



24/27

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**BANDA LATERAL UNICA  
COMPATIBLE  
C. S. S. B.**

**TESIS PROFESIONAL**

que para obtener el Título de  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
p r e s e n t a :

**VENANCIO GERARDO CALVA OLMOS**

México, D. F.

1981



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

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

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

CONTENIDO.	PAG.
INTRODUCCION.- . . . .	( IV )
INDICE.- . . . .	( I )
CAPITULO I. CONSIDERACIONES PRELIMINARES.	
I.1      Introducci3n.- . . . .	( 1 )
I.2      Algunas Consideraciones Pr3cticas.- . . . .	( 7 )
I.3      Estructura b3sica de la Onda de Banda Lateral.- . . . .	( 10 )
CAPITULO II. TEORIA DE LA MODULACION.	
II        Teor3a de Modulaci3n y Demodulaci3n de A.M. P.M. y S.S.B.- . . . .	( 13 )
II.1     Modulaci3n en Amplitud.- . . . .	( 13 )
II.1.1   Demodulaci3n.- . . . .	( 24 )
II.2     Sistema P.M.- . . . .	( 42 )
II.2.1   Modulaci3n.- . . . .	( 42 )
II.3     Modulaci3n y Demodulaci3n del Sistema de S.S.B.- . . . .	( 47 )
II.3.1   Modulaci3n.- . . . .	( 47 )
II.3.2   Demodulaci3n.- . . . .	( 51 )
CAPITULO III. METODOS PARA OBTENER C.S.S.B.	
III.1    Introducci3n.- . . . .	( 54 )

III.2	Primer Método.- . . . . .	( 55 )
III.3	Segundo Método.- . . . . .	( 57 )
III.3.1	Sistema Cuadrático.- . . . . .	( 61 )
III.4	Método de la Banda Lateral Vestigial.- . . . .	( 71 )
III.5	Tercer Método.- . . . . .	( 77 )
III.5.1	Diagrama de bloques de C.S.S.B. del sistema 1.4 P.M.- . . . . .	( 103 )
III.6	Cuarto método.- . . . . .	( 106 )
III.6.1	Diagrama de bloques de C.S.S.B. usando la técnica de 1 P.M. + 0.5 P.M.- . . . . .	( 107 )
III.7	Análisis espectral de una onda de C.S.S.B.- . . . . .	( 112 )
III.8	Ventajas y evaluación experimental del sistema C.S.S.B.- . . . . .	( 127 )

CAPITULO IV.- TRANSMISION MEZCLADA.- . . . . ( 130 )

CAPITULO V.- TECNICAS DE EVALUACION.

V.1	Procedimiento de evaluación de ruido formado	(131)
V.2	Relación señal a ruido y comparación de- respuesta en frecuencia.- . . . . .	(132)
V.3	Interferencia de Co-Canal.- . . . . .	(138)
V.4	Interferencia de Canal Adyacente.- . . . . .	(145)
V.5	Consideraciones detalladas de la máxima- interferencia permisible para operacio- nes de C.S.S.B.- . . . . .	(159)
V.6	Reducción de la interferencia producida- por radiación de receptores de televisión.-.	(161)
V.7	Mediciones de sensibilidad del sistema de- C.S.S.B. a la sintonía del receptor.- . . . .	(166)
V.8	Resultados de Pruebas en el aire.- . . . .	(172)
V.9	Sumario de las ventajas del sistema C.S.S.B.	(174)

## CAPITULO VI. PROTOTIPO

VI.1	Introducción.- . . . .	(178)
VI.2	Circuito procesador de señales.- . . . .	(178)
VI.3	Circuito logarítmico.- . . . .	(183)
VI.4	Circuitos divisor y red defasadora a 90°.- .	(186)
VI.5	Circuito exponencial.- . . . .	(188)
VI.6	Modulador de amplitud.- . . . .	(191)
VI.7	Modulador de fase.- . . . .	(192)

CAPITULO VII.	CONCLUSIONES.- . . . .	(199)
---------------	------------------------	-------

## APENDICE

A.1	Representación de una onda de S.S.B.- . . .	(200)
A.2	Efecto Doppler.- . . . .	(202)
A.3	Demostración de la compatibilidad de la onda de 3 elementos.-	(204)

## BIBLIOGRAFIA.

## INTRODUCCION

Al escoger el tema de la Banda Lateral Unica Compatible se tuvo en mente presentar un panorama general del sistema, que mostrase en forma sencilla y a la vez lo más completamente posible las teorías que pueden ser usadas para obtener Banda Lateral Unica Compatible.

Esto es, no se pretende presentar un análisis exhaustivo de la Banda Lateral Unica Compatible, sino más bien dar a conocer la idea básica, ya que es poco o nada conocida dentro del ámbito de las comunicaciones, aún cuando la idea surgiera hace ya bastantes años.

Las teorías para lograr la compatibilidad entre el sistema de A.M. convencional y el sistema de banda lateral única son muchas, pero sólo unas cuantas poseen características que las hacen factibles en su realización.

Esencialmente se tratan cuatro métodos de importancia, que son los que resultan de mayor interés en el tema, además se trata el método de la banda lateral residual, que puede llegar a ser una buena opción dentro de la idea de la banda lateral única compatible.

## CAPITULO I

## CONSIDERACIONES PRELIMINARES.

## I.1 INTRODUCCION.

Debido a la falta de espacio en el espectro utilizable por las radiodifusoras en las comunicaciones en alta frecuencia, se están estudiando diferentes métodos para disminuir el ancho de banda de las radiotransmisiones.

Uno de los métodos más utilizados es el de Banda Lateral Unica. El número de transmisores de Banda Lateral Unica se ha incrementado mucho durante la última década debido a la falta de espacio espectral, así como otras ventajas de la Banda Lateral Unica. Sin embargo, hay muchos servicios que no justifican los gastos, así como lo complejo de este tipo de equipos. Dentro de esos servicios, se incluyen a difusoras, así como muchos equipos móviles de comunicación. El propósito de este trabajo es describir un nuevo tipo de ondas de Banda Lateral Unica Compatible, que sean en cierto grado aceptables.

Las técnicas de Banda Lateral Unica Compatible discutidas aquí, se pueden definir de la siguiente forma:

Una transmisión de Banda Lateral Unica, se puede considerar compatible, si un receptor de A.M. convencional (sin modificación) la puede procesar, de modo que sea posible recuperar la señal moduladora original.

La ventaja de la Banda Lateral Unica Compatible sobre la Banda Lateral Unica Convencional es que se puede recibir en los millones de receptores de A.M. que existen, tanto en las casas como en los vehiculos y en los receptores normales de Banda Lateral Unica.

Conviene hacer notar el punto de que estos sistemas de Banda Lateral Unica Compatible, son completamente diferentes al propuesto para comunicaciones convencionales de Banda Lateral Unica, EER, que consiste en la eliminación de portadora y restauración de la misma en el receptor. El EER aunque compatible con transmisores clase C - AM requiere el uso de receptores convencionales de Banda Lateral Unica, no se puede recibir sin distorsión en receptores de Amplitud Modulada. El EER se introdujo en 1952 y ahora es apreciado para aplicaciones comerciales.

Durante años, ha habido constantes esfuerzos para suprimir la interferencia que causa un transmisor en los canales adyacentes. Los métodos propuestos son ingeniosos pero no aceptados comercialmente. Los primeros intentos, en Gran Bretaña y en los Países Bajos, sugerían que transmisores de Doble Banda Lateral, se utilizaran para componentes de Baja Audiofrecuencia y transmisores de Banda Lateral Unica, sean utilizados para componentes de Alta Audiofrecuencia. Esos sistemas dependían en el hecho de que en alta frecuencia sólo modulaciones de bajo porcentaje son requeridas.

Por tal motivo, ondas convencionales de Banda Lateral Unica, serían aceptables porque a porcentajes de modulación bajos, un sistema convencional de Banda Lateral con Portadora completa tiene relativamente poca distorsión. Como se demostrará más adelante (cap. III).



Estos sistemas no reducen mucho la interferencia de canal y requieren constantes reemplazos de muchos transmisores existentes. Debido a las anteriores limitaciones esos sistemas no han sido favorables.

Recientemente ha habido publicaciones rusas indicando que se han realizado varias investigaciones tratando este mismo problema. Llamam a su sistema Optima Modulaci3n, pero parece ser que el rechazo de Banda Lateral de esta t3cnica es poco y hay alto grado de distorsi3n de envolvente. Es interesante notar que Kliagen nos da un an3lisis detallado de lo que 3l llama transmisor Kohn. La curva de la onda P.M. de tal transmisor se muestra en la figura I.1 En esta misma figura se ve una curva para un sistema perfecto no descrito por Kliagen y esta curva es muy similar a la que describimos a continuaci3n.

Un art3culo de Proceeding, describe una t3cnica de Banda Lateral Unica Compatible desarrollada en la Universidad de Calcuta.

La t3cnica desarrollada fue usada hace varios a3os, pero debido a lo complejo del equipo, para sintonizar el tipo de onda deseado, el procedimiento es menos satisfactorio que los m3todos a discusi3n. De todos modos es interesante notar que muchos avances se han hecho independientemente en varias organizaciones.

Podemos decir que, como dato hist3rico, la primera instalaci3n utilizando Banda Lateral Unica Compatible, se hizo en 1956 en U.S. Voice of America, estaci3n en Munich.

Se han desarrollado varios m3todos para lograr C.S.S.B.,

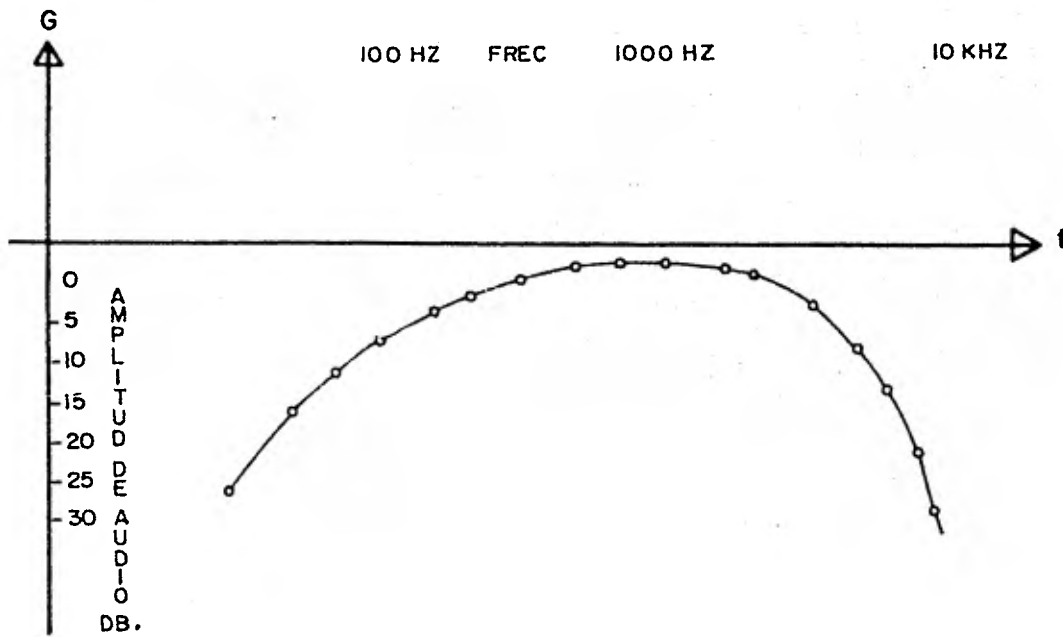


FIG.- I.1. Respuesta en frecuencia de un receptor a una emisión típica.

los más utilizados para experimentación son los siguientes:

1. El primer método es ingenioso y sencillo denominado método teórico. Este método parte, y se desarrolla desde un punto de vista matemático. Al basarse en la expresión matemática de una onda de Banda Lateral Unica con portadora completa, hace consideraciones tales que dan como resultado, que es posible obtener la información contenida en la onda de Banda Lateral Unica con Portadora completa con la simple detección síncrona en el lado receptor. Se verá más adelante que ésto no es posible, porque una de sus consideraciones es que el factor de modulación sea pequeño, es decir, tener señales muy pequeñas, lo que es poco favorable, debido a la gran distorsión que sufrirían estas pequeñas señales.
2. Este método es basado en la suposición de una modulación simultánea, tanto de amplitud como de fase de una onda portadora, se hacen ciertas consideraciones, respecto a la relación existente entre la envolvente y la fase de una onda de Banda Lateral Unica. Se hace la pertinente aclaración de que una absoluta compatibilidad con receptores de A.M. Convencionales, que utilizan detectores de envolventes lineales, no se lleva a cabo, pero sí se tiene una buena recepción de la señal, con la conocida economía espectral de la Banda Lateral Unica, al utilizar el cuadrado de la envolvente.
3. Este sistema se basa en la obtención de una onda modulada en fase, a partir de una onda de S.S.B. al eliminar de ésta la modulación en amplitud para posteriormente elevar el grado de modulación en fase por el uso

de ciertos circuitos multiplicadores y divisores, después de todo esto, se procesa esta señal para así poder modularla en amplitud y obtener una onda apropiada, es decir, con ciertas características para poder cumplir con la compatibilidad con los receptores convencionales de amplitud modulada. Este sistema produce señales aceptables, pero tiene el grave problema de no poder soportar la sobremodulación. Es sumamente sensible cuando la Banda Lateral sobrepasa en amplitud a la Portadora, a la salida del generador de la Banda Lateral Unica.

4. Esta técnica es semejante a la anterior, se basa en el mismo principio de la generación de la Banda Lateral Unica, con la diferencia de que en esta técnica no modifica con multiplicadores la modulación en fase de la onda portadora.

Esta particular técnica usada se designa como 1 P.M. + 0.5 P.M. que significa que una onda modulada en fase es derivada de la suma de dos ondas recortadas en amplitud, cada una de ellas conteniendo la onda Portadora original y una Banda Lateral pero con diferentes proporciones en cada una de ellas. Para obtener así la onda Portadora modulada en fase y efectuar en ella la modulación en amplitud, este sistema presenta características más adecuadas para su aplicación en radiodifusión.

Tres de estas técnicas presentan una singular característica que es el hecho de partir de una onda híbrida o expresado de mejor forma diremos que se basan en la teoría de una onda híbrida para cumplir con las carac-

terísticas de Banda Lateral Unica.

En una forma similar algunos, y otros de un forma ingeniosa buscan obtener la onda híbrida, modulada en fase y amplitud.

## I.2 ALGUNAS CONSIDERACIONES PRACTICAS.

Para llevar a cabo el análisis de un sistema nuevo, que dice ser compatible con un equipo ya existente, es necesario comprender las características del equipo existente. Estudios y experimentos realizados con Amplitud Modulada actuales, nos dicen que todos los transmisores de radiodifusión de Amplitud Modulada y la mayoría de los transmisores de comunicación son adaptables a la Banda Lateral Unica Compatible. Generalmente los transmisores son mejores en términos de respuesta en frecuencia y distorsión que los receptores asociados. La razón para esto, es que el costo del transmisor es severamente mayor, en cambio el receptor se ve limitado, porque generalmente el número de receptores es mayor que el de transmisores.

Así, la limitación según la calidad del sistema de Banda Lateral Unica Compatible, como del sistema de Amplitud Modulada, se debe a las limitaciones del receptor.

Muchos estudios han mostrado que el receptor convencional de Amplitud Modulada es restringido en ancho de banda, un reciente estudio hecho por un conocido pionero de investigaciones de radio y televisión, R. B. Dome de la General Electric Company, indicó que el

ancho de banda promedio del receptor de radiodifusión es excesivamente angosto.

La razón para esta pobre respuesta de frecuencia del receptor, es la necesidad de hacer una aveniencia entre el número de canales y la buena fidelidad. También en diseño de receptores baratos, el número de circuitos de tono y transformadores FI deben ser minimizados; por lo tanto, la forma de la curva de selectividad generalmente deja mucho que desear. La figura I.1 muestra la curva de respuesta característica de un receptor de diseño reciente de tipo para casas.

El segundo hecho básico que se tiene que considerar en un análisis de un sistema de Banda Lateral Unica Compatible es el tipo de mensaje que se va a transmitir. El sistema de Banda Lateral Unica Compatible, se ha propuesto para servicios de radiodifusión. Por eso es importante considerar las características de la voz y de las ondas musicales.

Es bien sabido que tanto las ondas musicales como las ondas de la voz son señales de banda ancha, en el sentido que abarcan muchas octavas. Pero la densidad de energía es mucho más alta en las frecuencias moderadamente bajas que en las de alta audiofrecuencia (figura I.2). Pero aunque hay relativamente poca cantidad de energía, digamos, en el rango de 3 a 5 Kiloherztz, tales frecuencias no se pueden eliminar sin pérdida de inteligibilidad. Esto, es verdaderamente cierto bajo condiciones de recepción de baja relación señal a ruido.

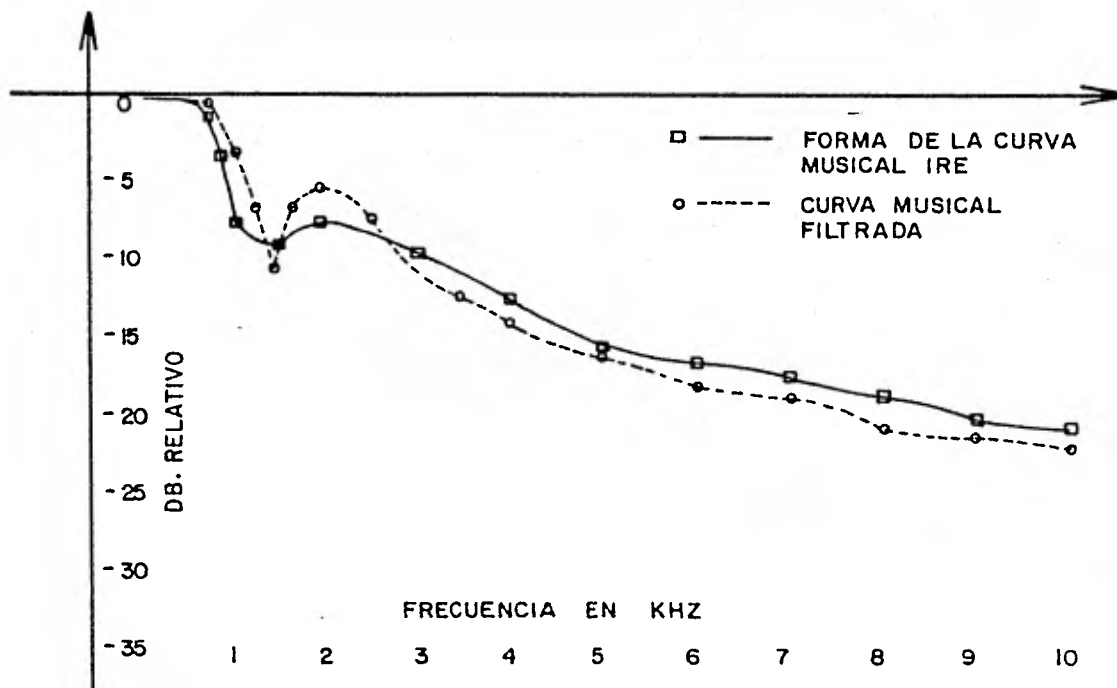


FIG.- I.2. Curva de espectro de voz y música.

### I.3 ESTRUCTURA BASICA DE LA ONDA DE BANDA LATERAL UNICA COMPATIBLE.

Una onda de Banda Lateral Unica Compatible, debe tener las siguientes características:

1. Una envolvente proporcional al voltaje instantáneo de la onda moduladora (ausencia de distorsión no lineal).
2. Un ancho de banda igual a la más alta audiofrecuencia contenida en el mensaje.

Se va a ver en la siguiente discusión, que las dos especificaciones anteriormente enunciadas son contradictorias. Pero, desde el punto de vista práctico, una aproximación muy cercana de ambas es posible.

Para aplicaciones de radiodifusión, tenemos que la primera especificación, la envolvente teóricamente libre de distorsión es la especificación principal o superior. Por lo que se podrán tomar algunas libertades con la segunda especificación. En otras palabras, por insistir en una envolvente teóricamente libre de distorsión, algunas radiaciones de Banda Lateral indeseable son producidas. Pero, esta radiación es relativamente pequeña y la onda es bastante apropiada para las aplicaciones indicadas.

Una onda de Banda Lateral Unica es una onda modulada híbrida. Esto es, tiene ambos componentes de amplitud y modulación de fase.



Por lo tanto, para poder describir una onda de Banda Lateral Unica uno tiene que definir la función de Modulación de Fase, a la vez que la función de Amplitud Modulada.

- a) En el caso de Banda Lateral Unica Compatible, asumimos que la envolvente es teóricamente libre de distorsión. Por lo tanto, si una onda senoidal es introducida a un transmisor de Banda Lateral Unica Compatible perfecto, la envolvente de las ondas radiadas tienen una forma sinusoidal perfecta.
  
- b) La otra función definida de esta onda modulada híbrida es la componente P.M., "La investigación del sistema de Banda Lateral Unica Compatible fue centrada en la búsqueda de una función apropiada P.M. Lo que se deseaba era una onda P.M. que, cuando fuese modulada en amplitud por la señal de entrada, concentrara la energía de la onda total en una banda lateral" . Se verá que la onda P.M. es una función no lineal de la onda de entrada. - El procedimiento usado para derivar esta onda P. M. se explicará después.

Para obtener la función envolvente de baja distor\_sión para grandes porcentajes de modulación por un solo tono, es necesario tener por lo menos tres componentes de espectro.

Esto por supuesto es cierto para Amplitud Modula-da convencional donde tres componentes (portadora más las bandas laterales) son transmitidas cuando

una onda sinusoidal es usada para modular el transmisor. En el caso de Amplitud Modulada, la portadora se coloca en el centro del espectro y es rodeado por los componentes de Banda Lateral.

En el caso de Banda Lateral Unica Compatible, la portadora está a un lado de la banda, y las componentes de primero y segundo orden de la banda lateral están ambas a un lado de la Portadora. Estos tres componentes son necesarios a los altos porcentajes de modulación, pero como se mostrará después, a bajos porcentajes de modulación, sólo una portadora y una componente de primer orden de banda lateral son requeridos. Como las componentes de alta frecuencia del habla y de la música tienen relativamente poca amplitud, estas componentes de alta frecuencia, requieren sólo de una Banda Lateral, más la Portadora, y el ancho de banda de la señal de Banda Lateral Unica Compatible, se puede hacer aproximadamente igual al ancho de banda de la señal modulada de audio.

## CAPITULO II

## TEORIA DE LA MODULACION.

II. TEORIA DE LA MODULACION Y DEMODULACION DE: A.M.,  
P.M. Y S.S.B.

En este capítulo se trata de explicar en forma por de más breve y sencilla la teoría de la modulación y la demodulación en sus diversas formas. Ya sea en amplitud o en fase. Dentro de la clasificación de la modulación y la demodulación en amplitud, podemos introducir a la Banda Lateral Unica, ya que es una forma especial de la modulación y la demodulación en amplitud.

## II.1 (A.M.) MODULACION EN AMPLITUD.

Podríamos comenzar por dar una definición de lo que es modulación y de lo que se entiende por demodulación en comunicaciones.

## MODULACION:

- I. "Traslación de una señal de baja frecuencia a una región del espectro de más alta frecuencia".

Desde otro punto de vista:

- II. "Alteración sistemática de los

parámetros de una señal llamada portadora en función de otra señal llamada moduladora".

#### DEMODULACION:

" Es el proceso inverso de la Modulación, es decir, lo que permite obtener de un canal o vía de transmisión la información que se desea ".

Una pregunta que resulta de todo esto, es la que enunciaremos:

¿Por qué se modula?

Las razones son varias pero cada una tiene mucha importancia y razón de ser.

Haremos mención de algunas de ellas solamente

- 1) Podemos transmitir señales de baja frecuencia a grandes distancias.
- 2) Poder separar en el receptor la transmisión deseada de entre todas.
- 3) Poder usar antenas cortas.

COMPONENTES: Portadora y Moduladora.

La forma de situar la información en un canal de radio en

este caso de A.M. es del modo siguiente: a una señal periódica de amplitud constante que en el caso más frecuente es una señal senoidal que previamente se ha generado, se le va a hacer variar su amplitud según la información que se tenga (voz, música). Es decir, la amplitud de la portadora va a ser proporcional al valor instantáneo de la señal moduladora.

A la señal que previamente se genera se le conoce como portadora y a la información que modifica la amplitud de la portadora, se le conoce como señal moduladora.

A este sistema de modulación se le denomina lineal:

La denominación de modulación lineal se debe básicamente a los siguientes criterios. Estos criterios los enunciamos a continuación:

1. La traslación en el espectro es lineal.
2. El espectro cumple con el principio de superposición.
3. La envolvente de la onda de A.M. es en todo instante; proporcional al voltaje de la señal moduladora.

este caso de A.M. es del modo siguiente: a una señal periódica de amplitud constante que en el caso más frecuente es una señal senoidal que previamente se ha generado, se le va a hacer variar su amplitud según la información que se tenga (voz, música). Es decir, la amplitud de la portadora va a ser proporcional al valor instantáneo de la señal moduladora.

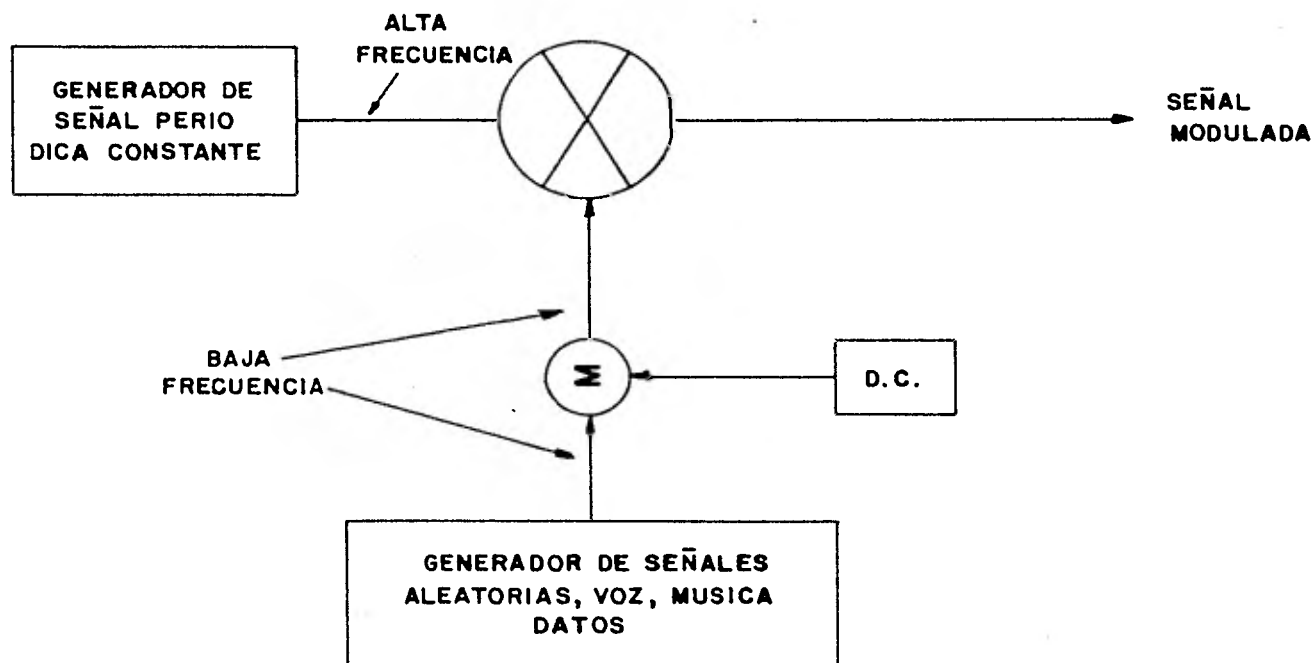
A la señal que previamente se genera se le conoce como portadora y a la información que modifica la amplitud de la portadora, se le conoce como señal moduladora.

A este sistema de modulación se le denomina lineal:

La denominación de modulación lineal se debe básicamente a los siguientes criterios. Estos criterios los enunciamos a continuación:

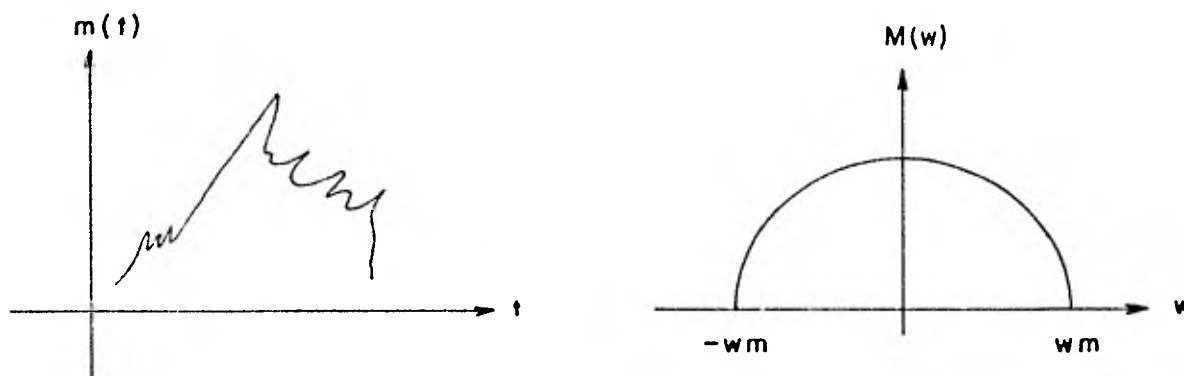
1. La traslación en el espectro es lineal.
2. El espectro cumple con el principio de superposición.
3. La envolvente de la onda de A.M. es en todo instante; proporcional al voltaje de la señal moduladora.

Estamos en condiciones de elaborar un diagrama a bloques de lo que podría ser un sistema de modulación en amplitud ( A.M. ).

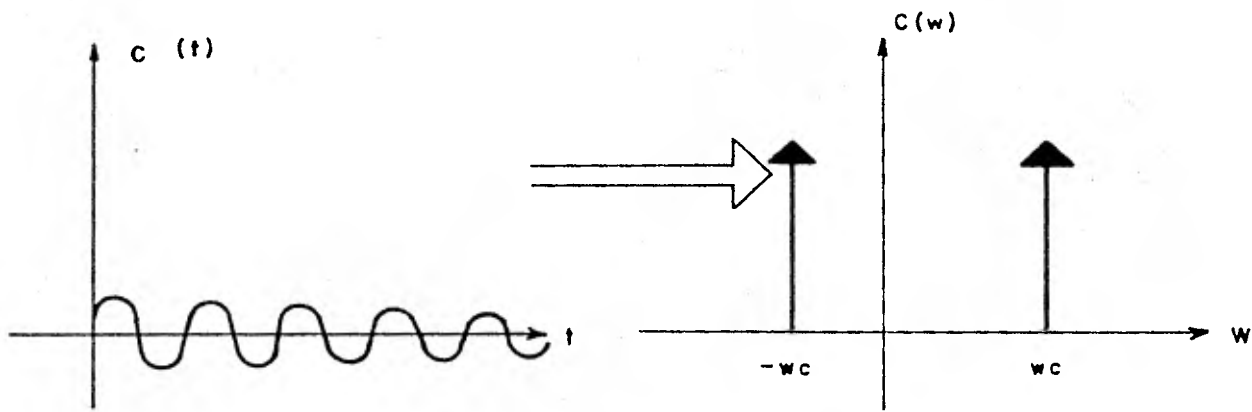


Analícemos ahora el espectro de estas dos señales.

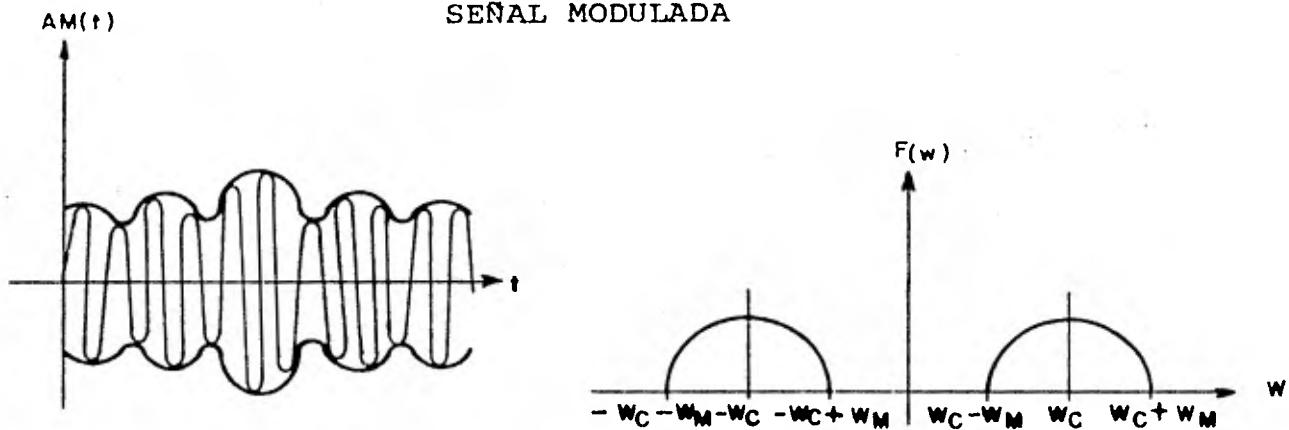
### SEÑAL ALEATORIA



## SEÑAL PERIODICA



## SEÑAL MODULADA



de aquí se tiene que la ecuación de la señal será:

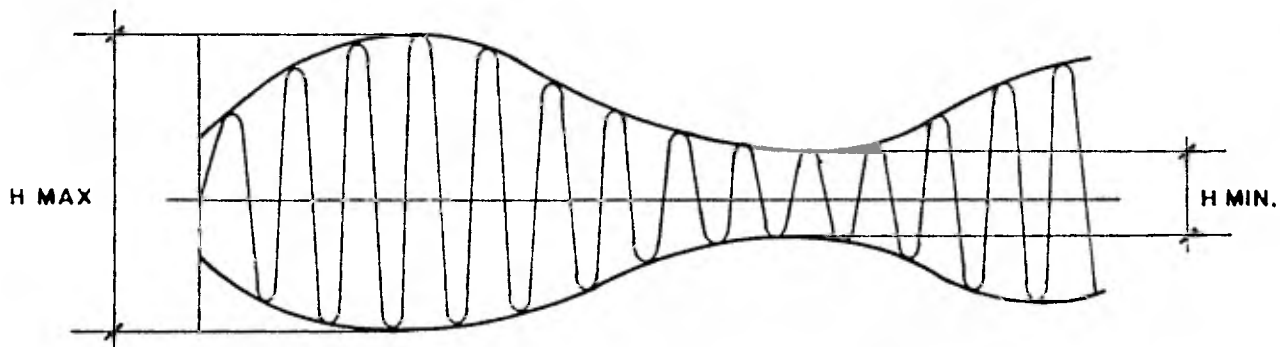
$$e_{AM} = E_c \left[ \cos w_c t + \frac{M}{2} \cos (w_c + w_m) + \frac{M}{2} \cos (w_c - w_m) \right]$$



Por observación de la ecuación nos damos cuenta de que la información va a estar contenida en las bandas laterales.

Cabe aquí mencionar lo que respecta al Factor de Modulación, una definición de lo que es, podría ser la siguiente: Factor de Modulación, es el porcentaje de variación que tiene la señal portadora en función de la señal moduladora.

$$\text{ANALITICAMENTE: } \% M = \frac{E_m}{E_c} \times 100$$

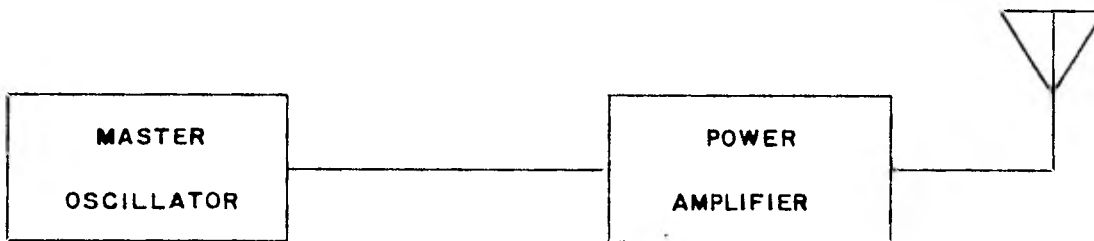


y la forma experimental de obtenerla será la siguiente:

$$\% \text{ MODULACION} = \frac{H_{\text{MAX}} - H_{\text{MIN}}}{H_{\text{MAX}} + H_{\text{MIN}}} \times 100.$$

Ahora que nos encontramos familiarizados con lo que es modulación en amplitud podríamos mencionar algo sobre lo que se diría es el primer transmisor. A este transmisor se le conoce con el nombre de MOPA, nombre que se deriva de los conjuntos que lo forman, que son: un oscilador y un amplificador de potencia.

Su diagrama a bloques es el siguiente:



MO-PA

Con este tipo de transmisor lo único que se tiene en el aire es la portadora. En el lado receptor sólo sabrían que está prendido o que está apagado, así también la información que puede enviar sólo sería del tipo de pulsos o sea clave morse. Por lo que nos resulta muy atractivo.

Una lista conteniendo sus ventajas y desventajas quedaría de la siguiente forma:

VENTAJAS

+ Poco ajuste

DESVENTAJAS

+ Poca potencia de salida  
(1 W).

+ pocas piezas.

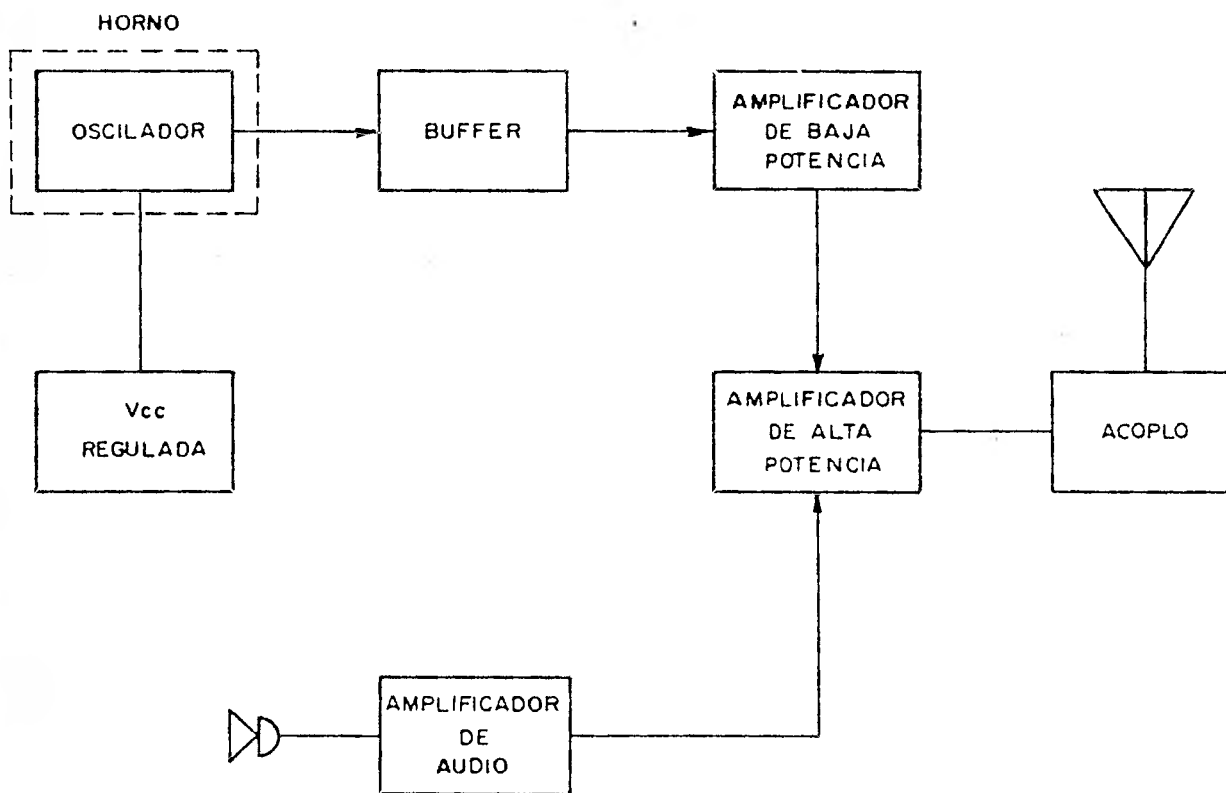
+ Económico y de  
fácil manejo.

+ frecuencia inestable

+ Sólo transmite clave mor-  
se.

Y por tener la necesidad de la comunicación humana, ya sea con voz o música, y a grandes distancias, se idearon sistemas más elaborados para cubrir dicha necesidad de la comunicación. Basado en lo que ya hemos dicho, se llegó a un sistema que hoy en día es muy común.

Un ejemplo sencillo y simplificado de un sistema actual sería:

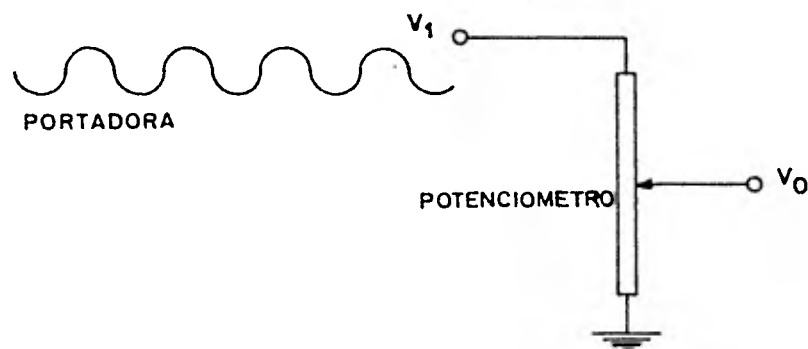


Ahora damos una definición de lo que es la modulación de amplitud, basados en lo que hemos dicho.

**MODULACION:**

" Acción y efecto de modular, que en comunicaciones se entiende como variación de intensidad de una onda que permite la transmisión fiel y rápida del sonido de una señal cualquiera".

La figura siguiente muestra a un modulador sencillo para el mejor entendimiento de lo que es modulación:



Una señal de alta frecuencia (  $V_1$  ) es la entrada al potenciómetro por consiguiente, la amplitud de la señal de salida, depende de la posición del cursor.

Ahora, si moviéramos el cursor de arriba abajo senoidalmente obtendríamos la forma de onda de A.M. como puede apreciarse en la figura II.1.

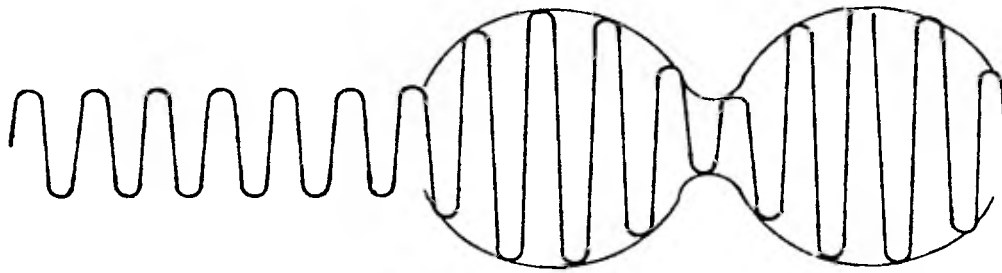


FIG. II.1 Figura que muestra una Onda Modulada en Amplitud por una Onda Senoidal.

La amplitud o valor de pico de la señal de alta frecuencia varía en proporción directa de la señal de baja frecuencia.

### II.1.1. DEMODULACION.

Comencemos nuevamente con definir lo que es demodulación en comunicaciones.

#### DEMODULACION:

" Proceso que permite obtener de un canal o vía de transmisión la información o señal de baja frecuencia".

Una definición más sencilla es la que a continuación se enuncia:

" Es el proceso de destruir o hacer cesar la modulación ".

Ahora, se tratará de exponer lo que en sí es la demodulación. Lo que sucede al recibirse una señal en una antena, cómo se selecciona y las transformaciones que sufre hasta que percibimos la información.

#### DEMODULACION DE UNA ONDA MODULADA

Si la onda portadora recibida está modulada en amplitud por la voz un tono o música, es posible de de

tectar la variación de la amplitud de la portadora con un tipo de circuito filtro rectificador de media onda.

Cuando se tiene una portadora invariable, atraviesan los auriculares pulsos de corriente continua de picos de amplitud constante. Tiran del diafragma un poco hacia dentro y lo conservan en esa posición. Cuando la portadora está modulada en amplitud, la corriente media de los impulsos varía con la modulación y el diafragma de los auriculares se introduce algo más o se queda libre de moverse hacia el exterior. Este movimiento controlado del diafragma de los auriculares produce ondas en el aire que pueden producir la sensación de sonido en el oído.

Uno de los demodulares rectificadores más ampliamente utilizados fue el detector de cristal. Los cristales rectificadores son normalmente cristales metálicos tales como galena, piritas de hierro, germanio silicón y carborundo para mencionar unos pocos. Estos no deben confundirse con cristales de cuarzo o de sales de la rochella utilizados en los circuitos osciladores o en micrófonos.

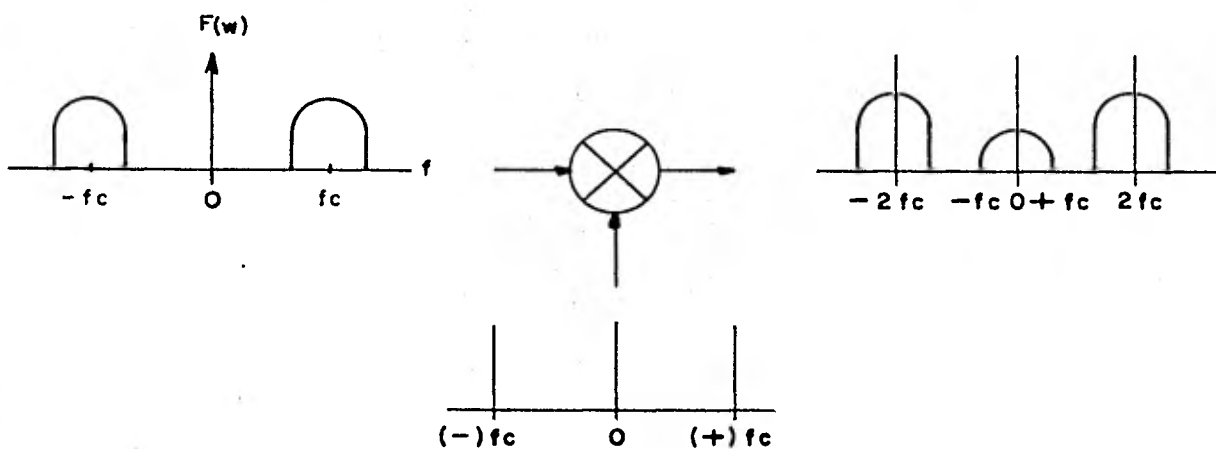
Para recuperar la señal  $m(t)$  original, a partir de la señal modulada es necesario retrasladar el espectro a su posición original; a ese proceso de traslación se le conoce como demodulación o detección.

El retraslado del espectro de la onda a su posi-



ción original, se logra al multiplicar la señal modulada, por la portadora en el extremo receptor.

Una figura del espectro de onda mostrando los efectos de la multiplicación de la onda modulada en amplitud y de la portadora, nos ayudará a visualizar en mejor forma tal efecto:



$$\begin{aligned}
 (m(t) \cos W_c t) \cos W_c t &= m(t) \cos^2 W_c t = \frac{1}{2} (m(t) + m(t) \cos 2 W_c t) \\
 &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{m(t)}{2} \cos 2 W_c t
 \end{aligned}$$

con lo que se obtiene la señal modulante ~~más una componente de C.D.~~

Veámos ahora una forma práctica de recuperar la señal de la información, basada en la breve teoría expresada anteriormente.

Todo el proceso se inicia con la captación de la señal por medio de la antena y un circuito Selector, el cual, pasa es ta señal que se está recibiendo, por un circuito multiplicador, en el cual el otro factor de la multiplicación es una señal semejante a la portadora del extremo transmisor.

Al resultado de esta multiplicación, que es una señal de baja frecuencia y otra señal a dos veces la frecuencia de la portadora, en conjunto se les hace pasar por un filtro paso bajo, el cual recupera únicamente las bajas frecuencias y atenúa las altas frecuencias, posteriormente es amplificada y llevada a una bocina que será la encargada de convertir la señal eléctrica en sonido. El proceso de traslación es el inverso en el receptor que en el transmisor, por lo tanto este método de recibir la señal original se llama detección síncrona o detección coherente. Consideremos ahora el receptor más sencillo y rudimentario, que es el receptor de galena.

#### RECEPTOR DE GALENA.

Se le dió este nombre debido a la galena que usa para su funcionamiento, el cual es un mineral que se usa como semiconductor ( estado sólido ) y está constituido por sulfuro de hierro y sulfuro de plomo. Contra la superficie del material se oprimía un alambre fino y puntiagudo, que recibió el nombre de bigote de gato. Cuando se lograba hallar un punto sensible en el material circulaba a través de la unión, una corriente considerablemente mayor en un sentido que en el opuesto, produciéndose así la rectificación; pero la Galena, un dispositivo de estado sólido, es una parte del receptor; la otra parte lo constituyó el sintonizador, este sintonizador opera por rechazo, es decir, presenta las características típicas de un circuito resonante en paralelo que es una impedancia teóricamente infinita a la frecuencia de la onda sintonizada.

Cumpliendo por lo tanto con la igualdad:

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_c}}$$

Se cumple que

$$z = \frac{j\omega L \times \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \infty$$

Para posteriormente pasar por el diodo para su demodulación y seguir su trayectoria hacia el reproductor, la siguiente figura.- (II.2) nos ayuda a visualizar de mejor forma lo anteriormente expuesto:

Para describirlo con palabras haremos un listado de sus ventajas y desventajas, como en el caso anterior del transmisor mopa:

#### VENTAJAS.

- + Económico.
- + No requiere ajuste.
- + No requiere batería.
- + Pocos elementos.

#### DESVENTAJAS.

- + Poca potencia de salida.
- + Poca selectividad.
- + Gran antena.
- + Poca fidelidad.
- + Poca sensibilidad.
- + Poca estabilidad.

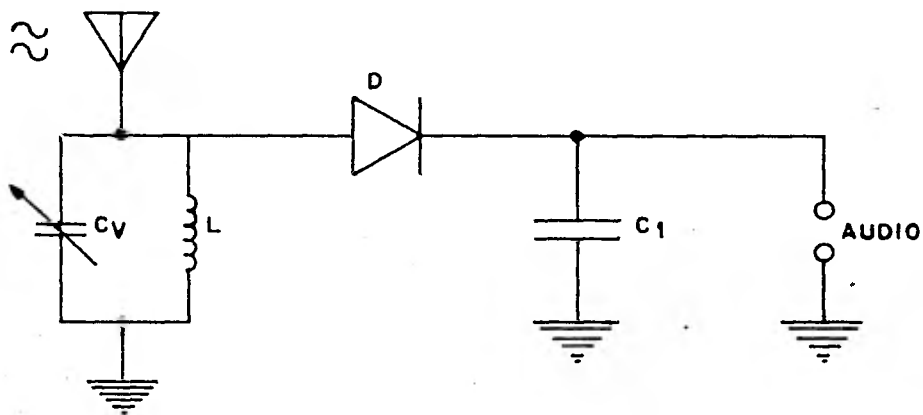
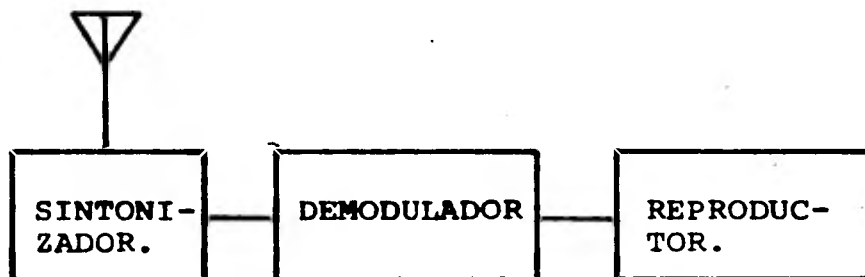


FIG. (IL 2) RECEPTOR DE GALENA.

Como se podrá notar es un receptor de lo más sencillo pero que tiene muchas desventajas. Ahora veamos el siguiente diagrama que es un diagrama a bloques de un receptor de A. M. poco detallado.

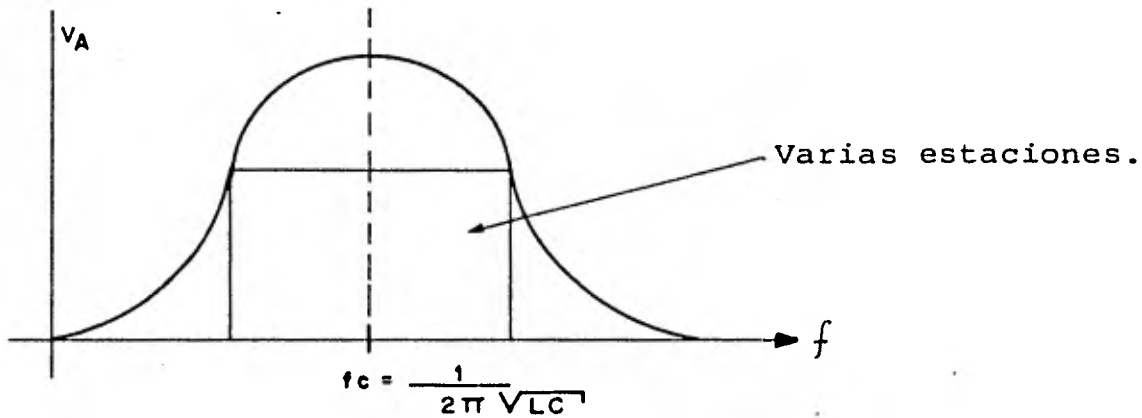
### RECEPTOR SUPERHETERODINO.

Este receptor es actualmente el de mayor uso común en los sistemas de Comunicación Comercial y es algo semejante al anterior Receptor, el de Galena, ya que comprende las etapas fundamentales de la recepción, en un diagrama de bloques:

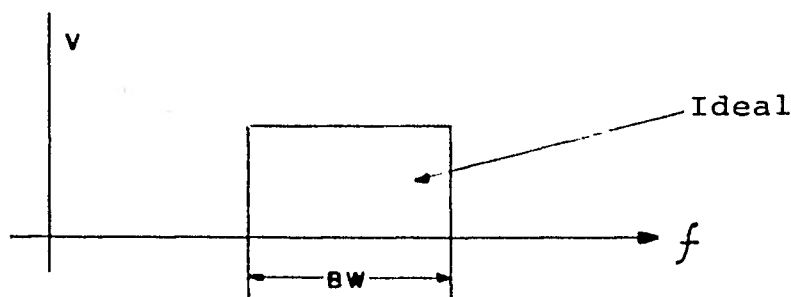


Este diagrama de bloques muestra como ya lo hemos dicho, sólo las partes fundamentales de la recepción, a este sistema se le fueron agregando etapas que contribuyen a la mejor recepción del mensaje transmitido. Para mostrar el Receptor Superheterodino completo, analicemos algunos detalles de su concepción. Un problema serio que se presenta es el sintonizador. Debía de ser tal, que sólo dejara pasar la frecuencia deseada y rechazara totalmente las frecuencias que no se desean, el tipo de circuito que se tiene como sintonizador, que es el circuito resonante paralelo, tiene ciertas características que no lo hacen cumplir totalmente con esta condición. Podríamos asegurar que la característica más crítica para este uso, es su ancho de

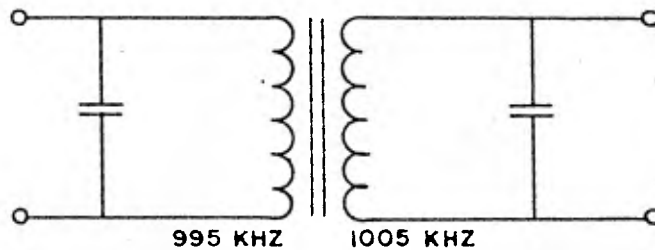
banda inadecuado, ya que además de dejar pasar la frecuencia deseada o frecuencia central ( $\omega_c$ ) deja pasar las frecuencias cercanas a ésta, en la figura.- se puede apreciar.



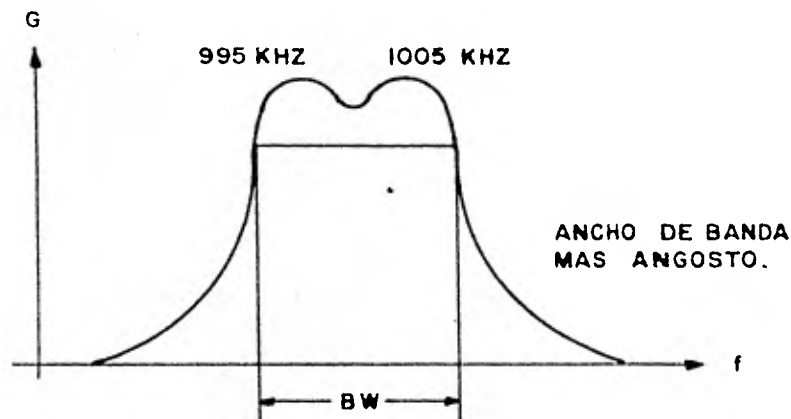
en lo que se pensó inmediatamente fue en tener un circuito con características ideales o lo más cerca posible a lo ideal, que cumpliera lo más cercano posible con la gráfica de la figura.



Por lo que se llegó al uso del transformador sintonizado, que se representa en la figura



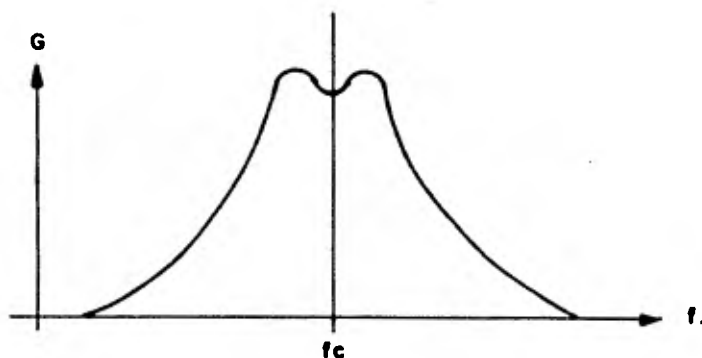
Con este tipo de circuito se logra una característica que se aproxima bastante a lo que se necesita para el uso en los receptores como se puede apreciar en la figura.



Detengámonos un poco y analicemos este arreglo. El transformador con sintonía doble o transformador sintonizado, con el primario y el secundario, sintonizados a la misma frecuencia, tiene dos circuitos resonantes, cada uno de los cuales trata de seleccionar la frecuencia resonante y rechazar todas las demás. La curva de tal circuito, con

un coeficiente de acoplamiento bajo, es el producto de las dos curvas separadas. Es decir, en el punto donde sería la magnitud máxima para un solo circuito, la respuesta de los dos circuitos en magnitud es el producto de sus magnitudes. Cuando están acoplados débilmente, los dos circuitos sintonizados producen una anchura de banda que es aproximadamente la cuarta parte de la de una de las bobinas sola, suponiendo la misma "Q" para ambas.

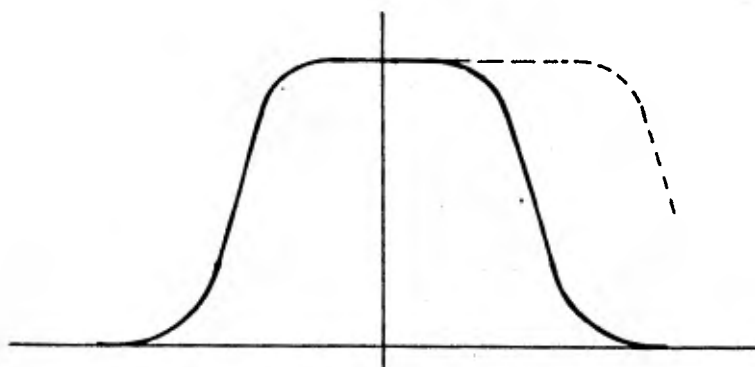
A medida que aumenta el acoplamiento, la curva de la corriente primaria empieza a caer a la frecuencia resonante, debido a un efecto de resistencia que el secundario acopla con ella. Su curva resulta parecida a la de la figura siguiente.



Corriente  
primaria.

En cuanto se produce la disminución de la corriente primaria, la curva de la corriente secundaria ya no crece al aumentar el acoplamiento tan rápidamente como lo hacía sin caída del primario, por lo que dicha curva de corriente secundaria se aplanan en la cumbre. (figura).

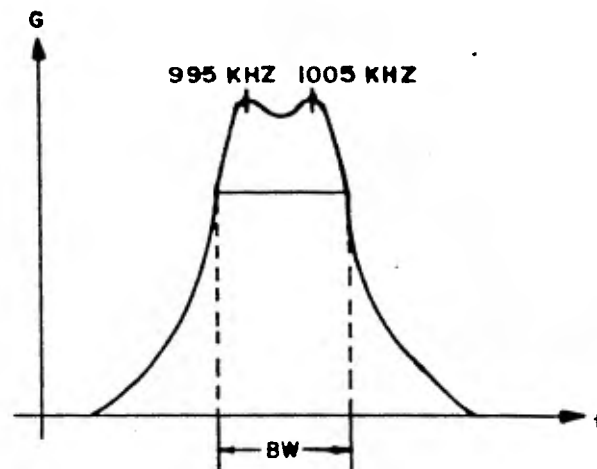




Corriente  
secundaria.

A medida que aumenta el acoplamiento entre primario y secundario, la curva se aplanada cada vez más, hasta llegar a un punto en que un aumento del acoplamiento, hace que deje de aumentar la amplitud de pico de la corriente secundaria. A este valor de acoplamiento se le denomina acoplamiento crítico. Con acoplamiento crítico, el ancho de banda es mayor que cuando ambos circuitos están acoplados débilmente, pero con amplitud máxima. Si las dos bobinas tienen una "Q" de valor alto, la anchura de banda puede seguir siendo relativamente pequeña. Hay ocasiones en que se desea una respuesta con el pico aplanado. En consecuencia, los dos circuitos se acoplan con el valor crítico. Para lograr la máxima agudeza de la curva, se acoplan con un valor inferior al crítico.

Si se aumenta el acoplamiento por encima del valor crítico, disminuye el pico de corriente del secundario en la resonancia y aparecen dos picos, uno a cada lado, se dice entonces que los dos circuitos están super acoplados, dán donos la figura que inició esta explicación y que se reproduce aquí:



Los picos de las dos jorobas, tienen casi la misma amplitud que con acoplamiento crítico, pero el ancho de banda es mayor. En ocasiones a esta respuesta con doble joroba, se le llama sintonía escalonada.

Este tipo de circuito tiene un grave defecto que no es variable. Puede variar el núcleo, sí, pero muy poco, por lo que no alcanza a abarcar toda la gama de frecuencias que se tienen, ésto supondría que no se tiene solución alguna, ya que un circuito sí es variable, pero con un ancho de banda grande y otro, con un ancho de banda angosto pero que no es variable, la solución a este problema fue unir o más bien complementar las funciones o características de ambos circuitos para así obtener un resultado conjunto que cumpliera con poder seleccionar una estación de entre todas. Por lo que se llegó al resultado de utilizar un circuito de banda ancha que cubriera todas las frecuencias según se desee y pudiera posteriormente utilizar los circuitos de banda angosta y de una frecuencia fija. Estos circuitos reciben el nombre de pasos de frecuencia intermedia o frecuencia diferencia.

Ahora pasemos a la siguiente etapa del Receptor Superheterodino que es precisamente la parte correspondiente a la heterodinación, consiste en cambiarle de portadora a la señal que se obtiene del sintonizador, es fácil predecir la frecuencia que tendrá esa Portadora. Por supuesto, la frecuencia será, la frecuencia a la que están sintonizados los pasos de frecuencia intermedia. Pero este cambio de Portadora no le afecta solamente a la señal de la estación de radio que deseamos sintonizar, sino también a la de las estaciones que se encuentran próximas a la estación, seleccionada.

Esto sucede debido a las características del circuito sintonizador que mencionamos anteriormente.

Las estaciones que también alcanzan a pasar se encuentran a

una frecuencia arriba y abajo de la frecuencia Portadora, ésto es: Si sintonizamos una estación cuya frecuencia es 900 KHZ también estarán pasando otras dos o tres estaciones que podrían tener las frecuencias de 800 KHZ una, y la otra, 1000 KHZ entonces el resultado sería que al realizarse la heterodinación se tendrían tres posibles frecuencias que serían 350 KHZ, 450 KHZ y 550 KHZ. Podemos constatar esta enorme desventaja que se tendría si sólo se usase el sintonizador variable. Es aquí donde entra en juego el otro circuito filtro el cual se encuentra a una frecuencia de 450 KHZ a 460 KHZ, resulta evidente que sólo la señal que tenga una Portadora entre 450 y 460 KHZ podrá pasar.

Regresemos un poco y analicemos la forma en que se realiza la heterodinación que como ya digimos, es un proceso mediante el cual se le cambió de Portadora a la Señal recibida. El proceso consiste en generar una frecuencia localmente, para que se mezcle con la señal recibida y poder dar la F.I. (frecuencia intermedia). Lo importante del proceso es generar una frecuencia que sea 450 KHZ más alta que la sintonizada es decir:

$$f_{OL} = f_r + 450 \text{ KHZ.}$$

ésto se logra uniendo mecánicamente los capacitores variables, tanto del sintonizador como del oscilador local, con la diferencia de que las placas paralelas del oscilador local sean más pequeñas que las del sintonizador para lograr que la frecuencia de oscilación sea más alta, y poder cumplir con la igualdad anterior.

A todo ésto, le sigue la parte demoduladora, y podemos decir que, si una onda Portadora que se recibe está modulada en amplitud por la voz, un tono o música, es posible detectar la variación de la amplitud de la Portadora con un simple circuito filtro rectificador de media onda, como el que podemos apreciar en la figura (II.3).

Al final de esta etapa tenemos ya una señal eléctrica que es posible amplificar lo suficiente para poderla enviar al sistema reproductor.

Un diagrama de bloques de todo el sistema nos ayudará a visualizar todo lo dicho, ver figura (II.4)

En la figura siguiente (Fig. II.5 ) podemos apreciar en forma más completa cada uno de los elementos y su conexión eléctrica.

Después de haber visto todo lo anterior nos podríamos preguntar el por qué del nombre Superheterodino y no nada más Heterodino.

Para explicar el nombre regresemos a la figura No. (II.4) y observemos la parte que corresponde a los bloques del sintonizador, mezclador y oscilador local. Asignémosle una frecuencia " $f_1$ " al sintonizador y al oscilador local, una frecuencia " $f_2$ ". Recordemos la expresión que caracteriza a la frecuencia del oscilador local.

$$f_2 = f_1 + 455 \text{ KHZ} .$$

Podemos en base a la expresión anterior, decir que: se le dió el nombre de receptor "Superheterodino" porque la frecuencia

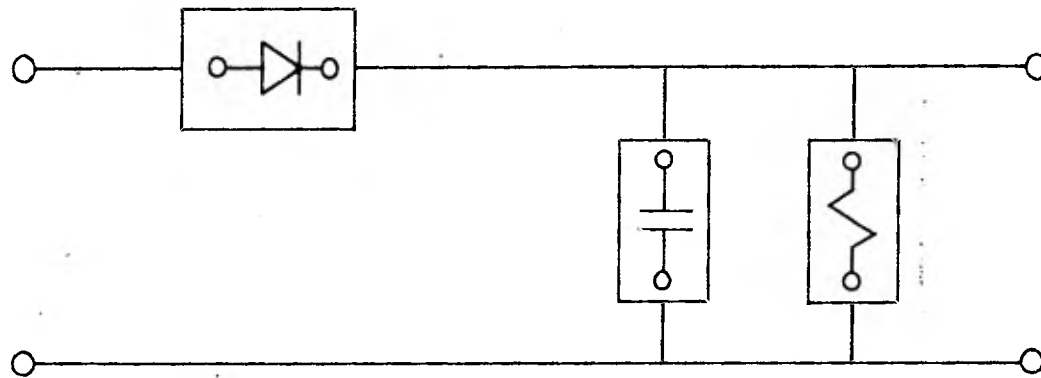


FIG. II.3. DIAGRAMA DE UN RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA.

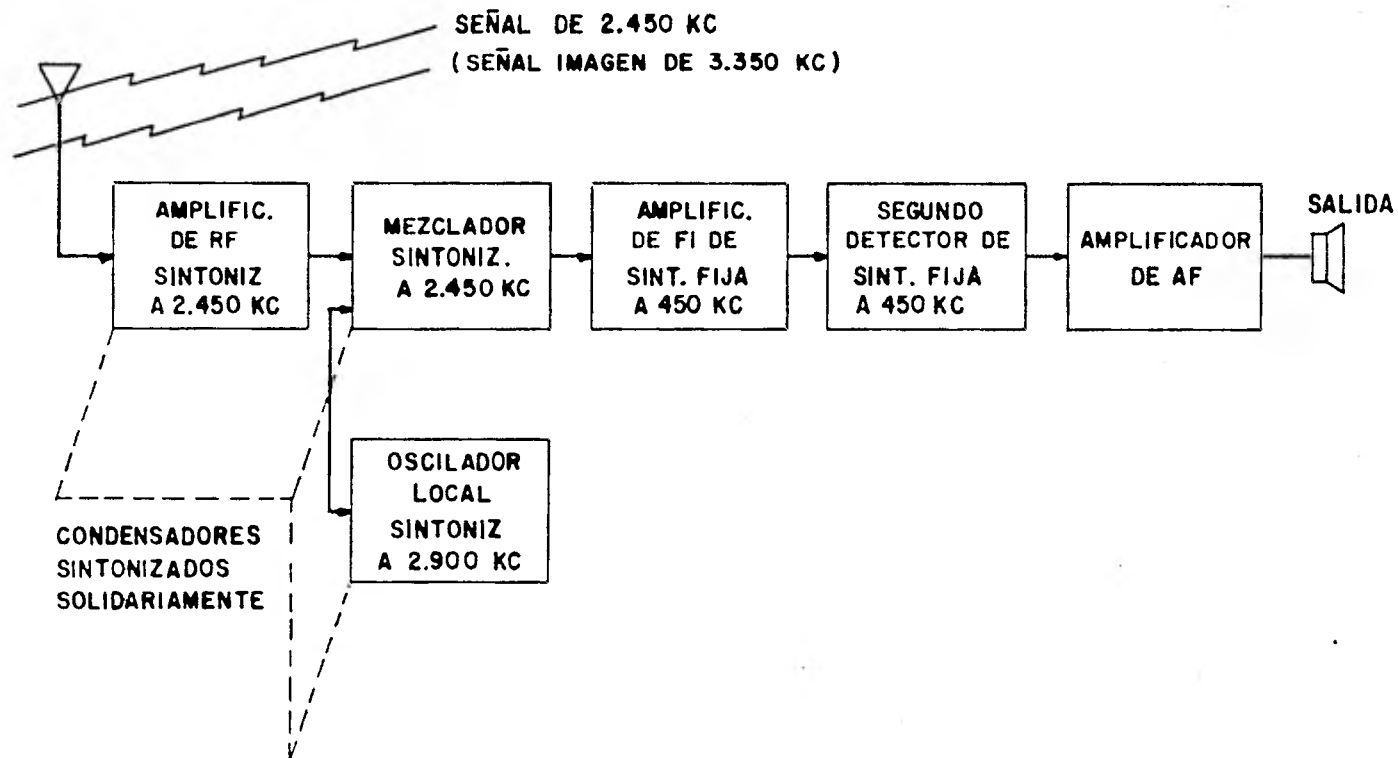


FIG. II.4. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RECEPTOR SUPERHETERODINO.

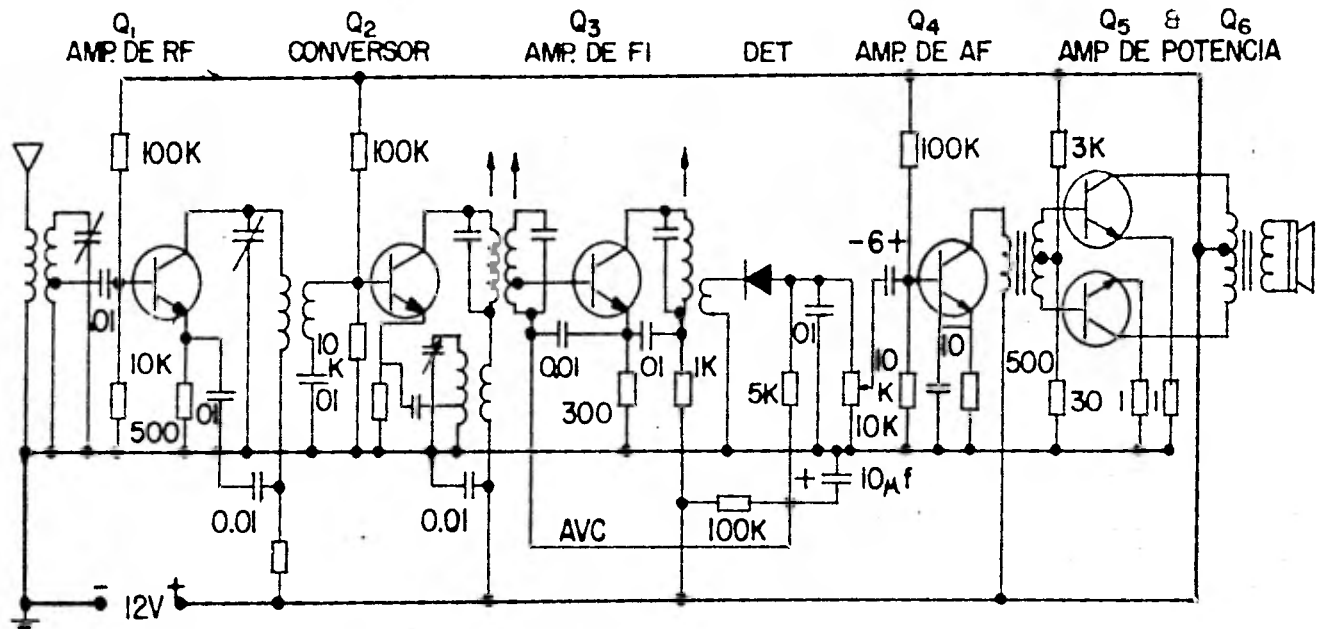


FIG. II.5. DIAGRAMA ESQUEMATICO DE UN RECEPTOR SUPERHETERODINO.



cuencia del oscilador local supera a la frecuencia del sintonizador con 455 KHZ.

Ahora también se puede tener un receptor "Inferheterodino" que estaría basado en la explicación anterior sólo que ahora la frecuencia del oscilador local estaría a una frecuencia menor que la del sintonizador. Tendría 455 KHZ menos.

#### FRECUENCIA IMAGEN.

Cuando se tiene un sintonizador defectuoso, cualquier frecuencia además de la que se bate con la del oscilador local y que produzca una frecuencia igual a la frecuencia intermedia (F.I.) es una imagen. En la mayor parte de los casos, sólo se considera una imagen. Digamos que si la F.I., es 450 KHZ y el oscilador local está oscilando a 8000 KHZ, tanto una señal de 8450 KHZ como una de 7550 KHZ al mezclarse con la del oscilador local producirán la F.I.

## II.2 SISTEMA P.M.

### II.2.1 MODULACION.

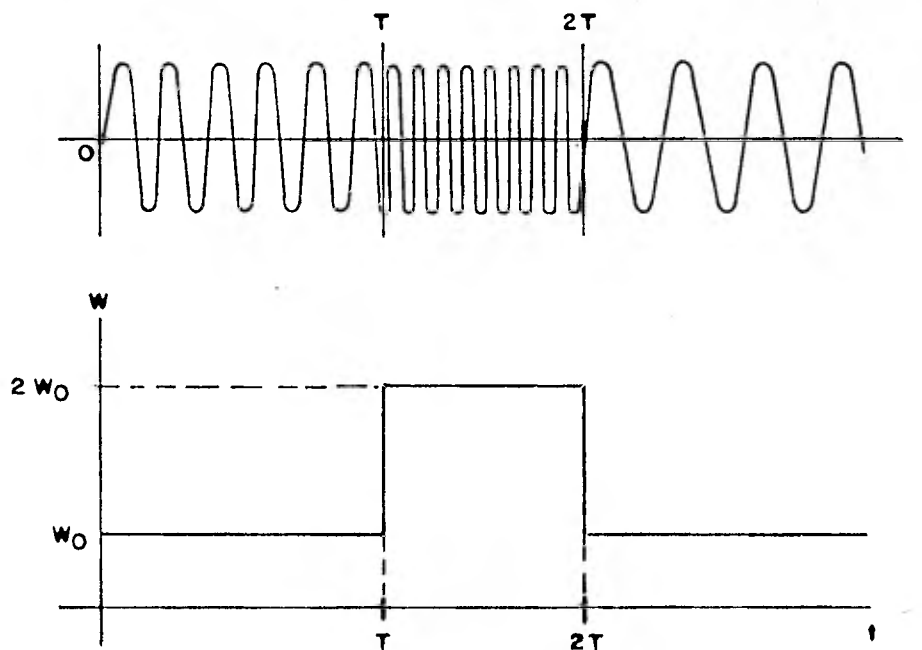
Al hablar del método de modulación en fase, sin proponérselo, estamos hablando de modulación y demodulación del sistema de frecuencia modulada. Ya que ambos métodos corresponden a la teoría de comunicación con modulación angular.

La técnica de P.M. y F.M. se basa en que si una

onda senoidal tiene 3 parámetros: Amplitud, frecuencia y fase, ya que cualquiera de los tres puede hacerse variar proporcionalmente a la señal moduladora, inclusive dos de ellos simultáneamente por lo que podrá variarse la fase. Para darnos cuenta de este método, supongamos una fuente, la cual nos está generando una onda senoidal de amplitud constante y frecuencia constante.

Si repentinamente esa onda senoidal cambiara su frecuencia a dos veces su frecuencia original en un tiempo "T" y además, que en un tiempo 2 T esa onda senoidal volviera a su frecuencia original. Tendríamos como resultado en una gráfica de frecuencia, contratiempo que el transmisor nos ha enviado un "1" o señal alta, es decir, en el extremo receptor se recupera un pulso rectangular.

Gráficamente sería:



Ahora pensemos en que la frecuencia va a variar proporcionalmente a cierta función. Si esa función es una señal de voz, música o datos, estaremos enviando una onda modulada por una señal de baja frecuencia. Ahora diremos que una forma matemática de representar este efecto será el siguiente:

Partamos de la suposición de que tenemos una onda Portadora con una frecuencia constante.

$$\omega_c = \text{CTE.}$$

Por lo que podemos decir que:

$$\theta(t) = \int \omega \, dt = \omega_c t + \theta_0 \quad \omega = \frac{d}{dt} \theta(t).$$

la ecuación que se obtiene es la siguiente:

$$e(t) = E_c \cos(\omega_c t + \theta_0)$$

ahora pensemos en una posible variación de la frecuencia, entonces:

$$\omega_i = \omega_c + k \omega_c m(t). \quad m(t) \text{ mensaje.}$$

$$\theta(t) = \int \omega_i \, dt = \int \left[ \omega_c + k \omega_c m(t) \right] dt.$$

$$\theta(t) = \omega_c t + k \omega_c \int m(t) \, dt$$

de aquí obtenemos que la ecuación de la modulación en frecuencia resulta.

$$e(t) = E_c \cos \left[ \omega_c t + k \omega_c \int m(t) \, dt \right]$$

Para la modulación en fase, regresemos a nuestra ecuación anterior.

$$e(t) = E_c \cos (w_c(t) + \theta_0)$$

Ahora modulémosla en fase, para obtener.

$$\theta(t) = w_c t + \theta_0 + k m(t).$$

El resultado de haber modulado en fase a la ecuación es:

$$e(t) = E_c \cos (w_c(t) + k m(t) + \theta_0).$$

que nos representa a una onda modulada en fase.

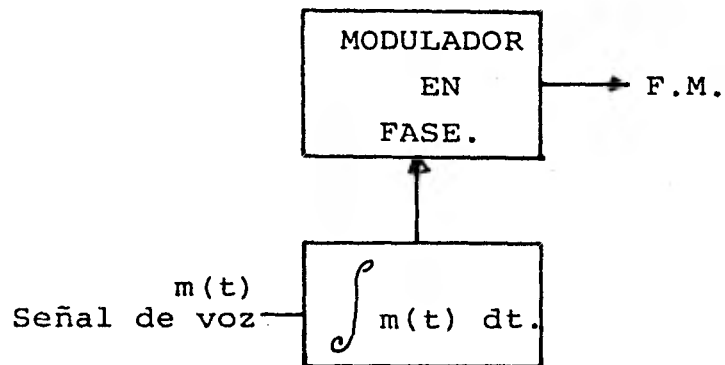
La frecuencia instantánea que se considera, es:

$$w_i = \frac{d\theta}{dt} = w_c + k \frac{dm(t)}{dt}$$

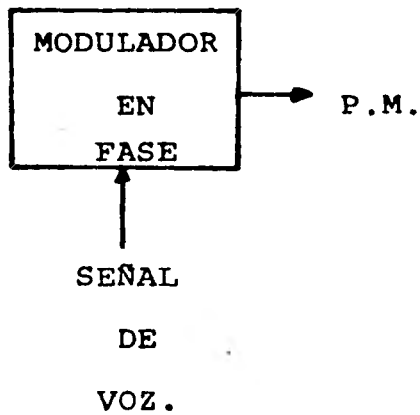
De lo anteriormente expresado, es notorio que aún cuando FM. y P.M. son formas distintas del sistema de modulación angular, se tiene que son similares, ya que en F.M. el ángulo varía linealmente con la integral de la información  $m(t)$ , mientras que en P.M. la variación del ángulo es lineal respecto de la señal modulante  $m(t)$ .

En la práctica, se dice que es más fácil generar una señal de P.M. que una de F.M. por lo que no resulta nada extraño que un método para modular una onda en frecuencia utilice un modulador en fase.

Resumiendo lo anterior en un sencillo diagrama de bloques.



y un diagrama de bloques para un modulador en fase será:

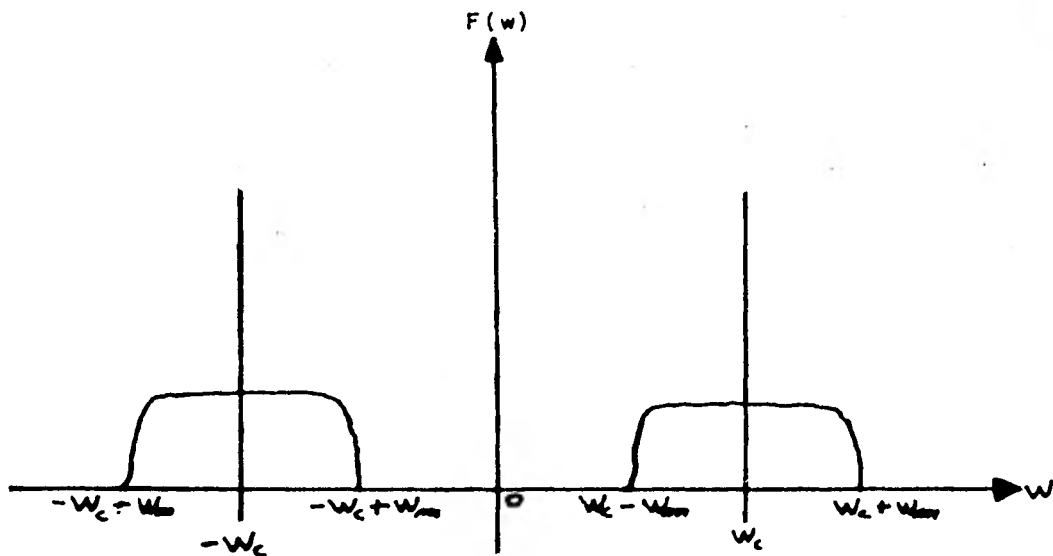


## II.3 MODULACION Y DEMODULACION DEL SISTEMA DE S.S.B.

### II.3.1 MODULACION.

Como se mencionó al inicio de este capítulo, del hecho de que el sistema de Banda Lateral Unica es un caso especial de la modulación en amplitud, podemos entonces partir de los fundamentos de la modulación en amplitud para enunciar brevemente y en términos sencillos la teoría de la técnica de Banda Lateral Unica.

Comencemos analizando el espectro de una señal modulada en amplitud.



Como podemos ver tenemos una redundancia en la transmisión de la información, ya que la información completa la tienen tanto la Banda Lateral superior como la Banda Lateral inferior, es decir, en  $\omega_c + \omega_m$  y en su imagen  $\omega_c - \omega_m$  de aquí nos nace la idea de mandar sólo el espectro de  $\omega_c + \omega_m$  o el de  $\omega_c - \omega_m$ .

Entonces se pensó en mandar sólo una banda lateral ya sea la superior o la inferior. En esta situación sólo se tiene que utilizar la mitad del ancho de banda, de igual modo se tendrá un considerable ahorro de potencia, ya que si comparamos con A.M. normal, sólo se estará utilizando un 16% de potencia en S.S.B. con el mismo alcance y la garantía de que se tiene mayor privacidad ya que no cualquier receptor puede demodular este tipo de señal.

Ya que no es posible separar las dos bandas en alta frecuencia, la obtención de S.S.B. puede basarse en alguno de los dos métodos siguientes.

El primer método consiste en una modulación escalonada, es decir, se inicia con una portadora de baja frecuencia, cerca de lo audible, inmediatamente se hace pasar por un filtro, el cual tiene más posibilidades de eliminar la otra banda lateral. Pero a esta frecuencia no se puede transmitir, no hay antena capaz de lograrlo. Entonces se vuelve a modular en amplitud, como en el primer paso, y se vuelve a filtrar para separar la banda deseada de la no-deseada, después de varios pasos de modulación y filtrado se tiene ya bastante separación entre las bandas laterales, por lo tanto, se amplifica y se manda al aire. Fig. II.6.

El segundo método se basa enteramente en la desviación de fase, es decir, tanto la Portadora como la moduladora pasan (por separado) por una red de desfase de  $+ 45^\circ$  luego ambas señales son introducidas a unos moduladores balanceados. Las salidas de estos moduladores balanceados son llevadas a un sumador para tener finalmente la señal de S.S.B. Ya sea la banda lateral superior o inferior, la que se amplifica y está ya en posibilidad de ser enviada al aire. Ffig. II.7.

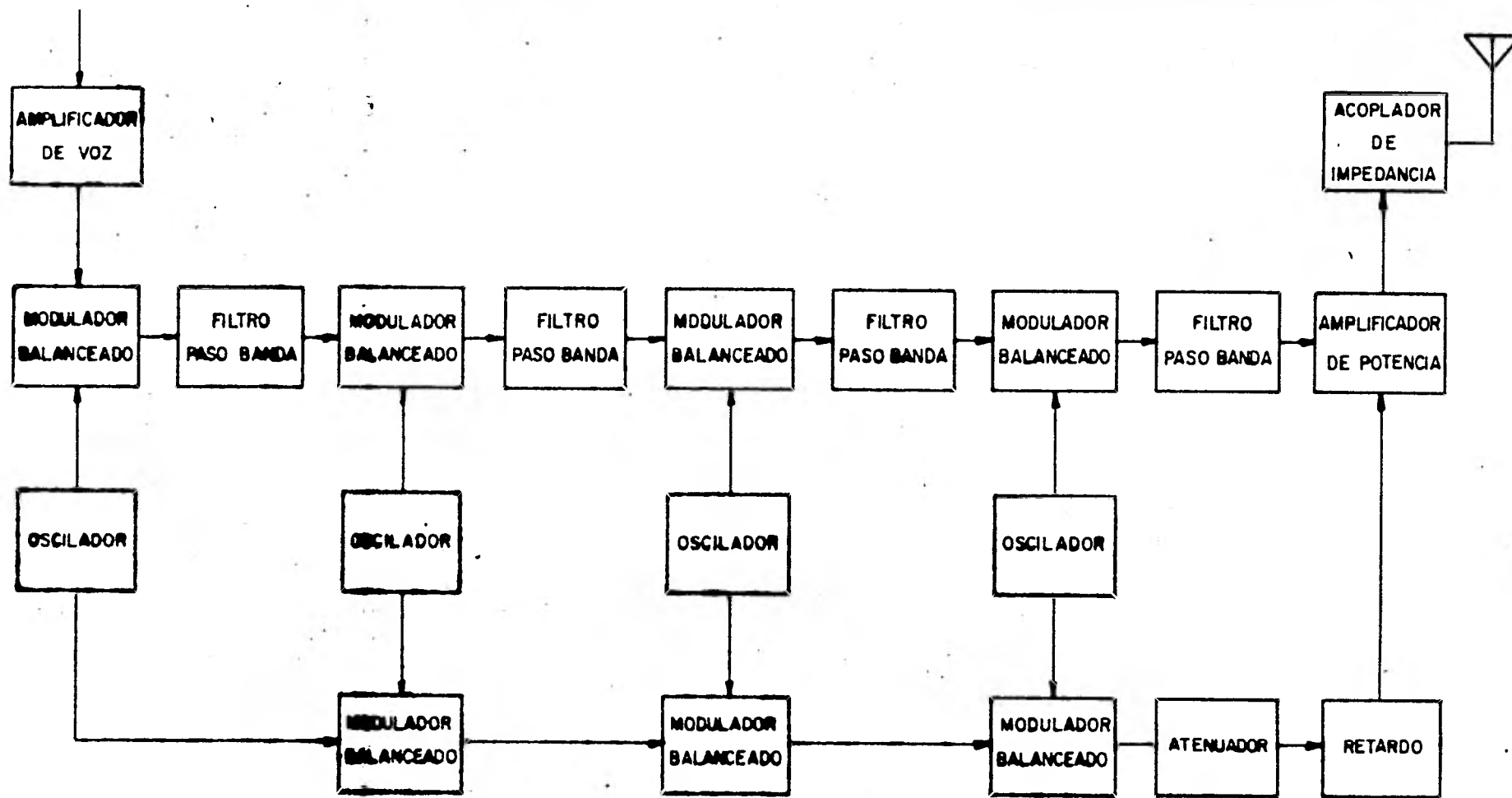


FIG. (II.6) Diagrama de bloques del transmisor de banda lateral única. Modulación Escalonada.



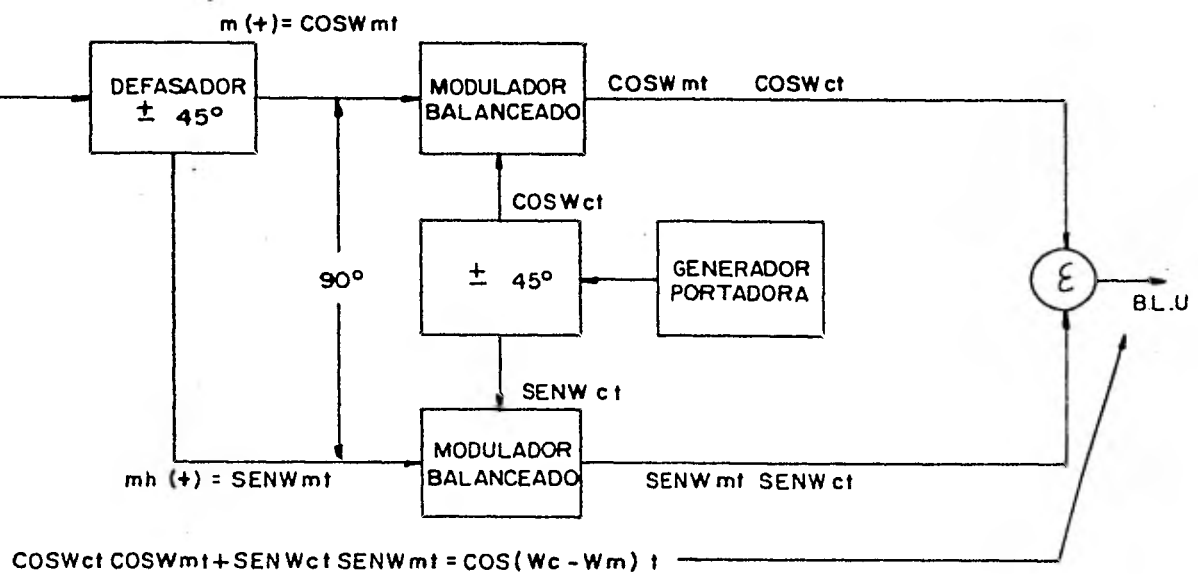


FIG.: (II.7) Diagrama de bloques del generador de banda lateral única. Método de desviación de fase.

Llamemos " $m(t)$ " a una función arbitraria que puede ser cualquier mensaje, voz, música, datos, y llamemos " $m_h(t)$ " a la señal que es su conjugada.

Esta señal  $m_h(t)$  es la transformada de Hilbert de  $m(t)$ . - Técnicamente la señal  $m_h(t)$  se puede obtener mediante el uso de alguna red, ya sea pasiva o activa que cumpla con las características de tener una respuesta en amplitud constante y una respuesta a la fase tal que sea  $90^\circ$  de la señal  $m(t)$  a todas las frecuencias.

Esta red no hace otra cosa que correr la fase de cualquier señal para todas las componentes de frecuencia positiva por  $-90^\circ$  y todas las componentes de frecuencia negativa por  $+90^\circ$ .

En ambos casos se tiene que enviar al receptor una pequeña muestra de la señal Portadora para que sin cronice su generador de Portadora, ya que cualquier diferencia entre la frecuencia Portadora de la señal enviada y la frecuencia generada en el re ceptor para utilizarla en su demodulación, podría causar distorsión, ya que no se dá lugar a la de tección sincrónica.

### II.3.2 DEMODULACION.

Ya que se ha visto un par de métodos para obtener la S.S.B. tratemos de explicar la forma de recu perar la información contenida en la propia señal de S.S.B.

Para recobrar la información enviada en la señal de S.S.B., se tiene que retrasladar el espectro de la señal a su posición original; un método análogo pero no igual a la demodulación de A.M. convencional. A la señal de S.S.B. recibida se le multipli ca por la onda de frecuencia idéntica a la de Por tadora de la señal enviada. La salida es enviada a la entrada de los amplificadores y posteriormente se separan por medio de un filtro, las señales indeseables de la información. Pero veamos más de talladamente esa multiplicación. Al llegar la se ñal S.S.B. a la antena es pasada por un mezclador de aquí resulta una señal de frecuencia más baja, la cual contiene a la información deseada y parte de la portadora.

Posterior a una amplificación se alimenta a un modulador balanceado y a un filtro, el cual detecta la frecuencia de la Portadora. Regresemos al modulador balanceado, al cual se le alimenta la señal que contiene a la información y la Portadora, además de la señal de la portadora detectada por el filtro. A la salida del modulador balanceado obtenemos la información, la que es luego pasada por un filtro para eliminar el ruido. La salida de ese filtro es llevada a los amplificadores para posteriormente alimentar a una bocina.

Como los dos métodos de obtención de S.S.B., dan idéntico resultado, el receptor no tiene por qué ser diferente.

La única cosa que puede alterar al circuito del receptor, es la ausencia de la portadora piloto en la transmisión. En tal caso, el filtro de ranura y el amplificador del piloto ceden su lugar a un oscilador local. Fig. II.8.

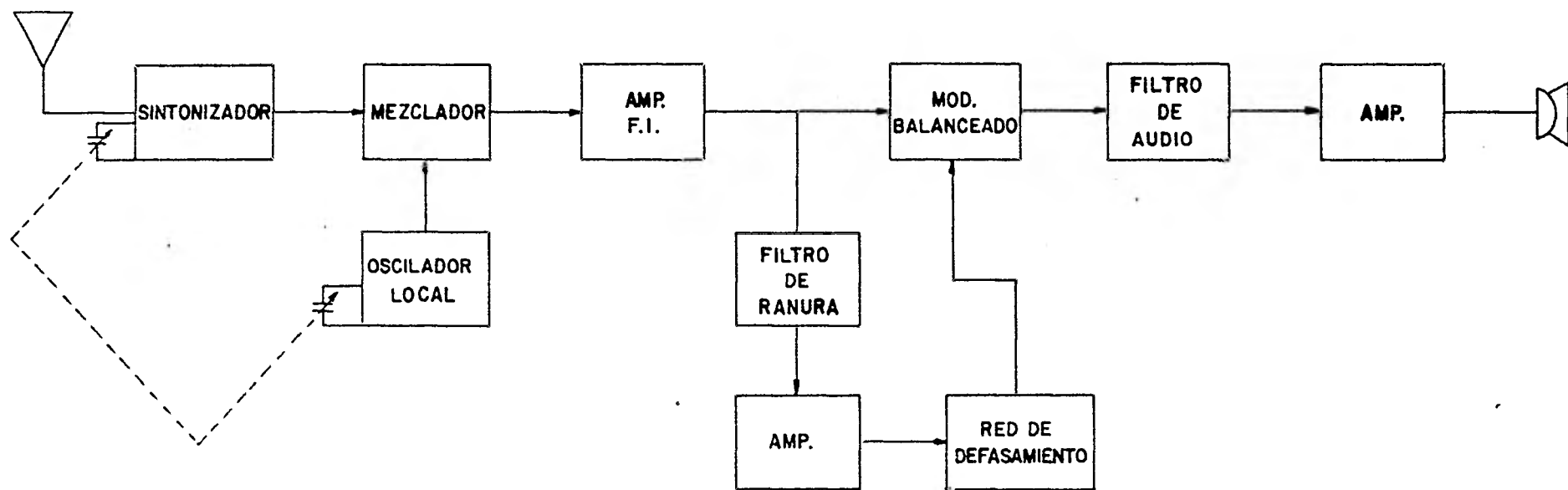


FIG. (II.8) CIRCUITO DEMODULADOR DE S.S.B.

## CAPITULO III

### METODOS PARA OBTENER C.S.S.B.

#### III.1 INTRODUCCION.

En este capítulo se expondrán y analizarán las teorías antes mencionadas, naturalmente, relacionadas con la Banda Lateral Unica Compatible. Se trata con ésto de ilustrar la diversidad de formas con las que se busca la completa compatibilidad del sistema. Los esfuerzos realizados por conseguir la total compatibilidad han sido de diferentes laboratorios que independientemente o en conjunto se esfuerzan por lograr un efectivo avance en el sistema de la Banda Lateral Unica Compatible. Es por ello que algunas teorías variarán en algunos puntos, pero en lo esencial coinciden, y ésto refuerza la idea de conseguir el sistema que sea capaz de lograr que las transmisiones con Banda Lateral Unica Compatible no sean sólo recibidas por receptores de Banda Lateral Unica, sino también que sean recibidas por receptores comunes de A.M. que resultan de un costo menor que el de receptores de S.S.B.

Todo lo anteriormente expuesto, deja entrever que la mejor aplicación sería en radio comercial, por la ya conocida economía de potencia, cualidad característica de la Banda Lateral Unica.

## III.2 PRIMER METODO.

## Banda Lateral Unica con Portadora Completa.

Este primer método es bastante teórico, surgió de la observación de la expresión de la Banda Lateral Unica con Portadora Completa (SSBHPC). La ecuación a la que se hace referencia es la siguiente:

$$f_1(t) = \text{SSBHPC}$$

$$\text{SSBHPC} = A \cos W_c t + m(t) \cos W_c t + m_h(t) \sin W_c t$$

en donde  $m_h(t)$  cumple con ser una función igual a  $m(t)$ , pero defasada a  $90^\circ$ . De la ecuación podemos suponer que es posible recuperar a la  $m(t)$  de la propia  $f_1(t)$  por la aplicación de la detección síncrona, pero también la amplitud "A" de la Portadora adicional es bastante grande. Por lo que la señal  $m(t)$  se recupera totalmente de  $f_1(t)$  con el detector de envolvente o rectificador.

Para una mejor comprensión de todo lo anterior, expresamos  $f_1(t)$  en la forma siguiente:

$$\text{SSBHPC} = [A + m(t)] \cos W_c t + m_h(t) \sin W_c t.$$

SSBHPC es la suma de 2 vectores defasados  $90^\circ$  la magnitud de SSBHPC es  $e(t) = [A + m(t)]^2 + m_h^2(t)]^{1/2}$

$$y \quad \theta(t) = -\tan^{-1} \frac{m_h(t)}{A + m(t)}$$

$$\text{SSBHPC} = e(t) \cos (W_c t + \theta(t))$$

Resulta claro que  $e(t)$  es la envolvente de la señal  $f_1(t)$  de Banda Lateral Unica con portadora de alta potencia.

Suponiendo que la señal ya se tiene en el lado Receptor, y que se aplica a la entrada del detector de envolvente, la salida de este detector será  $e(t)$  en donde  $e(t)$  como se dijo anteriormente, resulta.

$$e(t) = \left[ (A + m(t))^2 + m_h^2(t) \right]^{1/2}$$

$$= A \left( 1 + \frac{2m(t)}{A} + m^2(t)/A^2 + m_h^2(t)/A \right)^{1/2}$$

ahora, tomando en cuenta unas suposiciones:  $A \gg m(t)$  entonces  $A \gg |m_h(t)|$  podemos decir que  $m^2(t)/A^2$  y  $m_h^2(t)/A^2$  resultarán despreciables para la expresión anterior por lo que se puede reducir a la expresión siguiente:

$$e(t) \approx A \left( 1 + \frac{2m(t)}{A} \right)^{1/2}$$

desarrollando el binomio y despreciando términos mayores por la suposición de que  $m(t)/A \ll 1$  se llega a que:

$$e(t) \approx A \left( \frac{1 + m(t)}{A} \right) \text{ o sea } e(t) = A + m(t)$$

de todo esto, es posible deducir, que una señal de Banda Lateral Unica con Portadora de alta potencia, se puede demodular con un detector de envolvente común, con sólo una pequeña cantidad de distorsión.

Pero si reconsideramos la condición inicial de que  $A \gg m(t)$  o sea que se tenga una señal con un porcentaje de modulación mucho muy bajo, veremos que esto resulta casi inoperable, ya que se deberían de manejar señales extremadamen

te pequeñas y serían extremadamente encubiertas por el ruido del canal de transmisión. Basándose en lo anterior, se afirma que no es recomendable este tipo de sistema para Banda Lateral Unica compatible.

### III.3 SEGUNDO METODO.

Iniciemos la exposición de este método recordando los motivos que conducen a buscar una posible solución al problema de la compatibilidad. Digimos que el sistema puro de modulación en amplitud era de considerarse desperdicio de ancho de Banda por la razón de que las dos Bandas Laterales contienen la misma información y es un desperdicio en potencia porque la Portadora no lleva información. Claro está, que posee el sistema la gran ventaja de que sólo es necesario un simple detector en el lado receptor, para recuperar la envolvente. Comparándolo con el sistema de Banda Lateral Unica, éste resulta más eficiente en lo que respecta a la preservación de ancho de Banda y potencia, pero resulta que requiere un receptor más complicado para así poder brindar la demodulación. Podemos citar la radio difusión comercial como un buen ejemplo en el que el sistema A.M. completo prevalece, por la razón del número de receptores a número de transmisores, esto hace que el simple receptor para casa sea un factor decisivo.

Podemos demostrar que la envolvente de una onda de S.S.B. no es una buena representación, de la señal



original que modula la amplitud de la onda senoidal portadora. ( apéndice 1 ).

Como ya lo hemos mencionado anteriormente se ha realizado un sinnúmero de estudios tendientes a encontrar una solución para lograr la simultánea satisfacción de los requerimientos de: · Ocupar la frecuencia o ancho de banda de una señal S.S.B. y a la vez tener una relación lineal de la envolvente a la señal moduladora.

Mencionemos brevemente un sistema de banda lateral única compatible que ha sido propuesto algunas veces y que está basado en aproximaciones para ciertos tipos de señales.

Para empezar diremos que, se hicieron aproximaciones para asegurar la compatibilidad de una sola componente de señal senoidal. Como la envolvente de la onda fue derivada por métodos no lineales, este sistema de banda lateral única se altera cuando se utilizan más componentes de una señal.

El método sugerido por Van Kessel, selecciona de una onda de A.M. convencional a la portadora y a una banda lateral. Posteriormente las hace pasar por un sistema "cuadrador", y la salida de este cuadrador la introduce a un filtro paso banda, el cual se haya centrado en la segunda armónica de la frecuencia portadora.

La señal de banda lateral única con portadora se expresa en la forma siguiente:

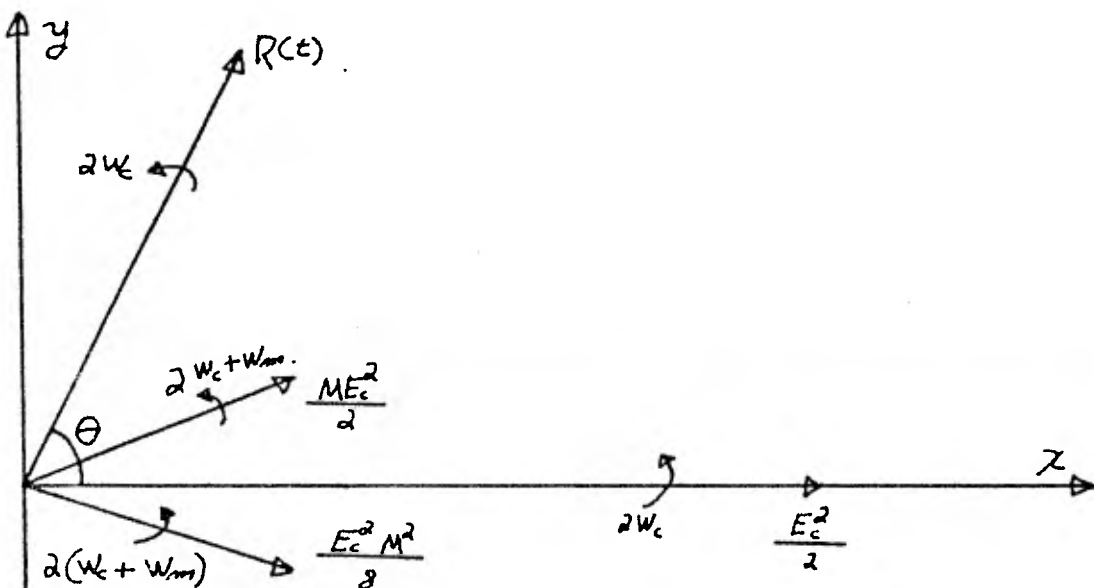
$$f_1(t) = E_c \left[ \cos W_c t + \frac{M}{2} \cos (W_c + W_m) t \right]$$

Esta señal se introduce al sistema cuadrador, y a la salida obtenemos la señal

$$\begin{aligned} f_2(t) &= E_c^2 \left[ \cos W_c t + \frac{M}{2} \cos (W_c + W_m) t \right]^2 \\ &= \frac{E_c^2}{2} \left[ 1 + \cos 2W_c t + \frac{M}{2} \cos (2W_c + W_m) t \right. \\ &\quad \left. + M \cos W_m t + \frac{M^2}{4} + \frac{M^2}{4} \cos 2(W_c + W_m) t \right] \end{aligned}$$

y la salida del filtro paso banda será:

$$\begin{aligned} V_2(t) &= \frac{E_c^2}{2} \left[ \cos 2W_c t + M \cos (2W_c + W_m) t + \right. \\ &\quad \left. + \frac{M^2}{4} \cos 2(W_c + W_m) t \right] \quad \text{--- (1)} \\ &= \frac{E_c^2}{2} R(t) \cos \left[ 2W_c t + \theta(t) \right] \end{aligned}$$



En donde a la función de la envolvente  $R(t)$  se le define como:

$$R(t) = \left\{ \left[ 1 + M \cos W_m t + \frac{M^2}{4} \cos 2 W_m t \right]^2 + \left[ M \sin W_m t + \frac{M^2}{4} \sin 2 W_m t \right]^2 \right\}^{1/2}$$

$$= 1 + \frac{M^2}{2} + M \cos W_m t .$$

De la ecuación (1) se puede obtener el espectro de esta señal C.S.S.B:

La señal portadora la tenemos situada a una frecuencia de  $2 W_c$  y la primera banda lateral superior aparece a una frecuencia de  $2 W_c + W_m$ , la segunda banda lateral superior aparece a una frecuencia de  $2 W_c + 2 W_m$ .

Esta segunda banda lateral superior, permite que la envolvente de la señal SSB se asemeje a la de una onda de A.M.

La magnitud de esta segunda banda lateral superior es muy pequeña ya que está afectada por el coeficiente  $\frac{M^2}{4}$  y como  $M < 1$ , se puede decir que  $M^2/4$  es muy pequeño.

La envolvente entonces consiste de un término de D.C. más la señal sin distorsión. Sin embargo, si la señal consiste de dos términos senoidales:

$\frac{M_1}{2} \cos W_{m_1}(t)$  y  $\frac{M_2}{2} \cos W_{m_2}(t)$  la envolvente es en contrada como:

$$R(t) = 1 + \frac{M_1^2}{2} + \frac{M_2^2}{2} + M_1 \cos W_{m_1} t + M_2 \cos W_{m_2} (t)$$

$$+ M_1 M_2 \cos (W_{m_1} - W_{m_2}) t$$

Esta envolvente es distorsionada por la presencia de un término de batido de frecuencias  $\text{Cos} (W_{m_1} - W_{m_2}) t$ . Por lo que el sistema no resulta aplicable ciento por ciento.

### III.3.1 SISTEMA CUADRATICO.

Para iniciar este método hagamos primero unas breves consideraciones referentes al sistema convencional de banda lateral única. Es bien sabido que una onda de banda lateral única, generada por cualquier técnica convencional, se puede considerar como la resultante de una modulación de 2 portadoras en cuadratura por un par de señales que a su vez se hayan en cuadratura de fase.

Basados en lo expuesto en la página 50, podemos dar una expresión para la onda de banda lateral única.

$$\text{S.S.B.} = m(t) \text{ Cos } W_c t - m_h(t) \text{ Sen } W_c t$$

La ecuación anterior nos expresa a la señal de banda lateral alta, lo que nos conduce a la consideración de que abajo de la frecuencia de la portadora, no se va a tener ninguna señal que se origine por la señal  $m(t)$ .

A la ecuación de banda lateral única, la podemos expresar de otro modo más conveniente, diciendo que: S.S.B. es la suma de dos vectores defasados  $90^\circ$ ; la magnitud de tal suma es:

$$R(t) = \sqrt{m^2(t) + m_h^2(t)}$$

$$\vartheta(t) = \frac{m_h(t)}{m(t)}$$

Por lo que tenemos a la ecuación de la banda lateral única de la siguiente forma:

$$S.S.B. = R(t) \cos(W_c t + \vartheta(t)).$$

y se hace la consideración de que una onda de banda lateral única es una onda híbrida, es decir, se haya modulada tanto en amplitud como en fase.

En la figura (III) se muestra un arreglo para banda lateral única compatible.

Es un transmisor completo para generar una onda híbrida que lleva un mensaje en el cuadrado de la envolvente y que además posee la economía espectral de la banda lateral única convencional.

#### Primer Bloque.

El primer bloque es un procesador de señales negativas.

En este circuito la señal de voz es rectificadora y filtrada para obtener una envolvente negativa de variación lenta. - Esta envolvente es invertida y sumada la forma de onda original para así obtener una forma de onda totalmente positiva. Con este proceso no se tiene pérdida de inteligibilidad que se considere de gravedad, ya que se añadió una baja frecuencia virtualmente inaudible a la forma de onda original de la voz.

Para obtener una señal de voz sin valores negativos no es necesario tener que sumar una cierta polaridad que resulta en todo momento igual al valor absoluto del pico más negativo de la señal. Se puede usar una polarización que varíe lentamente siguiendo los picos de la señal de voz y que sea de un valor pequeño cuando sean pequeñas las oscilaciones de la voz. (Fig. III.2).

#### Bloque Logaritmo.

La señal  $f(t)$  la cual es totalmente positiva se lleva a alimentar un segundo bloque que es un dispositivo lineal cuya señal de salida es proporcional al logaritmo de la señal de entrada.

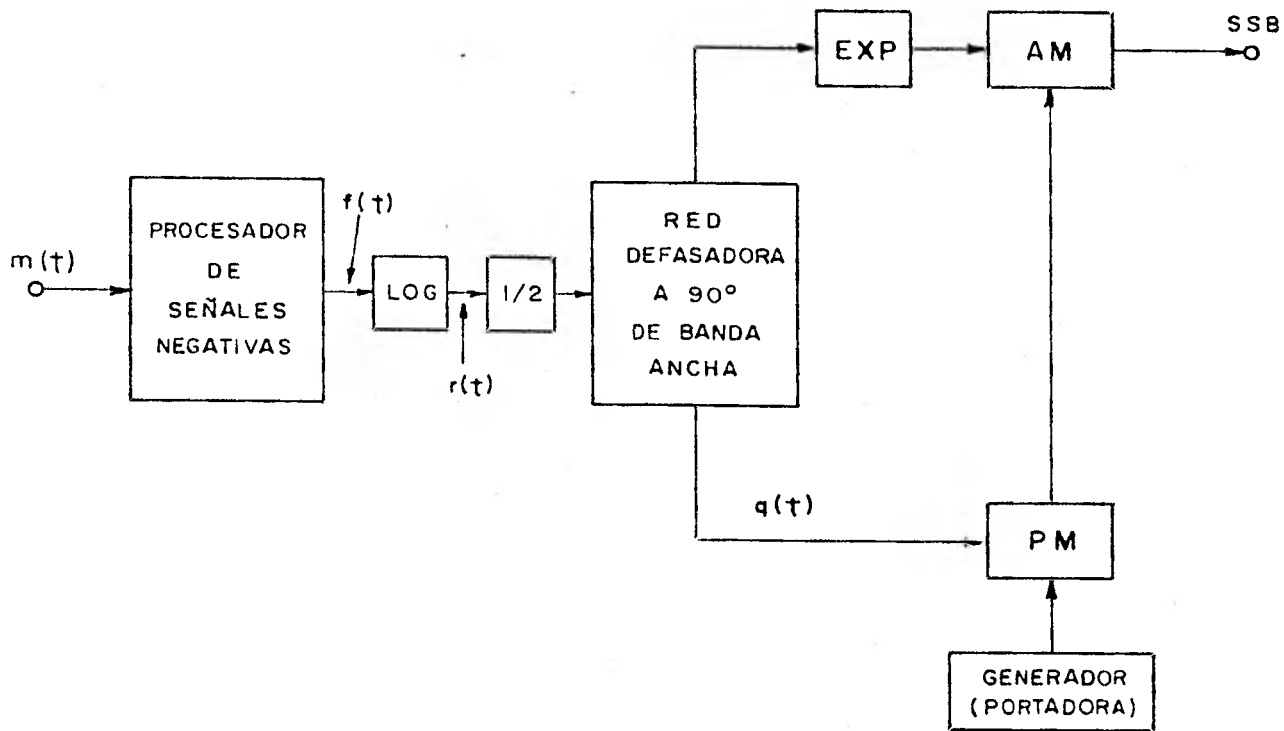


FIG. (III.1) Diagrama de bloques para un transmisor de Banda Lateral Unica Compatible.

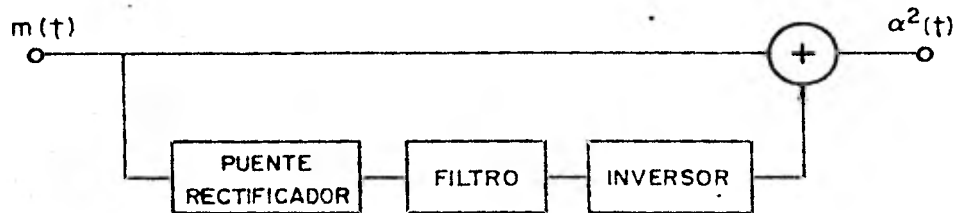


FIG. (IIL.2) Diagrama de bloques para un Sistema Procesador de Señales Negativas.



Utilizaremos ahora un principio fundamental \* que se expresa de la siguiente forma:

Una condición necesaria y suficiente para que una función compleja  $J(t)$  exista y cuya transformada de Fourier, se desvanezca para argumentos negativos, es que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\text{Log } |j(t)|}{1+t^2} dt < \infty$$

Con ésto vemos que lo que se pretende al obtener el logaritmo de  $f(t)$  es obtener una señal que sólo posea espectro en uno de los lados del plano espectral. Ya que si  $f(t)$  también cumple la integral, posee un espectro que sólo tiene información en un lado del plano espectral.

#### Red Defasadora.

Analícemos el siguiente bloque: Una red defasadora a  $90^\circ$  de banda ancha.

En esta red se intenta obtener dos señales de salida las cuales deben tener entre ellas una diferencia de fase de  $90^\circ$ , a partir de una señal de entrada. Ambas salidas son señales conjugadas.

Un sistema que teóricamente es el más adecuado para los propósitos de tener una respuesta en amplitud constante y una desviación de fase de  $90^\circ$  para todas las frecuencias es

\* Paley y Wiener.

el de la figura (III.3) Esta red tiene una respuesta constante en amplitud y una desviación de fase de  $90^\circ$ , pero no a todas las frecuencias, sólo en el rango de 300 a 3000 HZ. Esto, si se es estricto, no cumple totalmente con lo dicho, pero nos ofrece un rango que puede ser aceptable para los fines que se pretenden.

#### Modulador de fase.

Una de las salidas de la red defasadora es  $q(t) = \frac{1}{2} \log. f(t) \quad 90^\circ$ , va directamente hacia el modulador de fase, que recibe además la señal portadora.

¿Qué se va a lograr con esto? Obtener una función portadora la cual ha sido modulada en fase por una señal  $q(t)$  de baja frecuencia.

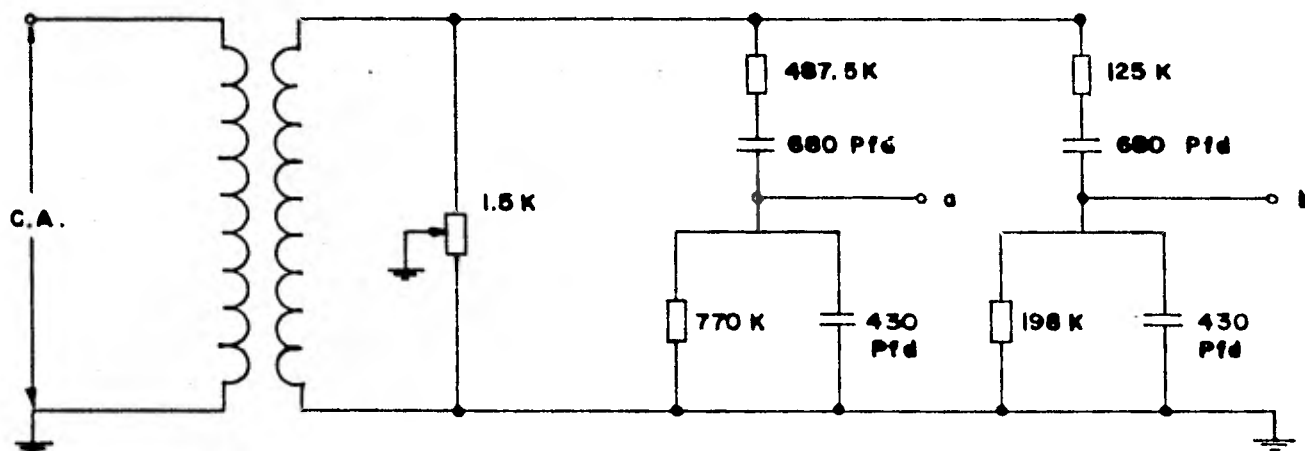


FIG. (III3) Red defasadora  $90^\circ$   
300 - 3000 HZ

$$q(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\text{Log } R(t)}{T-t} dt$$

Lo que nos lleva a decir que cualquier señal, que posea una fase  $q(t)$  es una señal analítica cuyo espectro se desvanece para argumentos negativos.

### Circuito Exponencial y Modulador de Amplitud

La otra salida de la red defasadora de  $90^\circ$ , es pasada por otro dispositivo no lineal con una característica exponencial para obtener la envolvente  $f(t)$ . Después de haber recuperado la señal original  $f(t)$ . Se modula en amplitud con  $f(t)$  a la onda que previamente ha sido modulada en fase por  $q(t)$ , para obtener a la salida del modulador en amplitud la señal de banda lateral única compatible.

Resumiendo: Dada una señal de un ancho de banda  $W$ , y una señal portadora de una cierta frecuencia dada. La modulación simultánea de la portadora en amplitud y fase con la envolvente de la señal, y una fase que se encuentra en cuadratura con el logaritmo de la envolvente, nos dá como resultado una onda híbrida que ocupa una banda por encima de la frecuencia portadora; que tiene un ancho espectral exactamente igual al de la señal o información, y que puede ser procesado igualmente por un receptor de banda lateral que por un receptor de A.M. convencional.

Se argumenta que este sistema es compatible con A.M. convencional aunque no totalmente, pero que la recepción es aceptable.

Aunque se tiene una gran distorsión cuando se utilizan detectores de envolvente de ley cuadrática en el receptor de A.M. convencional, si es que se llegaran a utilizar dichos detectores.

### III.4 METODO DE LA BANDA LATERAL VESTIGIAL

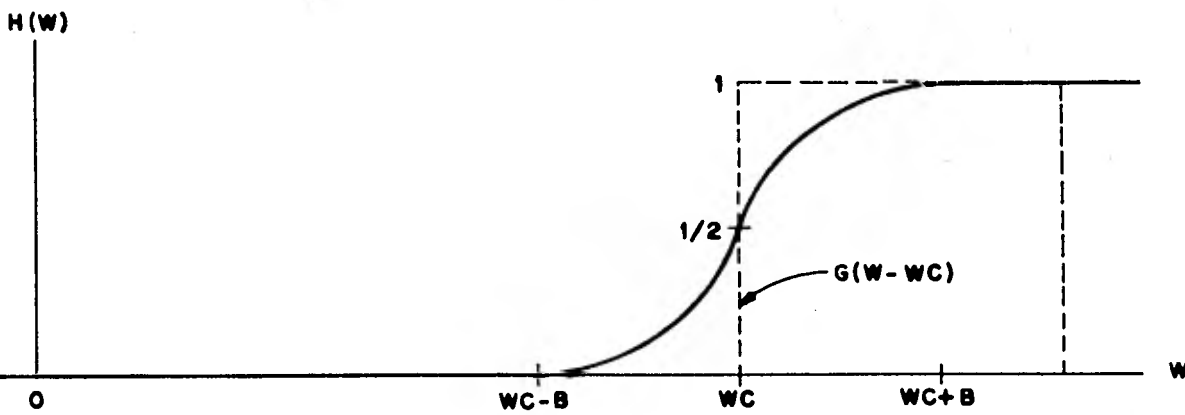
Considérese una señal modulada, de un ancho de banda muy grande, que tenga un contenido elevado de baja frecuencia. Los principales ejemplos pueden ser, la señal de video de televisión, facsimil y señales de datos de alta velocidad.

Se podría argumentar la conservación del ancho de banda que se logra al utilizar banda lateral única, para su uso, pero el sistema práctico que se utiliza normalmente tiene una pobre respuesta a bajas frecuencias. Por otra parte la doble banda lateral trabaja muy bien para mensajes de baja frecuencia pero el ancho de banda de la transmisión es el doble del de banda lateral única. Por lo que se tiene un compromiso con el esquema de modulación; ese compromiso es el de la banda lateral vestigial.

Se obtiene la banda lateral vestigial por medio del filtraje de la doble banda lateral, de tal forma que una banda lateral se pasa, completamente, en tanto que, al mismo tiempo un tramo, o vestigio de la otra banda lateral se incluye.

La clave de la banda lateral residual es el filtro de banda lateral, una función de transferencia típica se puede apreciar en la figura ( III.4).

La forma exacta de la respuesta no es crucial, debe haber simetría impar cerca de la frecuencia Portadora y una respuesta relativa, de la mitad en ese



ESPECTRO ( $w = 0$ ) DE LA SEÑAL DE BANDA  
LATERAL RESIDUAL.

FIG. (III.4).

punto. Por lo que tomando el caso de la banda lateral superior.

$$H(W) = G(W - W_c) - H_\beta(W - W_c) + G(-W + W_c) - H_\beta(-W + W_c)$$

y además.

$$H_\beta(-W) = -H_\beta(W) \quad , \quad \text{donde} \quad H_\beta(W) = 0 \quad W > \beta$$

Como se puede apreciar en la figura III.5.

El filtro de la banda lateral vestigial es un filtro de banda lateral común, que tiene un ancho de  $2\beta$ , por lo que el modulador toma la forma de la figura III.6 como el ancho de la banda lateral parcial es la mitad del ancho de transición del filtro, el ancho de banda de la transmisión es.

$$B_t = W + \beta \approx W$$

Los espectros de la banda lateral residual y la banda lateral única son muy similares, particularmente cuando  $\beta \ll W$ .

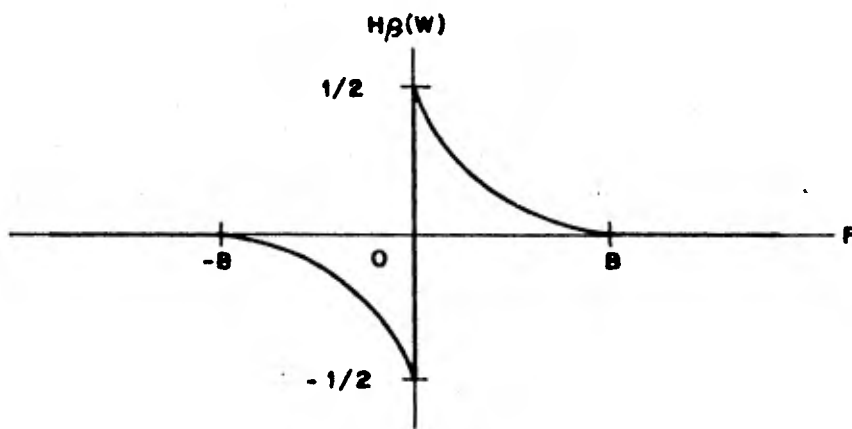
Las similitudes existen en el dominio del tiempo y se puede decir que.

$$f(t) = \frac{1}{2} E_c \left[ m(t) \cos W_c t - (m_h(t) + M_\beta(t)) \sin W_c t \right]$$

donde la componente en cuadratura consiste de  $m_h$  más.

$$m_\beta(t) \approx 2j \int_{-\beta}^{\beta} H_\beta(W) M(W) \exp(jWt) dt.$$





FILTRO DE BANDA LATERAL RESIDUAL.

FIG. (III.5)

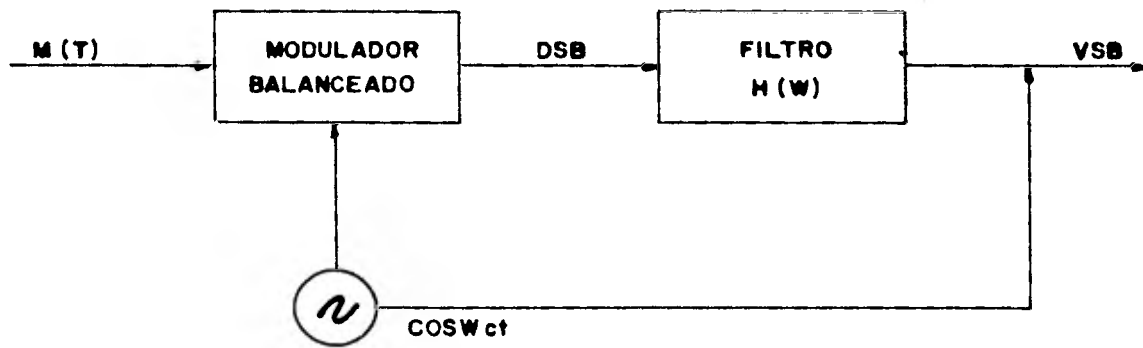


FIG. ( III.6)

Si  $\beta \ll W$  la banda lateral vestigial se aproxima a la banda lateral única y  $m_{\beta}(t) \approx 0$  o recíprocamente, para una  $\beta$  grande, la banda lateral vestigial aproxima a la doble banda lateral y  $m_h(t) + m_{\beta}(t) \approx 0$ .

El inconveniente de este sistema es que necesita la Portadora de alta potencia.

## III.5. TERCER METODO " 1.4 P.M. "

## DISCUSION DEL MODELO MATEMATICO DE UNA ONDA DE TRES ELEMENTOS DE BANDA LATERAL UNICA COMPATIBLE.

De la exposición en el capítulo I, de una onda de Banda Lateral Unica de Portadora completa, vemos que una onda de dos componentes: Portador y una Banda Lateral, tienen una envolvente que sería grandemente distorsionada e inaceptable como un sistema verdaderamente compatible.

Por lo tanto, es necesario transmitir componentes adicionales para hacer la onda compatible con receptores de Amplitud Modulada convencionales, en la práctica un componente adicional de Banda Lateral colocado del mismo lado que la Banda Lateral deseada y separado de la Portadora por dos veces la frecuencia de la moduladora, es todo lo que se necesita para hacer la onda compatible.

La figura III.7 muestra la cantidad de distorsión de la envolvente al máximo porcentaje de modulación de una onda de tres elementos para varios valores de la relación de segunda banda lateral a primera banda lateral. Se entiende que se usa modulador sinusoidal y el nivel de la Portadora es variado para que la suma de la Portadora más la Banda Lateral de segundo orden iguale la amplitud de la Portadora no modulada.

Un estudio de esta curva indica que la distorsión disminuye al aumentar la magnitud de la banda lateral de segundo orden.

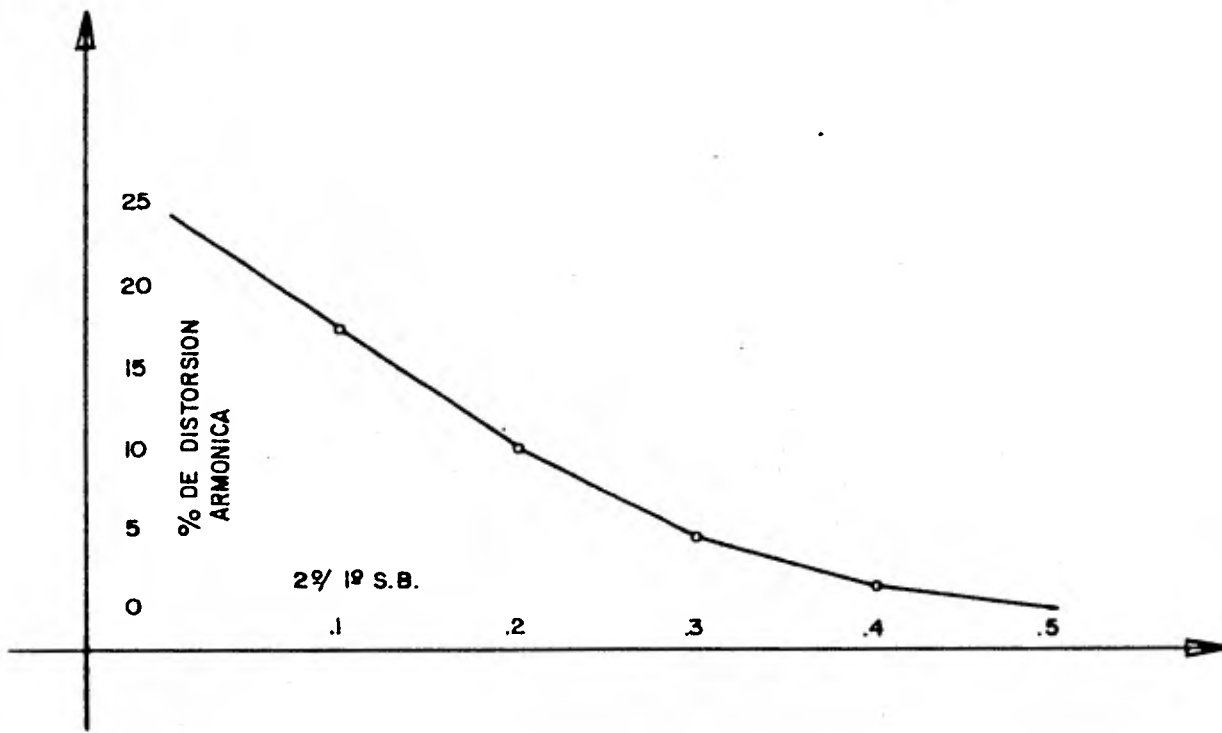


FIG. III.7. Distorsión total de armónicas para el modelo de onda de tres elementos de C.S.S.B., como una función de la relación de banda lateral de segundo orden a banda lateral de primer orden a máxima modulación.

Por supuesto la cantidad de 24% de distorsión de envolvente ocurre en la situación límite donde la señal se degenera en una onda de dos elementos. ( desaparece la banda lateral de segundo orden ).

Como se mencionó anteriormente, la amplitud de la Portadora en esta onda de tres elementos es igual a la diferencia entre la amplitud de la Portadora sin modular y la amplitud de la componente de Banda Lateral de segundo orden. - Así, en la proporción 0.5, en el caso de un 100% de modulación a tono único, el nivel de la Portadora es igual a la amplitud de la Banda Lateral de segundo orden, y con excepción de un cambio de frecuencia, es la misma que el de una onda de Amplitud Modulada convencional a un 100% de modulación. La diferencia es que la Portadora está a un lado del espectro de la onda en lugar de en el centro como en la onda de Amplitud Modulada convencional, ver la figura III.8.

Aunque la proporción de 0.5 parecía ser la mejor elección debido a la ausencia de distorsión de la envolvente, otros requerimientos ayudan a determinar la elección. Estos otros problemas necesitan una proporción más baja de Banda Lateral de segundo orden a Banda Lateral de primer orden.

Si dos tonos de señal de audio de aproximadamente la misma amplitud son introducidos a un transmisor de Banda Lateral Unica Compatible, se produce una radiación no deseada de Banda lateral. En este caso, una menor proporción de Banda Lateral de segundo a primer orden es preferible y como se mostrará después, una proporción de aproximadamente 0.3 parece ser una elección aceptable.

Entonces el modelo matemático de tres elementos de la onda

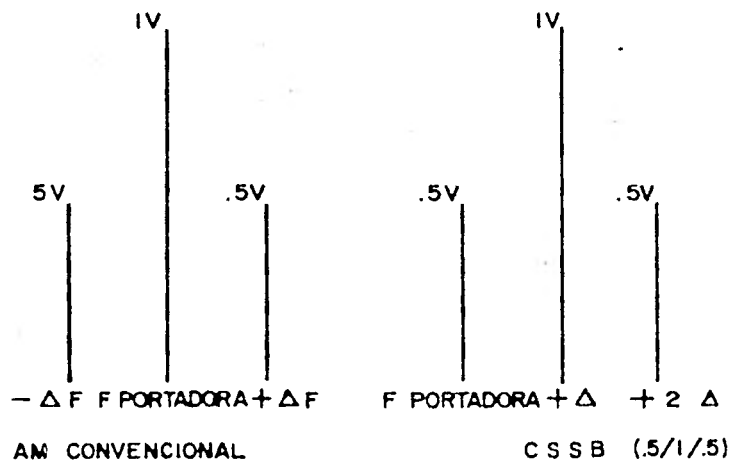


FIG. III.8.

Diagrama de espectro de una onda AM y una onda C.S.S.B., teniendo una relación 0.5 a 1 a 0.5 de portadora a banda lateral de primer orden a banda lateral de segundo orden.

de C.S.S.B. será descrito como sigue:

$$\text{CSSB} = E_c \left[ (1 - 0.3 M^2) \cos W_c t + M \cos (W_c + W_m) t + 0.3 M^2 \cos (W_c + 2W_m) t \right] \quad (2)$$

$E_c$  = Voltaje de la Portadora sin modular.

$M$  = Factor de modulación de envolvente.

$W_c$  = Velocidad angular de la Portadora.

$W_m$  = Velocidad angular del tono de modulación.

A bajos porcentajes de modulación la ecuación (2) indica que la componente de segundo orden es muy pequeña. Esto podrá ser visto estudiando las Fig. III.8 y III.9 que indican que a bajo porcentaje de modulación, la distorsión en la envolvente de una Portadora convencional, más una onda de dos elementos de Banda Lateral es pequeña. Por eso el requerimiento de un término de segundo orden decrece cuando el porcentaje de modulación decrece (ver figura III.9).

Ec. (2) muestra que la Banda Lateral de primer orden es una función lineal del porcentaje de modulación y que la Banda Lateral de segundo orden es una función cuadrática del porcentaje de modulación. La amplitud de la Portadora a bajo porcentaje de modulación iguala la amplitud promedio de la onda y gradualmente decrece si el nivel de modulación se incrementa. Aunque el modelo únicamente proporciona datos aproximados, parece apto para situaciones prácticas y todo esto podrá ser un útil auxiliar en la determinación de alguna técnica a usar.



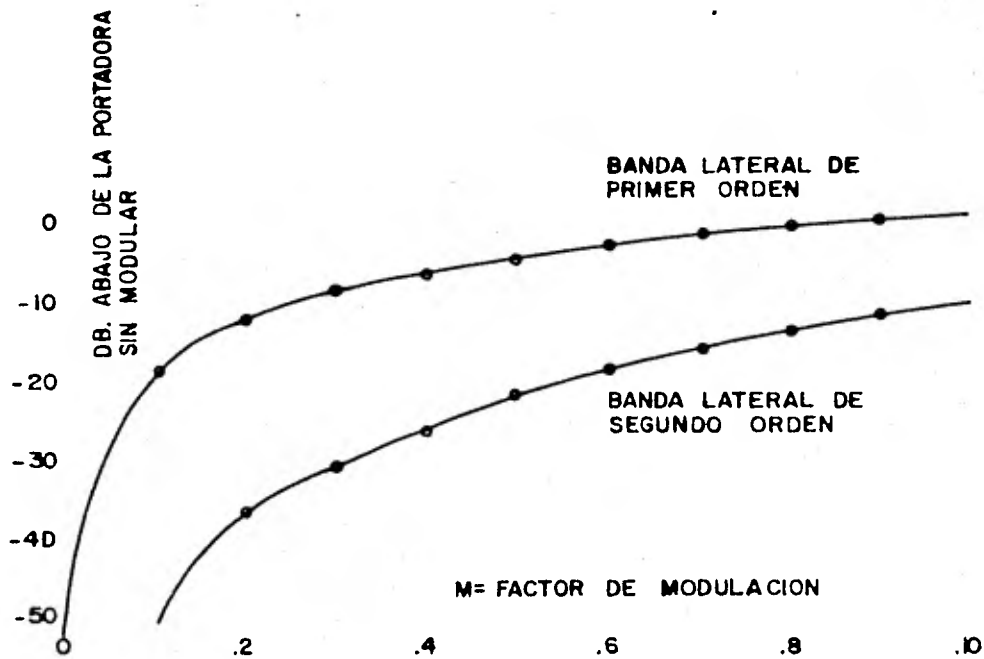


FIG. III.9.

Curva de amplitud de las componentes de banda lateral de primer orden y segundo orden para varias cantidades de modulación considerando el modelo de onda con una relación de portadora a banda lateral de primer orden a banda lateral de segundo orden de 0.7 a 1 a 0.3 a máxima modulación.

es completamente libre de distorsión de envolvente por lo tanto, suponiendo un receptor que posee características perfectas, el sistema completo podrá estar completamente libre de cualquier distorsión armónica o distorsión de intermodulación. En la práctica, los instrumentos de un número de estaciones mostraron que el total de distorsión de armónicas de la envolvente, producida en el transmisor más el adaptador C.S.S.B. está dentro de 1%. Se ha dicho que a bajos porcentajes de modulación únicamente una Portadora, más una banda lateral es transmitida, puesto que las componentes de alta frecuencia de las ondas de voz y música son generalmente de muy baja amplitud, el requerimiento de espectro para la onda de C.S.S.B. es aproximadamente igual al ancho de banda de audio y una onda aproximadamente de S.S.B. convencional es generada.

Cuando son transmitidas señales de baja frecuencia y alta amplitud, el porcentaje de modulación es grande y la Banda Lateral de segundo orden es necesaria, pero por el hecho de que se están manejando señales de audio de baja frecuencia, la banda lateral de segundo orden está dentro del ancho de banda permitido.

La figura III.9, muestra la forma en que la Banda Lateral de primer orden y la Banda Lateral de segundo orden varían con el porcentaje de modulación suponiendo el modelo definido como ecuación (2). Notamos que abajo del 30% de modulación, la Banda Lateral de segundo orden está a 30 db más abajo del nivel de la portadora. Esta es la razón por la cual el espectro es mantenido esencialmente igual al ancho de Banda de la señal moduladora.

La figura III.10, fue derivada de la figura III.9 utilizando

las características de frecuencia de la música como las ilustradas en la figura número I.2. El eje de la frecuencia indica la frecuencia de las componentes, consideradas. Así, a 5 KHZ uno ve que la Banda Lateral de primer orden está a 15 db abajo de la amplitud de la referencia de baja frecuencia. Una señal a 2.5 KHZ produce la componente de segundo orden, la cual aparece a 5 KHZ, y que está a 25 db debajo de la referencia de baja frecuencia y 10 db abajo de la Banda Lateral de primer orden de 5 KHZ. Además el efecto del filtro de Banda Lateral usado en este sistema muestra el corte repentino en la onda por arriba de 8 KHZ. La figura III.10, muestra que la Banda Lateral de primer orden, excepto para la orilla, es considerablemente mayor que la Banda Lateral de segundo orden.

"Por lo tanto, la Banda lateral de segundo orden no altera esencialmente el ancho de Banda de la señal".

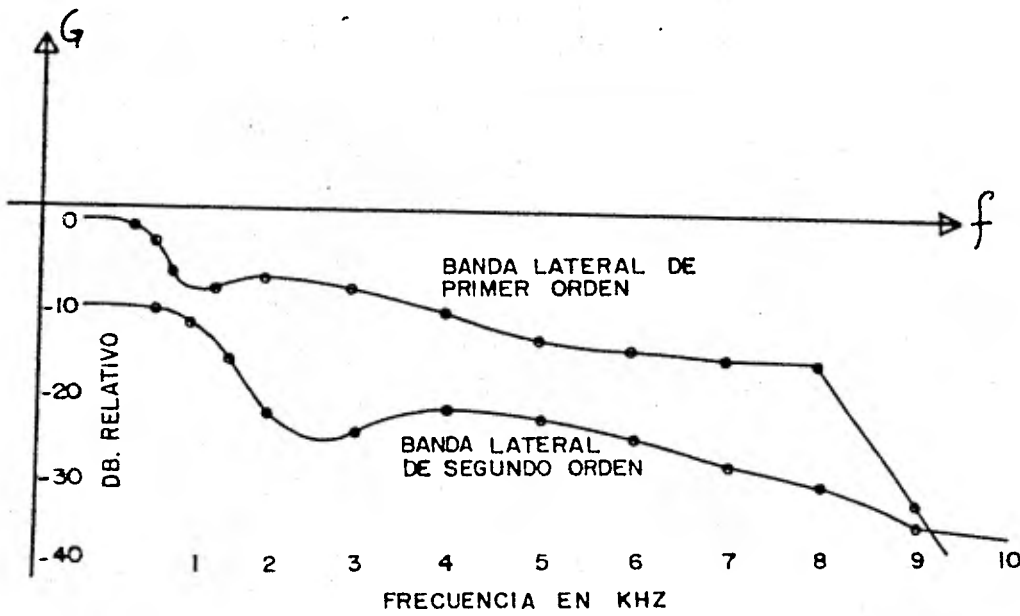


FIG.- III.10.

Amplitud de las componentes de primero y segundo orden del modelo de onda de C.S. S.B., considerando la distribución de espectro de música, como la mostrada en la Fig. 4.

La figura III.11 muestra una gráfica de la componente de modulación de fase de una onda de 3 elementos que tiene una relación de portadora a banda lateral de primer orden a banda lateral de segundo orden de  $.7/1/.3$ , también nos indica la modulación de fase que experimentan:

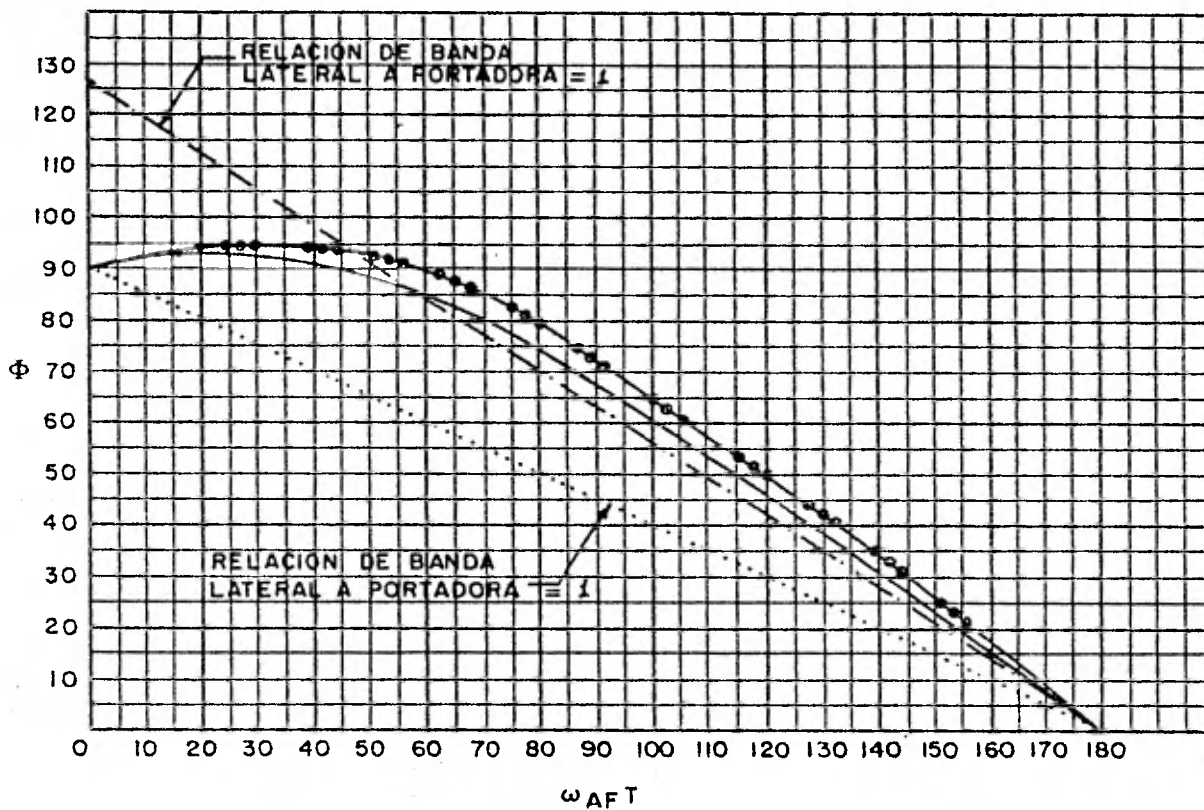
- a) Una señal con portadora y banda lateral de primer orden. (onda de 2 elementos).
- b) 1.4 veces la fase de una señal de banda lateral con portadora.
- c) Modulación de fase de una señal  $1 \text{ PM} + 0.5 \text{ PM}$ .

Se puede ver que la modulación de fase de la onda de 2 elementos difiere mucho de la modulación de fase de la señal de 3 elementos.

Si se toma una onda de 2 elementos con relación de Portadora a banda lateral de  $1 \text{ PM}$  y su modulación de fase se adiciona a la de una señal de 2 elementos con relación de portadora a banda lateral de  $.5 \text{ PM}$ . Esta modulación de fase resultante, se aproxima mucho a la de una onda C.S.S.B. de 3 elementos con  $100\%$  de modulación, como se puede ver en la Fig. III.11.

A otros porcentajes de modulación, la aproximación no es tan buena, pero con el uso de circuitos no lineales, se puede corregir la deficiencia.

Las figuras III.12, (a) - (o) fueron hechas, tomando fotografías de los espectros de un pequeño transmisor C.S.S.B. de laboratorio.

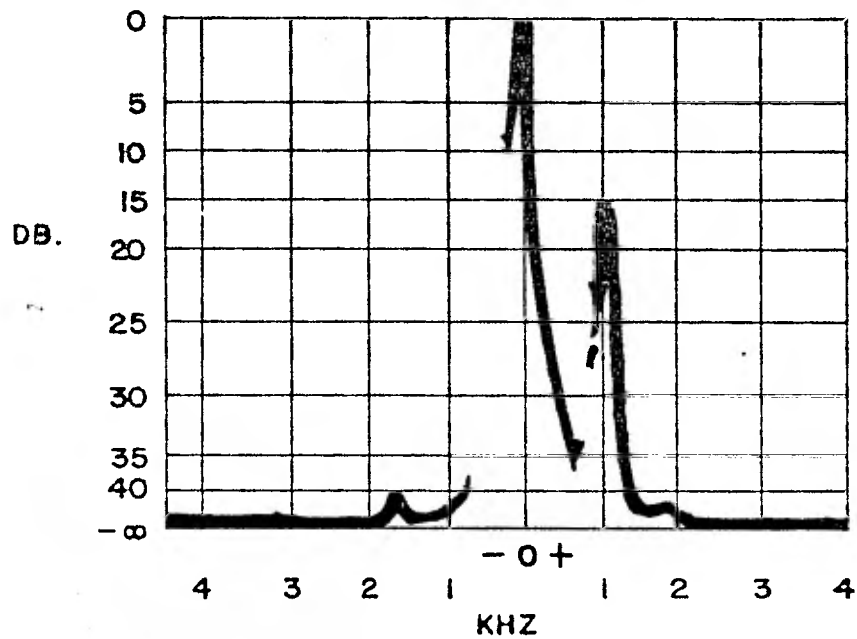


COMPONENTE DE MODULACION EN FASE DE

- ONDA C.S.S.B. DE 3 ELEMENTOS  
(A 100 % DE MODULACION .7 / 1/3)
- ..... ONDA DE DOS ELEMENTOS SSBHPC
- - - ONDA DE 2 ELEMENTOS AUMENTADA EN FREC. 1.4 VECES
- o-o- ONDA 1 PM + 0.5 PM

FIG.- III.11.

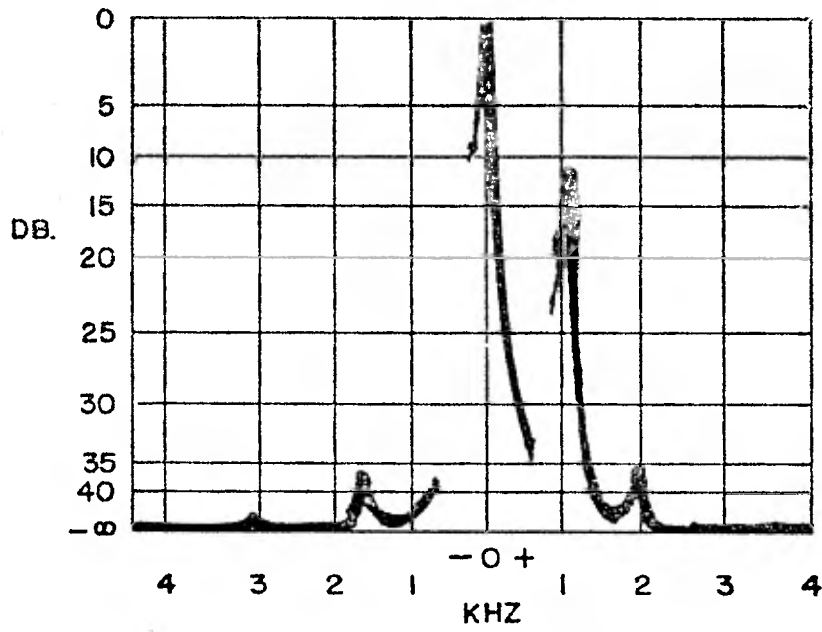
Componente de la modulación en fase de la onda modelo de C.S.S.B., también de dos elementos portadora más banda lateral para varios porcentajes de modulación.



(a) un tono y 10 por ciento de modulación

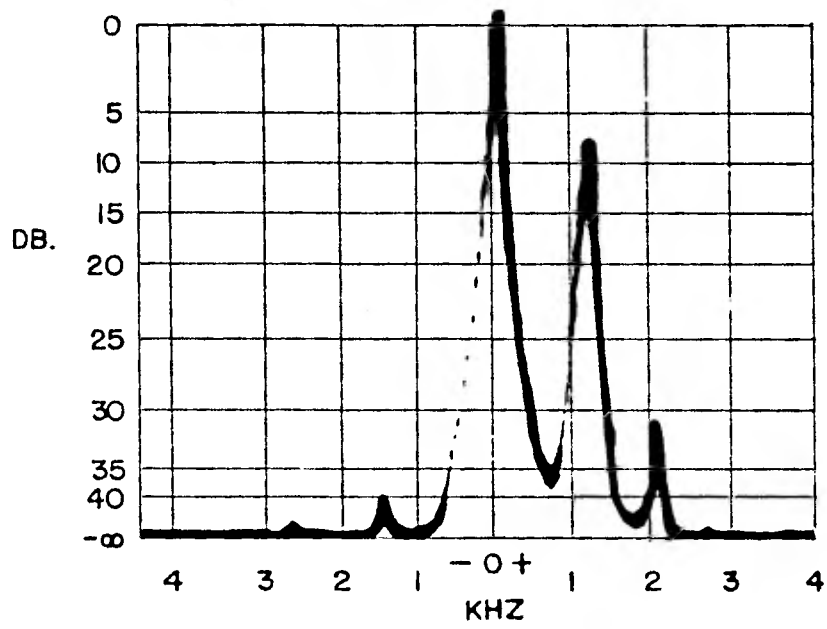
FIG. III.12.

Fotografías panorámicas de una onda actual de C.S.S.B., para varios porcentajes de modulación.

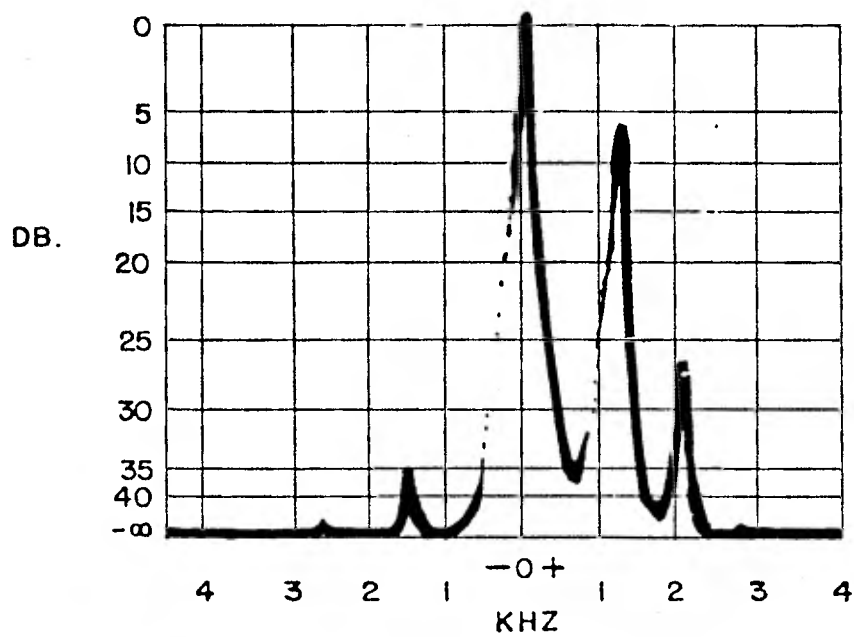


(b) un tono y 20 por ciento de modulación.

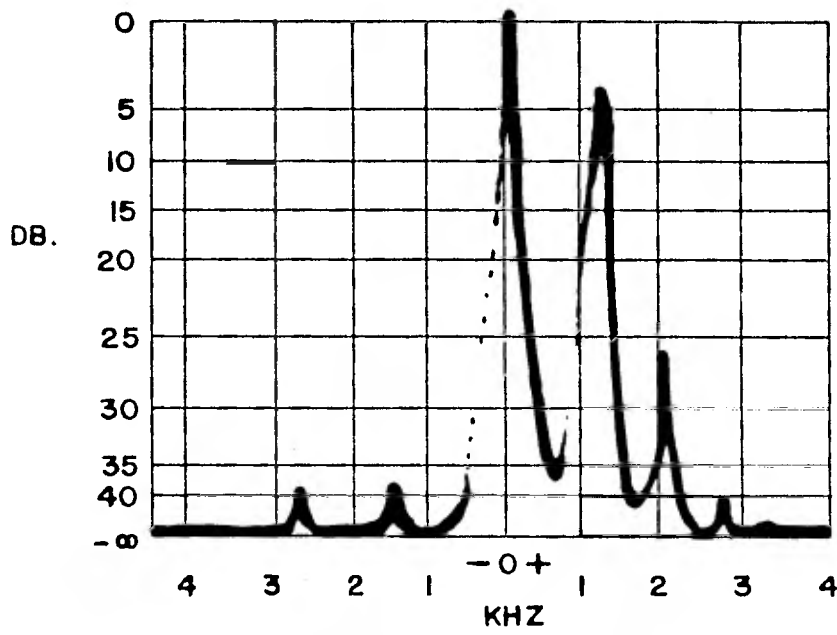




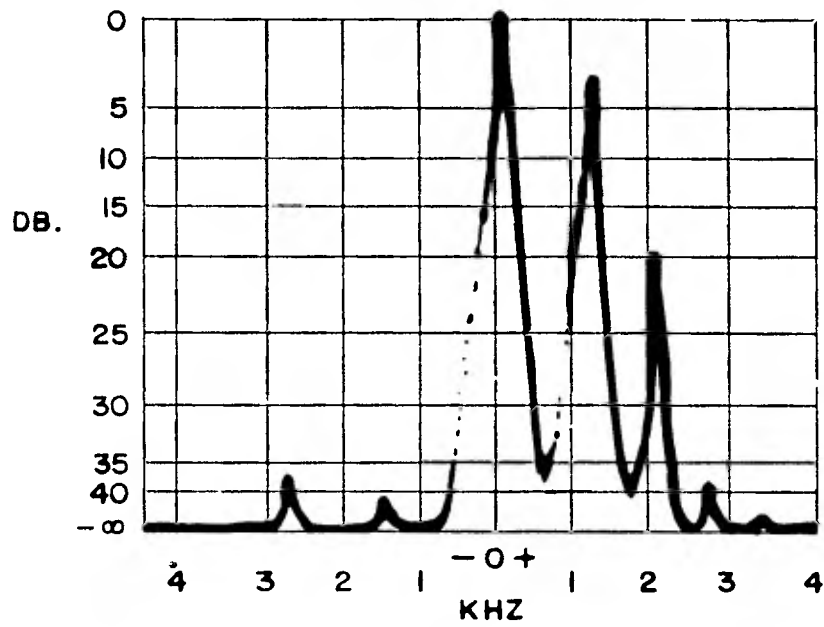
(c) un tono y 30 por ciento de modulación.



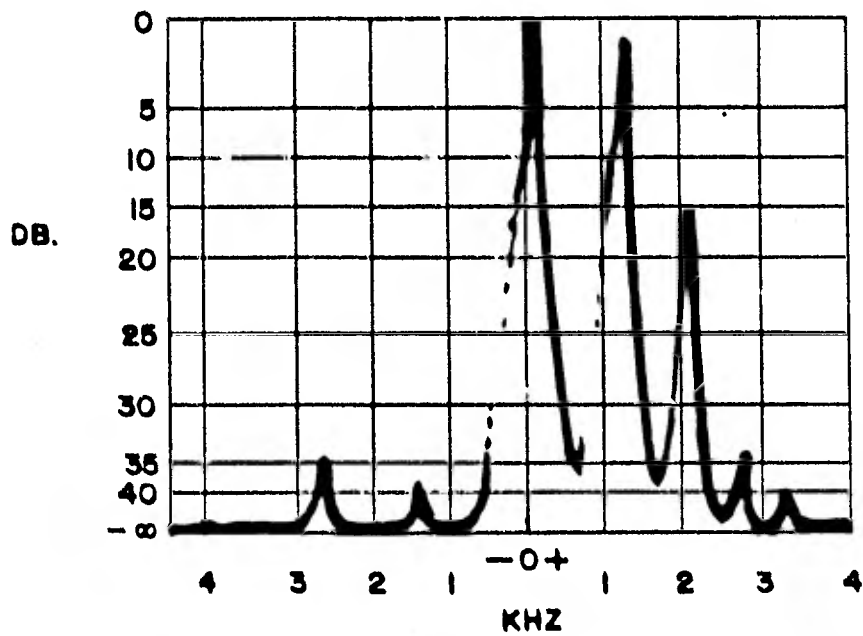
(d) un tono y 40 por ciento de modulación.



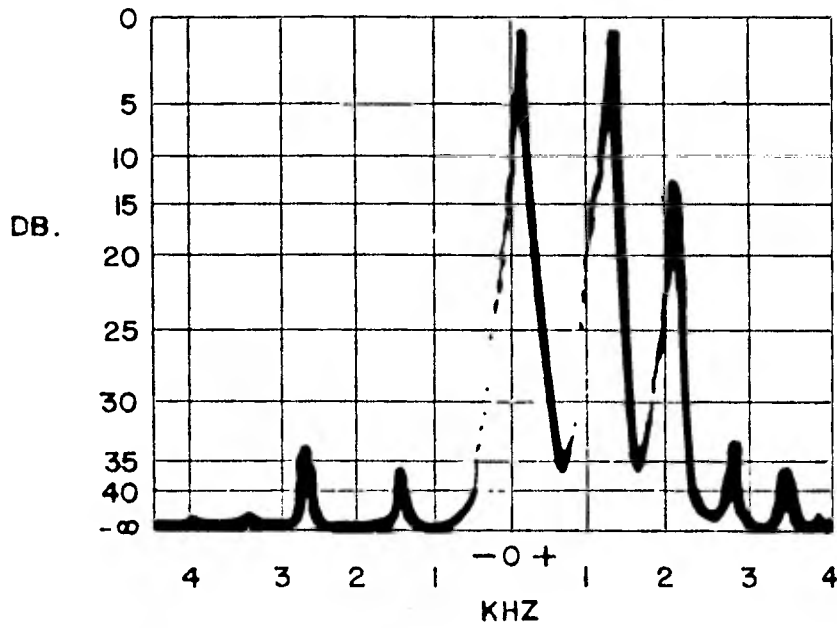
(e) un tono y 55 por ciento de modulación.



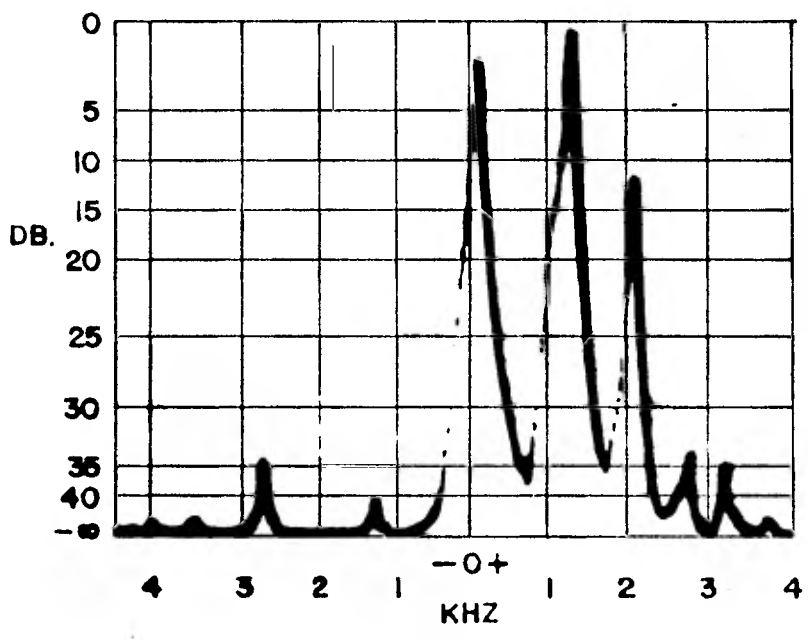
(f) un tono y 60 por ciento de modulación.



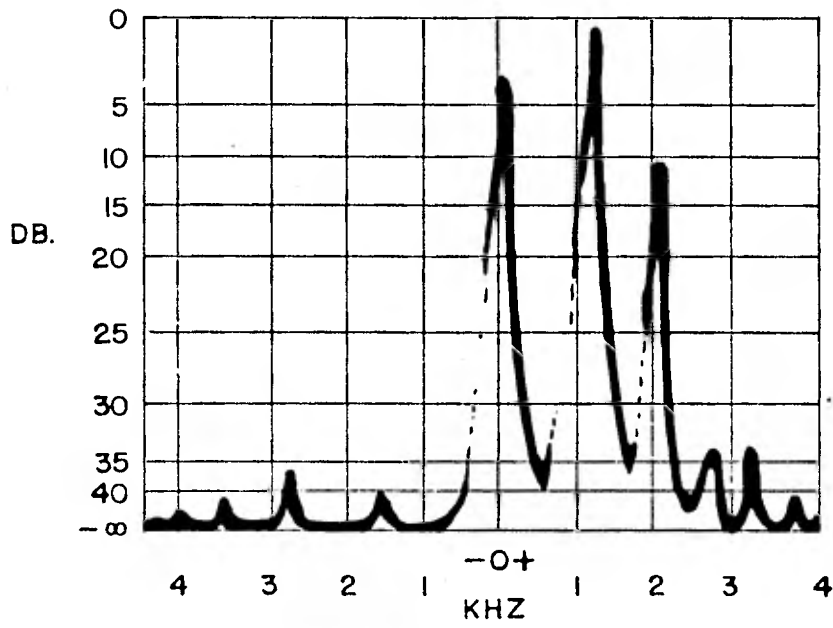
(g) un tono y 70 por ciento de modulación.



(h) un tono y 80 por ciento de modulaci3n.

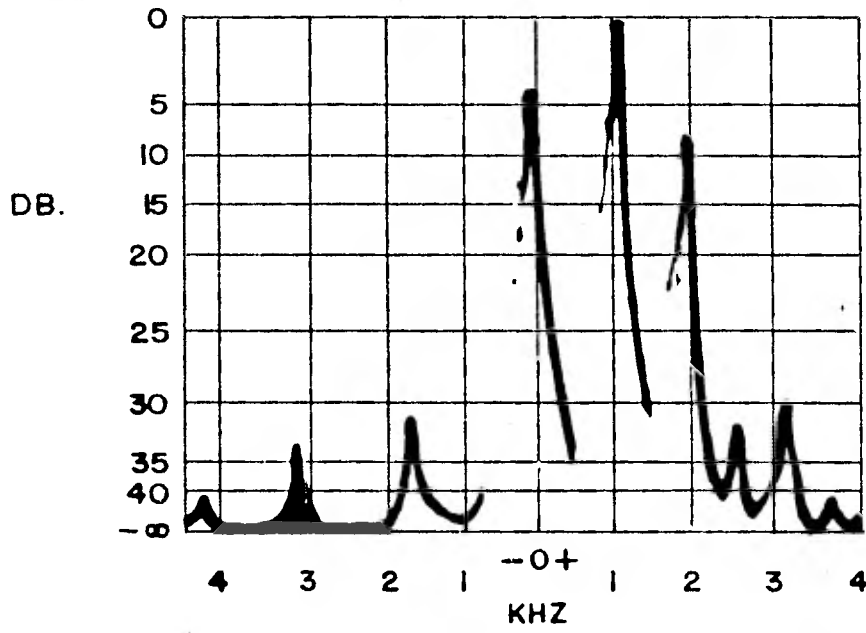


(i) un tono y 90 por ciento de modulación.

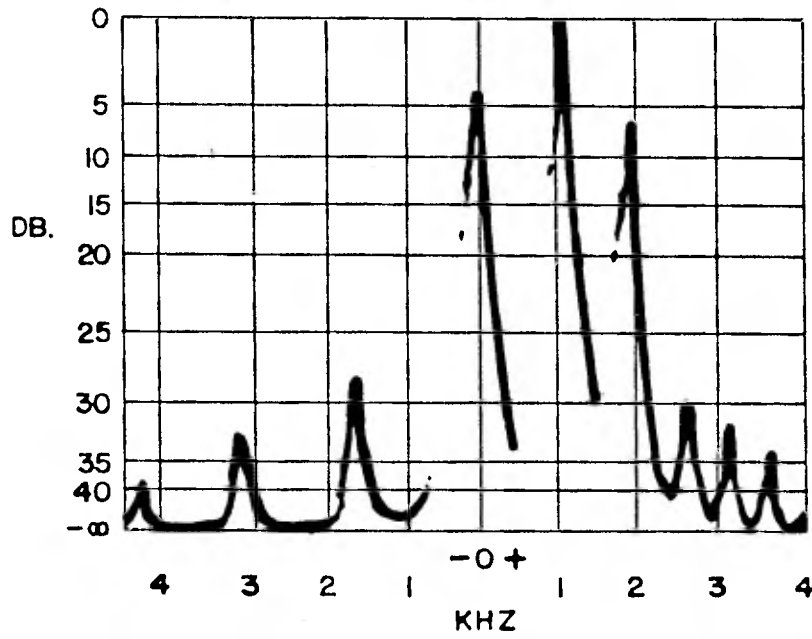


(j) un tono y 100 por ciento de modulación.

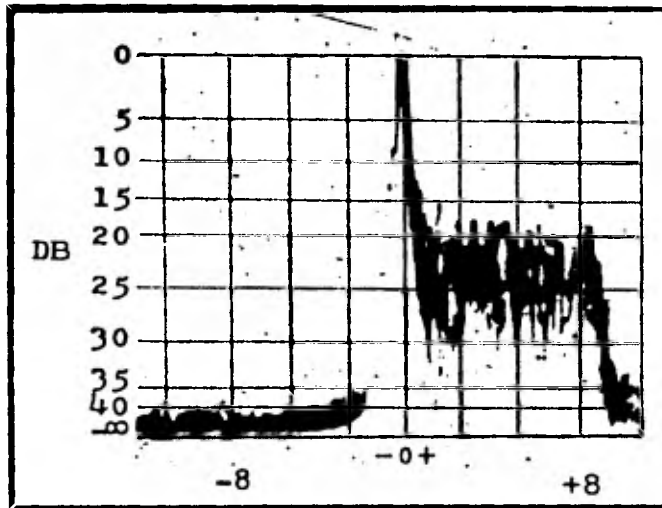




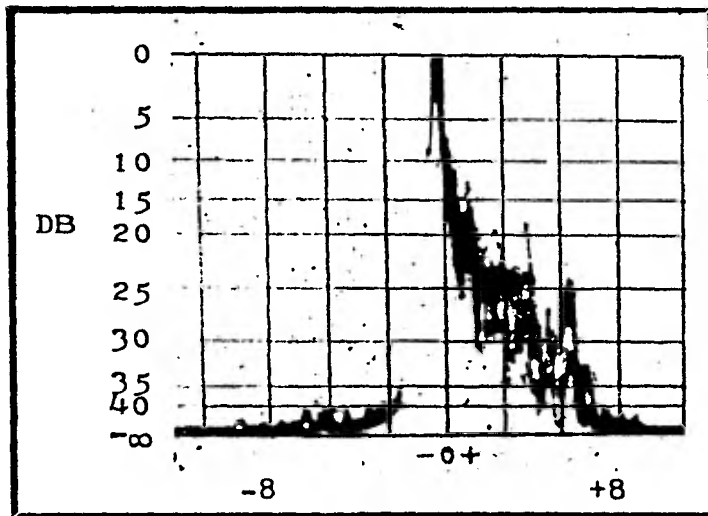
(k) un tono y 110 por ciento de modulación.



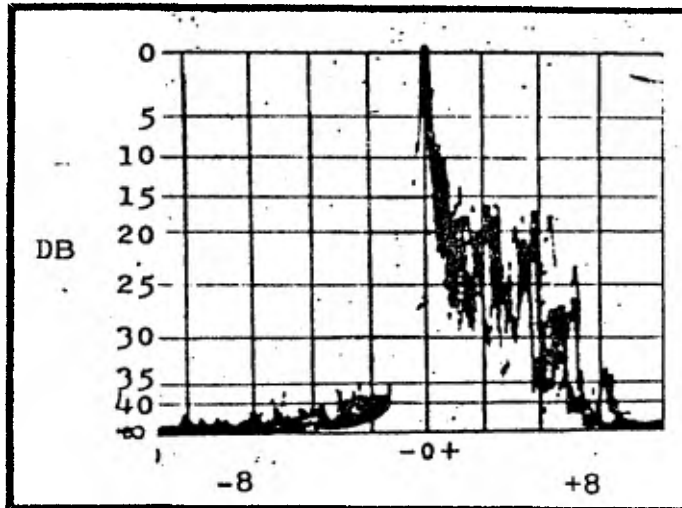
(1) un tono y 120 por ciento de modulación.



(m) 100 por ciento de modulación, modulación con ruido blanco.



(n) 100 por ciento de modulación con modulación programada.



- (o) 110 por ciento de modulación con modulación programada.

Para las figuras III.12, (a) - (l), el transmisor fue modulado a varios porcentajes de modulación con un tono de 1000 ciclos. Las gráficas indican que la Banda lateral indeseable es aproximadamente 33 db abajo de la Portadora no modulada bajo la peor condición de operación.

Note que la Figura III.12(k) y (L) muestran el espectro cuando el transmisor es sobre modulado. Figura III.12(m) muestra el mismo transmisor de laboratorio a 100% de modulación por ruido blanco o aleatorio. Figura III.12(n) muestra al espectro de la señal de este transmisor modulada al 100% con material programado y la Figura III.12(o) muestra el efecto de sobre modulación; ésto es en picos el transmisor indica 110% de modulación.

El problema de la generación de tal onda de C.S. S.B. se resuelve por sí sola con la producción interna de la deseada P.M. Esto se puede hacer por numerosos métodos.

### III.5 1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE C.S.S.B. DEL SISTEMA 1.4 P.M.

Pasemos ahora a una técnica o sistema que es ampliamente usado por los Laboratorios KAHN. El sistema completo se muestra en la figura III.13. En esta figura se puede apreciar que el proceso se inicia con la generación de una onda normal de Banda Lateral Unica con Portadora completa. Para después hacer pasar esta onda por un limitador para así eliminar la modulación de amplitud y conservar

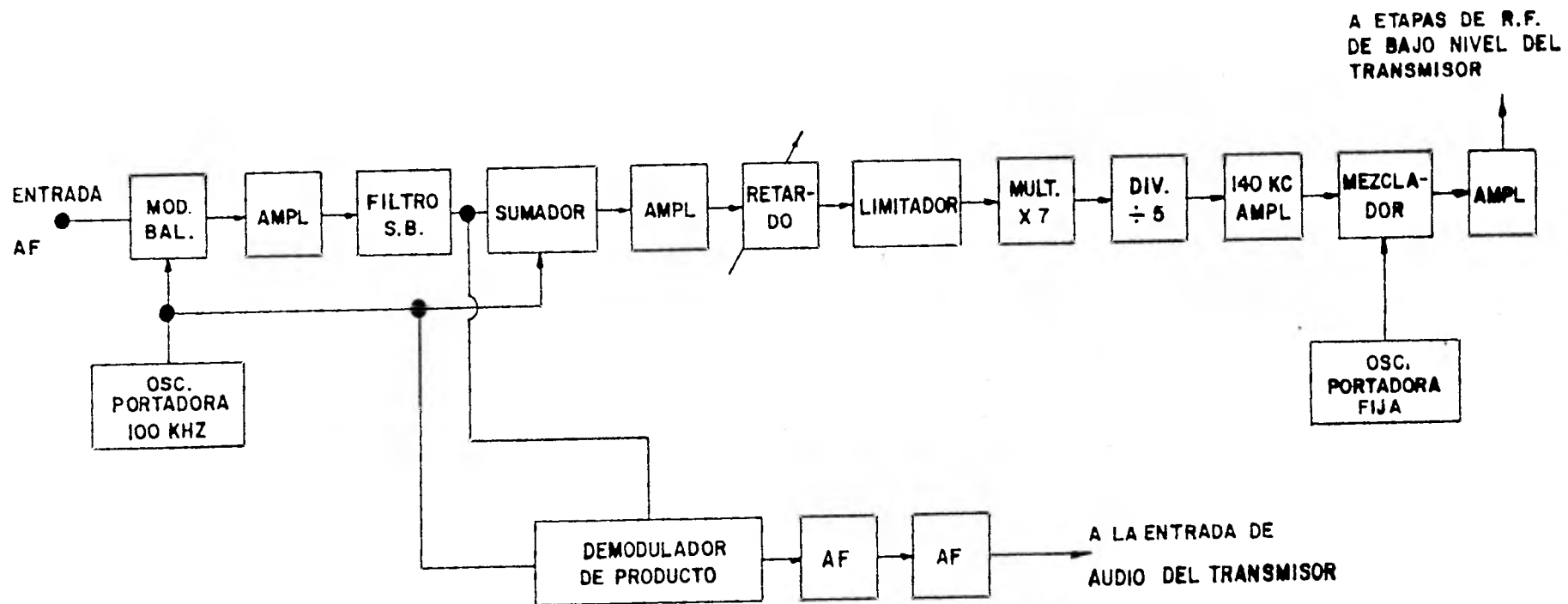


FIG. III.13. Diagrama de bloques del sistema C.S.S.B. usando el circuito de fase estrecha 1.4.

la modulación en fase.

Por el análisis de la Figura III.7 se puede ver que la cantidad de modulación de fase obtenida es insuficiente. Por lo tanto, la cantidad de P.M. es multiplicada por el uso de multiplicadores armónicos y un divisor de frecuencia. Esta combinación incrementa la P.M. por un factor de 1.4 Aunque esta técnica produce señales aceptables, tiene un severo problema. Que es muy sensible a la sobre modulación, porque la frecuencia promedio repentinamente se desplaza cuando la Banda lateral excede la amplitud de la Portadora a la salida del generador de S.S.B. Un desarrollo más reciente resulta en el sistema 1 P.M. más 0.5 que puede tolerar considerables cantidades de sobre modulación. Este sistema produce una onda que tiene una razonable aislación de Banda Lateral, durante periodos de sobre modulación y un excelente aislamiento de Banda Lateral, durante operaciones normales. Este sistema es descrito en detalle en la sección siguiente.



### III.6 CUARTO METODO.

La onda modulada en fase producida por sumar la componente P.M. de una onda de dos elementos que tenga una relación de Portadora a Banda lateral de 1, a la componente P.M. de una onda de dos elementos teniendo una relación de Portadora a Banda lateral de 0.5, se aproxima grandemente a la componente P.M. de la onda deseada de Banda Lateral Unica Compatible al 100% de modulación.

A porcentaje de modulación moderado, la componente de P.M. de dos elementos de onda tienen una cantidad grande de "swing" de fase para ciertas porciones del ciclo de modulación, y un "swing" de fase pequeño en otros segmentos del ciclo de modulación. Para satisfacer este problema, son diseñados circuitos no lineales para producir la sumatoria de dos componentes de P.M., que se acercan aproximadamente a la componente de P.M. de los dos modelos de dos y tres elementos de C.S.S.B.

Por ejemplo, al 60% de modulación, una relación de Banda Lateral a Portadora de 0.5 será sumada a una cercana a 0.1. Entonces por propio uso de curvas no lineales, puede ser obtenida una gran aproximación para varios porcentajes de modulación. Los gráficos mostrados en la Figura III.12 indican que la técnica es adecuada para producir la apropiada componente de P.M. Entonces esta onda de P.M. cuando es modulada en amplitud por una onda a su vez derivada de la onda de entrada produce las características del espectro deseado.

### III.6.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE C.S.S.B. USANDO LA TECNICA DE 1 P.M. MAS 0.5 P.M.

El bloque total mostrado en la Figura III.14 indica el procedimiento usado para producir la onda deseada de C.S.S.B. por el nuevo procedimiento de 1 P.M. más 0.5 P.M. La onda de S.S.B. es generada en un generador convencional S.S.B. utilizando un modulador balanceado más un filtro pasa banda. En el equipo más reciente es utilizada una red de filtraje con cristales de alta selectividad. La respuesta a la frecuencia de este filtro es tal, que la salida es esencialmente plana de 50 ciclos a 8000 ciclos arriba de la frecuencia Portadora. La onda S.S.B., sin Portadora, es amplificada y llevada hasta un circuito seguidor.

Este circuito seguidor brinda una baja impedancia de salida y es usado para manejar dos circuitos no lineales que tienen similar pero no igual característica no lineal. Ambas redes no lineales ofrecen menor atenuación, para ondas de alto nivel que para ondas de bajo nivel. Estas redes son necesarias, porque la cantidad de refuerzo de P.M. varía desde 1.5 al 100% de modulación, hasta la unidad a muy bajos porcentajes de modulación. El circuito no lineal No. 1, alimenta a un circuito sumador en el cual la Portadora es sumada a la onda de Banda lateral.

La Portadora es pasada a través de un circuito

de corrimiento o ajuste de fase para alinear apropiadamente a la relación de fase entre las dos trayectorias. La amplitud de la Portadora es tal que cuando el nivel de entrada es justo lo suficiente para producir 100% de modulación, la Portadora y la Banda lateral son iguales. Esto es requerido para producir la onda de P.M. de la Figura III que es llamada "relación de Banda Lateral a Portadora igual a 1". La salida de este circuito sumador es amplificada y llevada a través de un circuito de retardo de tiempo que es usado para compensar pequeñas diferencias en el retraso de tiempo entre la ruta de 1 P.M. y la ruta de 0.5 P.M.

La salida del circuito retardador de tiempo es llevada a un mezclador.

Ahora regresemos a la salida del circuito seguidor, se verá que el circuito seguidor también controla el circuito no lineal No. 2 Este circuito no lineal alimenta a un segundo circuito sumador en el cual la Portadora, se encuentra a un nivel del doble del nivel de Banda Lateral a máxima modulación para luego ser sumada a la onda de Banda Lateral. Así, la relación de Banda Lateral a Portadora a 100% de modulación es 0.5 La salida del circuito sumador alimenta un mezclador en el cual la onda es heterodinada, en este ejemplo, a 600KHZ.

La salida del amplificador de 600 KHZ es llevada al mezclador en el cual se heterodina con 100 KHZ de la onda 1 P.M. y a la salida del mezclador se selecciona la componente de 700 KHZ. LA compo

nente de 700 KHZ está modulada en fase por la suma de la modulación de fase de las dos rutas para que la modulación de fase total iguale a 1 P.M. más 0.5 P.M.

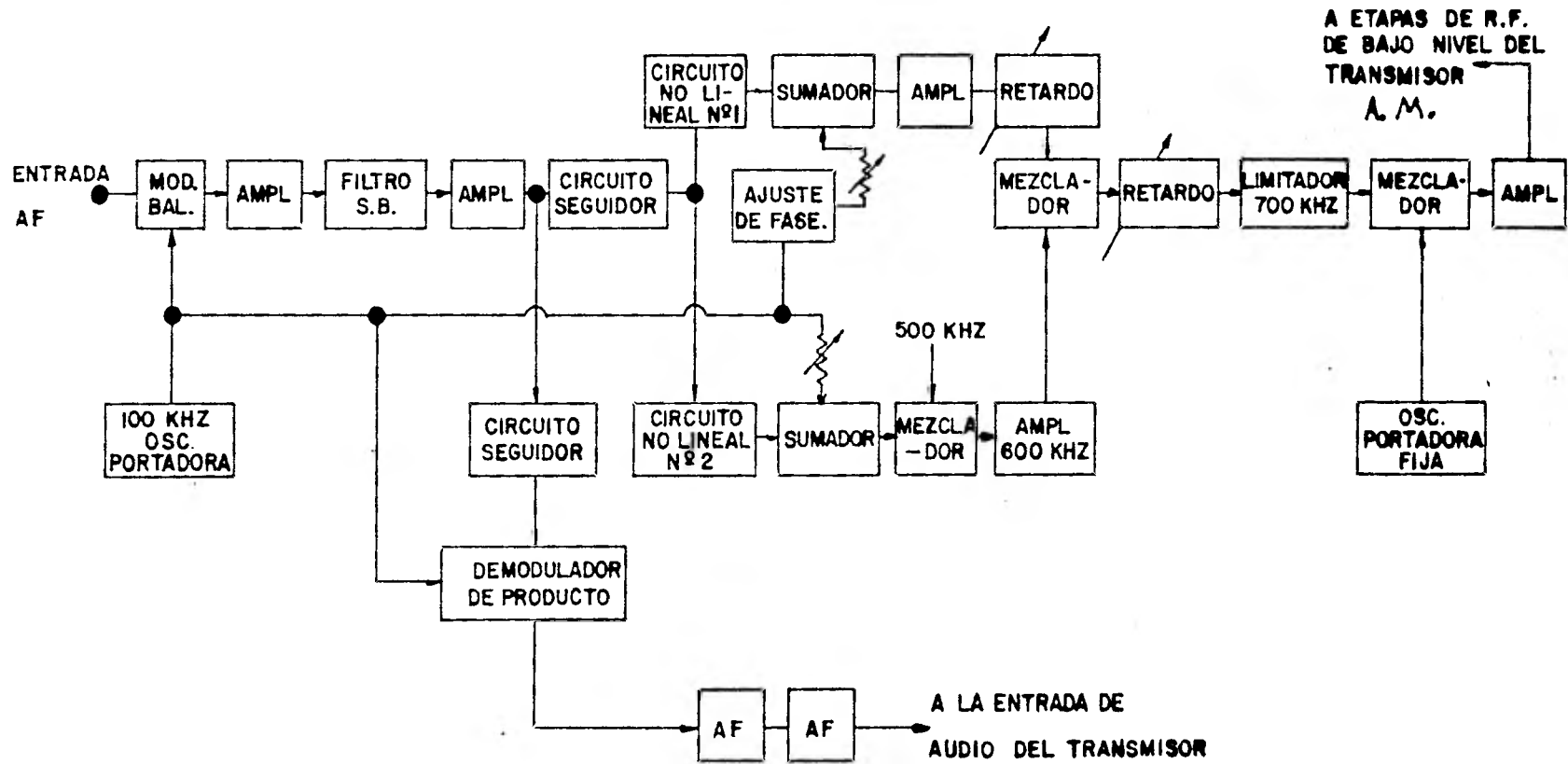


FIG. III.14. Diagrama de bloques del sistema C.S.S.B. usando la técnica 1 PM+0.5 PM.

a 100% de modulación. A muy bajos porcentajes de modulación, la función no lineal de los circuitos será producir una componente de P.M. igual al de la onda Portadora más la onda de Banda Lateral, donde la relación de Banda Lateral a Portadora es igual al porcentaje de modulación. Esta P.M. es apropiada para minimizar la Banda Lateral indeseada, y se acerca aproximadamente a la forma de onda de P.M. de la onda de tres elementos mostrada en la figura III.11.

La onda que hasta aquí se ha obtenido posee variaciones tanto de amplitud como de fase.

Esta onda combinada A.M. y P.M. es luego llevada a un limitador en donde la componente de la onda de A.M. es removida, produciendo una onda P.M. pura. La frecuencia de esta onda es luego desplazada hasta el valor deseado para ser usada como Portadora en los amplificadores del transmisor, donde será modulada en amplitud por la señal de audio, que se obtiene demodulando a la onda S.S.B. inicialmente producida.

La razón para esta técnica un poco complicada para obtener la señal moduladora, es debido a que, mientras que la onda original de audio tiene todas las componentes deseadas del espectro, la fase de esas componentes es alterada por el filtro de cristal en el generador de S.S.B.

Esto es, lo que se pretende, es que la señal modulada en fase que se tiene a la salida del circuito tenga las mismas distorsiones de fase que la señal moduladora.

Por lo tanto, a menos que una elaborada red compensadora de fase sea usada, tal onda podría no tener la apropiada

Característica de fase para la deseada función de envolvente. A causa de que el sistema C.S.S.B. descrito anteriormente es sintetizado de componentes P.M. y A.M., cualquier tipo de transmisor A.M. utilizado en uso corriente podrá ser adaptado para usos de C.S.S.B. con pequeñas o ninguna alteración.

### III.7 ANALISIS ESPECTRAL DE UNA ONDA DE C.S.S.B.

La familiaridad que se tiene con las técnicas de análisis de modulación nos darán el reconocimiento de que un análisis completo de las características de espectro de tal sistema involucra un gran problema. Las razones de esto son que los diagramas de bloques incorporan numerosos elementos no lineales y que P.M. es usado con su espectro infinito. Por lo tanto en el análisis siguiente únicamente el caso relativamente simple de modulación en un tono será discutido.

En este análisis no se pretendió ser riguroso, pero se muestra aproximadamente, como una ayuda en el entendimiento del sistema de cómo la onda es generada, y por qué es usada en el desarrollo del sistema. Un análisis más cercano con diferentes tipos de formas sin duda produce resultados interesantes; sin embargo, se supuso que tal trabajo podrá ser difícil y laborioso. Además se deberá concentrar la atención en el problema de determinar, cómo es una típica forma de onda, esto es, una que pueda simular voz y música. Por el gran

número de formas de onda de voz y música involucrada, tal solución podría ser simplemente cuestionable.

Una técnica más usual es a veces utilizada por algunas agrupaciones especializadas en radiodifusión. En el análisis de C.S.S.B. utilizan una computadora analógica y generan un gran número de situaciones operantes. Porque una información completa no se tiene sobre el sistema C.S.S.B., se llega a reconocer que el análisis es limitado. Es notorio que el uso de una computadora analógica en el completo y detallado bloque de este sistema requerirá complejidad considerable.

Lo siguiente describe el procedimiento usado en la determinación del espectro de C.S.S.B. para un solo tono modulador. Puesto que, la peor radiación espuria generalmente puede ocurrir a la máxima modulación, ésta es la condición asumida en el siguiente análisis. Una señal modulada en fase, se puede expresar como:

$$e_{pm} \text{ l/l} = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} A_n \cos( w_{cl} + n w_m ) t$$

Donde  $w_{cl}$  es la velocidad angular de la Portadora y  $w_m$  es la velocidad angular del tono modulador de audio.

La amplitud de las componentes será normalizada, por eso la componente  $A_0$  de la frecuencia de la Portadora y el componente de primer orden  $A_{-1}$  de



la Banda lateral baja tiene amplitud unitaria. Es notorio que se supondrá que la Banda lateral baja es la Banda lateral deseada en el presente caso, aunque ambas Bandas laterales podrán ser consideradas en el análisis. Además, el instante de tiempo escogido para  $t=0$  es cuando los fasores de la Portadora y la Banda lateral están exactamente en fase.

El espectro de la modulación de fase de la onda de S.S.B. teniendo una relación de Banda lateral a portadora de 0.5 podrá ser obtenida de la ecuación siguiente.

$$e^{j\phi} \underset{\text{P.M.}}{1/0.5} = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} B_m \cos (w_c t + m w_m) t$$

El valor de  $B_m$  puede ser encontrado en algunas tablas ya calculadas o por la utilización de alguna técnica de análisis.

Después de haber obtenido las dos señales en la que una de ellas tiene una relación de banda lateral a Portadora de uno a uno y la otra una relación de Portadora a Banda lateral de uno a punto cinco, estas mismas señales son introducidas en un mezclador para obtener a la salida de éste una señal cuya frecuencia es la suma de las frecuencias de las dos señales de entrada y cuya fase también es la suma de las fases de las señales de entrada.

$$e^{PM 1/1} \times e^{PM 1/0.5} =$$

$$= \sum_{N=-\infty}^{N=\infty} A_n \cos(WC_1 + NW_m) T \times \sum_{M=-\infty}^{M=\infty} B_M \cos(WC_2 + MW_m) T$$

$$= \sum_{N=-\infty}^{N=\infty} \sum_{M=-\infty}^{M=\infty} A_n B_M (\cos WC_1 + N W_m) T \times \cos(WC_2 + MW_m) T$$

$$= \sum_{N=-\infty}^{N=\infty} \sum_{M=-\infty}^{M=\infty} \frac{A_n B_M}{2} \cos \left[ WC_1 + WC_2 + (N+M) W_m \right] T$$

$$+ \frac{A_n B_M}{2} \cos \left[ WC_1 - WC_2 + (N-M) W_m \right] T \quad \text{----- 3}$$

Puesto que, la salida del mezclador es filtrada, únicamente aquéllas componentes que caigan cercanas a la suma de frecuencia de las dos señales de entrada, ésto es  $W_{c1} + W_{c2}$ , pasarán por el filtro. Por lo tanto, el segundo término de (3) se puede ignorar. La tabla, en la Fig. III.15, indica el procedimiento usado en el cálculo del espectro de P.M. resultante.

La fila de arriba indica el espectro de dos ondas de igual tono (1 PM) y la primera columna a mano izquierda indica el espectro P.M. de la Portadora más una onda de Banda lateral inferior de media amplitud.

El producto de estas componentes de espectro es mostrado en el centro de la tabla. Cada uno de estos números contribuyen a una amplitud final de la columna la cual es mostrada en el renglón de abajo. Con la amplitud de las nuevas componentes de frecuencia. Esta onda se centra alrededor de la suma de frecuencias de la primera Portadora y la segunda Portadora ( $W_{c1} + W_{c2}$ ). Por ejemplo si la Banda lateral baja de tercer orden fuera multiplicada por la Banda lateral alta de primer orden, la frecuencia resultante sería igual a la suma de frecuencias de Portadora menos el doble de la frecuencia de audio. El producto con signo apropiado es luego sumado y el resultado de la suma es la composición del espectro de la onda de P.M. total.

Este es el espectro de P.M. que es modulado en amplitud en el transmisor asociado. Figura III.16. Muestra el efecto de Modular en amplitud una onda de P.M. El resultado de estos cálculos nos brinda la composición de espectro de la onda deseada C.S.S.B. Cada componente espectral de la señal P.M. se supone será una Portadora para modular en amplitud;

	Componente de P.M. de la Portadora más una onda de una banda igual.	$W_{c1} - 4W_m$	$W_{c1} - 3W_m$	$W_{c1} - 2W_m$	
		- 0.143V	+ 0.200	- 0.333	
Espectro P.M. de la Portadora más una onda de una banda a media amplitud.	$W_{c2} + 6W_m$	+0.0031			
	$W_{c2} + 5W_m$	-0.0068			
	$W_{c2} + 4W_m$	+0.0150		-001	
	$W_{c2} + 3W_m$	-0.0345	+003	-004	
	$W_{c2} + 2W_m$	+0.0834	-008	+009	
	$W_{c2} + W_m$	-0.2252	-025	+032	
	$W_{c2}$	+0.9342	-133	+187	
	$W_{c2} - W_m$	+0.2586	+052	-086	
	$-2W_m$	-0.0335	+011	-034	
	$-3W_m$	+0.0085	+009	+009	
	$-4W_m$	-0.0027	-003	+001	
			-097	+121	-152
			$-4W_m$	$-3W_m$	$-2W_m$

COMPONENTE DEL ESPECTRO DE P.M. DEL SISTEMA 1 P.M.+ 0.5 P.M.

FIG.- (III.15) Cálculos de espectro para determinar el espectro de P.M. del sistema 1 PM+ 0.5 PM.

CONTINUACION CALCULO DE ESPECTRO.

$W_{cl} - W_m$	$W_{cl}$	$W_{cl} + W_m$	$W_{cl} + 2W_m$	$W_{cl} + 3W_m$	$W_{cl} + 4W_m$
+1.0	+1.0	-0.333	-0.200	-0.143	+0.111
+001	-001	+001	-001	+001	-001
+002	-002	+003	-005	+002	-007
+005	-007	+011	-035	+015	+015
+017	-028	+083	+083	-035	+011
+075	-225	-225	+075	-028	+017
+934	+934	-311	+187	-045	+032
+259	-086	+052	-037	-133	+104
+011	-007	+005	-004	+029	-024
+002	-001	+001	-001	+003	
+1.306	+577	-380	+262	-191	+147
$-W_m$	$W_{cl} + W_{c2} + W_m$		$+2W_m$	$+3W_m$	

COMPONENTE DE	$-4W_m$	$-3W_m$	$-2W_m$	$-W_m$	$W_{c1} + W_{c2}$
1 PM+0.5	-097	+121	-152	+1.306	+577
Banda lateral produci- da por modulación de cada componente por una onda senoidal al 100% de modulación.	+038 +061	-049 -076	+061 +653	-0.076 +0.289	+653 -190
Espectro producido	+002	-004	+562	+1.519	+1.040
Espectro producido en db.	-57.7	-51	-8.6	0	-3.3
			Banda late- ral de se- gundo orden.	Banda la- teral de primer orden.	Banda la Portadora.

Cálculos de Espectro para un Sistema C.S.S.B.  
Suponiendo un transmisor perfecto.

FIG. (III.16) Cálculos de espectro para el sistema C.S.S.B., considerando un transmisor perfecto.

CONTINUACION CALCULOS DE ESPECTRO PARA UN SISTEMA C.S.S.B.

$+W_m$	$+2W_m$	$+3W_m$	$+4W_m$
-380	+262	-191	+147
+289	-190	+131	-096
+131	-096	+074	-069
-040	-024	+014	-018
-31.7	-36	-40.7	-38.6

Componente P.M. de 1 P.M. + 0.5 P.M.	+075	$-4W_m$ -097	$-3W_m$ +121	$-2W_m$ -152	$-W_m$ +1.306	$W_{c1} + W_{c2}$ +577
Banda lateral produci da por una sinusoide. El 97% es A.M. de ca- da componente P.M.	-023 - 47	+036 +059	-047 -074	+059 +633	-074 +280	+633 -184
Bandas laterales producidas por 3% de A.M.		+001 +002	-001 -020	+002 -008	-002 +006	+002 -004
Espectro producido		+001	-021	+534	+1.516	+1.024
Espectro producido en db.		-63	-37.1	-9 Banda Late ral de se- gundo or- den.	0 Banda la teral de primer orden.	-3.4 Portadora.

Cálculos de Espectro Suponiendo un Transmisor con 3% de Distorsión de Envoltente.

FIG. (III.17) Cálculos de espectro para un sistema C.S.S.B., considerando un transmisor que tiene 3% de distorsión de envoltente.



CONTINUACION CALCULOS DE ESPECTRO SUPONIENDO UN TRANSMISOR CON 3% DE DISTORSION

$+W_m$	$+3W_m$	$+W_m$	$+4W_m$
-380	+262	-191	+147
+280	-184	+127	-093
+127	-093	+071	
-020	-009	+006	-004
+003	-002	+002	
+010	-026	+015	
-43.6	-35.4	-40.1	

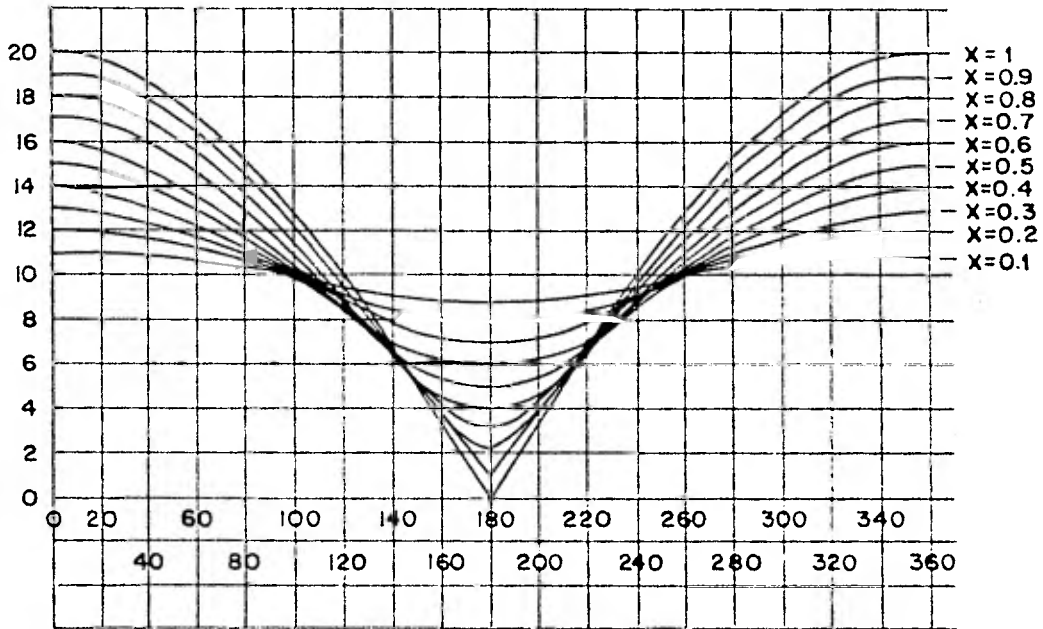


FIG. III.18.

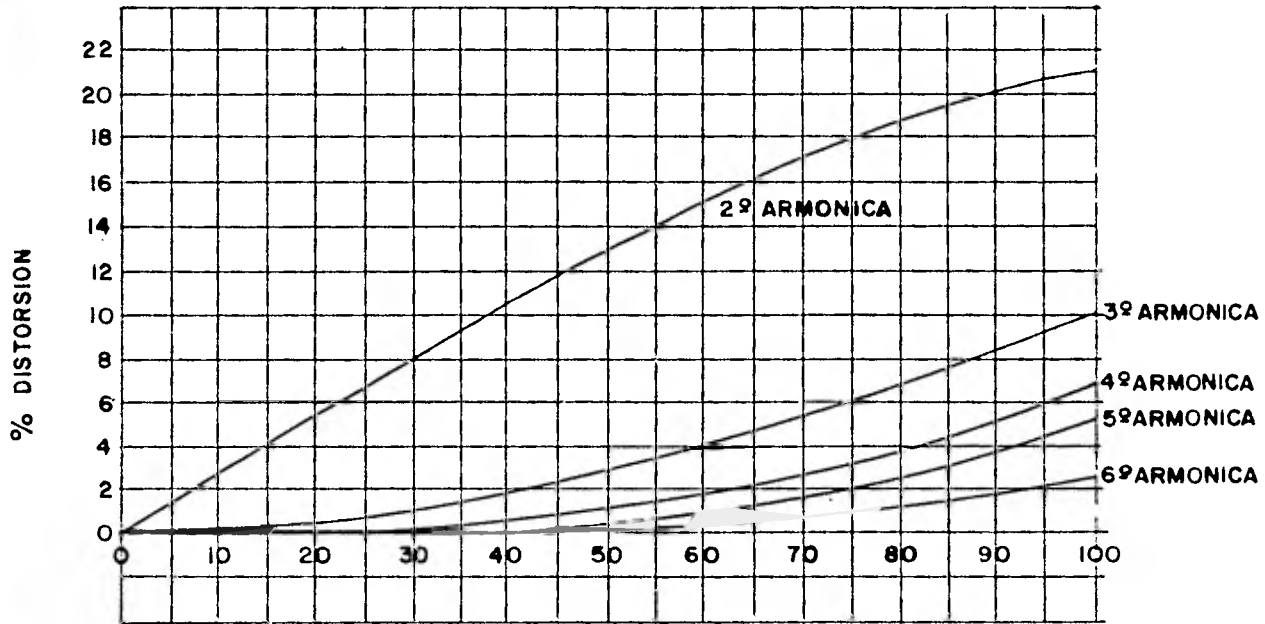


FIG. III.19.

por lo tanto, dos Bandas laterales simétricas espaciadas por la frecuencia de modulación son producidas cerca de cada componente de P.M. La suma de las Bandas laterales producida por los espectros de Modulación de amplitud y Modulación de fase, es el espectro de la onda deseada.

Se notará que se ha supuesto, en esta figura, que ahí no se presentará distorsión de envolvente. La Figura muestra un análisis similar con excepción de la suposición de que el transmisor tiene 3% de distorsión de envolvente por la segunda armónica.

Se tomó como una suposición, en el cálculo del espectro de P.M. que se usarán limitadores en las ramas de 1 P.M. y la rama de 0.5 P.M. Experimentos que fueron ejecutados con este tipo de diagramas de bloques suministraron el mismo espectro resultante, si la limitación es realizada en las componentes individuales o en la onda heterodinada. Por supuesto, el análisis pudo haber sido realizado simplemente mezclando las dos ondas y luego determinado el efecto del limitador después del proceso de heterodinación. Otro componente de Banda Lateral indeseable es producido cuando más de un solo tono es transmitido. El siguiente análisis indica el nivel de este componente. El nivel de la componente de Portadora es función del nivel de audio de entrada.

Si dos tonos de igual amplitud, que tienen un nivel de pico combinado suficiente para causar 100% de modulación, son usados para modular el transmisor, el porcentaje de modulación podrá variar de 0% a 100%, de acuerdo a la relación de fase entre los dos tonos de modulación, cuando las dos componentes están instantáneamente fuera de fase, su resultado es cero, y el porcentaje de modulación ins-

tantáneo es 0%.

En un instante cualquiera, las dos componentes se tienen sumadas y la modulación alcanza ( o aproxima ) 100%. Así la amplitud de la Portadora ( para la relación de componente de Banda Lateral a Portadora  $0.7/1/0.3$  ) se corre de 0.7 para 100% de modulación a 1 para 0% de modulación. Esta variación en el nivel de Portadora ocurre en una proporción igual a la frecuencia de batido entre los dos tonos de modulación.

Por supuesto, la variación en la amplitud de Portadora es A.M., por tanto dos bandas son generadas. Estos componentes son iguales a  $(1-.7)/4 E_{\text{portadora}}$  ó  $.075 E_{\text{portadora}}$ . Así cada una de estas componentes es una pequeñez sobre 23 db abajo de la amplitud de la Portadora sin modulación o 29 db abajo del nivel de pico de la envolvente de potencia. Una de estas Bandas Laterales cae en el espectro de Banda lateral indeseable. Si los dos tonos de audio decrecen en amplitud, la componente de Banda Lateral indeseable decrece.

También si los dos tonos no son iguales en amplitud la componente decrece.

En la práctica, el espaciamiento entre dos tonos de igual amplitud en voz o música normalmente es muy pequeño, menos de 100 ó 200 ciclos, y por lo tanto las componentes espurias producidas por estos mecanismos son muy cercanas a la Portadora y no incrementarían la interferencia de canal adyacente en ningún grado elevado. Se hace énfasis en que las componentes espurias son indeseables, pero no introducen distorsión de envolvente y no son audibles o me

dibles cuando tal señal es recibida en un detector de envolvente. Actualmente, todas estas componentes espurias son requeridas (necesarias) si la envolvente está libre de distorsión y si el receptor elimina estas componentes, alguna distorsión resultará. Afortunadamente estos componentes están extremadamente cerca de la Portadora y, en la práctica, pasarán por el receptor, por eso la envolvente es relativamente libre de distorsión.

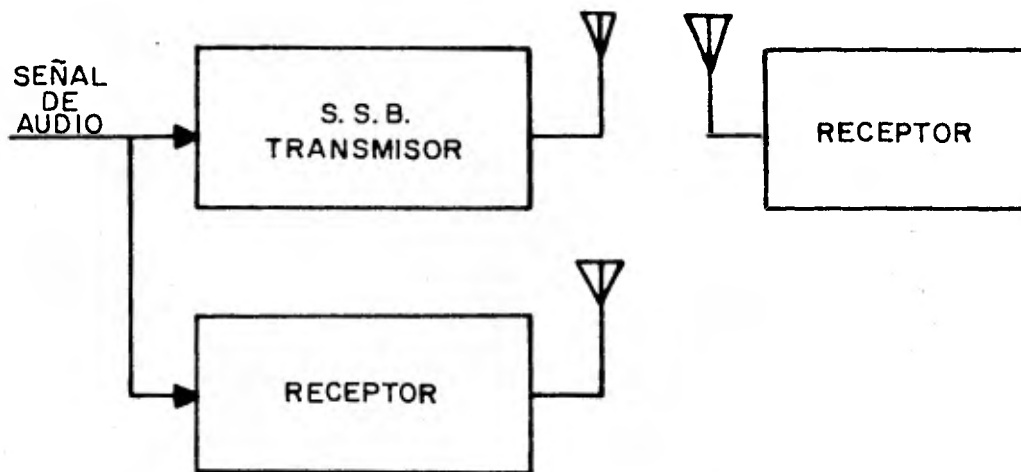
### III.8 VENTAJAS Y EVALUACION EXPERIMENTAL DEL SISTEMA C.S.S.B.

Una de las principales aplicaciones de C.S.S.B., es el campo de la radiodifusión de A.M., por lo tanto, mediciones detalladas bajo condiciones de radiodifusión son dadas en el Capítulo V. Toda prueba fue hecha basada en el circuito de 1.4 de fase estrecha original. De pruebas subsecuentes aparecería que, el uso de la nueva técnica C.S.S.B., 1 P.M. más 0.5 P.M., proveería ventajas adicionales.

Consideremos ahora un último método que puede parecer sencillo y efectivo. Es un método que podemos suponer teóricamente, al igual que el primer método.

Este método que tal vez se considere obvio se centra o basa en tratar de eliminar lo más posible la distorsión en la envolvente de la señal de

envolvente de la señal de Banda Lateral Unica. -  
 Este sistema se muestra en la figura siguiente  
 Figura.



Este método resulta análogo al método utilizado para la reducción de la distorsión por medio de la realimentación negativa en los sistemas de baja frecuencia.

En este sistema la señal de audio se alimenta a un transmisor con modulación en amplitud de tipo convencional, para después eliminar una de las Bandas laterales mediante el uso de un filtro. La señal que se tiene a la salida de este transmisor es la de Banda Lateral Unica, y presenta la distorsión de envolvente. Esta señal distorsionada en su envolvente se recibe y detecta en el mismo lugar de transmisión, la señal de audio que por este medio se obtiene se suma en fase opuesta a la señal moduladora original. Esto dá como resultado una reducción de la distorsión en

la señal de radio-frecuencia del transmisor. Esto trae como consecuencia una extensión dentro del espectro en frecuencia en el lado de la Banda Lateral Transmitida.

Tenemos que aparece un componente lateral de compensación con una frecuencia  $W+2P$ . Esto dá como resultado el ya mencionado ensanchamiento del espectro en frecuencia lateral del transmisor, claro que ésto no es una grave desventaja si se compara con la economía de potencia. Pero la principal desventaja de este método es más bien la cuestión técnica, por la imposibilidad de aplicar suficiente realimentación negativa, como en los casos de los demás sistemas que utilizan la realimentación negativa.

El aplicar bastante realimentación negativa podría traer como consecuencia que el sistema se fuese a oscilaciones locales, no deseadas.

Por lo que, para aplicaciones normales este sistema no es recomendable.

Al hacer mención de este sistema, lo que se pretendió es exclusivamente tener como información el intento por lograr un método sencillo que involucrara formas de compensación ya conocidas.



## CAPITULO IV

## TRANSMISION MEZCLADA DE AM Y CSSB.

En caso de adoptarse es obvio que, si igualmente es acepta da simultáneamente la operación de CSSB en todos los estados de una nación, la transición a esta forma de operación tomaría algunos años; lo es por tanto muy importante para considerar la situación de la operación de CSSB-AM mezclados. En el primer caso, se asume que la Onda de Banda Lateral de C.S.S.B. está alejada de la onda de AM ( si la CSSB fuera usada por la estación de baja frecuencia. La Banda Lateral Baja sería emitida; si fuera usada por la es tación de alta frecuencia, la Banda Lateral alta sería emi tida ). El oyente de la estación de CSSB, por desintonizar su receptor 3KHZ ganaría aproximadamente de 7 a 10 db sobre la operación de AM. La estación de AM oída realizaría una ganancia de 10 a 12 db ( ver el espectrograma de la figura V.6(h) si la estación de CSSB selecciona la Banda La teral cercana a la onda AM, el oyente de la señal CSSB sintonizará a la Portadora, y ahí no hallará ninguna pérdida ni ganancia de interferencia.

También, la onda AM oída no tendrá ganancia real o pérdida en interferencia. La razón es que él perderá aproximadamente 6 db por el incremento en el nivel de las Bandas Laterales de la señal CSSB, pero también perderá ganancia, porque las componentes de Banda Lateral están restringidas y no estarán más cerca que 2 KHZ a su Portadora. Mediciones actuales (ver figura.- V.6(i) indican una ganancia del 1 a 4 db para CSSB para 10 KHZ de separación de Portadora.

## CAPITULO V

## TECNICAS DE EVALUACION.

## V.1 PROCEDIMIENTO DE EVALUACION DE " RUIDO FORMADO "

Uno de los problemas básicos de intentar una comparación cuantitativa del equipo para uso en la transmisión de voz y música, es la determinación de un método para evaluar el efecto de la distribución del espectro característico de la señal. - Obviamente, el uso de alguna onda senoidal de amplitud constante arriba de 15KHZ no sería realista podría imposibilitar la aceptación de la presente interferencia que permite 10KHZ de espaciamiento de Portadora. Por tanto, se pensó que una nueva técnica fuere requerida para la apropiada comparación de CSSB con AM, y es posible utilizar lo para evaluación de otras señales moduladas.

Esta nueva técnica podría ser llamada procedimiento de evaluación de " ruido Formado ". Hagamos una breve descripción, para llevar a cabo este procedimiento, se diseñó y construyó un filtro que tiene la característica de energía de frecuencia mostrada en la figura I.2 Este filtro fue alimentado con una señal de ruido blanco y su salida es usada en la prueba de evaluación. Por este procedimiento, el problema de la medición estadística fue eludida y una respuesta fue aceptada para este espectro característico. Por supuesto, la exactitud ( o aproximación ) de la evaluación es gran

demente dependiente de la forma de la curva usada para conformar el ruido. Debe ser mencionado que ahí se tendrá una caldeada controversia sobre la naturaleza exacta de la distribución del espectro de energía de la voz y la música.

Puesto que la propia prueba es bastante limitada, estamos forzados a depender de la autoridad de otros.

Un estudio de varios diagramas de espectro, relativo a los valores pico de la onda total de audio indica, que la posibilidad de que una componente arriba de los 3 6 4 KHZ tuviera suficiente amplitud para producir una fuerte componente de Banda Lateral de 2o. orden es extremadamente pequeña (ver figura I.2 ).

## V.2 RELACION SEÑAL A RUIDO Y COMPARACION DE RESPUESTA EN FRECUENCIA.

Para determinar la cantidad de mejoramiento en respuesta a alta frecuencia y relación señal a ruido del sistema de C.S.S.B., se dan primeramente consideraciones para el uso de receptores que tengan características cuadradas de selectividad. Después se consideran mediciones de las características de un Receptor convencional de Radiodifusión.

Si un receptor de A.M. perfecto fuera usado para recibir una onda de doble Banda Lateral de A.M., su Banda de paso tendría que ser dos veces la más

alta audio frecuencia que se reciba. Así, si la onda AM es modulada por componentes hasta de 10 KHZ las etapas FI y RF tendrán un ancho de Banda de 20 KHZ Para transmisiones de CSSB, el ancho de Banda necesario solamente será 10 KHZ. - Por eso ya que, la potencia del ruido aleatorio es doblada cuando el ancho de Banda es doblado la relación señal a ruido será 3 db mejor para transmisiones de CSSB. En el caso de ruido impulso, la potencia de ruido se incrementa como una función cuadrática del ancho de Banda. Por tanto, hay una mejora de 6 db en la relación S/R para ruido de impulso cuando la transmisión de C.S.S.B. es usada.

Debe notarse que este mejoramiento en la relación señal a ruido es para receptores AM con características de selectividad cuadradas y los receptores en uso ahora, son lejanos de la perfección en consideración a sus características selectivas. Actualmente en la práctica estos receptores son mucho más angostos que lo que deben ser para usarse en doble Banda Lateral por razones económicas; ellos entonces tienden a destruir componentes de señal que son importantes para la inteligibilidad del lenguaje.

Quedaría muy difícil de especificar el mejoramiento de la relación señal a ruido cuando uno considera la relativa importancia de las diferentes componentes de espectro de la voz y la música. - Esto es especialmente verdadero en las situaciones donde las características selectivas de la red

involucradas son redondeadas.

Por ejemplo, si la componente de voz a 3500 Hz es atenuada 7 db y si una componente a 2000 Hz es atenuada 1 db, entonces la relación de señal a ruido para esa componente a 3500 Hz será 6 db menor que la relación S/R a 2000 Hz.

Así que la relación señal a ruido efectiva, es una función de la respuesta en frecuencia, y una sola figura para la relación señal a ruido no podrá ser fácilmente obtenida. Por lo tanto, no se podrá ofrecer una figura exacta para el mejoramiento de señal a ruido de CSSB, porque la relación señal a ruido y la respuesta en frecuencia al sistema están estrechamente relacionados. Excepto por la diferencia en ancho de Banda, la respuesta en frecuencia de la curva cuadrada de selectividad del receptor de A.M. sería idéntica a aquélla curva de selectividad cuadrada del receptor CSSB. Por lo tanto ahí no encontraría diferencia entre los dos sistemas, cuando tales receptores sean usados. Como se vió antes el ancho de Banda de los aparatos domésticos y de los aparatos extranjeros deja mucho que desear.

Actualmente sus pobres características de alta frecuencia no únicamente degradan el proceso de reproducción musical sino también reduce la inteligibilidad de la voz.

Ha sido puntualizado que la pérdua de la respuesta en frecuencia arriba de 3000 Hz reduce la inte

ligibilidad del sonido de " S " de 100% a 40%, el sonido de "TH" de 100% a 66%, el sonido de " Z " de 100% a 80% y la " T " de 100% a 81%. Estas me diciones fueron hechas bajo relativamente buenas condiciones de señal a ruido; se notó que bajo po bres condiciones de señal a ruido, la pérdida de inteligibilidad debido a reducida respuesta en al ta frecuencia es aún, más severa. Hay un efecto de enmascaramiento de ruido, que además degrada la inteligibilidad cuando los componentes de alta frecuencia son atenuados por la limitada respues-  
ta en frecuencia del equipo. El sistema CSSB, me jora, la respuesta en frecuencia del sistema, in crementa el área de buena recepción.

La característica total de selectividad de un receptor económico, mostrada en la figura I.1, indi ca que la frecuencia del corte de audio a 3 db es únicamente a 2.6 KHZ. Pruebas del laboratorio in dicaron que el receptor, cuando es usado para recepciones de CSSB puede ser desintonizado 2 ó 3 KHZ mejorando la respuesta de alta frecuencia. Fi gura V.1 y V.2 confirman este mejoramiento en la respuesta de alta frecuencia.

Ambas figuras son gráficas de la respuesta total de audio del receptor cuando es sintonizado para AM ( marcada, "frecuencia de portadora" en la curva ) o para C.S.S.B. con desintonización de 2 y 3 KHZ. La figura V.2 es la misma que la figura V.1 , excepto que una gráfica que tiende a enfatizar característica de alta frecuencia de la respuesta, es usada en lugar de una gráfica loga-  
rítmica.

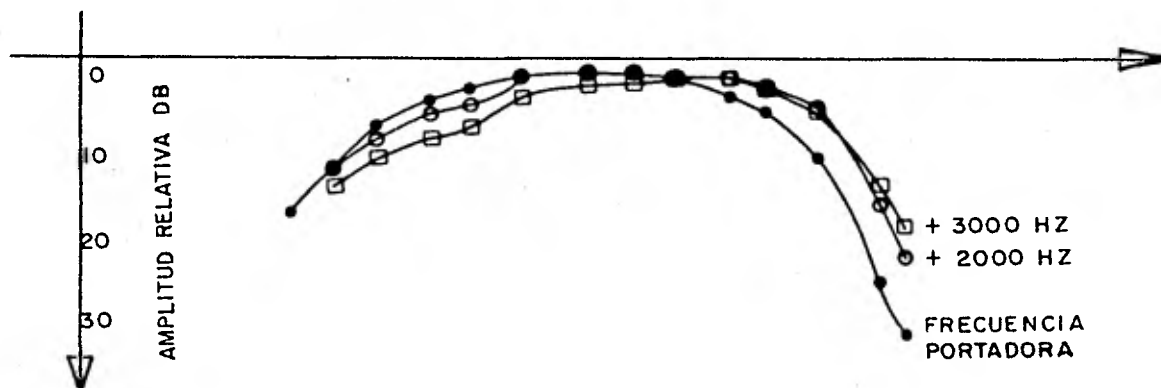


FIG. ( V.1 ) Frecuencia de un sistema C.S.S.B. típico como una función de el receptor desintonizado. Frecuencia en escala logarítmica.

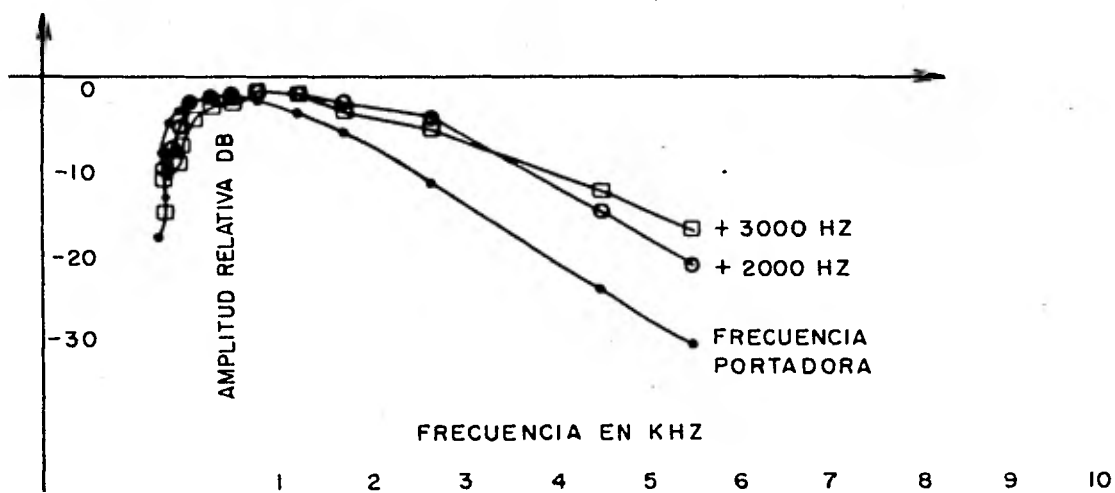


FIG. ( V.2 ) Respuesta en frecuencia de un sistema C.S.S.B. típico como una función del receptor desintonizado. Escala lineal.



La mejora en la respuesta de alta frecuencia es especialmente notable en el área limítrofe del radioescucha cuando la voz es ininteligible cuando AM es usado. Es notorio que la cantidad de desintonización del receptor es una función de las relaciones señal a ruido y de la relación señal a interferencia. La pequeña cantidad de la desintonización podría ocurrir cuando el receptor es operado bajo buenas condiciones de señal a ruido y situaciones de interferencia. La cantidad de desintonización que el radioescucha normal toleraría es una función de la cantidad de distorsión que él oye. Bajo una pobre relación de señal a ruido, el ruido enmascara la distorsión; entonces el radioescucha tiende a sintonizar más lejos la portadora para obtener un incremento de volumen y un incremento en la respuesta de alta frecuencia. Esta mejoría de la respuesta en frecuencia es extremadamente importante a baja relación señal a ruido porque el ruido tiende a enmascarar los débiles sonidos de alta frecuencia. Por consiguiente, el radioescucha promedio, desintoniza más el receptor a baja relación señal a ruido que a buena relación señal a ruido.

### V.3 INTERFERENCIA DE CO-CANAL .

Para considerar la interferencia Co-Canal, se supone primero el uso de un receptor que tiene una Banda de paso perfectamente plana con unas características de selectividad con pendiente infinita en IF, RF, y considerando el caso de dos seña-

les C.S.S.B. operando a la misma frecuencia de Portadora pero en Bandas Laterales opuestas.

Entonces si un receptor perfecto es considerado, la interferencia de diafonía entre estas dos estaciones Co-Canal, será igual a la radiación de Banda Lateral indeseable del transmisor.

Así, si una relación de 30 db de Banda Lateral deseable a indeseable fuere mantenida en el transmisor, el aislamiento entre canales sería de 30 db para señales de intensidades iguales. Si el espaciamiento geográfico provee aislamiento adicional, entonces el aislamiento total sería igual a 30 db más el aislamiento geográfico. Considérese el mejoramiento que podría ser obtenido cuando una señal de C.S.S.B. opera simultáneamente en el mismo canal que una señal de doble Banda Lateral, A.M. Convencional, en este caso, si el receptor tiene características de selectividad cuadrada, la señal de doble Banda Lateral podría ser reducida por un factor de aproximadamente 7 db cuando la onda C.S.S.B. es recibida. Esta pérdida es debida en parte al hecho de que una de las Bandas Laterales de la señal interferente de doble Banda Lateral no es aceptada por el receptor y en parte a la relación de cuadratura entre la Portadora y la Banda Lateral restante, por eso, la amplitud de la modulación de la onda de AM será reducida a menos del 50%. Los radioescuchas que sintonizan a la señal de doble Banda Lateral pueden, usando un receptor de características selectivas perfectas, disminuir la interferencia de la otra estación por 30 db.

Pero por su alta selectividad el receptor eliminará una de las Bandas Laterales deseadas, la modulación deseada podría ser reducida por 7 db, y un 11% de distorsión de envolvente podría ser introducida a causa de la onda de banda lateral. Así el radioescucha de la señal de A.M., tendrá una ganancia neta en la relación señal a interferencia de 23 db, pero al mismo tiempo una considerable distorsión será introducida. Por supuesto, él puede todavía sintonizar la Portadora y mantener, las condiciones exactas de recepción que existen cuando ambas estaciones transmitieran ondas de doble Banda Lateral convencional. En la práctica, el oyente ajusta automáticamente su sintonía para acomodar condiciones prevalecientes. Por ejemplo, si su casa está cerca de la estación de AM de doble Banda Lateral él, normalmente sintoniza para la Portadora así como para recibir la señal más fuerte.

Sin embargo, si vive cerca de la estación C.S.S.B. Co-Canal que produce la interferencia él sintonizará su aparato fuera de la Banda Lateral de la estación de C.S.S.B. de modo que minimiza la interferencia. Así, a causa de que la estación interferente radia únicamente una Banda Lateral, el oyente tiene la posibilidad de reducir la interferencia por sintonizar lejos de la Banda Lateral usada por la estación Co-Canal. El oyente de la señal C.S.S.B. puede reducir efectos de interferencia sintonizando lejos de la Portadora y cerca de la Banda Lateral deseada.

Si ambas estaciones utilizan el sistema C.S.S.B. y

transmiten Bandas Laterales opuestas, la mayor ganancia será obtenida. Se notaría que si las dos estaciones Co-Canal de C.S.S.B. transmiten en la misma Banda Lateral, no habrá ningún mejoramiento de selectividad.

Por supuesto, las otras ventajas de la operación de C.S.S.B. son todavía aplicables. Las características selectivas de los receptores comerciales están, como se mencionó anteriormente, lejos de la perfección. Es notorio, que lo práctico sería hacer receptores con excelentes características selectivas que podrían proveer casi la completa mejora de interferencia. Sin embargo en este estudio es más importante considerar aparatos convencionales. Pruebas actuales de laboratorio que usaron radios baratos convencionales y que fueron hechas durante el estudio de interferencia de Co-Canal, verificaron las anteriores conclusiones. Las figuras V.3 y V.4 muestran varias condiciones de interferencia Co-Canal bajo situaciones en que C.S.S.B. es usada por la estación que lo desee o por ambas estaciones.

Una ganancia máxima de 10 a 15 db es indicada para las componentes débiles de audio de alta frecuencia. Otra ventaja de la señal de C.S.S.B. es que es poco menos sensitiva a la rotación de fase de la Portadora, especialmente a bajo porcentaje de modulación. Esto es porque la otra Banda Lateral está ausente; entonces, como únicamente dos fuertes componentes están presentes a bajos porcentajes de modulación, la fase de la Portadora no influye la

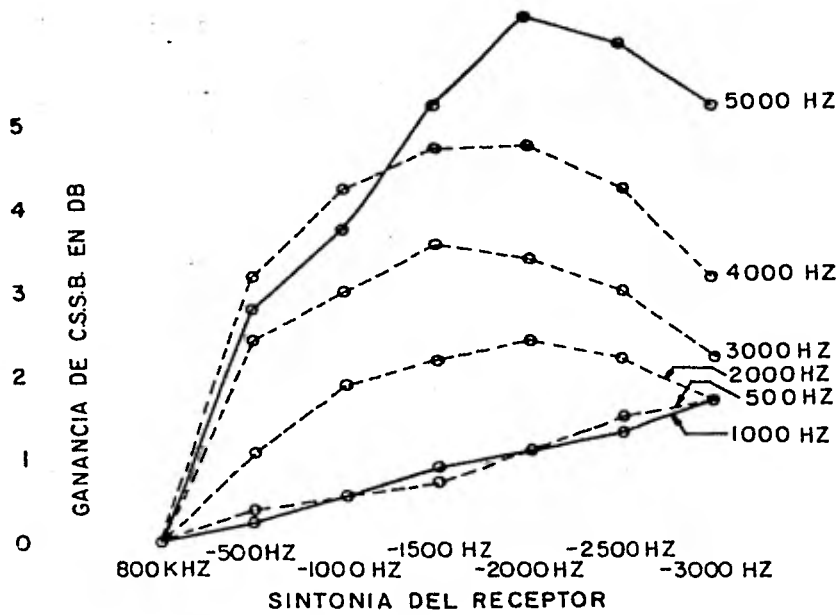


FIG.- ( V.3 ) Ganancia en la interferencia Co-Canal por usar C.S.S.B. como una función del sintonizador del receptor. El transmisor que crea interferencia opera AM, el transmisor de interés opera C.S.S.B.

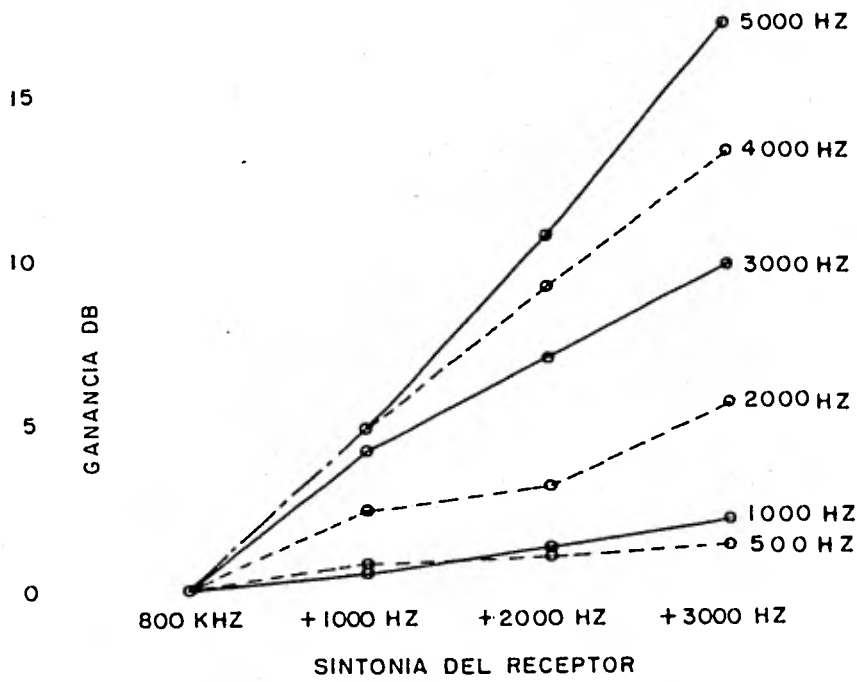


FIG. (V.4) Ganancia de interferencia Co-Canal por usar C.S.S.B. como una función del sintonizador del receptor. Interferencia creada por el transmisor y deseada opera C.S.S.B.

forma de onda de la envolvente para estas condicio  
nes de bajo porcentaje de modulación.

Cuando la señal indeseable tiene una frecuencia de Portadora aproximadamente igual a la frecuencia de la Portadora deseada, las Portadoras combinadas se modularán en fase, dando una nota de batido de baja frecuencia. A causa de que C.S.S.B. es menos sensitiva a la discrepancia de fase, será un poco menos sensitiva a ésta forma de distorsión de batido de Portadora.

## V.4

## INTERFERENCIA DE CANAL ADYACENTE.

En lo siguiente, se supondrá excepto donde diga lo contrario, que se utiliza una separación de 10 KHZ entre canales. La técnica de "ruido de forma" o ruido formado, descrita anteriormente, fue usada para todas estas mediciones en interferencia de canal adyacente. Pruebas con modulación de ruido aleatorio puro (hasta 20 KHZ) indican que hay menos interferencia con C.S.S.B. sin embargo, no es un resultado muy realista, ya que el ruido formado tiene amplitudes uniformes y en cambio en audio suelen ocurrir eventualmente señales agudas de gran intensidad.

Los cuatro posibles métodos de arreglo de Banda Lateral entre dos estaciones C.S.S.B. adyacentes e interferentes son mostrados en la figura V.5. Tres de estos arreglos parecen ofrecer una mejora apreciable en interferencia. El cuarto no alterará grandemente la situación de interferencia por cambiar a operación en C.S.S.B. En el primer arreglo, Figura V.5 (a), la estación de alta frecuencia utiliza la Banda Lateral alta y la estación de baja frecuencia toma la Banda Lateral baja. En este más favorable caso, la componente fuerte, cercana estaría al menos 13 KHZ lejos del punto central de sintonización del receptor. Esta figura de 13 KHZ es obtenida, reconociendo que las Portadoras están espaciadas por 10 KHZ y que el Receptor, bajo condiciones de fuerte interferencia, sería sintonizado aproximadamente a 3 KHZ sobre el lado deseado.



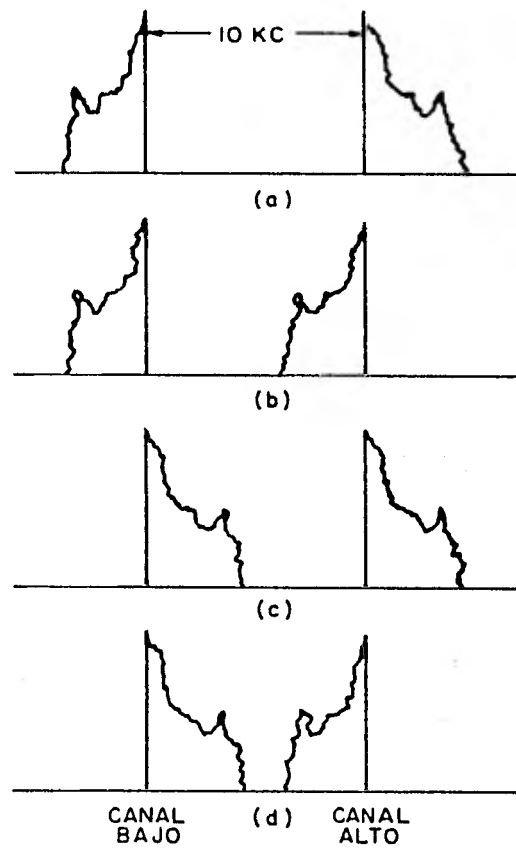


FIG. (V.5) Varias condiciones de interferencia de canal adyacente.

Figura V.6 (b) muestra mediciones actuales para estas situaciones, y la Figura V.6 (a) muestra la situación de AM convencional que podría ser usado para una comparación. Resulta notorio que desintonización de 3000 HZ produce una ganancia para C.S.S.B. de 17 db. La Figura V.5 (b) muestra la situación donde ambas estaciones C.S.S.B. de canal adyacente operan en la Banda Lateral Baja. En esta situación, la persona que está escuchando la estación de baja frecuencia, sintonizará su receptor 3 KHZ abajo de la Portadora de la estación.

Por lo tanto, las componentes de interferencia cercanas estarán aproximadamente a 5 KHZ del centro de la Banda de paso del receptor, Figura V.6 (c) indica que bajo tales condiciones una ganancia un poco mayor de 11 db resultará. En el siguiente arreglo de Bandas Laterales, Figura V.5 (c) la Banda Lateral Alta es transmitida por ambas estaciones. En este caso, la persona que escucha a la estación de alta frecuencia sintoniza su receptor aproximadamente 3 KHZ sobre la frecuencia de Portadora, y los oyentes de la estación de baja frecuencia sintonizan sus receptores a la frecuencia de Portadora. Para los oyentes de baja frecuencia, la componente cercana estaría 10 KHZ lejos del centro de la BANDA DE PASO del receptor. Para los oyentes de la alta frecuencia, la componente cercana estará en unos 5 KHZ lejos del centro del selector. La figura de 5 KHZ es basada sobre la suposición de que el oyente desintonizará su receptor por 3 KHZ y que el filtro de cristal en el transmisor de Banda Lateral adaptado li

mita las componentes fuertes de la señal a 8 KHZ.

El espectrograma mostrado en la Figura V.6 (e) su ministra mediciones para esta situación. Se supo ne que el receptor estará sintonizado a la frecuencia de la Portadora de la estación de baja frecuencia y una ganancia de unos 10 db sobre la situación de AM ha sido medida. El caso en el que el oyente sintoniza la estación de alta frecuencia no es indicada en esta figura pero es idéntica a la situación de espectro mostrada en la figu ra V.6 (c).

En este caso, una ganancia de 1.5 db es suministrada cuando el receptor es sintonizado a la Portadora, y una ganancia de 11 db cuando el receptor es desintonizado 3 KHZ para eludir mejor la interferencia. En la cuarta situación, Figura V.5(d) la estación de alta frecuencia usa la Banda Lateral baja y la estación de baja frecuencia la Banda Lateral alta. Esta es la situación míni ma deseable, y en este caso los receptores esta rían sintonizados a la Portadora para la mejor re cepción en regiones de interferencia ya experimen tada. La primer ventaja para el sistema es la de que las componentes de alta frecuencia de la se ñal están restringidas a 8 KHZ, mientras en ope ración normal, ellas no están restringidas. Por tanto, se tendrán algunas mejoras en recepción por el factor foregoing. (Esto es perceptible, co mo siempre, que esta ventaja será casi compensada por el hecho de que el nivel de Banda Lateral se rá "alzado" en ambos casos por 6 db ). El espec-

trograma, Figura V.6 (f) nos dá las actuales mediciones para esta situación, en la cual una pequeña ganancia de 1 db es realizada para esta situación de C.S.S.B. sobre el arreglo convencional de AM.

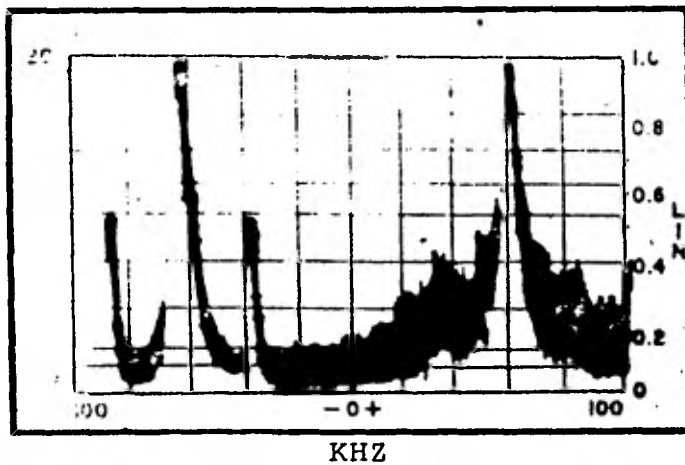
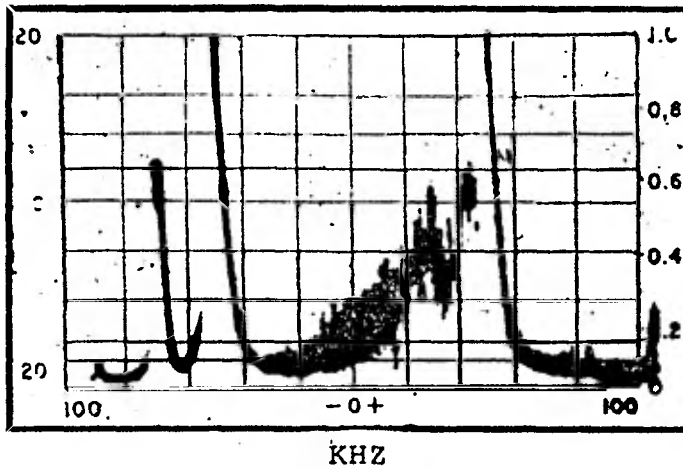


FIG. (V.6) Mediciones hechas para interferencia de canal adyacente.

a) AM/AM.  
 Deseada -AM 20% a 2000 HZ.  
 Interferencia-ruido de forma AM a 100% amplitud de las portadoras iguales y espaciadas 10 KHZ.

Relación de señal a interferencia (+) 18 db.



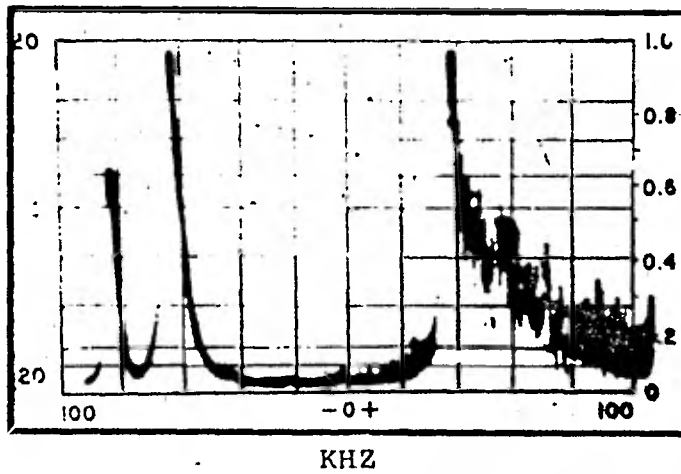
b) Banda lateral baja/banda lateral baja

Deseada: LSB 20% de modulación a 2000 HZ.

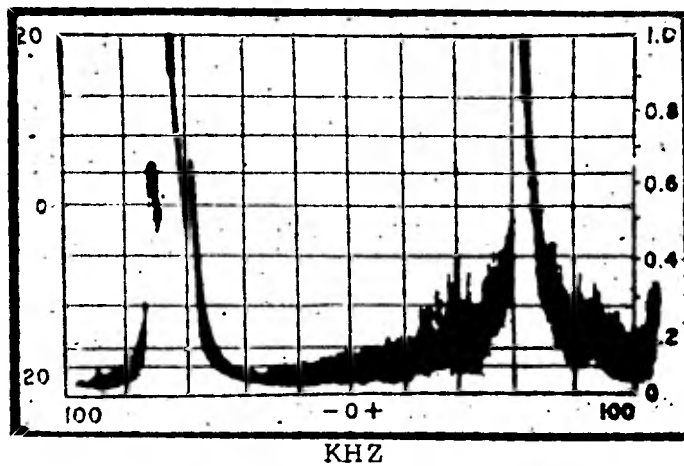
Interferencia: LSB ruido de forma a 100% de modulación.

Amplitud de portadoras igual con 10 KHZ de separación.

Relación señal a interferencia (+) 28 db.



- c) Banda lateral baja/banda lateral alta.  
 Deseada: LSB 20% a 2000 HZ.  
 Interferencia: USB. Ruido de forma a 100% de modulación.  
 Amplitud de portadoras igual con 10 KHZ de separación. Relación de señal a interferencia (+) 28 db.



d) AM/AM.

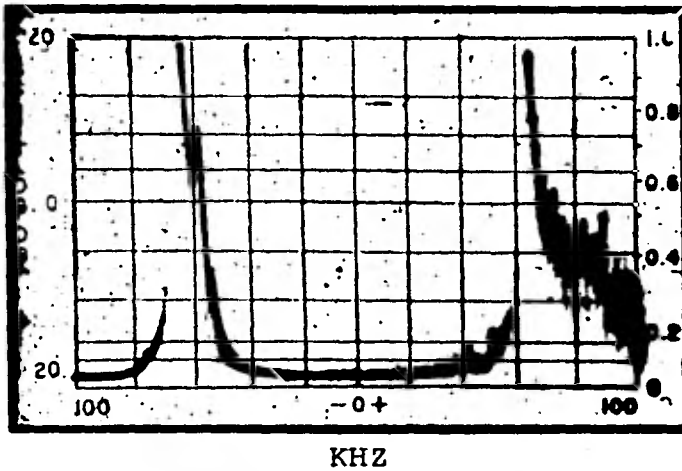
Deseada: AM 30% a 400 Hz.

Interferencia: ruido de forma AM a 100%

Amplitud de las portadoras igual con 10  
KHZ de separación.

Relación señal a interferencia (+) 27 db.





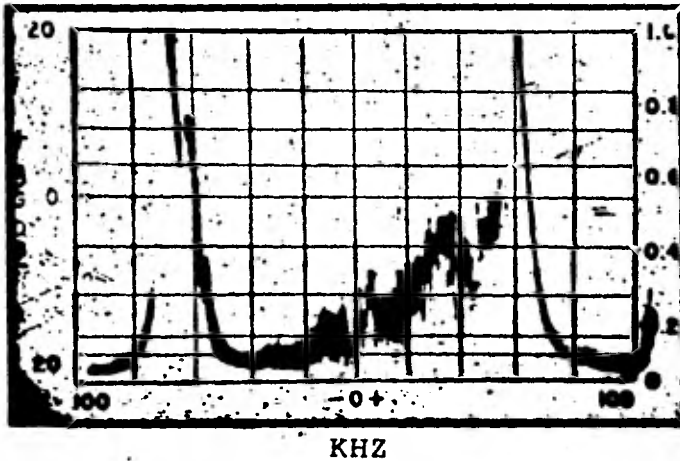
e) Banda lateral alta/banda lateral alta.

Deseada: USB. 30% de modulación a 400 HZ.

Interferencia: USB. ruido de forma a 100% de modulación.

Amplitud de las portadoras se mantiene igual y con 10 KHZ de separación.

Relación señal a ruido (+) 37 db.



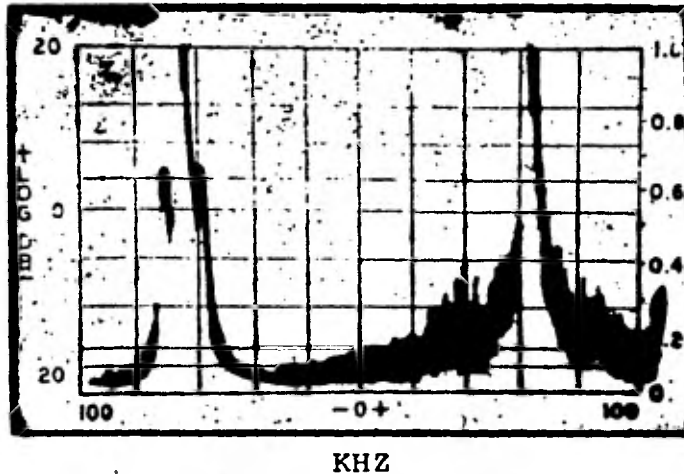
f) Banda lateral alta/banda lateral baja.

Deseada: USB. 30% de modulación a 400 HZ.

Interferencia: LSB ruido de forma a 100% de modulación.

Portadoras con igual amplitud y separación de 10 KHZ.

Relación señal a interferencia (+) 28 db.



g) AM/AM.

Deseada: AM 30% a 400 HZ.

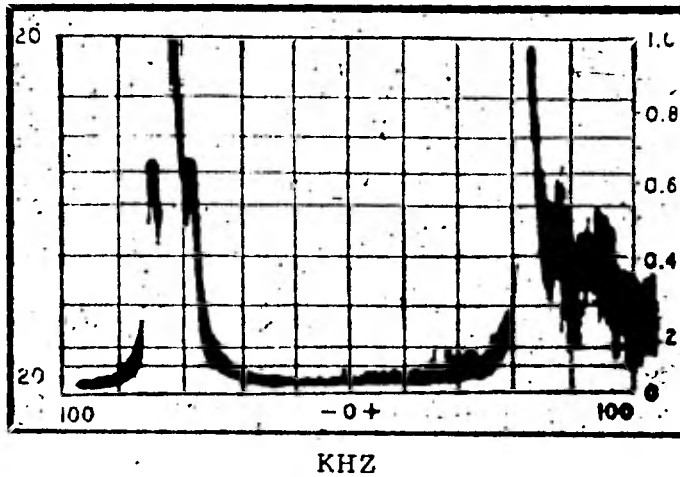
Interferencia: AM ruido de forma a 100% de modulación, la amplitud de las portadoras se mantiene igual y con la misma separación de 10 KHZ.

Se interfiere la amplitud de la portadora deseada 30 veces con una separación de 20 KHZ.

Relación señal a ruido.

10 KHZ - (+) 27 db.

20 KHZ - (+) 4.5 db.



h) AM/Banda lateral alta.

Deseada: AM 30% a 400 HZ.

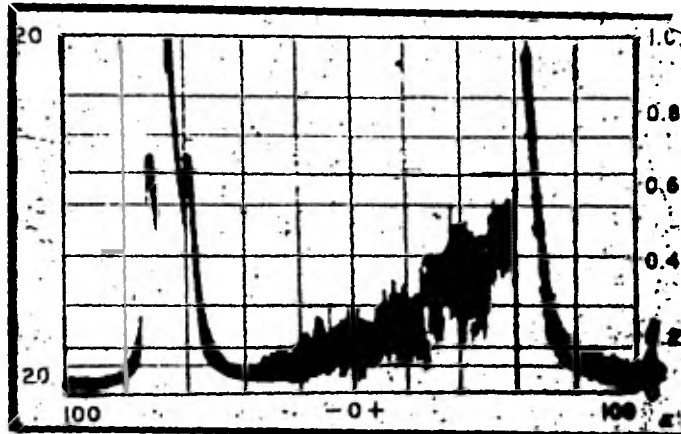
Interferencia: USB. ruido de forma a 100% de modulación.

Amplitud de portadoras igual y 10 KHZ de separación.

Relación señal a interferencia

10 KHZ - (+) 37 db.

20 KHZ - (+) 33 db



KHZ

i) AM/Banda lateral baja.

Deseada: AM 30% a 400 HZ

Interferencia: LSB ruido de forma con 100% de modulación.

Amplitud de portadoras igual separación 10 KHZ.

Relación señal a interferencia

10 KHZ - (+) 28 db.

20 KHZ - (+) 33 db.

V.5 CONSIDERACIONES DETALLADAS DE LA MAXIMA -  
INTERFERENCIA PERMISIBLE PARA OPERACIONES  
DE C.S.S.B.

En la proposición de cualquier nuevo sistema, deben ser dadas completas consideraciones para la situación mínima favorable de operación y para operación en C.S.S.B., ésto puede ocurrir cuando la Banda Lateral transmitida esté muy próxima a la señal que está siendo perturbada.

Aún bajo estas condiciones, habrá una pequeña mejora sobre la presente operación de AM para los oyentes de ambas estaciones. Las especificaciones del equipo C.S.S.B. limitan la respuesta a 8 KHZ. Estas especificaciones fueron formuladas porque es visible del análisis de espectro de C.S.S.B. que algunos incrementos en interferencia para la peor condición pueden ser esperados en ausencia del filtro de 8 KHZ.

Si uno estudia la Figura V.1 ó V.2 es claro que una apreciable cantidad de pérdida de señal en alta frecuencia puede ocurrir en el equipo de transmisión de C.S.S.B. mientras que todavía se puede lograr una mejora en la característica de audio de alta frecuencia. Debido a restricción de respuesta de 8 KHZ en alta frecuencia, se tiene una ganancia de 1 a 4 db en la condición mínima deseable de interferencia de canal adyacente (Ver Figura V.6 (i)). Como se expuso anteriormente, ésta no es una condición preferida de operación, y hay una ganancia muy grande cuando la otra Banda Lateral, la más lejana de la estación que sufre in-

terferencia, es usada. Sin embargo, habrá necesariamente casos en los que esta condición se presentará, de ahí la necesidad de limitar la respuesta de alta frecuencia del equipo. Con referencia a las mediciones hechas en la característica de interferencia del sistema C.S.S.B. cuando la señal C.S.S.B. es espaciada a 20 KHZ de la señal deseada, las mejoras son bastante substanciales no importando qué Banda Lateral es usada por el transmisor C.S.S.B.

Para 20 KHZ de separación de canal adyacente, una ganancia de arriba de 28.5 a 30 db fue medida sobre la operación de AM no importando qué Banda Lateral fue usada. La razón de esta ganancia es el uso de filtros de Banda Lateral de corte abrupto que aseguran que el volumen de energía transmitida es restringida a un ancho de Banda de 8 KHZ.

Sin embargo, se requiere de una nota de precaución. La característica de interferencia para una separación de Portadoras de 20 KHZ es extremadamente sensitiva a la cantidad de alta frecuencia contenida en la moduladora. Así, puesto que estas mediciones son altamente dependientes de el tipo de señal que es transmitida, es difícil de establecer inequívocamente, que en la práctica se logrará la ganancia adecuada con una separación de 20 KHZ.

## V.6

REDUCCION DE LA INTERFERENCIA PRODUCIDA POR  
RADIACION DE RECEPTORES DE TELEVISION.

Uno de los más serios problemas que encara el radiodifusor de A.M. es la interferencia producida por el pobre blindaje de los receptores de televisión. Este problema surge de el hecho de que la mayoría de los amplificadores de frecuencia de barrido horizontal tiene suficiente radiación de armónicas para extenderse sobre el rango entero de radiodifusión y aún, dentro del rango de alta frecuencia.

Sin embargo, el uso de C.S.S.B. provee una solución a este problema para muchos canales de radiodifusión. Lo primero de todo, es el hecho de que C.S.S.B. incrementa el nivel de las componentes de alta frecuencia de la señal deseada, mejora la relación señal a interferencia. Así mismo, escogiendo la Banda Lateral alejada de la componente de interferencia, resultará que una apreciable ganancia puede llevarse a cabo. La Figura V.7 es una tabla que muestra la distribución de frecuencias de los componentes de interferencia de televisión.

Esta tabla fue preparada calculando solamente la frecuencia de las armónicas, de la frecuencia de salida horizontal de 15.75 KHZ que cae dentro de la Banda de Radiodifusión. El estudio de esta carta mostrará que en la mayoría de los casos una apreciable mejoría puede ser llevada a cabo seleccionando la Banda Lateral apropiada. Por ejem-



FRECUENCIA DE INTERFERENCIAFRECUENCIA DE INTERFERENCIA

551.25	1086.75
567	1102.5
582.75	1118.25
598.5	1134
614.25	1149.75
630	1165.5
645.75	1181.25
661.5	1197
677.25	1212.75
693	1228.5
708.75	1244.25
724.5	1260
740.2	1275.75
756	1291.5
771.75	1307.25
787.5	1323
803.25	1338.75
819	1354.5
834.75	1370.25
850.5	1386
866.25	1401.75
882	1417.5
897.75	1433.25
913.5	1449
929.25	1464.75
945	1480.5

FIG. ( V.7) Distribución de la interferencia en televisión en el rango standar de emisiones de radio.

plo, si la estación es operada en 1180 KHZ, se seleccionaría la Banda Lateral baja para reducir la interferencia de televisión que cae a 1181.25 KHZ.

El oyente, sintonizando su receptor para máximo sonido, reduce esta forma de interferencia. Para confirmar estas conclusiones teóricas varias situaciones de interferencia fueron checadas con un receptor promedio sintonizado para óptima recepción de C.S.S.B. cuando se transmite en la Banda Lateral apropiada para eludir esta interferencia (Ver figura V.8 y V.9). Las varias condiciones de separación de interferencia fueron investigadas mientras que se varía la sintonía del receptor. Puede ser visto en las Figuras V.8 y V.9 que la ventaja es bastante impresionante ( arriba de unos 16 db ). Para altas cantidades de desintonización y alta separación de interferencia de la Portadora.

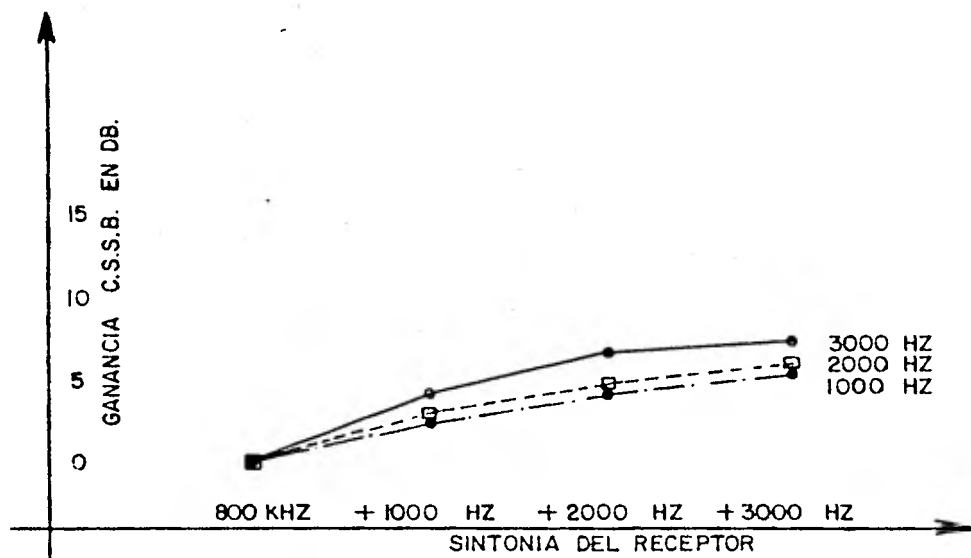


FIG. (V.8) Ganancia C.S.S.B. al reducir la interferencia de televisión como una función del sintonizador del receptor. Frecuencia de la modulación deseada 400 HZ.

Las marcas en la curva indican la diferencia entre portadora y la frecuencia interferente.

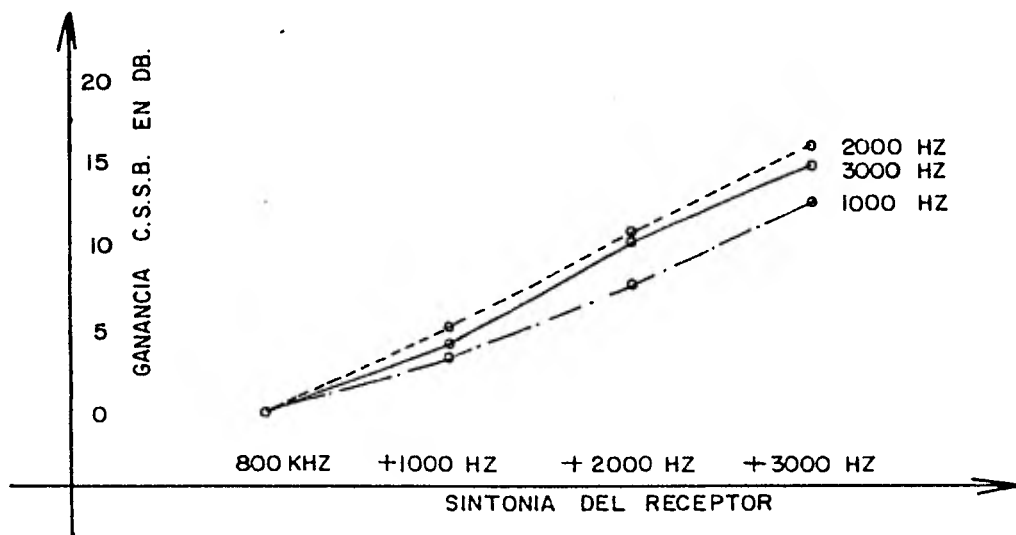


FIG. (V.9) Ganancia C.S.S.B. en la reducción de la interferencia de televisión como una función del sintonizador del receptor. Frecuencia de la modulación deseada 3000 HZ. Las marcas en la curva indican diferencia entre portadora y frecuencia interferente, o frecuencias.

V.7

**MEDICIONES DE SENSIBILIDAD DEL SISTEMA DE C.S.S.B. A LA SINTONIA DEL RECEPTOR.**

Una de las principales preguntas, que serán consideradas en la evaluación del sistema C.S.S.B. es la pregunta acerca de la sensibilidad del sistema a los errores en la sintonía del receptor.

Las figuras V.10 y V.11 muestran la total distorsión de armónicas de todo el sistema transmisor receptor para dos receptores típicos cuando un tono de 1000 HZ es usado para modular el transmisor de C.S.S.B. y su asociado transmisor de A.M. al 95%. Como un nivel de comparación, se proporciona también una curva que muestra la distorsión producida cuando la transmisión de A.M. es usada. Debe ser enfatizado que en todas las gráficas muestran la total distorsión del adaptador C.S.S.B., más el transmisor y el receptor asociado. La figura V.10 muestra una curva similar, pero el equipo es modulado por 3 KHZ al 95% de modulación en lugar de 1000 HZ. En todos los casos, la Banda Lateral alta fue transmitida cuando el sistema C.S.S.B. fue usado. La figura V.11 muestra la distorsión armónica cuando un segundo receptor fue probado. Las Figuras V.12 y V.13 proveen información con respecto a la distorsión de intermodulación.

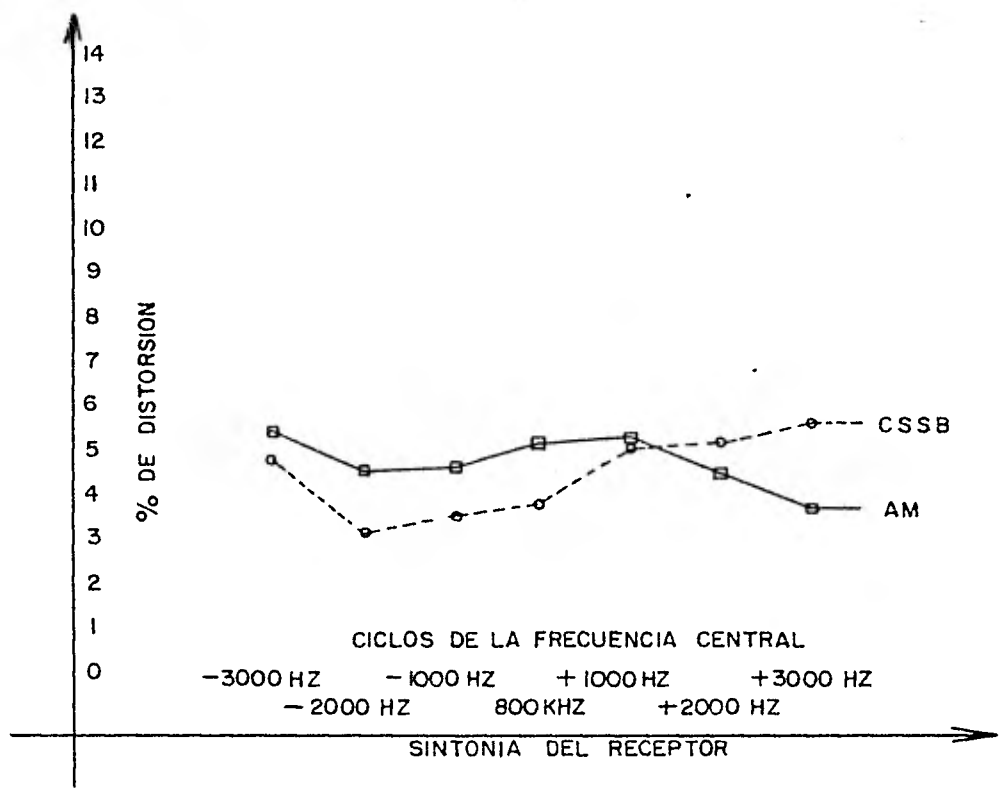


FIG. (V.10) Distorsión armonical total a la salida del receptor para AM y C.S.S.B. en función del sintonizador del receptor, modulación de 95% 3000 HZ.

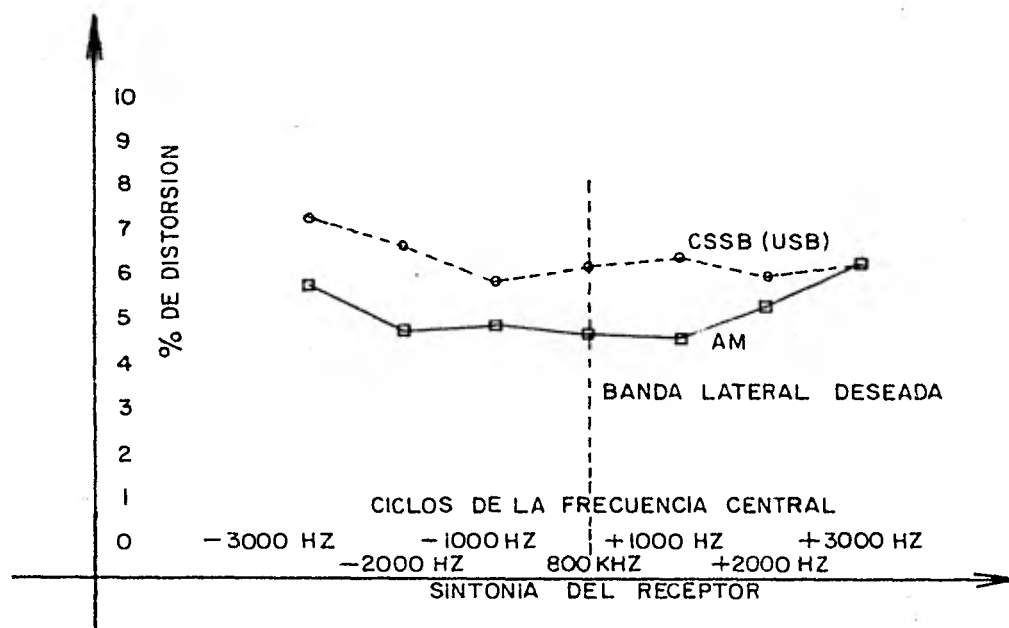


FIG. (V.11) Distorsión armónica total a la salida del receptor para AM y C.S.S.B., en función del sintonizador del receptor, modulación 95% con frecuencia de 100 HZ.

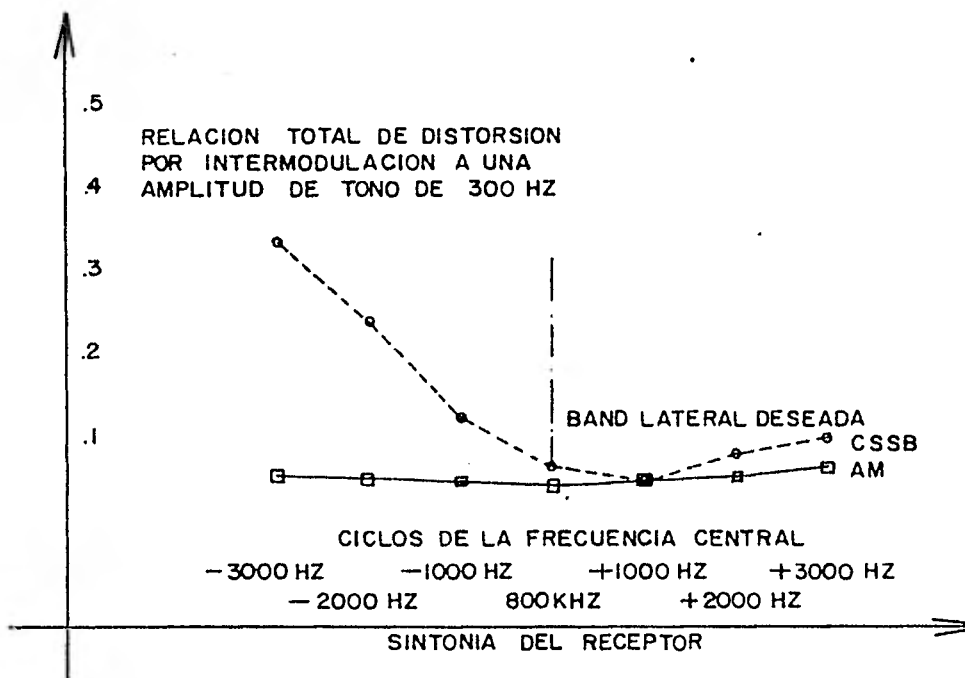


FIG. (V.12) Distorsión de intermodulación sobre todo el sistema. Frecuencia de modulación 300 a 3000 HZ y 85% de modulación.



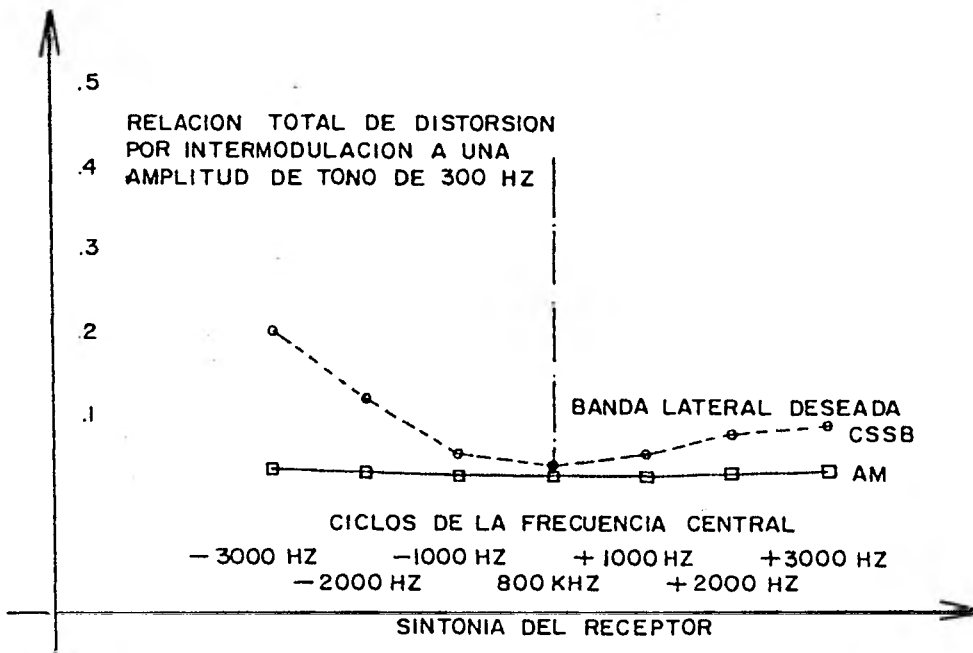


FIG. (V.B) Distorsión de intermodulación sobre todo el sistema en función del sintonizador. Frecuencia de modulación 300 a 3000 HZ y 85% de modulación.

En una prueba utilizaron una señal, la cual incluía un tono de 300 HZ, y un tono de 3000 HZ, teniendo una cuarta parte de amplitud del tono de 300 HZ. El pico de modulación usado para esta prueba fue 85%. Estas pruebas indican que mientras la distorsión de armónicas de C.S.S.B. es bastante baja para una cantidad regular de desintonización, la distorsión de intermodulación rápidamente asciende cuando uno sintoniza la Banda Lateral atenuada. Resulta notorio, que los oyentes sabrán que ellos han sintonizado a la Banda Lateral incorrecta porque el nivel de salida será muy bajo. Mientras que estas mediciones indican que el sistema puede ser poco tolerante a sintonizaciones incorrectas, una impropia sintonización del receptor es obvia para el oyente por la disminución de volumen. La sintonización incorrecta es sencilla y naturalmente corregida, y hay un factor de compensación. El mayor problema experimentado cuando sintoniza un receptor, es causado por interferencia de transmisiones adyacentes o (Co-canales) o de receptores de televisión que radian interferencia. Reduciendo estas dificultades, en el sistema decrece el problema de sintonización. Así, es palpable que la sensibilidad en la sintonización es más que compensada por la reducida dificultad en sintonizar para eludir la interferencia.

## V.8 RESULTADO DE PRUEBAS "EN EL AIRE"

Un número de estaciones participaron en las pruebas de C.S.S.B., incluyendo, KDKA, Pittsburgh; WGBB, Freeport: Long, Island; N.Y.; WMGM; N.Y.; WABC; N.Y.; WSM; Nashville.

Además, hay un número de estaciones del gobierno de U.S. y extranjeros en Europa, Sudamérica, Asia, así también como en Canadá, que están equipadas para operar C.S.S.B. Con respecto al incremento del nivel y mejoramiento de la fidelidad sólo una estación que conduce pruebas de C.S.S.B. pidió comentarios a los oyentes. Esta estación fue WGBB en Freeport, una estación de 250 W ( la única estación de baja potencia en estas pruebas ). De acuerdo con este reporte se tienen los siguientes resultados:

Mejorías en la recepción con C.S.S.B.	118
No hay diferencia en la señal	26
Pobre recepción con C.S.S.B.	7

Algunos de los 118 comentarios favorables incluyen: "mejor que antes", "muy fuerte y claro", - " no más interferencia de la estación de Brooklyn, ahora muy claro aún en mi viejo radio", "previo a la instalación del nuevo equipo nosotros no habíamos tenido obtención clara de WGBB", el sonido es mucho mejor, en concreto ya no creo que pueda haber algo mejor.

" En WGBB tono y fidelidad definitivamente han sido mejorados particularmente notable en auto-radio, en la costa norte de Longisland donde anteriormente tenía pobre o ninguna recepción". En la mayoría de las estaciones de radiodifusión de C.S.S.B. experimentales, el equipo alcanzó un promedio de 30 db de rechazo de Banda Lateral. Estas figuras, para operación en alta potencia (muchas estaciones de prueba operaron a una potencia de 200 KW de pico de envolvente), resultaron bastante favorables comparándolos con transmisores STANDAR de S.S.B. de alta potencia. Un buen número de tipos diferentes de transmisores fueron usados, incluyendo el tipo DOHERTY, sistemas de alto nivel y sistemas de bajo nivel. En varias de estas estaciones, el equipo fue usado sin reajuste por unos tres meses de operación y al final de éstos períodos de prueba la supresión de la Banda Lateral todavía excede la figura de 30 db.

Así se siente que una operación satisfactoria de C.S.S.B. puede ser alcanzada con pequeños requerimientos de mantenimiento. Resulta notorio que en todos estos casos, el circuito de 1.4 de fase fue usado, y es tangible que un mejor desempeño puede ser alcanzado por el uso del más nuevo y simple circuito de 0.5 P.M. más 1 P.M., este nuevo circuito evita el uso de un circuito divisor de frecuencia crítica y puede también aguantar cantidades razonables de sobremodulación.

Pruebas para determinar la conveniencia de las transmisiones de C.S.S.B. para servicios aeronáuticos fueron hechos por Aeronáutica Radio, INC., que es una compañía de comunicaciones especializadas en servicio móvil de aeronáutica. Esto es patrocinado principalmente por las aerolíneas. Estas pruebas, que corrieron aproximadamente tres meses, transmitiendo C.S.S.B. de la estación de Longisland, N.Y. a un equipo convencional receptor de AM aero transportado, volando en el área del Caribe, también a un aeroplano militar equipado con un receptor de Banda Lateral con Portadora suprimida. Las pruebas fueron bastante afortunadas y radio Aeronáutica ha recomendado C.S.S.B. como una de las cuatro técnicas aceptables de S.S.B. para servicios tierra-aire y aire-tierra.

V.9

#### SUMARIO DE LAS VENTAJAS DEL SISTEMA C.S.S.B.

Las ventajas del sistema C.S.S.B. sobre la modulación de amplitud convencional para servicios de radiodifusión pueden ser resumidas como sigue:

- I) Considerando una misma fidelidad de audio, el sistema C.S.S.B., tiene una mayor relación de señal a ruido que el sistema de A.M. convencional. Esto podrá ser visto reconociendo el hecho de que el ancho de Banda de un receptor para C.S.S.B. necesita ser únicamente la mitad del de A.M. convencional.

- Por lo tanto, el ruido blanco sería 3db

menor y el ruido de impulso será unos 6 db menos. En la práctica, sucede que debido a la economía y requerimientos para la reducción de la interferencia de canal adyacente, el receptor común de radiodifusión, es más conveniente para C.S.S.B. que para A.M. convencional.

II) Como se vió antes, el receptor normal opera con un ancho de banda menor al requerido por la señal A.M. por lo que esta onda, sufrirá atenuación de las componentes de frecuencia más alejadas de la portadora; lo anterior origina que la señal de audio sufra la pérdida de sus componentes de alta frecuencia.

En cambio la señal de C.S.S.B., por su ancho de banda menor podrá pasar por los circuitos del receptor sin sufrir pérdida alguna de sus componentes espectrales.

III) Reducción de la interferencia de Co-canal y canal adyacente:

a) Para el oyente de C.S.S.B., y b). Para la estación que previamente experimentaba interferencia de la estación que ahora usa C.S.S.B.

IV) Provisión de medios para reducir la interferencia causada por blindajes inapropiados de receptores de T.V. y otros dispositivos, porque, bajo muchas condiciones prácticas, la estación puede escoger

la Banda Lateral apropiada para reducir la interferencia.

- V) Posible reducción de distorsión de desvanecimiento selectivo con respecto de A.M. Esa es una pequeña evidencia, respecto de esta última ventaja, y se puede llegar a pensar que esto puede ser de poca importancia en la práctica. Las ventajas de C.S.S.B. para servicios de comunicaciones son las mismas que anteriormente se establecieron para servicios de radiodifusión, más las siguientes:
- 1) En comparación con S.S.B. convencional y en común con A.M. convencional, C.S.S.B. no sufre de sensibilidad al desplazamiento "doppler" porque la Portadora es transmitida.
  - 2) C.S.S.B. puede ser usada con receptores existentes y en general con un tipo de receptores de mucho más bajo precio que el requerido para recepción convencional de S.S.B.
  - 3) C.S.S.B. puede gozar de la completa ventaja del recorte de voz que provee unos 6 a 9 db de ganancia y permite al equipo ser operado con mínima supervisión. Esto no es verdadero para S.S.B. convencional. Por otra parte, en comparación con un sistema S.S.B. completamente implementado, C.S.S.B. es más sensitivo al desvanecimiento selectivo. Su principal aplicación además de la radiodifusión A.M. parece ser en teléfonos móviles y en circuitos de comunicación de voz donde el costo y la com

plejidad del equipo son los factores principales.



## CAPITULO VI.

## PROTOTIPO.

## VI.1 INTRODUCCION.

Con el propósito de llevar a la práctica algo de lo que se ha mencionado en los capítulos anteriores, referente a la banda lateral única compatible, se analizaron las diferentes técnicas o métodos para su obtención y se decidió realizar físicamente el segundo método.

La razón por la cual se decidió utilizar la teoría del segundo método, es su número de bloques. Que esencialmente son pocos, aún cuando cada bloque encierre distintas funciones o sub-bloques, además de que en teoría, obtener la función adecuada para la señal de banda lateral única es bastante simple. - Esta última, es la razón que más motivaciones dá, porque realizar un sistema como el de la banda lateral única compatible que es poco usado y del cual, se tienen muy pocas referencias en la forma que se presenta, es sencillamente sorprendente.

## VI.2 CIRCUITO PROCESADOR DE SEÑALES.

Empecemos la descripción del sistema analizando el primer bloque.

Un punto básico de la teoría de este método es el

que se refiere a la condición que debe guardar la señal de entrada. Esta señal debe ser totalmente positiva y ésto se logra cuando la señal de entrada es procesada en el procesador de señales negativas. Como ya se ha dicho la función de este procesador es anular todo valor negativo, que pueda existir en la señal de entrada, y así obtener la señal netamente positiva.

¿Qué es lo que se hizo?.

En principio este bloque consta de cuatro sub-bloques que son: un puente rectificador, un filtro, un inversor y por último un sumador, con ésto, se está asegurando una señal puramente positiva.

El arreglo utilizado para lograr la señal positiva se puede ver en la figura ( VI.1 ). La señal es presentada al cátodo de un diodo "D" así como a la entrada no inversora de un amplificador operacional a través de una resistencia " $R_1$ ". El diodo "D" junto con el capacitor "C", dan una señal que sólo posee valores negativos, ésto es, debido a la forma en que se haya dispuesto el arreglo del diodo con el capacitor, el arreglo cumple las funciones de los sub-bloques del puente rectificador y el filtro. La señal de valores negativos es llevada a la parte inversora del amplificador operacional por medio de un divisor que lo forman las resistencias " $R_1$ " y " $R_2$ ".

El amplificador operacional muestra una configura-

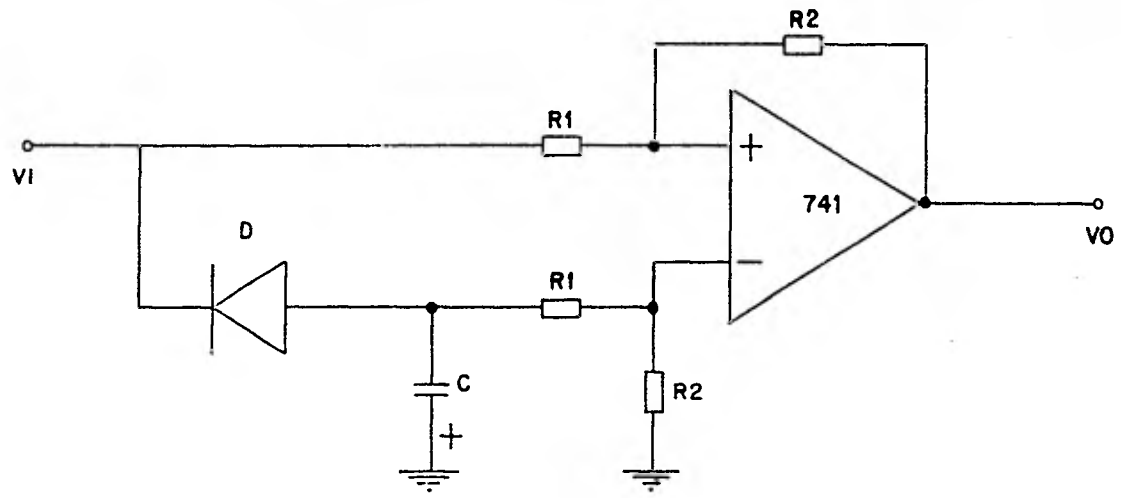
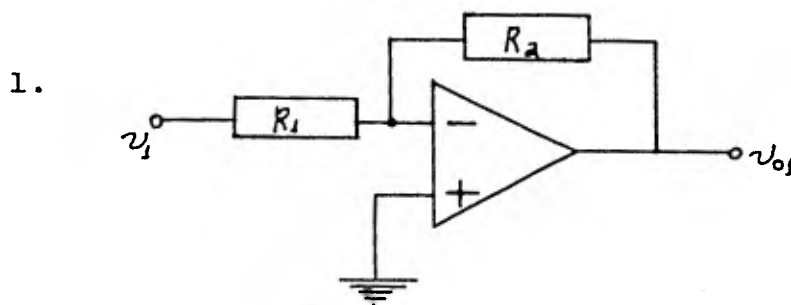


FIG. (VI.1) CIRCUITO PROCESADOR DE SEÑALES NEGATIVAS.

ción diferencial, debido a ésto, se tiene a la salida del amplificador una señal que sólo es continua.

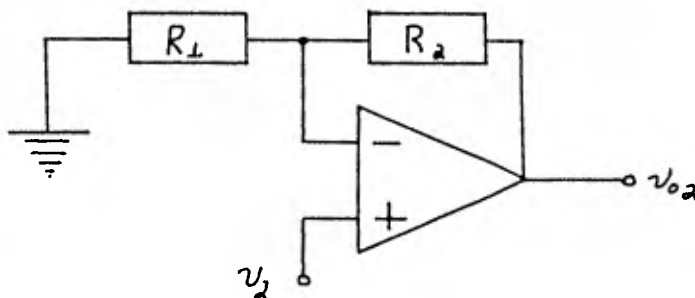
Esto es, si analizamos por superposición el arreglo que presenta el amplificador operacional tendremos que:



Esta es una configuración inversora, por lo que su relación de ganancia resulta ser

$$v_{o1} = - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

2.



La configuración presentada corresponde a la de un amplificador no inversor y la relación de ga-

nancia es:

$$v_{o2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_2.$$

Para obtener el resultado final agrupamos de la siguiente forma:

$$v_o = v_{o2} - v_{o1}$$

$$v_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

$$= \frac{R_2}{R_1} v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

y dado que, la señal  $v_1$  como ya vimos es netamente negativa, al restársela a la señal  $v_2$  estamos obteniendo la suma de ambas señales.

Después de haberse realizado la suma de ambas señales, estamos obteniendo una señal que es positiva en todo momento con ésto estamos cumpliendo con la condición de que sea una señal sólo positiva, que si no es la condición más fuerte, pero podemos decir que sí es la principal.

### VI.3 CIRCUITO LOGARITMICO.

La señal obtenida anteriormente, va a ser utilizada en el bloque logarítmico. Para llevar a cabo la función logarítmica, se dispuso de un arreglo muy simple y muy común.

Este arreglo se puede apreciar en la figura (VI2).

El arreglo consta de un amplificador operacional, un transistor y una resistencia. Para obtener el resultado deseado se hacen las siguientes consideraciones:

Primero que  $v_o = -v_{BE}$  y segundo que la corriente de transistor  $T_1$  es

$$I_c = I_s \exp \left( \frac{v_{BE}}{v_t} \right) .$$

Esta expresión no es más que la relación exponencial de voltaje contra corriente de una juntura semiconductor.

Para que esta relación nos sea de utilidad en el presente caso, se debe cumplir con la condición de que la señal que se utiliza, sea una señal pequeña.

¿Pero cómo podemos garantizar lo anterior?.

Se garantiza que lo que se utiliza es una señal pequeña desde el momento en que la base del transistor está a tierra. Al enviar la terminal de

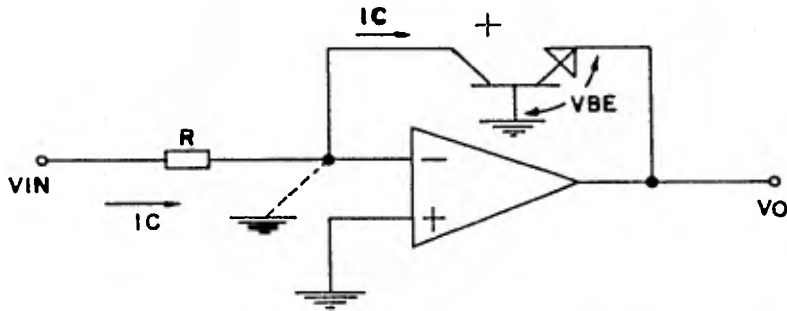


FIG. (VI2) En esta figura se puede apreciar el arreglo utilizado en el bloque logarítmico.

base a tierra, lo que se está forzando es que el transistor sea operado muy cercanamente de un voltaje cero entre el colector y la base, por lo que la relación entre la corriente de colector y el voltaje base emisor, se puede utilizar. ( El colector está a una tierra virtual ).

Tenemos que:

$$v_o = - v_{BE}$$

$$I_c = I_s \exp v_{BE}/v_t$$

Si decimos

$$\frac{v_i}{R} = i_c$$

y además  $i_c = I_c$

$$\frac{v_i}{R} = I_s \exp (v_{BE}/v_t) ,$$

$$= I_s \exp ( - v_o/v_t )$$

$$\frac{v_i}{RI_s} = \exp ( - v_o/v_t )$$

$$L_n \frac{v_i}{RI_s} = ( - v_o/v_t )$$

$$v_o = - v_t L_n \frac{v_i}{RI_s}$$



VI.4 CIRCUITOS, DIVISOR Y RED DEFASADORA A  $90^\circ$ 

Hablemos ahora de los dos siguientes bloques, que corresponden a un divisor y a una red defasadora a  $90^\circ$  con una banda ancha Fig. (VI.3).

El primero de ellos, el divisor está formado por dos resistencias en serie de igual valor y con dos amplificadores operacionales a la entrada y a la salida para dar una impedancia alta a la entrada del circuito y por lo tanto, no darle carga al circuito anterior, evitando así posibles fallas, debido a una demanda excesiva de corriente. El amplificador de salida del arreglo brinda una baja impedancia a la siguiente etapa. Esta etapa consiste de un arreglo de capacitores y resistencias, por medio de las cuales se logra obtener en una rama un adelanto en la fase de la señal de entrada de  $(+) 45^\circ$ . Por otro lado en la rama siguiente se obtiene un retraso de la señal por  $(-) 45^\circ$ . Estas dos desviaciones nos dan una desviación total de  $90^\circ$  en las señales de salida.

Una característica importante de esta red es que su ganancia es unitaria. Defasa la señal de entrada  $90^\circ$  pero mantiene su magnitud constante.

Esta red tiene una fuerte limitante que sólo defasa a las señales de entrada,  $90^\circ$  y con magnitud constante, que se encuentren dentro del rango de frecuencias de 300 a 3000 HZ. Con lo cual se estarán cortando ciertas componentes de alta fre-

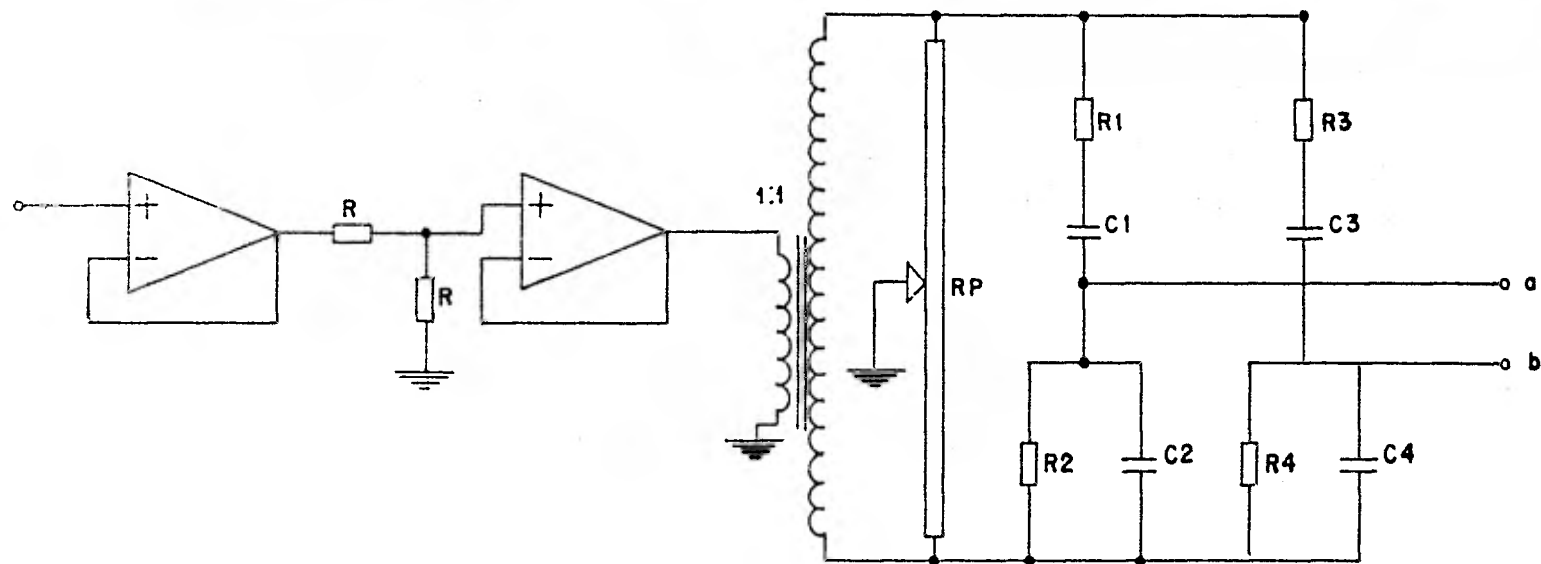


FIG. (VI.3) DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LOS CIRCUITOS, DIVISOR Y RED DEFASADORA A  $90^{\circ}$  300-3000 HZ.

cuencia de la voz cuando ésta sea muy aguda.

Una de las salidas de la red defasadora de 90° es utilizada en el bloque del circuito exponencial.

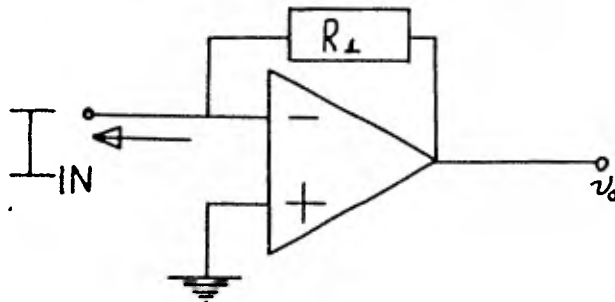
La otra salida se utiliza en el modulador de fase.

#### VI.5 CIRCUITO EXPONENCIAL.

Continuemos con el circuito exponencial. Este circuito se rige por los mismos principios que rigen al circuito logarítmico. Sólo se le han añadido un amplificador y acopladores de impedancia a la entrada y salida, ésto puede verse en la figura (VI.4). El amplificador es un amplificador operacional en configuración no inversora de ganancia.

$$A_V = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Ahora bien, veamos lo que es en sí el circuito exponencial. Partamos de considerar al convertidor de corriente a voltaje, de la figura.



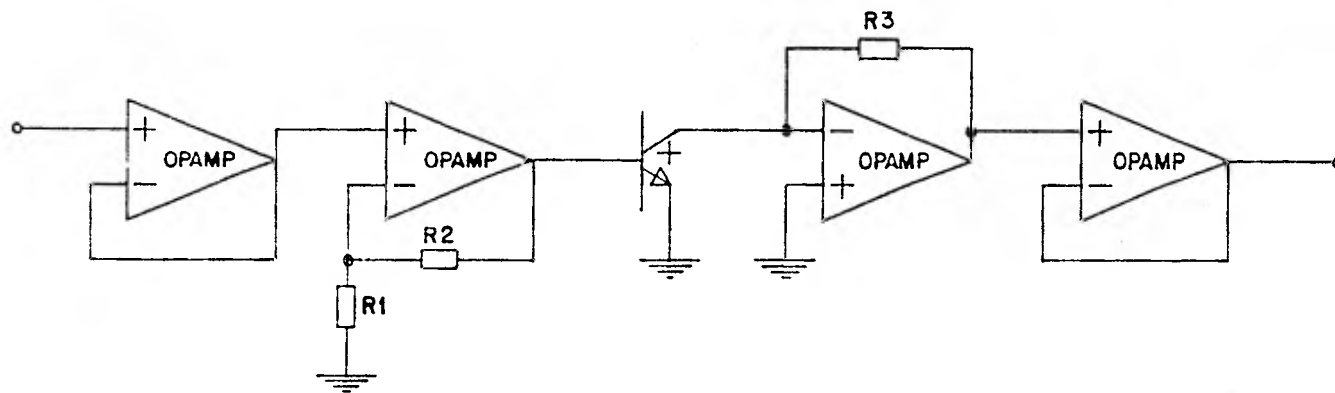
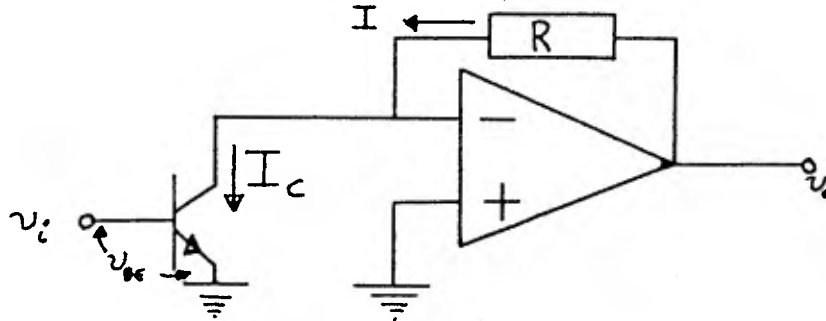


FIG. (VI.4) ARREGLO CORRESPONDIENTE AL CIRCUITO EXPONENCIAL.

el cual cumple con la expresión.

$$v_o = I_{in} R_1$$

Si hacemos que esa corriente  $I_{in}$  sea la misma corriente de un transistor y siguiendo un razonamiento similar al del circuito logarítmico obtenemos que, basados en la siguiente figura.



$$I = \frac{v_o}{R} \quad \text{del convertidor.}$$

$$I = I_c = I_s \exp(v_{be}/v_t).$$

Si decimos que  $v_i = v_{BE}$ . entonces.

$$\frac{v_o}{R} = I_s \exp(v_i/v_t).$$

$$v_o = R I_s \exp(v_i/v_t).$$

Vemos que, hemos obtenido el exponencial de la señal de entrada.

En este caso, también se está cumpliendo con la relación exponencial de voltaje contra corriente de la juntura semiconductor.

Debido a que nuevamente el transistor es operado con un voltaje base a colector muy cercano de cero. Ya que el emisor del transistor está directamente conectado a tierra, y el colector se haya conectado a una tierra virtual. Con todo esto, se asegura que la señal de entrada se puede considerar una señal pequeña.

Después de este arreglo sigue el amplificador operacional en configuración de seguidor, brindando alta impedancia a la señal de salida de todo el bloque exponencial y una baja impedancia al siguiente circuito.

#### VI.6 MODULADOR DE AMPLITUD.

Para obtener el proceso de modulación en amplitud se utilizó el circuito integrado MCl496 de motorola, que es un modulador-demodulador balanceado. - A este circuito integrado sólo hay que agregarle algunos componentes, además de las fuentes de polarización.

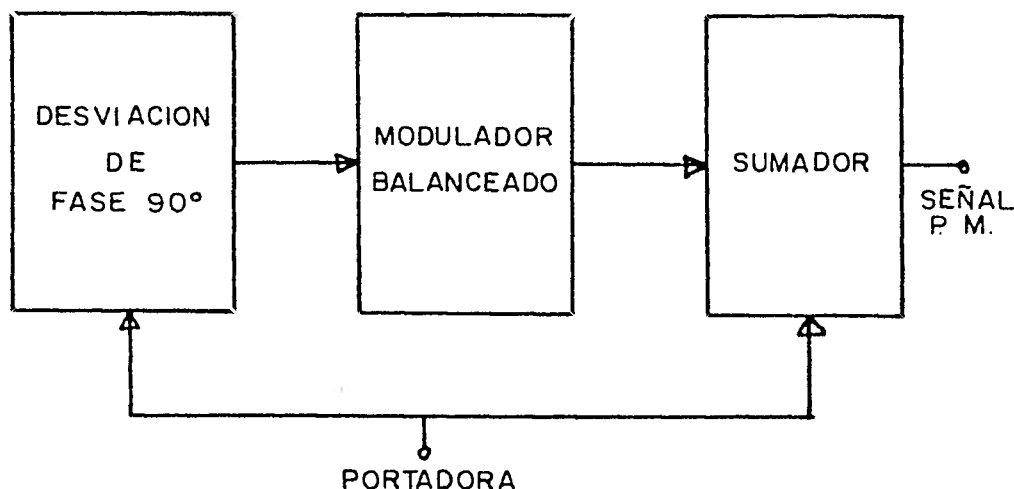
Como ya hemos dicho, el circuito integrado MCl496 actúa como modulador balanceado, pero substituyendo un par de resistencias obtenemos la señal de A.M. convencional a la salida del circuito, que para este caso es lo que se necesita.

Para su funcionamiento sólo es necesario introducir la señal portadora y la señal moduladora para obtener la señal de A.M.

## VI.7 MODULADOR DE FASE.

Para obtener un circuito modulador en fase se hace uso de varios sub-bloques que comprenden una red defasadora de  $90^\circ$ , un modulador balanceado y un sumador.

Veamos un diagrama de bloques que nos muestra la interconexión de estos bloques.



El bloque correspondiente a la red defasadora de  $90^\circ$ , está constituido por una red activa que a diferencia de la red anterior, puede manejar seña-les de una sola frecuencia es decir, causará un retraso de  $90^\circ$  a una magnitud constante sólo a se-ñales que tengan una frecuencia específica. Ver figura (VI.5).

Esta frecuencia es obtenida de la fórmula de  $\omega = \frac{1}{RC}$ . Para este caso se tenía fijo el valor

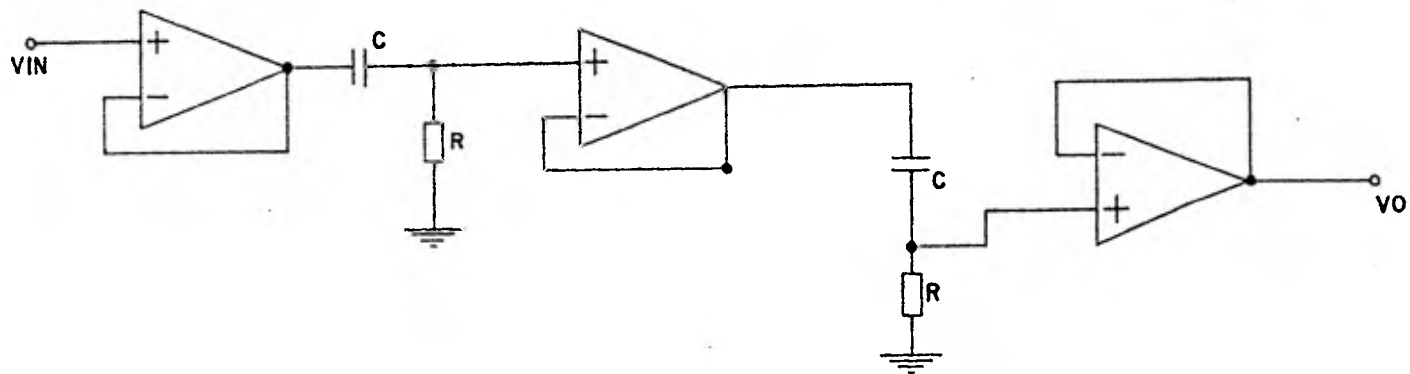


FIG. (VI.5) RED DEFASADORA A  $90^\circ$  FRECUENCIA FIJA.



de la frecuencia y el valor del capacitor por lo que lo único que restaba era obtener el valor de la resistencia para implementar el circuito defasador.

Para la implementación del presente circuito, se eligió una frecuencia baja, de 12 KHZ.

Ya que no se pretendía una transmisión de señales en forma, sino la realización de pruebas a un prototipo.

Habiendo fijado la frecuencia a 12 KHZ, que es la frecuencia de portadora y con un valor de capacitancia de  $0.022 \mu\text{fd}$  es posible obtener el valor de la resistencia.

$$\text{Si } \omega = 2 \pi f$$

$$\omega = \frac{1}{RC}$$

$$2 \pi f = \frac{1}{RC};$$

$$R = \frac{1}{2 \pi (12 \times 10^3) (0.022 \times 10^{-6})}$$

$$R = 600 \Omega .$$

El valor que hemos obtenido es un valor crítico, ya que la red defasadora no consiente variaciones considerables en los valores de sus componentes.

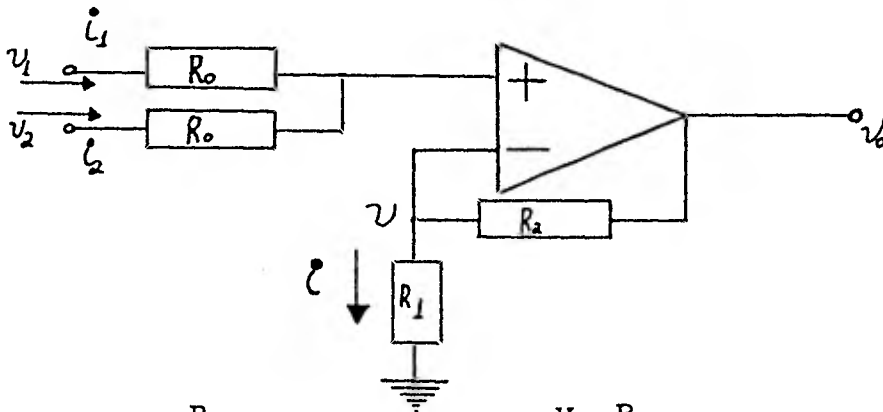
Los amplificadores operacionales en configuración

de seguidor están para brindar un excelente acoplo entre la red y el siguiente circuito.

El bloque correspondiente al modulador balanceado, se lleva a cabo, mediante la utilización del MC1496 modulador-demodulador balanceado de Motorola mismo que se utilizó en el modulador de amplitud, pero con unas leves modificaciones en los valores de las resistencias que inicialmente son de  $680 \Omega$ .

La entrada de la señal portadora se haya también acoplada con un amplificador operacional seguidor.

El tercer sub-bloque que es un circuito sumador, se hizo con un amplificador operacional en configuración no inversora. Como puede apreciarse en la figura.



$$v = v_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$i = \frac{v}{R_1} = \frac{v_1}{R} + \frac{v_2}{R}$$

$$\frac{v_0 R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{R} (v_1 + v_2)$$

$$\frac{v_0}{R_1 + R_2} = \frac{1}{R} (v_1 + v_2)$$

$$v_0 = \frac{R_1 + R_2}{R} (v_1 + v_2)$$

Con la realización de este sub-bloque, se completa el conjunto de circuitos para lograr la modulación en fase, necesaria para obtener la señal de banda lateral única compatible, según el diagrama general.

Después de obtener la señal moduladora en fase, se procede a modularla, nuevamente, pero ahora en el modulador de A. M. con la señal que se obtiene a la salida del circuito exponencial.

En la figura (VI.7) se puede apreciar el prototipo, ya armado y en funcionamiento, como puede constatarse en la pantalla del osciloscopio, en donde se tiene, en un canal la entrada y en el otro la salida de la señal.

La señal de salida conserva en parte, la forma de la señal de entrada, pero se tiene una salida distorsionada.

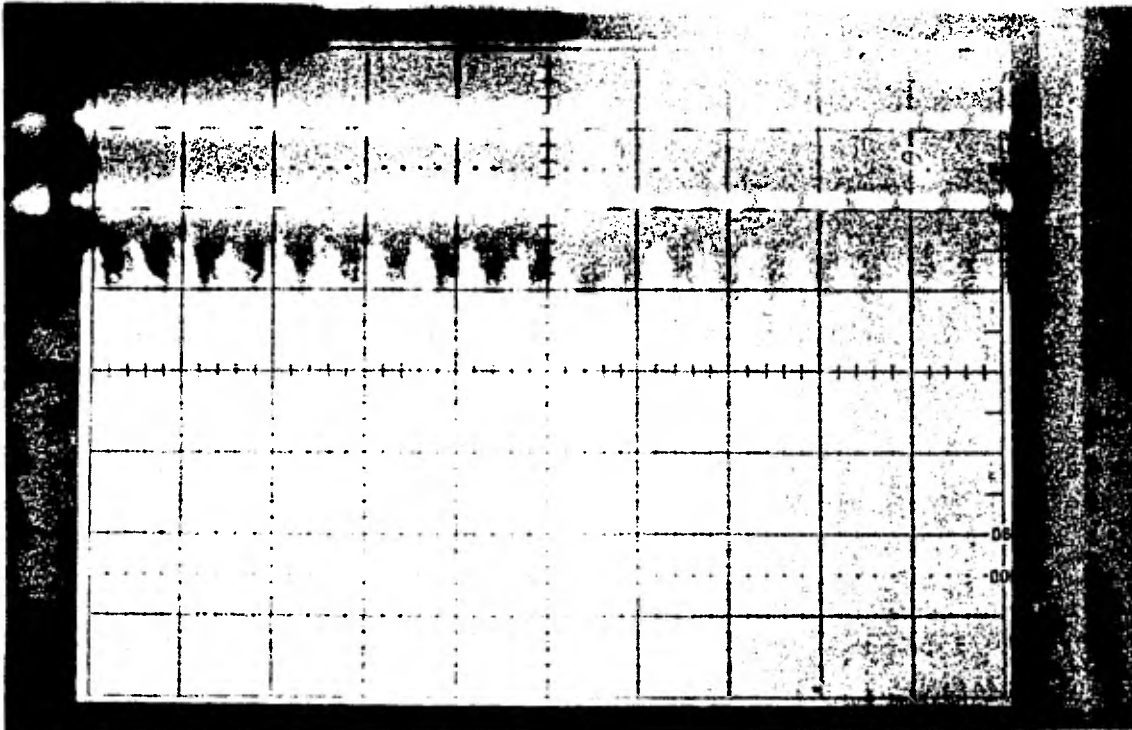


FIG. (VI.6) En esta fotografia se pueden comparar las señales de entrada y salida.

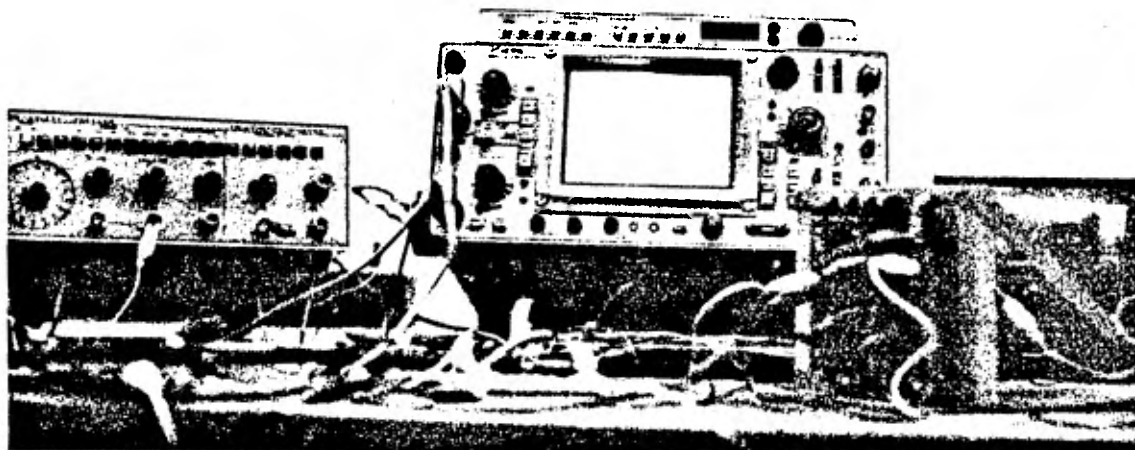


FIG. (VI.7) FOTOGRAFIA MOSTRANDO EL SISTEMA  
Además de las señales de entrada  
y salida en el osciloscopio.

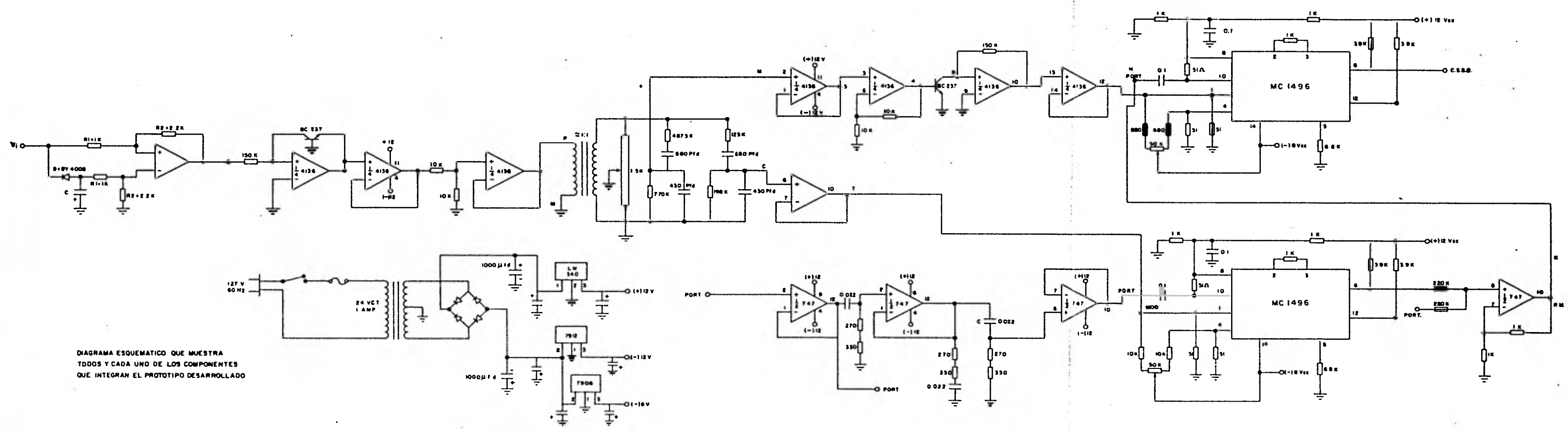


DIAGRAMA ESQUEMATICO QUE MUESTRA TODOS Y CADA UNO DE LOS COMPONENTES QUE INTEGRAN EL PROTOTIPO DESARROLLADO

## CAPITULO VII

## CONCLUSIONES.

Lo que se puede concluir después de poner a funcionar el prototipo es que posee una alta intermodulación en la señal de salida, ya que como se podrá observar en la fotografía (VI. 6), se tiene un nivel muy alto de intermodulación dentro de la señal, aunque la envolvente tiene la forma de la señal de entrada, se alcanza a apreciar cierta distorsión de envolvente, que podría dar como resultado una señal sumamente ininteligible al reproducirse.

Una de las razones principales que se podría considerar como causantes de este efecto es el uso del primer bloque, el procesador de señales negativas

El rack completo, se puede apreciar en la fotografía (VI.7) asimismo la señal de entrada y salida del prototipo.

## A.1 REPRESENTACION DE UNA ONDA DE S.S.B.

Se mencionó en uno de los capítulos de este trabajo, que la envolvente de una onda de banda lateral no es una buena representación de la señal original que mo dula a la señal Portadora. Es por esta razón que en este apéndice se demuestra el porqué, la envolvente de una onda de banda lateral no es una buena representación de la onda moduladora.

Para llevar a cabo esta demostración, digamos que te nemos una señal

$$f(t) = m(t) \cos W_c t + m_h(t) \sin W_c t$$

en donde  $m(t)$  decimos que es igual a:

$$= \cos W_m(t)$$

y la señal  $m_h(t)$  es igual a:

$$= \sin W_m(t)$$

Sustituyendo en nuestra primera ecuación, tenemos:

$$f(t) = \cos W_m(t) \cos W_c(t) + \sin W_m(t) \sin W_c(t)$$

teniendo de esta forma la ecuación, se puede decir que  $r(t)$  es igual a la raíz cuadrada de la suma del cuadrado de  $m(t)$  y el cuadrado de  $m_h(t)$ .

$$r(t) = \sqrt{m^2(t) + m_h^2(t)}$$



y  $\theta(t)$  será la  $t_g^{-1}$  de  $\text{SEN } W_c(t)$  y  $\text{Cos } W_c(t)$

$$\theta(t) = t_g^{-1} \frac{\text{Sen } W_c(t)}{\text{Cos } W_c(t)}$$

Por lo que obtenemos una  $r(t)$ , como:

$$r(t) = \sqrt{\text{Cos}^2 W_m(t) + \text{Sen}^2 W_m(t)}$$

$$; r(t) = 1$$

Del resultado de esta operación podemos concluir que la envolvente de una onda de banda lateral única no es una buena representación de la señal original que modula a la señal Portadora.

## A.2 EFECTO DOPPLER.

El efecto Doppler es el cambio en la frecuencia observada en una oscilación, el cual es ocasionado por el movimiento relativo entre el observador y la fuente de dicha oscilación. Este efecto se produce en ciertas ondas luminosas procedentes de las estrellas, siendo debido en parte al mismo, el cambio de color de la radiación de dichas estrellas.

Las ondas de radio son una forma de la energía radiente que viaja por el espacio. La luz difiere de las ondas de radio solamente en frecuencia (longitud de onda).

Un ejemplo más palpable de esto es el radar, que utiliza el método fundado en el efecto DOPPLER. Como medio para medir la velocidad de un blanco determinado.

Cuando la energía en radiofrecuencia transmitida de una manera ininterrumpida choca con un objeto que se desplaza hacia la fuente de energía o alejándose de ella, parte de dicha energía es reflejada, cambiando su frecuencia aparente, este cambio de frecuencia al que se le designa como Efecto Doppler, se demuestra en el caso del silbato de una locomotora, que parece cambiar de nota a medida que el tren corre hacia el observador, para a continuación alejarse del mismo, una aplicación científica del efecto Doppler, se tiene en el radar, este dispositivo mide la diferencia de frecuencia entre las ondas transmitida y reflejada, y basándose en estos datos

determina la velocidad del objeto en movimiento. - Este método encuentra su mejor eficiencia en los blancos que se desplazan a gran velocidad, pues el cambio de frecuencia es en caso contrario demasiado pequeño.

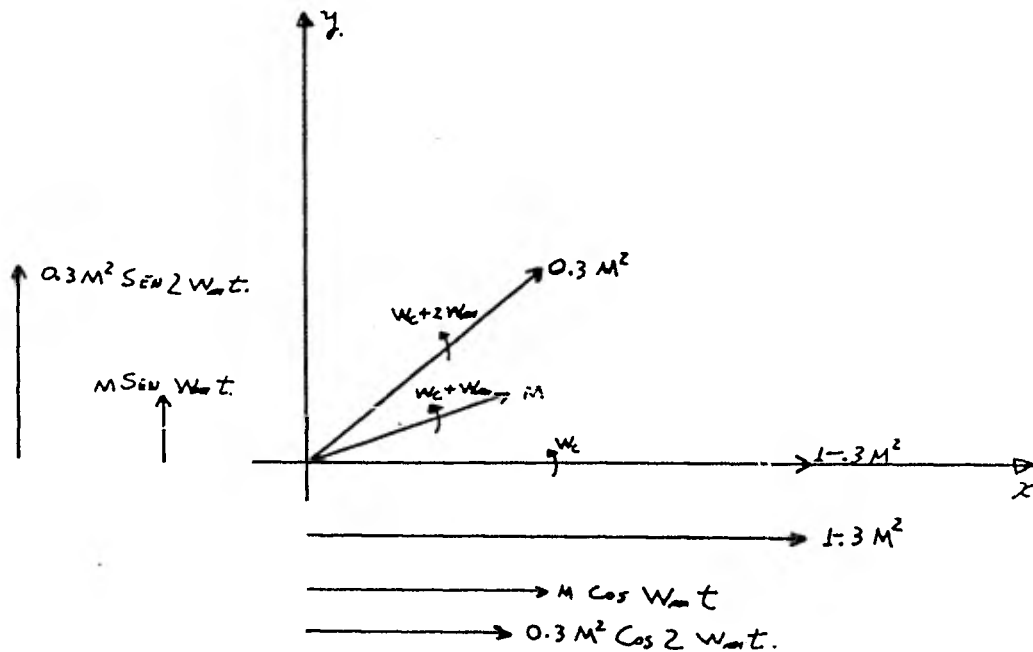
Si la onda choca contra un edificio, la frecuencia de la onda que retorna es la misma que la de la onda original, pero cuando chocan con un avión que vuela a gran velocidad, la frecuencia del eco es más alta o más baja que la frecuencia original transmitida, dependiendo de la velocidad relativa del avión. La diferencia entre la frecuencia transmitida y la frecuencia recibida indica la velocidad exacta en la escala indicadora de la pantalla.

A.3 DEMOSTRACION DE LA COMPATIBILIDAD DE LA ONDA DE 3 ELEMENTOS.

La ecuación 2 Pág. 81 dice:

$$\begin{aligned} \text{C.S.S.B.} = E_c & (1 - 0.3 M^2) \cos W_c t + M \cos (W_c + W_m) t \\ & + 0.3 M^2 \cos (W_c + 2 W_m) t \end{aligned}$$

Para demostrar que su envolvente es senoidal, como lo es  $m(t)$  se puede proceder a obtener la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de sus componentes vectoriales como se vé en la siguiente figura:



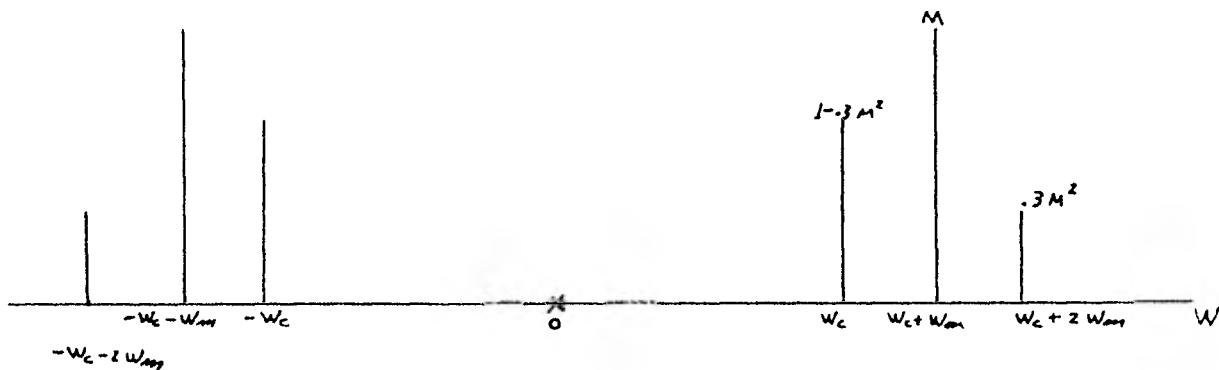
Se ha considerado en la figura que  $W_c$  es nula.

La envolvente de la señal CSSB es:

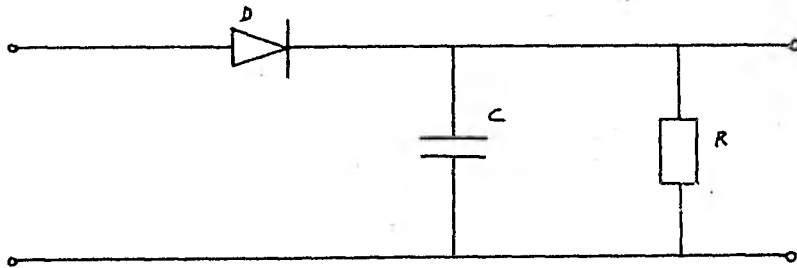
$$R(t) = (1 - .3 M^2 + M \cos W_m t + .3 M^2 \cos 2 W_m t)^2 \\ + (M \operatorname{sen} W_m t + .3 M^2 \operatorname{Sen} 2 W_m t)^2 \quad 1/2$$

El proceso de desarrollar esta ecuación es altamente tedioso y lo podemos evitar si seguimos otro procedimiento consistente en lo siguiente:

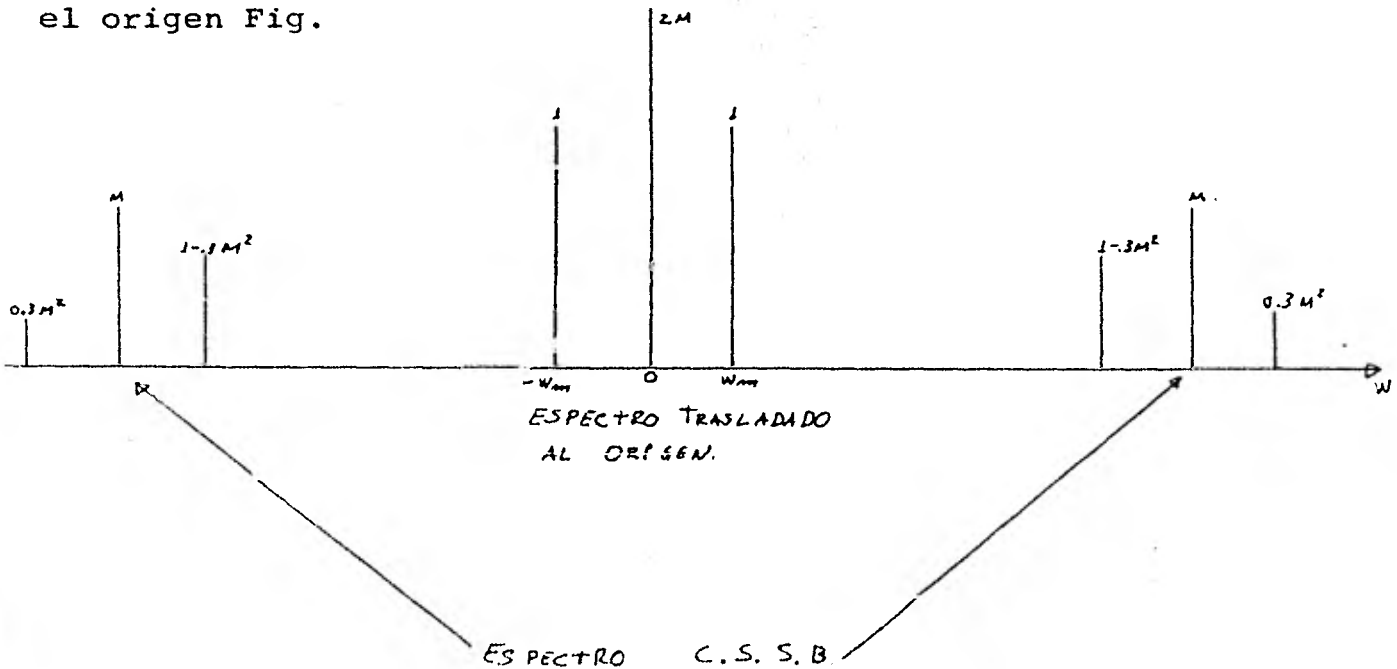
El espectro de la onda CSSB es como se ve en la Fig.



Al pasar esta señal a través del demodulador de envolvente, el diodo se va



a "Switchear" a la frecuencia de la componente espectral de mayor amplitud o en otras palabras va a actuar como si la señal ( $f_c + f_m$ ) fuera la portadora. Con ésta va a realizar la traslación del espectro de la Fig. al origen, de modo que las componentes en  $f_c + f_m$  y  $-f_c - f_m$  quedan en el origen Fig.



Analíticamente, esto puede hacerse multiplicando a la señal CSSB por  $\cos (W_c + W_m)t$ .

$$\begin{aligned}
 &= \left[ (1 - .3M^2) \cos W_c t + M \cos (W_c + W_m)t + 0.3 M^2 \cos (W_c + 2W_m)t \right] \cos (W_c + W_m)t. \\
 &= (1 - .3 M^2) \cos W_c t \cos (W_c + W_m)t + M \cos (W_c + W_m)t \cos (W_c + W_m)t + 0.3 M^2 \cos (W_c + 2W_m)t \cos (W_c + W_m)t. \\
 &= (1 - .3 M^2) (\cos (2W_c + W_m)t + \cos W_m t) \\
 &\quad + M (\cos (W_c + W_m - W_c - W_m)t + \cos 2 (W_c + W_m)t) \\
 &\quad + 0.3 M^2 (\cos (2W_c + 3W_m)t + \cos W_m t) \\
 &= (1 - .3 M^2) (\cos (2W_c + W_m)t + \cos W_m t) \\
 &\quad + M + M \cos 2 (W_c + W_m)t \\
 &\quad + 0.3 M^2 (\cos (2W_c + 3W_m)t + \cos W_m t)
 \end{aligned}$$

Podemos ver que hemos obtenido un término en  $W_m$

$$(1 - .3 M^2) \cos W_m t$$

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

COMMUNICATION SYSTEMS AND TECHNIQUES.  
Schwartz-Bennett-Stein.

PRINCIPLES OF COMMUNICATION SYSTEMS  
Taub and Schilling.

COMMUNICACION ELECTRONICA  
Shrader.

INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION  
B.P. Lathi.

LINEAR DATA-BOOK  
Nacional de Semiconductores.

APLICACIONES DE OPERACIONAL AMPLIFIERS  
Jerald G. Graeme.

HANDBOOK REGULADORES DE VOLTAJE  
Nacional de Semiconductores.

IEEE TRANSACTION ON COMMUNICATION TECHNOLOGY  
DEC. 1969. THE REALIZATION OF COMPATIBLE SINGLE-SIDEBAND  
TRANSMISSION. C.D.W. Stoffer, John V. Hanson.



