



167
2ej

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO DE UN SISTEMA DE MICROONDAS PARA
TRANSMITIR SEÑALES DE AUDIO Y VIDEO

TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRICA Y ELECTRONICA)
PRESENTA:

JUAN MANUEL TELLEZ JIMENEZ

DIRECTOR DE TESIS
ING. JESUS REYES GARCIA

CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO D.F.

1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo es el producto de 17 largos años de estudio, el cual no hubiera sido culminado sin la ayuda de Dios y de todos aquellos que me acompañaron en ese tiempo. Habrá algunos que no estén presente en mis días, otros que si lo estén, a todos ellos quiero de todo corazón agradecerles el haber estado junto a mi.

Quiero compartir este fruto con todos mis compañeros y amigos quienes me apoyaron en el transcurso de la carrera. Agradezco a los profesores de la Facultad de Ingeniería de la UNAM por el valioso legado que me han transmitido y especialmente agradezco al M. I. Marcos Mazari su valiosa calidad humana al servicio de la ciencia y de la verdad y al M. I. Jorge Rodríguez Cuevas su amistad, humildad y sinceridad.

Agradezco la paciencia y compañía de Erika L. y el apoyo de mis hermanos y familiares. Dedico con todo cariño el producto de este trabajo a aquellos que me guiaron en el camino de la verdad y de la sabiduría, a aquellos que con su ejemplo me hicieron un hombre de bien y que sin ellos el destino hubiera sido otro, a aquellos que con su esfuerzo y comprensión me han apoyado incondicionalmente en todo Mamá y Papá Gracias.

Juan Manuel

CONTENIDO

Objetivo del Trabajo	VII
INTRODUCCION	VIII
1 Temas Introdutorios	1
1.1 Señal de Audio	1
1.1.1 Frecuencia Modulada	3
1.1.2 Generación de FM	4
1.1.3 Ventajas del Oscilador de Cuarzo	6
1.1.4 Análisis de FM	7
1.1.5 Glosario de Términos de FM	8
1.2 Señal de Vídeo	8
1.2.1 Entrelazado	8
1.2.2 Sincronización Horizontal	10
1.2.3 Sincronización Vertical	11
1.2.4 Resolución	12
1.3 La Señal de Televisión (Vídeo Compuesto)	13
1.3.1 Señal de Color	15
1.4 Las Normas de Televisión	16
1.5 Transmisión y Recepción	18
2 Principios de la Radiopropagación	19
2.1 Introducción	19
2.2 Propagación en el Espacio Libre	20
2.3 Efectos Atmosféricos en la Radiopropagación	20
2.3.1 Efectos de la Refracción Sobre la Curvatura de una Señal (Factor "K" de Refracción)	21

2.4 Efectos por Difracción en la Radiopropagación (Zona de Fresnel)	23
2.5 Reflexión Terrestre	26
2.6 Causas Generales del Debilitamiento de la Señal	26
3 Radioenlaces en Línea de Vista	28
3.1 Radioenlaces en Línea de Vista	28
3.2 Planeación Inicial y Selección del Lugar	30
3.2.1 Requerimientos de Operación de los Radioenlaces en Línea de Vista	30
3.2.2 Selección de la Ruta y Selección del Lugar	31
3.3 Perfiles del Terreno	32
3.3.1 Método para Dibujar el Perfil del Terreno	32
3.4 Punto de Reflexión Terrestre	35
3.5 Cálculo de la Potencia Efectiva de Recepción	36
3.6 Ancho de Banda de la Señal a Frecuencia Intermedia	39
3.7 Cálculo de la Relación Portadora a Ruido y de la Relación Señal a Ruido en el Receptor	42
4 Diseño del Transmisor de Video Compuesto	45
4.1 Introducción	45
4.2 Umbrales de la Señal de Video Compuesto	46
4.3 Transmisor de Video Compuesto	47
4.3.1 Transmisión de Video Generado por una Videgrabadora	48
4.3.2 Transmisión de Video Generado por una Cámara de Video Casera	48
4.3.3 Transmisión de Video Generado por una Computadora	49
4.3.4 Arquitectura del Sistema	49
4.4 Acondicionamiento de la Señal de Audio	51
4.4.1 Amplificador de Audio	52
4.4.2 Modulación en Frecuencia por la Señal de Audio	54

4.5 Acondicionamiento de la Señal de Video	63
4.5.1 Preacentuador de Video	63
4.5.2 Amplificador de Video	65
4.5.3 Filtro Paso Bajas para dar Paso a la Portadora de Audio	69
4.6 Acondicionamiento de la Señal de Video Compuesto	71
4.6.1 Modulación en Frecuencia por la Señal de Video Compuesto	71
4.6.1.1 Diseño del Amplificador Sintonizado	72
4.6.1.2 Generación de FM a Frecuencia Intermedia	90
4.6.1.3 Acoplamiento de Impedancias para el Modulador a Frecuencia Intermedia	91
4.6.2 Amplificador de Video Compuesto a F.I.	94
4.6.3 Filtro Limitador de Banda para la Señal de Video Compuesto a F.I.	101
4.7 Acoplamiento de Impedancias de Todas las Etapas que Forman al Transmisor de Video Compuesto	105
5 Equipo de Radiofrecuencia Gunnplexer™ Transceiver "Front End"	107
5.1 Introducción	107
5.2 Diodo Gunn	108
5.3 Descripción del Equipo	111
5.3.1 Características Principales del Equipo	112
5.3.2 Especificaciones y Requerimientos del Equipo	113
5.3.3 Potencia de Salida de RF	114
5.4 Aplicación en las Comunicaciones (Consideraciones Prácticas del Equipo)	114
5.4.1 Interface Entre el Mezclador y la Etapa de F.I.	116
5.4.2 Control y Estabilidad de la Frecuencia de Operación	117
CONCLUSIONES	119
BIBLIOGRAFIA	121
Apéndice A	126

Contenido

Apéndice B	128
Apéndice C	130
Apéndice D	140
Apéndice E	144

Objetivo del Trabajo

El presente trabajo pretende describir el desarrollo de un sistema de comunicación para transmitir señales de audio y vídeo vía microondas a través de un radioenlace en línea de vista.

En la Facultad de Ingeniería ha venido funcionando desde hace algunos años un sistema de circuito cerrado de televisión que ha prestado sus servicios de manera adecuada hasta la fecha. En el departamento de Telecomunicaciones de esta Facultad creemos que el sistema con el que se cuenta puede ser aun más eficiente y útil para la comunidad de la Facultad. Pensamos que con la infraestructura que se encuentra dentro de las instalaciones el paso siguiente es unir a través de un radioenlace en línea de vista a las dos áreas de nuestra Facultad, el edificio principal y la zona del anexo.

La principal aplicación de este sistema de transmisión de vídeo compuesto será trasladar el circuito cerrado de TV y así contar con servicios informativos extras que se puedan visualizar en ambas partes de la Facultad de Ingeniería. Además se podrá visualizar información que haya sido generada en cualquiera de los dos extremos.

INTRODUCCION

El mundo actual exige de nuevos y mejores equipos de comunicación que permitan múltiples y variados servicios. La era de las Telecomunicaciones presenta un avance por demás fabuloso de sistemas y servicios que pueden estar al alcance de todos. Pertenecer a este mundo de posibilidades telecomunicativas es el compromiso que hemos adquirido los miembros de este proyecto al proponernos la tarea de desarrollar un sistema de comunicación que permita la transmisión y la recepción de señales de audio y video via microondas.

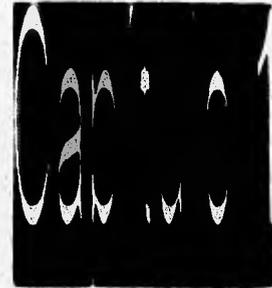
En nuestros días es posible contar con un gran número de equipos capaces de realizar enlaces de microondas a varios cientos de miles de kilómetros de distancia, realmente las técnicas a nivel mundial son diversas y en la mayoría de los casos bastante eficientes y funcionales, en nuestro país desgraciadamente no se cuenta con un centro de diseño donde se realice el desarrollo de dicho equipo, por lo que la gran mayoría del equipo que se usa para la difusión de señales es equipo de importación.

Diferentes organismos públicos y privados del país requieren de sistemas más eficientes de transmisión de información para hacer más efectiva y competitiva a su empresa. Debido al acelerado avance tecnológico presente en el área de las telecomunicaciones relativamente es fácil contar con sistemas de comunicación demasiado eficientes. Ante la inminente necesidad de un mejor sistema de comunicación diseñado en el país, en el presente trabajo se hace un gran esfuerzo por diseñar la mayoría de los circuitos electrónicos usados para el enlace de microondas que se pretende realizar. Así mismo, el presente trabajo comprende los conceptos y principios de un sistema de comunicación para la transmisión y la recepción de señales de audio y video via microondas, se realiza un análisis detallado de los circuitos electrónicos que componen la etapa de transmisión, sin dejar de mencionar que los circuitos electrónicos de la etapa de recepción se analizarán en un trabajo complementario a éste.

El presente trabajo esta organizado en 5 capítulos los cuales se describen a continuación. En el capítulo 1 "Temas Introdutorios", se describen y analizan detalladamente a las señales de audio y video, se menciona la generación de ellas y se muestran sus principales características eléctricas. Además, se presenta un panorama general de términos propios del sistema y de las telecomunicaciones, al final del capítulo se mencionan las características principales de los estándares de televisión, las cuales proporcionan información importante para el diseño del sistema. En el capítulo 2 "Principios de la Radiopropagación" se presentan los principios y aspectos de la radiopropagación que deben considerarse para el diseño del equipo y para el cálculo del radioenlace, tales aspectos se refieren a las pérdidas en el espacio libre, a los efectos de los obstáculos sobre la propagación y a los efectos atmosféricos que causan debilitamiento de la señal electromagnética transmitida, a pesar de que este sistema considera dichos principios de

radiopropagación, en el presente trabajo no se analizan los fenómenos de radiación y dispersión desde el punto de vista de las ecuaciones de Maxwell debido a que este análisis no se considera muy importante para el diseño del sistema. En suma, en el capítulo 2 se presentan sólo las causas del debilitamiento de las señales a través de su trayectoria de viaje hacia el extremo receptor (pérdidas en el espacio libre, efectos atmosféricos, difracción, reflexión, refracción, otras pérdidas, etc.). En el capítulo 3 "Radioenlaces de Línea de Vista" se hace todo lo posible por eliminar las pérdidas causadas por los fenómenos de radiación y propagación citados, en este capítulo se realiza el cálculo del enlace y se determina la altura de las torres del sistema. Además, se mencionan los requerimientos legales de operación de los radioenlaces de línea de vista en cuanto al uso del espacio radioeléctrico se refiere, y se demuestra la factibilidad del sistema de acuerdo a la potencia y ancho de banda de operación. En el capítulo 4 "Diseño del Transmisor de Video Compuesto" se presenta detalladamente el diseño del transmisor de video compuesto. Para el diseño del transmisor se consideran como requerimientos del sistema a cada uno de los puntos citados en los tres capítulos anteriores, en este capítulo se mencionan algunas aplicaciones reales que puede prestar este sistema. En el capítulo 5 "Equipo de Radiofrecuencia Gunnplexer™ Transceiver Front End" se describe al equipo que comprende la etapa de microondas y se justifica su uso en este sistema de comunicación.

Finalmente, el sistema que se propone será analógico y gracias a la flexibilidad del mismo y a los antecedentes que se dejarán al concluir este proyecto, podrá implementarse un sistema digital que permita la transmisión de datos.



Temas Introductorios

En el presente capítulo se muestran las características principales de las señales de audio y vídeo debido a que son las señales que transmitirá este sistema de comunicación. Gracias a los avances de la ciencia y de la tecnología y en especial de la electrónica, desde hace ya varios años es posible convertir las señales de audio y vídeo en señales eléctricas, las cuales sufren alguna modificación (modulación) para que sea posible su transmisión y recepción a través del espacio libre y de esta forma sea posible entablar una comunicación.

1.1 SEÑAL DE AUDIO

En algunas ocasiones no sólo es necesario transmitir una señal de voz, en la mayoría de los casos un sistema de radiocomunicación de señales de audio necesita transmitir muchas otras señales audibles sin que necesariamente sean una señal de voz, por ejemplo: en el caso de películas, estas contienen sonidos de aullidos de perro, explosiones y toda clase de sonidos raros que difícilmente podrían ocupar el corto intervalo de frecuencias asignado a un canal de voz, que es de 2.2 KHz, con frecuencias que van de 300 Hz a 2.5 KHz. Las principales componentes de una señal de voz se encuentran por debajo de los 2500 Hz y cuentan aproximadamente con 40 dB de ganancia como se aprecia en la figura 1.1.1, que corresponde al espectro de un señal de voz.

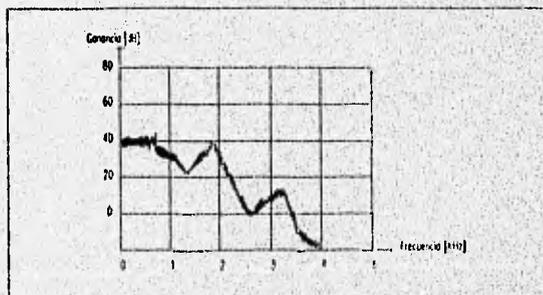


FIGURA 1.1.1. Espectro de una Señal de Voz.

Debido a que el oído humano presenta una respuesta logarítmica a los sonidos, los niveles de intensidad del sonido son expresados ordinariamente en decibeles, de acuerdo a la Asociación de Estándares Americanos (American Standard Association-ASA) en donde:

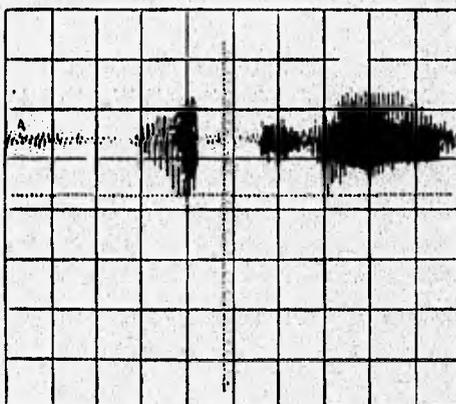
$$ldB = 10^{-16} \frac{\text{Watts}}{\text{cm}^2} \quad \text{o bien} \quad ldB = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{salida}}}{P_{\text{entrada}}} \right) \quad \dots(1.1.1)$$

Señal de Audio de la Televisión: La televisión cuenta con un sistema de audio de alta fidelidad que le permite reproducir fielmente las señales. Aunque el ancho de banda teórico de frecuencias audibles vaya de 20 Hz a 20 KHz, el ancho de banda de frecuencias audibles para un canal de televisión ocupa un intervalo menor a éste (30 Hz a 15 KHz) sin ocasionar por ello que la buena reproducción de las señales no sea llevada a cabo.

El sistema de audio de la televisión utiliza una desviación de frecuencia de ± 25 KHz para conservar su ancho de banda, mientras que un sistema de audio de una estación radiodifusora utiliza una desviación de frecuencia de ± 75 KHz, representando ésta la mayor diferencia entre ambos sistemas. Con esta desviación la señal de audio de la TV logrará tener la misma fidelidad que la señal de audio de una estación de radio, pero será menos efectiva para cancelar los efectos del ruido.

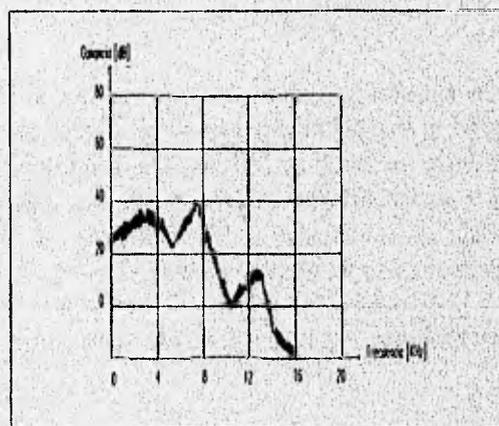
Las amplitudes de una señal de audio varían desde unos cuantos milivolts hasta varios volts, la señal presenta transitorios naturales que se caracterizan por comprender periodos de absoluto silencio separados por componentes agresivos de frentes de onda, lo que sugiere un manejo de la señal de audio un tanto delicada para un sistema de transmisión de televisión. En las siguientes figuras se presenta la forma de onda de una señal de audio y su respectivo espectro en frecuencia, que corresponden a un canal de TV. Estas señales fueron sintonizadas directamente del aire y su amplitud en el dominio del tiempo (figura 1.1.2 a) se determina tomando en cuenta que cada división es de 0.2V.

A: 0V=2.0HDIV dt=1.00ms 1/div= 625 Hz



V-CURS V/ T-CURS T/PIV
ON/OFF RATIO ON/OFF RATIO RETURN

a)



b)

FIGURA 1.1.2. a) Oscilograma de la Señal de Audio; b) Espectro de la Señal de Audio.

1.1.1 FRECUENCIA MODULADA

Originalmente en un sistema de TV la señal de audio se modula en FM ya que en comparación con un sistema de AM este es capaz de tener una mejor recepción bajo diversas condiciones. Primero, la recepción de FM esta casi siempre libre de ruido debido a que las pérdidas por inducción son menores que en un sistema de AM donde hay más pérdidas a causa de la antena. Segundo, un sistema de FM es capaz de presentar un mayor rechazo a las señales indeseables sobre el mismo canal o en su caso un canal adyacente. Tercero, por una mayor área de cobertura, un sistema de FM es más económico y eficiente.

Como se describe en la figura 1.3.1, la señal de audio en FM de la TV es transmitida dentro del ancho de banda estándar para un canal de TV, que es de 6 MHz (antes de frecuencia intermedia para este sistema). La portadora de FM se localiza a 0.25 MHz por debajo del límite superior de cada canal de TV, aunque cabe aclarar que en el presente sistema de transmisión estos límites sobrepasan un poco el estándar establecido para un canal de TV, debido a ajustes de componentes que más adelante se detallarán.

Modulación: Las señales de banda base producidas por diferentes fuentes de información no son siempre adecuadas para la transmisión directa a través de un canal dado. Estas señales son en ocasiones fuertemente modificadas para facilitar su transmisión. Este proceso de conversión se conoce como modulación. En este proceso, se utiliza la señal de banda base para modificar algún parámetro de una señal portadora de alta frecuencia.

Normalmente una portadora es una senoide de alta frecuencia, y uno de sus parámetros tales como su amplitud, su frecuencia o su fase variarán en proporción a la señal de banda base $m(t)$ aplicada. De acuerdo con esto, se obtiene la modulación en amplitud (AM), y la modulación angular, en donde se destacan la frecuencia modulada (FM) y la fase modulada (MP).

Una onda modulada en frecuencia (FM) es una onda portadora de amplitud fija con frecuencia variable. La onda portadora en la transmisión de FM es también llamada la onda de frecuencia central (f_c). A continuación se muestra una señal de FM en donde se exhiben los efectos de un sólo ciclo de una señal de audio, que esta modulando en frecuencia a la portadora que corresponde a una señal de audio del canal 2 de TV, esta portadora se ubica en 59.75 MHz. En la figura se muestra sólo la máxima y la mínima desviación de frecuencia que corresponde a ± 25 KHz respectivamente; aunque, en la práctica esta desviación de frecuencia varía repentinamente dentro de ese mismo intervalo de acuerdo a la amplitud y a la polaridad de la señal.

En la figura 1.1.3 se nota que para un ciclo positivo de la señal moduladora, la frecuencia de transmisión se incrementa a razón de $f_c + 25$ KHz, mientras que para un ciclo negativo la frecuencia de transmisión decrece a razón de $f_c - 25$ KHz, en cuanto que la amplitud de la portadora permanece constante en todo momento.

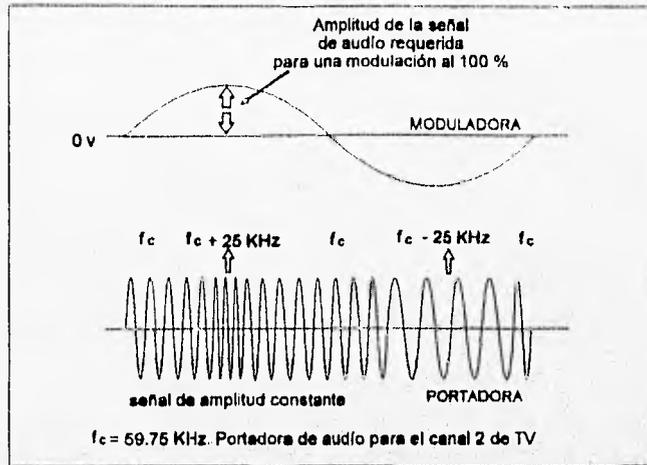


FIGURA 1.1.3. Señal Modulada en Frecuencia.

Como se mencionó, en FM la cantidad de desviación en frecuencia es proporcional a la amplitud de la señal moduladora.

1.1.2 GENERACION DE FM

Todo modulador requiere de un circuito que este oscilando a la frecuencia de la portadora requerida y de un circuito capaz de modificar a dicha señal, de tal forma que su frecuencia instantánea sufra una desviación a causa de la amplitud de la moduladora y de su frecuencia.

Un oscilador esta compuesto por un circuito resonante y un amplificador regenerativo (realimentado positivamente) que sirve para cumplir con el criterio de oscilación y mantener las formas de onda con amplitud constante. Existen dos tipos de circuitos resonantes que por su conexión eléctrica se les conoce como circuitos resonantes serie y paralelo, un circuito resonante paralelo es comúnmente llamado circuito tanque. En la siguiente figura se puede distinguir la diferencia entre ambos circuitos resonantes.

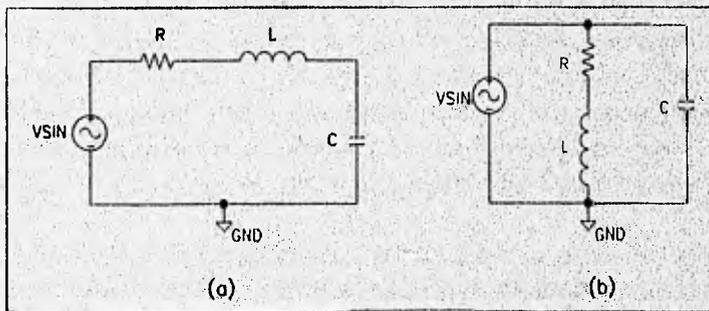


FIGURA 1.1.4. a) Circuito Resonante Serie. ; b) Circuito Resonante Paralelo.

Ambos circuitos resonantes presentan una frecuencia de resonancia descrita por la siguiente expresión:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} [Hz] \quad \dots(1.1.2.1)$$

Un oscilador es un circuito capaz de convertir energía de DC a una señal de AC, en otras palabras un oscilador es un circuito capaz de generar formas de onda.

Las formas de onda se generan de la siguiente manera: Supongamos que en nuestro circuito resonante paralelo existe un interruptor entre R y C, y también que el capacitor C ha sido previamente cargado, de tal forma que al cerrar el interruptor empieza a circular una corriente al tiempo en que se descarga el capacitor a través del inductor. Al circular dicha corriente por el inductor se genera un campo magnético sobre él, que circula en la misma dirección que la corriente, ósea hacia el capacitor. Este campo magnético logrará cargar al capacitor de nueva cuenta y entonces tendremos una oscilación momentánea.

De esta forma la energía del campo magnético ha sido convertida a una energía de campo eléctrico y viceversa. Debido a las pérdidas ocasionadas en cada conversión de energía, la amplitud de dicha oscilación se va haciendo cada vez más débil, por lo que es necesario mantener dicha amplitud constante como lo advierte el criterio de Barkhausen. Para ello se requiere de un amplificador retroalimentado que cumpla con los dos criterios básicos que establece Barkhausen para todo oscilador que se enuncian a continuación:

1. La ganancia de lazo debe ser igual a 1.
2. La señal de retroalimentación o de lazo debe estar en fase respecto a la señal de entrada.

El amplificador retroalimentado positivamente restablece la pérdida de energía y provee una forma de onda senoidal de amplitud constante que ocurre cuando la retroalimentación está en fase con la señal de entrada. Entonces los efectos regenerativos de esta retroalimentación positiva causan un incremento continuo a la salida para cada ciclo de la señal de retroalimentación, generándose así una oscilación continua.

Dentro de la práctica existen varios tipos de osciladores, entre los más comunes se encuentran el oscilador Hartley, el oscilador Colpitts, el oscilador Clapp y el oscilador Pierce, este último de especial importancia debido a que en el presente trabajo es el que se utiliza, este oscilador al igual que los demás presenta la ventaja de que su circuito tanque puede ser sustituido por un cristal de cuarzo para lograr altas frecuencias de oscilación.

Cuando la estabilidad en frecuencia es mayor que la proveída por un oscilador LC se requiere de un oscilador controlado por un cristal. En un oscilador controlado por un cristal el elemento inductivo del circuito tanque es sustituido por un cristal de cuarzo. A continuación se presenta el modelo piezoeléctrico de dicho cristal.

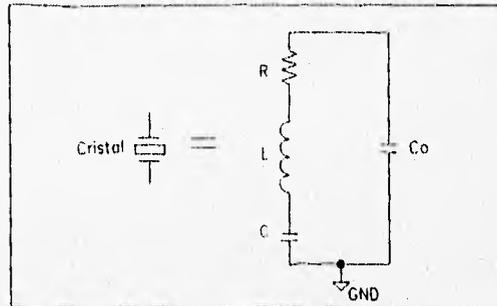


FIGURA 1.1.5. Modelo Piezoeléctrico del Cristal de Cuarzo.

Cabe mencionar que aunque el cuarzo cuenta con su propia frecuencia de resonancia, logra una completa sustitución cuando se acopla al capacitor externo C_o .

Como se puede apreciar el modelo piezoeléctrico del cristal presenta en realidad dos circuitos resonantes uno en serie y otro en paralelo, estos dos circuitos presentan a su vez dos frecuencias de resonancia diferentes, las cuales son por lo general muy cercanas una de la otra.

Un oscilador controlado por un cristal es bastante estable respecto a efectos de la temperatura, así mismo su frecuencia de resonancia depende directamente del corte que se le haga al cuarzo.

1.1.3 VENTAJAS DEL OSCILADOR DE CUARZO

1. Factor de calidad Q muy elevado, de este factor depende la máxima estabilidad de oscilación.
2. Buena estabilidad respecto a la temperatura.
3. Los cristales son capaces de mantener una tolerancia en frecuencia de hasta $\pm 0.001\%$ debido a variaciones de temperatura o bien de 10 partes por millón; Es decir, para una frecuencia de 10 MHz se permite una variación máxima de $\pm(10)(10) = \pm 100$ Hz.
4. Se puede lograr una oscilación a muy alta frecuencia.
5. Si se tiene un oscilador controlado por un cristal de cuarzo, se podrá sustituir fácilmente su frecuencia de oscilación reemplazando el cristal por otro con la frecuencia deseada.

Se había mencionado que para generar FM era necesario contar con un circuito resonante y de un circuito capaz de modificar a la portadora de alta frecuencia, de tal forma que su frecuencia instantánea sufriera una desviación a causa de la amplitud y de la polaridad de la moduladora.

Necesitamos un dispositivo que forme parte del circuito resonante y que a la vez sea capaz de cambiar alguno de sus parámetros a razón de la señal aplicada $m(t)$. Como se detallará más adelante un diodo varactor presenta una variación en su capacitancia nominal, parámetro que efectivamente puede formar parte de nuestro circuito resonante, en donde dicha variación se presentará una vez que su voltaje de inversa se vea afectado por la moduladora. En otras palabras el diodo varactor presenta una variación en su capacitancia nominal en función de su voltaje de inversa, por lo que este dispositivo electrónico es el que hará posible la generación de FM en este sistema.

1.1.4 ANALISIS DE FM

Se ha mencionado que la señal de FM es aquella que sufre una desviación de frecuencia proporcional al voltaje instantáneo de la moduladora, este voltaje instantáneo se define matemáticamente por la siguiente expresión, que representa la ecuación fundamental de FM:

$$s_{FM}(t) = A \cos(2\pi f_c t + m_f \sin 2\pi f_m t) \quad \dots(1.1.4.1)$$

Donde: $s_{FM}(t)$ = voltaje instantáneo

A = voltaje pico de la portadora

$2\pi f_c t$ = velocidad angular de la portadora en función del tiempo

m_f = índice de modulación

$2\pi f_m t$ = velocidad angular de la moduladora en función del tiempo.

La transformación matemática de la ecuación de FM para pasarla del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia es realmente compleja, debido a que presenta el coseno de un seno, por lo que su solución requiere el uso de las funciones de Bessel, que una vez determinadas serán las componentes en frecuencia de la señal de FM. Las funciones de Bessel se representan en la frecuencia como un par de bandas laterales donde va la información de FM, estas bandas son el conjugado una de la otra, por lo que la información va repetida dentro del ancho de banda permisible para la modulación.

1.1.5 GLOSARIO DE TERMINOS DE FM

Frecuencia Central: También llamada frecuencia de la portadora de la señal de audio.

Desviación de Frecuencia: Es la diferencia de frecuencia entre la frecuencia central y un pico de frecuencia debido a la modulación. Para nuestro ejemplo, la máxima desviación de frecuencia permisible será de $59.75 \text{ KHz} \pm 25 \text{ KHz}$. La cantidad de desviación de frecuencia esta en función de la amplitud de la señal moduladora. Así la mayor amplitud tendrá la mayor desviación de frecuencia. De esta forma la amplitud también controlará el porcentaje de modulación.

Desviación de Frecuencia pico a pico: La desviación de frecuencia pico a pico es dos veces la frecuencia de desviación instantánea (máxima frecuencia a la cual se esta limitado en banda). Para la señal de audio de la TV, la máxima desviación de frecuencia pico a pico permisible es $2(25 \text{ KHz}) = 50 \text{ KHz}$.

Porcentaje de Modulación: Para la transmisión de una señal de audio de un sistema de TV (y un enlace de radio FM), la relación de la actual desviación de frecuencia pico a pico define un porcentaje de modulación al 100%; es decir, para la TV un porcentaje de modulación del 100% corresponde a una desviación de frecuencia pico a pico de 50 KHz, de esta forma para una desviación de frecuencia pico a pico de 40 KHz tendremos un porcentaje de modulación igual a: $(40/50)(100)=80\%$. En algunas ocasiones el porcentaje de modulación es llamado también índice de modulación.

1.2 SEÑAL DE VIDEO

La señal de video es la representación de una señal visual que ha sido convertida a señal eléctrica a través de una cámara de TV. La cámara de TV es entonces un transductor entre la energía luminosa y la energía eléctrica, mientras que un receptor de TV es propiamente un transductor entre la energía eléctrica y la energía luminosa. La señal de video esta compuesta por varias señales que más adelante se detallarán. A continuación se presentará una breve explicación de la generación y reproducción de una señal de video.

1.2.1 ENTRELAZADO

El marco de frecuencia (frame frequency) es el número de veces por segundo en el que es trazado un conjunto (set) completo de 525 líneas (que componen una señal visual). En un sistema de TV el número es de 30 veces por segundo; es decir, una señal visual es trazada cada $1/30$ de segundo, esta velocidad de exposición no permite al ojo humano

retener o percibir toda la señal visual y entonces la señal es presentada como si estuviera parpadeando, esto quiere decir que la señal es una presentación visual no continua, este efecto de parpadeo se presenta sobre todo en las películas viejas. Si el marco de frecuencia fuera incrementado a 60 veces por segundo este efecto ya no aparecería, pero el ancho de banda se duplicaría. Es por eso que el proceso de entrelazado permite, por así decirlo, engañar al ojo humano haciéndole ver 60 cuadros por segundo cuando en realidad solo están ocurriendo 30.

Entonces un cuadro o ráfaga de vídeo será un conjunto de 525 líneas (485 líneas visibles para el estándar norteamericano) a razón de 30 conjuntos o 30 ráfagas por segundo, por lo que la frecuencia de cada ráfaga es:

$$(525 \text{ líneas})(30 \text{ cada segundo}) = 15.75 \text{ KHz} \quad \dots(1.2.1.1)$$

Así tanto el transmisor como el receptor deben contener un oscilador a 15.75 KHz para controlar el movimiento de la señal eléctrica horizontal. En la figura 1.2.1 se exhibe la representación eléctrica de una ráfaga de vídeo, en donde se puede apreciar que efectivamente su frecuencia es de 15.75 KHz; Así mismo, la señal cuenta con una amplitud de 0.5V/división.

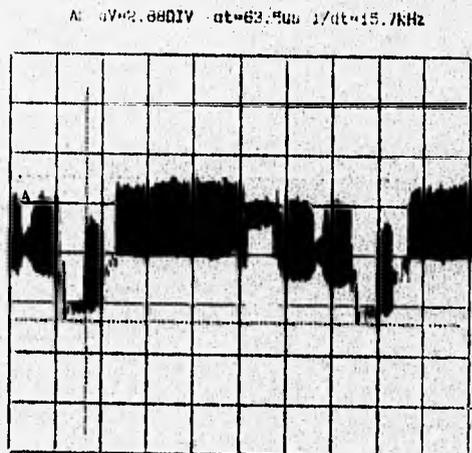


FIGURA 1.2.1. Presentación Eléctrica de la Ráfaga de Vídeo.

La figura 1.2.2 ilustra el proceso de entrelazado. El primer conjunto de líneas (primer campo) es trazado en 1/60 de segundo, y entonces el segundo conjunto de líneas (el segundo campo) que es para completar la escena (525 líneas en total) es entrelazado entre las primeras líneas en el próximo 1/60 de segundo; de esta forma, las líneas 2,4,6, etc. ocurren durante el primer campo con las líneas 1,3,5, etc. entrelazadas entre cada número de líneas pares. La frecuencia de cada campo será entonces de 60 Hz con una frecuencia por cuadro o ráfaga de 30 Hz. Esta ilusión será suficiente para convencer al ojo humano de que están ocurriendo 60 imágenes por segundo cuando en realidad solo están ocurriendo 30.

Según los datos expuestos, resulta que cada 16.66 ms se reproduce en la pantalla del televisor un campo; Es decir, la pantalla esta siendo recorrida de izquierda a derecha y de arriba hacia abajo en este tiempo tan corto. Con estos tiempos tan cortos, la sensación es de una imagen estable o bien, es posible percibir una señal visual continua sin parpadeos ni fluctuaciones.

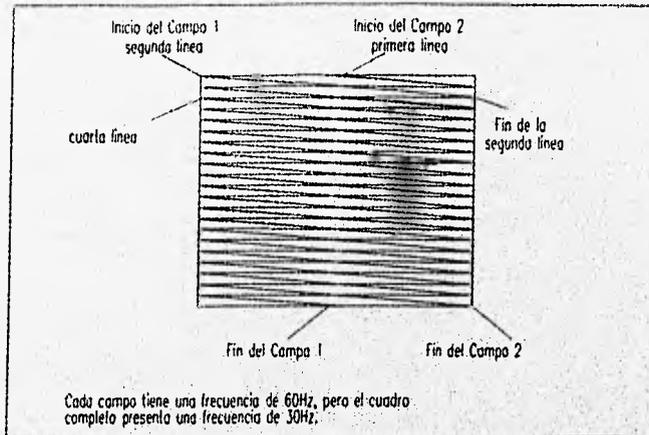


FIGURA 1.2.2. Proceso de Entrelazado.

A continuación se presenta un breve resumen de lo expuesto anteriormente en cuanto al estándar Norteamericano en comparación con el estándar Europeo.

Características	Estándar Norteamericano	Estándar Europeo
Número de campos	60	50
Frecuencia de cuadro	30 Hz	25 Hz
Número de líneas	525	625
Frecuencia de línea	15750 Hz	15625 Hz

TABLA 1.2.1. Estándares para la Señal de Video.

1.2.2 SINCRONIZACION HORIZONTAL

Para acomodar las 525 líneas cada 1/30 de segundo el transmisor debe enviar un pulso de sincronización entre cada línea de la señal de video así la perfecta sincronización entre el emisor y el receptor es mantenida para garantizar una fiel reproducción de la señal de video, los detalles de estos pulsos se describen en la figura 1.2.3. Tres pulsos de sincronía son los que se muestran sólo para dos líneas de la señal de video. El actual pulso de sincronía horizontal lleva sobre él un pulso llamado pulso de blanqueo.

Se observa también que sobre los pulsos de sincronía horizontal aparecen 8 ciclos de una señal de alta frecuencia (aproximadamente 3.58 MHz), dicha señal sirve para calibrar a la subportadora de color y así poder ajustar los colores en el receptor.

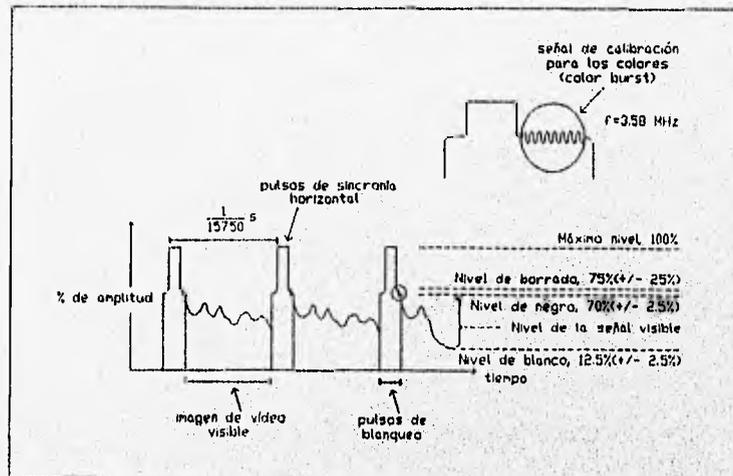


FIGURA 1.2.3. Pulsos de Sincronía Horizontal.

El pulso de sincronía horizontal aparece en cada una de las 525 líneas; es decir, por cada cuadro aparecen 525 pulsos de sincronía por lo que su frecuencia será:

$$(525)(30) = 15.75\text{KHz}$$

A la vez que cada 15.75 KHz la señal de vídeo es borrada debido al pulso de blanqueo y reemplazada por otra.

1.2.3 SINCRONIZACION VERTICAL

Los pulsos de sincronía vertical deben ocurrir cada 1/60 de segundo, ya que los dos campos entrelazados (que completan un cuadro) ocurren 60 veces por segundo, por lo que la frecuencia de los pulsos de sincronía vertical es de 60 Hz. La señal de vídeo antes, durante y después del retraso vertical se muestra en la figura 1.2.4.

Los pulsos de eculización (ó de igualación) sirven para garantizar el perfecto entrelazado de los dos campos de exploración que forman cada uno de los cuadros de la imagen.

Podría suponerse que los pulsos de sincronía vertical aparecen al finalizar la última línea del cuadro. Si así fuese, podría ser que los circuitos de sincronismo vertical no se

activaran en la forma adecuada debido a la diferencia de media línea producida en el proceso de entrelazado.

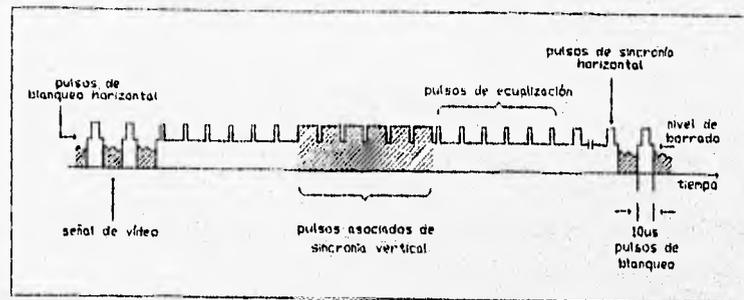


FIGURA 1.2.4. Pulsos de Sincronía Vertical.

Para entender lo anterior se debe decir que los pulsos de sincronía vertical actúan cargando un capacitor perteneciente a los circuitos internos del receptor; y dado que entre el inicio de la exploración de cada campo sucesivo debe haber una diferencia de media línea, podría ser que la carga de este capacitor no fuera la requerida para el campo. Por esta razón se emplea un pequeño intervalo durante el cual se transmiten los pulsos de ecualización, que aparecen antes y después de los pulsos de sincronía vertical y que controlan la carga y descarga del capacitor para suprimir el efecto que podría causar la media línea de diferencia que existe entre ambos campos, con esto se garantizará que los circuitos de sincronismo vertical se activarán en el preciso momento para controlar adecuadamente el movimiento de la señal eléctrica vertical.

1.2.4 RESOLUCION

Para proveer una adecuada resolución, la señal de vídeo debe incluir componentes modulados en frecuencia por arriba de 4 MHz de acuerdo a la Comisión Federal de Comunicaciones (Federal Communication Commission-FCC). Resolución es la habilidad para reproducir los detalles de los elementos de la imagen. Así para una TV convencional se tienen 428 líneas de resolución horizontal y aproximadamente 339 líneas de resolución vertical, como a continuación se demuestra:

Tiempo de duración de cada línea:

$$1/30 \text{ de segundo} \rightarrow 525 \text{ líneas o un cuadro} \quad \dots(1.2.4.1)$$

$$1 \text{ segundo} \rightarrow 30 \text{ cuadros o ráfagas} \quad \dots(1.2.4.2)$$

$$(30)(525 \text{ líneas}) = 15750 \text{ líneas por segundo} \quad \dots(1.2.4.3)$$

ó bien 15.75 KHz \rightarrow de frecuencia de cada línea

por lo que el tiempo de duración de cada línea será:

$$1/15750 = 63.49206\mu\text{s} \quad \dots(1.2.4.4)$$

Restando los $10\mu\text{s}$ de duración del pulso de blanqueo tenemos $53.5\mu\text{s}$.

Ahora convirtiendo los 2 elementos de la imagen (blancos y negros) a un ciclo de la señal de video monocromático. El número de líneas reproducibles para 4 MHz será:

$$(4 \text{ MHz})(53.5\mu\text{s por línea})(2) = 428 \text{ líneas} \quad \dots(1.2.4.5)$$

Así la resolución horizontal es de 428 líneas, pero recordando que la pantalla de TV tiene una relación ancho-alto de $4/3 \cong 428/339$, la resolución vertical es 0.75 veces la resolución horizontal.

Entonces todo incremento en la frecuencia de modulación de la señal nos podrá permitir un incremento en las resoluciones vertical u horizontal, o en ambas, y la posibilidad de transmitir más información.

Finalmente la TV normal cuenta con $(428)(339) \cong 145,092$ spots de resolución aproximadamente, o elementos de la imagen. Cabe mencionar que esta resolución se va incrementando cada vez más, teniéndose hoy en día aparatos con resoluciones por arriba de los 250,000 elementos.

1.3 LA SEÑAL DE TELEVISION (VIDEO COMPUESTO)

El video compuesto es una señal que contiene información tanto de video como de audio; es decir, una señal de video compuesto contiene a las portadoras de video y de audio y a la subportadora de color.

El sistema de audio de un transmisor de TV anteriormente estaba separado del sistema de video, en la actualidad el sistema de transmisión de la TV cuenta con un sólo sistema para formar lo que se conoce como video compuesto.

La máxima modulación para una señal de video es aproximadamente de 4 MHz. La FCC nos permite un ancho de banda de 6 MHz por estación de TV, que debe incluir una señal de audio de FM, a la subportadora de color y a la portadora de video. La figura 1.3.1 presenta el espectro en frecuencia de la señal de video compuesto transmitida.

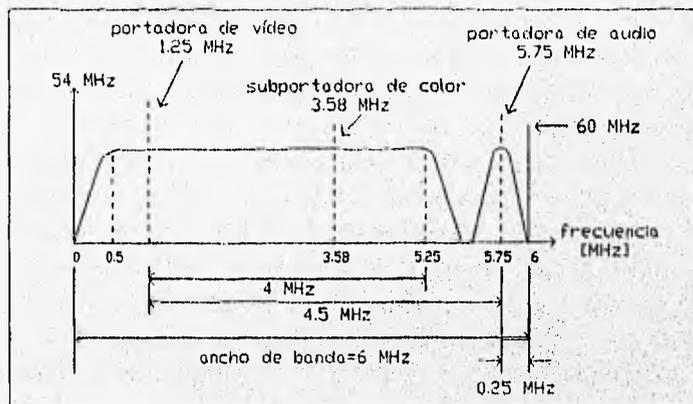


FIGURA 1.3.1. Espectro en Frecuencia de la Señal de Video Compuesto.

Determinación de la frecuencia:

$$f \geq \frac{525 \text{ líneas}}{(63.5 \mu\text{s})(2)}; f \geq 4.133853 \text{ MHz.} \quad \dots (1.3.1)$$

La banda lateral visual más baja se extiende a solo 1.25 MHz por debajo de la portadora de video, esta banda aparece ya filtrada, pero la banda lateral visual superior es transmitida completamente. La portadora de audio esta a 4.5 MHz por arriba de la portadora de video con un límite de desviación de frecuencia de ± 25 KHz para la transmisión completa de las bandas laterales de la señal de FM. La figura 1.3.1 muestra la localización de las portadoras de audio, video y a la subportadora de color, así como sus anchos de banda y separación para un ancho de banda que va de 54 MHz a 60 MHz que corresponde a la señal transmitida por el canal 2 de TV.

La banda lateral inferior en el mayor de los casos es recortada por filtros, mientras sólo una banda lateral es necesaria. Por otro lado sería imposible filtrar solamente la banda lateral inferior sin afectar la amplitud y la fase de las frecuencias más bajas de la banda lateral superior y de la portadora de video; así, parte de los 6 MHz de ancho de banda es ocupado

por un "vestigio" de la banda lateral inferior. Esto es comúnmente referido como la operación de la banda lateral vestigial, que tiene como ventaja no atenuar a la portadora de video.

1.3.1 SEÑAL DE COLOR

La señal a color se intercala y se superpone a la de blanco y negro sin distorsionar la imagen, el receptor B y N no se interfiere si la señal a color se intercala recorriéndola 15.75/2 KHz esto es 7875 Hz de la señal de blanco y negro; Así mismo, el ancho de banda de la señal a color debe ser limitado con un filtro para que no interfiera al receptor de B y N. La subportadora de color no debe estar ni muy cerca de la portadora de video ni muy cerca de la portadora de audio, por lo que su frecuencia central es fija a 3.579545 MHz y su amplitud es más pequeña que la de B y N. El nombre de subportadora de color viene de lo siguiente: Para poder recorrer la señal de color se necesita una portadora, la cual afecta al receptor B y N, entonces se manda una portadora suprimida que en realidad solo son pedazos de dicha portadora y de ahí el nombre de subportadora de color que tiene como ventaja no interferir en el receptor B y N, y contar con una semiportadora para la señal de color, que es necesaria para mantener los colores.

La figura 1.3.2 presenta la señal resultante de la superposición de los colores a la señal de video en B y N, en realidad la señal mostrada es semejante a la presentada en la figura 1.3.1 en cuanto al espectro en frecuencia, pero la figura 1.3.2 presenta la intercalación de los colores de acuerdo a lo explicado arriba.

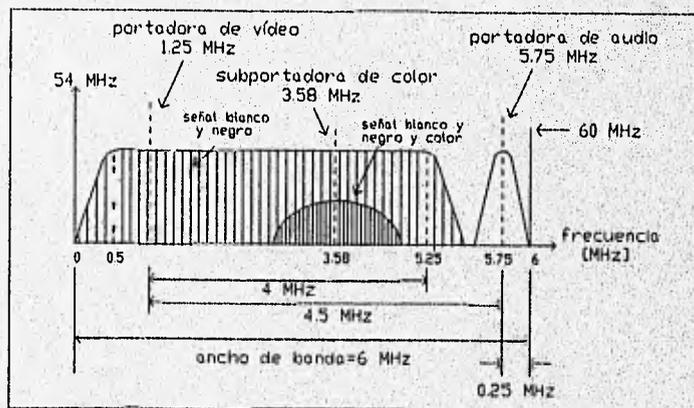


FIGURA 1.3.2. Espectro en Frecuencia de la Señal de Video en B y N y a colores.

1.4 LAS NORMAS DE TELEVISION

El sistema empleado en México para transmitir programas tanto en VHF(very high frequency) como en UHF(ultra high frequency) es el de 525 líneas. Este sistema es el recomendado por la Comisión Consultiva Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR), el cual fue adoptado por los Norteamericanos a través de la Comisión Federal de Comunicaciones(FCC) y que a continuación se enuncia:

- ↻ El número de líneas por imagen es de 525, que por emplear el sistema de entrelazado se reparten en 262.5 líneas por cada campo.
- ↻ La frecuencia del campo coincide con la de la red eléctrica; Es decir, 60 Hz.
- ↻ La transmisión de vídeo emplea el sistema de modulación negativa de amplitud con atenuación de la banda lateral inferior. La emisión se efectúa por polarización horizontal del campo.
- ↻ El sonido se transmite con frecuencia superior en 4.5 MHz, con relación a la portadora de vídeo y con modulación en frecuencia. El ancho de banda del canal radioeléctrico para la señal de vídeo compuesto es de 6 MHz para un ancho de banda de 4.2 MHz para la señal de vídeo.
- ↻ Los pulsos de sincronía horizontal y vertical cuentan con la características expuestas en los puntos 1.2.2 y 1.2.3 respectivamente con los correspondientes 6 pulsos ecualizadores que aparecen antes y después de los pulsos de sincronía vertical.
- ↻ El nivel de negro está determinado para una modulación del 75% a 80% de la amplitud máxima de la portadora, que para el blanco es cerca del 10%. Los pulsos de sincronía están situados entre el nivel del negro y el 100% de modulación
- ↻ La relación entre las dimensiones de la pantalla es de 4 a 3.

En las tablas 1.4.1 y 1.4.2 se presentan las características de los estándares de televisión en VHF y UHF respectivamente. En dichas tablas se podrá verificar el estándar correspondiente a México, adoptado por las autoridades competentes como el mismo que el de los Estados Unidos de Norteamérica.

Denominación CCIR	A	B	C	D	E	F	M
Número de líneas	405	625	625	625	819	819	525
Región	Gran Bretaña	Europa Occid.	Bélgica	Europa Oriental	Francia	Bélgica	E.U. Japón
Frecuencia de campo [Hz]	50	50	50	50	50	50	60
Frecuencia de cuadro [Hz]	25	25	25	25	25	25	30
Frecuencia de línea	10125	15625	15625	15625	20475	20475	15750
BW del vídeo [MHz]	3	5	5	6	10	5	4.2
BW del canal radioeléctrico [MHz]	5	7	7	8	13.15	7	6
Separación entre portadoras de audio y vídeo [MHz]	-3.5	+5.5	+5.5	+6.5	+11.15	+5.5	+4.5
Polaridad de la modulación de vídeo	Positiva	Negativa	Positiva	Negativa	Positiva	Positiva	Negativa
Modulación del audio	AM	FM	AM	FM	AM	AM	FM
Desviación de frecuencia del audio [KHz]	*	±50	*	±50	*	*	±25

TABLA 1.4.1. Características Principales de los Estándares de Televisión en VHF.

En la tabla 1.4.1 se puede apreciar que la norma belga de televisión cuenta con dos sistemas, lo que se debe a la reducida superficie y a la influencia o aprovechamiento de los programas de los países vecinos.

Denominación CCIR	I	G	L	K	M
Número de líneas	625	625	625	625	525
Región	Gran Bretaña	Europa Occidental	Francia	Europa Oriental	E.U. Japón
Frecuencia de campo [Hz]	50	50	50	50	60
Frecuencia de cuadro [Hz]	25	25	25	25	30
Frecuencia de línea	15625	15625	15625	15625	15750
BW del vídeo [MHz]	5.5	5	6	6	4.2
BW del canal radioeléctrico [MHz]	8	8	8	8	6
Separación entre portadoras de audio y vídeo [MHz]	+6	+5.5	+6.5	+6.5	+4.5
Polaridad de la modulación de vídeo	Negativa	Negativa	Positiva	Negativa	Negativa
Modulación del audio	FM	FM	AM	FM	FM
Desviación de frecuencia del audio [KHz]	±50	±50	*	±50	±25

TABLA 1.4.2 Características Principales de los Estándares de Televisión en UHF.

Por otro lado el ancho de banda de la señal de video depende del sistema de televisión utilizado y del número de líneas por cuadro que forman la imagen. En la tabla 1.4.3 se muestran los anchos de banda para algunos sistemas de televisión.

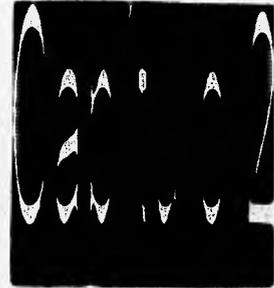
Sistema	M	B.C	D,K,L	I	E
Número de líneas	525	625	625	625	819
Límite nominal superior de la banda de frecuencias de la señal de video [MHz]	4.2	5	6	6	10

TABLA 1.4.3 Ancho de Banda de la Señal de Video.

1.5 TRANSMISION Y RECEPCION

Una vez que la señal de video compuesto ha sido generada, debe trasladarse a una frecuencia intermedia de 60 MHz, mediante una modulación en FM, esta señal alimentará a un equipo de RF llamado Gunnplexer™ que volverá a modular a la señal de video compuesto, trasladándola a una frecuencia de 10.25 GHz; es decir, la transmisión se estará realizando en la banda X a 10.25 GHz de frecuencia, con un ancho de banda de 23.46 MHz. En el transcurso de este trabajo y en especial los dos últimos capítulos se desarrollará a detalle una explicación del análisis y del diseño de todo el sistema de transmisión, así como de los circuitos electrónicos que lo componen.

Una vez que la señal de video compuesto ha sido generada completamente, es amplificada y conducida a una antena que convierte la señal eléctrica a una señal de radio o de ondas electromagnéticas, las cuales viajarán a través de la atmósfera para ser interceptadas por una antena receptora, que una vez recogido la señal la convertirá de nueva cuenta en señal eléctrica, la cual contendrá información de video compuesto. Finalmente, esta información podrá reproducirse una vez que se haya realizado el proceso de demodulación en el extremo receptor.



Principios de la Radiopropagación

2.1 INTRODUCCION

La razón que nos hace pensar que la radiopropagación es la mejor opción para transmitir una señal de video compuesto a 10.25 GHz se basa en nuestro análisis de estos sistemas que nos ha llevado a plantearlo como un trabajo exhaustivo de investigación. Además de que el equipo de radiofrecuencia usado se caracteriza por ser un equipo bastante confiable que opera en la banda de frecuencias SHF (super altas frecuencias), diseñado para operar a frecuencias promedio que van desde los 10 GHz hasta los 10.5 GHz, en el capítulo 5 se hace una descripción detallada del sistema de RF (Gunnplexer™).

El diseño y la construcción del sistema que comunicará a dos sitios via microondas a través de un radioenlace en línea de vista, debe tomar en cuenta las consideraciones y requerimientos de la radiopropagación. En este capítulo se tratará solo lo referente a los principios de la radiopropagación que deben considerarse para el diseño del equipo y para el cálculo del radioenlace.

Son tres los aspectos de la radiopropagación que deben ser considerados para todo radioenlace en línea de vista, considerando que el mecanismo de propagación es a través de la onda espacial, tales aspectos se refieren a las pérdidas en el espacio libre, a los efectos de los obstáculos sobre la propagación y a los efectos atmosféricos que causan debilitamiento de la señal electromagnética transmitida.

Se ha considerado arbitrariamente que los efectos atmosféricos repercuten en menor grado en sistemas cuya frecuencia de operación es menor a los 10 GHz y tienen una mayor repercusión en sistemas cuya frecuencia de operación es mayor a los 10 GHz, en éstos últimos la lluvia, la absorción gaseosa, la humedad y otras causas deben ser consideradas, ya que representan un gran factor en el cálculo de las pérdidas.

2.2 PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE

La propagación en el espacio libre debe estimar las pérdidas registradas entre el emisor y el receptor debidas a objetos que pueden absorber o reflejar la energía, dichos objetos contenidos en la atmósfera dispersan la onda electromagnética que viaja por el espacio, causándole un debilitamiento inevitable.

La siguiente expresión nos permite calcular las pérdidas en el espacio libre entre el emisor y el receptor:

$$L_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) \quad \dots(2.2.1)$$

Donde: P_T = potencia de transmisión y
 P_R = potencia de recepción.

También podemos expresar las pérdidas en el espacio libre con la siguiente expresión, que resulta ser más práctica y que fue obtenida considerando que las antenas transmisora y receptora son isotrópicas. Aunque cabe señalar que este tipo de antenas no son físicamente realizables, éstas representan una referencia fácil para llegar a la expresión que a continuación se muestra:

$$L_{dB} = 32.4 + 20 \log_{10} D_{Km} + 20 \log_{10} F_{MHz} \quad \dots(2.2.2)$$

De esta forma el cálculo de las pérdidas en el espacio libre se vuelve relativamente fácil, debido a que en la última expresión se nota que las pérdidas en el espacio libre están en función sólo de la distancia "D" en Km existente entre el emisor y el receptor y de la frecuencia "F" en MHz de la señal emitida.

2.3 EFECTOS ATMOSFERICOS EN LA RADIOPROPAGACION

Si una señal de radio es propagada sobre el espacio libre, el cual por definición no es la atmósfera, la señal viajará en línea recta. Sin embargo una onda de radio propagada sobre la atmósfera de la tierra, encontrará variaciones en el índice de refracción atmosférico y su desplazamiento no será en línea recta sino más bien curvó. Los gases atmosféricos absorben y dispersan la energía de la señal, esta cantidad de absorción y dispersión depende de la frecuencia de la señal, de la altitud sobre el nivel del mar a la que se realiza el radioenlace y a las características propias del terreno. La absorción y la dispersión contribuyen un serio problema en la transmisión de señales con frecuencias mayores a los 10 GHz como se ha mencionado. Otro gran problema de la radiopropagación es el causado por la refracción atmosférica, la cual no sólo afectará en la curvatura de la señal (expresada por un factor K), sino que también penetrará y debilitará la señal.

2.3.1 EFECTOS DE LA REFRACCION SOBRE LA CURVATURA DE UNA SEÑAL (FACTOR "K" DE REFRACCION)

El factor K es un factor de escala (actualmente asumido a una constante para una trayectoria particular) que ayuda a calcular o cuantificar la curvatura de una señal emitida. Los radioenlaces en línea de vista, a los cuales se les da un factor $K=1$ indican incorrectamente que las comunicaciones efectivas son limitadas solo por el horizonte óptico. En muchos casos los radioenlaces no se restringen a una comunicación con línea de vista, de hecho es posible llevar a cabo radioenlaces más allá del horizonte óptico, en alrededor de un 15% más (es decir con una $K=1.33$) como se muestra en la figura 2.3.1.

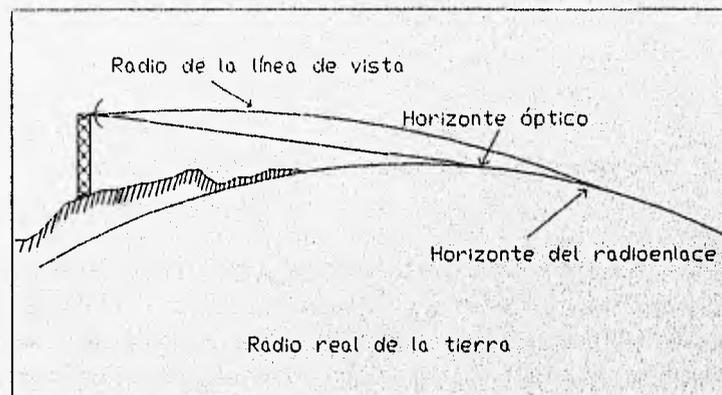


FIGURA 2.3.1. Horizonte Óptico y Horizonte del Radioenlace.

Efectivamente la gráfica anterior nos muestra como en realidad la línea de vista del radioenlace va más allá de la línea de vista óptica; es decir, el horizonte del radioenlace cubre aproximadamente un 15% más de distancia que el horizonte óptico, permitiéndonos realizar radioenlaces con una mayor área de cobertura.

En la figura 2.3.2 se muestran los efectos de diferentes valores del factor K sobre la curvatura de una señal de radiofrecuencia. Esta curvatura se debe a la refracción angular ocasionada por efectos atmosféricos y a la altitud en la que se este realizando el radioenlace en línea de vista.

Refracción: Es la alteración que sufre la señal electromagnética al pasar de un medio a otro o al pasar de determinadas condiciones atmosféricas a otras. La atmósfera cambia bruscamente de condiciones (temperatura, humedad, etc.), esto hace que la constante dieléctrica cambie de valor. Por definición las ondas electromagnéticas viajan en línea recta

sobre un mismo medio, cuando pasan de un medio a otro la señal sufre una refracción o curvatura.

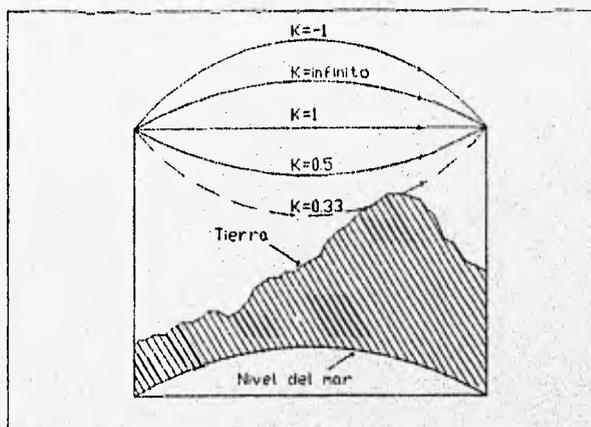


FIGURA 2.3.2. Curvatura de la Señal y Factor K Correspondiente.

El índice de refracción de un determinado medio de propagación es la relación que existe entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz dentro de la atmósfera ionizada o la velocidad de la luz dentro del medio de propagación. La refracción angular a través de la atmósfera ocurre porque las ondas de radio viajan con diferente velocidad en diferentes medios donde varía la constante dieléctrica. En el espacio libre la velocidad es máxima, pero en la atmósfera ionizada donde la constante dieléctrica es un poco más grande debido a la presencia de gas y de moléculas de agua, las ondas de radio viajan más lentamente.

Los radiometeorólogos tienen definido un estándar atmosférico, en el cual se especifica que la presión, la temperatura y el vapor de agua (humedad) decrecen con incrementos de altitud. La constante dieléctrica es un simple parámetro que combina el resultado de los efectos de estas tres propiedades meteorológicas, por lo que esta constante también decrece con incrementos de altitud. Como las ondas electromagnéticas viajan rápidamente en un medio donde la constante dieléctrica es baja, la parte superior del frente de onda tiende a viajar con una mayor velocidad que la parte inferior, causando que la señal sufra una deflexión hacia la tierra. En una atmósfera homogénea horizontal donde el cambio vertical de la constante dieléctrica es gradual, la curvatura o refracción es continua y en una atmósfera donde la constante dieléctrica es alta la señal sufre una deflexión hacia arriba, entonces el factor de curvatura se incrementará.

En la tabla 2.3.1 se muestra el valor correspondiente del factor equivalente del radio terrestre o factor K para diferentes condiciones de propagación.

	Perfecto	Ideal	Promedio	Difícil	Malo
Clima	Atmósfera estándar	Sin niebla y sin capas atmosféricas	Clima subestándar, niebla ligera	Formación de capas atmosféricas y niebla	Niebla y alta humedad
Ejemplo típico	Temperatura constante, sin niebla, sin ductos. Condiciones atmosféricas constantes en el día y en la noche	Zonas secas y zonas montañosas	Regiones planas (valles)	Zonas costeras	Zonas costeras tropicales y zonas tropicales
Factor K	1.33	1.33	0.66-1.0	0.5-0.66	0.4-0.5

TABLA 2.3.1. Factor K Equivalente al Radio Terrestre.

En el caso de que la señal de radiofrecuencia encuentre un obstáculo a su paso, se debe tomar en cuenta la altura "h" debida a la curvatura de la tierra, que se debe sumar a la máxima altura del obstáculo, dicha altura se calcula con la siguiente expresión:

$$h = \frac{(d1)(d2)}{12.75K} \quad \dots(2.3.1.1)$$

- Donde: *d1*=distancia desde el extremo más cercano al obstáculo.
- d2*=distancia desde el extremo más lejano al obstáculo.
- h*=altura adicional del obstáculo debido a la curvatura de la tierra.
- K*=factor equivalente de radio terrestre.

A esta última altura se debe de sumar la altura o área debida a la zona de Fresnel, esto para librar totalmente el obstáculo. La zona de Fresnel es un concepto que se analizará a continuación.

2.4 EFECTOS POR DIFRACCION EN LA RADIOPROPAGACION— ZONA DE FRESNEL

La difracción de una señal de radiofrecuencia ocurre cuando ésta encuentra un obstáculo a su paso, el cual tiene una longitud mayor a la longitud de onda de la señal de

RF; Esto quiere decir, que para frecuencias menores a 1 GHz existirá difracción y la señal presentará un efecto de curvatura al paso por el obstáculo, pero para frecuencias mayores a 1 GHz la difracción de la señal será aún mayor y ésta incrementará a razón del tipo de obstáculo que se le presente, para las frecuencias mayores a 1 GHz el obstáculo no tendrá que ser lo suficientemente grande para obstruir el paso de la señal, ya que la longitud de onda de éstas señales es muy pequeña. La difracción ocasionada a la señal al paso por un determinado obstáculo puede causar que la ruta planeada no sea funcional y entonces se tenga que replantear una nueva ruta para el radioenlace en línea de vista. La cantidad de pérdidas por obstrucción depende del área de la señal obstruida; es decir, al área frontal total de la energía propagada y a las propiedades de difracción del obstáculo.

Lo ideal sería no contar con obstáculos que difracten la señal y tener una transmisión normal; es decir, tener una transmisión donde la señal no se tope con algún objeto sólido que cause tal difracción. El objetivo como diseñadores del radioenlace en línea de vista es proveer la suficiente área libre de obstáculos, la cual permita realizar una transmisión sin pérdidas debidas a la difracción. Para calcular dicha área debemos tener presente el problema causado por la conocida zona de Fresnel.

La zona de Fresnel es el área que debe de sumarse a la altura " h " debido a la curvatura de la tierra sobre la máxima altura del obstáculo para asegurar que la trayectoria de la señal de RF este totalmente libre de obstáculos.

Para calcular la Zona de Fresnel de acuerdo a la figura 2.4.1. Considérese un obstáculo que se encuentra a una distancia d_1 del transmisor T y a una distancia d_2 del receptor R y un radio R_n que se extiende por arriba y por abajo del horizonte óptico cuya región del espacio formada por una superficie de revolución elíptica corresponde a los campos que forman el campo electromagnético total en el receptor R. Debido a que cada uno de los campos contiene la misma fase, es posible determinar el campo electromagnético total en el receptor como la suma vectorial de dichos campos.

Las fases de los distintos campos se mantienen constantes debido a que se consideraron antenas isotrópicas tanto en el transmisor como en el receptor, esto significa que la cantidad de energía radiada por el transmisor sigue un patrón esférico, en donde las ondas electromagnéticas viajan con la misma velocidad dispersándose hacia todas direcciones a través del espacio libre.

La propagación de las ondas electromagnéticas sigue un patrón esférico que se dispersa más y más al aumentar la distancia de recorrido de la señal de RF, de modo que para una distancia lo suficientemente grande, el patrón seguirá siendo esférico, pero con un radio R_n mayor (según la figura 2.4.1); Esto quiere decir, que a mayor distancia se presentará mayor dispersión del frente de onda radiado, por lo que el debilitamiento de la señal se incrementará.

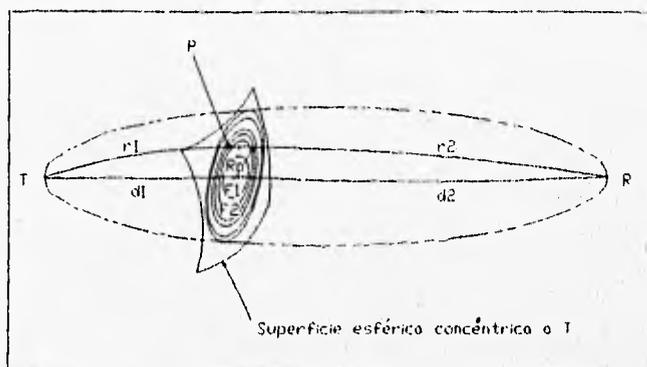


FIGURA 2.4.1. Zona Geométrica de Fresnel.

Según lo establecido por la teoría de Huygens-Fresnel, cada campo es considerado como un punto de radiación electromagnética hacia el extremo receptor, de manera que el *n*ésimo campo electromagnético se encuentra formando la *n*ésima zona de Fresnel sobre una superficie cercana al punto donde se interceptan *d1* y *d2* de la figura 2.4.1, que es el centro del haz electromagnético o de la señal de radiofrecuencia radiada.

Así, sobre la superficie de revolución elíptica correspondiente al frente de onda, la primera zona de Fresnel *F1* generada se define como la intersección de los radios *r1+r2* igual a la suma de la distancia *d* (*d1+d2*) más media longitud de onda ($\lambda/2$). De esta forma la segunda zona de Fresnel *F2* generada se define como la región donde *r1+r2* es mayor que $d+(\lambda/2)$, pero menor que $d+2(\lambda/2)$. En general la *n*ésima zona de Fresnel se define como la región donde *r1+r2* es mayor que $d+(n-1)(\lambda/2)$, pero menor que $d+n(\lambda/2)$.

Las componentes de campo de las *n*ésimas zonas de Fresnel tienden a cancelarse desde la segunda componente, por lo que en la práctica será sólo necesario realizar el cálculo de la primera zona de Fresnel (*F1*).

Para calcular el radio de la *n*ésima zona de Fresnel *Rn* sobre una superficie perpendicular a la ruta de propagación del frente de onda, la siguiente ecuación provee una buena aproximación:

$$R_n \cong 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{GHz}} \left(\frac{d1d2}{d1+d2} \right)} \quad \dots(2.4.1)$$

Convencionalmente se requiere sólo del 60% de la zona de Fresnel para garantizar que la trayectoria de la señal estará libre de obstáculos; Es decir, 0.6F será suficiente para garantizar que la atenuación debida a un obstáculo cercano al haz electromagnético es despreciable.

2.5 REFLEXION TERRESTRE

Uno de los fenómenos que puede ocasionar interferencia en el receptor, es la reflexión terrestre. Reflexión es el cambio repentino de la dirección del haz en el punto de interface entre dos medios diferentes. La pérdida de energía podría ser muy grande debido a la reflexión terrestre.

Cuando una onda es reflejada por la superficie de la tierra generalmente es alterada en fase. Frentes de onda con polarización horizontal son los que presentan mayor desviación de fase, llegando a ser hasta cerca de 180° . Para la polarización vertical dicha desviación varía desde los 0° hasta los 180° dependiendo del ángulo de incidencia y del coeficiente de reflexión terrestre.

Para el caso de la polarización horizontal, si la superficie es lo suficientemente grande para reflejar gran parte de la señal; esto es, para reflejar campos pertenecientes a varias de las zonas de Fresnel, las ondas reflejadas estarán fuera de fase de acuerdo a la señal propagada sobre la ruta óptica (señal no desfasada) y éstas llegarán al receptor causando una interferencia y por lo tanto el debilitamiento de la señal recibida.

Para eliminar dicho fenómeno de interferencia, se requiere de torres más altas, esto es para mover el punto de reflexión y eliminar en gran parte los efectos de la reflexión terrestre en el receptor. En el capítulo 3 de este trabajo de investigación se planteará uno de los métodos para ajustar dicho punto de reflexión, que consiste en elevar la altura de las torres.

2.6 CAUSAS GENERALES DEL DEBILITAMIENTO DE LA SEÑAL

El debilitamiento o desvanecimiento de las señales es la variación de fase, de polarización y de los niveles o umbrales de energía de la señal emitida. El debilitamiento de las señales esta directamente ligado al mecanismo de propagación: la refracción, la reflexión, la difracción, la dispersión, la atenuación y las guías de onda en ambas terminales, son causas que afectan los parámetros de las ondas electromagnéticas tales como la amplitud, la fase, la polarización y la frecuencia de las señales.

El debilitamiento de las señales se debe a las condiciones geométricas, meteorológicas y atmosféricas del terreno como se ha advertido. En suma algunas de estas causas se enuncian a continuación:

- ↻ Debilitamiento por multitrayectorias: Las multitrayectorias son a causa de la variación del índice de refracción y a causa de la reflexión terrestre; Por ejemplo, ésta última describe claramente que la señal reflejada llega al receptor por una

ruta totalmente distinta a la ruta óptica. Existen señales reflejadas por la propia atmósfera, las cuales representan un tercer grupo que causa debilitamiento de la señal por multitrayectorias.

- ⇒ Debilitamiento de la potencia de la señal, que resulta de la desviación de la señal debido a las siguientes causas: Obstrucción de las diferentes capas atmosféricas sobre la propagación, variación del índice de refracción, reflexiones parciales sobre la atmósfera y quizás una de las causas más importantes del debilitamiento de la potencia de una señal: la precipitación pluvial (lluvia) y la incidencia de nieve o hielo.
- ⇒ Debilitamiento por difracción y refracción terrestre debido al radio de la curvatura de la tierra representado por el factor "K". Prácticamente este problema queda resuelto al aumentar la altura de las torres.

La figura 2.6.1 muestra los efectos de la radiopropagación de las ondas electromagnéticas sobre la superficie de la tierra en presencia de una atmósfera ionizada. Las causas son la difracción, la refracción y la reflexión de las ondas electromagnéticas en dicho medio de propagación.

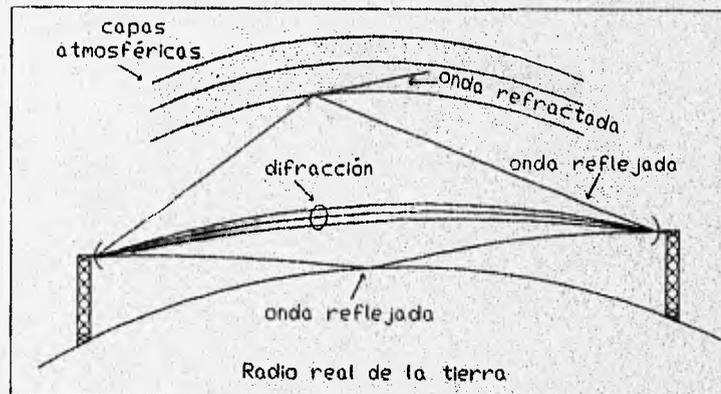
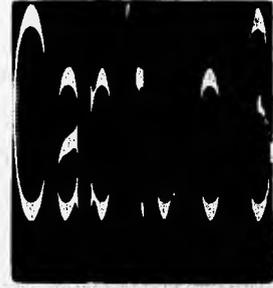


FIGURA 2.6.1. Radiopropagación de las Ondas Electromagnéticas.

En este trabajo de investigación se tomaron en cuenta las causas del debilitamiento de las señales y se hizo todo lo posible por eliminar el efecto; Así mismo, se tomaron en cuenta estas causas para realizar el cálculo del enlace y determinar la altura de las torres, tal y como se podrá apreciar en el capítulo 3 del presente trabajo.



Radioenlaces en línea de vista

3.1 RADIOENLACES EN LINEA DE VISTA

El diseño y la construcción de un enlace de microondas para la transmisión de video compuesto debe tomar en cuenta las consideraciones y requerimientos de diseño y de planeación de los radioenlaces en línea de vista.

Los radioenlaces en línea de vista (LOS), en el contexto de este trabajo de investigación, serán diseñados para equipos de radiofrecuencia usados en telecomunicaciones con una frecuencia de portadora por encima de 1 GHz. Para la mayoría de las aplicaciones, éstos radioenlaces serán considerados como subsistemas de la red de telecomunicaciones, la cual comprende entre otros servicios los siguientes:

- ↻ Canales de Telefonía
- ↻ Transmisión de Datos
- ↻ Telegrafía/Telex
- ↻ Facsímile
- ↻ Video
- ↻ Canales de Programación
- ↻ Telemetría (la cual puede ser considerada un servicio de transmisión de datos).

Los sistemas de línea de vista se definen como aquellos que cumplen con los siguientes requerimientos:

1. La señal sigue una trayectoria casi recta o ruta en línea de vista.
2. La propagación de la señal es afectada por atenuación en el espacio libre y por fenómenos meteorológicos.
3. Se utilizan frecuencias mayores a los 200 MHz, con el objeto de permitir la transmisión de mayor información por portadora de RF.

4. Uso de modulación angular (FM o PM) para sistemas analógicos y uso de modulación angular o en amplitud (MPSK o MQAM) para sistemas digitales.

La señal emitida puede ser analógica (convencionalmente FM) o digital. Los radioenlaces en línea de vista implican una conexión terrestre; es decir un radioenlace de un lugar terrestre a otro lugar terrestre, (un enlace satélital, por definición es un radioenlace en línea de vista, ya que es un enlace asociado a una terminal terrena). Los radioenlaces en línea de vista requieren suficiente espacio libre entre el emisor y el receptor para asegurar que la señal emitida llegue sin problema alguno a su destino.

Todo diseño de radioenlaces en línea de vista debe seguir los siguientes pasos para garantizar la funcionalidad del sistema:

- a) Selección de sitios que estén en línea de vista entre sí.
- b) Selección de la banda de frecuencias en la que se pretenda operar, considerando interferencia de RF (EMC-Electromagnetic Compability) y restricciones prácticas y legales. Como nuestra aplicación es en microondas en línea de vista, las recomendaciones de propagación para la banda SHF (Banda centimétrica) que va de los 3 a los 30 GHz o la banda EHF (banda milimétrica) que va de los 30 a los 300 GHz, son las más óptimas usando la propagación en el espacio libre. Para evitar interferencia de RF se ha designado una separación en frecuencia del 5% entre señales transmitidas que utilicen el mismo medio de propagación y que sus sitios transmisores se encuentren cercanos, éste método comúnmente es llamado diversidad en frecuencia.
- c) Desarrollo de los perfiles de ruta para determinar la altura de las torres o mástiles. Si la altura excede un cierto límite económico (100 metros) entonces hay que seleccionar de nueva cuenta sitios que estén en línea de vista; es decir, hay que reconfigurar la ruta. Para desarrollar el perfil de la ruta se debe considerar que la energía eléctrica es:
 - ↻ Atenuada o absorbida por objetos sólidos.
 - ↻ Reflejada por superficies planas tales como el agua y las paredes metálicas de los edificios.
 - ↻ Difractada alrededor de objetos ópticos.
 - ↻ Refractada por la atmósfera. Normalmente la refracción es tal que el haz puede extenderse más allá del horizonte óptico.
- d) Realizar los cálculos de ruta o enlace después de haber elegido una cierta confiabilidad del mismo.
- e) Inspección física de los sitios y la ruta para asegurar que lo asentado anteriormente sea correcto.
- f) Selección del equipo a utilizarse para lograr la mejor relación técnico-económica.

g) Instalación.

h) Alineación del haz, revisión del equipo y pruebas técnicas de aceptación.

La aplicación de estos pasos aumentará la confiabilidad del sistema y probablemente los factores económicos se verán reducidos.

3.2 PLANEACION INICIAL Y SELECCION DEL LUGAR

La ruta de un radioenlace en línea de vista usando microondas debe ser seleccionada como la mejor de varias opciones; Así mismo, se debe especificar de que tipo y para quien se va a realizar el servicio. En nuestro caso cabe señalar que el servicio que dará nuestro enlace será clasificado como:

Un sistema de radioenlace para organismos públicos o privados que lo requieran.

3.2.1 REQUERIMIENTOS DE OPERACION DE LOS RADIOENLACES EN LINEA DE VISTA

Para nuestro enlace el criterio de diseño se ajustará al plan y a las normas disponibles de la Secretaría de Comunicaciones de acuerdo a lo estipulado en la Ley Federal de Radio y Televisión y en la Ley Federal de Telecomunicaciones, publicadas en el diario oficial de la federación el Martes 19 de Enero de 1960 y el Miércoles 7 de Junio de 1995 respectivamente, en donde se advierte que, corresponde a la nación el dominio directo de su espacio territorial y, en consecuencia, del medio en que se propagan las ondas electromagnéticas. Dicho dominio es inalienable e imprescriptible; Así mismo, corresponde al estado regular el uso, aprovechamiento y explotación del espectro radioeléctrico, de las redes de telecomunicaciones, y de la comunicación vía satélite. Así mismo, el criterio de diseño debe considerar lo estipulado en el Reglamento de Telecomunicaciones relativo a la Ley de Vías Generales de Comunicación; y en relación a lo dispuesto en el Convenio Internacional de Telecomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones y sus Reglamentos, correspondiente a regular la instalación, establecimiento, mantenimiento, operación y explotación de redes de telecomunicaciones que constituyan vías generales de comunicación y los servicios que en ellas se prestan, así como sus servicios auxiliares y conexos.

Condiciones mínimas de transmisión, para un sistema analógico:

- ♣ Acumulación de ruido en un canal de voz para telefonía (FDM) con una potencia no mayor a 2500pW. (no es nuestro caso y sólo afecta a los enlaces de 280 a 2500 Km. de longitud).

- ↻ Relación señal a ruido para vídeo y canales de programación de acuerdo a la recomendación 567 de la CCIR (ahora UIT; Unión Internacional de Telecomunicaciones) para una distancia de 2500Km. de 45 a 57 dB dependiendo de la disponibilidad del sistema en tiempo de operación.
- ↻ Tenemos que especificar cuantas y de que tipo son las señales que enlazaremos y que conformarán el tráfico requerido. Específicamente en este trabajo serán señales de audio y vídeo.

Comúnmente, la vida de los sistemas de transmisión es de 15 años, aunque muchos de los sistemas permanecen en operación por periodos más largos con algunas mejoras y reparaciones. La planeación del sistema debe incluir un panorama de operación de más de 15 años, por lo menos se deben contemplar 5 años más de operación. Es por esto necesario la realización de un estudio exhaustivo sobre los costos del sistema antes de su instalación en relación a la vida de operación del mismo.

Estos requerimientos de operación deben contemplar lo siguiente:

- ↻ Tamaño de la construcción, peso del equipo, potencia y en algunos casos aire acondicionado.
- ↻ Espacio disponible sobre el lugar de instalación.
- ↻ Planeación de la frecuencia a usar.
- ↻ Otro factor muy importante es que el equipo seleccionado sea compatible con el ya existente.

3.2.2 SELECCION DE LA RUTA Y SELECCION DEL LUGAR

De acuerdo a información topográfica (mapas) seleccionaremos la ruta y el lugar del radioenlace. Esto es conveniente ya que contamos con mapas a escala donde viene la información topográfica que nos ayudará a seleccionar la ruta y el lugar del radioenlace. Es necesario identificar sobre estos mapas aquellos puntos de interferencia como edificios, árboles, montañas, etc.

La selección del lugar ya esta determinada, el perfil de la ruta ha sido confirmado como espacio libre entre el transmisor y el receptor; Sin embargo, antes de seleccionar la ruta y el lugar definitivos se debe considerar lo siguiente:

- ↻ Disponibilidad del terreno; es decir, si está disponible el terreno seleccionado.
- ↻ Acceso al lugar. Ver si existe algún camino para llegar al lugar; o si no, ver si es posible construir un camino para transportar el equipo necesario (torres, soportes,

cables, etc.). Si el acceso es bastante difícil obligará a cambiar el lugar a otro cercano y de fácil acceso.

- ↻ Verificar las restricciones de construcción de la zona.
- ↻ Elevación del terreno.
- ↻ Condiciones climatológicas (incidencia de lluvia, hielo y nieve) o en su caso de huracanes, tifones y tornados.
- ↻ Posibilidad de anomalías en la propagación, dependiendo de la región (costa, desierto, lagos, etc.).
- ↻ Potencia principal de radiopropagación.
- ↻ Disponibilidad de energía eléctrica: Investigar si se encuentra cerca una línea de distribución comercial y verificar si el voltaje, la fase y la frecuencia son los deseados.
- ↻ Investigar si no existe interferencia electromagnética debida a radioenlaces similares funcionando cerca o paralelo a éste.

De los mismos mapas topográficos se tomará la información sobre la elevación del terreno del lugar seleccionado. En este caso, tanto el sitio transmisor como el sitio receptor cuentan con la misma elevación y sólo tenemos que considerar algunos árboles que pueden interferir al paso del haz electromagnético.

3.3 PERFILES DEL TERRENO

El perfil del terreno es una representación gráfica en dos dimensiones de la ruta comprendida entre los dos puntos de enlace. Ahí se perfilará y ajustará la altura de las torres, tal que la señal eluda los obstáculos entre esos dos puntos de enlace.

3.3.1 METODO PARA DIBUJAR EL PERFIL DEL TERRENO

Método lineal: La gráfica lineal sobre el papel es usada cuando una línea recta representa el enlace entre el receptor y el emisor y el espacio entre éstos dos puntos esta totalmente libre de obstáculos, la línea dibujada pasa por encima del obstáculo más alto. La línea recta es trazada una vez que se han considerado la curvatura de la tierra y la zona de Fresnel.

La curvatura de la tierra es representada, ajustándose a cada uno de los obstáculos usando la siguiente ecuación:

$$h = \frac{(d1)(d2)}{12.75K} \quad \dots(3.3.1.1)$$

Donde "h" es el cambio de la distancia vertical en metros desde la línea de referencia horizontal, "d1" es la distancia desde el extremo más cercano al obstáculo en Km., "d2" es la distancia desde el extremo más lejano al obstáculo en Km. y "K" es el factor K seleccionado e igual a 4/3 considerando las condiciones del terreno en el distrito federal.

Para determinar la altura de las torres es necesario realizar el cálculo de la zona de Fresnel tal y como se planteó en el capítulo 2 de este trabajo. La siguiente ecuación nos permitirá tener una buena aproximación de dicha zona:

$$F1 = 17.3 \sqrt{\frac{d1d2}{DF}} \quad \dots(3.3.1.2)$$

donde: $D = d1 + d2$
 $F =$ frecuencia en GHz.

Debido a que este método es gráfico será necesario usar hojas milimétricas. Todos los obstáculos que puedan interferir en el radioenlace han sido identificados. Para ejemplificar el método se realizará a continuación el cálculo del enlace entre dos sitios que se encuentran a 390m. el uno del otro, ésta distancia es la existente entre el edificio principal de la Facultad de Ingeniería y el edificio perteneciente a la División de Ingeniería Eléctrica de la UNAM donde posiblemente se realizará la construcción del radioenlace.

Todos los cálculos se presentarán en la tabla 3.3.1, dentro de la cual aparece una columna (0.6F1) que utilizaremos para calcular la altura total de cada uno de los obstáculos debido a la mencionada zona de Fresnel que hay que librar.

sitio	d1(m) Tx	d2(m) Rx	h(mm)	0.6F1(m)	altura (m)	altura total (m)
Tx	0	390			25.95	
Rx	390	0			16.3	
Árbol	380	10	0.222	1.024	18	19.02422

TABLA 3.3.1. Datos Calculados del Perfil del Terreno.

De acuerdo a lo anterior el edificio de la División de Ingeniería Eléctrica (anteriormente DIEEC) y el edificio de la Dirección de la Facultad de Ingeniería, necesitarán mástiles de 2.5m. y 1m. respectivamente para eludir el obstáculo. La figura 3.3.1 es una representación esquemática del perfil del terreno, resultante de los cálculos hechos para

determinar la altura de las torres tal que el radioenlace en línea de vista cuente con la suficiente área libre de obstáculos en la que se pueda considerar que la interferencia es despreciable.

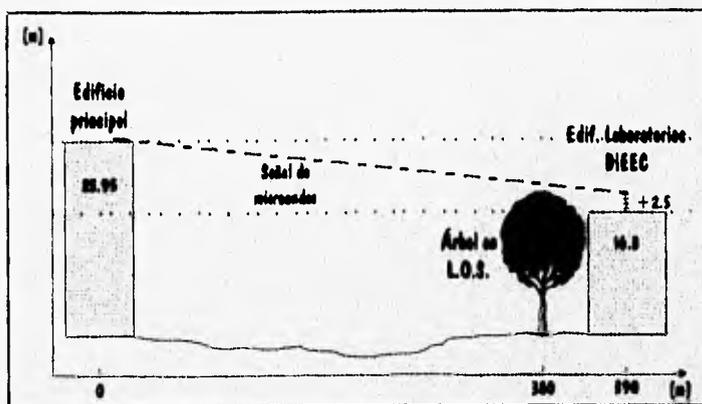


FIGURA 3.3.1. Perfil del Enlace.

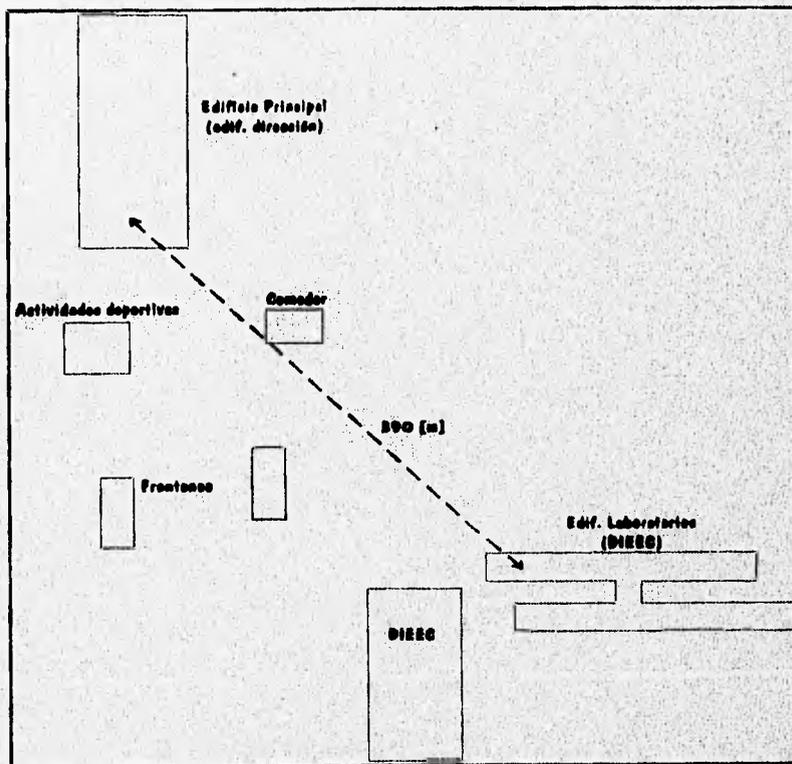


FIGURA 3.3.2. Vista Horizontal del Enlace.

3.4 PUNTO DE REFLEXION TERRESTRE

Como se discutió en el capítulo anterior, las reflexiones terrestres son una gran causa del debilitamiento de la señal, hay que recordar que dicha reflexión se debe a que la señal, una vez que es propagada sobre el espacio libre se dispersa sobre múltiples trayectorias, las cuales causarán reflexiones al choque sobre la superficie de la tierra y sobre la atmósfera, dicho efecto puede ser reducido o eliminado ajustando la altura de las torres.

Al ajustar la altura de las torres lo que se hará es desviar la reflexión hacia objetos que reflejen menos la señal, como follajes, arbustos o lugares selváticos, con esto estaremos reduciendo o eliminando la interferencia debida a la reflexión.

El punto de reflexión se puede determinar una vez que sabemos la altura de las torres y las condiciones atmosféricas del terreno. Conociendo las condiciones atmosféricas del terreno podemos determinar cual es el valor aproximado del índice de refracción expresado por el factor K y con la ayuda del nomograma de la figura 3.4.1 y de la relación de la altura de las torres podremos determinar el punto aproximado de reflexión terrestre.

La figura 3.4.1 representa una ayuda en el ajuste del punto de reflexión. En ella se usa una relación entre la altura de las torres ($h1/h2$), en donde la torre más baja es siempre $h1$. El área de reflexión se contempla entre un valor de $K=1$ (grazing o rugosidad) y $K=\infty$ (tierra plana), la distancia expresada es siempre desde $h1$. Mediante el ajuste de la relación ($h1/h2$) el punto de reflexión puede ser movido; Esto es, si el punto de reflexión terrestre es tal que interfiera en el receptor se procederá a mover dicho punto ajustando la altura de las torres.

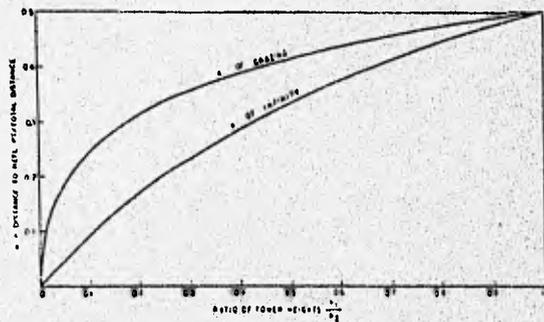


FIGURA 3.4.1. Cálculo del Punto de Reflexión Terrestre.

El objetivo es asegurarse de que el punto de reflexión no caiga sobre una área de terreno liso o en el agua, sino más bien sobre una área de tierra donde la energía reflejada sea completamente dispersada (p.ej. áreas arboladas).

El cálculo del punto de reflexión terrestre para el radioenlace en línea de vista que aquí se presenta es el siguiente:

$$h_1 = 18.8\text{m.} \quad ; \quad h_2 = 26.95\text{m.}$$

$$\text{por lo que: } \frac{h_1}{h_2} = 0.6975 \quad \dots(3.4.1)$$

De acuerdo al nomograma de la figura 3.4.1:

$$\gamma = \frac{\text{distancia del punto de reflexión}}{\text{distancia total}} \cong 0.4611 \quad \dots(3.4.2)$$

Por lo tanto el punto de reflexión se encuentra a $(0.4611)(390) = 179.829\text{m.}$ del edificio que contiene la torre más baja y que pertenece al edificio de la División de Ingeniería Eléctrica. Dicha área de reflexión se caracteriza por estar arbolada, por lo que se puede considerar que la zona dispersará la energía, evitando con esto la interferencia en el receptor.

Cabe mencionar que el punto de reflexión será el mismo si se considera que el edificio principal de la Facultad de Ingeniería es el que está funcionando como sitio transmisor, aunque también el sitio transmisor puede ser el edificio perteneciente a la División de Ingeniería Eléctrica, debido a que el radioenlace será de tipo Full-Duplex.

Si el radioenlace en línea de vista se está realizando sobre la superficie del agua o sobre el desierto existen otros métodos para eliminar la reflexión como la diversidad en espacio o la diversidad en frecuencia.

3.5 CALCULO DE LA POTENCIA EFECTIVA DE RECEPCION

En un radioenlace en línea de vista es necesario calcular las pérdidas entre el transmisor y el receptor para determinar la potencia efectiva de recepción (RSL), que garantice que el nivel de umbral de la energía recibida será suficiente para llevar a cabo el proceso de demodulación. Es necesario que la potencia de recepción cuente con un cierto umbral, ya que de lo contrario la señal se considerará como no inteligible y el proceso de reproducción de la señal transmitida será irrealizable.

El umbral de potencia necesario en el receptor para poder llevar a cabo dicho proceso de demodulación, debe ser calculado considerando que un radioenlace típico de microondas se rige por la siguiente ecuación:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - L_{TX} - L_{RX} - L_{FS} - L \quad [\text{dB}] \quad \dots(3.5.1)$$

Donde:

- ↻ P_{RX} : potencia recibida
- ↻ P_{TX} : potencia de transmisión
- ↻ G_{TX} : ganancia de la antena transmisora
- ↻ G_{RX} : ganancia de la antena receptora
- ↻ L_{TX} : pérdidas en el sitio transmisor
- ↻ L_{RX} : pérdidas en el sitio receptor
- ↻ L_{FS} : pérdidas en el espacio libre
- ↻ L : otras pérdidas (p.ej. absorción gaseosa)

↻ EIRP : potencia efectiva de radiación = $P_{TX} + G_{TX} - L_{TX}$ (3.5.2)

↻ IRL : nivel de potencia de recepción = $EIRP - L_{FS} - L$ (3.5.3)

↻ RSL : potencia efectiva de recepción = $IRL + G_{RX} - L_{RX} = P_{RX}$ (3.5.4)

- ↻ Potencia de transmisión: Para el equipo Gunnplexer™ de alto desempeño modelo MA87141-10, la potencia típica de salida es de 100mW.

$$P_{TX} = 100mW$$

ó bien; $P_{TX} = 20dBm = -10dBW$

- ↻ Ganancia de la antena transmisora y receptora: Debido a que se usarán antenas de corneta modelo MA-86551, la ganancia especificada por el fabricante es de:

$$G_{TX} = G_{RX} = 17dB$$

- ↻ Pérdidas en el sitio transmisor:

$$L_{TX} = L_{cable} + L_{misceláneas} \quad \dots(3.5.5)$$

longitud del cable coaxial a usar = 50m. y de acuerdo al dato proporcionado por el fabricante, la atenuación en la línea de transmisión = 1.2dB/100m. entonces:

$$L_{cable} = 0.6dB$$

las pérdidas por misceláneas son debidas a conectores, divisores, acopladores, etc. y han sido consideradas aproximadamente de:

$$L_{misceláneas} = 0.5dB$$

por lo que:

$$L_{TX} = 1.1\text{dB}$$

La potencia efectiva de radiación (EIRP) es igual a:

$$\text{EIRP} = 35.9\text{dBm}$$

ó bien:

$$\text{EIRP} = 5.9\text{dBW}$$

↪ Pérdidas en el sitio receptor:

$$L_{RX} = L_{\text{cable}} + L_{\text{misceláneas}} \quad \dots(3.5.6)$$

longitud del cable coaxial a usar = 30m, entonces:

$$L_{\text{cable}} = 0.36\text{dB}$$

por lo que:

$$L_{RX} = 0.86\text{dB}$$

↪ Pérdidas en el espacio libre: De acuerdo a lo acordado en el capítulo anterior:

$$L_{FS} = 32.45 + 20 \log_{10} D_{\text{Km}} + 20 \log_{10} F_{\text{MHz}} \quad \dots(3.5.7)$$

sustituyendo valores:

$$L_{FS} = 32.45 + 20 \log_{10}(0.39) + 20 \log_{10}(10250)$$

$$L_{FS} = 104.4857\text{dB}$$

↪ Pérdidas adicionales han sido consideradas debido a la variación de diversos factores, el valor de dichas pérdidas asciende a:

$$L = 3\text{dB}$$

Finalmente la potencia efectiva de recepción es:

$$P_{RX} = 20\text{dBm} + 17\text{dB} + 17\text{dB} - 1.1\text{dB} - 0.86\text{dB} - 104.4857\text{dB} - 3\text{dB}$$

$$P_{RX} = \text{RSL} = -55.4457\text{dBm}$$

ó bien:

$$P_{RX} = RSL = -85.4457 \text{dBW}$$

Por lo que se puede considerar que la reproducción en el extremo receptor podrá ser llevada a cabo, debido a que el nivel de potencia de umbral especificado por el fabricante del equipo Gunnplexer™ modelo MA87141-10 no debe descender de -109dBm de acuerdo a la gráfica de la figura 5.4.2 para considerar que la señal recibida es reproducible.

3.6 ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL A FRECUENCIA INTERMEDIA

El ancho de banda de una señal de FM es en teoría infinito. En la práctica se puede establecer con base en experimentos, un ancho de banda finito en función de una distorsión tolerable que se produciría en la señal de FM al no considerar todas las componentes de frecuencia que forman su espectro.

Para determinar el ancho de banda a frecuencia intermedia (F.I.) de la señal de video compuesto en FM, es necesario acudir a la regla de Carson, en la cual se considera el ancho de banda como la banda de frecuencias en que esta contenida por lo menos el 98% de la potencia total de la señal de FM. La regla de Carson para determinar el ancho de banda de una portadora modulada en frecuencia por una señal de televisión, se describe por la siguiente expresión:

$$B_c = 2(\Delta FV_{m\acute{a}x} + FV_{m\acute{a}x}) \quad \dots(3.6.1)$$

Donde:

- ↻ $FV_{m\acute{a}x}$ es la máxima frecuencia de la señal de video en banda base.
- ↻ $\Delta FV_{m\acute{a}x}$ es la máxima desviación de frecuencia (ó desviación pico de frecuencia) producida por la señal de video.

De acuerdo a la recomendación 276-2 del CCIR (ahora UIT; Unión Internacional de Telecomunicaciones) para desviaciones de frecuencia sin preacentuación se establece que:

$$\Delta FV_{m\acute{a}x_{pp}} = 8 \text{ MHz o bien,}$$

$$\Delta FV_{m\acute{a}x_{pico}} = 4 \text{ MHz}$$

En lo que concierne a los parámetros eléctricos, la señal de video esta relacionada en forma aleatoria con la señal de audio; Esto quiere decir, que la desviación de frecuencia de la portadora sería producida por los voltajes compuestos de la señal de video y las señales de audio, por lo que, en el caso de que se tenga una portadora modulada en frecuencia

mediante una señal de video más uno o varios canales de sonido hay que realizar algunas modificaciones con la regla de Carson.

La desviación compuesta puede ser encontrada utilizando la fórmula de la raíz de la suma de los cuadrados.

$$\Delta F_{com} = \sqrt{\Delta (FV_{m \acute{a}x})^2 + \sum_{i=1} (\Delta F_{spi})^2} \quad \dots(3.6.2)$$

Donde:

- ↻ ΔF_{com} es la desviación de frecuencia compuesta
- ↻ $\Delta FV_{m \acute{a}x}$ es la desviación de frecuencia pico de la portadora por la señal de video (4 MHz)
- ↻ ΔF_{spi} es la desviación de frecuencia pico de la portadora por la iésima subportadora de los canales de sonido.

Nota: Hasta aquí ya se puede calcular la máxima desviación de frecuencia, pero aún no se puede determinar la máxima frecuencia de la señal de video compuesto.

Para determinar la máxima frecuencia de la señal de banda base $F_{m \acute{a}x}$, debemos conocer a la subportadora de mayor frecuencia de la señal de audio y el ancho de banda de la señal que lleva dicha portadora. En el caso de canales de sonido la subportadora está modulada en frecuencia y el ancho de banda se determina mediante la regla de Carson, como sigue:

$$B_{sp} = 2(\Delta F_{Am \acute{a}x} + F_{Am \acute{a}x}) \quad \dots(3.6.3)$$

Donde:

- ↻ $\Delta F_{Am \acute{a}x}$ es la desviación de frecuencia pico de la subportadora por la señal de audio.
- ↻ $F_{Am \acute{a}x}$ es la máxima frecuencia de la señal de audio.

Entonces la máxima frecuencia de la señal de banda base es:

$$F_{m \acute{a}x} = f_{sp} + \frac{1}{2} B_{sp} \quad \dots(3.6.4)$$

Donde:

- ↻ f_{sp} frecuencia de la subportadora de más alta frecuencia.
- ↻ B_{sp} es el ancho de banda que lleva la subportadora de más alta frecuencia.

Finalmente: La regla de Carson para determinar el ancho de banda de un canal radioeléctrico que ha sido generado al modular en frecuencia una portadora mediante una señal de video, esta dada por:

$$B_c = 2 \left[\sqrt{(\Delta F_{V \text{ m á x}})^2 + \sum_{i=1}^n (\Delta F_{spi})^2} + f_{sp} + \frac{1}{2} B_{sp} \right] \dots(3.6.5)$$

La recomendación 402-2 de la CCIR para la transmisión simultánea de una señal de TV monocromática y un canal de sonido es la siguiente:

$$f_{sp} = 7.5\text{MHz}$$

$$F_{spi} = 300\text{KHz eficaces} = 300 (\sqrt{2})\text{KHz} = 424.264\text{KHz}$$

$$\Delta F_{Am \text{ á x}} = 140\text{KHz eficaces} = 140 (\sqrt{2})\text{KHz} = 197.9898\text{KHz}$$

$$F_{Am \text{ á x}} = 10\text{KHz}$$

$$B_{sp} = 2 (197.98\text{KHz} + 10\text{KHz}) = 415.9797\text{KHz}$$

Por lo que el ancho de banda a frecuencia intermedia de la señal de video compuesto en FM es:

$$B_c = 2 \left[\sqrt{(4000\text{KHz})^2 + (424.264\text{KHz})^2} + 7500\text{KHz} + \frac{1}{2} (415.9797\text{KHz}) \right]$$

$$B_c = 23460.85\text{KHz}$$

Se observa que la modulación en frecuencia tiene un defecto, genera un espectro con un ancho de banda muy grande.

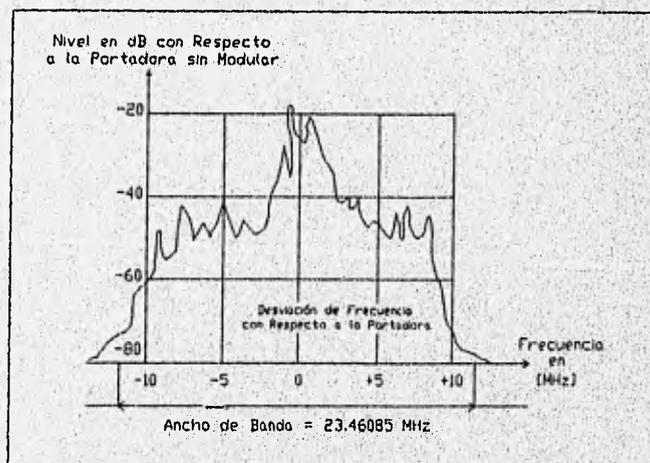


FIGURA 3.6.1. Ancho de Banda Para la Transmisión de una Señal de Video Compuesto a F.I.

La forma del espectro depende de la desviación de frecuencia. Para desviaciones de frecuencia pequeñas, la potencia se concentra en la frecuencia de la portadora y en las componentes de frecuencia que están alrededor de ésta, mientras que para desviaciones de frecuencia muy grandes el espectro se hace más ancho y el nivel de potencia en la frecuencia de la portadora disminuye y se distribuye sobre un gran número de componentes de frecuencia.

3.7 CALCULO DE LA RELACION PORTADORA A RUIDO Y DE LA RELACION SEÑAL A RUIDO EN EL RECEPTOR

Relación Portadora a Ruido

Una vez calculado el ancho de banda a frecuencia intermedia y la potencia efectiva de recepción es posible determinar el nivel de ruido estimado en el receptor por portadora de RF o relación portadora a ruido del receptor (C/N), de la siguiente forma:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = RSL - P_i \quad \dots(3.7.1)$$

Donde: RSL = potencia efectiva de recepción y
 P_i = cantidad de ruido térmico en el receptor e igual a:

$$P_i = -174 + 10 \log(BW_f) + NF_{dB} \quad [dBm] \quad \dots(3.7.2)$$

ó bien:

$$P_i = -204 + 10 \log(BW_f) + NF_{dB} \quad [dBW] \quad \dots(3.7.3)$$

De acuerdo a los datos proporcionados por el fabricante $NF_{dB} < 12dB$, tomando la máxima figura de ruido igual a 12dB tenemos:

$$P_i = -174 + 10 \log(23.46 \times 10^6) + 12 \quad [dBm]$$

$$P_i = -88.296dBm$$

ó bien:

$$P_i = -118.296dBW$$

Por lo que la mínima relación portadora a ruido será:

$$\left(\frac{C}{N}\right) = 32.85dB$$

Relación Señal a Ruido

La relación señal a ruido (S/N) se define como la relación de la potencia de la señal a la potencia de ruido. El canal distorsiona a la señal y el ruido se acumula a lo largo de la trayectoria. Peor aún, la intensidad de la señal decrece mientras el nivel de ruido aumenta con la distancia desde el transmisor. Por consiguiente, la (S/N) va decreciendo en forma continua a lo largo del canal. La amplificación de la señal recibida para compensar la atenuación no es útil debido a que el ruido se amplificará en la misma proporción, y la (S/N) se conserva, en el mejor de los casos, sin cambio. En realidad la amplificación deteriora aún más la (S/N) debido al ruido generado por el mismo amplificador.

Por otro lado la relación señal a ruido (S/N) para una señal de video compuesto, se define como la relación de la señal_{pp} a ruido térmico en la señal banda base del video y está en función de la potencia efectiva de recepción, la figura de ruido en el receptor, el ancho de banda a frecuencia intermedia y la desviación pico de la señal de video. Para calcular la relación señal a ruido en sistemas de video puede ser usada la siguiente expresión:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \text{RSL} - \text{NF}_{\text{dB}} + 126.5 \quad \dots(3.7.4)$$

El valor de 126.5 depende del número de ráfagas de video transmitidas (525), que corresponden al estándar norteamericano para TV a color.

por lo que:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = -55.4457\text{dBm} - 12\text{dB} + 126.5$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = 59.0543\text{dB}$$

La relación señal a ruido resultante es ideal para la realización de la reproducción, ya que recordando las condiciones mínimas de transmisión, para un sistema analógico, la relación señal a ruido (S/N) para video compuesto de acuerdo a la recomendación 567 de la CCIR (ahora UIT; Unión Internacional de Telecomunicaciones) para una distancia de 2500Km. es de 45 a 57 dB dependiendo de la disponibilidad del sistema en tiempo de operación.

Por otro lado el umbral de recuperación típico para receptores de FM (UFMrec.) esta dado por la siguiente expresión:

$$\text{UFMrec.} = 10 \log_{10} K T B W_f + \text{NF}_{\text{dB}} + \left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} \quad \dots(3.7.5)$$

Donde:

T = temperatura de ruido en (K)

K = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} W-s/grado)

BW_f = ancho de banda a frecuencia intermedia

NF = figura de ruido en el receptor (dB)

$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB}$ = nivel del ruido estimado en el receptor por portadora de RF.

Sustituyendo valores tenemos que:

$$UFMrec. = -204dBW + 12_{dB} + 32.85dB + 10 \log_{10} BW_f$$

$$UFMrec. = -85.44dBW$$

La cantidad de energía de la señal de FM recuperada en el receptor (UFMrec.) es realmente la potencia efectiva de recepción; Es decir, otra forma de obtener la potencia efectiva de recepción, involucrando el ancho de banda de la señal de video compuesto a frecuencia intermedia, la figura de ruido en el receptor y la relación portadora a ruido en el receptor es determinando dicho umbral de recuperación de la señal de FM en el receptor. El resultado es exactamente igual al obtenido, debido a que el cálculo para obtener la relación portadora a ruido involucra a su vez el valor de la potencia efectiva de recepción. De esto se concluye que será más práctico usar el umbral de recuperación típico para receptores de FM para determinar la potencia efectiva de recepción una vez que se tengan el ancho de banda de la señal de video compuesto a frecuencia intermedia, la figura de ruido en el receptor y la relación portadora a ruido en el receptor como requerimientos o datos de diseño.

Finalmente se concluye que este sistema de transmisión contará con la potencia necesaria para la transmisión de una señal de video compuesto con las características anteriormente citadas; Así mismo, será posible realizar radioenlaces en línea de vista a distancias muy grandes (aproximadamente 200Km.) o transmitir más información por portadora de RF (incrementando el ancho de banda).

En el presente trabajo se ha demostrado la factibilidad de operación del sistema, tomando como estándares las recomendaciones dictadas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), por lo que se puede considerar, que el sistema de transmisión de una señal de video compuesto con todos los requerimientos anteriormente citados es realizable.



Capítulo 4: Diseño del Transmisor de Video Compuesto

4.1 INTRODUCCION

En la Facultad de Ingeniería ha venido funcionando desde hace algunos años un sistema de circuito cerrado de televisión que ha prestado sus servicios de manera adecuada hasta la fecha. En el departamento de Telecomunicaciones de esta Facultad creemos que el sistema con el que se cuenta puede ser aun más eficiente y útil para la comunidad de la Facultad. Pensamos que con la infraestructura que se encuentra dentro de las instalaciones el paso siguiente es unir a través de un radioenlace en línea de vista a las dos áreas de nuestra Facultad, el edificio principal y la zona del anexo, y así obtener el mayor provecho de un sistema de comunicación que además ofrece la gran ventaja de irse actualizando según las necesidades.

La principal aplicación de este sistema de transmisión de video compuesto será trasladar el circuito cerrado de TV y así contar con servicios informativos extras que se puedan visualizar en ambas partes de la Facultad de Ingeniería. Además se podrá visualizar información que haya sido generada en cualquiera de los dos extremos.

Las señales a transmitir pueden ser generadas por diferentes fuentes; Esto es, el objetivo del sistema es la transmisión de una señal de video compuesto estándar, sin importar por ello la fuente generadora de éste. Una videograbadora, una computadora o una cámara de video casera pueden ser las fuentes de generación de nuestra señal a transmitir, de esta forma se podrán tener prácticamente tres diferentes fuentes de información, sin implicar por ello que se tengan tres diferentes tipos de señales, en realidad en cada una de ellas se tiene información de video. En las secciones 4.3.1, 4.3.2 y 4.3.3 se presenta una breve explicación del funcionamiento y aplicación de este sistema en la vida real, tomando diferentes fuentes de generación de la señal de video.

En la figura 4.1.1 se muestra un diagrama esquemático de las posibles aplicaciones de este sistema, en dicha figura se puede observar que la fuente generadora de la señal a

transmitir puede ser tomada de la salida de video de una computadora, de una videograbadora o de una cámara de video casera.

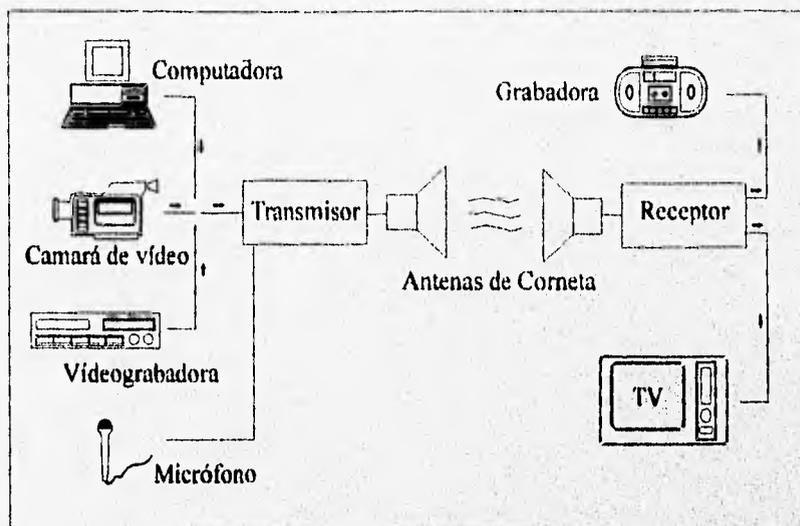


FIGURA 4.1.1. Aplicaciones del Sistema de Transmisión.

4.2 UMBRALES DE LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTO

El diseño del equipo para transmitir una señal de video compuesto debe considerar las características propias de la señal a transmitir, ya que en el proceso de transmisión la señal de video debe mantener los niveles o umbrales de la señal original generada por la fuente (videograbadora, cámara de video, computadora, etc.). Es por eso que se planteó la necesidad de conocer las formas de onda de la señal de video compuesto vistas en el capítulo 1 de este trabajo.

El ajuste del sistema debe ser tal que la señal de video compuesto mantenga ciertos niveles o umbrales durante el proceso de transmisión; Esto se requiere para que sea posible su buena reproducción en el receptor y para cumplir con el estándar internacional establecido por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE), realmente el tener una buena reproducción de la señal implica cumplir con el estándar establecido.

La figura 4.2.1 exhibe los umbrales establecidos por la IEEE, los mismos que se tienen que mantener durante todo el proceso de transmisión, de lo contrario no se garantizará la reproducción de la señal en el receptor, ni aun una regular o mala recepción.

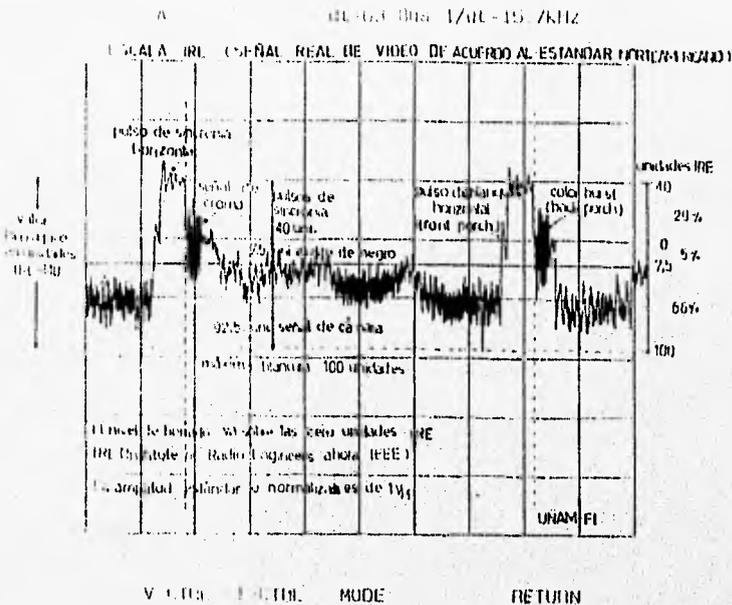


FIGURA 4.2.1. Porcentajes de La Señal de Video Compuesto Expresados en Unidades IRE.

Los porcentajes que deben guardar los pulsos de sincronía son expresados en unidades IRE (Institute of Radio Engineers ahora IEEE). De acuerdo a la figura 4.2.1 se tienen 140 unidades IRE como valor pico a pico de la señal de video, en donde 92.5 unidades (66% de la amplitud total) corresponden a la señal de cámara o información de la imagen, 7.5 unidades (5% de la amplitud total) corresponden al ajuste de negro y 40 unidades corresponden a los pulsos de sincronía. De acuerdo a estos porcentajes el nivel de borrado va sobre las cero unidades IRE y el nivel de negro va 7.5 unidades por encima para que difiera del nivel de borrado; Por otro lado, la señal de croma (información de colores) no debe interferir con los niveles de sincronismo, por lo que se sugiere que ésta no cuente con más de 40 unidades pico. Sobre la figura 4.2.1 se observa que el máximo nivel de blanco es igual a las 100 unidades y el máximo nivel de los pulsos de sincronía es igual a 40 unidades, estas 140 unidades IRE representan la amplitud estándar o normalizada de 1Vpp con sincronismo negativo para la señal de video.

4.3 TRANSMISOR DE VIDEO COMPUESTO

Para transmitir una señal de video compuesto a través de un radio enlace de línea de vista vía microondas todo lo que se necesita es la fuente generadora de la señal y de los circuitos electrónicos que acondicionen la señal generada a RF; Es decir, de un transmisor de video compuesto.

4.3.1 TRANSMISION DE VIDEO GENERADO POR UNA VIDEOGRABADORA

La videograbadora puede entregarnos una señal de vídeo compuesto o señales separadas de audio y de vídeo al tiempo en que se este reproduciendo una videocinta o sintonizando un canal de TV; Así mismo, utilizando los recursos electrónicos de una videograbadora, será posible utilizar este transmisor como un repetidor de vídeo; Esto es, teniéndose conectada una antena de TV comercial hacia la videograbadora es posible utilizar el sintonizador electrónico de ésta como una fuente secundaria de información de vídeo compuesto, esta señal captada contendrá la información de audio y vídeo del canal sintonizado, la misma que puede ser reproducida por un aparato de TV o bien puede ser tomada por nuestro sistema de transmisión y retransmitida a nuestra frecuencia de operación.

Una de las ventajas de este transmisor es que antes de la generación del vídeo compuesto, las señales de audio y vídeo se vienen procesando por separado, lo que hace posible la edición de cualquiera de las dos señales y utilizar las ventajas que esto representa.

De esta forma es posible operar a este sistema como un repetidor y utilizar los recursos del transmisor para doblar la voz de transmisiones en vivo de programas de TV que estén ocurriendo en cualquier parte del mundo y en otro idioma, o simplemente quitar el audio de las señal original y reemplazarlo por nuestra versión, o en el peor de los casos transmitir sólo la imagen sin audio, que también pudiera tener su aplicación sobretodo en servicios de noticias. Esto último es análogo a lo que algunas empresas de TV vienen realizando tiempo atrás. El transmisor de vídeo compuesto podrá estar retransmitiendo el vídeo y una edición de audio en español, que es generada con un simple micrófono e introducida a la sección de audio del transmisor, todo esto hará posible la transmisión de vídeo y audio (en español) generados al instante a muchos kilómetros de distancia.

4.3.2 TRANSMISION DE VIDEO GENERADO POR UNA CAMARA DE VIDEO CASERA

Una cámara de vídeo casera representa otra forma de generar la señal de vídeo compuesto, con la gran ventaja de que la cámara de vídeo generará información de vídeo exclusiva o reservada, que cumpla con las expectativas de la señal a transmitir. La idea de utilizar una cámara de vídeo casera fue principalmente para cubrir un servicio de comunicación de audio y vídeo que puede considerarse como un servicio de teleconferencia. Esto es, transmitir la imagen al momento en que es generada; Por ejemplo, en el caso en que se este transmitiendo un informe y éste a su vez reciba por el mismo medio la contestación al mensaje transmitido, este sistema será capaz de cubrir el enlace, debido a su capacidad para manejar comunicaciones de tipo Full-Duplex (comunicación en ambos sentidos y al mismo

tiempo). Cabe aclarar que este trabajo sólo contempla la etapa de transmisión y no la de recepción, la cual fue reservada para otro trabajo de investigación complementario a éste.

4.3.3 TRANSMISION DE VIDEO GENERADO POR UNA COMPUTADORA

La computadora o mejor dicho la salida de video de una computadora puede utilizarse como una fuente extra de generación de video a ser transmitido por este sistema, es aquí donde se justifica en gran parte la tremenda necesidad de contar con esta clase de equipo que haga posible la intercomunicación de dos sitios remotos; Y así, introduciendo el concepto de computo y todo lo que esto implica sea posible por ejemplo, visualizar clases de computación; Esto es, de programación, de manejo de software o inclusive de preparación de trabajos de animación por computadora que hayan sido generados o que estén siendo generados al instante de su presentación visual a cientos de kilómetros de distancia.

Debido a que las fuentes de generación de video generan video compuesto, no será necesario algún tipo de sincronización externa para la señal de video generada por cualquiera de las fuentes citadas, ya que las señales de sincronización son parte del video compuesto.

En el caso en que la señal generada no quiera ser editada, ésta puede ser introducida al transmisor en la entrada asignada al video compuesto, es claro que esta señal ya no requiere de un generador de video compuesto; Es decir, una vez que se tiene una señal de video compuesto y esta quiere ser transmitida tal cual, no tiene que ser introducida ni a la entrada de audio, ni a la entrada de video del transmisor, esto es simple y sencillamente por que la señal de video compuesto ya ha sido generada como tal y así quiere ser transmitida, por lo que el acondicionamiento que recibirá será sólo el correspondiente a los procesos posteriores a partir del punto de generación del video compuesto según la figura 4.3.1.

4.3.4 ARQUITECTURA DEL SISTEMA

Aunque el principal objetivo de este transmisor de video compuesto esta dirigido a cubrir las necesidades de una transmisión privada, la aplicación podrá ser pública o comercial una vez que los usuarios así lo requieran y se haya otorgado el permiso o la concesión por parte de las autoridades correspondientes de acuerdo a lo citado en el capítulo 3 de este trabajo.

Así mismo, la utilización de este sistema quedará abierta para múltiples tareas encomendadas en un futuro próximo; Por ejemplo, se contemplará la necesidad de transmitir información digital via microondas para intercambiar programas de computación y todo tipo de software entre dos computadoras remotas.

Finalmente, el sistema diseñado en este trabajo será analógico y gracias a la flexibilidad del mismo y a los antecedentes que se dejarán al concluir este proyecto, podrá implementarse uno digital que permita de acuerdo a lo citado la transmisión de datos.

En la figura 4.3.1 se muestra el diagrama a bloques de todo el sistema de transmisión de una señal de video compuesto, en ella se puede apreciar todo el sistema de acondicionamiento de la señal para alimentar al equipo de RF llamado Gunnplexer™, el cual se encargará de trasladar la señal a una frecuencia promedio de 10.25 GHz que será la frecuencia de transmisión.

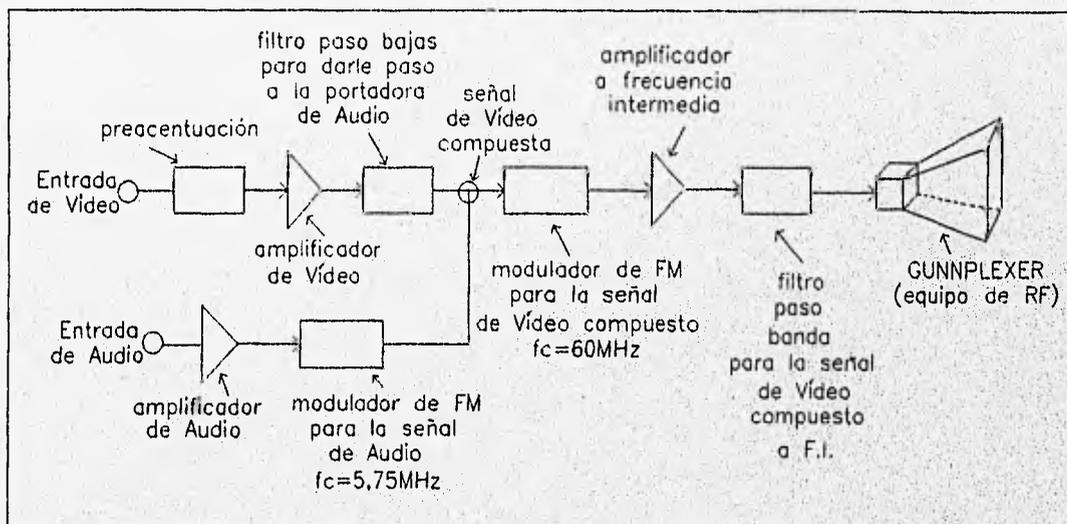


FIGURA 4.3.1. Diagrama a Bloques del Transmisor de Video Compuesto.

En la figura 4.3.1 se pueden apreciar los bloques correspondientes a los acondicionadores de audio y de video, los cuales de acuerdo a lo citado aparecen por separado antes de la generación de la señal de video compuesto.

En la parte correspondiente al acondicionamiento de la señal de audio, se puede identificar a los siguientes circuitos en su orden de operación y funcionamiento dentro de todo el sistema:

➤ El amplificador de audio y

➤ El modulador de audio en FM.

En la parte correspondiente al acondicionamiento de la señal de video se puede identificar a los siguientes circuitos:

- ↻ El circuito de preacentuación o preemphasis.
- ↻ El amplificador de vídeo, que tiene asociado a otro circuito (El Clamper o cambiador de nivel) y
- ↻ El filtro de limitación de banda para la señal de vídeo (filtro paso bajas para dar paso a la portadora de audio).

De acuerdo a la figura 4.3.1 los circuitos citados hasta ahora lo único que generan es la señal de vídeo compuesto; Sin embargo, para alimentar al equipo de RF con una frecuencia intermedia de 60 MHz también será necesario contar con los siguientes circuitos:

- ↻ El modulador en FM para trasladar a la señal de vídeo compuesto a una frecuencia intermedia de 60 MHz.
- ↻ El amplificador de frecuencia intermedia (F.I.) y
- ↻ El filtro limitador de ancho de banda para la señal de vídeo compuesto a F.I.

El sistema final que forma parte de todo el transmisor es el equipo llamado GunnplexerTM, el cual esta ocupando el último bloque del diagrama mostrado en la figura 4.3.1.

A continuación se realizará a detalle una explicación del diseño y funcionamiento de cada uno de los circuitos electrónicos citados, reservando todo el capítulo 5 a la explicación y descripción del equipo de RF o GunnplexerTM.

4.4 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE AUDIO

La señal de audio en este sistema esta contenida dentro del ancho de banda estándar para un canal de TV que es de 6 MHz (antes de frecuencia intermedia para este sistema). Como se describe en la figura 1.3.1, la señal de audio debe ser trasladada a una frecuencia aproximada de 5.75 MHz. Para ello se requiere modular a una portadora de 5.75 MHz de frecuencia con la señal de audio en banda base proveniente del amplificador de audio; Es decir, para ello se requiere de una modulación en frecuencia.

Cabe aclarar que debido a dos principales razones la frecuencia de traslación de la señal de audio se realizó a 6.144 MHz y no a 5.75 MHz, estas dos razones se describen a continuación:

- ↻ Limitarse a trasladar a una frecuencia de 5.75 MHz a la señal de audio, se traduce en tener un ajuste riguroso para esta frecuencia, pero debido a que en el radioenlace en línea de vista podemos disponer de un poco más de ancho de banda para la señal de video compuesto, se realizó esta traslación hasta un valor de 6.144 MHz que corresponde a un valor comercial de oscilación para cristales de cuarzo.
- ↻ La segunda razón de trasladar en frecuencia a la señal de audio más allá de su mínimo teórico (para una señal de video compuesto estándar) es para dejar una banda de guarda más amplia que nos permita garantizar que las componentes de video y audio no se van a interferir mutuamente.

4.4.1 AMPLIFICADOR DE AUDIO

Como se observó en la figura 4.3.1 el transmisor cuenta con un amplificador de audio que se encarga de elevar el voltaje de la señal de audio introducida. El amplificador de audio es un amplificador no inversor con compensación para desajustes de voltaje (offset).

Este circuito está construido prácticamente con un amplificador operacional ICTL072 de la Texas Instrument y gracias a sus características eléctricas es ideal para la implementación de un buen amplificador de audio. Algunas de las características más favorables del ICTL072 se enuncian a continuación:

- ↻ Su elevada relación de rechazo a modo común o CMRR igual a 100dB.
- ↻ La rapidez de excursión de su voltaje de salida (velocidad de respuesta hacia el cambio repentino de la señal de entrada) o Slew-Rate igual a 13V/μs y
- ↻ Por su entrada diferencia JFET su gran impedancia de entrada $10^{12}\Omega$, que lo hace ideal para el manejo de señales pequeñas o débiles.

La compensación del offset se ajustará de manera inversa a la componente de directa de la señal de entrada, eliminando por completo esta interferencia indeseable. La figura 4.4.1 muestra el circuito electrónico del amplificador de audio descrito.

La ganancia del amplificador de audio de la figura 4.4.1 está dada por la siguiente relación:

$$\Delta = 1 + \frac{R_f}{R} \quad \dots(4.4.1.1)$$

Donde: R_f es la resistencia de retroalimentación con un valor variable de 200 KΩ y R es la resistencia de 1 KΩ que ajusta la ganancia a un máximo de 201.

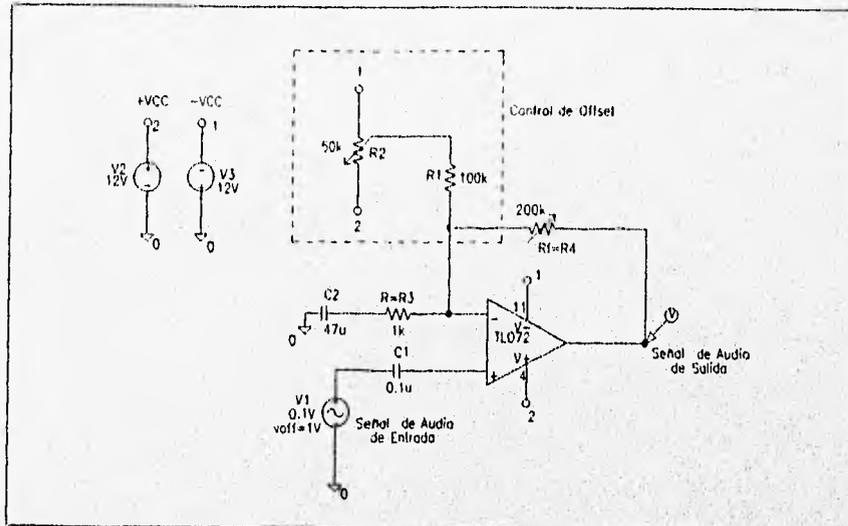


FIGURA 4.4.1. Amplificador de Audio (no inversor) con Compensación para Voltajes de Offset.

En la figura 4.4.2 se presenta una simulación de la respuesta del amplificador para una entrada de audio con un voltaje de offset de 1V, en ella se observa que la salida es amplificada y sin voltaje de offset.

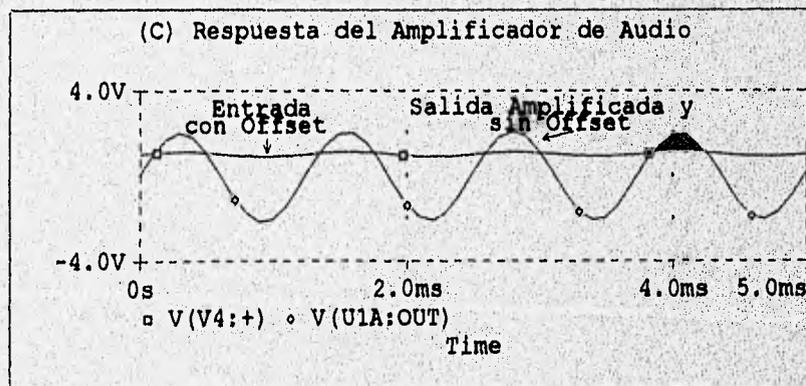
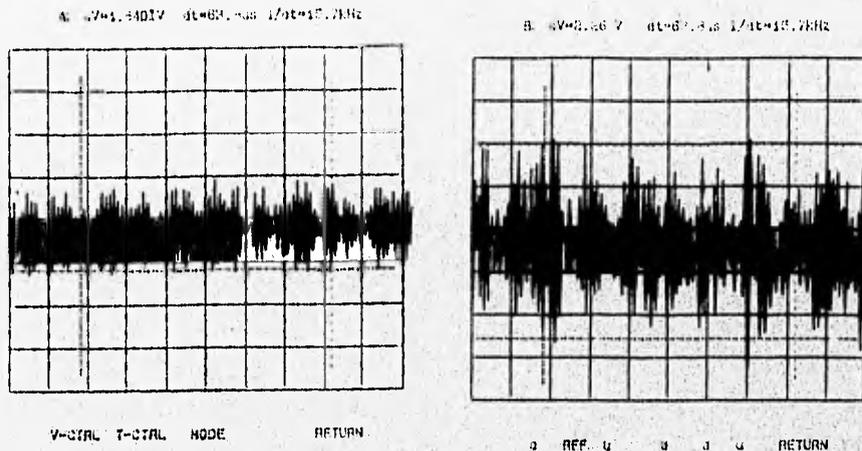


FIGURA 4.4.2. Simulación en PCSPICE de la Respuesta del Amplificador de Audio.

En la figura 4.4.3 a) se muestra una señal real de audio tomada de la salida de audio de una videogradora y en la figura 4.4.3 b) se muestra la respuesta a la salida del amplificador.



a) Señal Real de Audio.

b) Respuesta del Amplificador.

FIGURA 4.4.3. Respuesta Real del Amplificador de Audio.

4.4.2 MODULACION EN FRECUENCIA POR LA SEÑAL DE AUDIO

Una vez que la señal de audio ha sido amplificada adecuadamente, ésta debe trasladarse por lo menos a una frecuencia de 5.75 MHz a través de una modulación en frecuencia, para situarla a 4.5 MHz por encima de la portadora de video con un intervalo de desviación de frecuencia de ± 25 KHz para la transmisión completa de las bandas laterales de la señal de FM, esto es de acuerdo a lo explicado en el capítulo 1 para la generación del video compuesto (ver figura 1.3.1).

Al incremento o decremento de la frecuencia de oscilación alrededor de la frecuencia de la portadora (f_c) se le llama desviación de frecuencia, la cual esta en función de la amplitud y de la frecuencia del mensaje $m(t)$, dichos parámetros también determinan el índice o porcentaje de modulación en FM (m_f).

$$mf = \frac{\delta}{f_m} \quad \dots(4.4.2.1)$$

en donde: δ es la desviación pico de frecuencia y
 f_m es la frecuencia máxima de $m(t)$.

Así:

$$mf = \frac{25 \text{ KHz}}{15 \text{ KHz}} = 1.666$$

Por otra parte el voltaje de la moduladora $V_m(t)$ se puede determinar con la siguiente expresión:

$$\delta = (K)(f_c)(V_m(t)) \quad \dots(4.4.2.2)$$

Despejando se tiene que

$$V_m(t) = \frac{(K)(f_c)}{\delta} \quad \dots(4.4.2.3)$$

Pero debido a que se desconoce el valor de la constante K de proporcionalidad, el voltaje de $m(t)$ para obtener una desviación de ± 25 KHz es teóricamente muy difícil de determinar, por lo que el ajuste de $V_m(t)$ para producir dicha desviación se realizó experimentalmente.

La generación de FM se logra utilizando un diodo varactor y un oscilador Pierce controlado por un cristal de cuarzo. El oscilador Pierce proporciona la oscilación teórica de 5.75 MHz (6.144 MHz en la práctica) que determina la frecuencia de traslado de la señal de audio para este sistema, y el diodo varactor se encarga de desviar la frecuencia instantánea de la portadora para generar FM. De esta forma la frecuencia instantánea de la portadora sufrirá una desviación a causa de la señal moduladora o mensaje $m(t)$. En este caso el mensaje es propiamente la señal que viene del amplificador de audio y su amplitud determinará la cantidad de desviación de frecuencia que debe ser de ± 25 KHz de acuerdo al análisis presentado en el capítulo 3 para la señal de video compuesto.

La frecuencia de oscilación esta dada por la frecuencia propia de oscilación del cristal; Es decir, la frecuencia de oscilación depende de la frecuencia natural del cristal, la cual se logra a partir de una serie de cortes transversales (ángulos de corte) que se le hacen al cristal de cuarzo.

La figura 4.4.4 muestra el circuito electrónico del oscilador Pierce (controlado por un cristal de cuarzo) utilizado en la generación de FM.

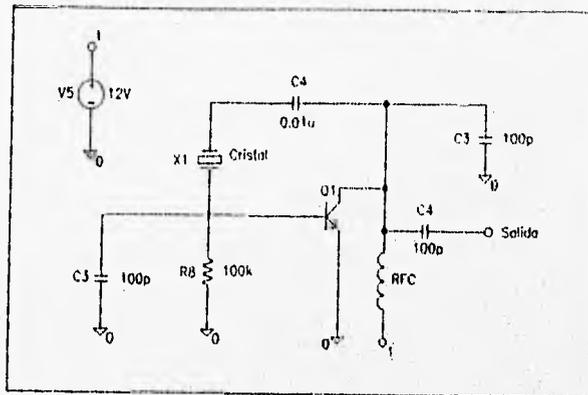


FIGURA 4.4.4. Oscilador Pierce Controlado por un Cristal de Cuarzo.

Todo cristal de cuarzo presenta una frecuencia de resonancia serie y una frecuencia de resonancia paralelo (antiresonancia). Dichas frecuencias de resonancia determinan la cantidad de desviación de frecuencia tolerable por el cristal. Utilizando el modelo piezoeléctrico del cristal es posible localizar la frecuencia de resonancia serie y la frecuencia de resonancia paralelo y así determinar la máxima desviación de frecuencia tolerable por el cristal.

En todos los osciladores construidos con un circuito resonante LC (circuito tanque), se puede sustituir la inductancia del circuito resonante por un cristal de cuarzo, el cual proporcionará el mismo efecto que el inductor. Este efecto se presentará sólo cuando el cristal se encuentre operando sobre su frecuencia de antiresonancia; Es decir, cuando la reactancia del cristal sea puramente inductiva. Así, el circuito resonante del que forma parte el cristal de cuarzo mantendrá la oscilación.

En el instante en que se presente la frecuencia de resonancia serie el circuito resonante del que forma parte el cristal de cuarzo dejará de resonar, esto es provocado debido a que la reactancia inductiva presente en el cristal de cuarzo se convierte en reactancia puramente real y obviamente esto lleva a que el circuito deje de resonar (ya no se tiene un circuito resonante LC sino un circuito RC) y consecuentemente a que el oscilador deje de funcionar.

Del mismo modo, si la reactancia inductiva presente en el cristal de cuarzo se convierte en reactancia capacitiva se producirá el mismo efecto; Es decir, el circuito dejará de resonar y esto ocasionará que el oscilador deje de funcionar (ya no se tiene un circuito resonante LC sino un circuito CC).

Para la construcción del oscilador, el cristal de cuarzo debe presentar una reactancia puramente inductiva, de lo contrario el oscilador no funcionará. Por lo tanto, el cristal de cuarzo debe operar sobre su frecuencia de resonancia paralelo o de antiresonancia para mantener la oscilación del circuito. La oscilación es mantenida hasta un instante antes de alcanzar la frecuencia de resonancia serie, por lo que la desviación de frecuencia pico a pico presente en el oscilador es igual a la diferencia entre la frecuencia de antiresonancia y la frecuencia de resonancia serie ($\delta = fp - fs$). De esta forma, si la separación entre ambas frecuencias es grande, la desviación de frecuencia será grande y la frecuencia de oscilación estará en alguna frecuencia entre fp y fs .

A continuación se presenta el análisis para determinar la frecuencia de resonancia y la frecuencia de antiresonancia de un cristal de cuarzo, el análisis se realizará utilizando su circuito equivalente que se representa generalmente por su modelo piezoeléctrico.

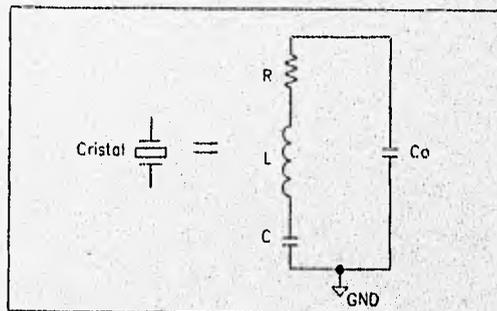


FIGURA 4.4.5. Modelo Piezoeléctrico del Cristal de Cuarzo.

En este modelo se puede observar que existen dos capacitancias C y Co , las cuales producen dos diferentes frecuencias de resonancia. El capacitor C se encuentra formando el circuito resonante serie y el capacitor Co se encuentra formando el circuito resonante paralelo.

Para determinar la frecuencia de resonancia y la frecuencia de antiresonancia será necesario considerar que R es demasiado pequeña (unos cuantos Ω) en comparación con las reactancias capacitiva e inductiva presentes en el cristal de cuarzo. Así que si ignoramos R la reactancia presente según el modelo piezoeléctrico es:

$$jX = \frac{\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) \left(\frac{1}{j\omega Co} \right)}{\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega Co} \right)} = \frac{-j}{\omega Co} \left[\frac{\omega^2 - \frac{1}{LC}}{\omega^2 - \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{Co} \right)} \right] \dots (4.4.2.4)$$

Para $\omega = 2\pi f$

$$jX = \frac{-j}{2\pi f(C_0)} \left[\frac{f^2 - \frac{1}{4\pi^2 LC}}{f^2 - \frac{1}{4\pi^2 L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_0} \right)} \right] \quad \dots(4.4.2.5)$$

De esta última expresión se puede distinguir que:

$$f_{resonancia\ serie} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots(4.4.2.6)$$

$$f_{antiresonancia} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_0} \right)} \quad \dots(4.4.2.7)$$

Ambas frecuencias pueden ser visualizadas sobre la figura 4.4.6 que corresponde a la simulación realizada acerca del comportamiento de la reactancia del cristal de cuarzo en función de la frecuencia. Dicha simulación, la cual fue realizada en Matlab determina en un panorama general la existencia de las reactancias descritas, donde los valores negativos de la impedancia corresponden a la reactancia capacitiva, los valores sobre cero corresponden a la impedancia puramente real o resistiva que es donde se presenta la frecuencia de resonancia serie ($|X_L| = -|X_C|$) y por último los valores positivos de la impedancia que corresponden a la reactancia inductiva; Es decir, donde se presenta la frecuencia de antiresonancia.

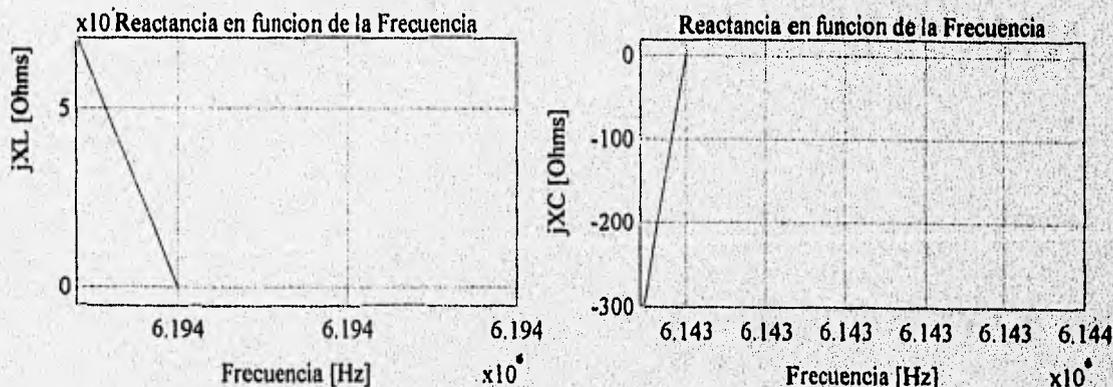


FIGURA 4.4.6. Simulación en Matlab del Comportamiento de la Reactancia para un Cristal de Cuarzo.

Sobre la simulación se puede observar que efectivamente los módulos de las reactancias capacitiva e inductiva son mucho mayores a la resistencia R ($5 < R < 50 \Omega$), por lo que la consideración de anular R no influye mucho sobre el análisis, y el resultado presentado en la simulación es bastante confiable.

Por otra parte, la frecuencia de antiresonancia se presenta sobre un intervalo de frecuencia demasiado pequeño y la diferencia entre f_p y f_s de acuerdo a la simulación presentada es de apenas 51 KHz. Esta desviación será suficiente para la modulación de la portadora de 6.144 MHz por la señal de audio ya que sólo se requiere de una desviación de frecuencia de ± 25 KHz respecto a la frecuencia central.

Sin embargo, la simulación ha mostrado que es posible tener un cierto control sobre la frecuencia de antiresonancia; Esto es, observando la expresión que determina la frecuencia de antiresonancia se puede apreciar que dicha frecuencia esta en función del valor que tome C_o , siendo éste un capacitor formado por la capacitancia existente entre el electrodo del cristal y su soporte metálico y además por efectos capacitivos externos al cristal.

Precisamente estos efectos capacitivos externos (los cuales pueden ser modificados) son los que alcanzarán la desviación deseada para la modulación en frecuencia, por lo que será posible obtener desviaciones mayores o menores de acuerdo al valor que tomen dichas capacitancia externas y a su conexión (serie o paralelo) respecto al cristal.

Sin embargo, la desviación de frecuencia máxima será limitada por el factor de calidad del cristal de cuarzo; Es decir, el control sobre la frecuencia de antiresonancia es finito y viene dado por dicho factor de calidad que depende del cristal de cuarzo utilizado.

En algunos manuales es común encontrarse la gráfica del comportamiento de la reactancia de un cristal de cuarzo de acuerdo a la figura 4.4.7, la cual coincide con la respuesta simulada. Sobre la gráfica de la figura se puede apreciar que existen prácticamente sólo dos regiones, la correspondiente a la reactancia capacitiva y la correspondiente a la reactancia inductiva (región de antiresonancia), ya que la región donde se presenta la frecuencia de resonancia serie es casi instantánea y toma su valor en el punto en que la reactancia capacitiva se convierte en reactancia inductiva; Es decir sobre un valor de reactancia igual a cero.

Nota: El programa de la simulación en Matlab se presenta en el apéndice "A" de este trabajo.

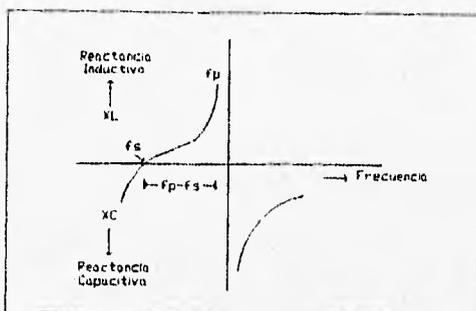


FIGURA 4.4.7. Comportamiento de la Reactancia para un Cristal de Cuarzo.

Debido al principio de variación de la capacitancia nominal del diodo varactor y al hecho de que su capacitancia presenta un efecto directo sobre la frecuencia de oscilación, se puede explicar como se genera FM. Si aplicamos una señal $m(t)$ al diodo varactor polarizado en inversa, la capacitancia nominal de éste variará en función de la señal aplicada; Esto es, al aplicarle una señal $m(t)$ al diodo varactor su voltaje de inversa variará en función del voltaje de la señal $m(t)$ aplicado.

En la figura 4.4.8 se presenta la curva característica del diodo varactor la cual describe el comportamiento de su capacitancia nominal en función de su voltaje de inversa. Así, cuando la amplitud de $m(t)$ tiene un máximo positivo la desviación de frecuencia es máxima y la frecuencia de la portadora es en ese instante la más alta, cuando la amplitud de $m(t)$ tiene un máximo negativo la desviación de frecuencia es máxima pero la frecuencia de la portadora presenta su valor más bajo y cuando la señal $m(t)$ presenta un amplitud igual a cero la frecuencia de la portadora es instantáneamente igual a la frecuencia de oscilación.

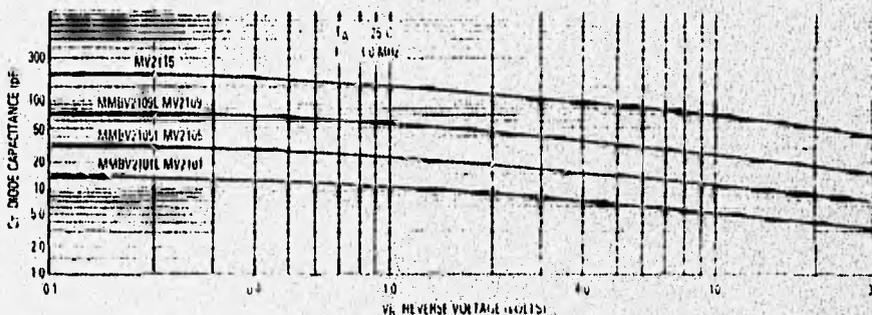


FIGURA 4.4.8. Capacitancia vs Voltaje de Inversa del Diodo Varactor.

La figura 4.4.9 muestra el circuito electrónico para la modulación en frecuencia de la portadora a 6.144 MHz por la señal de audio. La base del circuito es el oscilador Pierce descrito y el diodo varactor. El transistor Q1 y su respectiva polarización sirven para cumplir con el criterio de oscilación visto en el capítulo 1, por lo que Q1 representa al amplificador regenerador que hace posible la oscilación de acuerdo a lo establecido por Barkhausen, el choke de RF sirve para evitar que la señal de AC generada se introduzca a la fuente de polarización de DC, C4 es un capacitor de aislamiento que sirve para eliminar la componente de directa; Es decir, C4 se vuelve un corto circuito al paso de la portadora de alta frecuencia, L1 que es parte del circuito resonante ayudará a mantener la oscilación, R1 protege al diodo varactor contra voltajes altos y C1 es el capacitor de acoplamiento para la señal de entrada (señal de audio). Debido a que la señal de FM generada es bastante pequeña será necesario amplificarla, para esto se utiliza al transistor Q2 del mismo circuito.

Los transistores Q1 y Q2 son del tipo MPS3904 con una Beta típica de 100 y una frecuencia de transición típica de 300 MHz, que los hace ideales para aplicaciones de RF como esta, el diodo varactor utilizado es el MV2115 de Motorola con una capacitancia nominal de 100 pf @ 4 Volts.

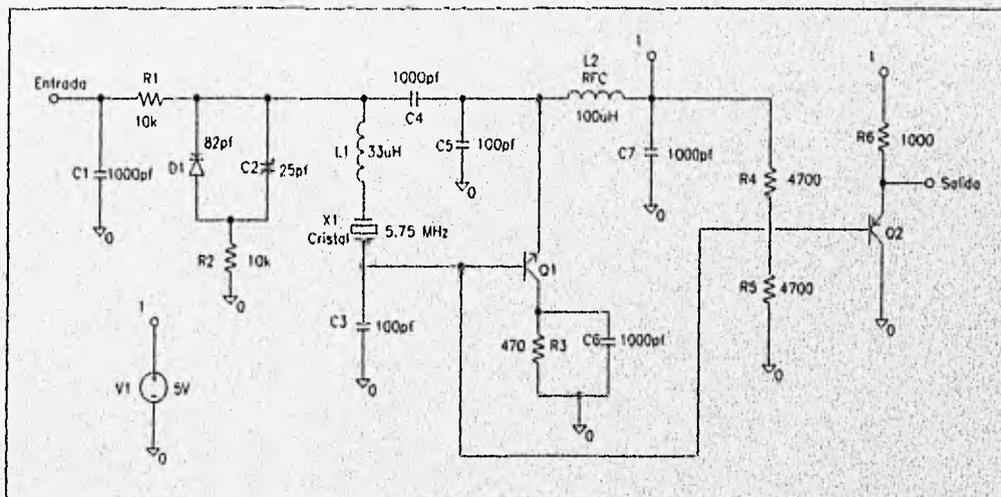


FIGURA 4.4.9. Modulación en Frecuencia de la Portadora a 6.144 MHz por la Señal de Audio.

Para el circuito de la figura 4.4.9 la frecuencia instantánea de oscilación esta relacionada con la siguiente expresión:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_v}} \quad \dots(4.4.2.8)$$

En esta última expresión se puede observar que la frecuencia instantánea de oscilación esta en función sólo de dos parámetros; Es decir, la frecuencia instantánea de oscilación esta en función del valor instantáneo de la capacitancia del diodo varactor y de la inductancia natural del cristal de cuarzo presente cuando el cristal esta operando sobre su frecuencia de antiresonancia, por lo que la frecuencia de oscilación del circuito presentado estará en alguna frecuencia entre f_p y f_s .

Las siguientes figuras muestran la respuesta real del modulador en frecuencia para una señal de audio aplicada a la entrada. Sobre la figura 4.4.10 a) se puede apreciar que la frecuencia de oscilación es de 6.173 MHz, esta oscilación corresponde al máximo pico positivo de la señal de audio introducida al modulador. Sobre la figura 4.4.10 b) se puede apreciar que la frecuencia de oscilación es de 6.124 MHz, que corresponde al máximo pico negativo de la señal de audio introducida. Efectuando la diferencia entre ambas frecuencia es posible determinar la desviación de frecuencia pico a pico presente en el modulador.

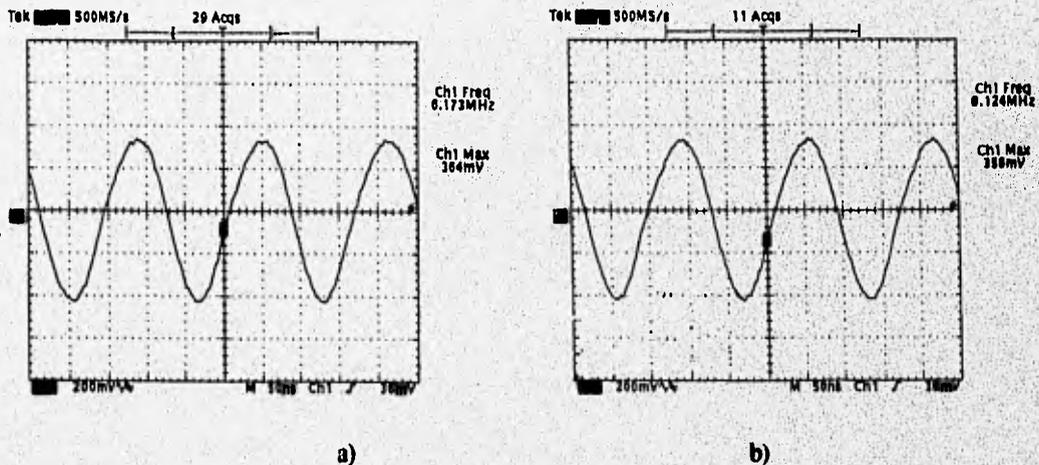


FIGURA 4.4.10. Respuesta Real de la Modulación en Frecuencia por la Señal de Audio.

La diferencia entre ambas frecuencias de oscilación es de 49 KHz, así que de acuerdo a la desviación dictada por el estándar internacional establecido por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) la desviación lograda es bastante aceptable, ya que la recomendada es de 50 KHz (ó de ± 25 KHz).

4.5 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE VIDEO

El acondicionamiento de la señal de video antes de la generación del video compuesto debe ser tal que la señal de video mantenga ciertos niveles o umbrales requeridos para la reproducción en el receptor y así cumplir con el estándar internacional establecido por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Engineers Electrical Electronical-IEEE).

4.5.1 PREACENTUADOR DE VIDEO

Antes de pensar en amplificar una señal de video hay que tener presente la máxima frecuencia de sus componentes. De acuerdo a lo presentado en el capítulo 1, la máxima frecuencia de las componentes de la señal de video puede ser mayor a los 4 MHz dependiendo de la resolución deseada. A causa de que el voltaje del ruido se incrementa proporcionalmente con la frecuencia, los componentes incluidos en este intervalo de frecuencia estarán atenuados con respecto a los demás, si no se compensa este efecto las frecuencias altas sufrirán una degradación debido a la relación señal a ruido (S/N), para compensar este efecto se utiliza un circuito que suministra ganancia a las señales de alta frecuencia sin afectar a las señales de baja frecuencia, comúnmente a este circuito se le llama preacentuador o preemphasis.

Este detalle de la señal de video sugiere una preacentuación de las componentes atenuadas, de esta forma la desviación es mantenida para las componentes de alta frecuencia al momento de la modulación. Esta compensación es posible si se utiliza el circuito estándar recomendado por la CCIR para una señal de TV de 525 líneas por cuadro (recomendación 405-1) que se muestra en la figura 4.5.1.

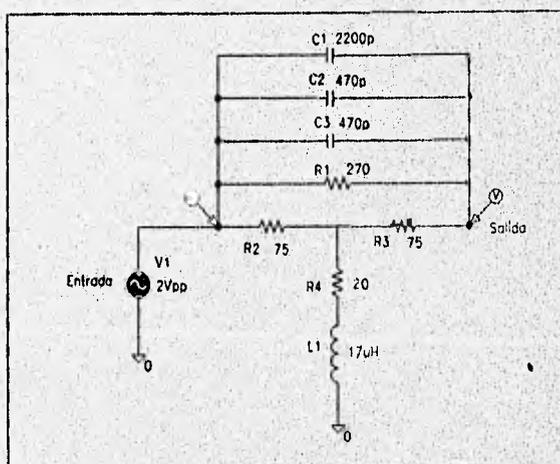


FIGURA 4.5.1. Circuito Preacentuador de Video Recomendado por la CCIR.

En la figura 4.5.2 se presenta la respuesta en frecuencia del preacentuador de video recomendado por la CCIR.

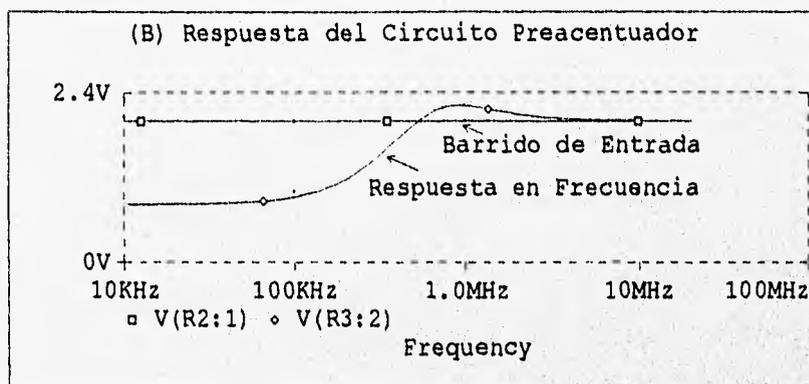


FIGURA 4.5.2. Simulación en PCSPICE de la Respuesta en Frecuencia del Preacentuador de Video.

De acuerdo al análisis realizado al circuito de la figura 4.5.1 se obtuvo que el circuito prácticamente responde a partir de dos frecuencias, estas dos frecuencias son producidas debido a que la señal de entrada al circuito tiene dos posibles rutas para llegar a la salida del mismo. La primera ruta esta compuesta por la red que forman C1, C2, C3 y R1, la cual es una red que sólo deja pasar a las componentes de video que se encuentran por debajo de la frecuencia de corte f_1 , la cual esta dada por la siguiente expresión:

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(R1)(C1 + C2 + C3)} \quad \dots(4.5.1.1)$$

$$f_1 = 187.726 \text{ KHz}$$

La segunda ruta esta compuesta por la red que forman R2, R3, R4 y L1, la cual es una red que deja pasar a las componentes de video que se encuentran por arriba a la frecuencia de corte f_2 , la cual esta dada por la siguiente expresión:

$$f_2 = \frac{R2 + R4}{2\pi L} \quad \dots(4.5.1.2)$$

$$f_2 = 889.393 \text{ KHz}$$

Observando la respuesta del circuito preacentuador se puede distinguir que las componentes de vídeo con frecuencias por arriba de 889.393 KHz mantienen una ganancia mayor en comparación a las componentes de vídeo con frecuencias por debajo de 187.726KHz, esto quiere decir que la segunda red formada R2, R3, R4 y L1 proporciona mayor ganancia que la primera red formada por C1, C2, C3 y R1. Las componentes de vídeo con frecuencia entre 187.726 KHz y 889.393 KHz mantienen una ganancia creciente respecto al incremento de la frecuencia ya que se encuentran en la región de transición; Es decir, la ganancia es constante sólo para las componentes por arriba de 889.393 KHz.

De esta forma lo que se logra es igualar los voltajes de las componentes de vídeo de alta frecuencia respecto a los voltajes de las componentes de vídeo de baja frecuencia; Es decir, lo que se logra es preacentuar (homogeneizar) las componentes de vídeo de alta frecuencia para mantener una desviación de frecuencia producida por dichas componentes al momento de la modulación en frecuencia.

Si lo anterior no se hubiera realizado la imagen en el receptor carecería de la resolución producida por las componentes de vídeo de alta frecuencia; Es decir, no habría desviación de frecuencia correspondiente a dichas componentes o su desviación sería muy pobre, que sería prácticamente imposible su recuperación en el receptor al momento de la demodulación.

4.5.2 AMPLIFICADOR DE VIDEO

Una vez que las componentes en frecuencia de la señal de vídeo han sido preacentuadas, esto quiere decir que las componentes de alta frecuencia han recibido más ganancia que las componentes de baja frecuencia a su paso por el circuito preacentuador, se procederá a su amplificación tal y como se describe en el diagrama a bloques de la figura 4.3.1. El diseño de este amplificador debe ser tal que la señal de vídeo mantenga los porcentajes mostrados en la figura 4.2.1. El amplificador de vídeo presentado en la figura 4.5.3 es el recomendado por los radioaficionados de la ARRL (American Radio Relay League) para amplificar una señal de vídeo estándar (525 líneas por trama) que haya sido previamente preacentuada.

En caso de que no sea posible mantener los porcentajes establecidos en la etapa de amplificación, un circuito asociado al amplificador ayudará a realizar esta tarea, dicho circuito se denomina circuito Clamper o cambiador de nivel. En la figura 4.5.3 se presenta al amplificador de vídeo y en la figura 4.5.5 se presenta al circuito Clamper o cambiador de nivel.

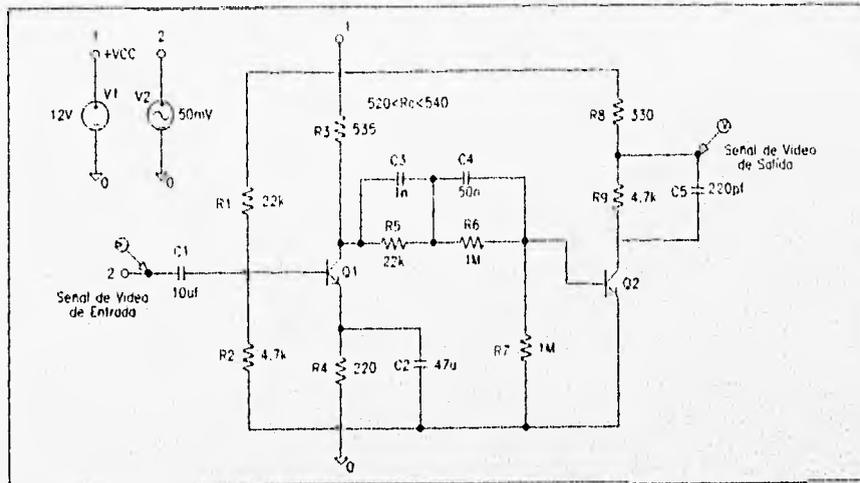


FIGURA 4.5.3. Amplificador de Video.

La ganancia del amplificador de video se determinó resolviendo el circuito híbrido equivalente utilizando el modelo π , dicha ganancia esta dada por la siguiente expresión:

$$\Delta V = [(R_i + R_s)g_{m2}] \left[\frac{(R_p)(g_{m2})(r_{\pi 2})}{R_p + r_{\pi 2}} \right] \left[\frac{(R_{B1})(r_{\pi 1})}{(r_i + R_{B1})(R_q + r_{\pi 1} + R_4(\beta + 1))} \right] \dots(4.5.2.1)$$

Donde:

$$R_{B1} = \frac{(R_1)(R_2)}{R_1 + R_2} \dots(4.5.2.2)$$

$$R_p = \frac{(R_3)(R_{B2})}{R_3 + R_{B2}} \dots(4.5.2.3)$$

$$R_{B2} = R_7 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_q = \frac{(r_i)(R_{B2})}{r_i + R_{B2}} \dots(4.5.2.4)$$

$r_i = 95 + j427.2576 [\Omega]$ = impedancia de salida del precentuador de video

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta \eta V_T}{i_{c q 1}} \dots(4.5.2.5)$$

$$r_{\pi 2} = \frac{\beta \eta V_T}{i_{c q 2}} \dots(4.5.2.6)$$

$$g_{m1} = \frac{icq_1}{\eta V_T} \quad \dots(4.5.2.7)$$

$$g_{m2} = \frac{icq_2}{\eta V_T} \quad \dots(4.5.2.8)$$

$$V_T = \frac{KT}{q} = \frac{^\circ C + 273}{11604.44} \Big|_{T=20^\circ C} = 25.24mV = \text{Voltaje térmico} \quad \dots(4.5.2.9)$$

$K = 1.380658E-23 \text{ J/K} = \text{Constante de Boltzmann}$

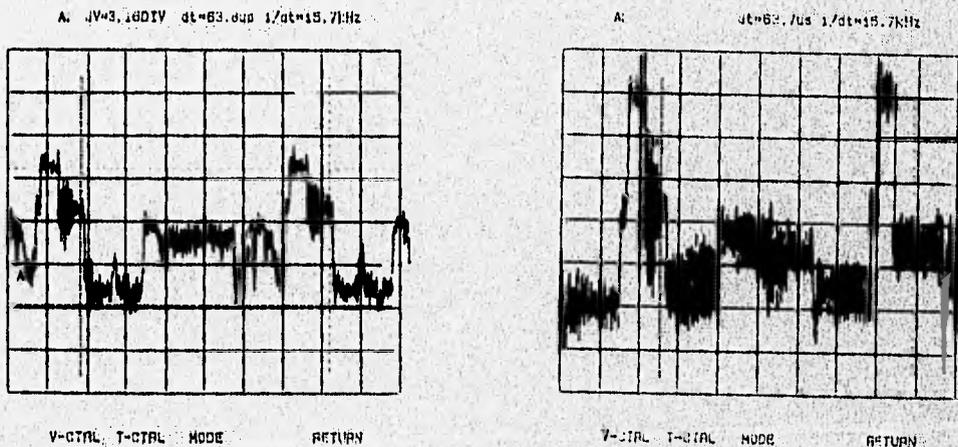
$q = 1.60217733E-19 \text{ Coulombs} = \text{Carga del electrón}$

$\beta = hfe = 100 = \text{Beta mínima del transistor}$

$1 \leq \eta \leq 2 = \text{Factor de ajuste experimental (dato del fabricante)}$

$\eta = 1 \text{ Para transistores de silicio}$

De acuerdo a la expresión (4.5.2.1) se puede observar que la ganancia del amplificador de video puede ser controlada por las resistencias variables R_{c1} y R_{c2} que para el circuito son las correspondientes R_3 , R_4 y R_9 . La figura 4.5.4 muestra la respuesta real del amplificador de video



a) Entrada al Amplificador.

b) Salida del Amplificador.

FIGURA 4.5.4. Respuesta Real del Amplificador de Video.

El circuito cambiador de nivel (Clamper) se encargará de mantener el nivel de borrado sobre las cero unidades IRE de acuerdo a la gráfica de la figura 4.2.1. El circuito Clamper introducirá una componente de directa sobre la señal de vídeo que viene del amplificador; De esta forma será posible mantener los pulsos de borrado, los pulsos de sincronía, la señal de colores (croma) y la información de vídeo sobre sus niveles adecuados. En la figura 4.5.5 se presenta al circuito Clamper o cambiador de nivel y en la figura 4.5.6 se presenta su respuesta.

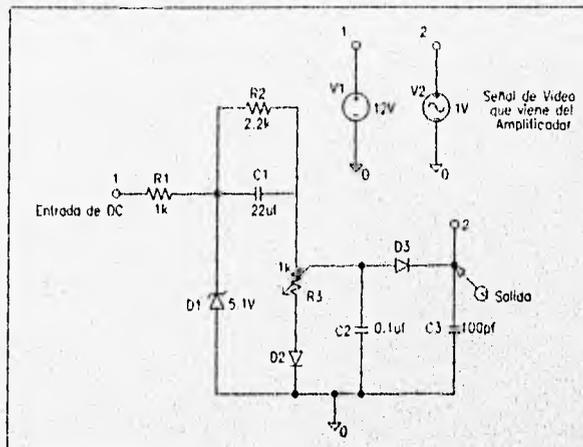


FIGURA 4.5.5. Circuito Cambiador de Nivel (Clamper).

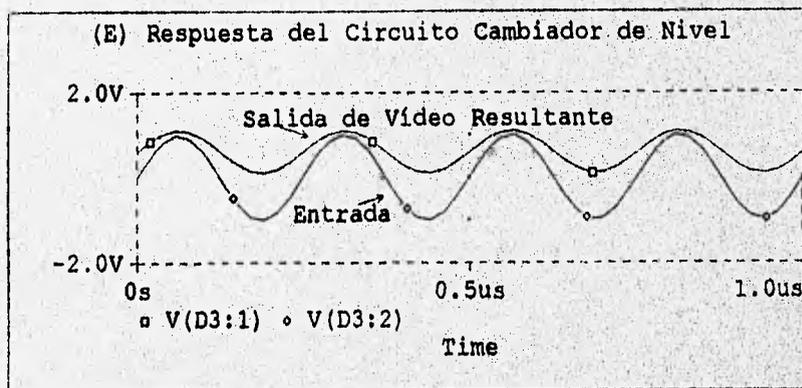


FIGURA 4.5.6. Simulación en PCSPICE de la Respuesta del Circuito Cambiador de Nivel (Clamper).

La magnitud de la componente de directa introducida sobre la señal de vídeo que viene del amplificador será controlada por el divisor de voltaje formado por la resistencia R3 del circuito de la figura 4.5.5 que corresponde a un potenciómetro de 1 K Ω ; Dicho potenciómetro variará el voltaje de salida de acuerdo a la posición de su cursor, controlando de esta forma los niveles de la señal de vídeo.

4.5.3 FILTRO PASO BAJAS PARA DAR PASO A LA PORTADORA DE AUDIO.

Antes de generar el video compuesto es necesario limitar en banda a la señal de video, ya que de lo contrario componentes de la señal de video ocuparán el corto ancho de banda asignado a la portadora de audio, ocasionando interferencia de la señal de video hacia la señal de audio.

El filtro diseñado es un filtro pasivo de tipo paso bajas de segundo orden que realizará la función de limitar en banda a la señal de video, por lo que la frecuencia de corte estará dada por la máxima componente de la señal de video; Es decir, la frecuencia más baja a atenuar por el filtro paso bajas será la componente más alta en frecuencia de la señal de video y esta no debe exceder a los 5.25 MHz en su caso más crítico. El filtro es de segundo orden debido a que con uno de primer orden no se lograba la atenuación requerida en la banda de transición. En la figura 4.5.7 se muestra el filtro paso bajas que limita en banda a la señal de video y en la figura 4.5.8 se muestra su respuesta en frecuencia.

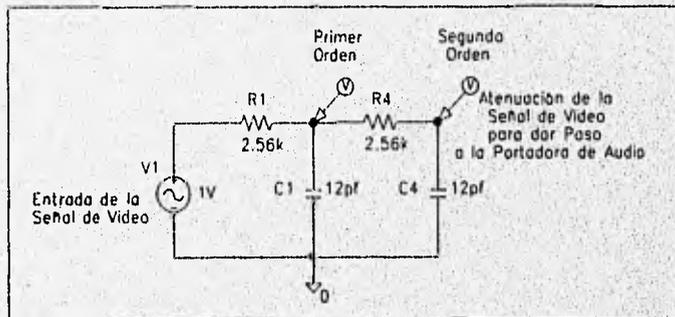


FIGURA 4.5.7. Filtro Paso Bajas de Segundo Orden.

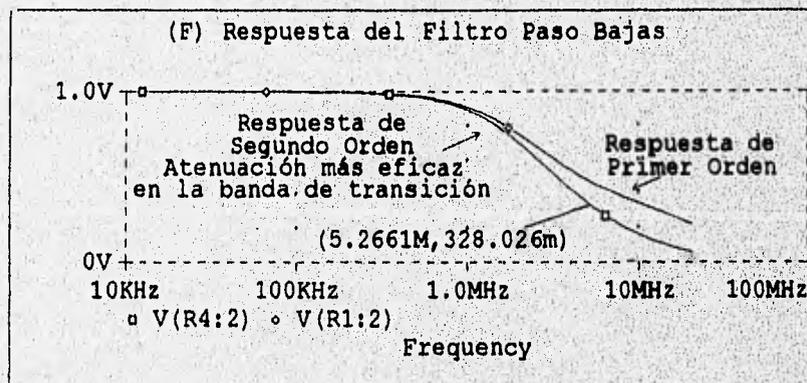


FIGURA 4.5.8. Simulación en PCSPICE de la Respuesta en Frecuencia del Filtro Paso Bajas.

La frecuencia de corte del filtro paso bajas mostrado en la figura 4.5.7 esta dada por la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \dots(4.5.3.1)$$

Sustituyendo valores:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(2.56)(12\text{pf})} \approx 5.2 \text{ MHz}$$

Debido a que se tienen dos filtros paso bajas conectados en cascada, la frecuencia de corte de cada filtro la determina la misma expresión, pero la atenuación se incrementa al doble a partir de la frecuencia de corte, teniéndose una atenuación de -12dB por octava; Es decir, los dos filtros conectados en cascada logran una atenuación más rápida sobre la banda de transición obligando a las señales indeseables a desaparecer dentro de un intervalo en frecuencia más corto en comparación a la respuesta de un filtro de primer orden (-6dB por octava), lo que ayudará a que las componentes de video no interfieran a la portadora de audio. La atenuación lograda sobre la banda de transición para el filtro de segundo orden se puede determinar con la siguiente expresión:

$$G = 20 \log_{10} \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \quad \dots(4.5.3.2)$$

De acuerdo a la amplitud obtenida de las componentes de video sobre la frecuencia de corte, se tiene que la ganancia (atenuación) es la siguiente:

$$G = 20 \log_{10} \left(\frac{0.328}{1} \right) = -9.68\text{dB}$$

El voltaje de salida (V_o) a 5.25MHz es de apenas unos cuantos milivolts (aproximadamente 328 mV) de acuerdo a la gráfica de la figura 4.5.8, por lo que se puede garantizar que las componentes de video no interferirán a la portadora de audio, la cual cuenta con un voltaje mucho mayor localizado a 6.144MHz. La figura 4.5.9 muestra el espectro en frecuencia de la señal de video compuesto generada, en la figura cada división vertical representa 10dB de ganancia y cada división horizontal 1MHz de frecuencia.

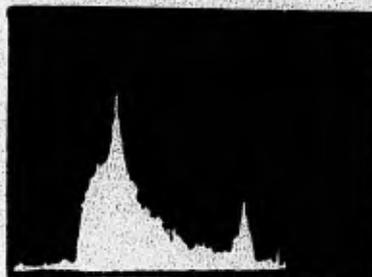


FIGURA 4.5.9. Espectro en Frecuencia de la Señal de Video Compuesto.

4.6 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTO

Una vez que ha sido generado el video compuesto se procederá a trasladarlo a una frecuencia intermedia de 60 MHz mediante una modulación en frecuencia, ya que el equipo Gunnplexer™ de radiofrecuencia se debe alimentar con una señal de FM con F.I. de 60MHz y un voltaje fijo de 4Vpp. La figura 4.6.1 muestra el diagrama a bloques de la modulación en frecuencia de una portadora con frecuencia central de 60 MHz por la señal de video compuesto.

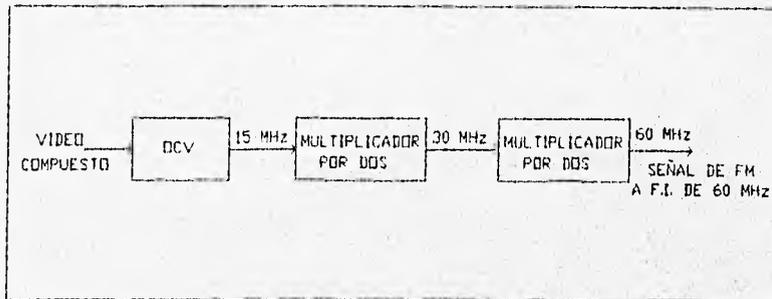


FIGURA 4.6.1. Diagrama a Bloques del Modulador en Frecuencia por la Señal de Video Compuesto.

4.6.1 MODULACION EN FRECUENCIA POR LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTO

Para realizar el traslado en frecuencia de la señal de video compuesto es necesario tener presente que el ancho de banda que se genera al modular en frecuencia una portadora mediante una señal de video compuesto es de 23.46 MHz.

Se observa que la modulación en frecuencia tiene un gran defecto, genera un espectro con un ancho de banda muy grande. Por lo tanto, la desviación de frecuencia requerida para esta modulación debe ser de 23.46 MHz (± 11.73 MHz con F.I. de 60 MHz).

De esta manera es claro que se debe modular en frecuencia a una portadora con frecuencia de 60 MHz por la señal de video compuesto, y así trasladar a la señal de video compuesto a una frecuencia dada por la frecuencia de la portadora; Es decir, trasladar a la señal de video compuesto a una frecuencia de 60 MHz. El modulador en frecuencia se diseña de acuerdo al siguiente procedimiento:

- ⚙ Se construyó un oscilador Pierce a 15 MHz usado como frecuencia base para construir el oscilador final a 60 MHz.
- ⚙ Con un amplificador sintonizado se generó una oscilación a 30 MHz, la operación se realizó filtrando o sintonizando al segundo armónico de la señal de entrada.

- ⇒ Con otro amplificador sintonizado se llega a la frecuencia requerida de 60 MHz, la operación se realiza de la misma forma; Es decir, sintonizando el amplificador al segundo armónico de la señal de entrada.

El oscilador Pierce usado como frecuencia base es similar al diseñado para modular a una portadora de 6.144 MHz por la señal de audio (figura 4.4.4), de hecho el modulador es semejante al construido en aquel caso (circuito de la figura 4.4.9).

4.6.1.1 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR SINTONIZADO

El amplificador sintonizado es un amplificador tal que por sus características es capaz de amplificar una señal senoidal siempre y cuando este sintonizado a la frecuencia de la señal; Es decir, es capaz de amplificar solamente a la frecuencia de resonancia y a múltiplos de ésta (armónicos).

El amplificador sintonizado debe operar en su zona menos lineal, ya que en esa zona es donde se produce una señal rica en distorsión armónica. Lo anterior sugiere puntos de operación cercanos a la región de corte.

Aprovechando la distorsión armónica generada y utilizando un circuito resonante en el colector es posible construir multiplicadores de frecuencia y con esto incrementar la frecuencia de oscilación de una señal.

Esta técnica surge de la necesidad de trasladar a la señal de video compuesto a una frecuencia intermedia de 60 MHz sabiendo que los cristales de cuarzo desafortunadamente se construyen sólo para frecuencias menores a 40 MHz. Esto se logra colocando un filtro paso banda a la salida de cada bloque de amplificación; Es decir, esto se logra con amplificadores sintonizados. Teóricamente se puede sintonizar o filtrar a la enésima armónica de la señal de entrada pero prácticamente es recomendable usar bloques de multiplicación por dos.

La recomendación de usar bloques de multiplicación por dos se debe a que las primeras armónicas generadas por la distorsión son las que cuentan con mayor amplitud; Además, si se realiza una multiplicación indiscriminada se tendrán muchos problemas de ruido e intermodulación, los cuales son indeseables. La figura 4.6.2 muestra el proceso de multiplicación de frecuencia utilizando un amplificador sintonizado.

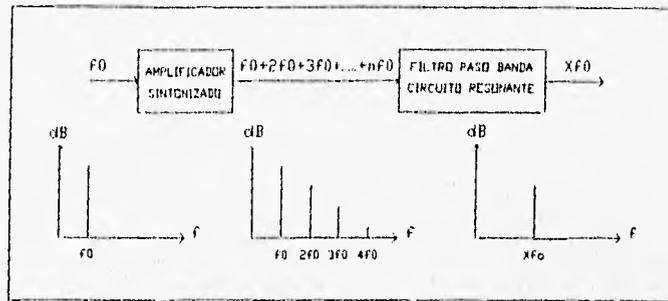


FIGURA 4.6.2. Proceso de Multiplicación de Frecuencia.

A continuación se presenta el análisis electrónico de los multiplicadores de frecuencia contruidos con amplificadores sintonizados.

Polarizando un transistor lo más cerca de su región de corte se conseguirá que al llegar una señal senoidal esta se amplifique distorsionada, una vez lograda dicha distorsión la cual generará un número infinito de armónicos se colocará un circuito resonante que se entone a la armónica de interés, en este caso se entonará a la segunda armónica, con lo que se conseguirá una multiplicación de la frecuencia por dos.

El circuito de la figura 4.6.3 muestra la polarización del transistor, en donde el valor de las resistencias determinará el punto de operación que se elija por el diseñador. En la figura 4.6.4 se muestra al amplificador sintonizado una vez que se ha colocado el circuito resonante para filtrar sólo el armónico de interés.

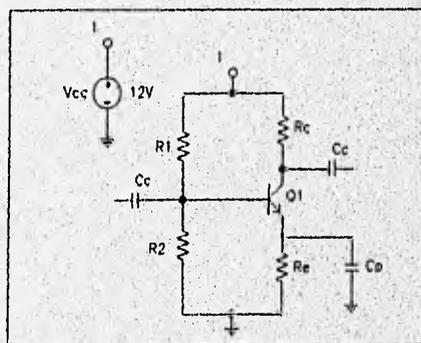


FIGURA 4.6.3. Polarización del Amplificador Sintonizado.

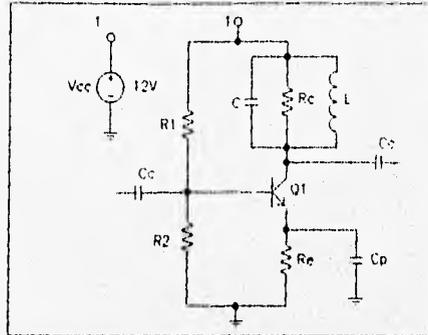


FIGURA 4.6.4. Amplificador Sintonizado.

La frecuencia de sintonización del amplificador esta dada por la siguiente expresión:

$$nfr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots(4.6.1.1.1)$$

En donde "n" es el nesimo armónico que se desea sintonizar. Así, si se requiere construir un multiplicador de frecuencia por 2 "n" debe ser igual a 2, si se requiere un triplicador de frecuencia "n" debe ser igual a 3 y así sucesivamente.

El factor de calidad de un circuito resonante RLC se define como:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} \quad \dots(4.6.1.1.2)$$

Donde R_p es el paralelo entre R_c y la resistencia (r) del inductor reflejada al circuito en paralelo (R_r), tal y como se muestra en el circuito de la figura 4.6.5.

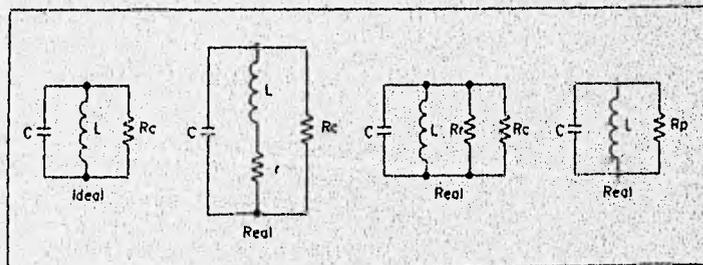


FIGURA 4.6.5. Circuito Resonante.

Donde:

$$R_r = \frac{(\omega_0 L)^2}{r} \quad \dots(4.6.1.1.3) \quad \text{y} \quad R_p = \frac{(R_c)(R_r)}{R_c + R_r} \quad \dots(4.6.1.1.4)$$

Eliminando R_c el factor de calidad del circuito se incrementa como a continuación se demuestra:

Q con resistencia de colector

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} \quad \dots(4.6.1.1.5)$$

Sustituyendo 4.6.1.1.3 y 4.6.1.1.4 en 4.6.1.1.5

$$Q = \frac{\frac{(\omega_0 L)^2 R_c}{\frac{r}{(\omega_0 L)^2 + R_c}}}{\omega_0 L} = \frac{(\omega_0 L)^2 R_c}{(\omega_0 L) \left(\frac{r}{(\omega_0 L)^2 + R_c} \right)}$$

$$Q = \frac{\frac{(\omega_0 L) R_c}{\left(\frac{(\omega_0 L)^2}{r} + R_c \right)}}{\omega_0 L} = \frac{\omega_0 L R_c}{(\omega_0 L)^2 + r(R_c)}$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{\frac{(\omega_0 L)^2}{R_c} + r} \quad \dots(4.6.1.1.6)$$

Q sin resistencia de colector

$$Q = \frac{R_r}{\omega_0 L} \quad \dots(4.6.1.1.7)$$

Sustituyendo 4.6.1.1.3 en 4.6.1.1.7

$$Q = \frac{\frac{(\omega_0 L)^2}{r}}{\omega_0 L} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r \omega_0 L} = \frac{\omega_0 L}{r} \quad \dots(4.6.1.1.8)$$

Comparando las expresiones 4.6.1.1.6 y 4.6.1.1.8 se puede observar lo siguiente:

$$\frac{\omega_0 L}{r} > \frac{\omega_0 L}{\frac{(\omega_0 L)^2}{R_c} + r} \quad \dots(4.6.1.1.8.1)$$

Por lo tanto el factor de calidad es mayor cuando se elimina la resistencia de colector del amplificador sintonizado. El circuito resultante se muestra en la figura 4.6.6.

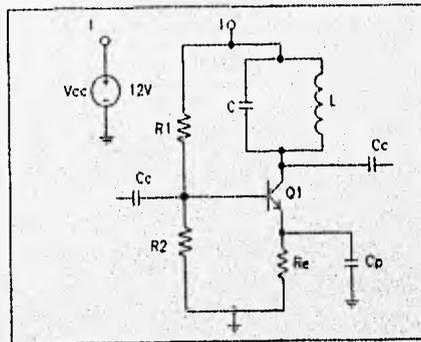


FIGURA 4.6.6. Amplificador Sintonizado sin Resistencia de Colector.

Método de diseño del amplificador sintonizado

El análisis de corriente directa (DC) y el de corriente alterna (AC) se realizará considerando los siguientes parámetros de diseño:

$V_{cc}=12V$

$V_{ecq}=10V$

$i_{cq}=2mA$

$f_i=15\text{ MHz} \rightarrow$ frecuencia de entrada

$f_o=30\text{ MHz} \rightarrow$ frecuencia de salida

$V_{ebq}=0.7\text{ Volts}$

$BW=23.46\text{ MHz}$

$\beta=20 \rightarrow$ Beta mínima para el Transistor 2N4957 de Motórola, que es un transistor bipolar para señal pequeña de RF (PNP).

Análisis en DC

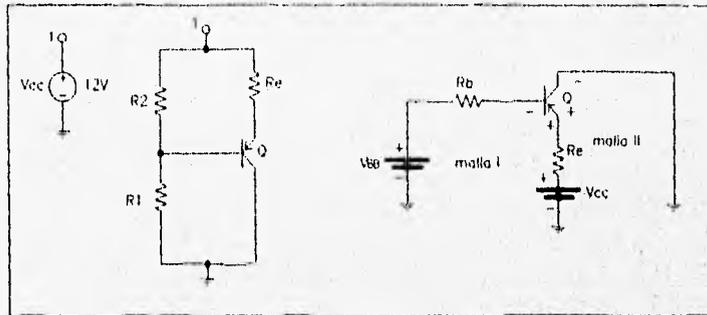


FIGURA 4.6.7. Circuito Equivalente en DC del Amplificador Sintonizado.

De la malla I

$$V_{cc} - Re i_e - V_{ecq} = 0 \quad \dots(4.6.1.1.9)$$

$$i_e = \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_c \quad \dots(4.6.1.1.10)$$

Cálculo de las corrientes

$$i_e = \left(\frac{20 + 1}{20} \right) 2\text{mA} = 2.1\text{mA}$$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} \quad \text{ó} \quad i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} \quad \dots(4.6.1.1.11)$$

$$i_b = \frac{2\text{mA}}{20} = 100\mu\text{A}$$

De las ecuaciones 4.6.1.1.9 y 4.6.1.1.10

$$R_e = \frac{V_{cc} - V_{ecq}}{\left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_{cq}} \quad \dots(4.6.1.1.12)$$

Sustituyendo valores

$$R_e = \frac{12 - 10}{\left(\frac{20 + 1}{20}\right) 2\text{mA}} = 952.38 \Omega$$

De la malla II

$$V_{cc} - V_{BB} - R_{bib} - V_{ebq} - R_{eie} = 0 \quad \dots(4.6.1.1.13)$$

Para lograr estabilidad en el circuito respecto a variaciones de β se aplica el siguiente criterio:

$$R_b = \frac{(\beta + 1)}{10} R_e \quad \dots(4.6.1.1.14)$$

Sustituyendo valores

$$R_b = \frac{(20 + 1)(952.38\Omega)}{10} = 1999.98 \approx 2\text{K}\Omega$$

De la ecuación 4.6.1.1.13

$$V_{BB} = V_{cc} - R_{bib} - V_{ebq} - R_{eie} \quad \dots(4.6.1.1.15)$$

Sustituyendo valores

$$V_{BB} = 12 - (2\text{K}\Omega)(100\mu\text{A}) - 0.7\text{V} - (952.38\Omega)(2.1\text{mA}) = 9.1\text{V}$$

Calculando R_1 y R_2

$$R_2 = \frac{R_b V_{cc}}{V_{BB}} \quad \dots(4.6.1.1.16)$$

$$R_2 = \frac{(2\text{K}\Omega)(12\text{V})}{9.1\text{V}} = 2637.07\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_b V_{cc}}{V_{cc} - V_{BB}} \quad \dots(4.6.1.1.17)$$

$$R_1 = \frac{(2\text{K}\Omega)(12\text{V})}{12\text{V} - 9.1\text{V}} = 8278.716\Omega$$

Comprobación del valor de las resistencias de polarización R_1 y R_2 .

$$R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots(4.6.1.1.18)$$

$$R_b = \frac{(8278.716)(2637.07)}{8278.716 + 2637.07} = 2000\Omega$$

El circuito del amplificador sintonizado correctamente polarizado se muestra en la figura 4.6.8.

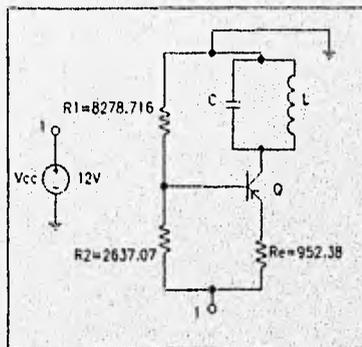


FIGURA 4.6.8. Polarización Completa del Amplificador Sintonizado.

Análisis en AC

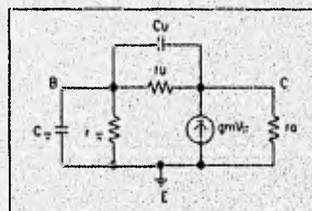


FIGURA 4.6.9. Circuito Híbrido Equivalente del Transistor.

El análisis en AC se realizó utilizando el modelo π híbrido equivalente como se puede apreciar en la figura 4.6.9.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

Como

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad \dots(4.6.1.1.19)$$

Para señales de AC de alta frecuencia $f \rightarrow \infty$; pero $C \rightarrow 0$

$\therefore X_c$ si es considerable

De acuerdo al circuito π hibrido equivalente de la figura 4.6.9.

$$g_m = \frac{icq}{\eta V_T} \quad \dots(4.6.1.1.20)$$

$1 \leq \eta \leq 2$ = Factor de ajuste experimental (dato del fabricante)

$\eta=1$ Para transistores de silicio

$$(4.6.1.1.21) \dots V_T = \frac{KT}{q} = \frac{^{\circ}C + 273}{11604.44} \Big|_{T=20^{\circ}C} = 25.24mV = \text{Voltaje Térmico}$$

$K = 1.380658E-23$ J/K = Constante de Boltzmann

$q = 1.60217733E-19$ Coulombs = Carga del Electrón

Sustituyendo valores para la ecuación 4.6.1.1.20

$$g_m = \frac{2mA}{(1)(25.24mV)} = 79.21m\Omega^{-1}$$

Por otro lado

$$r_{\pi} = \frac{\beta \eta V_T}{icq} = \frac{\beta}{g_m} \quad \dots(4.6.1.1.22)$$

$$r_{\pi} = \frac{(20)(1)(25.24mV)}{2mA} = 252.49\Omega$$

$$r_o = \frac{1}{\eta_o g_m} \quad \dots(4.6.1.1.23)$$

$$\eta_o = \frac{KT}{q(VA)} = \frac{V_T}{VA} \quad \dots(4.6.1.1.24)$$

Para transistores NPN de silicio

$$90V \leq VA \leq 130V$$

Para transistores PNP de silicio

$$30V \leq VA \leq 50V$$

Tomando VA=40

$$\eta_o = \frac{25.24mV}{40} = 0.000631$$

De la ecuación 4.6.1.1.23

$$r_o = \frac{1}{(0.000631)(79.21m\Omega^{-1})} = 20K\Omega$$

$$r_\mu = (10)\beta r_o \quad \dots(4.6.1.1.25)$$

Sustituyendo valores

$$r_\mu = (10)(20)(20K\Omega) = 4M\Omega$$

$$c_\pi = \frac{\beta}{r_\pi \omega_T} - c_\mu = \frac{\beta}{2\pi(f_T)(r_\pi)} - c_\mu \quad \dots(4.6.1.1.26)$$

f_T = frecuencia de transición del transistor (dato del fabricante)

c_μ = capacitancia parásita entre la base y el colector del transistor (dato del fabricante)

Para el transistor 2N4957 de Motórola que es el utilizado:

$$f_T = 1600 \text{ MHz}$$

$$c_\mu = 0.4 \text{ pf}$$

De la ecuación 4.6.1.1.26

$$c\pi = \frac{20}{(252.49\Omega)(2\pi)(1600\text{MHz})} - 0.4\text{pf} = 7.479\text{pf}$$

En la figura 4.6.10 se muestra el circuito π híbrido equivalente para todo el amplificador sintonizado.

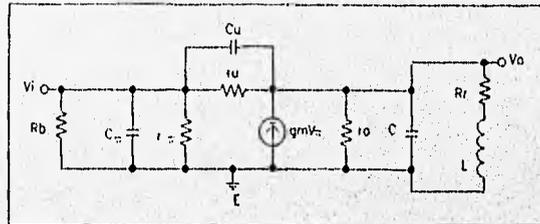


FIGURA 4.6.10. Circuito Híbrido Equivalente del Amplificador Sintonizado.

Aplicando el teorema de Miller y despreciando r_{μ} que es demasiado grande ($4\text{ M}\Omega$) el circuito queda de la siguiente forma:

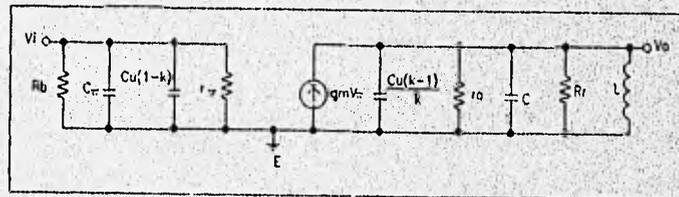


FIGURA 4.6.11. Circuito Híbrido Modificado del Amplificador Sintonizado.

Donde

$$k = -gmR_T \quad \dots(4.6.1.1.27)$$

R_T = es la resistencia total de salida

$$R_r = \frac{(\omega_0 L)^2}{r} = (Q^2 + 1)r \quad \dots(4.6.1.1.28)$$

El circuito simplificado queda de la siguiente forma:

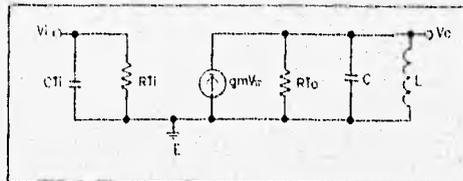


FIGURA 4.6.12. Circuito Híbrido Simplificado del Amplificador Sintonizado.

Donde:

$$C_{Ti} = C_{\pi} + c_{\mu}(1 - k) \quad \dots(4.6.1.1.29)$$

$$R_{Ti} = \frac{(R_b)(r_{\pi})}{R_b + r_{\pi}} \quad \dots(4.6.1.1.30)$$

$$R_{To} = \frac{(r_o)(R_r)}{r_o + R_r} \quad \dots(4.6.1.1.31)$$

$$C_{To} = C + \frac{C_{\mu}(k - 1)}{k} \quad \dots(4.6.1.1.32)$$

De la ecuación 4.6.1.1.30

$$R_{Ti} = \frac{(2K\Omega)(252.49\Omega)}{2K\Omega + 252.49\Omega} = 224.18\Omega$$

De la ecuación 4.6.1.1.28 si $Q = 50$ y $r = 1\Omega$

$$R_r = (50^2 + 1)(1) = 2501\Omega$$

De la ecuación 4.6.1.1.31

$$R_{To} = \frac{(2501\Omega)(20K\Omega)}{2501\Omega + 20K\Omega} = 2223.01\Omega$$

De la ecuación 4.6.1.1.27

$$k = -(79.21\text{m}\Omega^{-1})(2223.01\Omega) = -176$$

De la ecuación 4.6.1.1.29

$$CT_i = (7.479\text{pf}) + 0.4(1 - (-176)) = 78.679\text{pf}$$

Por otra parte

$$BW = \frac{1}{2\pi(RT_o)(CT_o)} \quad \dots(4.6.1.1.33)$$

Debido a que el ancho de banda generado al modular en frecuencia a una portadora mediante una señal de video compuesto es de 23.46 MHz

$$CT_o = \frac{1}{2\pi(RT_o)(BW)} \quad \dots(4.6.1.1.34)$$

Sustituyendo valores

$$CT_o = \frac{1}{2\pi(2223.01\Omega)(23.46\text{MHz})} = 3.0517\text{pf}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCT_o}} \quad \dots(4.6.1.1.35)$$

$$f_o = 30 \text{ MHz}$$

De la ecuación 4.6.1.1.35

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_o}\right)^2}{CT_o} \quad \dots(4.6.1.1.36)$$

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi(30\text{MHz})}\right)^2}{3.0517\text{pf}} = 9.222\mu\text{H}$$

De la ecuación 4.6.1.1.32

$$C = C_{T0} - \frac{C_{\mu}(k - 1)}{k} \quad \dots(4.6.1.1.37)$$

Sustituyendo valores

$$C = 3.0517\text{pf} - \frac{0.4\text{pf}(-176 - 1)}{-176} = 3.0517\text{pf} - 0.402\text{pf} = 2.6497\text{pf}$$

Finalmente el circuito completo del amplificador sintonizado queda de la siguiente forma:

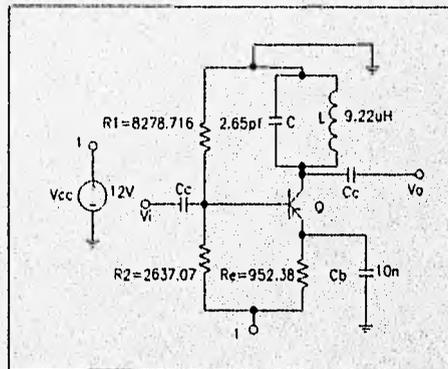


FIGURA 4.6.13. Circuito Completo del Amplificador Sintonizado.

Cálculo de las impedancias de entrada y salida

$$Z_o = R_{T0} = 2223.01\Omega$$

$$Z_i = C \parallel R_{Ti} = \frac{1}{Y_i} \quad \dots(4.6.1.1.38)$$

$$Y_i = \frac{1}{R_{Ti}} + \frac{1}{X_{CTi}} = \frac{1}{R_{Ti}} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{Ti}}} = \frac{1}{R_{Ti}} + j\omega C_{Ti} \quad \dots(4.6.1.1.39)$$

Sustituyendo $\omega = 2\pi f$

$$Y_i = \frac{1}{R_{Ti}} + j2\pi f C_{Ti} \quad \dots(4.6.1.1.40)$$

Sustituyendo valores

$$Y_i = \frac{1}{224.18} + j2\pi(15\text{MHz})(78.679\text{pf}) = 0.004 + j0.0074$$

De la ecuación 4.6.1.1.38

$$Z_i = \frac{1}{Y_i} = 224.18 - j134.87 \ \Omega$$

Si se utiliza un segundo circuito resonante la respuesta mejorará ya que se tendrá una mejor selección de la frecuencia de interés. En la figura 4.6.14 se muestra la respuesta que se obtiene de utilizar dos circuitos resonantes en comparación a la respuesta que se obtiene de utilizar un sólo circuito resonante.

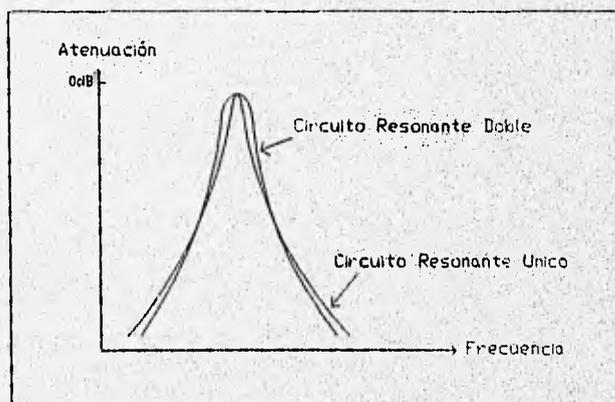


FIGURA 4.6.14. Factor de Forma para un Circuito Resonante.

En la figura 4.6.14 se puede observar que el factor de forma mejora cuando se utilizan dos circuitos resonantes. Es importante señalar que el factor de forma sólo revela que tan pronunciada es la caída del filtro formado por el circuito resonante, lo que no quiere decir que el ancho de banda sea modificado.

Una vez que se decidió utilizar dos circuitos resonantes en lugar de uno sólo se debe seleccionar el tipo de acoplamiento más óptimo entre ellos. Existen dos tipos comunes de acoplamientos pasivos, estos son, el acoplamiento capacitivo y el acoplamiento inductivo, pero la selección del tipo de acoplamiento dependerá de la aplicación; Es decir, de la señal que se este manejando y de su frecuencia de operación. En este caso y gracias a las recomendaciones de aplicaciones en multiplicadores de frecuencia el mejor acoplamiento lo realiza el acoplamiento inductivo por inducción mutua.

Para lograr un mejor acoplamiento se requiere tomar en cuenta detalles como minimizar el espacio físico entre los inductores, incrementar la permeabilidad de las líneas de campo magnético y blindar el transformador. La figura 4.6.15 muestra el circuito final del amplificador sintonizado diseñado.

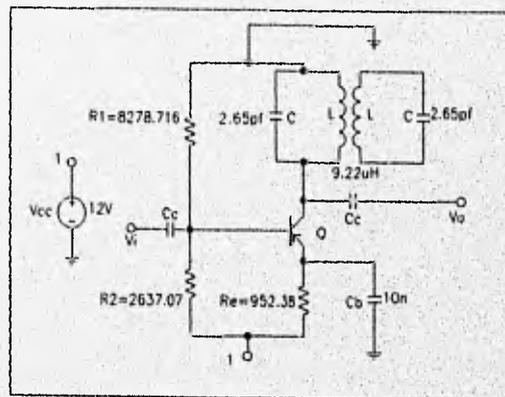


FIGURA 4.6.15. Circuito Final del Amplificador Sintonizado.

Para un transformador ideal

$$n = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad \dots(4.6.1.1.41)$$

$$n^2 = \frac{Z_1}{Z_2} \quad \dots(4.6.1.1.42)$$

$$Z_1 = n^2 Z_2 \quad \dots(4.6.1.1.43)$$

Como el inductor del primario tiene el mismo número de espiras que el inductor del secundario, se tiene que la impedancia reflejada del primario hacia el secundario es la misma, por lo que la nueva impedancia de salida será:

$$Z_o = R_{To} \parallel R_r = \frac{(R_{To})(R_r)}{R_{To} + R_r} \quad \dots(4.6.1.1.44)$$

Sustituyendo valores

$$Z_o = \frac{(2223.01)(2501)}{2223.01 + 2501} = 1176.9128\Omega$$

Los cálculos para el segundo multiplicador de frecuencia se realizarán de forma similar a los presentados.

Datos de diseño:

$f_i=30$ MHz → frecuencia de entrada

$f_o=60$ MHz → frecuencia de salida

$BW=23.46$ MHz

De acuerdo a la ecuación 4.6.1.1.36

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_o}\right)^2}{C_{To}}$$

Sustituyendo valores

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi(60\text{MHz})}\right)^2}{3.0517\text{pf}} = 2.3056\mu\text{H}$$

De acuerdo a la ecuación 4.6.1.1.32

$$C = C_{To} - \frac{C_{\mu}(k-1)}{k}$$

Sustituyendo valores

$$C = 3.0517\text{pf} - \frac{0.4\text{pf}(-176 - 1)}{-176} = 3.0517\text{pf} - 0.402\text{pf} = 2.6497\text{pf}$$

Impedancias de entrada y salida

De la ecuación 4.6.1.1.40

$$Y_i = \frac{1}{R_{Ti}} + j2\pi f_i C_{Ti}$$

$$Y_i = \frac{1}{224.18} + j2\pi(30\text{MHz})(78.67\text{pf})$$

$$Y_i = 0.004 + j0.0148$$

De la ecuación 4.6.1.1.38

$$Z_i = C_{Ti} \parallel R_{Ti} = \frac{1}{Y_i}$$

$$Z_i = \frac{1}{Y_i} = 224.18 - j67.43 \Omega$$

De la ecuación 4.6.1.1.44

$$Z_o = R_{To} \parallel R_r = \frac{(R_{To})(R_r)}{R_{To} + R_r}$$

Sustituyendo valores

$$Z_o = \frac{(2223.01)(2501)}{2223.01 + 2501} = 1176.9128\Omega$$

Finalmente el circuito del segundo multiplicador de frecuencia construido con un amplificador sintonizado queda de la siguiente forma:

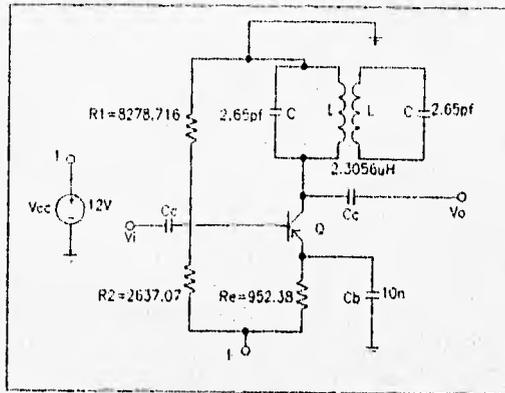


FIGURA 4.6.16. Circuito Completo del Segundo Multiplicador de frecuencia.

4.6.1.2 GENERACION DE FM A FRECUENCIA INTERMEDIA

El oscilador a 60 MHz ha sido diseñado y construido, pero aún no se ha generado FM. Para generar FM aplicando una señal de video compuesto a la entrada del oscilador tal que éste presente una desviación de frecuencia en función de la señal aplicada se realizó la técnica del diodo varactor utilizada en el modulador de audio, solo que debido a que en este caso la desviación esperada es mucho mayor, la capacitancia nominal del diodo varactor tiene que ser mucho menor a la del anterior.

La selección de la desviación de frecuencia se ajusta al estándar internacional establecido, ya que si la desviación de frecuencia es demasiado grande, el ancho de banda de la señal de FM será grande, lo que ocasionará:

- ↻ que el espectro radioeléctrico ocupe una banda de frecuencias demasiado grande.
- ↻ un aumento en la distorsión, debido a las dificultades encontradas para realizar moduladores y demoduladores perfectamente lineales en una banda muy ancha.
- ↻ una mayor sensibilidad de la señal a los desvanecimientos selectivos producidos por la propagación en multitrayectorias.

Si la desviación de frecuencia fuera demasiado baja esto se traduciría en una degradación en la relación señal a ruido (S/N) obtenida después de la demodulación. Para la señal de video compuesto y de acuerdo a lo determinado en el capítulo 3, la relación señal a ruido es proporcional a la desviación de frecuencia.

La desviación requerida no estará sólo en función de las características propias del diodo varactor, dicha desviación sufrirá un efecto directo y proporcional a la multiplicación de frecuencia realizada por los amplificadores sintonizados. Debido a que la desviación de frecuencia es demasiado grande sería prácticamente imposible generarla con la variación de la capacitancia del diodo varactor, por lo que los amplificadores sintonizados ayudarán a realizar esta tarea.

Una vez que se ha aumentado la desviación requerida, es necesario tener control sobre ella, de tal forma que ésta siempre oscile entre su máximo y mínimo requerido de acuerdo a la señal $m(t)$ aplicada, esta tarea se realiza controlando la amplitud de la señal de video compuesto, pero el voltaje de la señal de video compuesto $V_{ppm}(t)$ aplicado al modulador para producir la desviación de frecuencia requerida teóricamente es muy difícil de calcular por lo que el ajuste se realizó experimentalmente.

4.6.1.3 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS PARA EL MODULADOR A FRECUENCIA INTERMEDIA

Debido a que las impedancias de salida y de entrada de las distintas etapas son diferentes, se necesita usar acopladores de impedancias entre ellas para lograr la máxima transferencia de energía. Las diferentes impedancias de entrada y salida de las etapas que comprenden al modulador en frecuencia por una señal de video compuesto se muestran en la tabla 4.6.1.

	f_i [MHz]	Z_{in} [Ω]	f_o [MHz]	Z_o [Ω]
Etapas 1 Modulador	6	*	15	1000
Etapas 2 1 ^{er} Mult.	15	224.18-j134.87	30	1176.9128
Etapas 3 2 ^{do} Mult.	30	224.18-j67.43	60	1176.9128

Tabla 4.6.1. Impedancias de Entrada y Salida en el Modulador.

Acoplamiento de la etapa 1 a la etapa 2

Para acoplar dichas etapas se utilizará un circuito acoplador LC, tal y como el que se muestra en la figura 4.6.17.

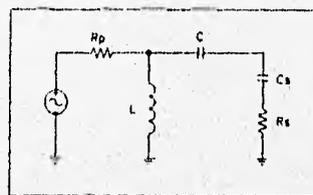


FIGURA 4.6.17. Circuito Acoplador.

Para iniciar el cálculo se omitirá Cs y al final se considerará dentro del capacitor C.

$$R_p = 1K\Omega$$

$$R_s = 224.18\Omega$$

$$C_s = -j134.87$$

$$f = 15 \text{ MHz}$$

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{1000}{224.18} - 1} = 1.86 \quad \dots(4.6.1.3.1)$$

$$X_{sc} = Q_s R_s = 1.86(224.18) = 417.04\Omega \Rightarrow -j417.04 \quad \dots(4.6.1.3.2)$$

$$X_{pl} = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{1000}{1.86} = 537.63\Omega \Rightarrow -j537.63\Omega \quad \dots(4.6.1.3.3)$$

$$L = \frac{X_{pl}}{2\pi f_0} = \frac{537.63}{2\pi(15\text{MHz})} = 10.6 \text{ nH} \quad \dots(4.6.1.3.4)$$

$$C = \frac{1}{2\pi(f_0)(X_{sc})} = \frac{1}{2\pi(15\text{MHz})(417.04 - 134.87)} = 37.6\text{pf} \dots(4.6.1.3.5)$$

Acoplamiento de la etapa 2 a la etapa 3

De la misma forma que el acoplamiento de las etapas anteriores

$$R_p = 1176.9128 \text{ K}\Omega$$

$$f = 30 \text{ MHz}$$

Omitiendo C_s

$$R_s = 224.18\Omega$$

$$C_s = -j67.43$$

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{1176.9128}{224.18} - 1} = 2.06$$

$$X_{sc} = Q_s R_s = 2.06(224.18) = 462.15\Omega \Rightarrow -j462.15$$

$$X_{pl} = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{1176.9128}{2.06} = 571.31\Omega \Rightarrow -j571.31\Omega$$

$$L = \frac{X_{pl}}{2\pi f_0} = \frac{571.31}{2\pi(30\text{MHz})} = 5.3\text{nH}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(f_0)(X_{sc})} = \frac{1}{2\pi(30\text{MHz})(462.15 - 67.43)} = 13.44\text{pf}$$

La figura 4.6.18 muestra el diagrama electrónico del modulador en frecuencia de una portadora con frecuencia central a 60 MHz por la señal de video compuesto.

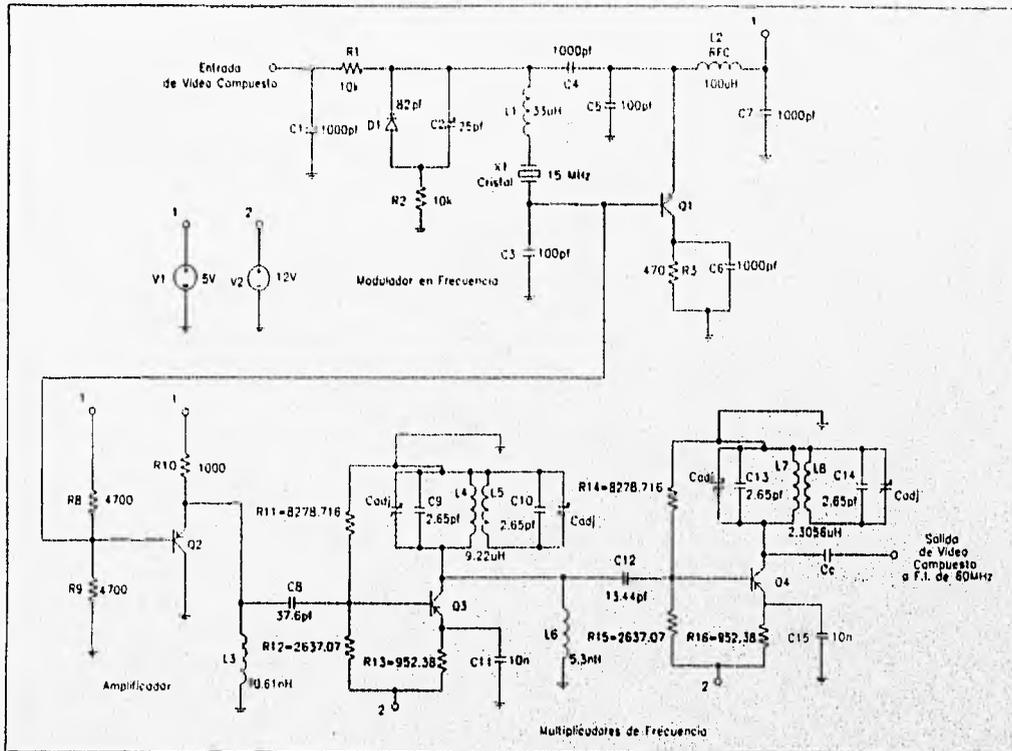


FIGURA 4.6.18. Circuito Modulador en Frecuencia por la Señal de Video Compuesto.

4.6.2 AMPLIFICADOR DE VIDEO COMPUESTO A FRECUENCIA INTERMEDIA

Una vez que se ha trasladado en frecuencia a la señal de video compuesto es necesario compensar los efectos de la modulación realizada en cuanto a pérdidas se refiere, además de que es recomendable darle cierta potencia a la señal de FM generada. De acuerdo a los requerimientos de entrada al Gunnplexer™ la señal para sintonizarlo a 10.25 GHz debe contar con una frecuencia promedio de 60 MHz y una amplitud de 4Vpp.

Debido a que es necesario elevar la amplitud de la señal generada en la modulación a un nivel de 4Vpp, se requiere de un amplificador que realice esta tarea. En la figura 4.6.19 se muestra el circuito equivalente en DC del amplificador de video compuesto a F.I.

Método de diseño del amplificador de video compuesto a F.I.

El análisis de corriente directa (DC) y el de corriente alterna (AC) se realizará considerando los siguientes parámetros de diseño:

$V_{cc}=12V$

$V_{ceq}=6V$

$i_{cq}=5mA$

$f_i=60\text{ MHz} \rightarrow$ frecuencia de entrada

$f_o=60\text{ MHz} \rightarrow$ frecuencia de salida

$V_{beq}=0.7\text{ Volts}$

$\beta=100 \rightarrow$ Beta mínima para el Transistor MPS3904 que es un transistor bipolar para señal pequeña de RF (NPN) con una frecuencia de transición típica de 300 MHz.

Análisis en DC

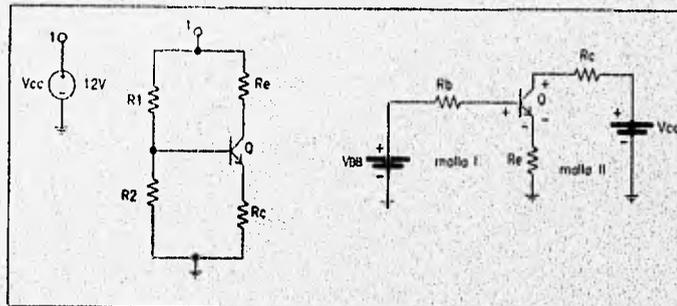


FIGURA 4.6.19. Circuito Equivalente en DC del Amplificador de Video a F.I.

De la malla I

$$V_{cc}-R_c i_c - V_{ceq} - R_e i_e = 0 \quad \dots(4.6.2.1)$$

$$i_e = \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_c \quad \dots(4.6.2.2)$$

$$R_e = \frac{1}{10} R_c \quad \dots(4.6.2.3)$$

Cálculo de las corrientes

$$i_e = \left(\frac{100 + 1}{100} \right) 5mA = 5.05mA$$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} \text{ ó } i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} \quad \dots(4.6.2.4)$$

$$i_b = \frac{5\text{mA}}{100} = 50\mu\text{A}$$

De las ecuaciones 4.6.2.1, 4.6.2.2 y 4.6.2.3

$$V_{cc} - R_c i_c - V_{ce} - \frac{1}{10} R_c \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) i_c = 0 \quad \dots(4.6.2.5)$$

Despejando R_c

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{\left(1 + \frac{1}{10} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) \right) i_c} = 1089.91826\Omega$$

De la ecuación 4.6.2.3

$$R_e = \frac{1}{10} R_c = \frac{1}{10} (1089.91826) = 108.99\Omega$$

De la malla II

$$V_{BB} - R_b i_b - V_{beq} - R_e i_e = 0 \quad \dots(4.6.2.6)$$

Para lograr estabilidad en el circuito respecto a variaciones de β se aplica el siguiente criterio:

$$R_b = \frac{(\beta + 1)}{10} R_e \quad \dots(4.6.2.7)$$

Sustituyendo valores

$$R_b = \frac{(100 + 1)(108.99\Omega)}{10} = 1100.81\Omega$$

De la ecuación 4.6.2.6

$$V_{BB} = R_b i_b + V_{beq} + R_e i_e \quad \dots(4.6.2.8)$$

Sustituyendo valores

$$V_{BB} = (1100.81\Omega)(50\mu A) + 0.7V + (108.99\Omega)(5.05mA) = 1.30544V$$

Calculando R_1 y R_2

$$R_1 = \frac{R_b V_{CC}}{V_{BB}} \quad \dots(4.6.2.9)$$

$$R_1 = \frac{(1100.81\Omega)(12V)}{1.30544V} = 10118.979\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_b V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} \quad \dots(4.6.2.10)$$

$$R_2 = \frac{(1100.81\Omega)(12V)}{12V - 1.30544V} = 1235.1813\Omega$$

Comprobación del valor de las resistencias de polarización R_1 y R_2 :

$$R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots(4.6.2.11)$$

$$R_b = \frac{(10118.979)(1235.1813)}{10118.979 + 1235.1813} = 1100.81\Omega$$

El circuito del amplificador de video a F.I. correctamente polarizado se muestra en la figura 4.6.20.

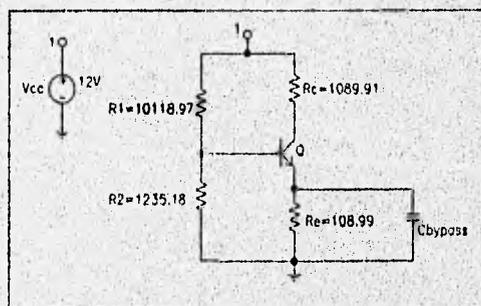


FIGURA 4.6.20. Polarización Completa del Amplificador de Video a F.I.

Análisis en AC

Para tener un control exacto sobre la amplitud de la señal de FM generada se realizó el análisis del amplificador para determinar los parámetros que intervienen directamente sobre la ganancia de éste. El modelo híbrido equivalente del amplificador a F.I. utilizando parámetros π se muestra en la figura 4.6.21.

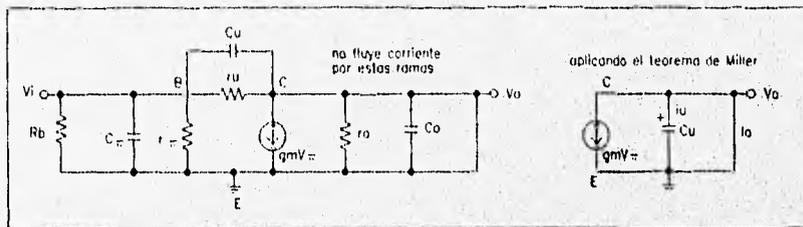


FIGURA 4.6.21. Circuito Híbrido Equivalente del Amplificador de Video Compuesto a F.I.

De acuerdo al circuito de la figura 4.6.21

$$I_o = -(i_\mu + gmV_\pi) \quad \dots(4.6.2.12)$$

$$I_o = -(j\omega C_\mu V_\pi + gmV_\pi) \quad \dots(4.6.2.13)$$

$$I_o = -(gm + j\omega C_\mu)V_\pi \quad \dots(4.6.2.14)$$

$$V_\pi = \frac{(I_b)(r_\pi)}{j\omega r_\pi(C_\pi + C_\mu)} \quad \dots(4.6.2.15)$$

La ganancia de corriente para la prueba de corto circuito queda definida por la siguiente expresión:

$$\Delta i = \frac{I_o}{I_b} = \frac{-(gmV_\pi)}{j\omega(r_\pi)(C_\pi + C_\mu) + 1} = \frac{-\beta}{j\omega(C_\pi + C_\mu) + 1} \quad \dots(4.6.2.16)$$

En la expresión 4.6.2.16 se puede observar que la ganancia de un transistor de unión bipolar (TBJ) operando a frecuencias altas no sólo depende de β , para altas frecuencias la ganancia se reduce debido a las capacitancias parásitas C_π y C_μ ; Es decir, para frecuencias cercanas o superiores a ω_B la ganancia de corriente depende de la frecuencia de operación.

Siendo

$$\omega_B = \frac{1}{r\pi(C\pi + C\mu)} = 2\pi f_B \quad \dots(4.6.2.17)$$

Los transistores tienen una frecuencia de transición en la cual a partir de ella ya no proporcionan ganancia. La figura de mérito define dicha frecuencia de transición de la siguiente forma:

$$|\Delta i| = 1 = \frac{\beta}{\sqrt{\{1 + [(\omega_T)(r\pi)(C\pi + C\mu)]^2\}}} = \frac{\beta}{(\omega_T)(r\pi)(C\pi + C\mu)} \quad \dots(4.6.2.18)$$

$$\omega_T = 2\pi f_T = \frac{\beta}{r\pi(C\pi + C\mu)} = \frac{g_m}{C\pi + C\mu} \quad \dots(4.6.2.19)$$

Donde f_T se define como el producto ganancia de corriente-ancho de banda y es dato del fabricante.

$$\omega_T = (g_m)(r\pi)(\omega_B) = \beta\omega_B \quad \dots(4.6.2.20)$$

Por lo que:

$$\Delta i = \frac{-(g_m)(r\pi)}{1 + j\omega r\pi(C\pi + C\mu)} = \frac{-(g_m)}{1 + j\omega(C\pi + C\mu)} = \frac{-\omega_T}{j\omega} \quad \dots(4.6.2.21)$$

Es decir

$$\Delta i = \frac{-2\pi f_T}{j\omega} \quad \dots(4.6.2.22)$$

Para $j\omega = 2\pi f_T$

$$\Delta i = \frac{2\pi f_T}{2\pi f_T} = 1 \quad \dots(4.6.2.23)$$

La última expresión quiere decir que la ganancia de corriente no se ve afectada por las capacitancias parásitas hasta antes de $\omega = 2\pi f_T$.

Las ganancias de voltaje y de corriente (hasta antes de $\omega = 2\pi f_T$) del amplificador diseñado son las siguientes:

$$\Delta V = -R_C(g_m) \left[\frac{(r\pi)(R_b)}{(r_i + R_b)(r_i' + r\pi)} \right] \quad \dots(4.6.2.24)$$

$$\Delta i = -R_{CT}(gm) \left[\frac{(r\pi)(R_B)}{(R_L + R_{CT})(R_B + r\pi)} \right] \quad \dots(4.6.2.25)$$

Donde:

R_L = resistencia de carga

$$R_{CT} = R_C + r = R_C + 1\Omega \quad \dots(4.6.2.26)$$

r = resistencia del choke de radio frecuencia

$$R_B = \frac{(R_1)(R_2)}{R_1 + R_2} \quad \dots(4.6.2.27)$$

$$r_i' = \frac{(r_i)(R_B)}{r_i + R_B} \quad \dots(4.6.2.28)$$

$r_i = 1176.9128 \text{ K}\Omega$ = impedancia de salida del modulador

$$r\pi = \frac{\beta\eta V_T}{icq} \quad \dots(4.6.2.29)$$

$$gm = \frac{icq}{\eta V_T} \quad \dots(4.6.2.30)$$

$\eta=1$ Para transistores de silicio

$$V_T = \frac{KT}{q} = \frac{^\circ\text{C} + 273}{11604.44} \Big|_{T=20^\circ\text{C}} = 25.24\text{mV} \quad \dots(4.6.2.31)$$

$\beta = hfe_{min} = 100 \rightarrow$ Beta minima para el Transistor MPS3904

Se puede apreciar que las ganancias tanto de voltaje como de corriente pueden ser controladas por la resistencia de colector R_C . Por medio de esta resistencia de colector es posible alimentar al equipo Gunnplexer™ con la señal de FM generada, la cual debe tener una F.I. de 60 MHz y un voltaje pico a pico de 4 Volts.

En la figura 4.6.22 se presenta el diagrama electrónico del amplificador de video compuesto a F.I. y sobre la figura 4.6.23 (la cual muestra la respuesta del amplificador) se puede apreciar que la salida cuenta con un voltaje pico a pico de 4 Volts.

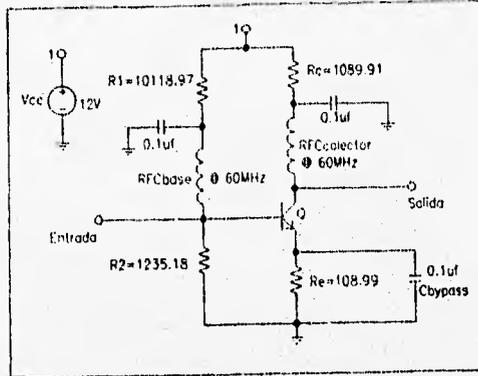


FIGURA 4.6.22. Amplificador de Video Compuesto a F.I.

Los chokes de RF colocados tanto en la base como en el colector son para evitar que las señales de alta frecuencia se introduzcan a la fuente de polarización de DC evitando la interferencia; Es decir, los chokes de RF aíslan la fuente de polarización de DC al paso de las señales de alta frecuencia. Los capacitores de 0.1μf son capacitores de desvío (Bypass) de RF a 60MHz.

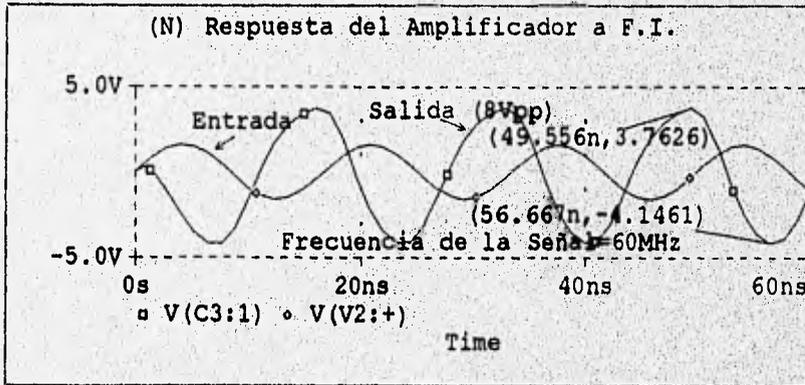


FIGURA 4.6.23. Simulación en PCSPICE de la Respuesta del Amplificador de Video Compuesto a F.I.

4.6.3 FILTRO LIMITADOR DE BANDA PARA LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTO A F.I.

Antes de alimentar al equipo Gunnplexer™ es necesario limitar en frecuencia a la señal generada hasta el momento. Transmitir señales que no estén dentro del ancho de banda generado ocasionará pérdidas de la señal en el receptor. El limitador de frecuencia es un filtro pasivo de tipo paso banda de tercer orden, el cual realiza la función de limitar en banda

a la señal de video compuesto generada hasta el momento, por lo que la frecuencia de corte inferior estará dada por $f_0 - BW_c/2$ (48.269 MHz) y la frecuencia de corte superior estará dada por $f_0 + BW_c/2$ (71.730MHz).

Método de diseño del filtro paso banda

El desarrollo del filtro esta basado sobre una plantilla de diseño la cual se especifica en la figura 4.6.24. Para que el filtro presente una respuesta lo más plana posible es preferible que sea de tipo Butterworth.

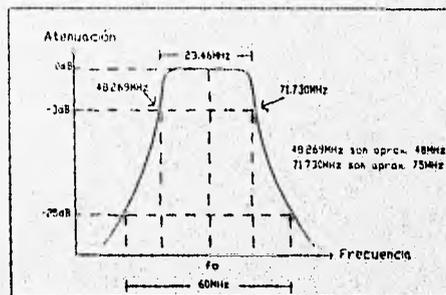


FIGURA 4.6.24. Especificaciones del Filtro Paso Banda.

De acuerdo a la gráfica presentada sobre las especificaciones de diseño se toma la siguiente información para el cálculo del filtro:

- $f_0 = 60$ MHz**
- $BW_{-3dB} = 23.46$ MHz**
- $BW_{-25dB} = 60$ MHz**

- $BW_{-3dB} = BW_c =$ Ancho de banda de la señal generada en la modulación**
- $BW_{-25dB} = BW =$ Ancho de banda de la señal una vez que ha sido atenuada a -25dB**

$$f_0 = \sqrt{(f_a)(f_b)} \quad \dots(4.6.3.1)$$

$$f_0 = \sqrt{(75MHz)(48MHz)} = 60MHz$$

Determinando el orden del filtro

$$\frac{BW}{BW_c} = \frac{60MHz}{23.841MHz} = 2.55754 \quad \dots(4.6.3.2)$$

Asumiendo que el filtro transfiere óptimamente la energía; Es decir, para máxima transferencia de energía y de acuerdo a la figura 4.6.25.

$$R_s=R_L=1K\Omega$$

$$\frac{R_s}{R_L} = \frac{1K\Omega}{1K\Omega} = 1 \approx 0.9 \quad \dots(4.6.3.3)$$

De acuerdo al método de diseño de los filtros Butterworth, el filtro debe ser de tercer orden (BW/BWc). Esto indica que sólo tres elementos son necesarios para proporcionar la atenuación indicada. El valor de los elementos que forman la red corresponde a una relación $R_s/R_L=0.9$ que se aproxima a la requerida, ya que para una relación $R_s/R_L=1$ y $n=3$ (orden igual a 3) no existen elementos de acuerdo al diseño de este tipo de filtros.

El circuito resultante una vez que se han consultado los valores correspondientes de los elementos que lo forman es el que se muestra en la figura 4.6.25.

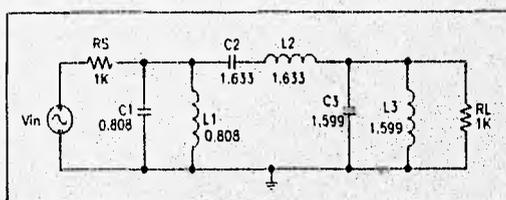


FIGURA 4.6.25. Valor de los Elementos Prototipos de la Red Paso Banda.

Los elementos prototipos son elementos cuyo valor no se encuentra normalizado, dichos valores se obtienen del catálogo disponible de filtros de tipo Butterworth ya existentes. Para normalizar el valor de los elementos de la red mostrada en la figura 4.6.25 se deben aplicar las siguientes expresiones:

Para la red resonante en paralelo

$$C = \frac{C_n}{2\pi(R_L)(BW_c)} \quad \dots(4.6.3.4)$$

$$L = \frac{(R_L)(BW_c)}{2\pi(f_o^2)(L_n)} \quad \dots(4.6.3.5)$$

Para la red resonante en serie

$$C = \frac{BW_c}{2\pi(f_o^2)(C_n)(R_L)} \quad \dots(4.6.3.6)$$

$$L = \frac{(R_i)(L_n)}{2\pi(BW_c)} \quad \dots(4.6.3.7)$$

Calculando el valor normalizado con las expresiones anteriores de los elementos de la red se obtiene que:

$$C1 = 5.48154\text{pf}$$

$$L1 = 1.28361\mu\text{H}$$

$$C2 = 0.635124\text{pf}$$

$$L2 = 10\mu\text{H}$$

$$C3 = 10.8477\text{pf}$$

$$L3 = 648.629\text{nH}$$

En la figura 4.6.26 se muestra el circuito del filtro paso banda diseñado con el valor de los elementos ya normalizados y en la figura 4.6.27 se muestra su respuesta en frecuencia.

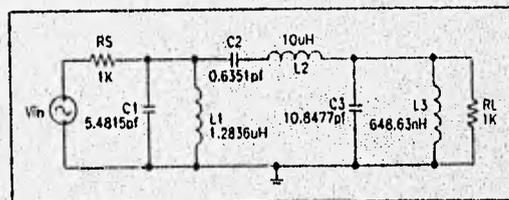


FIGURA 4.6.26. Valor de los Elementos Normalizados de la Red Paso Banda.

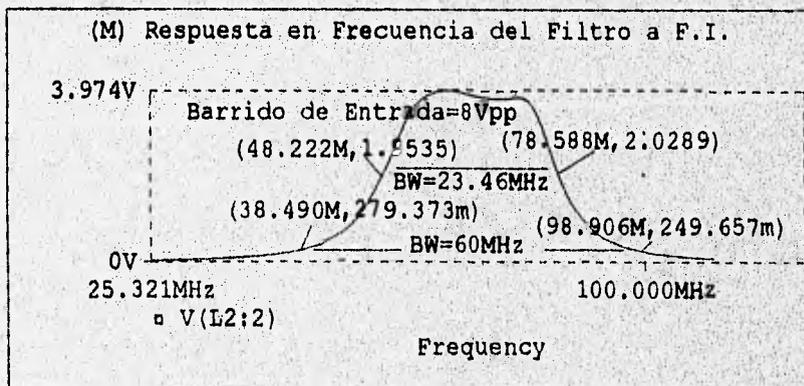


FIGURA 4.6.27. Simulación en PCSPICE de la Respuesta en Frecuencia del Filtro Paso Banda.

4.7 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS DE TODAS LAS ETAPAS QUE FORMAN AL TRANSMISOR DE VIDEO COMPUESTO

Debido a que las impedancias de salida y de entrada de las distintas etapas son diferentes, es necesario usar acopladores de impedancias entre ellas para lograr la máxima transferencia de energía. En la figura 4.7.1 se muestra el diagrama a bloques de todo el sistema de transmisión de una señal de video compuesto incluyendo las etapas de acoplamiento.

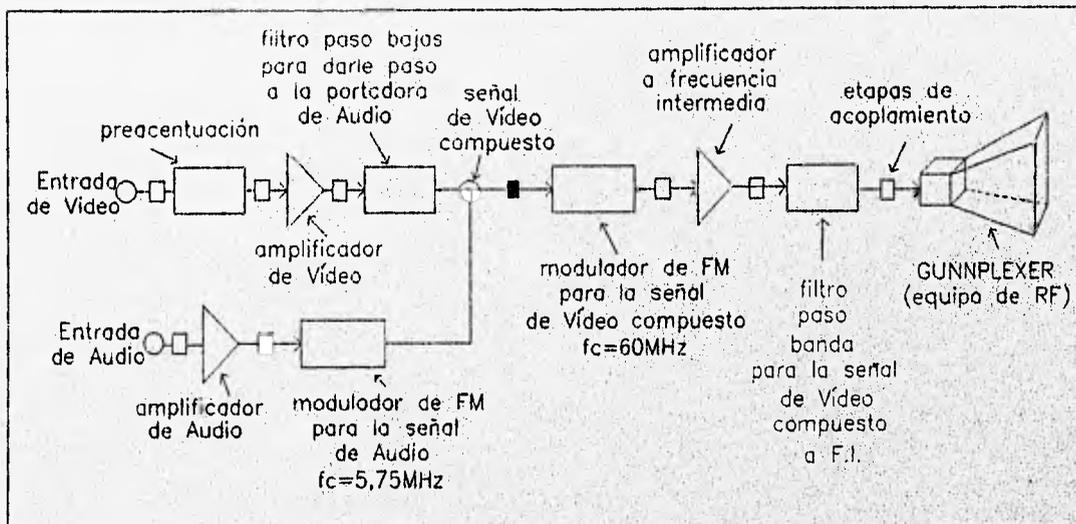


FIGURA 4.7.1. Diagrama a Bloques del Transmisor de Video Compuesto Incluyendo las Etapas de Acoplamiento.

Las diferentes impedancias de entrada y salida de las etapas que comprenden todo el sistema de transmisión son realmente difíciles de calcular, lo que se pretende en este trabajo de investigación y diseño es considerar la influencia del acoplamiento de impedancias para el buen funcionamiento del sistema; Es decir, la etapa más delicada del transmisor de video compuesto diseñado es precisamente la que tiene que ver con el acoplamiento de impedancias. El problema más frecuente en RF tiene que ver con la transferencia de energía entre las distintas etapas que forman un determinado sistema.

Debido a la dificultad para calcular las impedancias de entrada y salida de las distintas etapas, la determinación de éstas se realizará en forma experimental con un analizador de redes. Obteniendo con el analizador de redes los valores de impedancias de entrada y salida de todas las etapas se procederá al diseño de los circuitos acopladores. El diseño de circuitos acopladores depende del valor de la impedancia de salida y de la impedancia de entrada de las etapas que se desean acoplar y de la frecuencia de operación, y su diseño será semejante al presentado en el punto 4.6.1.3.

Es importante señalar que la prueba final de este sistema de comunicación se realizará una vez que se tenga diseñada y construida la etapa de recepción, la cual fue reservada a otro trabajo de investigación complementario a éste.

En el capítulo siguiente se presenta una descripción detallada del equipo GunnplexerTM de alto desempeño modelo MA87141-10, el cual se encargará de trasladar la señal de FM (vídeo compuesto a F.I.) a una frecuencia promedio de 10.25 GHz que será la frecuencia de transmisión a través del espacio libre.



Capítulo 5: Equipo de Radiofrecuencia Gunnplexer™ Transceiver "Front End"

5.1 INTRODUCCION

Los sistemas de comunicación se han visto muy beneficiados gracias al avance de equipos de radiofrecuencia y en especial de la serie de Gunnplexer™ transceivers de microondas. La relativa facilidad para establecer radioenlaces en línea de vista hace de este equipo uno de los más versátiles a nivel internacional para su uso en las microondas.

La mayoría de los radioenlaces en la banda de frecuencias de 10.0 a 10.5GHz (banda designada para radioaficionados y servicios especiales de socorro según el estándar norteamericano) esta operando con Gunnplexer™ transceivers. Algunas variantes en el modo de operación de este equipo se deben al tipo de modulación realizada, aunque cabe mencionar que la mayoría de los sistemas de comunicación contruidos con este equipo operan en FM.

El uso de este sistema es realmente variado, se pueden realizar transmisiones de audio, video, video compuesto y datos. Con algunos circuitos auxiliares es posible realizar la transferencia de datos de computadora a computadora; Es decir, es posible intercambiar cualquier tipo de software via microondas entre dos computadoras remotas. Esta última aplicación es de vital importancia ya que la transferencia de datos de computadora a computadora no esta legalizada para frecuencias más bajas; Sin embargo, a la frecuencia de operación de los Gunnplexer™ transceivers de microondas el espacio radioeléctrico puede ser usado para este tipo de aplicación.

El equipo Gunnplexer™ de microondas realiza una función esencial en la transmisión y recepción del video compuesto. En los Estados Unidos por ejemplo, el uso de este equipo hace posible la realización de teleconferencias y servicios auxiliares de comunicación, tal y como el que prestan algunos hospitales al mantener al paciente en contacto directo con sus familiares en el hogar a través de un radioenlace en línea de vista.

Por otro lado, éste equipo ha tenido una gran variedad de aplicaciones reales en sistemas de comunicación públicos y privados, algunos bancos mantienen la funcionalidad de su red de comunicación con equipos semejantes a éste. Algunas otras empresas ocupan este sistema como equipo auxiliar de transferencia de información.

Lo anterior sólo menciona algunos sistemas de comunicación en los que se involucra al equipo Gunnplexer™ de microondas como sistema principal de transmisión y recepción de información; Así mismo, el criterio de selección de este equipo para su utilización en la transmisión de vídeo compuesto se basó en los servicios que éste presta en la industria, en las universidades, en los centros de investigación, en servicios de socorro, etc. En realidad el uso que se le ha dado ha este equipo es múltiple y variado gracias a la diversidad existente del mismo.

5.2 DIODO GUNN

La parte central de este equipo esta diseñada con base en un diodo Gunn el cual se encarga de generar la oscilación requerida. Las microondas se generan cuando se hace circular una gran corriente sobre el dispositivo semiconductor. Un diodo Gunn es un diodo normal en la manera en que posee un ánodo y un cátodo, pero definitivamente no posee propiedades de rectificación. La aparición de este dispositivo de estado sólido en la década de los 60's marco la pauta en la ingeniería de microondas, la cual se vio enormemente beneficiada después de su creación en los laboratorios de la IBM.

La figura 5.2.1 muestra el corte transversal de una sección del material (Arsenuro de Galio - GaAs) con que esta hecho un diodo Gunn. La capa 1 es la región activa del dispositivo y su parte más delgada es la que determina la frecuencia de operación. Para una frecuencia de operación de 10GHz esta capa debe tener un espesor de $10\mu\text{m}$ (10^{-5} metros) y se le deben aplicar aproximadamente 3.3 Volts para lograr la oscilación deseada, para una frecuencia de operación de 16GHz la capa debe tener un espesor de $8\mu\text{m}$ y se le deben aplicar aproximadamente 2.6 Volts. La capa 2 representa la tierra de la región activa del semiconductor y esta diseñada para tener una baja resistencia y con esto prevenir la metalización evitando de esta forma dañar a la región N del diodo.

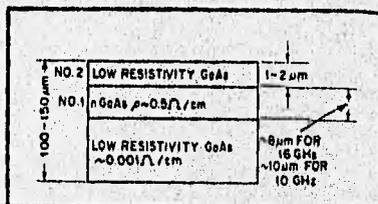


FIGURA 5.2.1. Sección Transversal de un Diodo Gunn.

La figura 5.2.2 muestra la relación existente entre la frecuencia de operación del diodo Gunn en función del espesor de la capa 1. La potencia de entrada al diodo debe ser de 20 a 50 veces la potencia de salida deseada, ya que la eficiencia en la conversión de DC a RF es del 2 al 5%. La frecuencia de resonancia del diodo Gunn tiene que considerar los efectos del encapsulado; Es decir, se deben considerar los efectos de las capacitancias e inductancias parásitas presentes en el encapsulado del diodo.

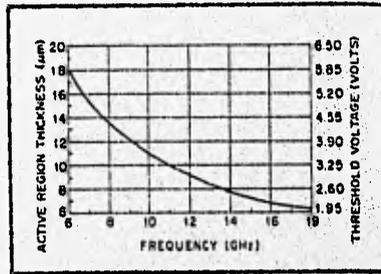


FIGURA 5.2.2. Frecuencia de Operación del Diodo Gunn en Función del Espesor de la Capa 1.

La figura 5.2.3 muestra el circuito eléctrico equivalente de un diodo Gunn, aunque cabe mencionar que componentes adicionales han sido sumados al modelo debido a los efectos parásitos del encapsulado. La figura 5.2.4 muestra el encapsulado físico de un diodo Gunn.

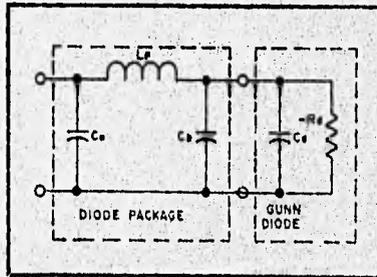


FIGURA 5.2.3. Circuito Eléctrico Equivalente de un Diodo Gunn.

Comúnmente un diodo Gunn puede suministrar potencias desde 15mW hasta 1Watt. Como se puede ver la potencia que suministra un diodo Gunn es demasiado baja, pero seguramente la potencia se incrementará en un futuro próximo debido al avance tecnológico que se esta generando en esta rama de la ingeniería.

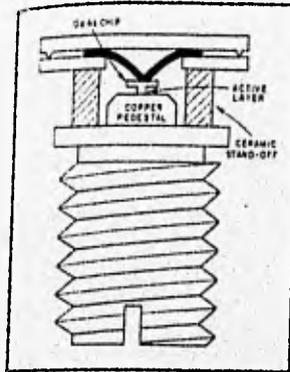


FIGURA 5.2.4. Encapsulado Físico de un Diodo Gunn.

La figura 5.2.5 muestra el diagrama de bloques de dos sistemas de transmisión que utilizan al diodo Gunn como dispositivo principal de generación de microondas. La figura 5.2.5 A) muestra una transmisión directa de FM, la cual emplea un diodo Varactor-Gunn para desviar la frecuencia fundamental (de la portadora) generada por él mismo; Es decir, el diodo Varactor-Gunn actúa como diodo Gunn para generar la oscilación requerida y como diodo Varactor para desviar la frecuencia y crear de esta forma lo que se conoce en las microondas como generación directa de FM. La figura 5.2.5 B) muestra un sistema de microondas en el cual un diodo Gunn es usado sólo como oscilador local.

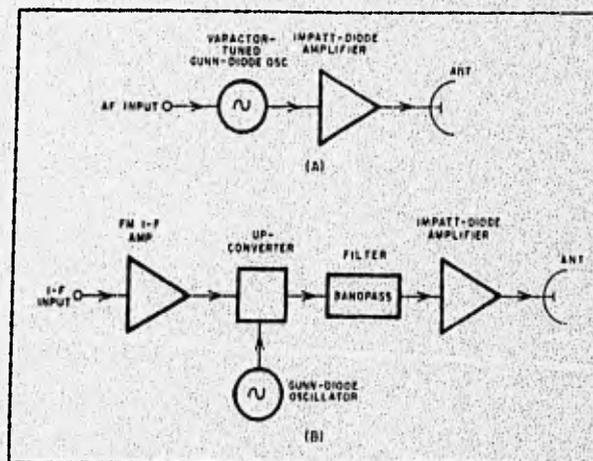


FIGURA 5.2.5. A) Diagrama de Bloques de un Transmisor de FM, B) Diagrama de Bloques de un Transmisor Convertidor de Subida.

En ambos circuitos un diodo amplificador IMPATT (impact avalanche transit time) es usado para amplificar la señal de microondas generada por el diodo Gunn, esta última etapa de amplificación es necesaria ya que la potencia que suministra el diodo Gunn es demasiado pobre (apenas unos cuantos miliwatts).

Es importante mencionar que para los diagramas de bloques de la figura 5.2.5 la señal de entrada debe ser una señal modulada en frecuencia.

5.3 DESCRIPCION DEL EQUIPO

La serie MA87141-10 de transceivers "Front End" (equipo que va al frente del sistema o en la parte superior) de alto desempeño operando en frecuencia modulada usando osciladores Gunn y diodos mezcladores Schottky han sido especialmente diseñados para operar en la banda de frecuencias que va de 10.0 a 10.5GHz (espacio radioeléctrico designado para los radioaficionados).

De acuerdo a la figura 5.3.1 la parte trasera de la unidad contiene un oscilador Gunn el cual se encarga de generar la señal de RF (microondas). El oscilador Gunn a menos que se den otras especificaciones funciona a 10.250GHz (aunque existen osciladores operando a otras frecuencias).

Cuando este equipo se distribuye en pareja una unidad es presentada a 10.250GHz y la otra a 10.280GHz, el hecho de contar con distintas frecuencias de transmisión es para realizar radioenlaces de tipo Full-Duplex (en ambos sentidos y al mismo tiempo). Un sintonizador varactor esta montado cerca del diodo Gunn, dicho diodo se encargara de desviar la frecuencia de RF una vez que la señal de 60MHz (voltaje de sintonización) haya sido aplicada.

La necesidad de trasladar la señal de video compuesto a una frecuencia intermedia de 60MHz radica precisamente en las características propias de sintonización del equipo.

Señales en frecuencia modulada (FM) incluyendo audio, video, o video compuesto pueden ser aplicadas a la entrada del sintonizador varactor. El diodo Gunn actúa simultáneamente como transmisor y como oscilador local con una porción de energía de aproximadamente 0.5mW. La figura de ruido del receptor es aproximadamente de 12dB dependiendo del equipo auxiliar usado.

Un circulador de ferrita ha sido integrado dentro de la guía de onda para aislar las funciones del transmisor y del receptor, ya que una de las principales ventajas de este equipo es su cualidad para soportar un radioenlace en línea de vista del tipo Full-Duplex; Esto es, una radiocomunicación de ida y vuelta en el mismo instante de tiempo.

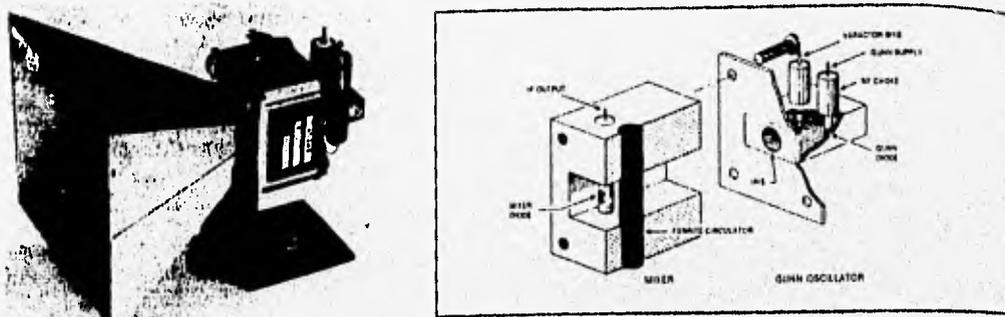


FIGURA 5.3.1. Equipo Gunnplexer™ de Microondas.

La figura 5.3.2 muestra un sistema de comunicación de tipo Full-Duplex usando Gunnplexer™ transceivers, sobre la figura se pueden apreciar las funciones del receptor y del transmisor y las frecuencias de operación de cada transceiver, así como el proceso de generación de ellas.

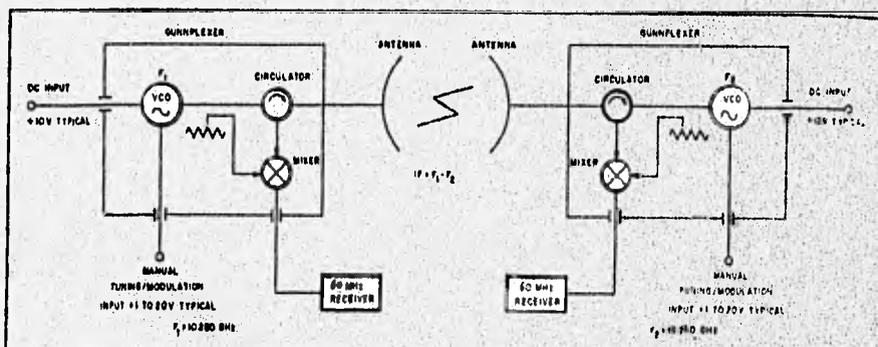


FIGURA 5.3.2. Sistema de Comunicación Tipo Full-Duplex Usando Gunnplexer™ Transceivers.

5.3.1 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL EQUIPO

Además de su gran calidad para realizar radioenlaces en línea de vista en los cuales la transmisión y la recepción pueden ser llevadas a cabo en el mismo instante de tiempo, el equipo cuenta con las siguientes características:

- ⚡ Bajo costo
- ⚡ Alta sensibilidad
- ⚡ Ensemble integrado (incluyendo diodo mezclador y circulador de ferrita)
- ⚡ Sintonizador electrónico
- ⚡ Alta realizabilidad de sistemas de comunicación y
- ⚡ Bajo voltaje de alimentación.

5.3.2 ESPECIFICACIONES Y REQUERIMIENTOS DEL EQUIPO

Las siguientes características eléctricas del equipo fueron tomadas de las hojas de especificaciones del fabricante, dichas características son considerando una temperatura ambiente de 25°C.

Frecuencia central de RF	10.250GHz
Sintonización mecánica	± 50MHz
Sintonización electrónica	60MHz Mínimo
Linealidad	1 a 40%
Estabilidad en frecuencia	-350KHz/°C Máximo
Potencia de RF vs Temp. y Voltaje de sintonización	6dB Máximo
Frecuencia de empuje	15MHz/V Máximo

TABLA 5.3.1. Especificaciones del Equipo.

* La frecuencia central de RF de la otra unidad se encuentra en 10.280GHz.

La frecuencia de empuje del equipo implica que para 60MHz de frecuencia intermedia, la señal de video compuesto (FM) aplicada al sintonizador varactor debe tener una amplitud mínima de 4Vpp, con esto se logrará sintonizar al Gunnplexer™ a 10.25GHz que será la frecuencia correcta de radiotransmisión.

Para la correcta operación del equipo de RF es necesario considerar los siguientes requerimientos de entrada:

Voltaje de polarización del diodo Gunn	de +8.0 a +10.0 V _{DC}
Máxima corriente de operación	500mA
Voltaje de sintonización	+1 a +20 Volts
Figura de ruido	<12dB

TABLA 5.3.2. Requerimientos de Entrada del Equipo.

5.3.3 POTENCIA DE SALIDA DE RF

El equipo Gunnplexer™ presenta una gran variedad de modelos que podrán ser usados dependiendo de la necesidad que se tenga, la siguiente tabla muestra la potencia típica de salida de algunos modelos que se encuentran disponibles en el mercado.

Modelo	Potencia de salida(mW)	
MA87127-1	10 mínima	15 típica
MA87127-2	20 mínima	25 típica
MA87127-3	35 mínima	40 típica
MA87141-10		100 típica

TABLA 5.3.3. Potencia de Salida de Algunos Modelos de Gunnplexers™.

El equipo utilizado en este sistema de comunicación es el modelo MA87141-10 de alto desempeño, el cual cuenta con una potencia típica de transmisión de 100mW. Esta potencia es suficiente para la transmisión de la señal de video compuesto según el cálculo del radioenlace presentado en el capítulo 3. Las características más importantes del radioenlace son la distancia y el ancho de banda, ya que si se desea transmitir a mayor distancia o incrementar el ancho de banda se tendrá que realizar de nueva cuenta el cálculo del radioenlace para determinar la potencia requerida.

El Gunnplexer™ también puede ser usado por radioaficionados (amateurs) persiguiendo el radioenlace en línea de vista como posible ruta. En este caso el usuario debe usar un preamplificador de F.I. de bajo ruido (para mejorar la relación señal a ruido), un receptor de banda angosta y antenas de alta ganancia, así como un modulador en frecuencia para generar la señal de alimentación. Las unidades se prestan para realizar receptores remotos para repetidoras que operen las 24 horas del día en las bandas VHF y UHF.

El equipo debe tener una fuente de poder y un modulador de FM por separado para funcionar adecuadamente. Se sugiere que el transceiver sea usado con antenas de corneta (MA-86551) de 17dB de ganancia, las cuales tienen un ancho de haz a potencia media de 30° en ambos planos (horizontal y vertical).

5.4 APLICACION EN LAS COMUNICACIONES (CONSIDERACIONES PRACTICAS DEL EQUIPO)

La capacidad asociada a transceivers "Front End" de microondas esta en función de las características del equipo usado, como la potencia de salida, la estabilidad en frecuencia y la figura de ruido. Se recomienda el uso de antenas de corneta, ya que la potencia efectiva radiada (ERP) es afectada por la ganancia de la antena en ambos extremos.

Es muy importante considerar las características de la señal recibida a F.I., en particular su relación señal a ruido y su ancho de banda, esto se requiere para desviar la señal de FM de tal forma que el ancho de banda a F.I. se cubra por completo; Es decir, que cualquier componente que se encuentre dentro de ese ancho de banda produzca una desviación en frecuencia. La figura 5.4.1 indica la distancia de operación en función del ancho de banda a frecuencia intermedia de un Gunnplexer™ con una potencia de salida de 15mW, se asume que en ambas terminales se están usando antenas de corneta que proporcionan una ganancia de 17dB. El intervalo mostrado en la figura indica el límite definido como el comienzo de recepción del mensaje inteligible (reproducibile), el intervalo indicado no permite márgenes bruscos de desvanecimiento del mensaje, ya que severos desvanecimientos dificultarán el proceso de demodulación o de recuperación de la señal en el extremo receptor. La potencia de salida también depende de la frecuencia de sintonización, para frecuencias de sintonización diferentes a 60MHz la potencia de salida no será la indicada en la tabla 5.3.3. Para cada caso se deben consultar las hojas de especificaciones del fabricante, en las cuales se describe la potencia de salida en función de la frecuencia de sintonización.

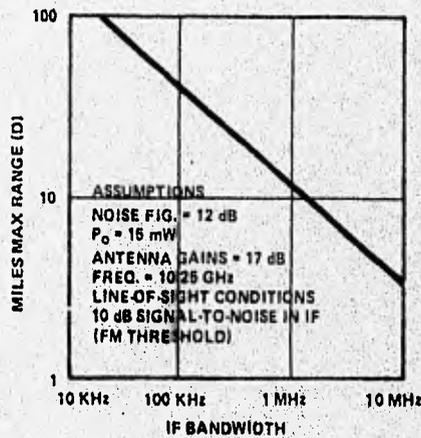


FIGURA 5.4.1. Distancia vs Ancho de Banda a F.I.

De acuerdo a la gráfica de la figura 5.4.1 se asume que un equipo con una potencia de salida de 100mW (el caso del modelo MA87141-10 de alto desempeño) podrá transmitir más información por portadora de RF y además a una mayor distancia.

Por convenciones prácticas se recomiendan distancias cortas dependiendo del ambiente que persista en el lugar en donde se realice el enlace, incluyendo precipitación pluvial u otros efectos como los descritos en el capítulo 2. Obviamente se puede proveer de antenas de alta ganancia que incrementen la distancia, pero estas son demasiado caras y su montaje también.

Teniendo dos unidades del equipo Gunnplexer™ "Front End" podemos realizar un enlace de microondas (tal y como lo requerimos en este proyecto). Las dos unidades operan con una razonable frecuencia intermedia (40, 60, 144MHz o más alta). Al mismo tiempo, una unidad funciona como transmisor y la otra como receptor convertidor de bajada.

La estabilidad de la frecuencia es necesaria para el buen funcionamiento de las unidades, por lo que en la mayoría de los casos es necesario algún tipo de control automático de frecuencia (AFC). Así mismo, es muy importante que el voltaje de sintonización aplicado sea el correcto, ya que un incorrecto voltaje de sintonización puede causar que el control automático de frecuencia se bloquee y deje de funcionar adecuadamente.

La siguiente figura indica la potencia necesaria para la recepción de la señal de acuerdo a las especificaciones del fabricante, en la figura se puede apreciar que la potencia no debe descender de -109dBm para considerar que la señal será recibida. Así mismo, la gráfica presenta la sensibilidad del equipo, ya que indica el valor que toma la relación portadora a ruido (C/N) de acuerdo a la distancia de transmisión.

Calculation chart to determine communications range at 10.250 GHz.

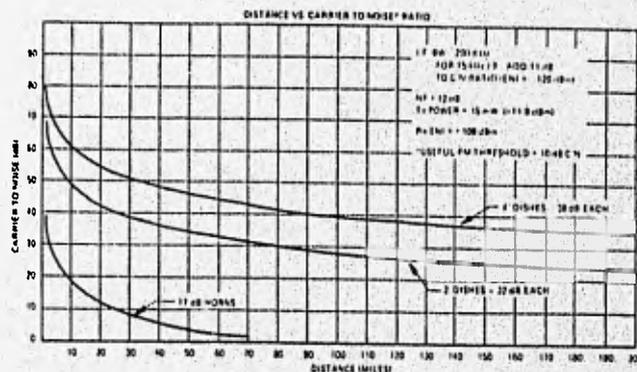


FIGURA 5.4.2. Distancia vs Relación Portadora a Ruido (Sensibilidad).

5.4.1 INTERFACE ENTRE EL MEZCLADOR Y LA ETAPA DE FRECUENCIA INTERMEDIA

Para obtener una figura de ruido óptima, el amplificador de frecuencia intermedia conectado a la salida del mezclador debe estar blindado. La unidad dispone de una carga resistiva de 1KΩ y de un diodo protector. El diodo protector se encarga de prevenir cualquier daño al diodo receptor y la resistencia de 1KΩ garantiza un regreso de corriente de directa para el diodo mezclador previniendo cualquier sobreflujo de corriente sobre dicho diodo.

Es posible obtener una figura de ruido de 10dB si se toman los cuidados descritos, aunque cabe mencionar que en muchos casos el diodo protector puede degradar la figura de ruido, es por eso que algunos sistemas que se encuentran en operación no tienen dicho diodo, ya que es preferible mantener la figura de ruido que proporcionar protección al diodo receptor.

La sensibilidad del receptor puede mejorar si se realiza un buen acondicionamiento del diodo mezclador hacia la interface de frecuencia intermedia. La figura de ruido del amplificador de frecuencia intermedia obviamente afectará también el funcionamiento del receptor, por lo que se sugiere construir un preamplificador de frecuencia intermedia usando un transistor MA-42001 (\$15.⁰⁰US) para aquellos que necesiten máxima sensibilidad.

5.4.2 CONTROL Y ESTABILIDAD DE LA FRECUENCIA DE OPERACION

La estabilidad en frecuencia del equipo es de -350KHz por grado centígrado; Esto quiere decir que la desviación de la frecuencia de operación será de 350KHz por grado centígrado. Si se considera lo anterior y además se toma en cuenta que en algunas regiones del país existen variaciones en la temperatura hasta de 25°C al día (el caso de la Cd. de México), la desviación presente en la frecuencia de operación será hasta de 8.75MHz. En algunas regiones montañosas del país se tienen cambios más bruscos en la temperatura; Por ejemplo, algunas zonas del estado de México presentan variaciones en su temperatura ambiente hasta de 10°C en sólo una hora, lo que significa una desviación sobre la frecuencia de operación de 3.5MHz. Obviamente estos cambios en la temperatura afectarán de gran forma al equipo; Por tal motivo, para mantener una óptima estabilidad de la frecuencia se requiere de un control automático de temperatura, el cual es relativamente fácil de construir con un termostato.

Algunos sistemas definitivamente necesitan de un control más sofisticado para reducir a lo máximo la desviación en frecuencia producida por la variación de la temperatura ambiente, es entonces cuando se requiere de un control automático de frecuencia (AFC). Un AFC tiene la gran ventaja de ajustar casi instantáneamente la frecuencia de operación a cualquier variación de la temperatura por mínima que sea, pero debido a la dificultad que presenta la implementación de este tipo de controles su precio en el mercado es demasiado alto.

Cabe mencionar que el equipo Gunnplexer™ cuenta con un control manual para ser ajustado a la frecuencia de sintonización requerida; Es decir, dicho control ajustará al equipo para que éste entregue una frecuencia de 60MHz, que se requiere para realizar el proceso de demodulación en el sitio receptor.

Finalmente, el sistema que se propone será analógico y gracias a la flexibilidad del mismo y a los antecedentes que se dejarán al concluir este proyecto, podrá implementarse uno digital que permita la transmisión de cualquier tipo de información.

CONCLUSIONES

La razón que nos hizo pensar que la radiopropagación es una buena opción para el enlace, se basa en el análisis de estos sistemas que se ha hecho en este trabajo de investigación.

La construcción del sistema para acondicionar las señales de audio y video al equipo de RF es un trabajo por demás delicado. Trabajar en este campo representa uno de los más grandes retos para la electrónica de nuestros días debido a las frecuencias con las que se esta operando.

El desarrollo de sistemas de comunicación para la transmisión de señales de audio y video cumple con la exigencia de proporcionar nuevos y mejores equipos de comunicación que permitan múltiples y variados servicios. La era de las Telecomunicaciones presenta un avance por demás fabuloso de sistemas y servicios, tal es el caso del sistema descrito a lo largo de este trabajo. Pertenecer a este mundo de posibilidades telecomunicativas es el compromiso que adquirimos los miembros de este proyecto y así seguirá siendo, ya que aún hay mucho sendero por recorrer en esta área de la ingeniería.

El uso del equipo conocido como GunnplexerTM nos brinda muchas posibilidades técnicas que cumplen con nuestras necesidades presentes y futuras, además de que se ajusta al espacio radioeléctrico disponible en el país. La Potencia, la figura de mérito y en general todas las características eléctricas del equipo son bastante adecuadas para este sistema.

Las antenas propuestas son las más indicadas para este proyecto ya que presentan las siguientes ventajas: poco tamaño, alta ganancia y bajo costo. Las antenas de corneta modelo MA-86551 de 17dB de ganancia con un ancho de haz a potencia media de 30° en ambos planos (horizontal y vertical) cumplen totalmente con las características buscadas.

Por otro lado, sabemos que los recursos principales en todo sistema de comunicación son el ancho de banda y la potencia de transmisión, por tal razón se tomo especial importancia en estos recursos y sobre todo en el ancho de banda, este último es demasiado grande debido a la modulación en frecuencia por la señal de video compuesto, lo cual produce una disminución en la distancia de operación y un incremento del ruido.

Ahora con certeza se puede afirmar que el problema más grande con el que nos enfrentamos en el diseño de equipos de radiofrecuencia es la transferencia de energía, prácticamente de un buen o mal acoplamiento de impedancias depende la funcionalidad de cualquier sistema de microondas; Por tal motivo, es importante señalar que se seguirá trabajando hasta lograr los acoplamientos óptimos en todo el sistema.

En cuanto a la frecuencia de operación, se eligió trabajar a una frecuencia de 10.25GHz para la transmisión y 10.28GHz para la recepción, en primer lugar, porque al realizar una investigación se encontró que no hay ningún radioenlace que maneje esas frecuencias que pueda interferir o que podamos interferir; Es decir, no hay ningún tipo de compatibilidad electromagnética en el sitio en donde se realizará el enlace. Además la construcción del equipo es un tanto más accesible, pues a frecuencias superiores se necesita equipo de medición e instrumentación más sofisticado y costoso con el que no contamos.

En segundo lugar, porque de acuerdo al Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias de México en relación al uso del espectro radioeléctrico para los servicios de radiocomunicación, editado por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes en el año de 1993, el espectro radioeléctrico para las frecuencias que se encuentran entre 10 y 10.5GHz esta designado para uso exclusivo de radioaficionados, lo que significa que no habrá ningún problema de carácter legal para realizar el enlace.

Cabe mencionar que en nuestros días es posible contar con un gran número de equipos de importación capaces de realizar enlaces de microondas a varios cientos de miles de kilómetros de distancia, realmente las técnicas a nivel mundial son diversas y en la mayoría de los casos bastante eficientes, más no por esto nos vamos a quedar exentos de toda posibilidad de desarrollo nacional en el área. De acuerdo a un estudio realizado, se encontró que diferentes organismos públicos y privados del país requieren de sistemas más eficientes de transmisión de información para hacer más competitiva a su empresa, esta inminente necesidad justifica en gran parte la realización de este proyecto, sin olvidar que el alcance de este sistema es unir a través de un radioenlace en línea de vista a las dos áreas de la Facultad de Ingeniería, el edificio principal que es donde se encuentra operando el circuito cerrado de televisión y la zona del anexo.

Finalmente, la experiencia sin lugar a dudas es el beneficio más grande que nos ha arrojado el trabajar con este proyecto de investigación y desarrollo. Es el momento de concluir lo que fue y seguirá siendo un reto para la electrónica, sin dejar de mencionar que a partir de este trabajo se realizarán en el Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería de la UNAM un gran número de desarrollos de sistemas de microondas en el futuro próximo.

BIBLIOGRAFIA

1. **Electronic Communication Techniques**
Second Edition
Paul H. Young, P.E.
Arizona State University
Macmillan Publishing Company
1990.
2. **The American Radio Relay League Handbook**
Seventy-First Edition
1994.
3. **Modern Electronic Communication**
Fourth Edition
Gary M. Miller
Monroe Community College
Rochester, New York
Prentice-Hall, Inc.
4. **Television Electronics Theory and Service**
Eight Edition
Milton Kiver
Milton Kaufman
Van Nostrand Reinhold Company.
5. **Televisión Practica y Sistemas de Vídeo**
Bernard Grob
Marcombo
1994.
6. **Electronic Communications Systems and Design**
Fundamentals Through Advanced
Tomasi Wayne
Prentice-Hall, Inc.
1994.
7. **Radio System Design for Telecommunications (1-100GHz)**
Radio Relay Systems-Design and Construction
Roger L. Freeman
A Wiley-Interscience Publication
1987.
8. **Reference Manual for Telecommunications Engineering**
Roger L. Freeman
A Wiley-Interscience Publication E.U.A.
1987.

9. **Communication Systems Design**
Line-of-Sight and Tropo-Scatter Systems
Panter Philip F.
Robert E. Krieger Publishing Company
1982.
10. **Telecommunication System Engineering**
Second Edition
Roger L. Freeman
Wiley-Series in Telecommunications
1989.
11. **Telecommunication Transmission Handbook**
Third Edition
Roger L. Freeman
Wiley-Series in Telecommunications
1991.
12. **Teoría Electromagnética Principios y Aplicaciones**
Cuarta Reimpresión
Carl T. A. Johnk
Limusa-Grupo Noriega Editores
1992.
13. **Electronic Communication Systems**
William Schweber
Prentice-Hall, Inc.
1991.
14. **Modern Digital and Analog Communication Systems**
First Edition
Lathi B.P.
California State University, Sacramento
CBS College Publishing
1986.
15. **RF Circuit Design**
Chris Bowick
SAMS
USA.
16. **Communication Circuits: Analysis and Design**
Kenneth K. Clarke
Donald T. Hess
Addison Wesley Publishing Company
1978.
17. **Modern Communication Circuits**
Smith, Jack
McGraw-Hill
1986.

18. **High-Frequency Amplifiers**
Carson, Ralph S.
Second Edition
Wiley-Interscience
1982.
19. **The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers**
Pieter L.D. Abrie
Artech House, Inc.
1985.
20. **Electronic Communications Modulation and Transmission**
Second Edition
Schoenbeck Robert J.
Macmillan Publishing Company
1992.
21. **Analogue Electronic Circuits and Systems**
First Published
Basak Amitava
University of Wales College of Cardiff
Cambridge University Press
1991.
22. **Fundamentals of Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits**
Berlin Howard M.
Getz Frank C. Jr.
Macmillan Publishing Co.
N.Y.
1992.
23. **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits**
Fourth Edition
Coughlin Robert F.
Driscoll Frederick F.
Prentice-Hall
1991.
24. **Electronic Principles**
Malvino, Albert Paul
McGraw-Hill
1986.
25. **Audio Handbook**
Bohn Dennis
Wright John
Page Ron
National Semiconductor
1977.

26. Motorola RF Device Data
Volume I, Volume II
Sixth Edition
Second Printing
Motorola Inc.
1991.
27. Quartz Crystal Products
Volume 10 Number 1
Fox Electronics
1986.
28. Transistors and Diodes Data Book
Sprague Electronic Company
1986.
29. Principles of Active Network Synthesis and Design
Daryanani, Gobind
Bell Telephone Laboratories
Wiley
1976.
30. The Design Center
Schematic Capture "User's Guide"
Circuit Analysis "User's Guide"
Circuit Analysis "Reference Manual"
Circuit Analysis "Application Notes Manual"
Microsim Corporation
V5.3
January 1993.
31. The Student Edition of Matlab
for MS-DOS Personal Computers
Ed. The MathWorks Inc.
Prentice Hall
1992.
32. Especificaciones del Equipo Varactor Gunnplexer™ Transceiver "Front End"
for Amateur Applications.
M/A-COM Semiconductor Products, Inc.
Burlington, Massachusetts.
33. Ley Federal de Radio y Televisión
Publicada en el Diario Oficial de la Federación el Martes 19 de Enero de 1960.
34. Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias de México
en Relación al Uso del Espectro Radioeléctrico
en Común Acuerdo con la Unión Internacional de Telecomunicaciones
de la Organización de las Naciones Unidas.
Editado por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes
1993.

35. **Ley Federal de Telecomunicaciones**
Publicada en el Diario Oficial de la Federación el Miércoles 7 de Junio de 1995.
36. **Reglamento de Telecomunicaciones relativo a la Ley de Vías Generales de Comunicación en Relación a lo Dispuesto en el Convenio Internacional de Telecomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones.**

Apéndice A

Programa en Matlab que Realiza la Simulación del Comportamiento del Cristal de Cuarzo

```
%Reactancia de un Cristal de Cuarzo en función de la Frecuencia
%5<R<50 [Ohms]

clg;
z=1;
L=0.055918; %valores típicos de un cristal de cuarzo a 6.144 MHz
C=0.012E-12;
K=0.7346E-12; %Co
a=6193870;
b=6194000;
d=30;
m=-5E6;
n=70E6;
v=[a b m n];
axis(v);

for F=a:d:b
    X=(-(1/(2*pi*F*K))*((F^2-(1/(4*(pi^2)*L*C)))/(F^2-(1/(4*(pi^2)*L))*((1/C)+(1/K)))));
    X(z)=X;
    W(z)=F;
    z=z+1;
end

j=1:(b-a)/d-1;
subplot(222), plot(W(j),X(j)),
ylabel('jXL [Ohms]');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
title('Reactancia en función de la Frecuencia');
grid;

z=1;
a=6142480;
b=6143600;
m=-300;
n=20;
d=120;
v=[a b m n];
axis(v);

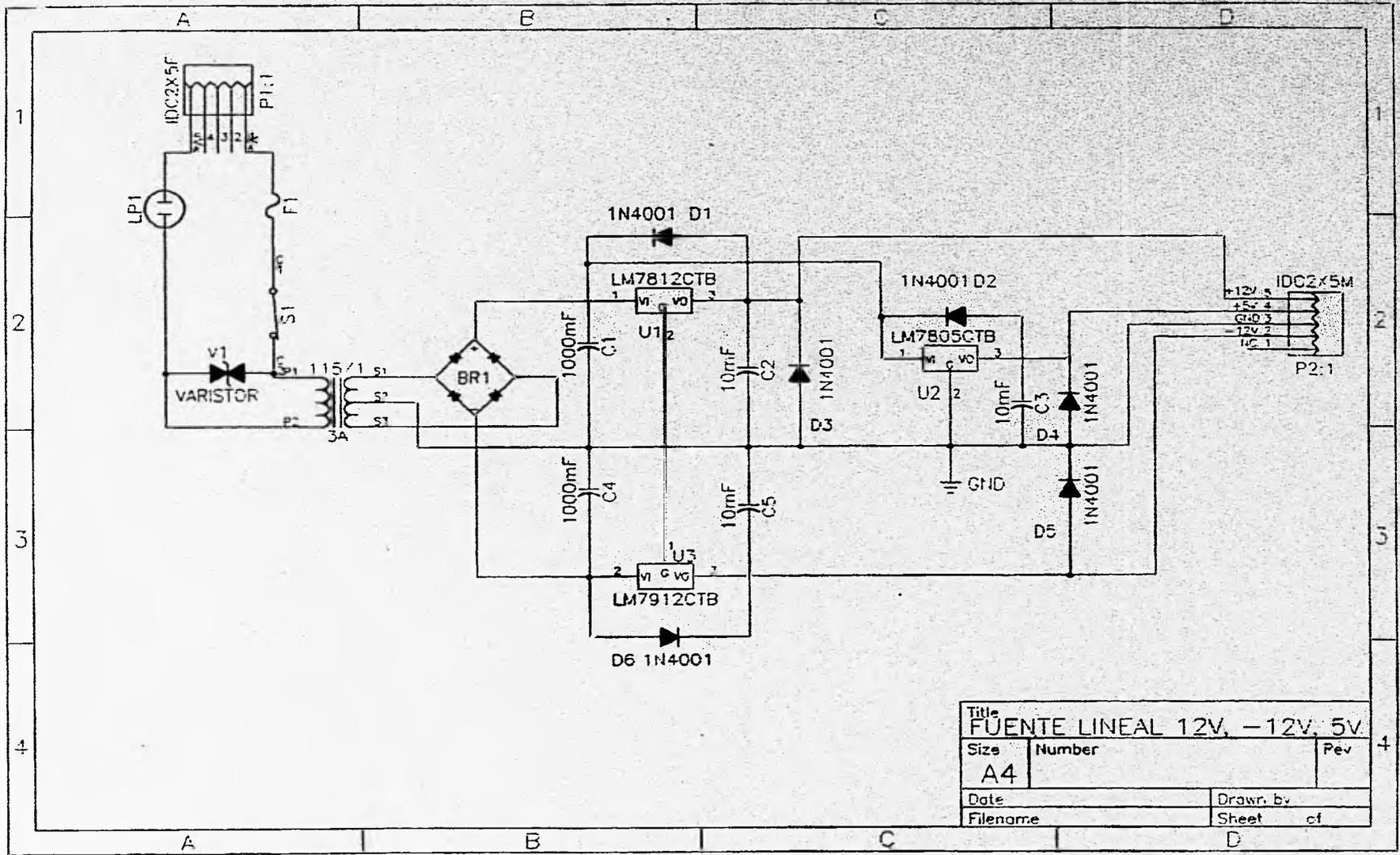
for F=a:d:b
    X=(-(1/(2*pi*F*K))*((F^2-(1/(4*(pi^2)*L*C)))/(F^2-(1/(4*(pi^2)*L))*((1/C)+(1/K)))));
    X(z)=X;
    W(z)=F;
    z=z+1;
end

j=1:(b-a)/d-1;
subplot(221), plot(W(j),X(j)),
xlabel('Frecuencia [Hz]');
ylabel('jXC [Ohms]');
title('Reactancia en función de la Frecuencia');
grid;

end
```

Apéndice B

Fuente Lineal 12V. -12V. 5V



Title		
FUENTE LINEAL 12V. -12V. 5V		
Size	Number	Pev
A4		
Date		Drawn. by
Filename		Sheet of

Apéndice C



MA-87127 Series

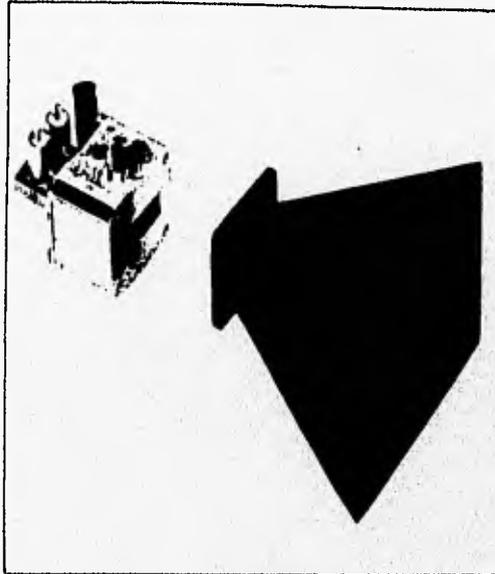
Varactor Tuned GunnplexerTM Transceiver "Front End"

for Amateur Applications

Description

The MA-87127 series of frequency modulated transceiver "front ends" using GUNN oscillators and Schottky mixer diodes has been specially designed to operate in the amateur 10.0 to 10.5 GHz band.

The rear portion of the unit consists of a GUNN oscillator which directly converts dc to RF energy. The oscillator, unless otherwise specified, is delivered preset at 10.250 GHz (oscillators preset to other frequencies are available on request). When supplied in pairs, one unit is preset at 10.250 GHz and the other unit is preset at 10.280 GHz. A tuning varactor is mounted close to the GUNN diode which will deviate the fundamental frequency typically 60 MHz when the proper tuning voltage is applied. FM, including both audio and video, can be applied to the tuning varactor input. In the front of the transceiver, a Schottky diode mixer is provided. The GUNN diode acts simultaneously as a transmitter and local oscillator with a portion of its energy (approximately 0.5 mW) being coupled to the mixer diode. The receiver noise figure is approximately 12 dB depending on auxiliary equipment used. A ferrite circulator has been integrated into the waveguide mount to isolate the transmitter and receiver functions.



Features

- LOW COST
- HIGH SENSITIVITY
- INTEGRATED ASSEMBLY
(INCLUDES MIXER DIODE &
CIRCULATOR)
- ELECTRONICALLY TUNABLE
- HIGH RELIABILITY
- LOW OPERATING VOLTAGE

M/A-COM Semiconductor Products, Inc.

Burlington, Massachusetts 01803 ☐ Telephone (617) 272-3000 ☐ TWX: 710-332-6789 ☐ Telex: 94-9464

Bulletin No. 7624G

Specifications @ $T_A = 25^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

RF Center Frequency	10.250 GHz ¹
Tuning	
Mechanical	± 50 MHz
Electronic	60 MHz Min.
Linearity	1 to 40%
Frequency Stability	-350 KHz/ $^\circ\text{C}$ Max.
RF Power vs	
Temperature and	
Tuning Voltage	6 dB max.
Frequency Pushing	15 MHz/V max.
Input Requirements	
DC GUNN Voltage	
Range	+ 8.0 to + 10.0 VDC ²
Maximum Operating	
Current	500 mA
Tuning Voltage	+ 1 to + 20 Volts
Noise Figure ³	< 12 dB
RF Output Power ¹	
Model	P out (mW)
MA-87127-1	10 min. 15 typ.
MA-87127-2	20 min. 25 typ.
MA-87127-3	35 min. 40 typ.

NOTES:

1. Tuning voltage set at 4.0 volts.
2. Operating voltage specified within this range on each unit.
3. 1.5 dB IF NF at 30 MHz.

Application Notes

TWO-WAY COMMUNICATIONS

It is anticipated that the primary application of the Gunnplexer "front end" will be for two-way communications (Figure A). For this application, two units, as previously described, are used with their carrier frequencies off-set to provide a reasonable IF (i.e., 30, 40, 144 MHz or higher). At any given time, one unit is used as a transmitter, and the other a receive-down converter. It should be noted that the frequency stability of the unit is such that in most cases, some sort of AFC is desirable. The purpose is to provide a corrective tuning voltage to keep the IF at a constant frequency. The units lend themselves well to relaying remote receivers to repeater sites at VHF, etc. all of which place a premium on RELIABLE 24 hour communications. At the other end of the scale these units may also be used by the amateur microwave DX enthusiast chasing records at straight line of sight, refractive and "ducting" paths. Here the user should use a low noise IF preamplifier, as narrow band receivers as possible, and high gain dish antennas. With 1 dB OMNI antennas the units also may be used as microwave beacons.

A separate power supply and FM modulator must be provided. It is suggested that the transceiver be used in conjunction with the MA-86551 (17 dB) horn antenna. The half power beamwidth in both planes is 30° . Alternate antennas are available.

PRACTICAL RANGE CONSIDERATIONS

The actual usable range of the Microwave Associates' transceiver "front end" is a function of the transceiver characteristics such as output power, frequency stability and noise figure; ERP as affected by the antenna gains at both ends, and equally important, the characteristics of the associated IF receiver (in particular its signal-to-noise ratio and bandwidth). In general, it is desirable to deviate the FM signal such that the available IF bandwidth is completely filled. The graph in Figure C indicates the MAXIMUM achievable range vs. IF bandwidth assuming a 17 dB horn at both ends. The range shown is at "threshold" with "threshold" defined as the beginning of reception of intelligible speech. The range indicated allows no fade margin. Severe fades will not only affect the "threshold" as defined above but could also cause the system AFC to "unlock". Conservative practice would indicate shorter ranges than indicated, depending on the environment, including rainfall, multipath affects, etc. Obviously, providing higher gain antennas will increase range but at the expense of increased costs both for the dishes and their stable mounts.

MIXER/IF INTERFACE

In order to achieve optimum noise figure and prevent undesired pick up, the IF amplifier connection to the IF output on the mixer should be shielded and be kept as short as possible. The unit is supplied with a 1,000 ohm load resistor and protective diode to prevent damage to the receiver diode. The 1,000 ohm resistor provides a dc return for the mixer diode. In actual experience, a noise figure as low as 10 dB is achievable if some care is taken. In most cases the protective diode should be removed since it can degrade noise figure. Actual measured impedance at 30 MHz is approximately 200 ohms. The impedance can vary from transceiver to transceiver; however, an improvement in receiver sensitivity will result if some effort is made to match the diode/IF interface. The noise figure of the IF preamp will obviously affect the performance of the receiver and for those who need maximum sensitivity, it is suggested that a separate IF preamplifier be constructed using an MA-42001 transistor. When operating with a standard 88-108 FM receiver, make sure that the antenna input is unbalanced.

ACHIEVING OSCILLATOR FREQUENCY STABILITY

Keeping an oscillator with a maximum drift of -350 KHz per degree centigrade centered in an IF bandwidth of, say, 200 KHz obviously requires some engineering ingenuity. The daily change in outside temperature can be as large as 25°C (8.75 MHz maximum) per day, but over periods of one hour, 10°C (3.5 MHz maximum) change would be unusual. In almost all cases, once the transceiver has reached thermal equilibrium with its environment, the changes are relatively graceful. The electronic tuning range, 60 MHz, allows adequate capacity to accommodate for the frequency shifts even when modulated with video.

Application Notes (Cont'd)

The frequency drift over a short period of time can usually be corrected by adjusting the varactor bias manually. For reliable, long-term use such as receiver remotes for a UHF/VHF repeater, the user may wish to consider more sophisticated approaches. The first is to reduce the amount of the drift by placing the transceiver in a temperature-controlled environment such as produced by a crude oven using a thermostatic-controlled heater or light bulb. The advanced experimenter may even wish to use proportional control. The second approach involves electronic automatic frequency control of which many variations are possible ranging from the most sophisticated, using combinations of a digital AFC/phase lock shown in Figure A, to the simple commercial FM receiver with AFC shown in Figure B. In both cases, one VCO is allowed to "float", and the frequency of the second is adjusted electronically to the first in such a manner to provide a constant intermediate frequency to the IF receiver.

In the first more sophisticated approach shown in Figure A, the IF is divided by N and a stable crystal oscillator, by N' and the phases of the two outputs compared at a frequency in a phase detector. The dc output of this detector is fed through an error amplifier to the varactor on the VCO. The audio input and loop centering controls are also shown. The shunting RC network allows the modulation frequencies to bypass the error amplifier. In the event that the unit breaks "lock", some users may wish to design a "search" mode into the AFC loop. The second, using the traditional analogue approach, is shown in Figure B and utilizes a 88-108 MHz standard FM broadcast receiver of good quality as the IF. This receiver must be modified to disable the AFC control on the internal LO, and to transfer AFC control to the GUNN oscillator. This AFC voltage, when combined with the

manual tuning control and the audio modulation, is applied to the tuning varactor of the VCO. The second transceiver also uses an FM receiver for an IF. However, in this case, no modification is necessary since the second VCO is not AFC controlled but it must be tuned initially to the same frequency as the first FM receiver. This system allows the user to correct manually either with the manual tuning control of the varactor power supply or by the frequency control of the FM receiver. The user is cautioned to place the VCO with the AFC control on the correct frequency side of the other VCO so that the frequency corrections converge rather than diverge. In actual practice, some on-the-air "tweakling" of the manual controls will be necessary to ensure that units center in the IF pass and the AFC "locks up".

RADAR

A single transceiver can be used as an FM doppler radar. When the varactor diode is modulated, the reflected received signal provides an audio/video IF signal which has a frequency proportional to the velocity of the object moving toward or away from the transceiver, plus the round trip time frequency deviation. The round trip time frequency deviation contains the target range information. Intended applications include distance measurement, speed measurement, direction monitoring and intrusion alarms. For further information on this application, write for the Microwave Associates' brochure entitled "Microwave Components for Motion Detection".

OTHER FREQUENCIES

GUNN oscillators are available at other frequencies ranging from 6 GHz to 94 GHz. A transceiver similar to that described in this brochure is also available in the amateur 24 GHz band. Ask for MA87820, K-Band Gunnplexer.

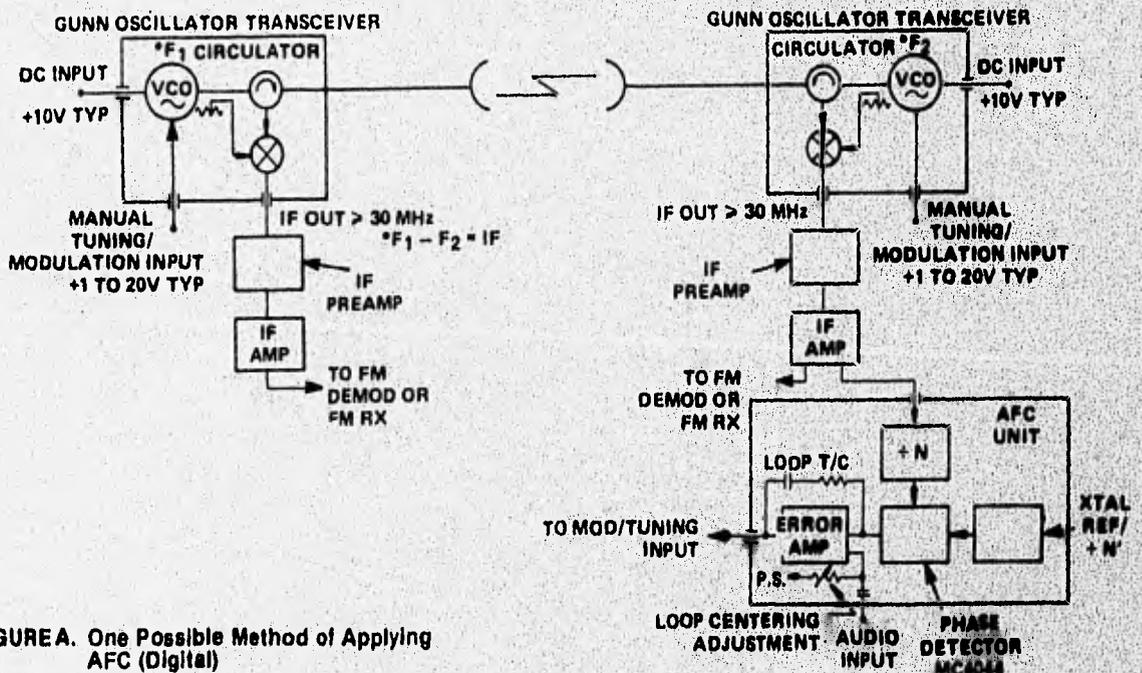


FIGURE A. One Possible Method of Applying AFC (Digital)

Application Notes (Cont'd)

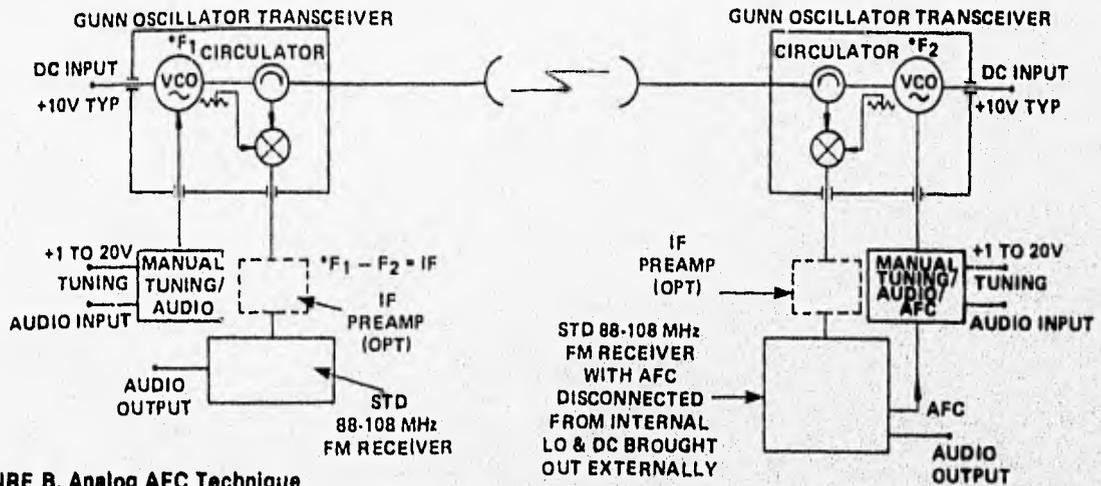


FIGURE B. Analog AFC Technique

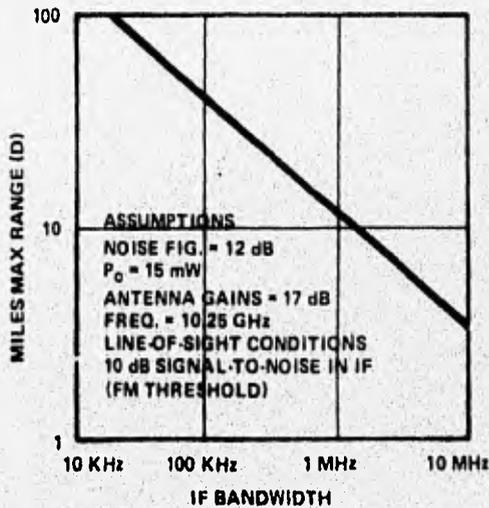
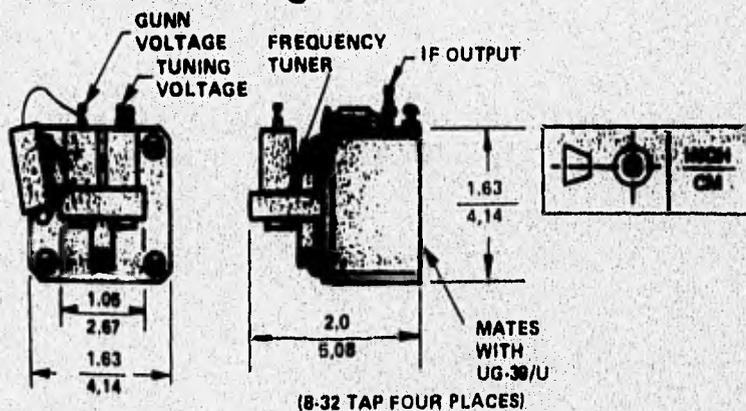


FIGURE C.

Outline Drawing



Operating Temperature -30° to $+70^{\circ}$ C

Exclusive U. S. Distributor:

Advanced Receiver Research

P. O. Box 1242
Burlington, CT 06013
Telephone: (203) 485-0310

All specifications are subject to change without notice.

485 Printed in U.S.A.

M/A-COM Semiconductor Products, Inc. Burlington, MA 01803 • Telephone (617) 272-3000 • TWX: 710-332-6769 • TELEX: 94-9444

Ar² COMMUNICATIONS

PRODUCTS

Features:



- Typical frequency coverage 10.235 - 10.295 GHz
- Full duplex operation
- Internal Gunnplexer for portable operation
- Gunnplexer removable for tower mounting in fixed location service
- Powered by 13 volts dc nominal at 250 mA (for 10 mW Gunnplexer)
- Standard 30 MHz i-f
- Compatible with any 30 MHz i-f Gunnplexer systems
- 10-turn potentiometer controlled VCO tuning
- 220 kHz ceramic i-f filter
- Dual polarity afc
- Rugged two-tone grey enclosure
- Available in 10, 20 and 35 mW versions
- Full one-year warranty
- All units supplied with frequency tuning voltage calibration
- Tripod mounting ring on bottom of enclosure

The model TR10GA 10 GHz Gunnplexer transceiver is a complete, ready to use, communications system for fm voice and cw operation. A power supply capable of delivering 13 volts dc at 250 mA (for a 10 mW Gunnplexer version), microphone, and headphones and/or loudspeaker are the only additional items needed for operation. The heart of the transceiver is a Gunnplexer which is manufactured by Microwave Associates Inc. of Burlington, Massachusetts. TR10GA transceivers may be purchased with or without the Gunnplexer. Purchased with the Gunnplexer, it is installed in the TR10GA with its 17 dB horn antenna protruding from the rear panel of the transceiver. Configured this way, the one package assembly is ideal for portable operation. The TR10GA is designed so that the Gunnplexer can be removed from the transceiver and be remotely mounted to a tower or similar structure or attached to a 2 or 4 foot parabolic antenna. Three shielded cables (such as RG-58/U) are required to connect the Gunnplexer to the remote Gunnplexer connectors (female BNC) on the rear panel of the TR10GA. Installed in this manner, the Gunnplexer/horn or parabolic dish assembly can be mounted on a fixed or rotatable mast above any surrounding obstacles and the TR10GA is then placed indoors at some convenient location. This two package assembly is best suited for fixed station use.

TR10GA Gunnplexer transceivers are frequency tuned by adjustment of the Gunnplexer varactor diode voltage. The main tuning dial drives a 10-turn potentiometer which controls this varactor diode voltage. Frequency readout is indicated as varactor tuning voltage as displayed on the tune/center meter. TR10GA Gunnplexer transceivers use a 30-MHz i-f receiver system. For two Gunnplexer equipped stations to be in communications, each must use the same i-f. 30 MHz has become the standard i-f in the U.S. with 10.250 and 10.280 as standard

Advanced
Receiver
Research

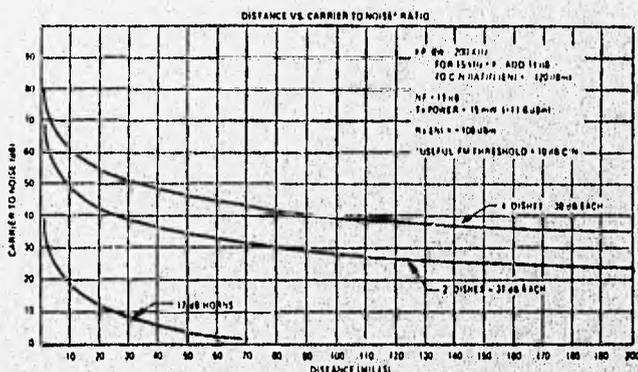
operating frequencies. The TR10GA is calibrated so that 10.250 GHz occurs at a tuning voltage of approximately 3 volts. 10.280 occurs at a tuning voltage of approximately 7 volts. Every TR10GA is supplied with frequency/voltage calibration information for these two frequencies. Calibrations are made at room temperature and since the Gunnplexer has a -350 kHz/degree C temperature coefficient some discrepancy between frequency and tuning voltage may occur. Fortunately, in practice, when operating in all but the most extreme temperatures the 10.250 and 10.280 frequencies of operation will be indicated within approximately 1 volt of the appropriate meter reading.

Frequency stability of the TR10GA is a function of the Gunnplexer VCO (voltage controlled oscillator) stability. The VCO is essentially a temperature compensated free running oscillator and requires some form of frequency control. TR10GA transceivers use a dual polarity afc system which frequency locks one unit to another. A dual polarity afc system is used as one TR10GA may be operated either above or below the frequency of the second unit thereby requiring opposite sense afc.

One of the more interesting features of the TR10GA Gunnplexer transceiver is full duplex capability. Full duplex means that each station may transmit and receive simultaneously, much like communications over a telephone system.

The TR10GA Gunnplexer transceiver is supplied with a detailed instruction manual which includes sections on using the TR10GA, frequency of operation, signal propagation at 10 GHz, theory of operation, alignment and a complete schematic diagram. A copy of this manual is available on request. All Advanced Receiver Research products carry a full one year warranty.

Calculation chart to determine communications range at 10.280 GHz.



Specifications:

Tuning range: 10.235 - 10.295 GHz typical; **Power output:** 10 mW, 20 mW or 35 mW nominal. Depends on type of Gunnplexer installed in TR10GA; **I-f bandwidth at -3 dB:** 220 kHz; **I-f bandwidth at -50 dB:** 700 kHz; **System noise figure:** 12 dB typical; **Tuning meter reading for 10.250 GHz:** 3 volts \pm temperature coefficient shift; **Tuning meter reading for 10.280 GHz:** 7 volts \pm temperature coefficient shift (All units supplied with frequency/tuning voltage calibration); **Signal level for S9 meter reading:** 30 μ V; **Audio output:** 2.5 watts into an 8-ohm load; **Supply voltage:** 13 volts dc nominal (12 - 16 volts); **Supply current:** 250 mA, 400 mA, 550 mA for 10 mW, 20 mW and 35 mW units respectively; **Dimensions:** (HWD) 4 1/2 x 7 x 8 inches excluding horn antenna, 4 1/2 x 7 x 10 1/2 including horn antenna; **Weight:** 2 pounds, 10 ounces.

Note: The Gunnplexer may be remotely mounted and connected to the TR10GA through three lengths of coaxial cable. Although the Gunn diode and varactor lines carry only dc and low-level audio signals, shielded cable is a must as even small voltage pickups can produce undesirable modulating voltages. In cases of severe pickup, small rf chokes may be required directly at the Gunnplexer Gunn diode and varactor connections. Lengths of cable of up to several hundred feet between the Gunnplexer and the TR10GA have been used with no problems. For long I-f connection runs it may be desirable to install a 30 MHz preamplifier (such as the PGP30VD) at the Gunnplexer to prevent the long cable run from adversely affecting the system noise figure.

Advanced Receiver Research

P.O. Box 1242
Burlington, CT 06013

(203) 584-0778

New Gunnplexer & Gunn Oscillator Information

Gunnplexer Search and Lock: SL81VD

- Detects loss of received signal, sweeps predetermined range and relocks to signal
- Adjustable start frequency and sweep range
- Easily installed in TR10GA
- Designed for use with RXMR30VD
- Assembled and tested 1 1/4" x 3" module

High-Performance 10 GHz Gunnplexers:

- 100 mW power output
MA87108-10 100 mW Oscillator & Varactor
MA87127-10 100 mW Transceiver Assembly
- MA87141-10 Two (2) 100 mW Transceiver & Horn Antenna
- 250 mW Availability to be announced

24 GHz Gunnplexers:

- Frequency 24.125 GHz
- Mechanical Tuning ± 50 MHz
- Electronic Tuning 60 MHz min.
- Operating Voltage (Gunn) 6.0 VDC
- Operating Current (Gunn) 650 mA max.
- Operating Voltage (Varactor) 0 to +15 VDC
- Frequency Stability 500 kHz/°C max.
- Noise Figure 12 dB max.
- Power Output 25 mW typical
- Operating Temperature -30° to +70°C
- MA87820 25 mW Transceiver & Horn Antenna
- MA87820-4 Two (2) 25 mW Transceiver & Horn Antenna

Mechanically tuned Gunn Oscillators and Antennas:

- MA86651D 100 mW X-Band Oscillator
- MA86551 X-band Horn Antenna
- MA86791 40 mW K-Band Oscillator
- MA86791-M15 100 mW K-Band Oscillator
- MA86552 K-Band Horn Antenna
- Used in Remote Systems ECM radar calibrator

Advanced Receiver Research

PRICE LIST — AMATEUR/GUNNPLEXO

P. O. Box 1242
Burlington, CT 06013

Telephone: (203) 485-0310, 485-0311, 582-9409, 584-0776

This Price Sheet effective 11/88. Prices subject to change without notice.

BPAXXXVD	\$ 54.95	MML28VD		P1-30/20VD/NC	\$ 22.95
DD87141-1	\$ 13.00	MML28VDG	209.95	PGP30VD/NC	19.95
DG87141-1	32.50	MML50VD		PWR01VD	\$ 32.95
DG87141-2	39.00	MML50VDG	209.95	R50VDA	\$ 119.95
DG87141-3	52.00	MML136VD		R136VDA	129.95
DG87141-10	65.00	MML136VDA	209.95	R144VDA	129.95
DV87141-1	28.00	MML136VDG		R220VDA	129.95
		MML144VD		R432VDA	
GPMN30VD	\$ 4.25	MML144VDA	209.95		
		MML144VDG			
MA86551	\$ 20.00	MML220VD			
MA86552	29.00	MML220VDA	209.95	RXMR30VDA	139.95
MA86555	284.00	MML220VDG		SL81VD	\$ 49.95
MA86556	446.00	MML432VD		SP28VD	\$ 59.95
MA87108-1	141.60	MML432VDA	209.95	SP50VD	59.95
MA87108-2	191.60	MML432VDG		SP50VDG	109.95
MA87108-3	231.60			SP144VD	59.95
MA87108-10	271.60	P28VD	\$ 29.95	SP144VDA	87.95
MA87127-1	165.60	P28VDG	79.95	SP144VDG	109.95
MA87127-2	235.60	P50VD	29.95	SP220VD	59.95
MA87127-3	265.60	P50VDG	79.95	SP220VDA	87.95
MA87127-10	335.60	P136VD	29.95	SP220VDG	109.95
MA87141-1	331.20	P136VDA	37.95	SP432VD	82.95
MA87141-2	471.20	P136VDG	79.95	SP432VDA	79.95
MA87141-3	571.20	P144VD	29.95	SP432VDG	109.95
MA87141-10	671.20	P144VDA	37.95		
MA87820	369.60	P144VDG	79.95	TR16GA-10mW	499.95
MA87820-4	739.20	P220VD	29.95	TR16GA-20mW	549.95
		P220VDA	37.95	TR16GA-35mW	609.95
		P220VDG	79.95	TR16GA-100mW	669.95
		P432VD	32.95	TR16GA	
		P432VDA	49.95	w/o Gunnplexer	299.95
		P432VDG	79.95	TR24GA-25mW	699.95
				TRS84VD	\$ 55.95
MM28VD	\$274.95	P1-30/20VD	\$ 32.95		
MM28VDG	324.95	PGP30VD	29.95		
MM50VD	274.95				
MM50VDG	324.95	P28VD/NC	\$ 19.95		
MM136VD	274.95	P28VDG/NC	69.95		
MM136VDA	282.95	P50VD/NC	19.95		
MM136VDG	324.95	P50VDG/NC	69.95		
MM144VD	274.95	P136VD/NC	19.95		
MM144VDA	282.95	P136VDA/NC	27.95		
MM144VDG	324.95	P136VDG/NC	69.95		
MM220VD	274.95	P144VD/NC	19.95		
MM220VDA	282.95	P144VDA/NC	27.95		
MM220VDG	324.95	P144VDG/NC	69.95		
MM432VD	277.95	P220VD/NC	19.95		
MM432VDA	294.95	P220VDA/NC	27.95		
MM432VDG	324.95	P220VDG/NC	69.95		
MMXXX		P432VD/NC	22.95		
w/o preamp	244.95	P432VDA/NC	39.95		
		P432VDG/NC	69.95		

Note:
NC-Denotes no case or
connectors

PLAM 100 11/88

Apéndice D

A Horn Antenna for 10 GHz

The horn antenna is the easiest antenna for the beginner on 10 GHz to construct. It can be made out of readily available flat sheet brass. Because it is inherently a broadband structure, minor constructional errors can be tolerated. The one drawback is that horn antennas become physically cumbersome at gains over about 25 dB, but for most line-of-sight work this much gain is rarely necessary. This antenna was designed by Bob Atkins, KA1GT, and appeared in *QST* for April and May 1987.

Horn antennas are usually fed by waveguide. When operating in its normal frequency range, waveguide propagation is in the TE_{10} mode. This means that the electric (E) field is across the short dimension of the guide and the magnetic (H) field is across the wide dimension. This is the reason for the E-plane and H-plane terminology shown in Fig 65.

There are many varieties of horn antennas. If the waveguide is flared out only in the H-plane, the horn is called an H-plane sectoral horn. Similarly, if the flare is only in the E-plane, an E-plane sectoral horn results. If the flare is in both planes, the antenna is called a pyramidal horn.

For a horn of any given aperture, directivity (gain along the axis) is maximum when the field distribution across the aperture is uniform in magnitude and phase. When the fields are not uniform, side lobes that reduce the directivity of the antenna are formed. To obtain a uniform distribution, the horn should be as long as possible with minimum flare angle. From a practical point of view, however, the horn should be as short as possible, so there is an obvious conflict between performance and convenience.

Fig 66 illustrates this problem. For a given flare angle and a given side length, there is a path-length difference from the apex of the horn to the center of the aperture (L), and from the apex of the horn to the edge of the aperture (L'). This causes a phase difference in the field across the aperture, which in turn causes formation of side lobes, degrading directivity (gain along the axis) of the antenna. If L is large this difference is small, and the field is almost uniform. As L decreases however, the phase difference increases and directivity suffers. An optimum (shortest possible) horn is constructed so that this phase difference is the maximum allowable before side lobes become excessive and axial gain markedly decreases.

The magnitude of this permissible phase difference is different for E-plane and H-plane horns. For the E-plane horn, the field intensity is quite constant across the aperture. For the H-plane horn, the field tapers to zero at the edge. Consequently, the phase difference at the edge of the aperture in the E-plane horn is more critical and should be held to less than 90° ($\frac{1}{4} \lambda$). In an H-plane horn, the allowable phase difference is 144° (0.4λ). If the aperture of a pyramidal horn exceeds one wavelength in both planes, the E-plane and H-plane patterns are essentially independent and can be analyzed separately.

The usual direction for orienting the waveguide feed is

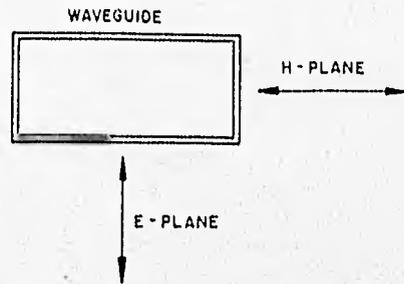


Fig 65—10-GHz antennas are usually fed with waveguide. See text for a discussion of waveguide propagation characteristics.

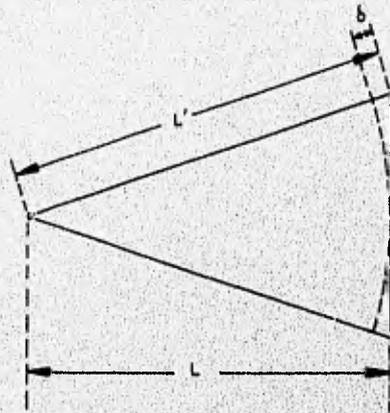


Fig 66—The path-length (phase) difference between the center and edge of a horn antenna is δ .

with the broad face horizontal, giving vertical polarization. If this is the case, the H-plane sectoral horn has a narrow horizontal beamwidth and a very wide vertical beamwidth. This is not a very useful beam pattern for most amateur applications. The E-plane sectoral horn has a narrow vertical beamwidth and a wide horizontal beamwidth. Such a radiation pattern could be useful in a beacon system where wide coverage is desired.

The most useful form of the horn for general applications is the optimum pyramidal horn. In this configuration the two beamwidths are almost the same. The E-plane (vertical)



Fig 67—This pyramidal horn has 18.5 dBi gain at 10 GHz. Construction details are given in the text.

beamwidth is slightly less than the H-plane (horizontal), and also has greater side lobe intensity.

Building the Antenna

A 10-GHz pyramidal horn with 18.5 dBi gain is shown in Fig 67. The first design parameter is usually the required gain, or the maximum antenna size. These are of course related, and the relationships can be approximated by the following:

$$L = \text{H-plane length } (\lambda) = 0.0654 \times \text{gain} \quad (\text{Eq 1})$$

$$A = \text{H-plane aperture } (\lambda) = 0.0443 \times \text{gain} \quad (\text{Eq 2})$$

$$B = \text{E-plane aperture } (\lambda) = 0.81 A \quad (\text{Eq 3})$$

where

gain is expressed as a *ratio*; 20 dB gain = 100

L, A and B are dimensions shown in Fig 68

From these equations, the dimensions for a 20 dB gain horn for 10.368 GHz can be determined. One wavelength at 10.368 GHz is 1.138 inches. The length (L) of such a horn is $0.0654 \times 100 = 6.54 \lambda$. At 10.368 GHz, this is 7.44 inches. The corresponding H-plane aperture (A) is 4.43λ (5.04 inches), and the E-plane aperture (B), 4.08 inches.

The easiest way to make such a horn is to cut pieces from brass sheet stock and solder them together. Fig 68 shows the dimensions of the triangular pieces for the sides and a square piece for the waveguide flange. (A standard commercial waveguide flange could also be used.) Because the E-plane and H-plane apertures are different, the horn opening is not square. Sheet thickness is unimportant; 0.02 to 0.03 inch works well. Brass sheet is often available from hardware or hobby shops.

Note that the triangular pieces are trimmed at the apex

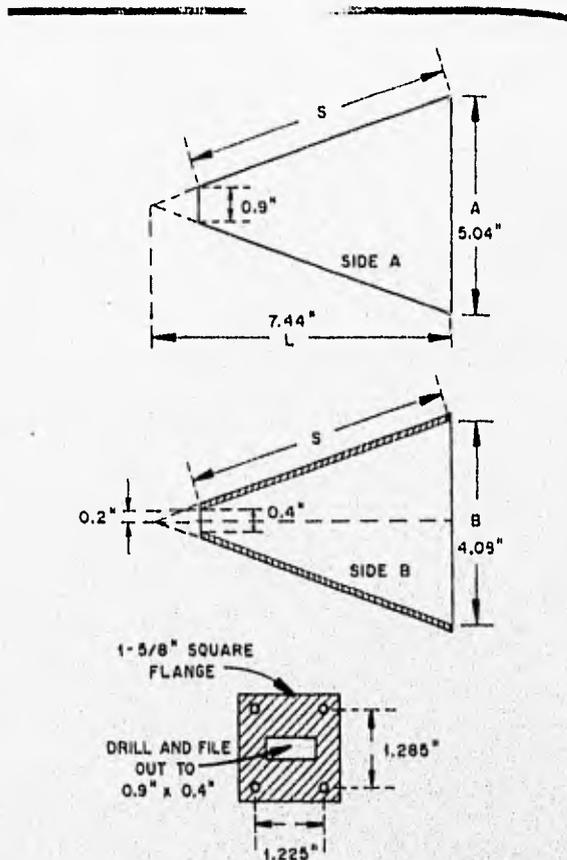


Fig 68—Dimensions of the brass pieces used to make the 10-GHz horn antenna. Construction requires two of each of the triangular pieces (side A and side B).

to fit the waveguide aperture (0.9 × 0.4 inch). This necessitates that the length, from base to apex, of the smaller triangle (side B) is shorter than that of the larger (side A). Note that the length, S, of the two different sides of the horn must be the same if the horn is to fit together! For such a simple looking object, getting the parts to fit together properly requires careful fabrication.

The dimensions of the sides can be calculated with simple geometry, but it is easier to draw out templates on a sheet of cardboard first. The templates can be used to build a mock antenna to make sure everything fits together properly before cutting the sheet brass.

First, mark out the larger triangle (side A) on cardboard. Determine at what point its width is 0.9 inch and draw a line parallel to the base as shown in Fig 68. Measure the length of the side S; this is also the length of the sides of the smaller (side B) pieces.

Mark out the shape of the smaller pieces by first drawing

a line of length B and then constructing a second line of length S. One end of line S is an end of line B, and the other is 0.2 inch above a line perpendicular to the center of line B as shown in Fig 68. (This procedure is much more easily followed than described.) These smaller pieces are made slightly oversize (shaded area in Fig 68) so you can construct the horn with solder seams on the outside of the horn during assembly.

Cut out two cardboard pieces for side A and two for side B and tape them together in the shape of the horn. The aperture at the waveguide end should measure 0.9×0.4 inch and the aperture at the other end should measure 5.04×4.08 inches.

If these dimensions are correct, use the cardboard templates to mark out pieces of brass sheet. The brass sheet should be cut with a bench shear if one is available, because scissors type shears tend to bend the metal. Jig the pieces together and solder them on the *outside* of the seams. It is important to keep both solder and rosin from contaminating the inside of the horn; they can absorb RF and reduce gain at these frequencies.

Assembly is shown in Fig 69. When the horn is completed, it can be soldered to a standard waveguide flange, or one cut out of sheet metal as shown in Fig 68. The transition between the flange and the horn must be smooth. This antenna provides an excellent performance to cost ratio (about 20 dB gain for about five dollars in parts).

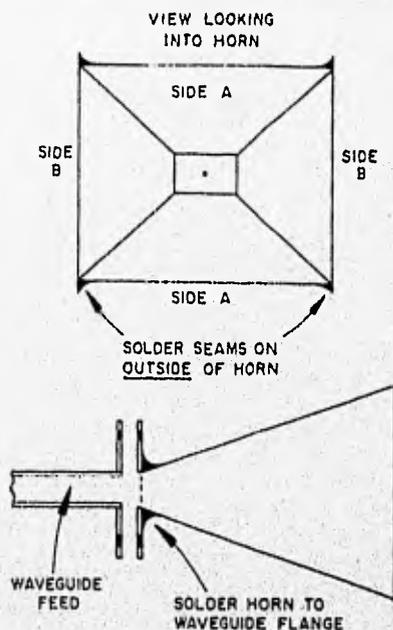


Fig 69—Assembly of the 10-GHz horn antenna.

Apéndice E

**SECRETARIA DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTES
SUBSECRETARIA DE COMUNICACIONES Y DESARROLLO
TECNOLOGICO**

CUADRO NACIONAL DE ATRIBUCION DE FRECUENCIAS

PROLOGO

La creciente expansión de las actividades económicas, sociales, culturales y científicas del México moderno, requieren, cada vez más, de la utilización de los servicios de la radiocomunicación.

Esos servicios, han experimentado un rápido desarrollo en todo el orbe; lo cual ha conducido a establecer los mecanismos para utilizar, de manera óptima, el espectro radioeléctrico, cuyo conjunto de bandas de frecuencia se organizan en el presente "**Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias de México**".

Este ordenamiento, se hace necesario para encauzar, de manera planificada, los distintos servicios de radiocomunicación que ofrece el país a los usuarios nacionales* y en la coordinación con otros países.

La existencia de este documento, es complementario del Marco Regulatorio Nacional, expresado en el Reglamento de Telecomunicaciones, y responde, asimismo, al convenio que nuestro país tiene con la Unión Internacional de Telecomunicación de la Organización de las Naciones Unidas.

La Secretaría de Comunicaciones y Transportes, al dar a conocer a la sociedad este cuadro nacional, brinda la oportunidad de un adecuado manejo de los sistemas de radiocomunicación en todo el país.

Secretario de Comunicaciones y Transportes

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

1. GENERALIDADES

Este documento presenta el Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias de México, que en lo sucesivo se denominará "CUADRO NACIONAL", el cual muestra el uso del espectro radioeléctrico por los servicios de radiocomunicación.

El documento presenta la atribución de bandas de frecuencias en dos partes denominadas: INTERNACIONAL (expuesta en tres columnas) y MEXICO (expuesta en dos columnas).

La parte internacional refleja fielmente la actual atribución mundial de bandas de frecuencias contenida en el Reglamento de Radiocomunicaciones (Edición 1990) de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), y tiene el propósito de indicar la compatibilidad de servicios nacionales de radiocomunicaciones de nuestro país en el marco internacional.

Con el propósito de planificar, atribuir y asignar las bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico, y que todos los países puedan compartir este recurso limitado en forma adecuada, en la UIT se ha dividido al mundo en tres Regiones. Con base en dicho concepto, la parte internacional del "Cuadro Nacional" consta de tres columnas nombradas como REGION 1, REGION 2 y REGION 3, definidas de manera general como sigue:

REGION 1: Europa y Africa: (asimismo debe incluirse la U.R.S.S., tanto europea como asiática, Mongolia y Turquía).

REGION 2: Continente Americano: (México forma parte de esta Región).

REGION 3: Asia y Oceanía: (excepto la U.R.S.S., Mongolia, y Turquía).

La parte correspondiente a MEXICO, está conformada por dos columnas denominadas como "SERVICIOS" y "NOTAS".

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS DE MEXICO
II USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACION

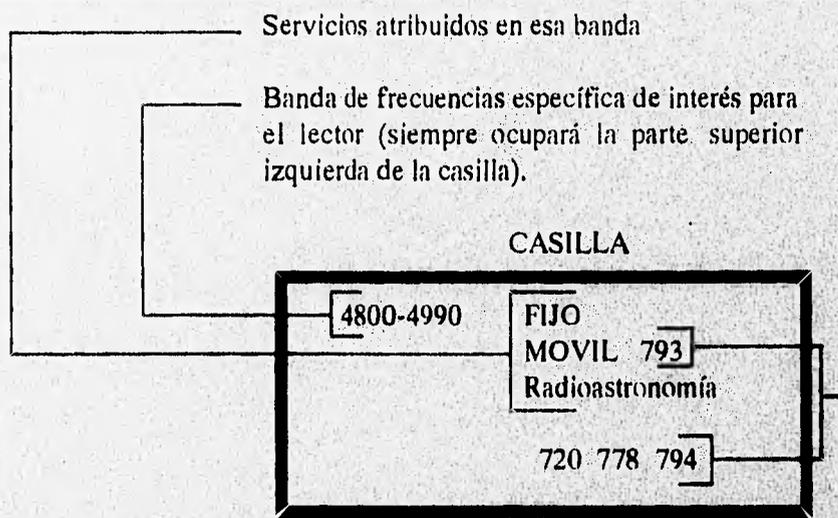
CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

2. INTERPRETACION DEL FORMATO ADOPTADO EN EL CUADRO NACIONAL

Cada una de las cuatro columnas del CUADRO NACIONAL (REGION 1, REGION 2, REGION 3 Y SERVICIOS), está conformado por casillas. Los datos inscritos en éstas tienen un significado específico. A continuación, se presenta un ejemplo de carácter general.

Ejemplo:

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS (en MHz)



NOTAS INTERNACIONALES, estipuladas en el Reglamento de Radiocomunicaciones de la UIT, que afectan el uso de dicha banda de frecuencias.

3. PRIORIDAD DE LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACIONES EN EL CUADRO NACIONAL.

a) Cuando en una casilla un servicio esté escrito con letras mayúsculas, tal servicio se encuentra atribuido a título primario, por ejemplo: MOVIL AERONAUTICO (R).

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

- b) Cuando un servicio esté escrito con sus caracteres normales, tal servicio se encuentra atribuido a título secundario, por ejemplo: Móvil.
- c) Cuando un servicio se encuentra escrito con mayúsculas y entre barras, tal servicio se encuentra atribuido a título permitido, por ejemplo: /RADIONAVEGACION AERONAUTICA/

Tomando en consideración los incisos a), b) y c) anteriores, tenemos que:

Los servicios primarios tienen prioridad absoluta sobre cualquier otra categoría.

Los servicios permitidos y primarios tienen los mismos derechos, salvo que, en la preparación de planes de frecuencias, los servicios primarios, con relación a los servicios permitidos, serán los primeros en escoger frecuencias.

Los servicios secundarios:

- No deben causar interferencia perjudicial a las estaciones de un servicio primario o de un servicio permitido a las que se le hayan asignado frecuencias con anterioridad o se les puedan asignar en el futuro.
- No pueden reclamar protección contra interferencias perjudiciales causadas por estaciones de un servicio primario o de un servicio permitido a las que se les hayan asignado frecuencias con anterioridad o se les puedan asignar en el futuro.
- Tienen derecho a la protección contra interferencias perjudiciales causadas por estaciones del mismo servicio o de otros servicios secundarios a las que se les asignen frecuencias ulteriormente.

En términos generales en el presente CUADRO NACIONAL, se trata básicamente con servicios primarios y secundarios.

4. NOTAS INTERNACIONALES Y NACIONALES.

Al final del CUADRO NACIONAL se encuentran dos listas tituladas como "Descripción de Notas Internacionales" y "Descripción de Notas Nacionales".

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS DE MEXICO
IV USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACION

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

NOTAS INTERNACIONALES

Las Notas Internacionales corresponden exactamente en numeración y contenido a las notas a pie de página de la versión del Cuadro Internacional de Atribución de Bandas de Frecuencias, del artículo 8 del Reglamento de Radiocomunicaciones (Edición 1990), de la UIT. Tales notas comienzan a partir de la número 444 y la última es la número 927.

Los numerales correspondientes a Notas Internacionales aparecen única y exclusivamente en las primeras cuatro columnas del CUADRO NACIONAL, es decir, en las columnas tituladas como: REGION 1, REGION 2, REGION 3 y SERVICIOS.

Como puede observarse la columna "SERVICIOS" esta en la parte correspondiente a MEXICO, por lo que es necesario aclarar que cuando una Nota Internacional aparezca en esta columna, se trata de un asunto que tiene que ver directamente con nuestro país y debe tenerse en cuenta su contenido.

NOTAS NACIONALES.

Las Notas Nacionales contienen información adicional sobre el uso que se hace en nuestro país de determinadas bandas de frecuencias. Las Notas Nacionales aparecen única y exclusivamente en la última columna (quinta columna), titulada como "NOTAS". La primera Nota Nacional está designada como M1, la segunda como M2, etc. El prefijo M antes del número tiene el significado de "México".

Es importante hacer notar que no se consideró práctico en este documento, repetir textualmente una Nota Internacional que aparezca en la columna "SERVICIOS" y darle una numeración como Nota Nacional, sino que se adopta textualmente (por ejemplo la Nota 727 para la banda de 902-928 MHz, la Nota 814 para la banda 8025-8400 MHz, etc.).

5. INFORMACION IMPORTANTE APLICABLE AL CUADRO NACIONAL.

En el Reglamento de Telecomunicaciones de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (S.C.T.), se encuentran, entre otras, las definiciones siguientes:

- Cuadro de Atribución de Frecuencias: Cuadro donde se inscriben las bandas de frecuencias atribuidas a diferentes servicios de radiocomunicación terrenal o por satélite o para servicios de radioastronomía, señalando la categoría atribuida a los diferentes servicios así como las condiciones específicas y restricciones en el uso de algunas frecuencias por determinados servicios de radiocomunicación.

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

- Atribución de una Banda de Frecuencias: Inscripción en el Cuadro de Atribución Nacional de Frecuencias, de una banda de frecuencias determinada, para que sea utilizada por uno o varios servicios de radiocomunicación terrenal o por satélite o por el servicio de radioastronomía en condiciones específicas.

- Espectro Radioeléctrico: Medio o espacio por donde se propagan las ondas radioeléctricas.

Ampliando el concepto de Espectro Radioeléctrico podemos decir que se trata de un conjunto de radiofrecuencias cuyo límite se fija convencionalmente por debajo de 3000 GHz de la manera siguiente:

Banda núm.	Subdivisión de Frecuencias	Rango de Frecuencias
4 VLF	(Frecuencia muy Baja)	3 a 30 kHz
5 LF	(Frecuencia Baja)	30 a 300 kHz
6 MF	(Frecuencia Mediana)	300 a 3000 kHz
7 HF	(Frecuencia Alta)	3 a 30 MHz
8 VHF	(Frecuencia muy Alta)	30 a 300 MHz
9 UHF	(Ultra Alta Frecuencia)	300 a 3000 MHz
10 SHF	(Super Alta Frecuencia)	3 a 30 GHz
11 EHF	(Frecuencia Extremadamente Alta)	30 a 300 GHz
12	300 a 3000 GHz	

Con el propósito de reglamentar y normalizar los servicios de radiocomunicación en el ámbito nacional, la S.C.T., tiene en cuenta los acuerdos internacionales, así como las modalidades propias que resultan de satisfacer las necesidades internas de uso del espectro radioeléctrico en nuestro país. Por tanto, la S.C.T., considera las disposiciones establecidas en el Reglamento de Radiocomunicaciones de la U.I.T., en el cual aparece un Cuadro con la atribución internacional de bandas de frecuencias comprendidas entre 9 kHz y 275 GHz.

Cabe señalar que la S.C.T., a fin de salvaguardar los intereses de México, participa activamente en las Conferencias Administrativas Mundiales y Regionales de la U.I.T., ya que se trata de reuniones de negociación internacional de las cuales se derivan las modificaciones, supresiones o adiciones que afectarán al Cuadro de Atribución Internacional citado y por lo tanto tiene un impacto directo sobre el presente CUADRO NACIONAL.

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS DE MEXICO
VI USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACION

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

EL CUADRO NACIONAL muestra la forma en que se utiliza el espectro radioeléctrico en México para proporcionar una gran variedad de servicios, todos ellos de importancia para coadyuvar al desarrollo e integración de nuestro país.

A fin de observar la aplicación práctica del CUADRO NACIONAL, consideremos que en su parte "INTERNACIONAL", se habla de servicios FIJO, MOVIL AERONAUTICO, MOVIL TERRESTRE, etc., en forma general. En la parte "MEXICO" en sus columnas "SERVICIOS" y "NOTAS", se especifica las modalidades de tales servicios en cuanto a su uso en México. A continuación se presentan algunos ejemplos sobre algunas modalidades de servicios de radiocomunicación que están en operación en nuestro país, que dependen de la banda de frecuencias utilizada.

- FIJO (Restringido de señales de televisión, Radiotelefonía, Radiotelegrafía, Enlaces estudio-planta para los sistemas de radiodifusión de AM y FM, música continua, enlaces de microondas punto a punto y punto a multipunto, radiotransmisión de datos, etc.)

- MOVIL AERONAUTICO (Control de tránsito aéreo, telecomunicaciones aeronáuticas, etc.)

- MOVIL TERRESTRE (Radiotelefonía celular, radiocomunicación móvil especializada de flotillas, radiolocalización móvil de personas, búsqueda de personal radiotelefonía privada, banda civil, sistemas personas de comunicación, etc.)

- RADIODIFUSION (Sonora en amplitud modulada, sonora en frecuencia modulada, de televisión en VHF y en UHF, etc.)

- FIJO POR SATELITE (Sistema de Satélites Morelos, Sistema de Satélites Solidaridad, etc.)

- MOVIL MARITIMO (Comunicaciones costera-costera, costera-barco, barco-barco, etc.)

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS DE MEXICO
USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACION VII

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

Como puede notar el lector, en la parte Internacional del CUADRO NACIONAL se observa que la atribución específica de servicios a una banda llega actualmente a la frecuencia de 275 GHz y que la atribución práctica u operativa en México se sitúa en la frecuencia de 23.6 GHz. Actualmente en nuestro país están en etapa de planeación nuevos servicios arriba de 23.6 GHz.

Es conveniente aclarar que en México ya existen en operación enlaces autorizados del servicio fijo para enviar comunicaciones de voz y datos arriba de 3000 GHz (rayos infrarrojos).

Asimismo el lector debe considerar que en una casilla de la parte Internacional a menudo aparecen dos o más servicios primarios y que en ese sentido la S.C.T., determina los servicios que deberán ser operados en el país, bien sea solamente uno de ellos o bien si se operaran dos o más como primarios, dependiendo de las necesidades e intereses nacionales. En los casos en que la S.C.T., decida que deben operar dos o más servicios primarios en el país, siempre y cuando sea factible técnicamente, establece los procedimientos y condiciones pertinentes que aseguren que no ocurrirán problemas de interferencia perjudicial entre tales servicios.

Por otra parte, se informa al lector que a principios de 1992, se celebró la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones (CAMR-92), cuyas decisiones se reflejarán en el Cuadro de Atribución Internacional de Bandas de Frecuencias del Reglamento de Radiocomunicaciones de la U.I.T., en la versión del 12 de octubre de 1993.

En su oportunidad, la S.C.T., introducirá los cambios que correspondan al presente CUADRO NACIONAL.

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS DE MEXICO
USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO PARA LOS SERVICIOS DE RADIOCOMUNICACION 43

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS				
INTERNACIONAL (en GHz)			MEXICO (en GHz)	
REGION 1	REGION 2	REGION 3	SERVICIOS	NOTAS
10-10.45 FIJO MOVIL RADIOLOCALIZACION Aficionados 828	10-10.45 RADIOLOCALIZACION Aficionados 828 829	10-10.45 FIJO MOVIL RADIOLOCALIZACION Aficionados 828	10-10.45 RADIOLOCALIZACION Aficionados 828	
10.45-10.5 RADIOLOCALIZACION Aficionados Aficionados por satélite 830			10.45-10.5 RADIOLOCALIZACION Aficionados Aficionados por satélite	
10.5-10.55 FIJO MOVIL Radiolocalización	10.5-10.55 FIJO MOVIL RADIOLOCALIZACION		10.5-10.68 FIJO 831 832	M119
10.55-10.6 FIJO MOVIL salvo móvil aeronáutico Radiolocalización				
10.6-10.68 EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) FIJO MOVIL salvo móvil aeronáutico RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo) Radiolocalización 831 832				
10.68-10.7 EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo) 833 834			10.68-10.7 EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) RADIOASTRONOMIA INVESTIGACION ESPACIAL 833	

CUADRO DE ATRIBUCION NACIONAL DE FRECUENCIAS

DESCRIPCION DE NOTAS INTERNACIONALES

- 826 Categoría de servicio diferente: en Afganistán, Argelia, Arabia Saudita, Austria, Bahrein, Bangladesh, Camerún, República de Corea, Egipto, Emiratos Arabes Unidos, Etiopía, Guayana, India, Indonesia, Irán, Iraq, Israel, Jamaica, Japón, Jordania, Kuwait, Líbano, Liberia, Malasia, Nigeria, Pakistán, Qatar, Singapur, Somalia, Sudán, Sri Lanka, Suecia, Tailandia, Trinidad y Tobago y Yemen (R.D.P. del), la atribución de la banda 9800-10000 MHz, al servicio fijo es a título primario (véase el número 425).
- 827 Atribución adicional: en Bulgaria, Hungría, Mongolia, Polonia, República Democrática Alemana, Rumania, Checoslovaquia y U.R.S.S., la banda 9800-10000 MHz está también atribuida, a título primario, al servicio de radionavegación.
- 828 La banda 9975-10025 MHz está también atribuida, a título secundario, al servicio de meteorología por satélite para ser utilizada por los radares meteorológicos.
- 829 Atribución adicional: en Costa Rica, Ecuador, Guatemala y Honduras, la banda 10-10.45 GHz está también atribuida, a título primario a los servicios fijo y móvil.
- 830 Atribución adicional: en la República Federal de Alemania, Angola, China, Ecuador, España, Japón, Kenia, Marruecos, Nigeria, Suecia, Tanzania y Tailandia, la banda 10.45-10.5 GHz está también atribuida, a título primario, a los servicios fijo y móvil.
- 831 En la banda 10.6-10.68 GHz la p.i.r.c. máxima de las estaciones de los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico, debe limitarse a 40 dBW y la potencia suministrada a la antena no debe exceder de -3 dBW. Estos límites pueden rebasarse a reserva de obtener el acuerdo indicado en el procedimiento del artículo 14. Sin embargo, las restricciones impuestas a los servicios fijo y móvil, salvo móvil aeronáutico, no son aplicables en los países siguientes: Afganistán, Arabia Saudita, Bahrein, Bangladesh, China, Emiratos Arabes Unidos, Finlandia, India, Indonesia, Irán, Iraq, Japón, Kuwait, Líbano, Nigeria, Pakistán, Filipinas, Qatar, Siria y U.R.S.S..
- 832 Se insta a las administraciones a que, al hacer asignaciones a estaciones de los otros servicios a los que está atribuida la banda 10.6-10.68 GHz, tomen todas las medidas prácticamente posibles para proteger el servicio de radioastronomía contra la interferencia perjudicial. Las emisiones desde estaciones a bordo de vehículos espaciales o aeronaves pueden constituir fuentes de interferencia particularmente graves para el servicio de radioastronomía (véanse los números 343 y 344 y el artículo 36).
- 833 Quedan prohibidas todas las emisiones en la banda 10.68-10.7 GHz, salvo las conformes a las disposiciones del número 834.