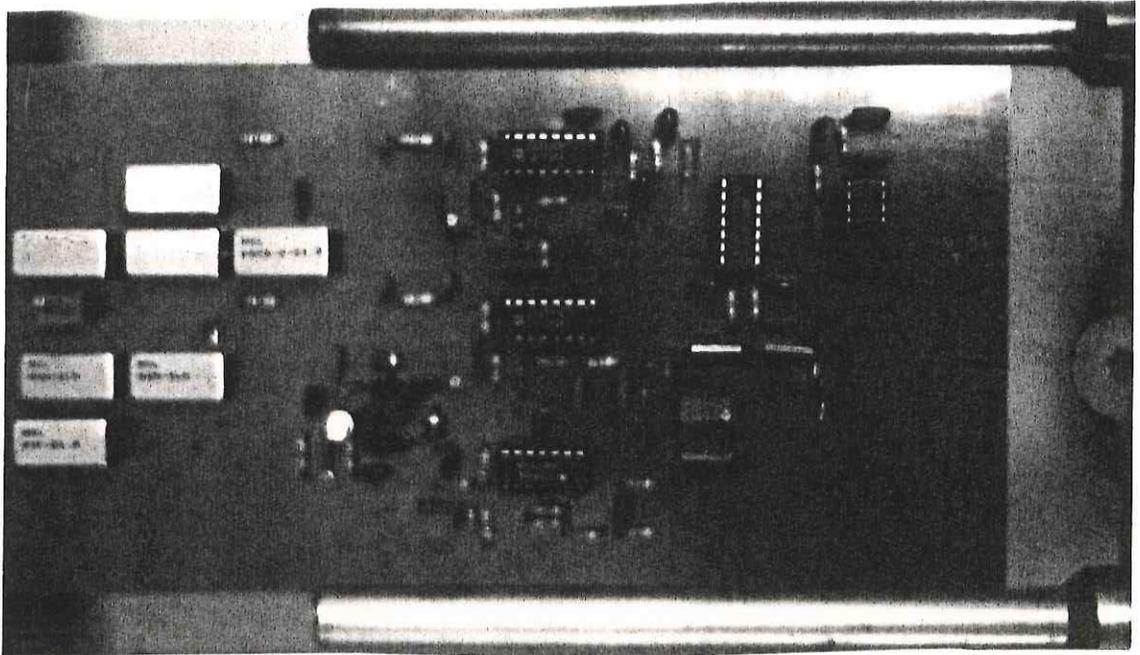


Figura 32.- Amplificador de frecuencia intermedia y demodulador.

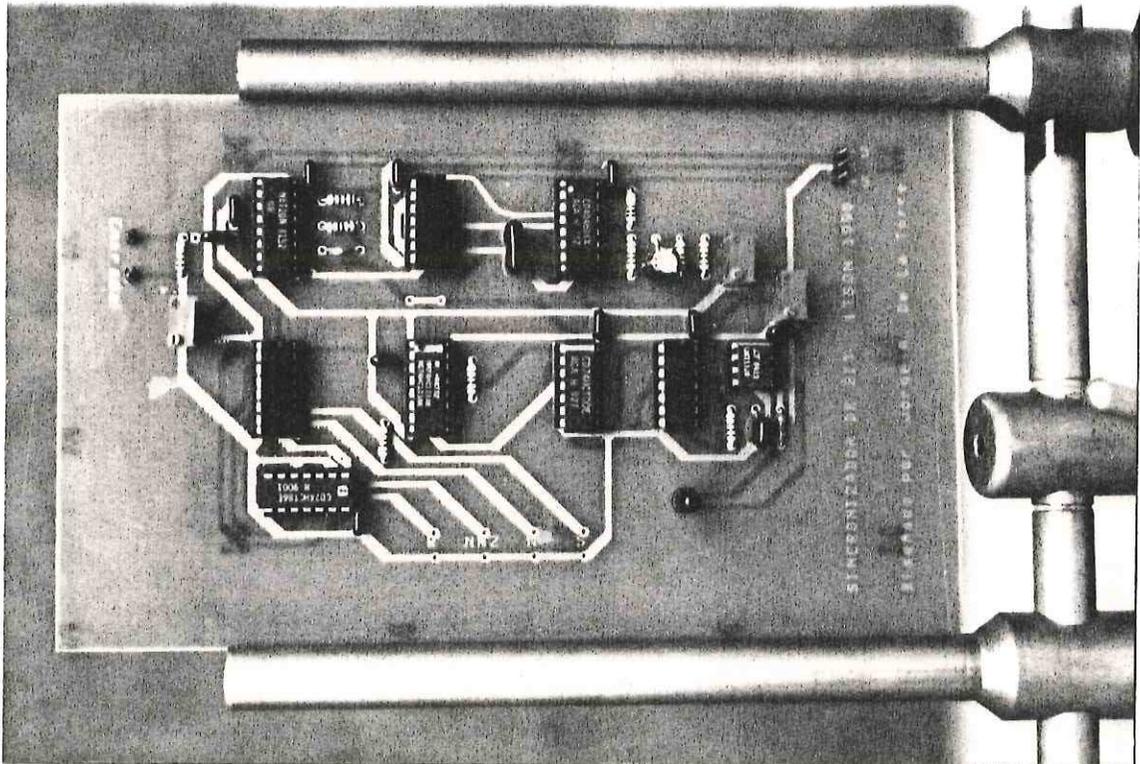


Figura 33.- Sincronizador de bit.

Para evaluar el correcto funcionamiento de los dispositivos construidos, fué necesario simular la señal que transmiten los satélites GOES. Este simulador se realizó utilizando equipo y materiales de laboratorio los cuales se detallan a continuación:

- Generador de ruido gaussiano HP modelo H01-3722A
- Mezclador ANZAC modelo MD-143 5 - 500 MHz
- Analizador de espectros HP modelo 8553B
- Osciloscopio de 100 MHz Tektronix modelo 2236
- Generador de funciones Tektronix modelo FG 502
- Fuente de alimentación Lu Technology modelo 4206A
- Misceláneos

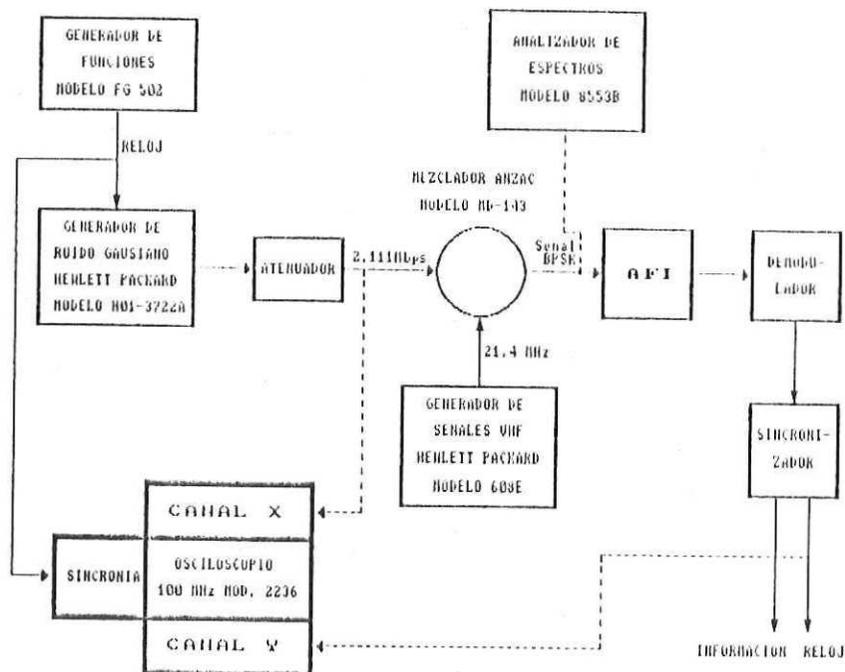


Figura 34.- Configuración del simulador de la señal del GOES.

La forma en la cual se configuró este simulador se indica en la figura 34, bajo este arreglo se alimento al AFI, demodulador y sincronizador de bit.

En esta figura observamos que el generador de ruido gaussiano H01-3722A nos entrega una serie de bits a una velocidad de 2.111 Mbps (misma que la señal emitida por el GOES).

Por otro lado el generador de señales VHF, produce una señal portadora a 21.4 MHz (frecuencia intermedia del sistema).

Estas dos señales se modulan en el mezclador ANZAC, produciendo una señal BPSK en su salida. El espectro de la señal obtenida se muestra en la figura 35.

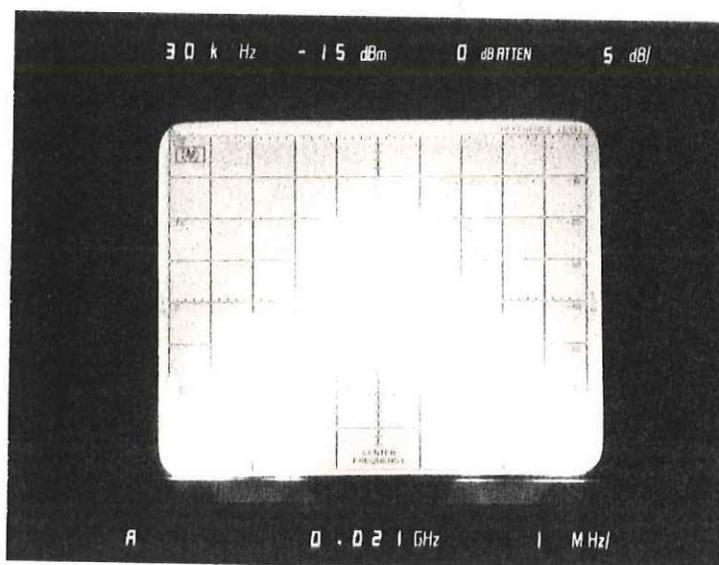


Figura 35.- Espectro de la señal BPSK obtenida con el simulador.

Ajustando el nivel de esta señal hasta el nivel que, según el cálculo del enlace nos entregará el conversor de bajada (aproximadamente -40 dBm), estamos generando una señal con las mismas características de la señal del GOES que se recibirá cuando el sistema este operando en conjunto. Por lo tanto ahora se puede alimentar esta señal a los dispositivos para su evaluación.

Conectando la salida del generador H01-3722A a un canal del osciloscopio podemos observar la serie de bits, que simulará a la serie de bits transmitida por el GOES, esto puede observarse en la parte superior de la figura 36.

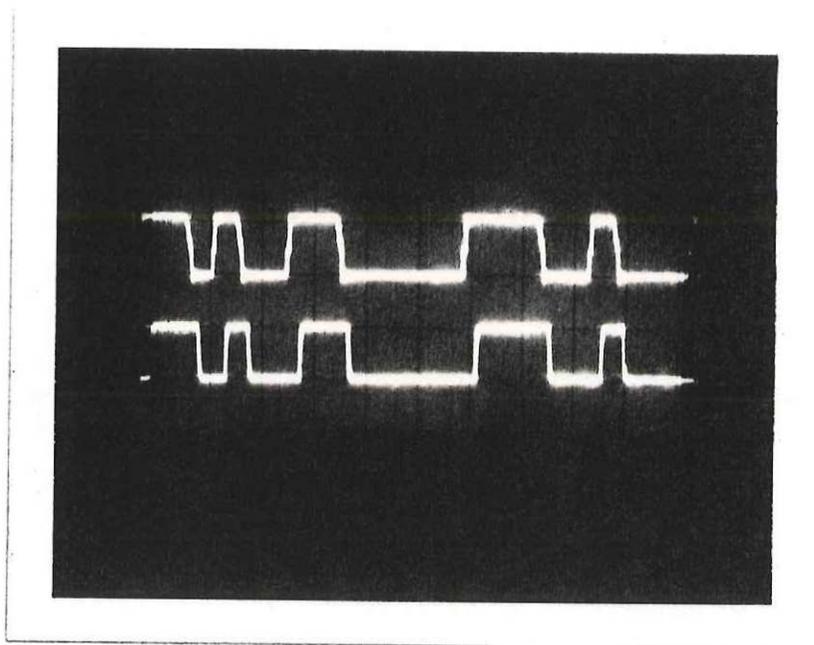


Figura 36.- Series de bits transmitida (superior) y recibida (inferior).



Así mismo conectando la salida del demodulador al otro canal del osciloscopio notamos que se recibe la misma señal que se está transmitiendo (figura 36, parte inferior).

En la figura 36 podemos observar que las dos señales son idénticas, sin embargo, la señal recibida (salida del demodulador) tiene un ligero defasamiento, considerado como retardo. Este retardo no representa ningún problema ya que el sistema es de recepción solamente.

Es importante señalar que se intentó observar en el osciloscopio la señal portadora y la señal del VCO para visualizar el amarre en fase, sin embargo, al conectar la punta del osciloscopio al VCO este pierde el amarre. Esto se debe principalmente a que el osciloscopio carga demasiado al VCO variando de esta manera sus parámetros, además, el osciloscopio con que se contaba en ese momento era de 15 MHz y las señales a medir de 21.4 MHz, dificultando así su visualización en el mismo.

Sin embargo, la información que nos muestra la figura 36 es suficiente para concluir que el demodulador está funcionando satisfactoriamente.

Por otro lado alimentando esta señal al sincronizador de bit, se observa que se recupera la señal de reloj, a partir de esta señal. Esto se ilustra en la figura 37, en donde la parte superior muestra la serie de bits, mientras que en la inferior se aprecia la señal de reloj recuperada.

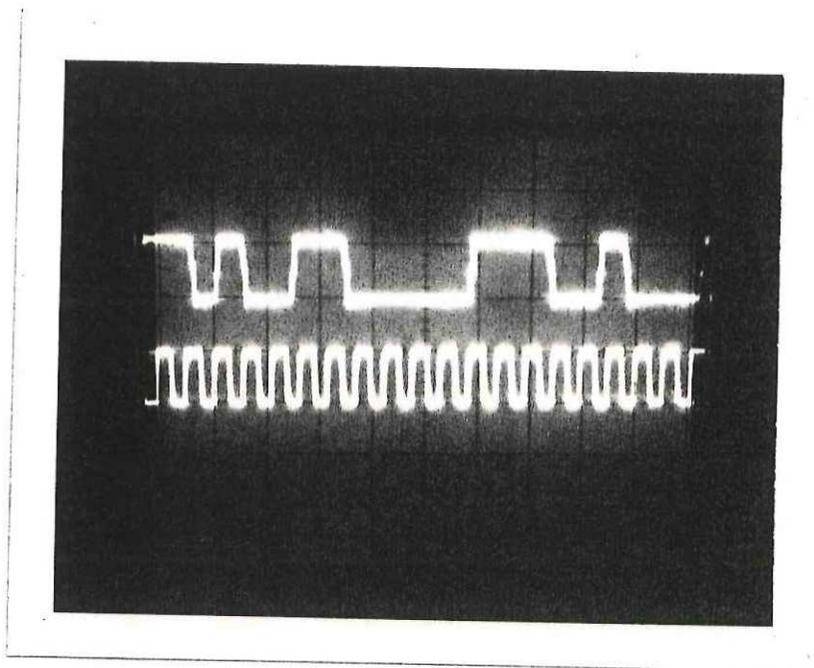


Figura 37.- Señal de reloj recuperada.

En la figura 38 se muestra la implementación del sistema simulador conectado a las tarjetas del amplificador de frecuencia intermedia, demodulador y sincronizador de bit en el momento en que se efectuaron las pruebas.

RESULTADOS

De las tarjetas construidas, la que contiene al AFI y el demodulador se alimenta con ± 12 V, consumiendo una potencia de 3.6 W, mientras que la del sincronizador de bit se alimenta con ± 5 V y consume 0.6 W.

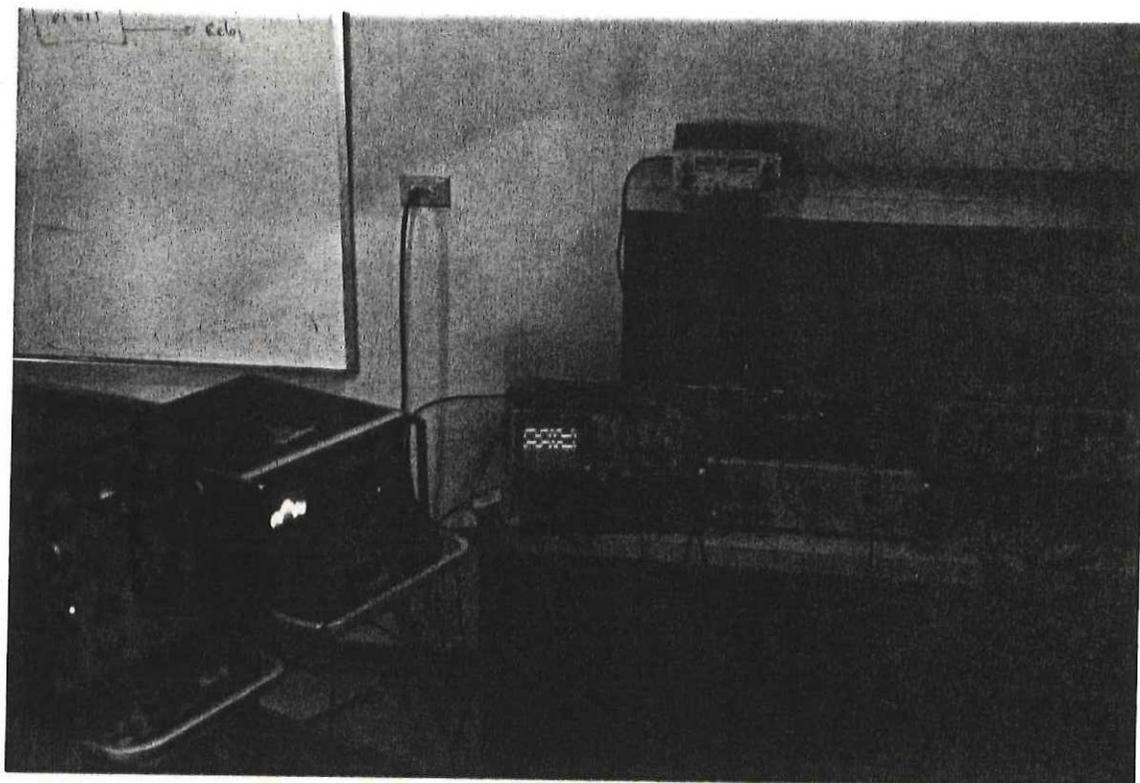


Figura 38.- Simulador y equipo de medición conectado a las tarjetas.

En base a los resultados obtenidos en las pruebas de laboratorio podemos concluir que el objetivo principal del presente trabajo de tesis se cumple, ya que estos resultados fueron satisfactorios.

Es importante mencionar que para evaluar completamente el sistema era necesario contar con la totalidad del sistema para instalar el equipo y orientar la antena hacia el satélite GOES, probando de esta manera los dispositivos con la señal real. La evaluación insitu de los subsistemas no se efectuó debido a limitaciones materiales que no se podían suplir en un

corto plazo. Sin embargo, esta se llevará a cabo cuando se instale el equipo en Cd. Obregón Son.

Una vez que el sistema este operando con la señal real se podrá hacer una reevaluación del mismo, procediendo a la posible optimización de cada uno de sus elementos.

CONCLUSIONES

Es conveniente resaltar que la importancia que tiene este trabajo de tesis, es la contribución que se hace en el desarrollo de este tipo de sistemas en México, ya que en la actualidad no existe algún sistema que haya sido implementado con tecnología nacional, debido principalmente a que su diseño requiere del conocimiento de diversas disciplinas tales como: comunicaciones vía satélite, electrónica de altas frecuencias, técnicas de modulación, electrónica digital, etc.

Bajo estas premisas este trabajo reúne y presenta la información necesaria para el desarrollo de sistemas de esta naturaleza, ofreciendo un panorama favorable en su comercialización, tanto en nuestro país como en latinoamerica, ya que la demanda de estos sistemas se ha incrementado notablemente en los últimos años. Este crecimiento se propicia primordialmente por el auge mundial que en la actualidad experimenta su aplicación: la percepción remota.

En resumen las contribuciones más importantes de este trabajo son:

- Un estudio global del sistema de satélites GOES.



- Un análisis general de la estación terrena para la recepción de las señales transmitidas por GOES.
- El diseño y construcción del AFI, demodulador y sincronizador de bit, los cuales son subsistemas de la estación terrena.
- La implementación de un simulador para la caracterización de los elementos construidos.

Es importante mencionar que el contar con estos sistemas en México, permitirá un desarrollo en el estudio de la percepción remota, generando la existencia de una mayor investigación en esta área. Esto traerá como consecuencia un beneficio directo en disciplinas fundamentales en el desarrollo de un país tales como: agricultura, hidrología, geología, oceanografía, pesca, vulcanología, etc., en las cuales la percepción remota representa una poderosa herramienta de estudio.

LITERATURA CITADA

- Bylanski, P. y D. G. W. Ingram. 1978. Digital Transmission Systems. Peter Peregrinus LTD.
- Couch, Leon W. 1983. Digital and Analog Communications Systems. Macmillan Publishing Co. Inc.
- Chirlian, Paul M. 1982. Analysis and Desing of Integrated Electronic Circuits, Volume 3 Analog Electronics. Harper & Row Publishers.
- Dubois, John L. 1986. Techniques for a Very Low Cost Reception of GOES Mode AAA VAS. Dytron Inc.
- Feher, Kamilo. 1983. Digital Communication, Satellite / Earth Station Engineering. Prentice Hall Inc.
- Feher, Kamilo. Engineers of Hewlett Packard. 1987. Telecommunications Measurements, Analysis and Instrumentation. Prentice Hall Inc.
- Fthenakis, Emanuel. 1984. Manual of Satellite Communications. Mc-Graw-Hill Inc.
- Gardner, Floyd M. 1979. Phaselock Techniques. John Wiley & Sons, Inc.



GOES GH Data Book march 1986, HUGHes Aircraft Co. Space and Communications Group.

Ha, Tri T. 1986. Digital Satellite Communications. Macmillan Publishing Co.

Lauritson, Levin. NOAA's Geostationary Operational Environmental Satellites GOES I-M, The Next Step. NOAA / NESDIS.

Operational VAS Mode AAA Format Specifications SFP 002. September 1987. NOAA / NESDIS.

Peebles, Peyton Z. Jr. 1976. Communications System Principles. Addison-Wesley Publishing Company.

Richards, John A. 1986. Remote Sensing, Digital Image Analysis an Introduction. Springer - Verlag.

Spilker, James J. Jr. 1977. Digital Communications by Satellite. Prentice Hall Inc.

Taub, Herbert. Donald L. Schilling. 1986. Principles of Communications Systems. Second Edition. Mc-Graw-Hill Inc.



Young, Paul H. 1989. Electronic Communications Techniques.
Charles E. Merrill Publishing Company.

GLOSARIO

ABR	Amplificador de Bajo Ruido.
AFI	Amplificador de Frecuencia Intermedia.
BPSK	Modulación binaria por corrimiento de fase (Binary Pashe Shift keying).
CDA	Estación de comando y adquisición de datos (Command and Data Acquisition).
C/N	Relación portadora a ruido.
E_b/N_o	Relación energía del bit a ruido.
FI	Frecuencia Intermedia.
G	Ganancia.
GOES	Satelites meteorológicos geoestacionarios (Geo-stationary Operational Environmental Satellites).
G/T _e	Figura de Mérito.
MPSK	PSK M-aria.
NASA	Agencia espacial estadounidense (National Aeronautics and Space agency).
NESDIS	Centro nacional de información de satélites meteorológicos (National Environmental Data and Information Center).
NOAA	Administración nacional de los oceanos y la atmósfera (National Oceanic and Atmospheric Administration).
NF	Factor de Ruido.
NRZ	Señal no retorno a cero (Non Return to Zero).
NRZ-S	Señal no retorno a cero - espacio (Non Return to Zero - Space).
P _e	Probabilidad de error.
P/DU	Unidad de procesado y distribución (Processor Distribution Unit).
PIRE	Potencia Isotrópica Radiada Equivalente.



PLL	Circuito de amarre de fase (Phase Lock Loop).
QPSK	PSK quaternaria.
RF	Radio Frecuencia.
RP	Ruido Pseudoaleatorio.
T_e	Temperatura de ruido equivalente.
VAS	Sensor visible e infrarrojo sondeador de la atmósfera (VISSR Atmospheric Sounder).
VCO	Oscilador controlado por voltaje (Voltage Controlled Oscillator).
VIP	Procesador de la imagen del VAS (VAS Image Processor).
VISSR	Sensor visible e infrarrojo (Visible and Infrared Spin Scan Radiometer).
WEFAX	Facsimil meteorológico (Weather Facsimile).

APENDICE A

DIFERENCIAS ENTRE LAS SERIES I-M Y G-H

Tabla III.- Principales Diferencias entre las Series de Satélites Goes.

	GOES G-H	GOES I-M
FABRICANTE	HUGHES AIRCRAFT	FORD AEROSPACE
ESTABILIZACION	1 EJE	3 EJES
FRECUENCIA DE TX DEL S-VAS	1687.1 MHz	1685.7 MHz
FORMATO DEL S-VAS	MODO AAA	GVAR
S E N S O R	VISIBLE AND ATMOSPHERIC SOUNDER	INDEPENDENT / CONCURRENT IMAGER & SOUNDER
RESOLUCION EN BITS	VISIBLE 6 BITS INFRARROJO 10 BITS	10 BITS VISIBLE E INFRARROJO
RESOLUCION EN Km	VISIBLE 0.9 Km INFRARROJO 7 o 14 Km	VARIABLE

En la tabla III se puede observar que existirá un cambio en la frecuencia de transmisión del S-VAS cuando entre en operación la serie de satélites GOES I-M, debido a este cambio será necesario sintonizar la frecuencia del oscilador local en el conversor de bajada, de forma tal que su salida siga siendo 21.4 MHz de esta manera no es necesario modificar el resto de la circuitería. El resto de las variaciones no modificará al sistema, salvo el cambio de formato de transmisión, para el cual se tendrá que realizar un paquete de programación diferente.

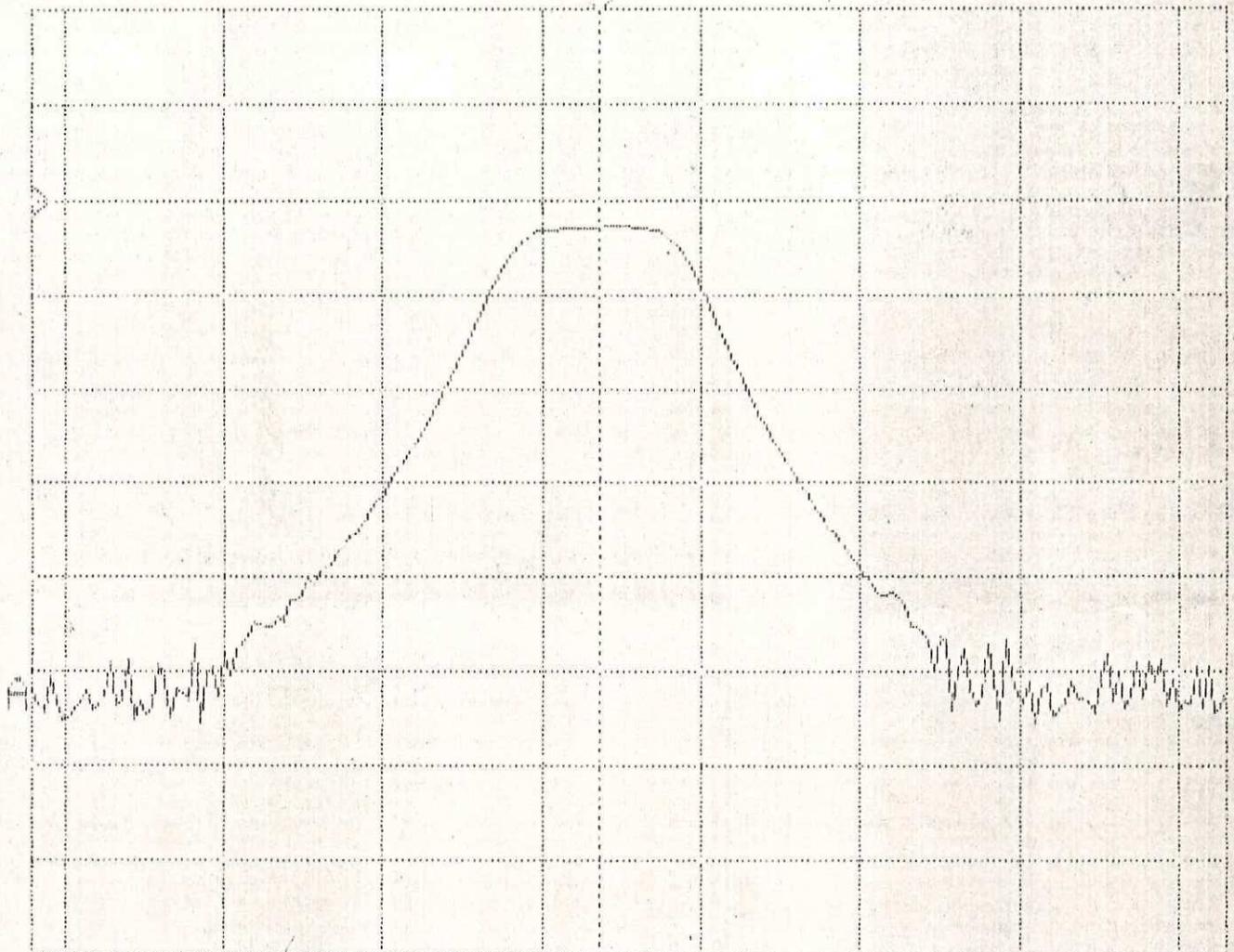
APENDICE B
CARACTERISTICAS DEL CONVERSOR DE BAJADA

WILTRON 6400 Series
RF Network Analyzer

CRYSTAL FOR
1685.7 MHz

Date: 11 / APR / 90
Test Identification: 4-POLE BPF
Device Under Test :

A: TRANSMISSION 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
B: Channel Off



START: 1616.00 MHz STOP: 1766.00 MHz
GRATICULE: 20.0 MHz/DIV POWER LEVEL: +0.0 dBm

----- Additional Instrument Information -----

Channel A: High Limit : --- off --- Low Limit : --- off ---
Channel B: High Limit : --- off --- Low Limit : --- off ---

Freq Data Points : 201 Smoothing : OFF Power Level : +0.00 dBm

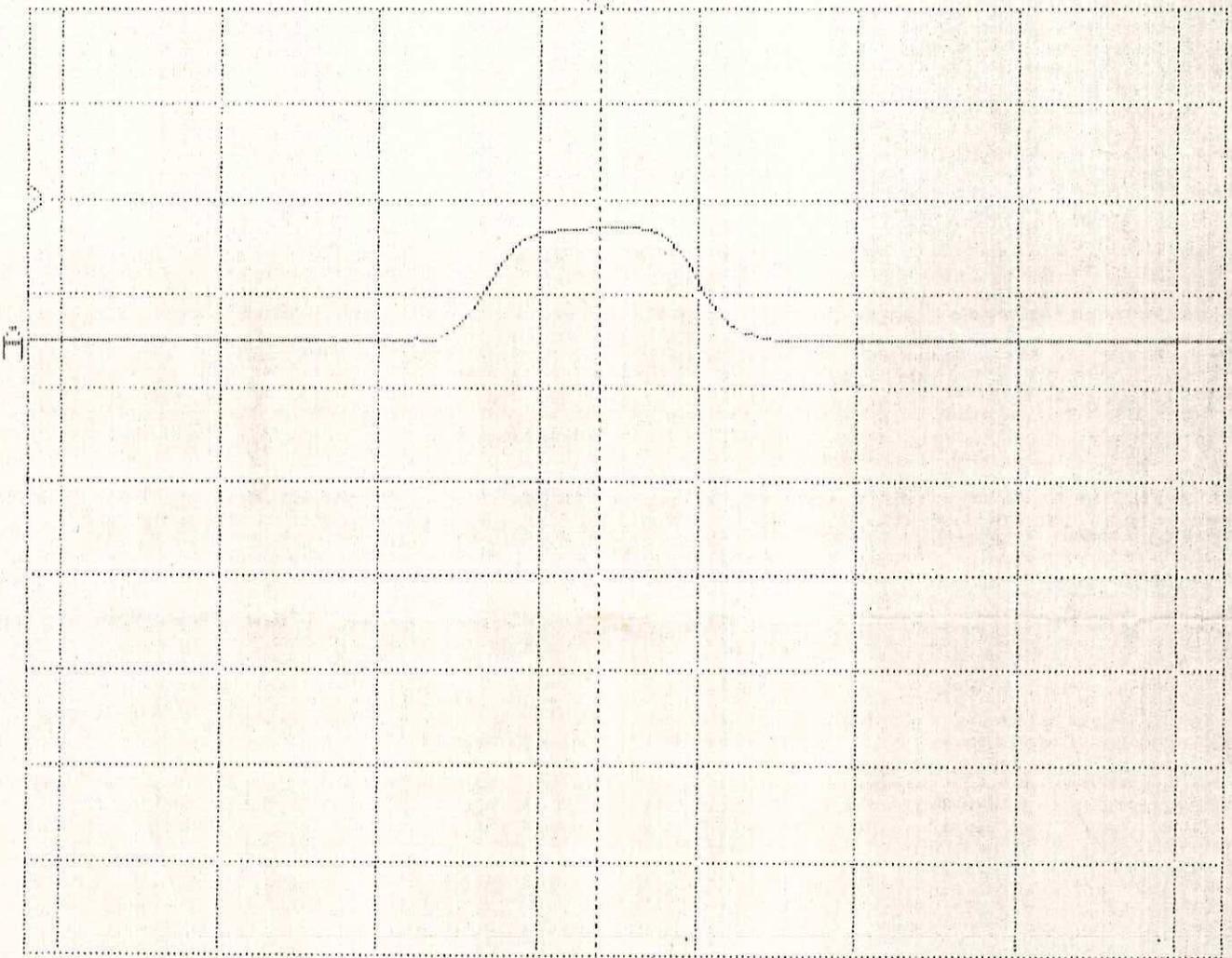
----- Markers ----- Readout M1 -----

M1 : 1687.10 MHz M5 : --- off ---
M2 : --- off --- M6 : --- off --- Amplitude A : -2.83 dB
M3 : --- off --- M7 : --- off ---
M4 : --- off --- M8 : --- off --- Amplitude B : --- off ---

WILTRON 6400 Series RF Network Analyzer

Date: 11 APR 1990
 Test Identification: Complete BPF-Down Converter to 21.4 MHz
 Device Under Test :

A: TRANSMISSION 10.0 dB/DIV OFFSET +0.0 dB
 B: Channel OFF



START: 1616.00 MHz STOP: 1766.00 MHz
 GRATICULE: 20.0 MHz/DIV POWER LEVEL: +0.0 dBm

----- Additional Instrument Information -----

Channel A:	High Limit : --- off ---	Low Limit : --- off ---
Channel B:	High Limit : --- off ---	Low Limit : --- off ---
Freq Data Points : 201	Smoothing : OFF	Power Level : +0.00 dBm

----- Markers ----- ----- Readout M1 -----

M1 : 1687.10 MHz ✓	M5 : --- off ---	Amplitude A : -3.02 dB
M2 : --- off ---	M6 : --- off ---	+50.0 dB (PAD)
M3 : --- off ---	M7 : --- off ---	Amplitude B : --- off ---
M4 : --- off ---	M8 : --- off ---	GAIN, RF-IF = 47.0 dB