

118
2el.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Facultad de Ingeniería

Diseño de un sistema de microondas para transmitir señales de audio y vídeo

TESIS

que para obtener el título de:

INGENIERO MECÁNICO ELÉCTRICISTA

ÁREA DE INGENIERÍA ELECTRICA Y ELECTRÓNICA

Presenta

Fernando Mendieta Páez

Director de Tesis: Ing. Jesús Reyes García



Cd. Universitaria, México D.F., 1997



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.

Dedicatoria

A mis pá's que con todos sus ejemplos y paciencia me han dado este camino. Aldo y Erick gracias por su cariño. Los amo.

A mi NZ por estar en todo y en todas conmigo. Flor Te amo. Todo es tuyo.

A mis amigos Alex y Chavo gracias por ser mis hermanos y por compartir su vida conmigo.

A mis familias Mendieta y Páez por darme su apoyo y valores.

A todos disculpen la grave impuntualidad.

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México por abrirme sus puertas y dejarme ser parte de su historia.

A mi Facultad por darme las bases de mi vida profesional. Gracias por ser mi casa. Estoy muy orgulloso de haber vivido aquí.

Al Ing. Jesús Reyes García, mi director de Tesis por su asesoría y apoyo durante tanto tiempo.

A mis profesores (los excelentes profesores) que en mi sembraron tantas inquietudes y valores éticos.

ÍNDICE

ÍNDICE I

INTRODUCCIÓN 1

CAPÍTULO 1 4

PROPAGACIÓN DE RADIO 10 GHZ	4
1.0 INTRODUCCIÓN	4
1.1 PÉRDIDA EN EL ESPACIO LIBRE	5
1.2 EFECTOS ATMOSFÉRICOS EN LA PROPAGACIÓN	7
1.2.0 Introducción	7
1.2.1 Curvatura del haz de radio debido a la refracción	7
1.2.1.1 <i>El factor K</i>	7
1.2.1.2 <i>Refractividad</i>	9
1.2.2 Gradientes de refractividad	10
1.3 LOS EFECTOS DE DIFRACCIÓN - EL PROBLEMA DE LA ZONA DE FRESNEL	11
1.4 REFLEXIÓN DEBIDA AL TERRENO	14
1.5 DESVANECIMIENTO	14
1.5.0 Introducción	15
1.5.1 Desvanecimiento por vías múltiples	15
1.5.2 Desvanecimiento de potencia	16
1.5.3 Desvanecimiento debido al factor K	19

CAPÍTULO 2 22

DIODO GUNN	22
2.0 INTRODUCCIÓN	22
2.1 PRINCIPIOS DE LOS TED	26
2.2 DIODOS DE EFECTO GUNN - DIODO DE GAAS	27
2.2.1 Antecedentes	28
2.2.2 Efecto Gunn	29
2.3 TEORÍA DE RIDLEY-WATKINS-HILSUM (RWH)	31
2.3.1 Resistencia diferencial negativa	32
2.3.2 Modelo teórico de los dos valles	33
2.3.3 Dominio de campo alto	41
2.4 MODOS DE OPERACIÓN	47

2.4.1 Modos de oscilación del diodo Gunn ($10^{12}/\text{cm}^2 \leq n_0 L < 10^{14}/\text{cm}^2$)	49
2.4.2 Modo de amplificación del diodo Gunn ($n_0 L < 10^{12}/\text{cm}^2$)	54
2.5 GENERACIÓN Y AMPLIFICACIÓN DE MICROONDAS	54
2.5.1 Generación de microondas	55
2.5.2 Amplificación de microondas	57

CAPÍTULO 3**60**

TRANSMISIÓN DE VÍDEO PUNTO A PUNTO	60
3.0 INTRODUCCIÓN	60
3.1 TRANSMISIÓN DE VÍDEO	60
3.2 ANCHO DE BANDA DEL VÍDEO Y RESOLUCIÓN	65
3.3 TRANSMISIONES DE SEÑALES DE AUDIO Y VÍDEO	66
3.4 DISTORSIONES CRÍTICAS EN LA TRANSMISIÓN DE VÍDEO	66
3.5 PARÁMETROS CRÍTICOS DE VÍDEO	68
3.5.0 Introducción	68
3.5.1 Nivel de Transmisión Estándar	69
3.5.2 Otros Parámetros	69
3.6 ESTÁNDARES PARA LA TRANSMISIÓN DE VÍDEO	70
3.6.1 Estándares Básicos	71
3.6.2 Estándares Nacionales	73
3.6.3 Transmisión a Color	75
3.6.4 Parámetros para la transmisión punto a punto.	76
3.7 DIFERENCIAS EN LA TRANSMISIÓN DE VÍDEO CON LAS ESTACIONES DE TELEVISIÓN COMERCIAL ABIERTA	76
3.8 TRANSMISIÓN DE VÍDEO A TRAVÉS DE UN RADIO ENLACE.	77
3.8.0 Introducción	77
3.8.1 Ancho de banda y respuesta en banda base	77
3.8.2 Pre-énfasis	78
3.8.3 Ganancia diferencial	80
3.8.4 Fase diferencial	81
3.8.5 Relación señal a ruido (10 kHz - 5 MHz)	81
3.8.6 Piloto de continuidad del enlace	82
3.8.7 Diagrama a bloques del sistema en proyecto	82

CAPÍTULO 4**84**

DISEÑO DEL ENLACE	84
4.0 INTRODUCCIÓN	84
4.1 PLANEACIÓN INICIAL Y SELECCIÓN DEL LUGAR	86
4.1.1 Análisis de los requerimientos	87
4.1.2 Selección de la ruta y selección del lugar	88
4.2 PERFILES DEL TERRENO	88
4.2.1 Método para dibujar el perfil del terreno	89
4.3 PUNTO DE REFLEXIÓN	92
4.4 RECORRIDO DE CAMPO	93
4.4.0 Introducción	93
4.4.1 Información General	93
4.4.2 Notas de la visita al sitio	96
4.5 ANÁLISIS DE LA TRAYECTORIA	97
4.5.0 Objetivo e introducción	97
4.5.1 Nivel de señal en el receptor sin desvanecimiento	98

4.5.2 Umbral de recepción de ruido térmico	100
4.5.3 Cálculo del ancho de banda a frecuencia intermedia y máxima desviación de frecuencia.	101
4.5.3.1 Ancho de banda de la frecuencia intermedia.	101
4.5.3.2 Desviación de frecuencia	102
4.5.3.3 Ancho de banda para una señal de vídeo y una o varias portadoras de sonido.	102
4.5.4 Pre-énfasis y de-énfasis	103
4.5.5 Cálculo de la relación media entre portadora a ruido (sin desvanecimiento)	105
4.5.6 Cálculo de la ganancia de la antena	106
4.6 CÁLCULO DEL MARGEN DE DESVANECIMIENTO Y REDUCCIÓN DE LOS EFECTOS POR DESVANECIMIENTO.	106
4.6.0 Introducción	106
4.6.1 Cálculo del margen de desvanecimiento	107
4.6.1.1 Asumiendo desvanecimiento Rayleigh	107
4.6.1.2 Clasificación de la trayectoria, Método 1	108
4.6.1.3 Clasificación de la trayectoria, Método 2	112
4.6.2 Notas acerca del cálculo del rango de desvanecimiento de la trayectoria	113
4.6.3 La diversidad como un medio para mitigar el desvanecimiento	114
4.6.3.0 Introducción	114
4.6.3.1 Diversidad en frecuencia	116
4.6.3.2 Diversidad en espacio	117
4.7 ANÁLISIS DE RUIDO EN UN RADIOENLACE DE FM	118
4.7.0 Introducción	118
4.7.1 Fuentes de ruido en un radioenlace	118
4.7.2 Mejoramiento del umbral de FM	119
4.7.3 Distorsión en la entrada de la antena	120
4.7.4 Relación señal a ruido para vídeo	121
4.8 CÁLCULO PARA EL DISEÑO DEL ENLACE	121
4.9 CONSIDERACIONES PARA SU INSTALACIÓN	123

CONCLUSIONES

125

BIBLIOGRAFÍA

127

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de transmisión basados en radioenlaces de línea de vista comenzaron a utilizarse de manera generalizada en la década de 1950 utilizando básicamente la tecnología desarrollada durante la Segunda Guerra Mundial. A través de las últimas décadas, el desarrollo de los sistemas de radio ha tenido un crecimiento notable, una de las principales aplicaciones que se le ha dado desde sus inicios es en redes de telefonía como medio de transporte principal. También, durante la década de 1970, gracias al desarrollo de las cadenas nacionales y regionales de televisión, se hizo indispensable el uso de este medio para proporcionar la cobertura demandada de estas cadenas mediante la instalación de estaciones repetidoras.

El desarrollo en estos sistemas ha llevado a aplicaciones que se encuentran cada vez más al alcance de todos los usuarios, tanto enlaces analógicos como digitales. Hoy en día se emplea este medio para comunicar puntos tan cercanos como de 200 m, hasta puntos distantes de 180 km (en condiciones difíciles), transportando datos, voz y vídeo, ya sea con enlaces de un solo canal para enviar únicamente uno de estos servicios o con sistemas digitales de alta capacidad de hasta 4 STM-1 que pueden transportar todos los servicios anteriormente men-

cionados en zonas de muy alto tráfico, como parte de las grandes redes de telecomunicaciones.

La razón fundamental que motivó la realización de este trabajo, es la de presentar todos aquellos aspectos que involucran el diseño de un radioenlace de microondas: desde el planteamiento del problema a resolver hasta la determinación de los equipos a utilizar, pasando por las normas ya definidas internacionalmente que determinan que en un momento dado el equipo se pueda homologar ante la instancia reguladora. Este proyecto es muy ambicioso pues se propone que en una etapa posterior se construya el equipo con base en los parámetros de diseño que aquí se marcarán.

Por otro lado, cada uno de los elementos que componen al sistema de transmisión de microondas son muy importantes en el diseño, pues de ellos depende la calidad y la viabilidad del proyecto por lo que en esta tesis se detalla, dentro de los alcances de la misma, cada uno de estos.

El primer capítulo expone de manera formal, los fundamentos para el análisis y estudio de los radioenlaces de línea de vista. En éste también se describen los fenómenos que se presentan en la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio, considerando los efectos que se manifiestan en frecuencias superiores a 1 GHz.

En el segundo capítulo se describe a detalle el funcionamiento del diodo Gunn que es el dispositivo en el que está basado el radio de microondas que se utiliza en este proyecto. Los diodos Gunn son empleados en un gran número de aplicaciones, esto debido principalmente a su operación y costo. Una de las principales características de este tipo de dispositivos es el de tener una etapa de amplificación cuando se encuentran en oscilación; en este trabajo se detalla el fundamento físico de dicho fenómeno.

En el capítulo tres se aborda el tema de transmisión de señales de televisión y en especial las normas para la transmisión de vídeo compuesto en sistemas punto a punto. Se definen los parámetros principales que se utilizan en el diseño del enlace propuesto, así como el diagrama de bloques del sistema de microondas, basado en el diodo Gunn, que se debe construir.

Finalmente, en el capítulo cuatro, se presentan los procedimientos para el diseño de un enlace de microondas y las consideraciones para obtener la mejor disponibilidad del enlace. El capítulo cuatro proporciona las herramientas necesarias para poder determinar los parámetros del enlace y la forma de realizar los cálculos necesarios para obtener un enlace confiable y que cumpla con las normas descritas en el capítulo tres.

Durante el desarrollo del proyecto se consultaron distintas fuentes de información para el diseño de un sistema que cumpla con los estándares internacionales. Por otro lado, el sistema de este trabajo opera en la banda de frecuencia de 10 GHz en la sub-banda asignada a servicios de radio aficionados, por lo que en cuanto a normas de operación que lo rigen el diseño se apegó a los estándares que describen las reglas de este tipo de usuarios.

Es muy importante hacer notar que este proyecto también surge de la necesidad de prestar un servicio que es de gran utilidad para la comunidad de la Facultad de Ingeniería, pues este sistema se aplica para difundir información importante por un medio de comunicación de alta penetración, la televisión.

CAPÍTULO I

PROPAGACIÓN DE RADIO 10 GHz

1.0 Introducción

El propósito de este capítulo y los siguientes es describir los métodos de diseño para los sistemas que operan en la banda de frecuencia de 10 GHz, entre los que se encuentran los sistemas de radioenlace de línea de vista (LOS, line of sight). Este tipo de enlaces son parte común de sistemas más grandes, por ejemplo las redes telefónicas, y esta característica no se debe de perder de vista. Esta clase de radioenlace presenta ciertos fenómenos y problemas de propagación, que se describen en el presente capítulo, que incluye pérdidas en el espacio libre o por dispersión, los efectos en la propagación debidos a obstáculos y efectos atmosféricos pasivos tales como los mecanismos que causan atenuación.

En general, para aquellos sistemas que operan debajo de 10 GHz, se puede decir que la absorción atmosférica y las precipitaciones juegan un papel de menor importancia que para las frecuencias superiores a 10 GHz. En las frecuencias superiores a 10 GHz se presentan mayores problemas, debido entre otros fenómenos a la lluvia y a la absorción gaseosa. Como nuestro sistema se encuentra en este

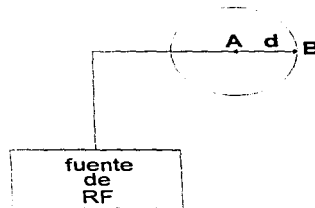
margen debemos analizarlo bajo las dos características antes mencionadas.

A partir de este momento se utilizará la antena isotrópica como antena de referencia. Una antena isotrópica no es físicamente posible pero es la referencia más simple que se utiliza como referencia numérica intermedia, a la cual se le agregan posteriormente las características de la antena utilizada.

1.1 Pérdida en el espacio libre

Nuestro primer paso es definir la pérdida entre una antena transmisora y una receptora separadas por una distancia d asumiendo que el medio de transmisión es el vacío. La antena en cada punta del enlace como se menciono anteriormente es isotrópica.

Figura 1.1.1 Esquema de pérdida en el espacio libre



Se puede decir que el punto A es una fuente isotrópica, y por definición una fuente isotrópica radia uniformemente en todas direcciones. Consideremos que la potencia total radiada por la fuente en watt es P_T . La envoltura que contiene la radiación alrededor de la fuente se puede considerar como una esfera en expansión de radio d . El flujo de potencia en la malla a través de la superficie de la esfera en su punto central deben ser también P_T , de aquí que el flujo de potencia por unidad de área a través de cualquier porción de la superficie de la esfera debe ser

$$P_{av} = \frac{P_T}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad (1.1)$$

donde d es la distancia en metros desde el centro hasta la superficie de la esfera.

En la figura anterior, el punto A , la fuente isotrópica, está en el centro de la esfera, y el punto B , la antena receptora, en la superficie de la esfera.

Convencionalmente, una antena isotrópica puede servir tanto como una antena transmisora o como una antena receptora. En su función de receptora, está absorbe potencia del campo de radiación en el cual esta situada. La cantidad de potencia que absorbe la antena receptora en relación con la densidad de potencia de RF del campo esta determinada por su apertura efectiva. la cual se define como el área del frente de onda incidente que tiene un flujo de potencia igual a la potencia disipada carga conectada a las terminales de salida de la antena receptora. Para una antena isotrópica, el área efectiva es $\lambda^2/4\pi$, donde λ es la longitud de onda campo de radiación incidente. De la ecuación 1.1 podemos determinar que una antena isotrópica situada en el campo de radiación con una densidad de potencia P_{av} entregará a su carga un potencia P_R dada por

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r} \right)^2 \quad (1.2)$$

donde r es el radio de la esfera o la distancia d , ($r=d$).

Las pérdidas de transmisión entre las antenas de transmisión y recepción se define convencionalmente como

$$L_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_T}{P_R} \quad (1.3)$$

Combinando las ecuaciones 1.2 y 1.3, la perdida de transmisión queda

$$L_{dB} = 21.98 + 20 \cdot \log \left(\frac{r}{\lambda} \right) \quad (1.4)$$

La ecuación 1.4 la podemos modificar para que nos quede una forma más fácil de usar:

$$L_{dB} = 32.4 + 20 \cdot \log d_{km} + 20 \cdot \log F_{MHz} \quad (1.5)$$

donde d ($d=r$) es la distancia en kilómetros entre la antena transmisora y la receptora y F es la frecuencia del campo de radio emitido en megahertz. F se obtiene de la ecuación

$$\lambda = \frac{c \times 10^{-6}}{F} \quad (1.6)$$

donde $c=2.998 \times 10^8$ [m/s]

1.2 Efectos atmosféricos en la propagación

1.2.0 Introducción

Si el haz de radio se propaga en el espacio libre, en donde no hay atmósfera (por definición), la ruta seguida por el haz va en línea recta. La pérdida en el espacio libre se discutió en la sección 1.1.

Sin embargo, un rayo de radio propagado a través de la atmósfera terrestre encuentra cambios en el índice de refracción a lo largo de su trayectoria que provoca que la ruta rayo sea curva. Los gases atmosféricos absorben y dispersan la energía del rayo de radio, la cantidad de absorción y dispersión son una función de la frecuencia y de la altitud sobre el nivel del mar. La absorción y la dispersión se convierten en provocadores muy serios de pérdidas en la transmisión de frecuencias arriba de 10 GHz. El interés principal de esta sección es el estudio del efecto que tiene el índice de refracción en la propagación. La refracción de la atmósfera no es lo único que provoca la curvatura de la ruta del rayo (expresado por el factor K) pero nos da una visión del fenómeno de desvanecimiento.

1.2.1 Curvatura del haz de radio debido a la refracción

1.2.1.1 El factor K

El factor K es un factor de escala (en realidad se asume como constante para una ruta en particular) que permite cuantificar la curvatura de la ruta de un rayo emitido. Comúnmente los radioenlaces, que se describen como de línea de vista, incorrectamente suponen que las comunicaciones efectivas están limitadas por el horizonte óptico ($K=1$). En la mayoría de los casos los radioenlaces no están restringidos a la propagación de línea de vista. De hecho se pueden conseguir en ocasiones comunicaciones mas allá del horizonte óptico por

alrededor de 15% ($K=1.33$). La figura 1.2.1 muestra éste concepto de un modo simplificado, y la figura 1.2.2 muestra los efectos de varios factores de K en la curvatura del haz de radio. Esta curvatura se debe a la refracción angular.

Figura 1.2.1 Línea de vista óptico contra línea de vista de radio

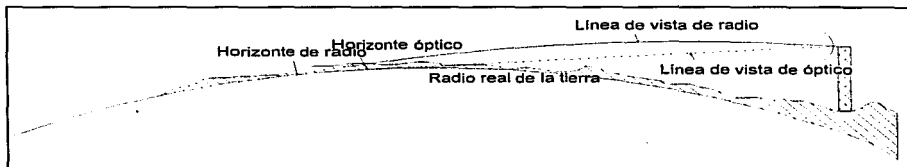
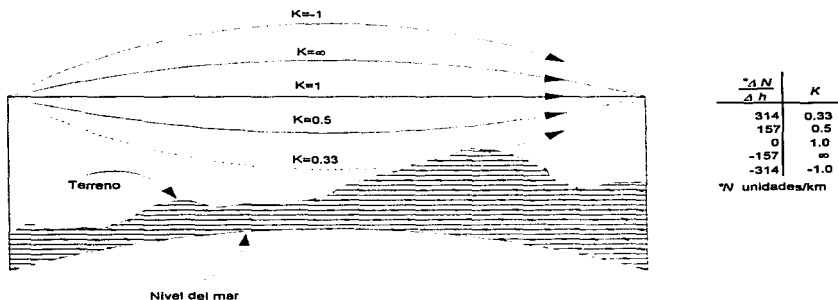


Figura 1.2.2 Curvatura del haz de rayo para varios factores de K (se consideran lineales los gradientes de refractividad)



La refracción angular a través de la atmósfera ocurre porque las ondas de radio viajan con velocidades que cambian en diferentes partes de un medio en el que esta variando la constante dieléctrica. En el espacio libre la velocidad del grupo es máxima, en la atmósfera no ionizada, en donde la constante dieléctrica es un poco mayor debido a la

presencia de gas y moléculas de agua, la onda de radio viaja más despacio.

En lo que los radiometeorólogos han definido como una atmósfera estándar, la presión, la temperatura, y el contenido de vapor de agua (humedad) disminuyen según aumenta la altitud. La constante dieléctrica, siendo un parámetro simple combinando el efecto resultante de esas tres propiedades meteorológicas, también disminuye con la altitud. Dado que las ondas electromagnéticas viajan con mayor rapidez en un medio con una menor constante dieléctrica, la parte superior del frente de onda tiende a viajar con mayor velocidad que la parte inferior, causando una deflexión del haz hacia abajo. En una atmósfera horizontalmente homogénea donde el cambio vertical de la constante dieléctrica es gradual, la curvatura o la refracción es continua, así que el rayo se curva lentamente en su camino desde la densidad más tenue del aire hasta la más espesa, así se provoca que el haz tienda a seguir la curvatura de la tierra. Esta curvatura se puede referir directamente a el radio de dos esferas. La primera esfera, por supuesto es la de la tierra ($r=6370$ km) y la segunda esfera es la formada por la curvatura del haz del rayo con sus centros coincidiendo con el centro de la tierra. El factor K se define como la relación del radio, r , de la curvatura del haz del rayo y el radio real de la tierra, r_0 , esto es

$$K \approx \frac{r}{r_0} \quad (1.7)$$

donde K se suele denominar como el factor de radio efectivo de la tierra y r es el radio efectivo de la tierra.

1.2.1.2 Refractividad

El índice de refracción de radio se define como la relación de la velocidad de propagación de la onda de radio en el espacio libre con la velocidad de un medio específico. En las condiciones de la atmósfera estándar cerca de la superficie de la tierra, el índice de refracción de radio (n) tiene un valor aproximado a 1.0003. Sin embargo, en el diseño de sistemas de radio, el uso de una unidad a escala es más deseable. Está se denomina como la refractividad (N), la cual se define con la siguiente relación:

$$N \approx (n - 1) \cdot 10^6 \quad (1.8)$$

Para la atmósfera terrestre,

$$N = 77.6 / T \left(P + \frac{4810 \cdot e_s \cdot RH}{T} \right) \quad (1.9)$$

donde,

P : Presión atmosférica en milibars

T : Temperatura en Kelvin

e_s : Presión de saturación del vapor de agua en milibar

RH : Humedad relativa expresada como fracción

Bajo las condiciones atmosféricas estándar, la refractividad es de alrededor de 300 ± 20 unidades de N .

1.2.2 Gradientes de refractividad

Probablemente el gradiente de refractividad sea de mayor interés directo para los ingenieros de diseño de radio-enlaces. Si se asume que el índice de refracción, n , de el aire varía linealmente con la altura h para las primeras pocas decenas de kilómetros sobre la superficie de la tierra y no varía en dirección horizontal, entonces se puede redefinir al factor K en términos del gradiente $\Delta n / \Delta h$ por,

$$K = \frac{r}{r_0} \approx \frac{1}{1 + \frac{r_0 \cdot \Delta n}{\Delta h}} \quad (1.10)$$

nuevamente donde $r_0 \approx 6370$ km y h es la altura sobre la superficie de la tierra.

Como en la ecuación 1.9, $N \approx (n-1) \times 10^6$, entonces,

$$\frac{\Delta n}{\Delta h} = \frac{\Delta N}{\Delta h} \cdot 10^{-6} \text{ [Unidades / km]} \quad (1.11)$$

y,

$$K \approx \left[1 + \left(\frac{\Delta N}{\Delta h} \right) / 157 \right]^{-1} \quad (1.12)$$

Como se muestra en la figura 1.2.2 donde se listan varios valores de K y $\Delta N/\Delta h$.

Como se puede ver, la curvatura del haz de radio que pasa a través de la atmósfera esta controlada por el índice del gradiente de refracción. Para la mayoría de los propósitos el gradiente horizontal es tan pequeño que se puede despreciar. En distancias mayores el gradiente vertical tiene un valor muy significativo pero en el enlace ha realizar este valor también es despreciable por las razones que más adelante lo justificaran.

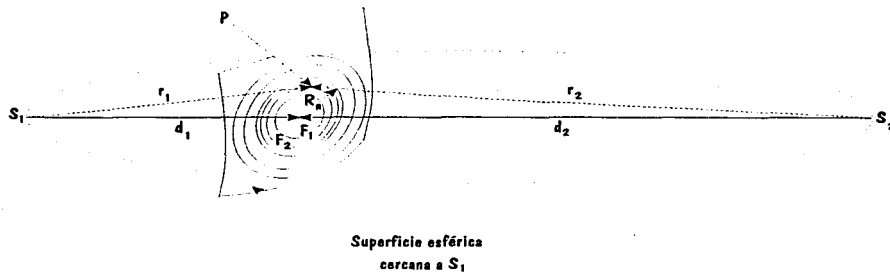
1.3 Los efectos de difracción - el problema de la Zona de Fresnel

La difracción de un frente de onda de radio se presenta cuando dicho frente de onda encuentra un obstáculo grande comparado con la longitud de onda del rayo. Por debajo de 1000 MHz se presenta la difracción, o curvatura debida a un obstáculo, y se manifiesta con el incremento de la atenuación en función de la obstrucción del obstáculo. Para las frecuencias superiores a los 1000 MHz, con el incremento de la obstrucción del obstáculo, la atenuación se incrementa con mayor rapidez, de tal manera que el camino se imposibilita para medios los normales de transmisión, a diferencia de las frecuencias más bajas. La cantidad real de pérdida por obstrucción depende del área del haz obstruido en relación con el área total del frente de la energía propagada y de las propiedades de difracción del obtáculo.

Bajo condiciones normales de transmisión, el objetivo del diseñador del sistema es el de proporcionar la suficiente altura para librar el obstáculo con el fin de que no se tengan pérdidas apreciables en la transmisión debida a éste.

Para determinar el espacio necesario debemos recurrir a la física de ondas, el principio de Huygen y la teoría desarrollada por Fresnel. Cuando se trata con la difracción de un obstáculo, se considera que el volumen del espacio es lo suficientemente pequeño por lo que los efectos del gradiente son despreciables; así pues, en el análisis de difracción se asume un medio homogéneo.

Figura 1.3.1 Zona geométrica de Fresnel



De la figura 1.3.1, la teoría de ondas de Huygen- Fresnel establecen que el campo electromagnético en el punto S_2 está determinado por la suma de los campos causados por la re-radiación de pequeños incrementos de área sobre una superficie cerrada cercana al punto generador S_1 , dado que S_1 es la única fuente de radiación. El campo a una distancia constante r_1 desde S_1 , el cual es una superficie esférica, tiene la misma fase sobre la superficie debido a que la onda electromagnética viaja con una velocidad de fase constante en todas las direcciones del espacio libre. A la superficie de fase constante se le denomina frente de onda. Si a las distancias r_2 que hay desde varios puntos en el frente de onda a S_2 son consideradas, las contribuciones al campo S_2 serán las componentes que se sumen vectorialmente de acuerdo con sus diferencias de fase relativas. Una anulación más fuerte se presentará en donde los diferentes valores de r_2 varíen media longitud de onda ($\lambda/2$). Las zonas de Fresnel se distinguirán de las demás áreas dentro de la superficie cerrada debido a que sus componentes se suman en fase.

Si consideramos un punto en movimiento P_1 en la región cercana a los lugares en donde se encuentran las antenas S_1 y S_2 tal que la suma de las distancias r_1 y r_2 desde las antenas hasta el punto P es constante. Este punto, entonces, generará una elipse con S_1 y S_2 como sus focos. Se puede definir un conjunto de capas de elipses concéntricas tal que la suma de las distancias r_1 y r_2 difieran por múltiplos de media longitud de onda ($\lambda/2$). La intersección de esas elipses defi-

ne las zonas de Fresnel en la superficie, como se muestra en la figura 1.3.1. Además, en la superficie del frente de onda, la primera zona de Fresnel F_1 está definida como el perímetro formado por la intersección de los segmentos de línea r_1 y r_2 cuando la longitud de la suma es igual a la distancia d más media longitud de onda ($\lambda/2$). Ahora, la segunda zona de Fresnel F_2 se define como la región en donde $r_1 + r_2$ es mayor que $d + \lambda/2$ y menor que $d + 2(\lambda/2)$. Así, en el caso general se define que F_n es la región en donde $r_1 + r_2$ es mayor que $d + (n-1)\lambda/2$ pero menor que $d + n(\lambda/2)$. Las componentes del campo desde cualquier zona de Fresnel par tienden a cancelar a aquellos de las zonas nones, dado que la segunda, tercera, cuarta, quinta zonas, etc. son aproximadamente de la misma área.

La aplicación de la Zona de Fresnel a obstáculos en la ruta puede ser usada solamente para el campo lejano. La distancia mínima d_f donde la Zona de Fresnel es aplicable, puede ser determinada aproximadamente por d_f mayor que $2D^2/\lambda$, donde D es la apertura de la antena medida en las mismas unidades que λ .

Para calcular el radio de la n -ésima zona de Fresnel R_n en una superficie perpendicular a la ruta de propagación, la siguiente ecuación ofrece una buena aproximación:

$$R_n \approx \sqrt{n \cdot \lambda \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)} \quad (1.13)$$

en donde R_n y d tienen las mismas unidades, o

$$R_n \approx 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{\text{GHz}}} \left(\frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2} \right)} \quad (1.14)$$

donde d_1 es la distancia más cercana a la salida de la antena y d_2 es la distancia más lejana a la salida de la antena desde el obstáculo. En la ecuación 1.14 todas las distancias están en kilómetros, la frecuencia de la señal emitida está en GHz y R_n está en metros.

Si R_1 es la primera zona de Fresnel, entonces,

$$R_n = R_1 \sqrt{n} \quad (1.15)$$

Convencionalmente, se requiere un claro de la zona de Fresnel de 0.6 entre la orilla del haz y los obstáculos de la ruta. Teniendo un claro de 0.6 de la zona de Fresnel, comúnmente es suficiente para asegurar que la atenuación debida a un obstáculo en o cerca de la ruta del haz es despreciable.

1.4 Reflexión debida al terreno

Cuando una onda de radio incide hacia la superficie de la tierra, ésta no se refleja realmente hacia un punto en la superficie pero si hacia un área considerablemente grande. El área de reflexión puede ser lo suficientemente grande para abarcar varias zonas de Fresnel o esta puede tener una pequeña área transversal tal que una cresta o pico contenga solamente parte de la Zona de Fresnel.

Las zonas de Fresnel reflejadas en tierra y las de espacio libre tienen un significado similar. Sin embargo, las ondas de radio reflejadas desde la superficie terrestre son cambiadas en fase generalmente, dependiendo de la polarización de la señal y el ángulo de incidencia. Las ondas con polarización horizontal en nuestra banda de interés son reflejadas desde la superficie de la tierra y tienen un defasamiento muy cercano a los 180° , lo que significa un cambio de la longitud eléctrica de la ruta de aproximadamente media longitud de onda. Para ondas polarizadas verticalmente, por otro lado, el defasamiento varía de cero a 180° dependiendo del ángulo de incidencia y del coeficiente de reflexión, el cual depende ampliamente de las condiciones terrestres. Para el caso de polarización horizontal, si la superficie de reflexión es lo suficientemente grande para rodear el área total de cualquier zona de Fresnel impar, las reflexiones resultantes llegarán a la antena receptora fuera de fase con la onda directa causando un desvanecimiento. En algunos casos, un fenómeno similar ha sido observado para señales con polarización vertical.

Para reducir la reflexiones debidas a la tierra en las rutas de línea de vista, la altura de las torres se puede ajustar para mover de manera efectiva el punto de reflexión hacia una porción de la ruta que está interviniendo, esto es, en una cresta del terreno, en donde la reflexión de la señal se puede dispersar.

1.5 Desvanecimiento

1.5.0 Introducción

El desvanecimiento se define como un cambio en cualquier momento de la fase, polarización, y/o nivel de la señal recibida. Los fundamentos del desvanecimiento están en función de los mecanismos de propagación involucrados: la refracción, la reflexión, la dispersión, la atenuación y la conducción de las ondas de radio. Estas son fundamentales porque determinan el comportamiento estadístico en el tiempo de los parámetros medibles del campo, incluyendo la amplitud (nivel), fase, y polarización; así como la frecuencia y la selectividad especial del desvanecimiento. Una vez que estos mecanismos están comprendidos, se pueden desarrollar soluciones para evitar o atenuar los efectos.

El desvanecimiento es causado por características específicas en la geometría del terreno y las condiciones meteorológicas, las cuales no son mutuamente excluyentes. Todos los sistemas de transmisión de radio en el rango de frecuencia de 1 - 100 GHz pueden padecer de atenuación, incluyendo las antenas terrenas que operan en ángulos de elevación bajos y/o en altas precipitaciones.

1.5.1 Desvanecimiento por vías múltiples

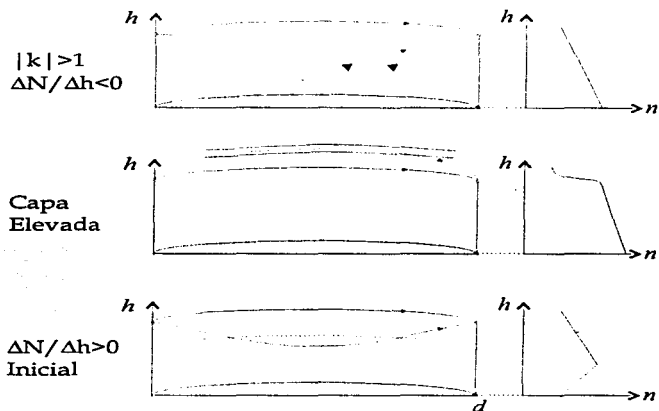
El desvanecimiento por vías múltiples es el tipo más común de desvanecimiento encontrado, particularmente en líneas de vista de radio enlaces. Es la principal causa de dispersión, la cual es particularmente problemática en dispersión troposférica (troposcatter) digital.

Para poder explicar el desvanecimiento atmosférico por vía múltiple, debemos recurrir al gradiente de índice de refractividad. Conforme va variando el gradiente se genera el desvanecimiento por vía múltiple debido a la interferencia entre los rayos directos, figura 1.5.0, y los componentes especulativos de una onda reflectada debida a la tierra; a las componentes no especulativas de esta onda, las reflexiones parciales de las capas atmosféricas y las capas elevadas; o a las vías de onda directas adicionales.

El interés de los ingenieros diseñadores de radioenlaces es la proporción del desvanecimiento, lo que significa el número de desvanecimientos por unidad de tiempo y la profundidad del desvanecimiento, esto es, cuánto varía la intensidad de señal en el receptor con

respecto a su valor en el espacio libre, generalmente expresado en decibeles

Figura 1.5.0 Mecanismos de desvanecimiento *multipath*



Los cuatro mecanismos de desvanecimiento por vía múltiple mencionados anteriormente pueden presentarse individualmente o simultáneamente. La profundidad del desvanecimiento puede sobrepasar 20 dB, particularmente en rutas de línea de vista y más de 30 dB en rutas largas de dispersión troposférica. Se puede esperar desvanecimientos que duren varios minutos.

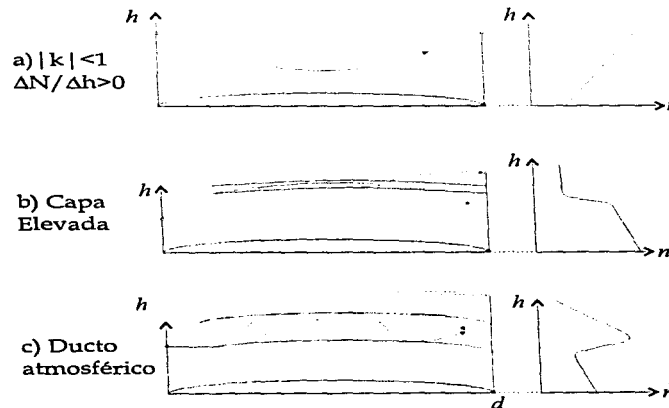
Frecuentemente, el desvanecimiento por vía múltiple es selectivo en frecuencia y la mejor técnica para atenuarlo es la diversidad de frecuencias. Para tener un funcionamiento efectivo de la diversidad en frecuencia, se requiere la suficiente separación en frecuencia entre las dos frecuencias de transmisión para tener la suficiente decorrelación. En la mayoría de los sistemas es deseable una separación de frecuencias del 5%. Sin embargo, en algunos casos una separación del 2% es aceptable.

1.5.2 Desvanecimiento de potencia

El desvanecimiento de potencia es el resultado de un corrimiento del haz de la antena receptora debido a una o varias de las siguientes causas:

- Intromisión de la superficie de la tierra o las capas atmosféricas en la ruta de propagación.
- Desacoplamiento de la antena debida a la variación del índice del gradiente de refractividad (variación del factor K)
- Reflexión parcial debida a capas elevadas que han sido interpuestas en la ruta del haz.
- Donde una de las antenas terminales está en la formación de un ducto.

Figura 1.5.1 Mecanismos de desvanecimiento de potencia o atenuación



- La precipitación en la zona de propagación.

Algunos ejemplos de los mecanismos de desvanecimiento de potencia se muestran en la figura 1.5.1.

1.5.2.1 Desvanecimiento debido a la topografía del terreno

Cuando tenemos un gradiente positivo (subrefractivo) del índice de refractividad, el desvanecimiento de potencia puede esperarse que se deba a la difracción por la superficie de la tierra, como se muestra en la figura 1.5.1(a). Se puede esperar una profundidad del desvanecimiento de 20 - 30 dB que puede durar varias horas o más. Este tipo de desvanecimiento puede no ser normalmente atenuado por la diversidad de frecuencia, pero puede ser reducido o evitado completamente por un ajustamiento adecuado de la altura de las torres de la antena.

Las recomendaciones para el claro de la zona de Fresnel deben ser modificadas en aquellas rutas de línea de vista para microondas en donde los gradientes del índice son subrefractivos (por ejemplo, en donde K es menor a 1). Los claros mayores que una zona de Fresnel se recomiendan particularmente cuando la ruta sobre la que se está actuando se aproxima a una tierra plana. En las regiones montañosas en donde las antenas están montadas sobre crestas dominantes o picos, sólo un claro de la zona de Fresnel puede ser suficiente. Las mismas reglas pueden ser usadas dentro de un rango limitado de gradientes de índice de refractividad.

1.5.2.2 Desvanecimiento en ductos y capas

El desvanecimiento de 20 dB o más puede deberse a ductos atmosféricos y capas elevadas. Estos desvanecimientos pueden persistir por horas o días y son más duraderos durante la noche. Ni la diversidad de espacio o de frecuencia pueden contrarrestar este tipo de desvanecimiento. Un ducto elevado se caracteriza frecuentemente como una combinación de una capa superrefractiva sobre una capa subrefractiva. En tal condición se tiene un efecto de guía o de enfocamiento de la señal a lo largo del ducto. La condición inversa, es decir, una capa subrefractiva sobre una capa superrefractiva, tenderá a desenfocar la energía de la señal introducida con la combinación de capas. El desfocamiento produce desvanecimiento de potencia. Una solución obvia para este tipo de desvanecimiento es ajustando la po-

sición de una o de ambas antenas. Otra solución puede ser la selección de otros sitios.

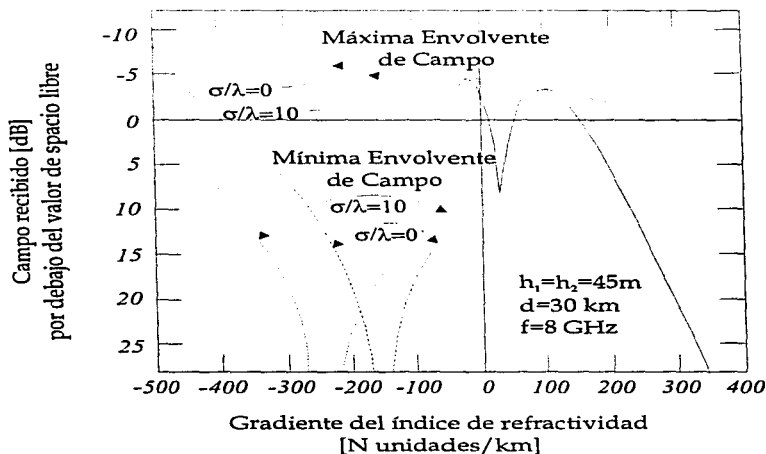
1.5.3 Desvanecimiento debido al factor K

Este tipo de desvanecimiento involucra tanto el desvanecimiento por vía múltiple de un rayo directo y reflexiones terrestres o la difracción del desvanecimiento de potencia que depende en el valor del factor K . Estos dos tipos de desvanecimiento pueden suplementar una a otra y causar desvanecimiento a través de un amplio rango de gradientes de índice de refractividad (valores del factor K). El desvanecimiento debido al factor K se pueden presentar cuando los terrenos sobre los que se actúa son comparativamente planos, tales como rutas sobre la superficie del agua, terreno marítimo o terreno levemente ondulado.

La figura 1.5.2, muestra las variaciones de la señal resultante, la pérdida en la transmisión a través de la tierra considerándola esférica contra el gradiente del índice de refractividad. También muestra el efecto que se tiene debido a la rugosidad del terreno, expresada como σ/λ y el factor de divergencia-convergencia bajo la influencia dinámica del gradiente del índice de refractividad. De la relación anterior tenemos que σ es la desviación estándar de las irregularidades de la superficie con relación a la superficie esférica media y λ es la longitud de onda de transmisión. De la relación anterior se tiene que la tierra plana esta definida como $\sigma/\lambda=0$. Para el caso en que consideramos a la tierra plana, el desvanecimiento, marcado por una interferencia nula entre la onda directa y la onda presumiblemente reflectada, es serio solo sobre un rango limitado de gradientes de índice de refractividad. Para los parámetros de la ruta de la figura 1.5.2 por ejemplo, el desvanecimiento debido a interferencia nula puede exceder 20 dB solamente dentro del rango de -115 a -195 N unidades/ km y para gradientes mayores de 300 N unidades/ km, conforme se incrementa la rugosidad de la superficie a partir del caso de la consideración de la tierra como plana (lisa), es decir $\sigma/\lambda=0$, la región crítica de gradientes se recorre a valores más negativos. En la figura 1.5.2 la región crítica para gradientes negativos se recorre hasta el rango de -180 a -290 N unidades/ km para $\sigma/\lambda=10$. Las irregularidades o rugosidades que podría causar una superficie con terreno medio partiendo ligeramente de una esfera también puede causar un corrimiento del rango crítico de gradientes negativos en cualquier dirección. Estos rangos críticos, así

como aquellos debidos al desvanecimiento por difracción (para valores mayores que de 300 N unidades/ km), dependen de los parámetros específicos del enlace tales como la frecuencia de transmisión, la altura de las antenas, y la longitud del enlace. La figura 1.5.2 muestra claramente que a pesar de la rugosidad del terreno es suficiente con correr fuera del rango crítico de gradientes negativos a el rango esperado del gradiente del índice de refractividad para que este ocurra en otro punto en particular, las refracciones del terreno no deben de ser despreciadas. De la misma manera, los puntos altos en el terreno no deben ser considerados para eliminar refracción del terreno a menos que también obstruyan parcialmente la onda reflectada sobre el rango crítico de los gradientes del índice de refracción.

Figura 1.5.2 Desvanecimiento tipo K, variación de la fuerza de campo eléctrico con respecto al gradiente del índice de refracción



Los efectos producidos por el desvanecimiento debidos al factor K se pueden reducir si:

- se incrementa la altura de las antenas terminales para proporcionar una protección adecuada contra el desvanecimiento por difracción

para los gradientes positivos extremos del índice de refracción esperados y

- contamos con una recepción por diversidad la cual reduce efectivamente la atenuación debida a vías múltiples que están fuera de los gradientes negativos extremos del índice de refracción esperados.

CAPÍTULO 2

DIODO GUNN

2.0 Introducción

Los dispositivos de estado sólido para microondas han venido aumentando su importancia dentro de las frecuencias de microondas. Estos dispositivos se dividen en tres grupos. En el primer grupo son los Transistores Bipolares de Juntura (*BJT: Bipolar Junction Transistor*) de microondas, los transistores de heterojuntura bipolar (*HTB: Heterojunction Bipolar Transistor*), y los diodos túnel.

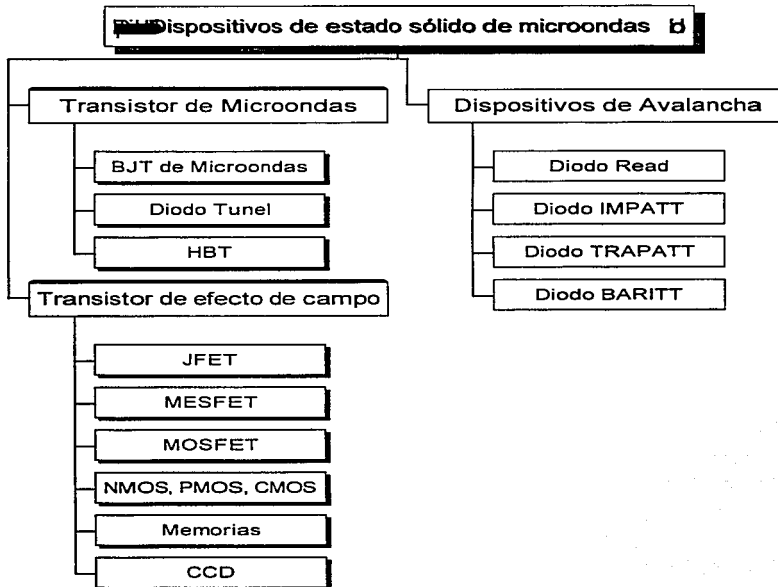
El segundo grupo incluye los Transistores de Efecto de Campo (*FET: Field-Effect Transistors*) de microondas, los transistores de metal-semiconductor de efecto de campo (*MESFET: Metal-Semiconductor Field-Effect Transistors*), Transistores de Electrones de Gran Movilidad (*HEMT: High Electron Mobility Transistors*), Transistores de Metal-Óxido-Semiconductor de Efecto de Campo (*MOSFET: Metal-Semiconductor Field-Effect Transistors*), los Transistores de Metal-Óxido-Semiconductor y dispositivos de memoria, y los Dispositivos de Carga Acoplada (*CCD: Charge-Coupled Devices*).

El tercer grupo, que esta caracterizado por el efecto *bulk* del semiconductor, se denomina Dispositivos de Electrón Transferido

(*TED: Transferred Electron Device*). Estos dispositivos incluyen al Diodo Gunn, al Diodo de Acumulación Limitada por Carga Espacial (*LSA Limited Space-charge-Accumulation*), el diodo de InP, el diodo de CdTe.

Los dispositivos del cuarto grupo, los cuales operan utilizando el efecto de avalancha de los semiconductores y que se les denomina Diodos de Avalancha, son los diodos IMPATT (*Impact Ionization Avalanche Transit-Time diode*), los diodos TRAPPAT (*Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit-Time*), y los diodos BARITT (*Barrier Injected Transit-Time*). Ver tabla 2.0.1.

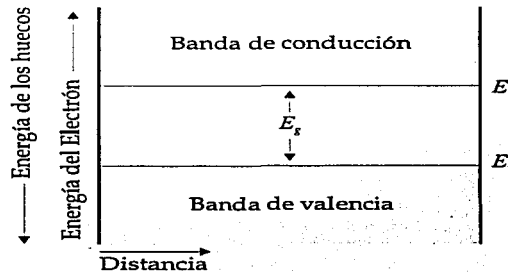
Tabla 2.0.1 Dispositivos de microondas de estado sólido



En el estudio de los dispositivos de estado sólido para microondas, se debe estudiar inicialmente el comportamiento eléctrico de los sólidos. El transporte de carga en el semiconductor no sólo depende de las propiedades electrón, sino también del arreglo de átomos en los sólidos. Los semiconductores son un grupo de substancias que presentan una conductividad eléctrica intermedia, esto es, se encuentra entre los metales y los aislantes. Dado que la conductividad de los semiconductores puede variar en un amplio rango debido a cambios en su temperatura, excitación óptica, y contenido de impurezas, es claro que se seleccionen para formar parte de dispositivos electrónicos.

Las bandas de energía de un semiconductor determinan en gran parte su comportamiento eléctrico. Para cualquier semiconductor se presenta una región de energía prohibida, en la cual ningún estado permitido del electrón puede existir. La banda de energía que se encuentra por encima de esta región prohibida, se le denomina banda de conducción, y a la parte baja de la banda de conducción se le denota como E_c . La banda de energía que está debajo de la región prohibida se le llama banda de valencia, y a la parte alta de la banda de valencia se le denota como E_v . La separación entre la energía de la banda de conducción más baja y aquella de la banda de energía más alta es conocida como la banda prohibida (*bandgap*) de energía E_g , el cuál es un parámetro muy importante en los semiconductores. Se muestra en la figura 2.0.1 un diagrama de energía simplificado.

Figura 2.0.1 Diagrama de bandas de energía



En los años setenta, se observó que los transistores de microondas podrían ser útiles para la amplificación de potencia arriba de los 5 GHz. Desde su origen, los diodos de avalancha han producido hasta 4 W en onda continua (CW: *Continuous Wave*) a los 5 GHz. Los diodos Gunn han sido considerados solamente en aplicaciones como osciladores locales o transmisores de baja potencia, pero estudios recientes indican que un solo diodo Gunn puede generar una potencia de salida de un watt en la banda X. A frecuencias de microondas mayores, incluyendo el rango de las milimétricas, los diodos LSA pueden proporcionar la potencia pico más alta que cualquier otro dispositivo de estado sólido: hasta 250 W en la banda C, 100 W en la banda X y 50 W en la banda Ku. Dado que los diodos Gunn de pulso y TRAPATT son esencialmente dispositivos transitorios, su frecuencia de operación es aproximadamente determinada por el espesor de la capa activa en el diodo. Para operar a una frecuencia de 10 GHz se requiere que el espesor de la capa activa se encuentre en el orden de 10 μm . Así, solamente se puede aplicar un voltaje limitado a una capa tan delgada, debido a las limitaciones de ruptura. Como consecuencia de esto, la capacidad de potencia pico, tanto de los diodos Gunn de pulso y los diodos TRAPATT es bastante limitada a frecuencias muy altas. Por otro lado, la potencia pico de un diodo LSA es aproximadamente proporcional al cuadrado del espesor de la capa activa debido a que su frecuencia de operación es independiente de este espesor. Así, el diodo LSA es capaz de producir una potencia pico más alta que los diodos Gunn de pulso o los diodos TRAPATT. La figura 2.0.2 muestra la potencia pico en función de la frecuencia para estos tres dispositivos.

Las fuentes de potencia de microondas de estado sólido son utilizadas, además de en comunicaciones, en radares, equipos electrónicos para la navegación y la industria, y para equipo médico y biológico. En la tabla 2.0.2 se muestran algunas de las aplicaciones típicas para dispositivos de microondas de estado sólidos.

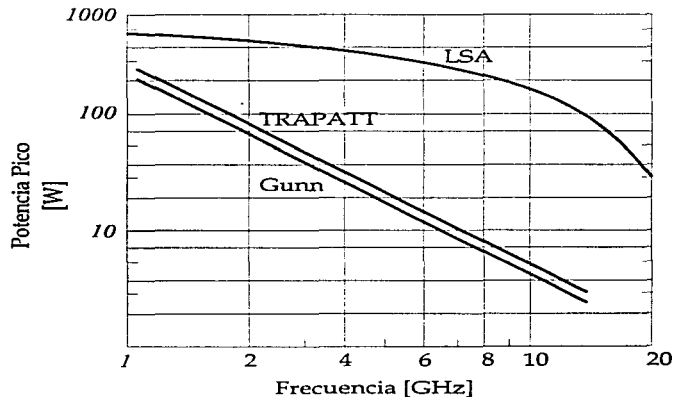
Tabla 2.0.2 Aplicaciones de dispositivos de microondas de estado sólido

Dispositivo	Aplicación	Ventajas
Transistor	<ul style="list-style-type: none"> ◦ Transmisores en la banda L para sistemas de telemetría sistemas de radar ◦ Transmisores en la banda L y S para sistemas de comuni- 	Bajo costo, fuentes de potencia baja, confiables, alta potencia de salida de CW, poco peso.

Dispositivo	Aplicación	Ventajas
	aciones	
TED	<ul style="list-style-type: none"> Amplificadores ECM en las bandas C, X y Ku para sistemas de banda ancha. Transmisores en la banda X y Ku para sistemas de radar (control de tráfico) 	Fuentes de potencia baja (12V), bajo costo, confiables, poco peso, bajo ruido, alta ganancia.
IMPATT	<ul style="list-style-type: none"> Transmisores para sistemas de comunicaciones de ondas milimétricas. 	Fuentes de potencia baja, bajo costo, confiables, alta potencia de salida de CW, poco peso.
TRAPATT	<ul style="list-style-type: none"> Transmisores de pulsos en la banda S para sistemas de radar. 	Fuentes de potencia baja, bajo costo, confiables, alta potencia promedio y pico.
BARITT	Osciladores locales para sistemas de comunicaciones y receptores de radar.	Fuentes de potencia baja, bajo costo, confiables, bajo ruido.

Figura 2.0.2

Niveles pico de potencia alcanzados por diodos de microondas



2.1 Principios de los TED

La aplicación de dispositivos semiconductores de dos terminales en frecuencias de microondas se ha venido incrementando durante la

década de los ochenta. El CW promedio y la potencia de salida pico de estos dispositivos en las frecuencias de microondas más altas son mucho más grandes que aquellas obtenidas con el mejor transistor de potencia. La característica común de todos los dispositivos de estado sólido de dos terminales es su resistencia negativa. La parte real de su impedancia es negativa dentro de un rango de frecuencias. Con una resistencia positiva, la corriente a través de la resistencia, y el voltaje están en fase. El voltaje que se aplica a una resistencia positiva, es positivo y se disipa una potencia (I^2R) en la resistencia. Con una resistencia negativa, sin embargo, la corriente y el voltaje están defasados 180° . El voltaje que se tiene con una resistencia negativa, es negativo y una potencia ($-I^2R$) se genera por la fuente de potencia asociada a esta resistencia negativa. En otras palabras, las resistencias positivas absorben potencia (dispositivos pasivos), mientras que las resistencias negativas generan potencia (dispositivos activos).

Las diferencias entre los transistores de microondas y los TED son fundamentales. Los transistores operan tanto con junturas como con compuertas, pero los TED son dispositivos *bulk* que no tienen ni junturas ni compuertas. La mayoría de los transistores están fabricados con semiconductores elementales, tales como silicio y germanio, mientras que los TED se fabrican con semiconductores compuestos tales como GaAs, InP, CdTe. Los transistores operan con electrones "templados" cuya energía no es muy grande, comparada con la energía térmica de los electrones en el semiconductor (0.026 eV a temperatura ambiente), por otro lado, los TED trabajan con electrones "calientes" cuya energía es mucho más grande que la energía térmica. Debido a estas diferencias fundamentales, la teoría y la tecnología de transistores no es aplicada a los TED.

2.2 Diodos de efecto Gunn - Diodo de GaAs

Los diodos con efecto Gunn deben su nombre a J. B. Gunn, quien en 1963 descubrió fluctuaciones periódicas de corriente que pasaban a través de una muestra de GaAs tipo n cuando se le aplicaba un voltaje que excedía un valor crítico determinado. Dos años después, en 1965, B. C. DeLoach, R. C. Johnson y B. G. Cohen descubrieron el mecanismo IMPATT en silicio el cual emplea las propiedades de avalancha y tiempo transitorio del diodo para generar frecuencias de microondas. En años posteriores los diodos LSA y el diodo InP

también fueron desarrollados exitosamente. Estos son dispositivos de *bulk* en el sentido de que la amplificación y oscilación de microondas se deben a su propiedad de resistencia negativa de *bulk* de los semiconductores uniformes más que de su propiedad de resistencia de negativa de juntura entre dos semiconductores diferentes como en el diodo túnel.

2.2.1 Antecedentes

Después de inventar el transistor, Shockley propuso en 1954 que los dispositivos de resistencia negativa de dos terminales utilizando semiconductores podrían tener ventajas sobre los transistores a altas frecuencias. En 1961 Ridley y Watkins describió un nuevo método para obtener movilidad diferencial negativa en semiconductores. El principio consiste en calentar portadores en una sub-banda de masa ligera, de alta movilidad con un campo eléctrico tal que los portadores puedan transferir a una sub-banda de masa pesada, baja movilidad, y alta energía cuando ellos hubieran alcanzado la suficiente alta temperatura. Ridley y Watkins también mencionaron que en las aleaciones Ge-Si y algunos elementos de los grupos III-V se podían tener estructuras de sub-bandas apropiadas en las bandas de conducción. Su teoría para obtener movilidad diferencial negativa en semiconductores de *bulk* transfiriendo electrones desde bandas de energía con gran movilidad hacia bandas de energía con baja movilidad fue utilizada como un paso adicional por Hilsun en 1962. Hilsun calculó cuidadosamente el efecto del electrón transferido en varios compuestos de los grupos III-V y fue el primero en usar el término de amplificadores de electrón transferido (TEA) y osciladores (TEO). Él predijo con precisión que una barra de TEA de GaAs semi-aislada podría operar a 373 K con un campo de 3200 V/cm. Los experimentos realizados por Hilsun para demostrar su teoría fallaron debido a que el diodo de GaAs con el que contaba no tenía la suficiente calidad.

No fue hasta 1963 que J. B. Gunn de IBM descubrió el llamado Efecto Gunn de discos delgados de muestras GaAs y InP tipo *n* mientras estudiaba las propiedades de ruido de los semiconductores. En 1963, Ridley propuso que el dominio¹ del campo está en movimiento descendente continuo a través del cristal, desapareciendo en el ánodo

¹Dominio: Región de un sólido dentro del cual están uniformemente dispuestos los momentos magnéticos o eléctricos moleculares o atómicos elementales

y reapareciendo en un centro propicio para la formación de núcleos, y comenzando el ciclo completo una vez más. Finalmente, Kroemer estableció que el origen de la movilidad diferencial negativa es el mecanismo de Ridley-Watkins-Hilsum del electrón de la transferencia que se genera en las bandas de conducción tanto del GaAs tipo n como del InP tipo n y que las propiedades del efecto Gunn son las oscilaciones de corriente generadas por la formación periódica de núcleos y la desaparición de los dominios de inestabilidad por desplazamiento de carga espacial.

2.2.2 Efecto Gunn

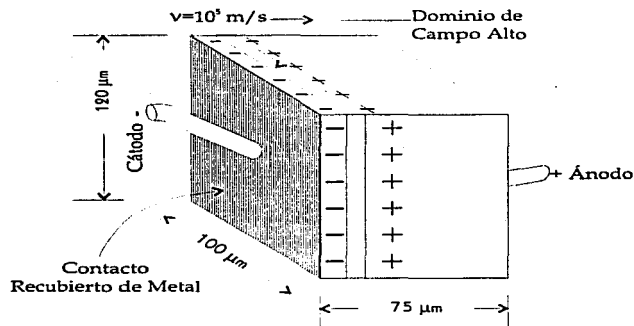
En la figura 2.2.1 se representa un diagrama de un diodo uniforme de GaAs tipo n con contactos óhmicos en los extremos de la superficie. Gunn observó el Efecto Gunn en un diodo *bulk* de este tipo en 1963. El efecto explicado por él mismo se publicó en varios artículos, y quedó asentado en el primero de ellos que,

“...Por arriba de un voltaje crítico, correspondiente a un campo eléctrico de 2000-4000 V/cm, las corrientes en cada una de las muestras llegaron a ser una función variable con el tiempo. En las muestras de GaAs, la variación tomó la forma de una oscilación periódica sobrepuesta sobre la corriente del pulso. ... La frecuencia de oscilación fue determinada principalmente por la muestra, y no por el circuito externo. ... El período de oscilación frecuentemente fue inversamente proporcional a la longitud de la muestra y casi igual al tiempo de tránsito de los electrones entre los electrodos, calculado de su velocidad aproximada, ligeramente superior a 10^7 cm/s. ... Se midió la potencia pico de un pulso de microondas entregada por las muestras de GaAs a una carga adaptada. Se encontraron valores de 0.5 W a 1 Gc/s, siendo el más alto, y de 0.15 W a 3 Gc/s, correspondientes al 1-2% de la potencia del pulso de entrada...”

^aGunn, J.B., *Microwave oscillations of current in III-V semiconductors*, Solid-state Communications, 1963.

Figura 2.2.1

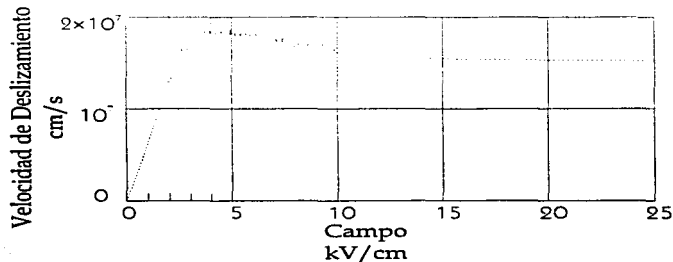
Diagrama esquemático del diodo GaAs tipo *n*



De las observaciones de Gunn, la velocidad de deslizamiento del portador se incrementa linealmente a partir de cero hasta un máximo cuando el campo eléctrico varía de cero a un valor de umbral. Cuando el campo eléctrico es superior al umbral, cuyo valor es de 3000 V/cm para el GaAs tipo *n*, la velocidad de deslizamiento disminuye y el diodo presenta una resistencia negativa, este fenómeno se muestra en la figura 2.2.2.

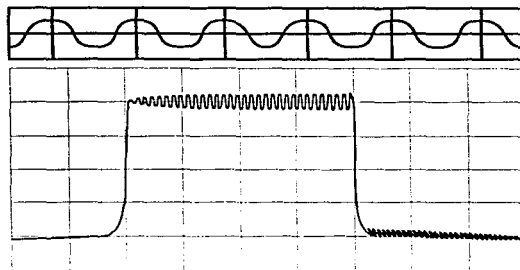
Figura 2.2.2

Velocidad de deslizamiento de los electrones en GaAs tipo *n* contra campo eléctrico



Los cambios de corriente se muestran en la figura 2.2.3.

Figura 2.2.3 Forma de onda de una muestra de GaAs tipo *n* reportada por Gunn.



La forma de la onda de la corriente se produjo aplicando un pulso de voltaje, de 16 V y 16 ns de duración, a una muestra de GaAs tipo *n* de 2.5×10^{-3} cm de longitud. La frecuencia de oscilación fue de 4.5 GHz. La señal dibujada en la parte inferior, tiene 2 ns/div en el eje horizontal y 0.23 A/div en el eje vertical. La señal dibujada en la parte superior es una ampliación extraída de la de abajo. Gunn encontró que el período de las oscilaciones era igual al tiempo de tránsito del electrón a través de la muestra calculada a partir de la corriente de umbral.

Gunn también descubrió que el umbral del campo eléctrico E_{th} variaba con la longitud y tipo de material. El desarrolló y elaboró una prueba capacitiva para trazar la distribución de campo eléctrico dentro de una muestra de GaAs tipo *n* de longitud $L=210 \mu\text{m}$ y una sección transversal de área $3.5 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$, con una resistencia de campo bajo de 16Ω . Las inestabilidad de corriente ocurrió en los voltajes de la muestra por arriba de 59 V, lo que significa que el umbral de campo es,

$$E_m = \frac{V}{L} = 2810 [\text{V/cm}] \quad (2.1)$$

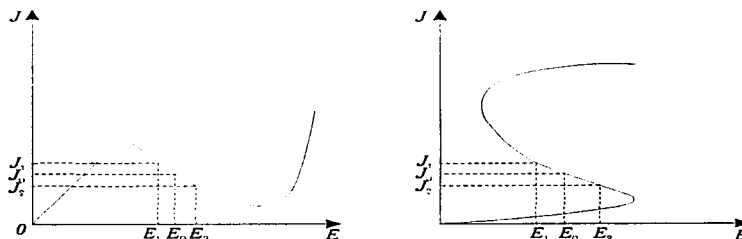
2.3 Teoría de Ridley-Watkins-Hilsum (RWH)

Esta es una explicación al efecto Gunn, descrita por la teoría desarrollada por Ridley-Watkins-Hilsum.

2.3.1 Resistencia diferencial negativa

El concepto fundamental de la teoría RWH, es la presencia de la resistencia diferencial negativa en un compuesto de estado sólido de *bulk* de los grupos III-V cuando se le aplica tanto un voltaje (o campo eléctrico) como una corriente a las terminales de la muestra. Existen dos tipos de dispositivos con resistencia negativa: los controlados por voltaje y los controlados por corriente, ambas formas de comportamiento se muestran en la figura 2.3.1.

Figura 2.3.1 Diagrama de resistencia negativa con diferentes valores de densidad de corriente.



(a) Modo controlado por voltaje

(b) Modo controlado por corriente

En la forma controlada por voltaje la densidad de corriente se puede multi-evaluar, y viceversa.

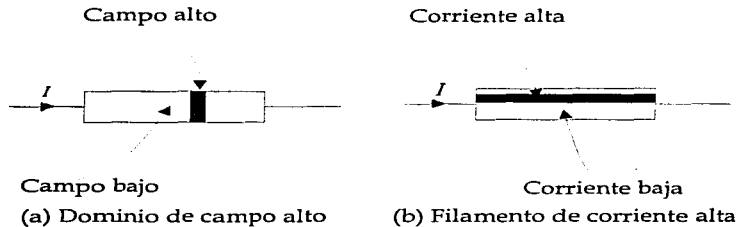
El mayor efecto de la aparición de una región con resistencia diferencial negativa, en la curva corriente contra densidad de campo, es que proporciona inestabilidad eléctrica a la muestra. Como resultado, la muestra inicialmente homogénea se convierte en heterogénea en un intento por alcanzar la estabilidad.

En la forma de resistencia negativa controlada por voltaje se forman dominios de campo alto, separando dos regiones de campo bajo. Las interfases que separan a los dominios de campo bajo con los de campo alto, se forman en zonas equipotenciales; de tal manera

que son perpendiculares a la dirección de la corriente como se muestra en la figura 2.3.2(a).

En la forma de resistencia negativa controlada por corriente, se divide la muestra, teniendo como resultado la generación de filamentos de corriente alta en la dirección del campo, como se muestra en la figura 2.3.2(b).

Figura 2.3.2 Diagramas de dominio de campo alto y filamento de alta corriente.



Expresando matemáticamente, se tiene que la resistencia negativa de la muestra en una región en particular es,

$$\frac{dI}{dV} = \frac{dJ}{dE} = \text{Resistencia Negativa} \quad (2.2)$$

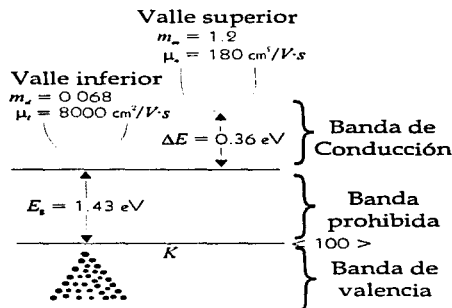
Si se aplica a la muestra un campo eléctrico E_0 (o voltaje V_0), por ejemplo, se generará una densidad de corriente J_0 . Conforme se incrementa este campo (o voltaje) hacia E_2 (o V_2), la densidad de corriente J_2 disminuirá. Cuando disminuya hacia E_1 (o V_1), la densidad de corriente J_1 se incrementará. Este fenómeno de resistencia negativa se muestra en la figura 2.3.2(a) para la forma controlada por voltaje y en la figura 2.3.2(b) para la forma controlada por corriente.

2.3.2 Modelo teórico de los dos valles

Unos años antes de que fuera descubierto el efecto Gunn, Kroemer propuso un amplificador de microondas de masa negativa. De acuerdo a la teoría de bandas de energía del GaAs tipo n , un valle bajo de alta movilidad se encuentra separado por una energía de 0.36

eV de un valle superior de baja movilidad, como se muestra en la figura 2.3.3.

Figura 2.3.3 Modelo de dos valles. Energía del electrón contra el número de ondas para el GaAs tipo *n*.



La tabla 2.3.1 lista los datos para los dos valles en el GaAs tipo *n* y la tabla 2.3.2 muestra los datos para semiconductores de los valles. Las densidades del electrón en los valles inferior y superior permanecen iguales bajo condiciones de equilibrio. Cuando se aplica un campo eléctrico y éste es inferior al del campo eléctrico del valle inferior ($E < E_i$), ningún electrón pasará al valle superior como se muestra en la figura 2.3.4(a). Cuando el campo eléctrico aplicado es mayor que el valle inferior y menor que el valle superior ($E_i < E < E_u$) los electrones empezarán a transferirse al valle superior como se muestra en la figura 2.3.4(b). Y cuando se le aplique un campo eléctrico mayor que el valle superior ($E_u < E$), todos los electrones pasarán al valle superior, como se muestra en la figura 2.3.4(c).

Tabla 2.3.1 Datos característicos de dos valles para el GaAs

Valle	Masa Efectiva	Movilidad	Separación

Inferior	$M_p=0.068$	$\mu_i=8,000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$	$\Delta E=0.36 \text{ eV}$
Superior	$M_n=1.200$	$\mu_s=180 \text{ cm}^2/\text{Vs}$	$\Delta E=0.36 \text{ eV}$

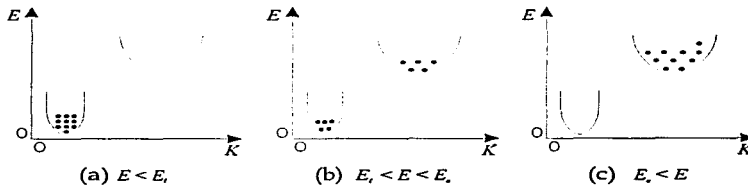
Tabla 2.3.2 Datos característicos de dos valles para Semiconductores

Semiconductor	Banda de energía @ 300 K E_g [eV]	Separación de energía entre los valles ΔE [eV]	Campo de umbral E_{th} [kVcm]	Velocidad Pico V_p [10^7 cm/s]
Ge	0.80	0.18	2.3	1.4
GaAs	1.43	0.36	3.2	2.2
InP	1.33	0.60	10.5	2.5
CdTe	1.44	0.51	13.0	1.5
InAs	0.33	1.28	1.6	3.6
InSb	0.16	0.41	0.6	5.0

Nota:

El InP es un semiconductor de tres valles. La separación de energía de 0.6 eV es la que existe entre el valle inferior y el medio, la separación de energía de 0.8 eV es la que existe entre los valle inferior y el superior.

Figura 2.3.4 Transferencia de densidades del electrón.



Si las densidades del electrón en el valle inferior y superior son n_i y n_u , la conductividad del GaAs tipo n es:

$$\sigma = e(\mu_i n_i + \mu_u n_u) \quad (2.3)$$

donde,

e : carga del electrón

μ : movilidad del electrón

$n = n_t + n_u$: es la densidad del electrón.

Cuando se aplica un campo E a la muestra lo suficientemente grande, los electrones se aceleran y su temperatura efectiva se incrementa por encima de la temperatura reticular, además de que la temperatura reticular también se incrementa. Así, la densidad n del electrón y la movilidad μ están en función del campo eléctrico E . Diferenciando la ecuación anterior con respecto a E tenemos,

$$\frac{d\sigma}{dE} = e \left(\mu_t \frac{dn_t}{dE} + \mu_u \frac{dn_u}{dE} \right) + e \left(n_t \frac{d\mu_t}{dE} + n_u \frac{d\mu_u}{dE} \right) \quad (2.4)$$

Si la densidad total del electrón está dada por $n = n_t + n_u$ y consideramos que μ_t y μ_u son proporcionales a E^p , donde p es una constante, entonces,

$$\frac{d}{dE} (n_t + n_u) = \frac{dn}{dE} = 0 \quad (2.5)$$

$$\frac{dn_t}{dE} = - \frac{dn_u}{dE} \quad (2.6)$$

y,

$$\frac{d\mu}{dE} \propto \frac{dE^p}{dE} = pE^{p-1} = p \frac{E^p}{dE} \propto p \frac{\mu}{E} = \mu \frac{p}{E} \quad (2.6)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.5 a la 2.7 en la ecuación 2.4 se tiene que,

$$\frac{d\sigma}{dE} = e(\mu_t - \mu_u) \frac{dn_t}{dE} + e(n_t \mu_t + n_u \mu_u) \frac{p}{E} \quad (2.8)$$

Así, diferenciando la ley de Ohm $J = \sigma E$ con respecto a E queda,

$$\frac{dJ}{dE} = \sigma + \frac{d\sigma}{dE} E \quad (2.9)$$

Re-escribiendo la ecuación,

$$\frac{1}{\sigma} \frac{dJ}{dE} = 1 + \frac{d\sigma/dE}{\sigma/E} \quad (2.10)$$

Claramente, para resistencia negativa, la densidad de corriente J debe disminuir con el incremento del campo E o la razón dJ/dE debe ser negativa. Este caso se presentará solamente si el término de la derecha es menor que cero. En otras palabras, la condición para tener resistencia negativa es:

$$-\frac{d\sigma/dE}{\sigma/E} > 1 \quad (2.11)$$

Sustituyendo en las ecuaciones 2.3 y 2.8 con $f = n_v/n_i$ resulta que

$$\left[\left(\frac{\mu_c - \mu_v}{\mu_c - \mu_v f} \right) \left(-\frac{E}{n_i} \frac{dn_i}{dE} \right) - p \right] > 1 \quad (2.12)$$

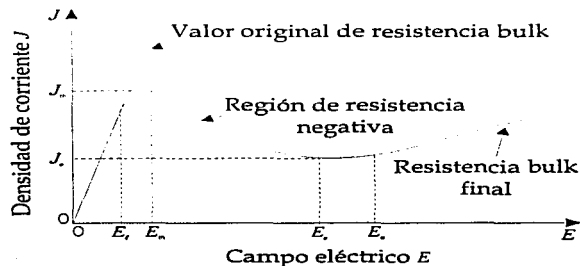
Nótese que el exponente del campo p es función del mecanismo de dispersión y debe ser negativo y grande. Este factor provoca dispersión de impurezas un tanto indeseables porque, cuando éstas son dominantes, la movilidad crece con el incremento del campo y, de esta forma, p es positivo. Sin embargo, cuando la dispersión reticular es dominante, p es negativo y depende de la temperatura reticular y de la del portador. El primer paréntesis en la ecuación 2.12 debe ser positivo para satisfacer la igualdad, esto significa que $\mu_c > \mu_v$. Los electrones deben empezar en un valle de masa baja y moverse a un valle de masa alta cuando ellos sean excitados por el campo eléctrico. El valor máximo de este término es unitario, esto es $\mu_c \gg \mu_v$. El factor dn_i/dE en el segundo paréntesis debe ser negativo. Esta cantidad representa la razón de la densidad del portador respecto al campo en el cual se mueven los electrones hacia el valle superior; esta razón depende de las diferencias entre las densidades del electrón, la temperatura del electrón y el intervalo de energía entre los dos valles.

Basándonos en la teoría RWH descrita anteriormente la estructura de banda de un semiconductor debe satisfacer tres criterios para presentar resistencia negativa.

1. La separación de energía entre la parte más baja del valle inferior y la parte más baja del valle superior debe ser varias veces más grande que la energía térmica (0.026 eV) a temperatura ambiente. Esto significa que $\Delta E > kT$ ó $\Delta E > 0.026 \text{ eV}$.
2. La separación de energía entre los valles debe ser menor que el intervalo de energía entre las bandas de conducción y valencia. Esto es $\Delta E < E_g$. De otra manera, el semiconductor se colapsaría y se transformaría en altamente conductor antes de que los electrones se comenzaran a mover hacia los valles superiores, porque se formarían pares de huecos de electrones.
3. Los electrones en el valle inferior deben tener gran movilidad, poca masa efectiva y una baja densidad de estado, así como los del valle superior deben tener baja movilidad, una alta densidad de masa, y una alta densidad de estado. En otras palabras, las velocidades del electrón (dE/dk) deben ser mucho más grandes en los valles inferiores que en los valles superiores.

Los dos semiconductores más utilizados, silicio y germanio, no cumplen con estas características. Algunos semiconductores compuestos, tales como el GaAs, el InP, y el CdTe, si cumplen con estos criterios; aunque, otras combinaciones de los mismos no las satisfacen. La figura 2.3.5 muestra la probable curva característica de corriente contra campo de un semiconductor de dos valles.

Figura 2.3.5 Curva característica de corriente contra campo eléctrico de un semiconductor de dos valles.



Para realizar un análisis matemático de la resistencia diferencial negativa, se requiere de un análisis muy detallado del transporte de portadores de campo alto. De la teoría del campo eléctrico, la magnitud de la densidad de corriente en un semiconductor esta dado por,

$$J = qnv \quad (2.13)$$

donde:

q : Carga eléctrica

n : Densidad del electrón

v : Velocidad promedio del electrón

Diferenciando la ecuación anterior con respecto al campo eléctrico E , queda,

$$\frac{dJ}{dE} = qn \frac{dv}{dE} \quad (2.14)$$

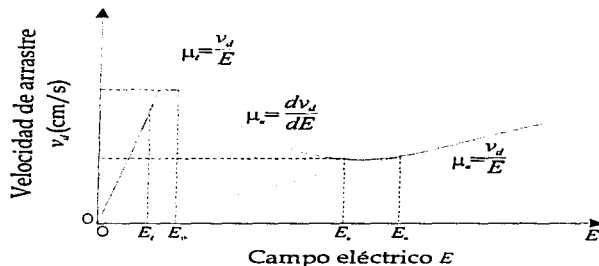
Por lo que la condición para obtener conductancia diferencial negativa se tiene,

$$\frac{dv_d}{dE} = \mu_n < 0 \quad (2.15)$$

donde, μ_n denota la movilidad negativa, la cual se muestra en la figura 2.3.6.

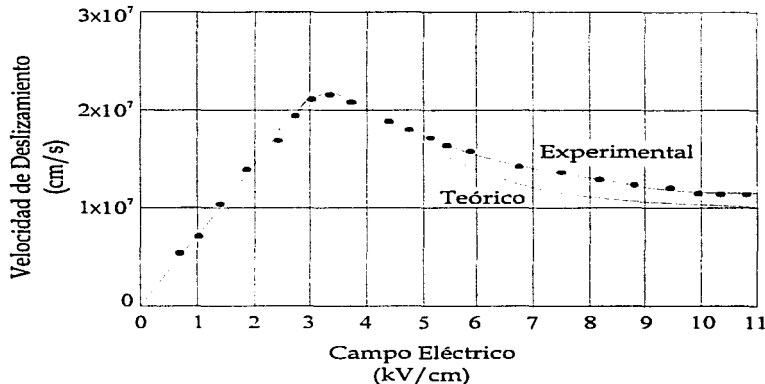
**Figura
2.3.6**

Velocidad de deslizamiento o arrastre del electrón contra campo eléctrico.



La medición directa de la dependencia de la velocidad de deslizamiento en el campo eléctrico y la evidencia directa de la existencia de movilidad diferencial negativa fue realizada por Ruch y Kino. Los resultados experimentales, junto con los resultados teóricos del análisis de Butcher y Fawcett, se muestra en la figura 2.3.7.

Figura 2.3.7 Curvas teórica y experimental de velocidad de deslizamiento de un diodo de GaAs.



2.3.3 Dominio de campo alto

Como se describió anteriormente, la resistencia diferencial se puede presentar cuando se aplica un campo eléctrico de un cierto rango a un semiconductor compuesto de multivalle, el GaAs tipo n por ejemplo. Ahora se demostrará como disminuyendo la velocidad de deslizamiento con un incremento del campo eléctrico se produce la formación de un dominio de campo alto para la generación y amplificación de microondas.

En el diodo GaAs tipo n la mayoría de los portadores son electrones. Cuando se aplica un voltaje pequeño al diodo, el campo eléctrico y la densidad de corriente de conducción son uniformes a través del diodo. Con un voltaje bajo el GaAs es óhmico, dado que la velocidad de deslizamiento de los electrones es proporcional al campo eléctrico. Esta condición se mostró en la figura 2.2.2. La densidad de corriente de conducción en el diodo esta dada por,

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}_x = \frac{\sigma V}{L} \mathbf{U}_x = \rho v_x \mathbf{U}_x \quad (2.16)$$

donde:

J : Densidad de corriente de conducción

σ : Conductividad

E_x: Campo eléctrico en la dirección de x

L : Longitud del diodo

V : Voltaje aplicado

ρ : Densidad de carga

v : Velocidad de deslizamiento

U : Vector unitario

La corriente es llevada por los electrones libres que se deslizan a través de una base de carga positiva fija. La carga positiva, la cual se debe a átomos de impureza que han donado un electrón (donadores), es reducida en algunas ocasiones por átomos de impureza que han aceptado un electrón (aceptores). Mientras la carga fija es positiva, el semiconductor es tipo n , dado que los portadores principales son las cargas negativas. La densidad de donadores menos la densidad aceptores se denomina *dopado*. Cuando la carga espacial es cero, la densidad de portadores es igual a el dopado.

Cuando el voltaje aplicado está por encima del umbral, el cual fue medido aproximadamente a 3000 V/cm por el espesor del diodo GaAs, el dominio de campo alto se forma cerca del cátodo lo que reduce el campo eléctrico en el resto del material y causa que la corriente se caiga a aproximadamente dos terceras partes de su valor máximo. Esta situación sucede debido a que el voltaje aplicado está dado por,

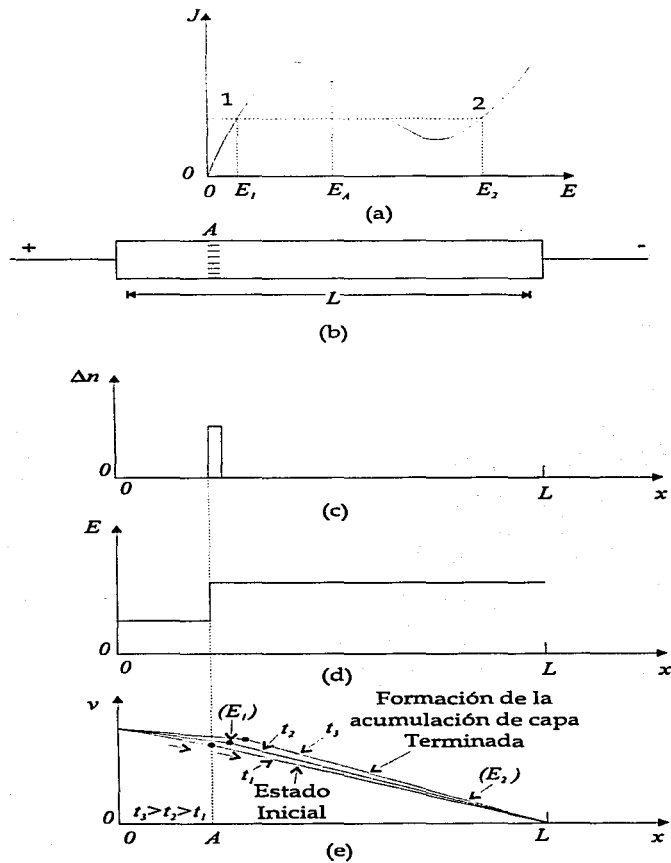
$$V = - \int_0^L E_x dx \quad (2.17)$$

Para un voltaje constante V un incremento en el campo eléctrico, dentro de la muestra, debe estar acompañado de una disminución en el campo eléctrico en el resto del diodo. Así, el dominio del campo alto se desliza con la cadena de portadores a través de los electrodos y desaparece en el ánodo. Cuando el campo eléctrico se incrementa, la

velocidad de deslizamiento del electrón disminuye y el GaAs presenta una resistencia negativa.

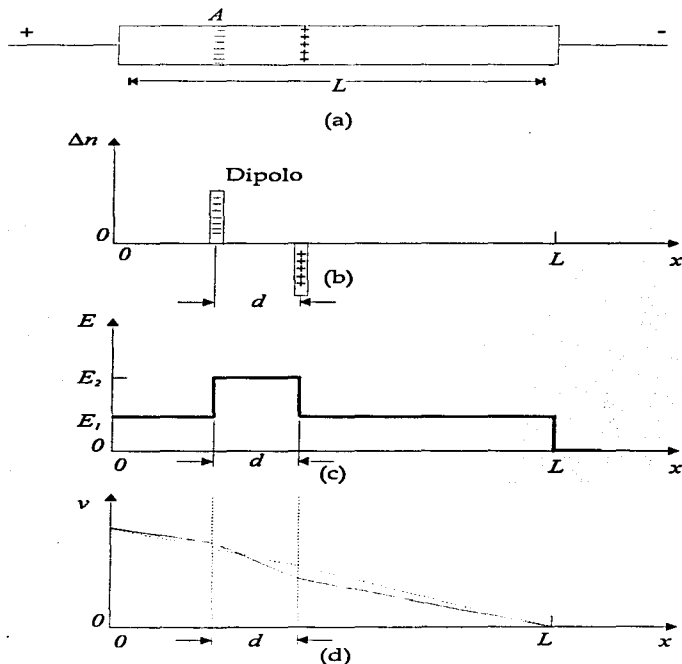
Específicamente, se asume que en el punto A en la gráfica $J-E$, como se muestra en la figura 2.3.8(b) existe un exceso (o acumulación) de carga negativa que puede ser causada por una fluctuación de ruido aleatorio o posiblemente por una desproporción permanente en el dopado en el diodo GaAs tipo n . Se crea un campo eléctrico por la acumulación de cargas, como se muestra en la figura 2.3.8(d). El campo a la izquierda de A es menor que el de su izquierda. Si el diodo está polarizado en el punto E_A en la curva $J-E$, esta situación implica que los portadores (o corriente) que fluye hacia el punto A son mayores que aquellos que fluyen fuera del punto A , de ese modo se incrementa el exceso de carga espacial negativa en A . Además, cuando el campo eléctrico, a la izquierda del punto A es menor de lo que era, el campo a la derecha es mayor que el inicial, lo que ocasiona una acumulación de carga espacial cada vez más grande. Este proceso continúa hasta que los campos bajo y alto alcanzan valores por fuera de la región de resistencia diferencial negativa y se establecen los puntos 1 y 2 de la figura 2.3.8(a), en donde las corrientes en las dos regiones de campo son iguales. Como resultado de este proceso, se forma una acumulación de carga espacial viajera. Este proceso, desde luego, depende de la condición de que el número de electrones dentro del cristal sea lo suficientemente grande para proporcionar la cantidad necesaria de carga espacial para ser acumulada durante el transitorio de la superficie de carga espacial.

Figura 2.3.8 Formación de una capa de acumulación del electrón en el GaAs.



La capa de acumulación pura, discutida anteriormente, es la forma más simple de inestabilidad de carga espacial. Cuando cargas positivas y negativas son separadas por una distancia pequeña, entonces se forma un dominio de un dipolo es formado como se muestra en la figura 2.3.9.

Figura 2.3.9 Formación de una capa de dipolo del electrón en el GaAs.



El campo eléctrico dentro del dominio del dipolo, puede ser más grande que los campos que estén en ambos lados del dipolo, figura 2.3.9(c). Debido a la resistencia diferencial negativa, la corriente en el lado del campo bajo, sería mayor al lado del campo alto. Los dos valo-

res de campo tenderían a condiciones de equilibrio fuera de la región de resistencia diferencial negativa, en donde las corrientes baja y alta son iguales a las descritas en la sección anterior. Así, el campo del dipolo alcanza una condición estable y se mueve a través de la muestra hacia el ánodo. Cuando el dominio de campo alto desaparece en el ánodo, un nuevo campo de dipolo comienza a formarse en el cátodo y el proceso se repite.

En general, el dominio de campo alto tiene las siguientes propiedades:

1. Un dominio se empezará a formar cuando el campo eléctrico en una región de la muestra crezca por arriba del umbral del campo eléctrico y se deslice con la cadena de portadores a través del dispositivo. Cuando el campo eléctrico se incrementa, la velocidad de deslizamiento del electrón disminuye y el diodo GaAs muestra una resistencia negativa.
2. Si se aplica un voltaje adicional al dispositivo que contiene un dominio, el dominio aumentará de tamaño y absorberá más voltaje del que fue aplicado y la corriente disminuirá.
3. Un dominio no desaparecerá hasta que alcance el ánodo al menos que el voltaje disminuya notablemente debajo del umbral (para un diodo con dopado y área uniforme).
4. La formación de un nuevo dominio puede evitarse si se disminuye ligeramente el voltaje por debajo del umbral (en un circuito no resonante).
5. Un dominio modulará la corriente a través del dispositivo conforme el dominio pase a través de las regiones de diferente dopado y una sección de área transversal, o el dominio puede desaparecer. El dopado efectivo puede variar en secciones a lo largo de la ruta de deslizamiento por contactos adicionales.
6. La longitud del dominio es generalmente inversamente proporcional al dopado; aquellos dispositivos con el mismo producto de dopado multiplicado por la longitud, se comportará similarmente en términos de frecuencia multiplicada por la longitud, voltaje/longitud, y eficiencia.

7. Cuando el dominio pase un punto en el dispositivo, el dominio puede ser detectado por un contacto capacitivo dado que el voltaje cambia tan pronto el dominio pasa. La presencia de un dominio en cualquier parte del dispositivo puede ser detectado por una corriente disminuida o por un cambio de la impedancia diferencial.

Se debe notar que las propiedades 3 y 6 son válidas únicamente cuando la longitud del dominio es más grande que la longitud de difusión térmica para los portadores; el cual, para el GaAs es cerca de $1\ \mu\text{m}$ para un dopado de 10^{16} por centímetro cúbico y cerca $10\ \mu\text{m}$ para un dopado de 10^{14} por centímetro cúbico.

2.4 Modos de Operación

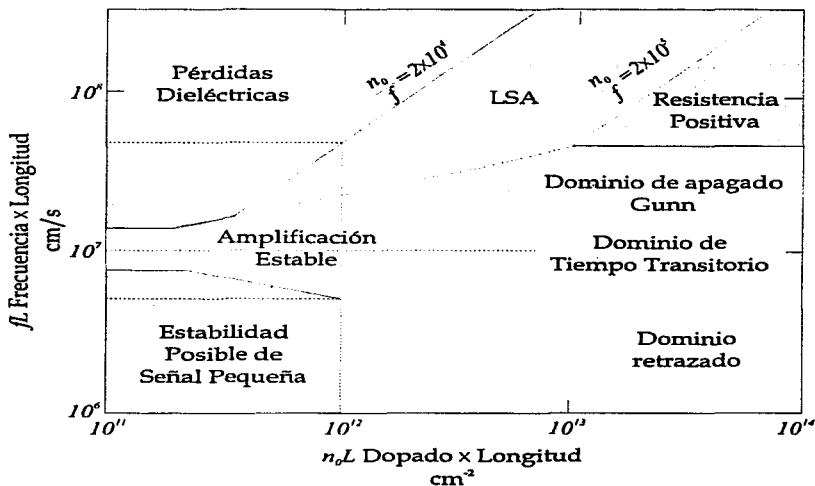
Copeland propuso cuatro modos de operación básicos de diodos *bulk* uniformemente dopados con contactos de baja resistencia como se muestran en la figura 2.4.1.

1. Modo de oscilación Gunn. Este modo se define en la región en donde el producto de la frecuencia multiplicada por la longitud es de cerca de $10^7\ \text{cm/s}$ y el producto de dopado multiplicado por la longitud es mayor que $10^{12}/\text{cm}^2$. En esta región, el dispositivo es inestable debido a la formación cíclica, tanto de la capa de acumulación, como del dominio de campo alto. En un circuito con una impedancia relativamente baja, el dispositivo opera en el modo de dominio de campo alto y la frecuencia de oscilación es aproximadamente la frecuencia intrínseca. Cuando el dispositivo opera en una cavidad con una Q relativamente alta y acoplada adecuadamente a la carga, el dominio es apagado y/o retardado antes de nuclearse. En este caso, la frecuencia de oscilación es casi enteramente determinada por la frecuencia de resonancia de la cavidad y tiene un valor de varias veces la frecuencia intrínseca.
2. Modo de amplificación estable. Este modo está definido en la región en donde el producto de la frecuencia por la longitud es aproximadamente de $10^7\ \text{cm/s}$ y el producto del dopado por la longitud está entre 10^{11} o $10^{12}/\text{cm}^2$.
3. Modo de oscilación LSA. Este modo se define en la región en donde el producto de la frecuencia por la longitud es de cerca de $10^7\ \text{cm/s}$

y el coeficiente del dopado entre la frecuencia está entre 2×10^4 y 2×10^5 .

4. Modo de oscilación de circuito de polarización. Este modo se presenta solamente cuando se tiene ya sea oscilación Gunn o LSA, y es usualmente la región en donde el producto de la frecuencia por la longitud es tan pequeña que no aparece en la figura. Cuando un diodo *bulk* es polarizado en el umbral, la corriente promedio repentinamente cae cuando la oscilación Gunn comienza. La caída de corriente en el umbral puede producir oscilaciones en el circuito de polarización que son típicamente de 1 kHz a 100 MHz.

Figura 2.4.1 Modos de operación del diodo Gunn.



2.4.1 Modos de oscilación del diodo Gunn ($10^{12}/\text{cm}^2 \leq n_0L < 10^{14}/\text{cm}^2$)

Cuando el producto de n_0L (dopado por longitud) es mayor a $10^{12}/\text{cm}^2$, los cambios en la carga espacial en la muestra aumentarán exponencialmente en espacio y tiempo y de acuerdo a la ecuación 2.18.

$$Q(X, t) = Q(X - vt, 0) \exp\left(\frac{t}{\tau_d}\right) \quad (2.18)$$

donde:

$\tau_d = \frac{\epsilon}{\sigma} = \frac{\epsilon}{en_0|\mu_n|}$ es la magnitud del tiempo de relajación dieléctrica negativa.

ϵ : Permitividad dieléctrica del semiconductor

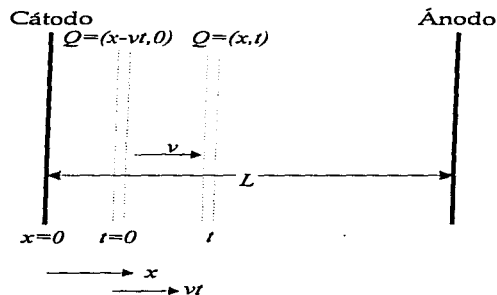
n_0 : Concentración de dopado

μ_n : Movilidad negativa

e : Carga del electrón

σ : Conductividad

Figura 2.4.2 Acumulación espacial de carga a una velocidad v .



Así, un dominio de campo alto se formará y moverá del cátodo al ánodo como ha sido descrito. La frecuencia de oscilación está dada por la relación,

$$f = \frac{v_{dom}}{L_{eff}} \quad (2.19)$$

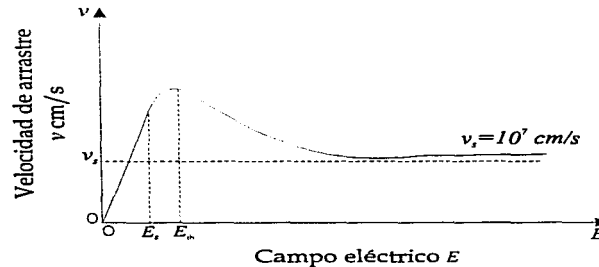
donde v_{dom} es la velocidad del dominio y L_{eff} es la longitud efectiva que viaja el dominio desde el momento en que se forma hasta el momento en que un nuevo dominio empieza a formarse.

Ha sido descrito el comportamiento de los osciladores Gunn bajo diferentes configuraciones de circuitos. Cuando el circuito es principalmente resistivo o el voltaje a través del diodo es constante, el periodo de oscilación es el tiempo requerido por el dominio para deslizarse desde el cátodo hasta el ánodo. Este modo no es realmente una aplicación típica en microondas. Los dispositivos de conductividad ne-

gativa se operan generalmente en circuitos resonantes, tales como cavidades resonantes de microondas con una Q alta. Cuando el diodo está en un circuito resonante, la frecuencia puede ser sintonizada dentro de un rango de aproximadamente una octava sin pérdida de eficiencia.

El dominio del campo alto se desliza a través de la muestra hasta que este alcanza el ánodo o hasta que el valor del campo bajo cae por debajo del campo de sostenimiento E_s requerido para mantener v_s como se muestra en la figura 2.4.3. La velocidad sostenida de deslizamiento para un GaAs es $v_s=10^7$ cm/s. Dado que la velocidad de deslizamiento del electrón v varía con el campo eléctrico, existen tres posibles modos de dominio para el modo de oscilación Gunn.

Figura 2.4.3 Velocidad de deslizamiento del electrón contra campo eléctrico.



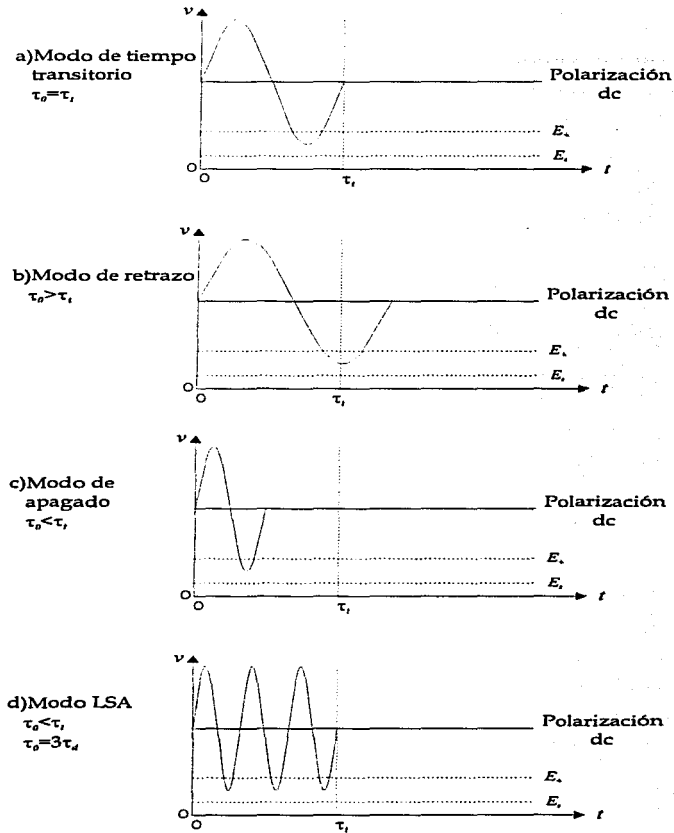
- Modo de dominio de tiempo transitorio ($fL \approx 10^7$ cm/s). Cuando la velocidad de deslizamiento del electrón v_d es igual a la velocidad de sostenimiento v_s , el dominio de campo alto es estable. En otras palabras, la velocidad de deslizamiento del electrón está dada por,

$$v_d = v_s = fL \approx 10^7 \text{ cm/s} \quad (2.20)$$

Entonces, el periodo de oscilación es igual al transitorio, esto es $\tau_0 = \tau_t$. Esta situación se muestra en la figura 2.4.4(a). La eficiencia es menor al 10% porque la corriente es recolectada solamente cuando el dominio llega al ánodo.

- Modo de dominio retardado ($10^6 \text{cm/s} < fL < 10^7 \text{cm/s}$). Cuando el transitorio es elegido de tal manera que el dominio sea recolectado mientras $E < E_{ih}$, como se muestra en la figura 2.4.4(b), no se puede formar un nuevo dominio hasta que el campo crezca otra vez por encima del umbral. En este caso, el periodo de oscilación es mayor que el transitorio, esto es, $\tau_o > \tau_t$. Este modo también es conocido como modo inhibido, la eficiencia de este modo es de 20% aproximadamente.
- Modo de dominio apagado ($fL > 2 \times 10^7 \text{cm/s}$). Si el campo de polarización cae por debajo del campo de sostenimiento E_s , el medio ciclo negativo, como se muestra en la figura 2.4.4(c), el dominio se colapsa antes de alcanzar el ánodo. Cuando el campo de polarización vira sobre el umbral, un nuevo dominio es nucleado y el proceso se repite. Por lo tanto, la oscilación se presentará a la frecuencia del circuito resonante en lugar de a la frecuencia del transitorio. Se ha encontrado que la frecuencia de resonancia del circuito es varias veces mayor que la frecuencia del transitorio, dado que un dipolo no tiene el suficiente tiempo para reajustar y absorber el voltaje de los otros dipolos. Teóricamente, la eficiencia de los osciladores de dominio apagado pueden alcanzar el 13%.

Figura 2.4.4 Modos de dominios Gunn.



2.4.2 Modo de amplificación del diodo Gunn ($n_0L < 10^{12}/\text{cm}^2$)

Cuando el producto de n_0L del dispositivo es menor a $10^{12}/\text{cm}^2$, este presentará amplificación a al frecuencia de tiempo transitorio en lugar de oscilación. Esta situación se manifiesta debido a que la conductancia negativa se utiliza sin la formación del dominio, pues se tienen muy pocos portadores para la formación del dominio dentro del tiempo transitorio. De lo anterior se tiene que se puede tener amplificación de señales cerca de la frecuencia de tiempo transitorio.

Los diferentes modos de operación del diodo Gunn se pueden clasificar de acuerdo a los tiempos en los cuales aparecen varios procesos. Estos se definen como sigue:

τ_t : dominio de tiempo transitorio

τ_d : tiempo de relajación del dieléctrico en el campo bajo

τ_g : dominio de tiempo de crecimiento

τ_o : Período natural de oscilación de un circuito eléctrico externo de alta Q .

En la tabla 2.4.1 se describen los modos anteriormente citados.

Tabla 2.4.1 Modos de operación de los osciladores Gunn

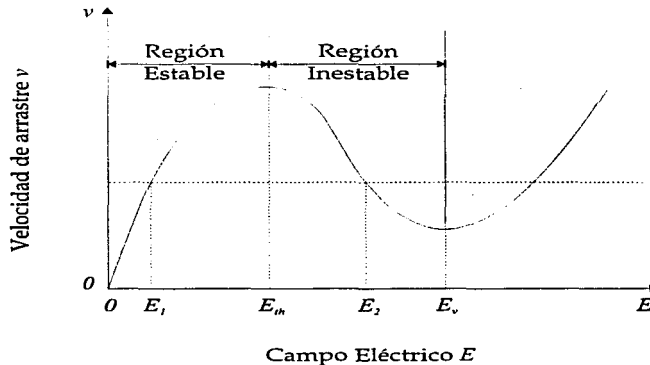
Modo	Relación de tiempo	Nivel de dopado	Tipo de circuito
Amplificación estable	$\tau_o \geq \tau_t$	$n_0L < 10^{12}$	No resonante
Dominio Gunn	$\tau_g \leq \tau_t$ $\tau_o = \tau_t$	$n_0L > 10^{12}$	No resonante Voltaje constante
Dominio apagado	$\tau_g \leq \tau_t$ $\tau_o < \tau_t$	$n_0L > 10^{12}$	Resonante Impedancia finita
Dominio de retardo	$\tau_g \leq \tau_t$ $\tau_o > \tau_t$	$n_0L > 10^{12}$	Resonante Impedancia finita
LSA	$\tau_o < \tau_g$ $\tau_o > \tau_d$	$2 \times 10^4 < n_0L < 2 \times 10^5$	Resonancias multiples Alta impedancia Alta polarización de DC

2.5 Generación y amplificación de microondas

2.5.1 Generación de microondas

Si es aplicado un campo menor al umbral, la muestra es estable. Si, sin embargo, el campo es mayor que el umbral, la muestra es inestable y se divide en dos dominios de diferente conductividad y campo eléctrico pero con la misma velocidad de deslizamiento. La figura 2.5.1 muestra las regiones estable e inestable.

Figura 2.5.1 Velocidad de deslizamiento del electrón contra campo eléctrico.



En la formación inicial de la capa de acumulación, el campo detrás de la capa disminuye y el campo de enfrente se incrementa. Este proceso continúa conforme la capa viaja del cátodo hacia el ánodo. Conforme la capa se aproxima al ánodo, el campo de atrás comienza a incrementarse nuevamente; y después de que la capa es recolectada por el ánodo, el campo en toda la muestra es mayor que el del umbral. Cuando el dominio de campo alto desaparece en el ánodo, un nuevo campo dipolar empieza a formarse otra vez en el cátodo y el proceso se repite. Dado que la densidad de corriente es proporcional a la velocidad de deslizamiento de los electrones, se obtiene una corriente de pulsos. La frecuencia de oscilación está dada por,

$$f = \frac{v_d}{L_{eff}} \quad (2.21)$$

donde v_d es la velocidad del dominio o aproximadamente la velocidad de deslizamiento de los electrones y L_{eff} es la longitud efectiva que el dominio recorre. Experimentalmente se ha visto que los diodos GaAs tipo n han producido pulsos de 200 W a 3.05 GHz y 780 mW de potencia (CW) a 8.7 GHz. Se han obtenido eficiencias del 29% en generación de impulsos a 3.05 GHz y 5.2% en operación CW a 24.8 GHz. Se han hecho predicciones que hacen teóricamente posible la generación de pulsos de 250 kW a 100 GHz con un bloque simple de GaAs tipo n .

La generación de fuentes de dispositivos de estado sólido para microondas tiene muchas ventajas sobre los dispositivos con tubos de vacío y los están comenzando a reemplazar. Sin embargo, en algunos casos presentan serios inconvenientes que podrían impedir mas aplicaciones de espectro ancho.

Las desventajas mas importantes son:

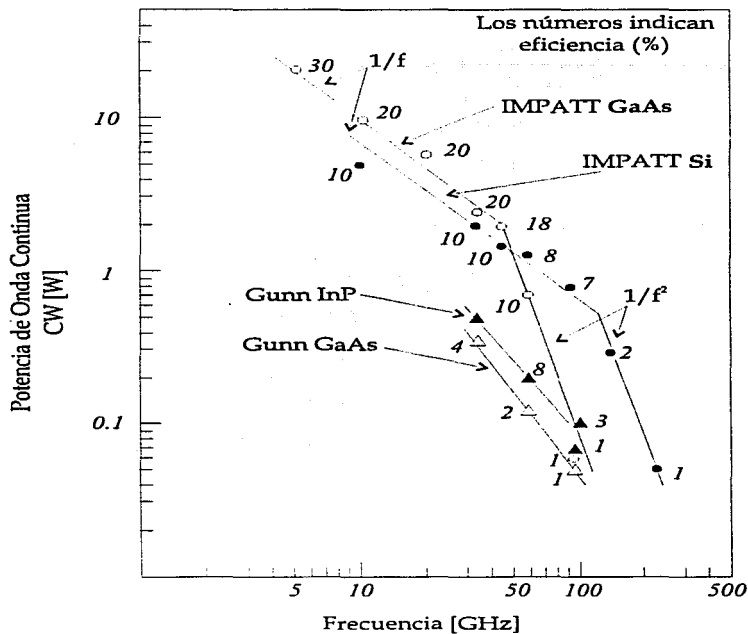
1. Eficiencias bajas a frecuencias superiores a 10 GHz.
2. Rango pequeño de sintonización.
3. Gran dependencia de la frecuencia a la temperatura.
4. Alto ruido.

Estos problemas son comunes tanto en los diodos de avalancha como en los TES.

La figura 2.5.2 muestra el último desarrollo que mejora el desempeño en los diodos Gunn de GaAs y InP. Los números cerca de los puntos indican la eficiencia en porcentaje. Los osciladores de diodo Gunn se utilizan como osciladores locales en receptores y como fuentes primarias en donde las potencias requeridas de CW son de hasta 100 mW.

Figura 2.5.2

Desempeño de los diodos Gunn de GaAs e InP.



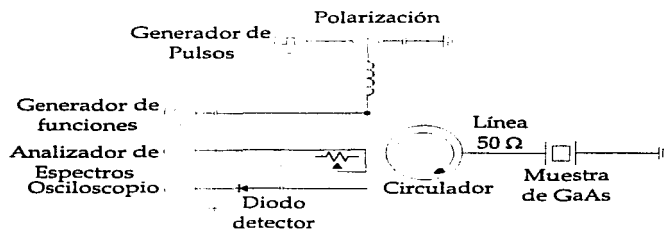
2.5.2 Amplificación de microondas

Cuando se aplica una señal de R.F. a un oscilador Gunn se presenta la amplificación de ésta, dado que la frecuencia de la señal es lo suficientemente pequeña como para poder permitir que la carga espacial se reajuste en el dominio por sí misma. Existe un valor crítico de fL sobre el cual el dispositivo no amplificará, por debajo de este límite de frecuencia, la muestra presenta una impedancia con un valor negativo en su parte real que puede ser utilizada para amplificación. Si n_0L llega a ser menor que $10^{12}/\text{cm}^2$, la formación del dominio es inhibida y el

dispositivo muestra una distribución no uniforme de campo que es estable con respecto al tiempo y espacio. Así que el diodo puede amplificar señales en la vecindad de la frecuencia del transitorio y a sus armónicas sin oscilación. Si este dispositivo es utilizado en un circuito con la retroalimentación positiva suficiente, este oscilará. Se ha demostrado que el diodo de oscilación puede amplificar en frecuencias cercanas o puede ser utilizado en un circuito como amplificador y oscilador local al mismo tiempo. Sin embargo, la potencia de salida de un amplificador estable es un poco baja debido a la limitante impuesta por el valor de n_0L .

Comparado con un amplificador estable, el diodo Gunn debe oscilar a la frecuencia del transitorio mientras está amplificando en alguna otra frecuencia. El valor de n_0L debe ser mayor a $10^{12}/\text{cm}^2$ para poder formar oscilaciones de dominio viajeras; por lo que se puede obtener una potencia de salida considerablemente mayor. Debido a la presencia de dominios de campo alto, este amplificador es denominado Amplificador de dominio viajero (TDA, *Traveling Domine Amplifier*).

Figura 2.5.3 Circuito básico de amplificación del diodos.



Además de que existe un gran número de circuitos de amplificadores posibles, la característica esencial de cada uno es proveer tanto circuitos de banda ancha a la frecuencia de la señal, como un corto circuito a la frecuencia de oscilación del diodo Gunn. Para mantener la estabilidad con respecto a la frecuencia de la señal, el diodo Gunn debe ver una fuente de admitancia la cual, en su parte real es mayor que la conductancia negativa del diodo Gunn. El circuito más simple que satisface esta condición se muestra en la figura 2.5.3. una ganancia promedio de 3dB se ha presentado entre los 5.5 y 6.5 Ghz.

Los diodos Gunn han sido utilizados junto con circuitos con circulator acoplado en el diseño de amplificadores de electrón transferido de banda ancha de alto nivel que tienen una relación de ganancia de voltaje-ancho de banda superior a 10 dB para frecuencias de 4 a casi 16 GHz. Se han obtenido ganancias lineales de 6 a 12 dB por etapa y niveles de potencia de salida saturada superiores a 0.5 W. En la tabla 2.5.1 se muestra una lista de desempeño de diferentes amplificadores que han sido diseñados desde la década de 1970.

Tabla 2.5.1 Desempeño en amplificación para CW del diodo Gunn

Banda	Ancho de Banda [GHz]	Ganancia de señal pequeña [dBm]	Ganancia en potencia [dBm]	Eficiencia [%]
C	4.5 - 8	8	3.00	3.0
X	7.5 - 10.75	12	1.65	2.3
	8 - 12	6	1.80	2.5
Ku	12 - 16	6	1.50	2.5
	13 - 15	8	0.36	2

CAPÍTULO 3

TRANSMISIÓN DE VÍDEO PUNTO A PUNTO

3.0 Introducción

Este capítulo contiene información relacionada a los conceptos básicos para el diseño de sistemas de transmisión de señales de televisión punto a punto. Para poder diseñar un sistema se deben comprender los conceptos fundamentales de las señales de vídeo y como se conforma una señal de televisión estándar.

A través de este capítulo se revisarán los parámetros críticos para la transmisión de vídeo, los estándares para la transmisión de señales blanco y negro, y a color, la transmisión de señales sobre el espacio libre punto a punto, y finalmente los parámetros de diseño en los que se deberá basar el sistema en cuestión.

3.1 Transmisión de vídeo

Un sistema de vídeo está relacionado con los cuatro factores siguientes, estos se involucran, pues se transmiten imágenes en movimiento:

- Una percepción de la distribución de luminancia o simplemente la distribución de la luz y la sombra.
- Una percepción de profundidad ó una perspectiva tridimensional.
- Una percepción del movimiento relacionado con los dos factores mencionados anteriormente.
- Una percepción del color (matices y tintes). Únicamente en transmisión a color.

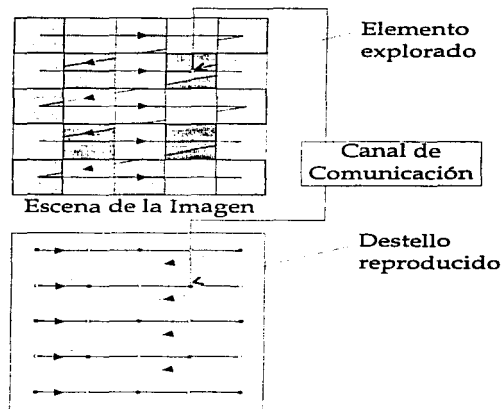
En un sistema de transmisión de vídeo estos elementos deben ser convertidos en equivalentes eléctricos. Los primeros tres factores son integrados en corriente eléctrica o voltaje cuya amplitud varía con el tiempo. Esencialmente, en cualquier momento esta debe integrar la luminancia de la escena en tres dimensiones (por ejemplo, altura, amplitud y profundidad) en función del tiempo. Y el tiempo por si mismo es otra variable, pues la escena cambia a través de éste.

El proceso de integración de una señal visual es proporcionada por el *barrido*. El detalle horizontal de una escena es transmitido continuamente mientras que el vertical es discontinuo. A la dimensión vertical le son asignados valores discretos, los cuales se convierten en el factor limitante fundamental en un sistema de transmisión de vídeo.

El proceso de *barrido* consiste en tomar una tira ó línea horizontal de la imagen en la cual elementos discretos cuadrados, llamados *pels* o *pixeles*², son explorados de izquierda a derecha. Cuando el extremo derecho es alcanzado, se comienza a explorar otra línea inferior, y se repite el proceso hasta que se ha explorado toda la imagen. Los valores de luminancia son convertidos en cada intervalo de exploración en variaciones de voltaje ó corriente y se transmiten a través del sistema. En la figura 3.1.1 se muestra este concepto.

²picture elements.- Elementos de la imagen.

Figura 3.1.1 Proceso de barrido de una cámara de TV a un receptor



El estándar NTCS aprobado por la FCC a principio de la década de 1940 divide una imagen en 525 líneas de barrido horizontal. Es el número de líneas de barrido horizontales el que determina el detalle vertical o el detalle de las imágenes.

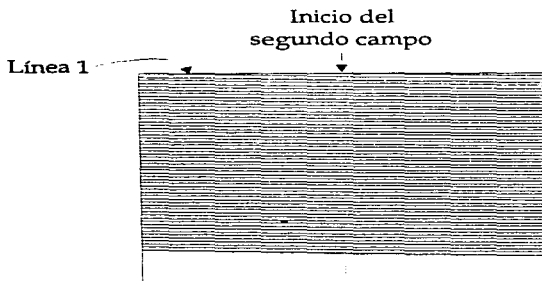
Cuando se habla de la resolución de una imagen, la relación de aspecto es la relación ancho-alto de la imagen de vídeo. La relación de aspecto utilizada casi universalmente es 4:3. En otras palabras, una imagen de televisión de 12 pulgadas de ancho debe tener 9 pulgadas de alto. Así, una imagen dividida en 525 (491) elementos verticales entonces tendrá 700 (652) elementos horizontales. Los números en paréntesis representan en la práctica el número máximo de líneas activas y elementos. Por lo tanto, el número total de píxeles está en el orden de 250,000. Este es el número que se alcanza porque, en la práctica, el detalle vertical que se reproduce es del 67% al 87% de las líneas activas de barrido.

El movimiento es otra variable que debe ser transmitida. La sensación de movimiento continuo en la transmisión estándar de vídeo es transmitido al espectador como una sucesión de imágenes estáticas a un promedio regular de exposiciones, llamado promedio de cuadros,

similar al método utilizado en las imágenes en movimiento. Un promedio de cuadros de 25 por segundo le proporciona al espectador la sensación de movimiento, pero por otro lado, el espectador será distraído por un parpadeo de luminancia (destello y caída), o la sensación de que las imágenes estáticas están parpadeando en la pantalla.

Para evitar cualquier clase de sensación de parpadeo se utiliza una técnica de entrelazamiento, esto a través de un promedio de barrido lo suficientemente grande para nuestra percepción de visión que integra los cuadros en una imagen continua en movimiento. En la figura 3.1.2 se muestra esta técnica de barrido entrelazado. La escena completa es barrida una vez desde la parte superior hasta la inferior utilizando 262 $\frac{1}{2}$ líneas horizontales (que son las líneas sólidas de la figura), esto genera un campo de la imagen. Después del retorno vertical, en blanco, lo cual no genera líneas que sean vistas por el espectador, comienza el segundo campo en el centro superior de la imagen. Las líneas entrelazadas del segundo campo (punteadas), bajan entre las del primer campo. Los dos campos componen un cuadro completo con 525 líneas. (En la mayor parte de Europa son 625 líneas por cuadro y 25 cuadros por segundo). El patrón de barrido de la imagen de la figura es llamado barrido de trama. Las líneas individuales de la trama se ven fácilmente en un televisor de pantalla grande, especialmente cuando no se recibe ninguna imagen.

Figura 3.1.2 Técnica de barrido entrelazado. La línea 1 del primer campo comienza en la esquina superior izquierda del CTR



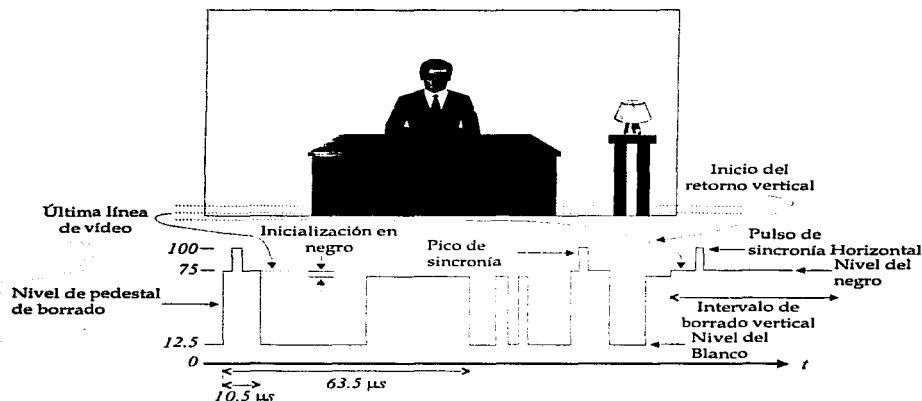
En Norteamérica, cada campo toma aproximadamente 1/60 s, y los dos campos producen un cuadro (un cuadro promedio de ~30 cua-

dros por segundo). Debido a que hay 525 líneas horizontales por cuadro, el promedio de barrido de línea horizontal es $(525 \text{ líneas/cuadro}) \times (29.97 \text{ cuadros/s}) = 15734.25 \text{ líneas/s}$. De los $63.5 \mu\text{s/línea}$, solamente 53 son visibles, porque 10 son utilizados por el (blanqueado) retraso (también llamado *flyback*). Durante el tiempo entre el final de una línea y el comienzo de la siguiente, el sistema de barrido genera un pequeño *pulso horizontal de sincronía* que es transmitido de tal manera que el receptor de televisión se pueda sincronizar con la estación transmisora. Cuando la señal transmitida incluye color (crominancia), una señal adicional de sincronización llamada ráfaga de color³ es transmitida durante el tiempo del retorno horizontal.

La figura 3.1.3 muestra las líneas finales de una señal de vídeo compuesto para una transmisión en blanco y negro. Nótese que un voltaje alto corresponde a una porción oscura de la escena. Las últimas líneas horizontales de la imagen son seguidas por el inicio del periodo vertical de retorno, llamado intervalo vertical de borrado. El retorno vertical toma cerca de $1 \frac{1}{3} \text{ ms}$, lo que significa que 21 líneas horizontales no se puedan desplegar durante este periodo. Ahora, este tiempo es utilizado para transmitir las señales de referencia (VIR) y de prueba (VITS), además de información especial como teletexto y como títulos para texto escrito.

³color burst.

Figura 3.1.3 Línea inferior de la imagen y señal de vídeo compuesto para transmisión blanco y negro



El nivel de voltaje, llamado inicialización en negro, establecido por una parte negra de la escena es puesto para el 65% al 70% del nivel pico de sincronía (nivel máximo permitido de voltaje). Por lo tanto el nivel de pedestal de borrado, al 75%, cortará definitivamente el haz del electrón del receptor de televisión durante el retorno horizontal y vertical. Los pulsos de sincronización vertical y horizontal pueden ser negros que el negro y pueden ser vistos solamente en una televisión ajustando el control de sincronía vertical para plegar el intervalo de borrado vertical en la pantalla después de incrementar la brillantez y disminuir el contraste (esto es, lavar la imagen). El nivel de referencia blanca es del 10% al 15% del máximo, y en la figura 3.1.3 se muestra como de 12.5%.

3.2 Ancho de Banda del Vídeo y Resolución

En la escena de la figura 3.1.3 la mesa a la extrema derecha podrá ser distinguida claramente sólo si la señal que llega al receptor de televisión (específicamente al tubo de rayos catódicos, CTR) puede

cambiar rápidamente. Esto significa que la señal de vídeo y el ancho de banda del sistema, especialmente el ancho de banda del amplificador de recepción de vídeo, limita la resolución de la imagen.

La NTSC limita el ancho de banda de vídeo a 4.2 MHz, lo que significa que la variación del ciclo más rápido de encendido-apagado en una imagen no puede ser mayor a 0.24 μ s. Esto limita la resolución de la imagen a un poco más de 100, 000 ciclos de luz de resolución o 200, 000 píxeles discretos de blanco y negro.

3.3 Transmisiones de señales de audio y vídeo

La señal de vídeo blanco y negro de la figura 3.1.3 está modulada en amplitud para la portadora de imagen y filtrada en VSB. La potencia de transmisión es ahorrada utilizando un formato de transmisión negativa (blanco = voltaje bajo) debido a que la mayoría de las escenas son luminosas y relativamente pocas son oscuras. El máximo EIRP autorizado por la FCC es de 500 kW para UHF y 100 kW para los canales en la parte baja de VHF. Los transmisores típicos de VHF operan entre los 15 y 25 kW de envolvente de potencia pico, y las antenas tienen de 5 a 15 dB de ganancia.

El ancho de banda del audio va de 50 Hz a 15 kHz. el audio es demodulado en frecuencia con una portadora de audio completamente separada utilizando 75 μ s de pre-énfasis. La desviación total para esta señal de FM es de ± 25 kHz, lo que la hace una tercera parte de las señales de FM en radio. La señal de sonido es agregada a la señal VSB de vídeo antes de llegar a la antena utilizando un duplexor, que es una combinación de filtros separados y un transformador de un cuarto de onda. En audio radiado de la señal de FM se debe mantener entre el 10% mínimo y 20% máximo de la potencia pico de la transmisión de vídeo. La frecuencia de las portadoras deben estar dentro de ± 1 kHz de sus valores nominales.

3.4 Distorsiones Críticas en la Transmisión de Vídeo

La banda base nominal de vídeo se divide en dos segmentos: el segmento de alta frecuencia (HF), superior a 15.75 kHz, y el segmento de baja frecuencia (LF), por debajo de ésta. Las distorsiones en el

segmento de HF operan, en general, a través del eje horizontal de la imagen de vídeo recibida. Por el contrario, los de LF operan en el eje vertical. La tabla 3.4.1 lista las distorsiones críticas con sus causas correspondientes.

Tabla 3.4.1

Distorsiones críticas

Distorsión	Causa
En alta frecuencia	
Eco sin distorsión	Ganancia de retroalimentación y desviación de fase a través del paso banda.
Eco distorsionado	Ganancia no lineal y desviaciones de fase, especialmente en la parte alta de la banda.
Efectos de corte en alta frecuencia, zumbido	Distorsiones limitadas en el paso banda, mostrándose las transiciones de las imágenes, causando que la imagen exceda sus límites o quede recortada. El zumbido puede notarse durante la prueba de patrones por falta tanto de distribución de energía y de resolución reducida.
Distorsión de marcos (pobre reproducción de marcos)	Leve atenuación y distorsión de fase
Imagen con manchas (Aspecto borroso de los extremos verticales de los objetos)	Variaciones bruscas de atenuación y fase Distorsión de cuadratura
En baja frecuencia	
Supresión de DC, sin imagen distorsionada	Falta de sintonía
Desvanecimiento de baja frecuencia (Desvanecimiento gradual de arriba hacia abajo)	Pobre sintonía, deterioro de los circuitos de acoplamiento
Rallas en la imagen	Distorsión de fase y atenuación, usualmente generado por el medio de transmisión.
Distorsiones no lineales	
No linealidad en la región negativa extrema que provoca rallas horizontales en la imagen	Compresión de los pulsos de sincronía
Distorsiones causadas por ruido	
El ruido, en este caso, se considera como una sensación visual no deseada. Se considera que el ruido se presenta en tres tipos: frecuencia individual, aleatoria e impulso.	
Patrón no deseado en la imagen recibida	Ruido de frecuencia individual
Patrón en campos alternos	Ruido de frecuencia individual que se

Distorsión	Causa
	presenta como un múltiplo entero de la frecuencia de campo (60 Hz).
Barras horizontales o verticales Se debe notar que en baja frecuencia el sistema es muy sensible al ruido de ruido de frecuencia individual	Ruido de frecuencia individual
"Nieve" en la imagen	Conforme el ruido aleatorio aumenta, el granulado en la imagen aumenta
El objetivo de diseño del sistema de la relación señal/ruido ponderado de 47 dB o la relación señal a ruido de 44 dB, basado en un ancho de vídeo de 4.2 MHz, satisface la calidad de una imagen excelente según la TASO. El pico de ruido debe ser 37 dB menor al pico de vídeo. Las relaciones S/N se toman en los picos de las marcas de sincronización.	
Ruidos repentinos, pérdida momentánea de sincronización, desvanecimiento momentáneo, "fantasmas" momentáneos en la imagen	Ruido de impulso
El sistema Bell limita la entrada del receptor a -20 dB referidos a un punto de nivel de señal de 1 Vpp.	
Imagen débil y ajena superpuesta a la imagen principal	Fuerte interferencia

Frecuentemente, la entidad responsable de la transmisión punto a punto de programas de transmisión no es la misma entidad que origina la imagen transmitida, excepto en el caso de que el enlace esté conectado directamente del estudio al transmisor local. El medio empleado para la transmisión punto a punto en nuestro caso es un radio enlace, pero se aplica también para un enlace satelital, cable coaxial, fibra óptica o pares de cables especialmente acondicionados.

3.5 Parámetros Críticos de Vídeo

3.5.0 Introducción

La transmisión banda base de vídeo puro requiere de una excelente respuesta en frecuencia, en particular desde DC hasta 15 kHz y extendiéndose hasta 4.2 MHz para los sistemas norteamericanos y 5 MHz para los europeos. La ecualización es extremadamente importante. Muy pocos circuitos de transmisión punto a punto lo hacen en banda base, porque los transformadores para el acoplamiento de la

línea deterioran la respuesta a varias frecuencias y hacen la ecualización en fase muy difícil.

Para evitar el deterioro de las bajas frecuencias se recurre a la técnica de portadoras y la inversión de frecuencia utilizando la modulación VSB. Sin embargo, si se transmite vídeo en banda base puro se debe tener cuidado en conservar sus componentes de DC.

3.5.1 Nivel de Transmisión Estándar

Los niveles estándar de potencia han sido desarrollados para lo que se considera aproximadamente el nivel de entrada a un receptor ordinario de televisión para una tener una imagen libre de ruido. Esto es, 1.5 mV para 75 Ω . Con esto como referencia, los niveles para televisión están dados en dBmV. Para RF y los sistemas de portadoras de vídeo, las mediciones se refieren a voltaje RMS. Para vídeo puro este es de 0.707 de nivel pico de voltaje el cual es usualmente obtenido de los picos de sincronización.

La relación señal a ruido, para transmisión de vídeo, se expresa normalmente como:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{señal pico [dBmV]}}{\text{ruido RMS [dBmV]}} \quad (3.1)$$

Los promedios de la imagen TASO⁴ (ancho de banda de 4 MHz) referidos a la relación S/N se muestran en la tabla 3.5.1.

Tabla 3.5.1

Promedios de la imagen TASO

Calidad de imagen	S/N
Excelente (nieve no perceptible)	45 dB
Fino (nieve apenas perceptible)	35 dB
Aceptable (nieve perceptible pero no molesta)	29 dB
Marginal (nieve algo molesta)	25 dB

3.5.2 Otros Parámetros

Para sistemas de vídeo en blanco y negro hay cuatro parámetros de transmisiones críticas:

⁴Television Allocation Study Organization.

1. Respuesta en amplitud-frecuencia
2. EDD (retardo de grupo)
3. Respuesta transitoria
4. Ruido (térmico, distorsión de intermodulación (IM), *crosstalk* e impulso)

La transmisión a color requiere de la consideración de dos parámetros más:

5. Ganancia diferencial
6. Fase diferencial

Debido a que la transmisión de vídeo envuelve aquellos anchos de banda anchos comparados con el canal de voz y debido a la naturaleza del vídeo por si misma, los requerimientos de fase y amplitud son mucho más rigurosos.

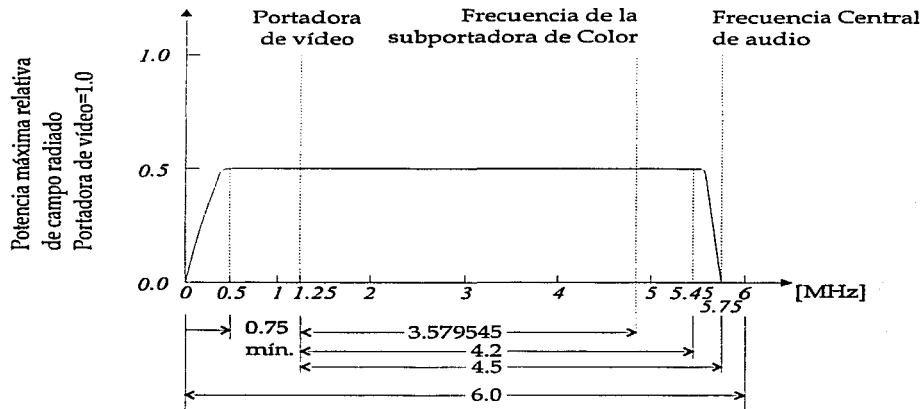
Se tiene que un sistema con una respuesta aceptable al transitorio si éste es capaz de seguir instantáneamente, a los cambios impulsivos en una señal. Se puede decir que si las características de amplitud, frecuencia y fase se mantienen dentro de los límites de diseño, la respuesta al transitorio es lo suficientemente buena.

La ganancia diferencial es la variación de ganancia del sistema de transmisión conforme el nivel de señal de vídeo cambia. La fase diferencial es cualquier variación en fase de la subportadora de color como resultado de un cambio en el nivel de luminancia. Idealmente, las variaciones del nivel de luminancia no deberían producir cambios ni en la amplitud ni en la fase de esta subportadora.

3.6 Estándares para la Transmisión de Vídeo

La figura 3.6.1 muestra los componentes de una onda emitida (para la norma norteamericana).

Figura 3.6.1 Características de amplitud en RF de la transmisión de una imagen de TV.



Espectro en frecuencia de un canal de video referido al límite inferior de frecuencia del canal

3.6.1 Estándares Básicos

Las tablas 3.6.1(a) y (b) proporcionan un resumen de los estándares de la CCIR rep.624-3.

Tabla 3.6.1(a) Características básicas de video y señales de sincronía

Ítem	Características	M	I
1	Número de líneas por imagen (cuadro)	525	625
2	Frecuencia de campo, valor nominal (campo/s) ⁽¹⁾	60 (59.94)	50
3	Línea de frecuencia f_H y tolerancia cuando operada no sincronamente (Hz) ^(1,2)	15750 (15734.264 $\pm 0.0003\%$)	15625 $\pm 0.00002\%$ (³)
3 (a)	Máximo rango de variación de línea-frecuencia válida para transmisión monocromática (%/s) ^(4,5)	0.15 ⁽⁶⁾	0.05
4 (⁷)	Nivel de borrado (nivel de referencia)	0	0

Item	Características	M	I
	Pico del nivel del blanco	100	100
	Nivel de sincronización	-40	-43
	Diferencia entre el negro y el nivel de borrado	7.5 ± 2.5	0
	Pico del nivel incluyendo señal de crominancia	120	133
5	Gama de dispositivo de despliegue asumida para la cual precorrección de señal monocromática es hecha	2.2	
6	Ancho de banda de vídeo normal (MHz)	4.2	5.5

(¹) Figuras en paréntesis son válidas para transmisión en color

(²) Para aprovechar completamente la compensación de precisión cuando la portadora interferente aparece en la banda lateral del rango superior de vídeo (mayor que 2 MHz) de la señal deseada, se requiere una estabilidad línea-frecuencia de por lo menos 2×10^{-7}

(³) Cuando la referencia de sincronismo está siendo cambiada, esto puede ser ampliado a $15625 \pm 0.02\%$

(⁴) Estos valores no son válidos cuando la referencia de sincronismo está siendo cambiada

(⁵) Estudios adicionales son requeridos para definir el rango máximo de variación de línea-frecuencia válida para transmisión a color. En el Reino Unido esto es 0.1 Hz/s

(⁶) Los valores usados en Japón son ± 0.1

(⁷) Se acostumbra también definir ciertos niveles de señal en sistemas de 625 líneas, como sigue:

Nivel de sincronización = 0

Nivel de borrado = 30

Pico del nivel del blanco = 100

Para esta escala, el pico del nivel incluyendo señal de crominancia para sistemas D, K/SECAM (SECAM = color y memoria secuenciales) = 110.7

Tabla 3.6.1(b) Características de señales radiadas (monocromáticas y a color)

Item	Características	M	I
1	Ancho de banda nominal del canal de radio-frecuencia (MHz)	6	8
2	Portadora de audio relativa a la	+4.5 (¹)	+5.9996

Ítem	Características		M	I
	portadora de imagen (MHz)			± 0.0005
3		Orilla más cercana al canal relativo a la portadora de imagen (MHz)	-1.25	-1.25
4		Ancho nominal de la principal banda lateral (MHz)	4.2	5.5
5	Atenuación mínima de la banda lateral residual (dB por MHz) ⁽²⁾		20(-1.25) 42(-3.58)	20(-3.0) 30(-4.43)
6	Tipo y polaridad de modulaciones de imagen		C3F neg	C3F neg
7	Nivel de sincronización		100	-43
	Nivel de borrado		72.5 - 77.5	76 \pm 2
	Diferencia entre el negro y el nivel de borrado		2.88 a 6.75	0 (nominal)
	Pico del nivel del blanco		10-15	20 \pm 2
8	Tipo de modulación de audio		F3E	F3E
9	Frecuencia de desviación (kHz)		± 25	± 50
10	Pre-énfasis para modulación (μ s)		75	50
11	Razón de potencia efectiva radiada entre el vídeo y audio ⁽³⁾		10/1 a 5/1 ⁽⁴⁾	5/1 a 10/1 ⁽⁵⁾

⁽¹⁾ En Japón, los valores $+4.5 \pm 0.001$

⁽²⁾ En algunos casos, transmisores de baja potencia son operados sin la portadora de vídeo residual

⁽³⁾ Los valores a ser considerados son: A) El valor rms de la portadora en el pico de la envolvente de modulación. Para sistema L, sólo la señal de luminancia es considerada; B) El valor rms de la portadora demodulada para transmisiones de sonido de amplitud modulada y frecuencia modulada

⁽⁴⁾ En Japón, una razón de 1/0.15 a 1/0.35 es usada. En los Estados Unidos, el ERP de la portadora de audio no excede 22% del ERP pico del vídeo autorizado

(5) La razón 10/1 es usada en la República de Sudáfrica

3.6.2 Estándares Nacionales

Tabla 3.6.2

Estándares de 525 líneas

Aplicación	Ventajas
Ancho del canal (transmisión)	6 MHz

Aplicación	Ventajas
Video	4.2 MHz
Audio	±25 kHz
Picture carrier location	1.25 MHz arriba del límite del canal más bajo
Modulación	Imagen compuesta de AM y señal de sincronización en una portadora de imagen junto con una señal de audio FM en una portadora de audio
Líneas de barrido	525 por cuadro entrelazado 2:1
Secuencia de barrido	Horizontalmente de izquierda a derecha, verticalmente de arriba a abajo
Frecuencia de barrido horizontal	15750 Hz para monocromático, o $2/455 \times$ subportadora de crominancia, = 15734.264 ± 0.044 Hz para transmisión a color NTSC
Frecuencia de barrido vertical	60 Hz para monocromático, o $2/525 \times$ frecuencia de digitalización horizontal para color = 59.94 Hz
Nivel de borrado	Transmitido a $75 \pm 25\%$ del nivel del pico de la portadora
Nivel de referencia del negro	El nivel del negro es separado del nivel de borrado por $7.5 \pm 2.5\%$ del rango de video desde el nivel de borrado al nivel de referencia del blanco
Nivel de referencia del blanco	Señal de luminancia de la referencia del blanco es $12.5 \pm 2.5\%$ del pico de la portadora
Variación pico a pico	Variación pico a pico total permitible en un cuadro debido a todas las causas es menor que 5%
Polaridad de transmisión	Negativo; un decremento en causas de intensidad de luz inicial un incremento en potencia radiada
Respuesta de transmisión de brillantez	Para TV monocromática, la salida de RF varía en una relación logarítmica inversa para la brillantez de la escena.
Potencia de transmisión de audio	La potencia máxima radiada es 20% (mínima 10%) del pico de potencia de transmisión de imagen

Tabla 3.6.3

Estándar Básico Europeo

Aplicación	Ventajas
Ancho del canal (transmisión)	7 u 8 MHz
Video	5, 5.5, y 6 MHz
Audio	FM, ±50 kHz
Picture carrier location	1.25 MHz arriba del límite del canal más bajo
Modulación	Imagen compuesta de AM y señal de sincronización en una portadora de imagen junto con una señal de audio FM en una portadora de audio
Líneas de barrido	625 por cuadro entrelazado 2:1
Secuencia de barrido	Horizontalmente de izquierda a derecha, verticalmente de arriba a abajo

Aplicación	Ventajas
Frecuencia de barrido horizontal	15625 Hz \pm 0.1%
Frecuencia de barrido vertical	50 Hz
Nivel de borrado	Transmitido a 75 \pm 2.5% del nivel del pico de la portadora
Nivel de referencia del negro	El nivel del negro es separado del nivel de borrado por 3-6.5% del pico de la portadora
Pico del nivel del blanco como un porcentaje del pico de la portadora	10-12.5% del pico de la portadora
Polaridad de transmisión	Negativo; un decremento en causas de intensidad de luz inicial un incremento en potencia radiada
Potencia de transmisión de audio	La potencia máxima radiada es 20% del pico de potencia de la imagen

3.6.3 Transmisión a Color

Existen tres estándares para transmisión a color:

- NTSC. Se aplica en Norteamérica y Japón.
- SECAM, Secuencial Color And Memory. Se aplica en Europa.
- PAL, Phase Alternation Line. Se aplica en Europa.

Estos sistemas son similares en cuanto a que separan la información de la luminancia y crominancia en forma de dos señales de color diferentes que modulan una subportadora de transmisión de color dentro de la banda de vídeo de la señal de luminancia. En lo que varían estos sistemas es en el procesamiento de la información de crominancia.

En el sistema NTSC las señales de diferencia de color I y Q, que son subportadoras moduladas en amplitud y con una diferencia fase de $\pi/2$ que generan una salida con portadora suprimida. Se tiene una ráfaga a la frecuencia de la subportadora durante el *back porch*⁵ horizontal para sincronizar al demodulador de color.

⁵Intervalo de tiempo que sigue inmediatamente al impulso de sincronización durante el cual la señal se mantiene en la amplitud instantánea que corresponde al área negra de la imagen recibida.

Para el sistema PAL, la fase de la subportadora cambia de línea en línea lo que requiere de la transmisión de una señal de conmutación así como de una ráfaga de color.

En tanto, para el sistema SECAM, la subportadora de color se modula en frecuencia según las señales de los diferentes colores. Esta se acompaña de una conmutación electrónica de línea a línea. La información conmutada, se transmite como una señal de línea conmutada.

3.6.4 Parámetros para la transmisión punto a punto.

Interconexión a las frecuencias de vídeo:

Impedancia	75Ω desbalanceado o 124Ω balanceado (Resistivo)
Pérdida de retorno	No menor a 30 dB
Amplitud nominal de la señal	1 V pico a pico en monocromático
Polaridad	1.25 V pico a pico, máximo (Color compuesto) Transiciones de blanco a negro, en sentido positivo

Interconexión a frecuencia intermedia:

Impedancia	75 Ω desbalanceado
Nivel de entrada	0.3 V_{RMS}
Nivel de salida	0.5 V_{RMS}
IF superior a 1 GHz	35 MHz
IF inferior a 1 GHz	70 MHz

Relación S/N ponderado 53 dB

3.7 Diferencias en la transmisión de vídeo con las estaciones de televisión comercial abierta

La transmisión compuesta es la que se utiliza en las televisoras comerciales abiertas y en CATV⁶(cable). En esta, las portadoras de

⁶Community Antenna Television.

audio y vídeo son combinadas o mezcladas antes de ser alimentadas a la antena para su distribución.

Para la transmisión punto a punto en un radio-enlace el canal de audio es transmitido separado de su respectivo vídeo, lo que proporciona las siguientes ventajas:

- ✓ Control individual del nivel del canal
- ✓ Un control mayor del *crosstalk*
- ✓ Aumenta la banda de guarda entre el audio y el vídeo
- ✓ Optimiza la separación en el transmisor de banda ancha.
- ✓ Deja al estudio de TV como un canal separado.
- ✓ Permite generar un pre-énfasis individual para cada canal.

3.8 Transmisión de vídeo a través de un radio enlace.

3.8.0 Introducción

Las compañías telefónicas buscan su crecimiento cada vez más en la oferta de otros servicios. Uno de estos servicios es la de proporcionar retransmisión de vídeo con la calidad de televisión abierta a través de radio enlaces. Lo anterior requiere de consideraciones especiales como se ha visto en el desarrollo del presente capítulo.

A continuación se definen las consideraciones, para este caso, que se deben tomar para el diseño del radio enlace.

El vídeo puro en banda base modula el transmisor del radio enlace. El canal de audio se debe transmitir en una subportadora muy por arriba de la de la parte de vídeo. Todas las subportadoras deben estar moduladas en frecuencia.

3.8.1 Ancho de banda y respuesta en banda base

Una de las especificaciones más importantes en cualquier radio enlace que transmite vídeo es la respuesta en frecuencia. El sistema

debe estar diseñado para presentar ± 0.25 dB a 8 MHz. El área crítica en banda base para la respuesta en frecuencia del vídeo se encuentra en la zona de baja frecuencia de los 15 kHz e inferiores.

Los equipos modernos utilizados para transportar vídeo operan en las bandas superiores a 2 GHz. La transmisión de vídeo de 525 líneas requiere un ancho de banda en banda base mayor a 4.2 MHz y adicionalmente al de vídeo uno superior para el canal de audio. Por lo que las características recomendadas de banda base para la transmisión de 525 líneas de vídeo es de por lo menos 6 MHz de ancho de banda.

Para estas bandas de microondas el diseño considerando desviaciones grande de frecuencia no solamente es recomendado sino es deseable.

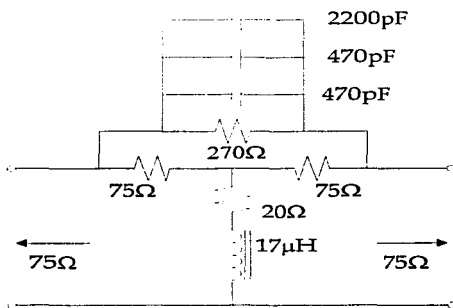
La subportadora de audio de 5.8 MHz (utilizada en sistemas satelitales) ú 8 MHz (utilizado en algunos sistemas europeos) es lo suficientemente grande para evitar la interferencia con la señal de color.

3.8.2 Pre-énfasis

La transmisión de pre-énfasis y de-énfasis debe seguir las Recomendación 405-1 de la CCIR. Implementar la técnica de pre-énfasis y de-énfasis no es costoso y es un medio altamente efectivo de mejorar substancialmente el desempeño del sistema. En la figura 3.8.1 muestra el circuito básico de pre-énfasis que se ajusta a la recomendación antes citada para sistemas estándar de 525 líneas. La respuesta en frecuencia de un circuito de este tipo se muestra en la figura 3.8.2. En la figura 3.8.3 se muestra el circuito básico de de-énfasis correspondiente.

Figura 3.8.1

Diagrama esquemático de un circuito de pre-énfasis para la entrada del transmisor



ESTA TESIS NO DEBE SALIR DE LA BIBLIOTECA

Figura 3.8.2

Respuesta en frecuencia del circuito de pre-énfasis de video

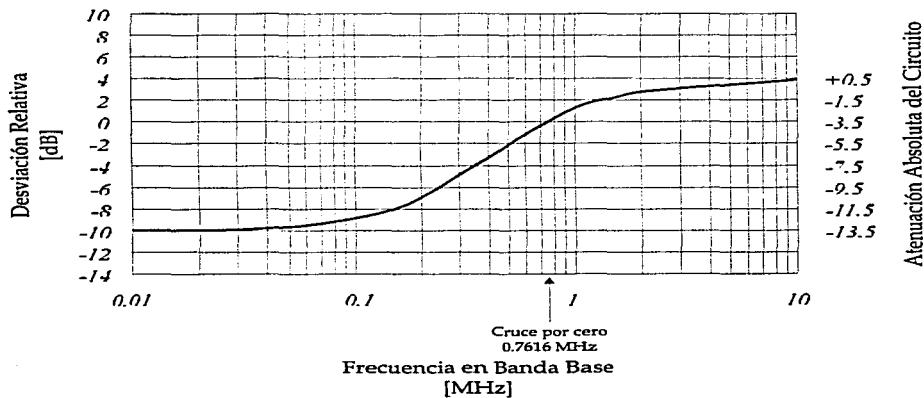
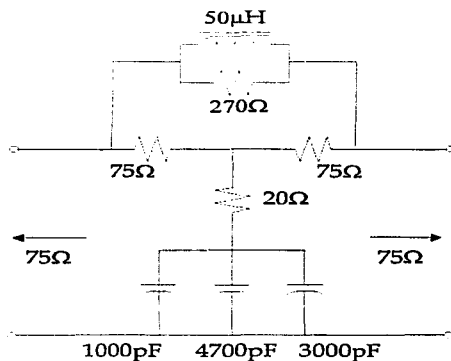


Figura 3.8.3 Diagrama esquemático de un circuito de de-énfasis para la entrada del transmisor



3.8.3 Ganancia diferencial

La ganancia diferencial es la diferencia de ganancia del sistema de radio cuando es medida por una señal de alta frecuencia y bajo nivel (como la crominancia) en cualquiera de los dos niveles de una señal de baja frecuencia (como la luminancia) en la cual es superpuesta. Esta ganancia no debe exceder las cantidades listadas a continuación para cualquier valor de APL⁷ (Average Picture Level) entre 10% y 90%:

- Enlaces cortos 2%
- Enlaces medios 5%
- Enlaces satelitales 4%
- Enlaces largos 8%

⁷APL.- Nivel promedio de imagen

Los valores anteriores son los establecidos en la recomendación de la CCIR 567-2.

3.8.4 Fase diferencial

La fase diferencial es la diferencia en el corrimiento de fase (defasamiento) a través de un sistema de radio mostrada por una señal de alta frecuencia y bajo nivel (como la crominancia) en cualquiera de los dos niveles de una señal de baja frecuencia (como la luminancia) en la cual es superpuesta. La fase diferencial se expresa como el cambio máximo de fase entre cualquiera de los dos niveles. Esta, que se expresa en grados de la onda senoidal de mayor frecuencia, no debe exceder las cantidades indicadas a continuación para cualquier valor de APL (Average Picture Level) entre 10% y 90%:

- Enlaces cortos 0.5%
- Enlaces medios 1.3%
- Enlaces satelitales 1.5%
- Enlaces largos 2.5%

Los valores anteriores están basados en el estándar de EIA RS-250B.

3.8.5 Relación señal a ruido (10 kHz - 5 MHz)

La relación señal a ruido es la razón del total del nivel de señal de luminancia (100 IRE) con el nivel de ruido ponderado: El ruido al que se hace referencia es predominante ruido térmico en el rango de 10 kHz a 5 MHz. Las señales de sincronización no se incluyen en las mediciones. La EIA establece existe una diferencia de menos de 1 dB entre el sistema de 525 líneas y el de 625 líneas.

Como se establece en el estándar EIA RS-250B la relación señal a ruido no deberá ser menor a:

- Enlaces cortos 67 dB
- Enlaces medios 60 dB

-
- Enlaces satelitales 56 dB
 - Enlaces largos 54 dB

y para el rango de baja frecuencia (0 a 10 kHz), la relación señal a ruido no deberá ser menor que:

- Enlaces cortos 53 dB
- Enlaces medios 48 dB
- Enlaces satelitales 50 dB
- Enlaces largos 44 dB

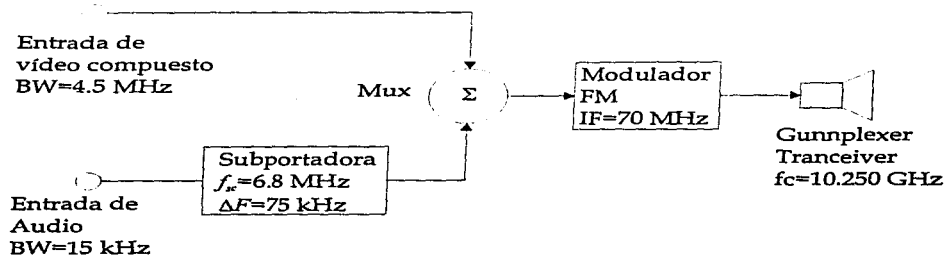
3.8.6 Piloto de continuidad del enlace

Para la transmisión de vídeo el piloto de continuidad debe estar siempre por arriba de la banda base. La CCIR recomienda un piloto de 8.5 MHz. (recomendación CCIR 401-2)

3.8.7 Diagrama a bloques del sistema en proyecto

Conforme con lo mencionado anteriormente y los requerimientos del proyecto se presenta la siguiente propuesta a bloques del sistema de transmisión del radioenlace, figura 3.8.4, (sin considerar las etapas de pre-énfasis y de-énfasis). En el capítulo siguiente se muestran los principios para el cálculo del radioenlace y basado en el presente diagrama se presentan los cálculos del mismo.

Figura 3.8.4 Diagrama a bloques del sistema propuesto.



CAPÍTULO 4

DISEÑO DEL ENLACE

4.0 Introducción

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

- Canales de Telefonía
- Transmisión de Datos
- Telegrafía/Telex
- Facsímile
- Vídeo
- Canales de Programación de Radio y T.V.

- Telemetría (la cual puede ser considerada un servicio de Transmisión de Datos).

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

- a) La señal sigue una trayectoria casi recta o ruta de línea de vista.
- b) La propagación de la señal es afectada por atenuación en el espacio libre y por fenómenos meteorológicos.
- c) Se utilizan frecuencias mayores a los 200 MHz, con el objeto de permitir la transmisión de mayor información por portadora de RF.
- d) 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 de línea de vista implican una conexión terrestre; es decir un radioenlace de un lugar terrestre a otro lugar terrestre: un enlace satelital, por definición es un radioenlace de línea de vista; ya que es un enlace asociado a una terminal terrena. Los radioenlaces de línea de vista requieren suficiente espacio libre entre el emisor y el receptor para asegurar que una señal emitida por una antena emisora llegue al lado receptor formado por otra antena. Típicamente, los radioenlaces de línea de vista son de 10 a 100 km de longitud.

Todo diseño de radioenlaces de línea de vista debe seguir los siguientes pasos:

1. Selección de sitios que están en línea de vista entre sí.
2. Selección de la banda de frecuencia en la que se pretende operar, considerando interferencia de RF (EMC, *Electromagnetic Compatibility*) y restricciones prácticas y legales.. Como nuestra aplicación es en microondas en línea de vista las recomendaciones de propagación para la banda EHF (banda milimétrica) que va de los 30 hasta los 300GHz son las más óptimas, usando la propagación en el espacio libre.
3. 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 los sitios que están en línea de vista; es decir hay que reconfigurar la ruta. Aquí se debe tener en cuenta 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 reflexión es tal que el haz puede extenderse más allá del horizonte óptico.
4. Realizar los cálculos de ruta o enlace después de haber elegido una cierta confiabilidad del enlace para asegurar que la señal recibida sea mayor a un cierto nivel de umbral (para poder llevar a cabo nuestro proceso de modulación).
 5. Inspección física de los sitios y la ruta para asegurar que lo asentado anteriormente sea correcto.
 6. Selección del equipo a utilizarse para lograr la mejor relación técnico-económica.
 7. Instalación.
 8. Alineación del haz, revisión del equipo y pruebas de aceptación.

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

4.1 Planeación inicial y selección del lugar

La ruta de un enlace de línea de vista usando microondas debe ser seleccionada como la mejor de varias opciones.

En nuestro caso cabe señalar que el servicio que dará nuestro enlace será clasificado como: *Un sistema de radioenlace privado para la Facultad de Ingeniería.*

4.1.1 Análisis de los requerimientos

Para nuestro enlace el criterio de diseño se ajustará al plan y las normas disponibles de la Secretaría de Comunicaciones.

Para sistemas con portadora de vídeo y programas narrados, si no existe otro estándar disponible, consultar la última versión EIA RS-250 y aplicaciones recomendadas por la CCIR.

Las condiciones mínimas para transmisión, para un sistema analógico son:

- Acumulación de ruido en el canal de voz para telefonía (FDM). (No es nuestro caso y solo afecta a los enlaces de 280 a 2500 Km. de longitud).
- Relación señal a ruido para vídeo y canales de programación.
- Tenemos que especificar cuántas y de qué 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, con algunas mejoras y reparaciones por períodos más largos. La planeación del sistema debe incluir un panorama de operación del mismo de más de 15 años, por lo menos se deben contemplar 5 años más de operación. Debe hacerse un estudio exhaustivo sobre los costos del sistema antes de su instalación en relación a la vida de operación del mismo.

Estas consideraciones deben contemplar lo siguiente:

- Tamaño de la construcción, requerimientos de espacio, peso del equipo, potencia, aire acondicionado (en algunos casos), etc.
- Planeación de la frecuencia a usar.
- Instalación
- Equipo seleccionado compatible con el ya existente.

4.1.2 Selección de la ruta y selección 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. En este caso sólo tenemos que considerar algunos árboles para el cálculo de nuestro enlace.

De los mismos mapas topográficos se tomará la información sobre la elevación del terreno del lugar seleccionado. En este caso tanto el sitio receptor como el sitio transmisor cuentan con la misma elevación.

La selección del lugar ya está determinada, el perfil de la ruta ha sido confirmada 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 es 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 (como las torres). Si el acceso es bastante difícil obligará a cambiar el lugar a otro cercano ahí y de fácil acceso.
- Verificar las restricciones de construcción de la zona.
- Elevación del terreno.
- Condiciones climatológicas (incidencia de hielo y nieve).
- Posibilidad de anomalías en la propagación, dependiendo de la región (costa, desierto, lagos, etc.).
- Potencia principal.

4.2 Perfiles del terreno

Un perfil de trayectoria es una representación gráfica bidimensional de la ruta entre los dos sitios con los cuales se establecerá el enlace. Del perfil, se obtiene la altura de las torres, las cuales podrán ser ajustadas (en el papel) de tal manera que el punto de reflexión de haz evite las superficies reflexivas.

El perfil de trayectoria asegura que se tomarán en cuenta los claros necesarios debido a obstrucciones en dicha trayectoria.

4.2.1 Método para dibujar el perfil del terreno

En esta tesis se utiliza el *Método Completamente Lineal* (MCL) para el dibujo del perfil, el cual fue elegido por las siguientes razones:

- Permite que el análisis y la visualización de las condiciones para diferentes valores de K a realizarse en una sola gráfica.
- Elimina la necesidad de utilizar un papel especial para trazar la curvatura de la tierra.
- No requiere dibujar líneas curvas, sólo se requiere una línea recta, lo que facilita la tarea del trazo del perfil.

Para el dibujo del perfil con el MCL se requiere de un papel con una escala lineal en donde se puedan dibujar líneas rectas desde el sitio transmisor al sitio receptor, proporcionando un claro tangencial de las alturas equivalentes a los obstáculos. La curvatura del haz de la señal de radio se representa ajustando la altura de cada obstáculo por su pandeo usando la siguiente ecuación,

$$h = \frac{d_1 \cdot d_2}{12.75K} \quad (4.1)$$

donde,

h se encuentra definida como el cambio en la distancia vertical dada una línea de referencia horizontal y está en metros.

d_1 es la distancia desde uno de los extremos de la trayectoria, al obstáculo; así como, d_2 es la distancia desde el otro extremo de la trayectoria al mismo obstáculo. d_n se encuentra dada en kilómetros y,

K es el factor de curvatura de la tierra seleccionado.

Para el diseño se sigue la línea de ruta⁸ dibujada entre los dos sitios, en donde se pueden identificar los obstáculos que sobre ésta interfieren o pueden interferir con el haz de la señal. En este proceso se sugiere, una vez realizado lo anterior, etiquetar cada uno de los obstáculos con un código sencillo, por ejemplo con las letras del alfabeto o alguna característica descriptiva. Con los obstáculos bien localizados, se genera una tabla en la que se anotarán las distancias d_1 , d_2 y la altura correspondientes. Si se dispone de las coordenadas geográficas de los sitios (longitud y latitud o la cuadrícula) se recomienda anotarlas.

También en esta tabla se anota para cada obstáculo el claro necesario para librar la *Zona de Fresnel*, que se determina con la ecuación,

$$F_1 = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{F_{\text{GHz}} D}} \quad (4.2)$$

donde,

D es la distancia total del enlace,

d_1 , d_2 y D en km,

F_1 en metros y,

F en GHz

se considera convencionalmente el valor de $0.6 F_1$ suficiente para librar la primera *Zona de Fresnel*.

A continuación se muestra la tabla de Perfil de la Trayectoria, generada a partir de las consideraciones anteriores:

donde:

$$D = d_1 + d_2$$

F = frecuencia en GHz

⁸Aunque esta línea realmente no es recta, pues el haz sigue una trayectoria curva, para trayectorias cortas de hasta 100 km - el cual es nuestro caso -, esta línea de ruta nos da la suficiente aproximación.

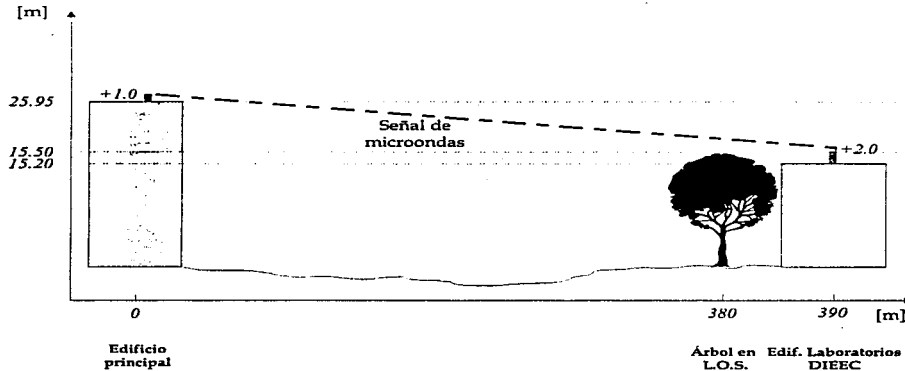
Todos los cálculos se presentarán en una tabla, dentro de la cual aparecerá una columna con $0.6F1$ que utilizaremos para calcular la altura total de cada uno de los obstáculos. (Debido a la mencionada zona de Fresnel que hay que librar).

Tabla 4.2.1 Datos calculados del perfil del terreno

sitio	d1(m)	d2(m)	h(mm)	$0.6F1$ (m)	altura (m)	altura total (m)
A	0	390			25.95	
B	390	0			17.20	
Árbol	380	10	2.22	1.024	15.50	16.02622

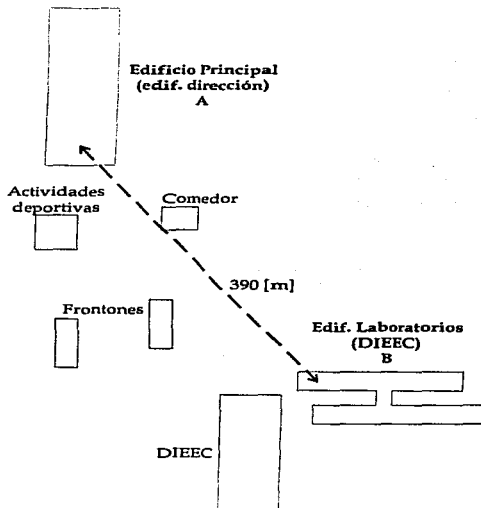
De acuerdo a la tabla, la altura de las torres queda de la siguiente forma:

Figura 4.2.1 Perfil del enlace



Se muestra en la siguiente figura una vista desde "arriba" del enlace.

Figura 4.2.2 Vista superior del enlace



4.3 Punto de Reflexión

Como se menciona en el capítulo 1, la reflexión terrestre es una de las mayores causas de desvanecimiento debida a rutas múltiples (*multipath*). Estas reflexiones se pueden reducir o eliminar ajustando la altura de las torres, lo cual provoca que se mueva el punto de reflexión, por ejemplo, de un área dentro de la ruta que tenga una gran refractividad (tal como un estanque de agua) hacia una con menor refractividad (tal como un área boscosa).

Generalmente se mueve el punto de reflexión cuando la ruta del enlace pasa por zonas en las que se tienen varios coeficientes de refracción. Para este caso se considera uniforme, pues la topografía y las características geográficas en general son muy semejantes, en gran parte gracias a que la distancia es muy corta.

4.4 Recorrido de Campo

4.4.0 Introducción

Una vez que se a realizado el perfil de la trayectoria, se deben verificar los resultados con una visita de campo en ambos sitios de la trayectoria y a través de terreno entre ambos. Es de gran importancia la verificación del los puntos del enlace y el que los criterios desarrollados para la línea de vista se cumplan.

4.4.1 Información General

A continuación se presenta una lista de la información general que se requiere a partir de la visita en campo de los sitios del enlace.

Localización precisa de los sitios⁹.

Deben ser colocadas por lo menos dos señales fijas en cada sitio, marcando en ellas el azimut entre ellos respectivo. Su ubicación se debe indicar en el croquis de los lugares, así como en su fotografía. Las coordenadas geográficas de las marcas deben tener una tolerancia de $\pm 1''$ y ± 1.5 m. Todas las alturas deberán estar referidas al nivel medio sobre el mar.

Bosquejo de los sitios.

Esta etapa se debe a la elaboración de un croquis de los sitios que incluya la localización de la antena con respecto a las marcas, así como la ubicación del bastidor del equipo.

Descripción de los sitios.

Debe contener el tipo de suelo, vegetación, estructuras existentes, requisitos de acceso, si se necesita nivelación, drenaje, etc. En el croquis se deben señalar los límites del predio, referencias físicas, caminos, etc. Se debe realizar un mapa topográfico del sitio. También se deben tomar fotografías para destacar detalles en el sitio y, otra(s) para visualizar las características de los alrededores del predio.

⁹Nos referiremos a un *sitio* como uno de los dos puntos a enlazar.

Descripción de la trayectoria.

Idealmente, el equipo de trabajo debe recorrer la ruta con una copia de un mapa topográfico. En este recorrido se hará una descripción del terreno y la vegetación; haciendo referencia a los puntos críticos observados en el mapa, así como también a los puntos críticos que se vayan encontrando en el camino. Por otra parte, se localizarán con referencia a sus distancias d_1 y d_2 , que serán anotadas con una tolerancia de ± 0.2 km, los azimuts con una tolerancia de $\pm 1'$ de arco y las elevaciones con una tolerancia de $\pm 1^\circ$ sobre la línea central de la trayectoria.

Con la ayuda de fotografías y diagramas se mostrarán las construcciones o características especiales de la ruta.

Debe generarse una bitácora del recorrido en la que serán anotados los datos obtenidos y el método de verificación.

Disponibilidad de energía.

Se proporcionará información detallada a cerca de la disponibilidad de servicio eléctrico en los sitios o posibles fuentes de servicio, en caso de no existir.

Aprovisionamiento de combustibles.

Mencionar con qué tipo de combustibles se dispone en la zona, así como la forma en que se podría abastecer a los sitios, en caso de necesitarse.

Constructoras y tipo de materiales.

Si se requiere de obra civil, deben listarse las constructoras que cuentan con recursos para realizar la construcción; así como señalarse con qué proveedores y tipo de materiales se cuenta en la zona.

Restricciones locales.

Es necesario investigar las regulaciones o restricciones locales o nacionales que puedan afectar el uso del sitio o la altura de la torre de la antena. De ser necesario, se anota la localización del aeropuerto más cercano, otros equipos de radio frecuencia, así como carreteras.

Datos geológicos y sísmicos

Realizar un estudio de mecánica de suelos de los sitios. Revisar la frecuencia y la fuerza de los sismos.

Datos climatológicos

Se analizarán las estadísticas climatológicas de la zona, donde los fenómenos que se observarán son:

- ✓ Promedio máximo mensual y mínimo de temperatura.
- ✓ Promedio de precipitación mensual y totales extremos con lluvia en periodos cortos, días/meses.
- ✓ Promedio de la dirección y velocidad del viento, y la dirección y velocidad de ráfagas.
- ✓ Promedio y acumulación extrema de nieve, en su caso.
- ✓ Datos de inundaciones.
- ✓ Ocurrencia de huracanes, tifones, tornados.
- ✓ Condiciones de niebla y nubes bajas.
- ✓ Probabilidad de periodos largos de vientos muy ligeros.
- ✓ Condiciones de heladas, y lluvias con granizo en particular.
- ✓ Temperatura promedio al momento de caer el rocío y variación diaria de la humedad relativa.

Búsqueda de interferencia electromagnética.

Hacer notar las fuentes de interferencia electromagnética tales como sistemas similares que cruzan o pasan paralelos a la ruta propuesta, mostrar la ubicación del repetidor que interfiere o los sitios de sus terminales, *EIRP's*, patrones de las antenas, anchos de banda y ruido. Asegurarse de no interferir a otros sistemas de radio con el sistema propuesto.

4.4.2 Notas de la visita al sitio

En la libreta de campo se hace un bosquejo de los sitios. Tal bosquejo debe mostrar la localización de la torre y edificios, árboles, cimas, simas, etc.

Las medidas deben hacerse con una cinta metálica y anotarse en el bosquejo, en el que deben identificarse claramente el nombre, número de sitio, coordenadas geográficas y nombre y número del mapa.

El bosquejo estará acompañado por una descripción del tipo de suelo, vegetación, número, tipo y tamaño de los árboles, número de árboles que se deben quitar (evitar sobre todo tirar un árbol), y localización aproximada y extensión del nivel requerido. Si se toman muestras del suelo, los puntos de la muestra de suelo se deben marcar en el esquema.

Se sugiere tomar fotografías del horizonte hacia el norte, sur, este y oeste desde la posición de la torre y a lo largo de la trayectoria recta del enlace.

Los azimuts deben ser determinados o confirmados con un dispositivo de radio navegación muy preciso.

La latitud y longitud de la torre en el sitio se determinará con una precisión de $\pm 1''$.

La localización de los sitios puede ir referida a caminos cercanos y ciudades de tal manera que los constructores y proveedores puedan dirigirse correctamente hacia los sitios.

La elevación del nivel de la tierra donde se encontrará la torre deberá tener una precisión de ± 1.5 m. Para determinar el nivel se utilizó un altímetro que opera con precisión barométrica; este es el método mas simple y que, realizado cuidadosamente, puede proporcionar la precisión suficiente para determinar este dato.

La mayoría de las veces el acceso y la acometida eléctrica en el sitio es lo más costoso en la primera etapa de la construcción del sistema; por lo cual, es importante mostrar en el croquis la ruta del camino propuesto con referencia al sitio y los caminos existentes, además de mencionar el tipo de suelo, el número de árboles a remover

(reiteramos el hecho de evitar en lo más posible derribar árboles), el ángulo de la pendiente, las formaciones rocosas y la longitud aproximada del camino. Es importante hacer notar la probabilidad de acceso durante todo el año.

El croquis del mapa incluirá la ubicación de la fuente más cercana de energía eléctrica y la ruta propuesta de la extensión principal de la línea de energía eléctrica. Previamente a la instalación se hace una estimación de los requerimientos de la fuente de energía principal, incluyendo la iluminación de la torre y el aire acondicionado (cuando se requiera).

De la demanda requerida la compañía suministradora (CFE o CLyF, en México) elaborará un presupuesto de la línea de energía.

4.5 Análisis de la trayectoria

4.5.0 Objetivo e introducción

El análisis de la trayectoria o balance de energía del enlace proporciona al diseñador los parámetros necesarios del equipo para preparar un diagrama de bloques de la terminal y para especificar los requerimientos del equipo, tanto cuantitativamente como cualitativamente. Se asume que la asignación de frecuencia ha sido realizada o que cuando menos se tiene establecida la banda de frecuencia que será tramitada con la autoridad reguladora correspondiente.

La siguiente discusión está relacionada principalmente con radioenlaces analógicos. Muchas de las aproximaciones son válidas también para diseños de radioenlaces digitales, exceptuando algunas de las unidades de medición que son diferentes. En esta sección se puede decir que la parte central se enfoca a el ruido (en dB_{BrnC} o pWp) y a la relación S/N en un canal de voz estándar o en un canal de vídeo. Se considera que la modulación es FM convencional.

En esta sección se aportan las herramientas para determinar la apertura de la antena, las características del receptor, la desviación de FM, el ancho de banda de IF/RF, la potencia de salida del transmisor, arreglos para diversidad (si existen), la disponibilidad del enlace debida a la propagación. Esto último involucra la implementación del sistema necesario para satisfacer las condiciones de disponibilidad de

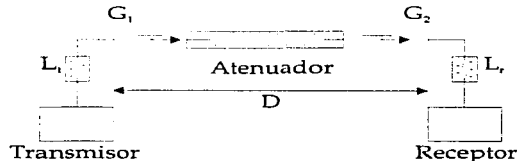
propagación en un medio que provoque desvanecimiento. El uso del margen de potencia de ruido (conocido por sus siglas en inglés como NPR: *Noise Power Ratio*) como una herramienta para medir el comportamiento del enlace con respecto al ruido también será descrito. De la misma forma, la asignación de frecuencia/ancho de banda será tratado.

Es muy importante mencionar que el análisis descrito en este capítulo es válido para radioenlaces en la banda de 1 a 10 GHz. Los radioenlaces que operan en frecuencias superiores a 10 GHz son afectados por la atenuación excesiva causada por la lluvia y la absorción gaseosa. Por debajo de los 10 GHz los efectos de la lluvia son marginales, y en muchos diseños pueden ser despreciados.

4.5.1 Nivel de señal en el receptor sin desvanecimiento

Un radioenlace de Línea de Vista se puede simplificar en un modelo como el mostrado en la figura 4.5.1, en donde el transmisor y el receptor del radioenlace están separados por una distancia D .

Figura 4.5.1 Modelo simplificado para el análisis de la trayectoria.



Dada la trayectoria desde el transmisor hasta el receptor en la figura 4.5.1 y la frecuencia asignada del transmisor, calcularemos la pérdida en el espacio libre (en inglés FSL: *Free Space Loss*) representada por el atenuador.

$$FSL_{dB} = 32.45 + 20 \cdot \log(D_{km}) + 20 \cdot \log(F_{MHz}) \quad (4.3)$$

en donde D esta medida en km. Si F se proporciona en GHz, se suma 60 al valor del término constante.

Cabe mencionar que para una trayectoria fija, si la frecuencia se duplica, se incrementa en 6 dB a la pérdida en el espacio libre. De manera inversa, si la frecuencia de transmisión es reducida a la mitad, se restan aproximadamente 6 dB a la pérdida en el espacio libre. Usando el mismo razonamiento para una trayectoria con la frecuencia fija, si se duplica la distancia entre el transmisor y el receptor se incrementa en 6 dB la pérdida en el espacio libre; reduciendo a la mitad la distancia se reduce en 6 dB la pérdida.

La pérdida total de la trayectoria sin desvanecimiento para un radioenlace de línea de vista también incluye una componente de atenuación debida a absorción gaseosa atmosférica, la cual se agrega al valor de FSL. Valores estimados de esas componentes se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 4.5.1 Valores estimados de componentes de atenuación

Constante de atenuación [dB]	Longitud de la trayectoria [km]
0.3	hasta 20
0.6	20 a 40
1.0	40 a 60
1.3	60 a 80
1.6	80 a 100

En la gráfica que se muestra a continuación se muestran valores estimados con mayor precisión.

Retomando la figura 4.5.1, la potencia isotrópica efectiva radiada (conocida por sus siglas en inglés EIRP: *Effective Isotropic Radiated Power*) se puede calcular con la siguiente ecuación:

$$EIRP_{dBW} = P_0 + L_t + G_t \quad (4.4)$$

donde, P_0 es la potencia de salida de RF del transmisor al inicio de la guía de onda, L_t son las pérdidas en la línea de transmisión, y G_t es la ganancia de la antena de transmisión.

Cabe mencionar que en la ecuación 4.4, por convención las ganancias se consideran como números positivos y las pérdidas como números negativos. Lo que permite una simple suma algebraica.

Para poder calcular la potencia generada por una antena isotrónica en la terminal receptora, el EIRP se suma algebraicamente a la pérdida en espacio libre (FSL) y la pérdida por absorción gaseosa L_g . Este nivel de potencia se conoce como el nivel de recepción isotrópico (conocido como IRL: *Isotropic Receive Level*). Regresando a nuestro modelo de la figura 4.5.1, tenemos que el EIRP es la potencia de entrada del atenuador, pues ahora simplemente calculamos la potencia a la salida de este atenuador que es,

$$IRL = EIRP + FSL_{dB} + L_g \quad (4.5)$$

El nivel de señal recibida, RSL (*Receive Signal Level*), en la entrada de la terminal receptora (figura 4.5.1) se calcula sumando algebraicamente el IRL, la ganancia de la antena de recepción, G_2 , y las pérdidas en la línea de transmisión de la terminal receptora, L_r , esto es

$$RSL = IRL + G_r + L_r \quad (4.6)$$

en donde, G_r y L_r son los valores de la ganancia de la antena receptora y las pérdidas en la línea de transmisión en el sistema receptor respectivamente.

Así, para calcular directamente el RSL, aplicamos las siguientes fórmulas:

$$RSL = EIRP + FSL + L_g + G_r + L_r \quad (4.7)$$

o,

$$RSL = P_0 + L_t + G_1 + FSL + L_g + G_2 + L_r \quad (4.8)$$

4.5.2 Umbral de recepción de ruido térmico

Uno de los objetivos principales en el análisis de la trayectoria es el cálculo de la relación portadora a ruido, conocida como C/N (*carrier to noise*). Con el RSL obtenido en la sección 4.5.1 y con el umbral de recepción de ruido térmico, podemos calcular de manera sencilla la relación C/N,

$$\frac{C}{N} = RSL - P_t \quad (4.9)$$

donde P_t es el umbral de recepción de ruido térmico: Nótese que el RSL y P_t deben manejar las mismas unidades, convencionalmente dBm o dBW.

De la ley de Boltzman y Maxwell que establece que la potencia disponible por unidad de ancho de banda de una fuente de ruido térmico es

$$P_n(f) = kT \text{ [W / Hz]} \quad (4.10)$$

donde k es la constante de Boltzmann (1.380658×10^{-23} J/K) y T es la temperatura absoluta de la fuente en Kelvin.

En el cero absoluto la potencia en un ancho de banda de 1 Hz es de -228.59913 dBW. A temperatura de una habitación, que en promedio se toma como 17° C o 290 K, la potencia disponible en ancho de banda de 1 Hz es -204 dBW o -228.6+10 log (290). Así,

$$P_o = k \cdot T \cdot BW \text{ [W]} \quad (4.11)$$

en donde BW es el ancho de banda expresada en Hz. Dado en dBW a temperatura de una habitación,

$$P_o = -204 + 10 \log(BW) \text{ [dBW]} \quad (4.12)$$

En dBm a temperatura de una habitación se tiene,

$$P_o = -174 + 10 \log(BW) \text{ [dBm]} \quad (4.13)$$

De esta manera, el umbral de ruido térmico P_t del receptor se puede calcular,

$$P_t = -204 + 10 \log B_f + NF_{db} \text{ [dBW]} \quad (4.14)$$

4.5.3 Cálculo del ancho de banda a frecuencia intermedia y máxima desviación de frecuencia.

4.5.3.1 Ancho de banda de la frecuencia intermedia.

Un elemento fundamental para el análisis de la trayectoria es el cálculo del espectro de la portadora modulada, puesto que, a partir de esto, se determina el filtrado y la posición dentro del plan de frecuencias.

La banda ocupada por una portadora modulada en frecuencia para una señal es, en teoría, infinita. En la práctica se puede determinar, experimentalmente, que el ancho de banda está en función de la distorsión que la señal moduladora tolere.

La banda necesaria para transmitir esta señal con una distorsión aceptable, está dada por la fórmula semi-empírica de Carson:

$$B_f = 2(\Delta F_p + F_m) \quad (4.15)$$

donde:

ΔF_p es la excursión máxima de frecuencia provocada por la señal moduladora. Este valor depende a la vez del voltaje pico de esta señal y el coeficiente de proporcionalidad que relaciona esta señal a la desviación de frecuencia.

F_m es la frecuencia máxima de la señal moduladora.

4.5.3.2 Desviación de frecuencia

El valor de ΔF_p de la ecuación 4.15 es la desviación pico. La desviación en pico para un enlace en particular debe de consultarse en los manuales del equipo, para la señal propuesta. Si esta información no está disponible y, si estas no están reglamentadas, se debe acudir a las normas internacionales.

4.5.3.3 Ancho de banda para una señal de vídeo y una o varias portadoras de sonido.

Se ha desarrollado una derivación de la ecuación de la regla de Carson que se aplica a una señal de vídeo y uno o varios canales de sonido. Esta es,

$$B_c = 2 \left[\sqrt{\Delta F_{vmax}^2 + \sum_{i=1}^n \Delta F_{spi}^2} + f_{sp} + \frac{1}{2} B_{sp} \right] \quad (4.16)$$

donde:

$\Delta F_{vm\acute{a}x}$: Es la máxima desviación de frecuencia de la portadora por la señal de vídeo que según la Rec. 276-2 del CCIR es igual a 4 MHz.

ΔF_{spi} : Es la máxima desviación de frecuencia de la portadora por la *i*-ésima subportadora de los canales de sonido (Rec. 402 y Rep. 289-3 del CCIR).

f_{sp} : Es la frecuencia de la subportadora de más alta frecuencia (Rec. 402 y Rep. 289-3 del CCIR).

B_{sp} : Es el ancho de banda de la señal que lleva la subportadora de más alta frecuencia. Esta se calcula de la siguiente manera:

$$B_{spp} = 2(\Delta F_{Am\acute{a}x} + f_{Am\acute{a}x}) \quad (4.17)$$

donde:

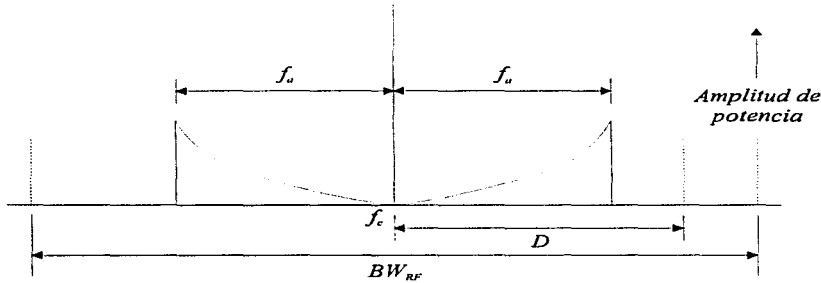
$\Delta F_{Am\acute{a}x}$: Es la máxima desviación de frecuencia de la subportadora por la señal de audio (Rec. 402 y Rep. 289-3 del CCIR).

$f_{Am\acute{a}x}$: Es la máxima frecuencia de la señal de audio (Rec. 402 y Rep. 289-3 del CCIR).

4.5.4 Pre-énfasis y de-énfasis

Después de la demodulación en un sistema FM, la potencia de ruido térmico es mínima para una señal dada en la más baja frecuencia de banda base demodulada y se incrementa en 6dB aproximadamente por octava conforme la frecuencia de banda base se incrementa. Este efecto se muestra en la figura 4.5.2, en la cual se observa la distribución de potencia del ruido térmico en un sistema FM.

Figura 4.5.2 Esquema de la distribución de potencia del ruido térmico en un sistema FM



Densidad de potencia de Ruido (Sistema FM)

Para igualar la potencia del ruido a través de la banda base, se introduce un circuito de pre-énfasis, antes del modulador en el transmisor para proporcionar una atenuación que se incrementa en las frecuencias de banda base más bajas. La ganancia de transmisión en banda base, es entonces incrementada tal que las frecuencias de banda base por arriba de la frecuencia de *cross-over* se atenúan en nivel, y la energía total en banda base entregada al demodulador, es aproximadamente, la misma con relación a FM sin pre-énfasis.

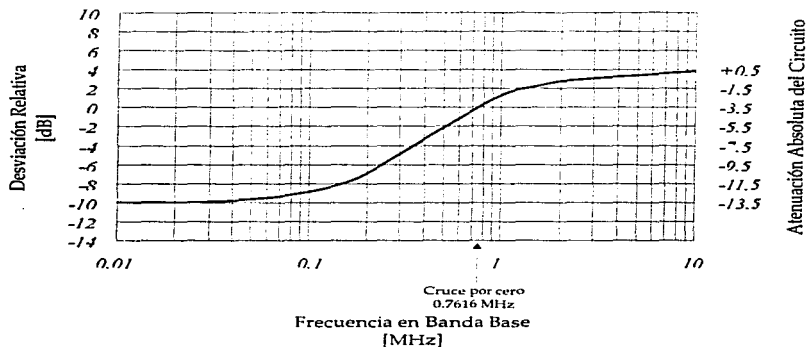
En el extremo receptor en el radioenlace de FM se introduce después del demodulador un circuito de de-énfasis, el cual proporciona mayor atenuación con el incremento de frecuencia. Este circuito elimina tanto la pendiente de *test-tone* producida por el pre-énfasis como la pendiente variable de ruido térmico para proporcionar una distribución más uniforme de señal a ruido.

Los dos circuitos (el de pre-énfasis y el de de-énfasis) deben ser complementarios para asegurar una frecuencia lo más uniforme posible, comparada contra el nivel de respuesta a través de la banda base.

Existen dos tipos de circuitos en sistemas FDM; el circuito de la CCIR y el circuito de 6dB por octava. El circuito de la CCIR, es el que

comúnmente se aplica, y es usado en esta tesis, todas las referencias de pre-énfasis y de-énfasis se encuentran en la recomendación de la CCIR no. 405-1. La figura 4.5.3 muestra las características de pre-énfasis para T.V. (vídeo).

Figura 4.5.3 Respuesta en frecuencia del circuito de pre-énfasis de vídeo según la recomendación CCIR no. 405-1.



4.5.5 Cálculo de la relación media entre portadora a ruido (sin desvanecimiento)

La relación portadora a ruido $(C/N)^{10}$ de un radio enlace analógico está en función del RSL y el umbral de ruido térmico (P_t) del receptor.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = RSL - P_t \quad (4.18)$$

Obviamente RSL y P_t deben estar expresadas en las mismas unidades, ya sea dBm o dBW.

¹⁰Carrier to noise

4.5.6 Cálculo de la ganancia de la antena

Para mantener la C/N requerida para un radioenlace, una herramienta fundamental que debe estar a la disposición del diseñador es el tamaño de las antenas para el enlace.

Para esta aplicación se utilizará una antena de tipo corneta piramidal. Este tipo de antenas provee un destello gradual a la guía de onda tal que permiten máxima radiación y mínima reflexión hacia la guía.

Estas antenas tienen dos ángulos de disparo, θ_1 y θ_2 , de los cuales depende el patrón de radiación y por ende la ganancia. Este tipo de corneta tiene una ganancia máxima de 20 dB_d. Aun que no proporcionan ganancias tan grandes como otras antenas de microondas, su simplicidad y bajo costo las hacen ideales para aplicaciones de corta distancia.

4.6 Cálculo del margen de desvanecimiento y reducción de los efectos por desvanecimiento.

4.6.0 Introducción

Hasta este punto se ha tratado con el cálculo de niveles de señal sin desvanecimiento en el extremo receptor. Se ha asumido que se tienen pérdidas en el espacio libre, fijas. En la mayoría de los enlaces cortos, del orden de 5 km o menos, solamente requieren ser consideradas estas pérdidas. Conforme se incrementa la distancia del enlace, se debe tener una mayor consideración a los efectos del desvanecimiento.

El desvanecimiento está definido como "El cambio con respecto al tiempo de la intensidad o fase relativa, o ambas, de cualquiera de las componentes de frecuencia de las señales de radio recibidas debidas a cambios en las características de la trayectoria de propagación en el tiempo"¹¹. Durante un desvanecimiento, el RSL disminuye. Esto provoca una degradación de la relación C/N, tal que se reduce la relación S/N de la señal demodulada y, finalmente, un incremento del rui-

¹¹ *Recommendations and Reports of the CCIR, 1982, XV Reunión Plenaria, Génova 1982.*

do en la señal moduladora. Las causas que provocan el desvanecimiento fueron descritas cualitativamente en la sección 1.5. En esta sección se proporcionan varios métodos para cuantificar el desvanecimiento, de tal manera que en el ingeniero de diseño del enlace pueda acondicionar el sistema para el enlace para mantener la C/N por arriba del nivel preestablecido para un porcentaje específico de tiempo.

La disponibilidad de tiempo (de uno o varios enlaces en serie) es el período de tiempo durante el cual se cuenta con un comportamiento específico del ruido es igualado o excedido. Para los radioenlaces, la disponibilidad de tiempo se especifica comúnmente dentro del rango de 0.99 a 0.99999 o 99% a 99.999% del tiempo.

Existen esencialmente tres métodos disponibles para el ingeniero de diseño para disminuir los efectos del desvanecimiento, los cuales se listan a continuación en orden de preferencia:

- I. Construcción del enlace con el uso de:
 - A. Antenas más grandes
 - B. Utilizar receptores con un mejor comportamiento con respecto al ruido
 - C. Aumentar la potencia de salida del transmisor
- II. Usar diversidad
- III. Reubicar o acortar la distancia entre los sitios.

4.6.1 Cálculo del margen de desvanecimiento

4.6.1.1 Asumiendo desvanecimiento Rayleigh

Algunos textos¹² consideran que el desvanecimiento es (1) completamente debido al fenómeno de *multipath*, y, como un resultado, (2) el peor caso de desvanecimiento puede ser descrito por la distribución de Rayleigh. Una distribución de desvanecimiento de Rayleigh se muestra en la figura 4.6.1.

¹²R.L. Marks, et al., *Some Aspects of the Design for Line-of-Sight Microwave and Troposcatter Systems*, USAF Rome Air Development Center, Rome, NY, NTIS AD 617-686, Springfield, VA April 1965.

Para el desvanecimiento de Rayleigh, los márgenes del enlace listados en la tabla 4.6.1 están relacionados contra la disponibilidad en el tiempo. Extrapolando de dicha tabla se pueden obtener para cualquier disponibilidad de tiempo. Así por ejemplo, un enlace que requiera de 99.95% de disponibilidad de tiempo requerirá de un margen de desvanecimiento de 33dB. Lo que indica, que si la mínima C/N sin desvanecimiento para el enlace estuviera especificada con 20dB, el enlace requerirá de 20dB + 33dB o un C/N = 53dB para cumplir con el objetivo de disponibilidad de tiempo del 99.95%. Lo anterior permite validar la consideración de Rayleigh; así, la indisponibilidad del enlace sería entonces 1-0.9995 o 0.0005. En un año se tiene 8760h o 8760×60 min. Por lo que, el tiempo total en un año, cuando se pueda tener menos de 20dB de la C/N será 0.0005×8760×60 o 262.8 min.

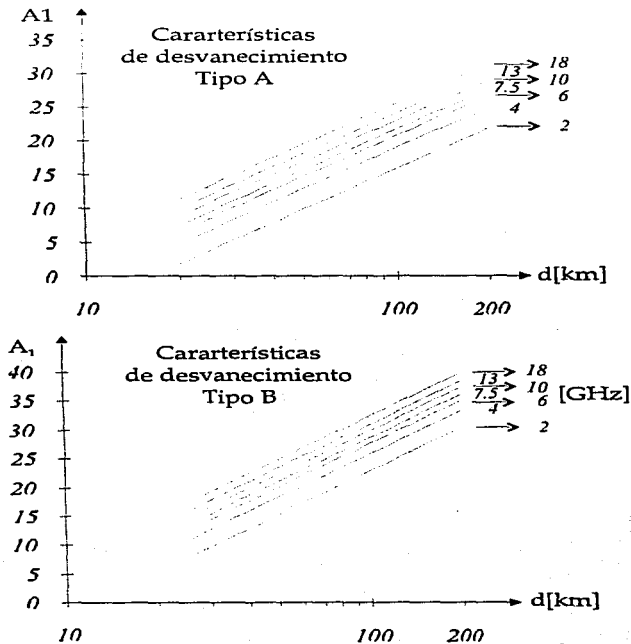
4.6.1.2 Clasificación de la trayectoria, Método 1

Este método¹³ cuantifica el margen de desvanecimiento y solamente se aplica en aquellas trayectorias de enlaces terrestres y en condiciones de LOS sin obstrucción. Este método es empírico y fue desarrollado de los reportes de la CCIR así como también de datos de pruebas a los numerosos radioenlaces de LOS instalados por Siemens.

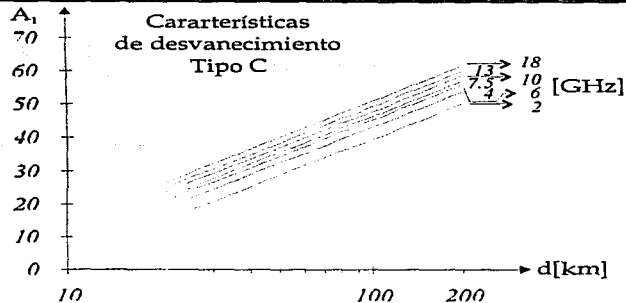
Siemens ha clasificado las trayectorias de radioenlaces de LOS en tres tipos - A, B y C - dependiendo de las características de la trayectoria. Las curvas presentadas en las figuras 4.6.1(a) a la 4.6.1(c), proporcionan el margen de desvanecimiento requerido para desvanecimientos intensos que se exceden durante el 1% del tiempo en cualquier mes con desvanecimiento severo en función de la frecuencia y la longitud de la trayectoria.

¹³H. Brodhage y W. Hornmuth, *Planning and Engineering of Radio Relay Links*, 8a. edición, Siemens-Heyden & Son Ltd., London, 1978.

Figura 4.6.1 Margen de desvanecimiento A_1 en función de la distancia d del enlace sin obstáculos en LOS (sin atenuación por lluvia).
(a), (b) y (c) Valores típicos para el 1% del tiempo en un mes de desvanecimiento crítico.¹⁴



¹⁴ Planning and engineering of radio relay systems, Siemens-Heyden.



Tipo A. Las trayectorias de ese tipo tienen, comparativamente, características de desvanecimiento favorables, en donde la formación de capas troposféricas ocurren raramente y en donde los climas tranquilos se presentan relativamente rara vez. Las trayectorias de ese tipo se presentan sobre terrenos montañosos, nunca en valles con ríos caudalosos y en aguas tierra adentro; así como en terrenos con montañas muy altas con trayectorias elevadas sobre valles. También estas trayectorias se caracterizan por estar entre una planicie o un valle y montañas, en donde, el ángulo de elevación relativo al plano horizontal en el sitio más bajo excede cerca de 0.5° .

Tipo B. En estas trayectorias, se tienen características promedio de desvanecimiento, se encuentran típicamente terrenos planos o ligeramente ondulados, en donde ocasionalmente se forman capas troposféricas. Este tipo también se presenta sobre terrenos montañosos, pero no sobre valles formados por ríos o aguas tierra adentro. Estas trayectorias se caracterizan por encontrarse en costeras con temperaturas moderadas, pero no sobre el mar o en pendientes pronunciadas en regiones calurosas y tropicales.

Tipo C. Estas trayectorias tienen desvanecimientos desfavorables y están caracterizados por encontrarse sobre áreas húmedas, en donde la neblina baja y es propensa a ocurrir, particularmente aquellas trayectorias que son bajas sobre un terreno plano, tales como amplios valles formados por ríos y páramos. Estas están también típicamente cerca de las costas de regiones calurosas y generalmente son aquellas trayectorias que están en regiones tropicales sin un ángulo de elevación apreciable.

Otra opción a la de utilizar la figura 4.6.1, es aplicando las fórmulas siguientes, cuando los cálculos aproximados de la probabilidad de desvanecimiento exceden al desvanecimiento intenso (A):

$$\text{Tipo A: } W = 16 \times 10^{-7} f d^2 \times 10^{-A/10} \quad (4.19a)$$

$$\text{Tipo B: } W = 8 \times 10^{-7} f d^{2.5} \times 10^{-A/10} \quad (4.19b)$$

$$\text{Tipo C: } W = 2 \times 10^{-7} f d^3 \times 10^{-A/12} \quad (4.19c)$$

donde,

W : probabilidad de que el desvanecimiento intenso A sea excedido durante un año.

f : frecuencia de la portadora en GHz

d : Longitud de la trayectoria en km

A : desvanecimiento intenso en dB

La probabilidad de que se exceda un desvanecimiento intenso específico durante un mes desfavorable es

$$W_{\text{mes}} = \left(\frac{12}{M} \right) \times W_{\text{año}} \quad (4.20)$$

donde,

M : número de meses en cualquier año con desvanecimiento intenso por *multipath*.

Las aproximaciones para las fórmulas 4.19 y 4.20 son válidas para las siguientes consideraciones: $W \leq 10^{-2}$; $2 \text{ GHz} \leq f \leq 15 \text{ GHz}$; $20 \text{ km} \leq d \leq 80 \text{ km}$; y $A \geq 15 \text{ dB}$.

4.6.1.3 Clasificación de la trayectoria, Método 2

Este método está basado en la fórmula empírica desarrollada por Barnett¹⁵. Es similar al método 1, porque el método 2 clasifica a las trayectorias por el terreno y el clima, y se utiliza para determinar el porcentaje del tiempo dentro de un año P_{mf} en el que el desvanecimiento "excede" una intensidad específica por debajo del espacio libre (M_f) para una trayectoria y frecuencia determinada. La fórmula no considera, específicamente, el ángulo de penetración del haz a través de la atmósfera o el claro del haz con respecto al terreno:

$$\% P_{mf} = 6.0 \times 10^{-5} abfd^3 \times 10^{-M_f/10} \quad (4.21)$$

donde,

$$a = \begin{cases} 4 & \text{para terrenos muy planos, incluyendo la superficie del mar} \\ 1 & \text{para terrenos promedio con algunas elevaciones} \\ \frac{1}{4} & \text{para terrenos montañosos, muy accidentados o muy secos} \end{cases}$$

$$b = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{costas o áreas similares, húmedas y calurosas} \\ \frac{1}{4} & \text{climas templados o nórdicos} \\ \frac{1}{8} & \text{climas montañosos o muy secos} \end{cases}$$

f : frecuencia de la portadora en GHz

d : Longitud de la trayectoria en km

M_f : desvanecimiento intenso excedido debajo del nivel del espacio libre, en dB

¹⁵Engineering Considerations for Microwave Communications Systems, GET-Lenkurt, Sn. Carlos, California, 1975.

4.6.2 Notas acerca del cálculo del rango de desvanecimiento de la trayectoria

En la sección 4.6.1 se describieron tres métodos para cálculos aproximados de primer orden del margen de desvanecimiento. Se dispone de otros métodos que utilizan distribuciones de Hoyt, Nakagami-Rice y otras¹⁶. Aún con estas herramientas, en la práctica se ha comprobado que los márgenes de desvanecimiento, aunado a otros perfeccionamientos en el diseño (basados en cálculos de desvanecimiento), son insuficientes. Lo mejor es realizar pruebas por largos periodos de tiempo, durante todo un año, aunque para la mayoría de los proyectos esto no se justifique económicamente. No es raro encontrar enlaces instalados que posteriormente no cumplan con las especificaciones, debido a que el desvanecimiento intenso y promedio son mayores a los que se predijeron. Tales enlaces requieren de acondicionamiento, el cual es frecuentemente costeado por quien lo implementó.

No se cuenta actualmente con métodos completamente satisfactorios para calcular la probabilidad de desvanecimiento a partir de estadísticas climatológicas para trayectorias específicas. Estudios estadísticos para refractividad (sec. 1.2) pueden, sin embargo, proporcionar información probabilística para gradientes relativos para diferentes áreas, e indicar los cambios por temporadas del año que se puedan presentar¹⁷. Los gradientes de refractividad de niveles bajos que son los que tienen mayor importancia para la propagación en los radioenlaces de LOS son muy sensibles a las variaciones de las condiciones locales climatológicas. Por lo que la información obtenida durante la visita a los sitios puede ser muy útil durante la etapa del diseño del enlace.

En algunos documentos se menciona que en la práctica de operación de enlaces de microondas, se ha visto que:

¹⁶*Design Handbook for Line-of-Sight Microwave Communications Systems MIL-HDBK-416*, U.S. Department of Defense, Washington D.C., Noviembre 1977.

¹⁷H.T. Dougherty, *A Summary of Microwave Fading Mechanisms, Remedies and Applications*, U.S. Department of Commerce, Essa Technical Report ERL69-WPL 4, Boulder, CO., Marzo 1968.

- El desvanecimiento es más probable que aparezca en trayectorias que atraviesen terrenos planos, que en trayectorias sobre terrenos accidentados.
- Se presenta menor desvanecimiento en trayectorias a través de terreno secos que en trayectorias que pasan por valles con caudales, terrenos húmedos o pantanosos, o terrenos irrigados.
- Los climas calmados favorecen la estratificación atmosférica que puede provocar desvanecimientos severos. Estas condiciones se presentan a menudo en valles amplios con laderas, que en terrenos abiertos.
- El desvanecimiento se presenta con más facilidad cerca del centro de anticiclones grandes y que se mueven lentamente (áreas de alta presión). Esto es más probable que suceda en verano y otoño, en el hemisferio norte, que en primavera e invierno.
- Se puede esperar que se presente desvanecimiento con mayor frecuencia y mayor severidad en el verano que en el invierno en latitudes medias (zonas templadas).
- Las trayectorias con ángulos de partida mayores a 0.5° son menos susceptibles a desvanecimiento, y el efecto de los gradientes de refractividad es despreciable en donde los ángulos de partida son mayores a 1.5° .

4.6.3 La diversidad como un medio para mitigar el desvanecimiento

4.6.3.0 Introducción

La primera forma, y la más económica, para obtener los márgenes de desvanecimiento requeridos es mejorando el enlace con el uso de antenas de mayor apertura, mejorando el comportamiento con respecto al ruido del receptor (por ejemplo, utilizando un LNA después del mezclador), y/o aumentando la potencia de salida del transmisor. Bajo ciertas circunstancias, el ingeniero de diseño del enlace encontrará que no es económico mejorar el enlace de manera adicional. El siguiente paso, entonces, es examinar la diversidad como otro método para mitigar el desvanecimiento y, al mismo tiempo, sumar un "factor

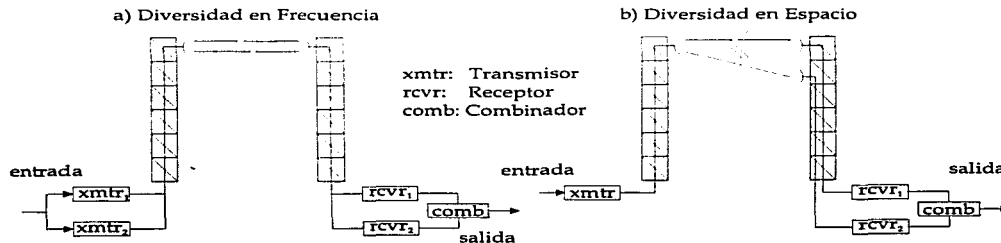
de mejora por diversidad", el cual puede traducirse directamente en aproximadamente 3 dB o más a la ganancia del sistema.

La diversidad está basada en proporcionar trayectorias separadas para transmitir información redundante. Estas trayectorias pueden estar en el dominio del espacio, la frecuencia o el tiempo. En esencia, la idea es que un desvanecimiento que ocurra en el tiempo T_a en una de las trayectorias redundantes no ocurrirá en la otra. La capacidad de reducir los efectos del desvanecimiento por una diversidad de recepción, es una función del coeficiente de correlación de las señales en trayectorias redundantes. Entre más grande sea la decorrelación, más efectiva resulta la diversidad. Generalmente, cuando el coeficiente de correlación es menor o igual a 0.6, se puede implementar completamente una diversidad total.

Los métodos de diversidad comúnmente utilizados, para minimizar los efectos de desvanecimiento por *multipath*, son: diversidad en frecuencia y diversidad en espacio.

La diversidad en frecuencia utiliza dos frecuencias diferentes para transmitir la misma información. Con la diversidad en espacio, se utiliza la misma frecuencia, pero con dos antenas separadas verticalmente en la misma torre se recibe la información por dos trayectorias físicamente separadas en el espacio. En las figuras 4.6.2(a) y 4.6.2(b) se muestran conceptualmente estos dos tipos de diversidad.

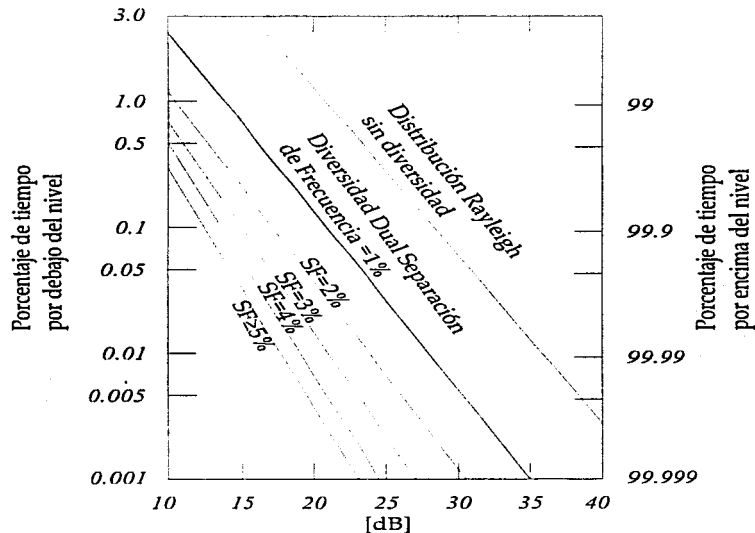
Figura 4.6.2(a), (b) Diagrama de bloques simplificado de los sistemas de diversidad en frecuencia y en espacio



Comparado con la diversidad en espacio, la diversidad en frecuencia es un poco menos costosa al implementarse y tiene algunas ventajas operacionales y de mantenimiento. La regulación es su principal desventaja. Por ejemplo, las leyes prohíben la diversidad en frecuencia cuando se utilizan frecuencias portadoras comunes, a menos que exista la justificación que compruebe que la diversidad en frecuencia es la única forma de obtener la fiabilidad requerida por el sistema. Debido a esto, la primer alternativa es la diversidad en espacio.

4.6.3.1 Diversidad en frecuencia

Figura 4.6.3 Implementación de diversidad de frecuencia para diferentes espaciamientos en frecuencia (en porcentaje)



La diversidad en frecuencia proporciona dos ventajas. No solamente proporciona una diversidad de cualquier orden y la ganancia por diversidad resultante, también proporciona una trayectoria completamente redundante, mejorando la fiabilidad del equipo.

Para obtener la máxima decorrelación de desvanecimiento, la separación de frecuencia entre las dos frecuencias de transmisión deben estar dentro de un rango de 3% y 5%. Sin embargo, debido a la congestión y falta de frecuencias en los países con grandes sistemas de comunicaciones, una separación del 2% es más común, y algunos sistemas operan satisfactoriamente con separaciones debajo del 1%. La figura 4.6.3 muestra de manera aproximada, considerando el peor caso de desvanecimiento *multipath* (Rayleigh), el comportamiento de los sistemas utilizando diversidad en frecuencia para diferentes separaciones de frecuencia. Esta figura muestra que se puede mejorar el enlace entre 14 y 19 dB, cuando se quiere una disponibilidad del enlace del 99.99%, comparado con uno que no utiliza diversidad en frecuencia.

4.6.3.2 Diversidad en espacio

Debido a la dificultad de obtener la segunda frecuencia de diversidad para transmitir con redundancia, la diversidad en el espacio vertical puede ser la opción más sencilla de las dos, y en algunos casos puede ser la única alternativa para el diseñador. De hecho, en la práctica se observa que la diversidad en el espacio tiene coeficientes de correlación considerablemente más bajos, lo que implica mejoras por diversidad más grandes de las que anteriormente se creían.

Debe hacerse notar que un arreglo de diversidad en el espacio también proporciona una redundancia total en el equipo cuando se utilizan transmisores especializados.

En el diseño con diversidad en el espacio, la parte fundamental es determinar la distancia de la separación vertical para una trayectoria específica. La CCIR recomienda una regla práctica, la cual dice que debe haber una separación de 200 veces la longitud de onda o más. Como es claro, debe cumplirse que ambas antenas tengan una trayectoria sin obstáculos, lo que en ocasiones se ve reflejado en torres más altas.

También existe una fórmula para calcular el factor de mejora por diversidad en el espacio (I_{sd}), esta es,

$$I_{sd} = \frac{7.0 \times 10^{-3} f_s^2 \times 10^{F/10}}{D} \quad (4.22)$$

donde,

f : frecuencia de la portadora en GHz

d : Longitud de la trayectoria en km

s : Espacio vertical entre el centro de las antenas en m

F : Margen de desvanecimiento asociado a la segunda antena, en dB. Este factor F cubre la situación en la que los márgenes de desvanecimiento son diferentes tanto en la trayectoria alta como la baja. En tal caso, F se tomará para denotar al margen de desvanecimiento más grande y será el valor que se utilice para la indisponibilidad (U_{nd}) en trayectorias sin diversidad. F será entonces el valor más pequeño de margen de desvanecimiento de los dos, si es que son diferentes.

La probabilidad de desvanecimiento (indisponibilidad) esta dada por:

$$U_{div} = \frac{P_{mf}}{I_{sd}} \quad (4.23)$$

4.7 Análisis de ruido en un radioenlace de FM

4.7.0 Introducción

En el diseño de un radioenlace, se deben de establecer los requerimientos respecto al ruido. Para sistemas de vídeo, éstos se pueden plantear como una relación señal a ruido ponderada.

Debido a que la relación señal a ruido en la entrada del receptor varía con respecto al tiempo, la potencia del ruido se especifica estadísticamente.

4.7.1 Fuentes de ruido en un radioenlace

Las tres fuentes de ruido básicas en un radioenlace son:

1. Ruido térmico (invariable con la carga)
2. Ruido por intermodulación (dependiente de la carga)

3. Ruido por interferencia

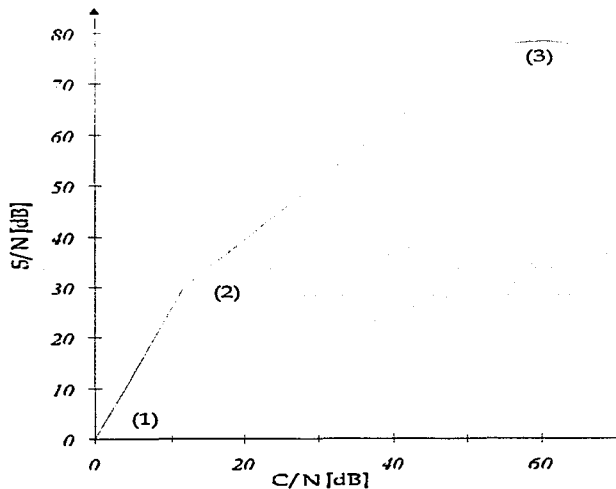
4.7.2 Mejoramiento del umbral de FM

El FM desperdicia ancho de banda comparado con una modulación AM-SSB, por ejemplo. Sin embargo, este "desperdicio" de ancho de banda se compensa con una mejoría en la potencia del ruido térmico cuando el nivel de la señal de entrada (RSL) alcanza el mejor umbral de FM (por ejemplo, cuando $C/N \approx 19$ dB). En otras palabras, estamos eliminando ancho de banda para mejorar el comportamiento con respecto al ruido térmico.

Si trazáramos una curva de la relación de potencia de S/N en la salida del demodulador de FM contra la relación C/N en la entrada (figura 4.7.1), encontraremos tres puntos importantes de referencia:

Figura 4.7.1

Gráfica típica de la relación señal a ruido a la salida de un demodulador de FM contra la C/N a la entrada del demodulador.



1. El umbral de ruido térmico
2. El mejor umbral de FM (10 dB por arriba del umbral de ruido térmico P_{tm})
3. Saturación (en donde la compresión comienza a manifestarse)

El primer punto de referencia, el umbral de ruido térmico (P_t) es solamente un punto de partida en el cálculo del enlace. El segundo punto, el mejor umbral de FM, definido por:

$$P_{mf} = P_t + 10 \text{ [dB]} \quad (4.24)$$

será utilizado como una referencia en el cual los cálculos del enlace estarán basados. En la ecuación 4.22, substituyendo el valor de P_t , tomándolo de la ecuación 4.14, tenemos,

$$P_{mf} = -204 \text{ [dBW]} + 10 \log B_r + NF_{db} + 10 \text{ [dB]} \quad (4.25)$$

4.7.3 Distorsión en la entrada de la antena

La distorsión en la entrada de la antena o distorsión de eco es causada por las conexiones de la línea de transmisión que une el equipo de radio con la antena. Estas conexiones pueden causar eco o reflexiones de la onda incidente.

La distorsión del eco provoca que una segunda señal llegue al receptor retrasada en el tiempo en un periodo determinado. Esto se puede notar porque cuando se presenta *multipath* se produce el mismo fenómeno. En este caso el retardo en el tiempo es aleatorio y varía continuamente, lo que hace difícil el análisis, cuando no imposible.

El nivel de la señal de eco está en función inversa de la pérdida de retorno en cada extremo de la línea de transmisión y su dispositivo final (por ejemplo, la antena en un extremo y el equipo de comunicación en el otro). El eco se puede considerar constante dado que las variables que lo generaron son constantes. Así, la distorsión generada por el eco será constante pero agrupada en la modulación. En otras

palabras, si la portadora no estuviera modulada, no existiría distorsión debida al eco. Cuando la portadora está modulada, el eco aparece.

El cálculo por la distorsión del eco, expresadas como una relación señal a distorsión es, cuando mucho, una aproximación. Uno de los métodos más directos, como lo señala Dougherty, se presenta a continuación. Los datos que se requieren para el cálculo son el tipo y la longitud de la línea de transmisión, las pérdidas de retorno (o *VSWR*) del equipo de comunicaciones y la pérdida de retorno de la antena (o *VSWR*). Estos valores suelen ser parte de las especificaciones del equipo, pero típicamente son:

VSWR de la antena: 1.05:1 a 1.2:1

VSWR de la guía de onda: 1.03:1 a 1.15:1

Pérdida de retorno del equipo: 26 a 32 dB

Los cálculos para la distorsión por eco se desarrollan por separado para cada extremo del enlace.

4.7.4 Relación señal a ruido para vídeo

Los radioenlaces que portan solamente vídeo o están limitados generalmente en ruido térmico. En nuestro caso tratamos con una relación S/N de banda ancha, el cual se define como la relación de la señal pico a pico con el ruido térmico RMS en la banda base de vídeo. El valor de S/N está en función del RSL, la figura del ruido del receptor, el ancho de banda del vídeo y la desviación pico, el énfasis (cuando se utiliza) y la función de peso.

Las siguientes relaciones proporcionan un valor para S/N en dB. En todos los casos se considera una desviación pico de ± 4 MHz. Para los sistemas norteamericanos, el ancho de banda en banda base es 4.3 Mhz.

4.8 Cálculo para el diseño del enlace

Después de haber presentado en los capítulos anteriores y detallado en el presente los parámetros más importantes en el diseño del

enlace a continuación se presentan los cálculos para determinar, comparando con los requerimientos del capítulo 3, la factibilidad y disponibilidad del enlace entre los puntos de conexión.

En la tabla 4.8.1 se resumen estos cálculos, mismos que se deben tomar en cuenta para el diseño de los circuitos electrónicos de frecuencia intermedia, acoplamiento de fases y multiplexaje como se muestran en el diagrama de la figura 3.8.4.

Tabla 4.8.1 Cálculo del enlace

Parámetro/Datos		Resultados	Resultados / Observaciones
Enlace		Principal	Laboratorio DIEEC
Coordenadas	N	19° 19' 47.9"	19° 19' 43.6"
	W	99° 10' 53.2"	99° 10' 40.6"
Azimuth TN	°	110	250
AMNM	m	2276.62	2273.47
Distancia A-B	m	390	
Altura Antenas	m	25.95	
Frecuencia de microondas	MHz	10250	
Frecuencia Intermedia	MHz	70	
Modulación		FM	
Potencia TX	mW	15	
	dBm	11.76091259	
Tipo antena		Parabólica	
Diámetro de la antena	ft	2	
Ganancia antena	dB	33.75	
Figura de Ruido NF	dB	12	
Disponibilidad	%	99.99	52.56 minutos/año
Pérdidas en la Línea de Tx	dB	0.328	RG58 Cable Coaxial
EIRP	dBm	45.18291259	
FSL	dB	124.4857694	
Absorción Atmosférica	dB	0.3	
IRL	dB	-79.60285686	
RSL	dB	-46.18085686	
BW	MHz	23	
S/N con énfasis	dB	68.31914314	

Parámetro/Datos		Resultados	Resultados / Observaciones
Margen de desvanecimiento	dB	-16.03026938	
C/N sin desvanecimiento	dB	72.20186478	
Umbral de recepción de Ruido Térmico	dBm	-118.3827216	

Se puede observar que los resultados anteriores se apegan de manera satisfactoria a los parámetros del capítulo 3 y 4, que a su vez se remiten a las normas internacionales para este tipo de transmisiones.

Como es de notarse, estos son los resultados de diseño para un enlace de línea de vista con modulación en frecuencia analógico.

Queda como desarrollo alternativo, en caso de contar con los recursos adecuados y el requerimiento que lo justifique, la implantación de un enlace digital con el sistema de radiofrecuencia basado en el diodo Gunn.

4.9 Consideraciones para su instalación

De acuerdo a las especificaciones del diseño y las características del equipo que se diseñó se deberán tomar en cuenta las siguientes recomendaciones para su instalación:

Equipo de microondas: En ambos extremos del enlace, se deberán sujetar en mástiles de 1.5 m los radios con sus respectivas antenas, tanto el equipo de radio como los mástiles deben ser conectados al sistema de tierra con los que se cuentan en los respectivos edificios.

El equipo debe estar perfectamente blindado y sellado para evitar filtraciones, pero tiene que tener disipadores de calor y ventilación para mantenerlo a la temperatura de diseño y evitar corrimientos de frecuencia que afectarían la continuidad del servicio.

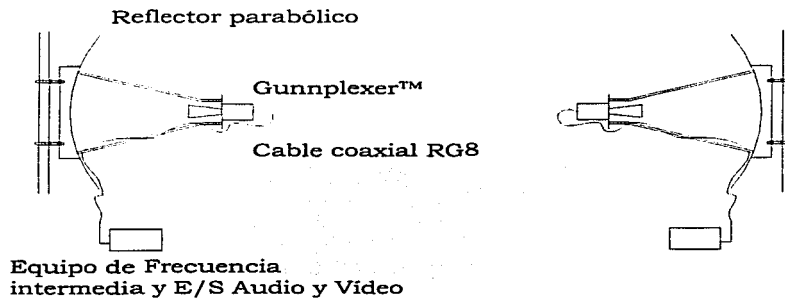
Línea de transmisión: De acuerdo a las características del sistema a la salida del equipo de radio se tiene la señal en banda intermedia de 70 MHz, por lo que con cable coaxial RG8 se puede lograr

hasta 300 m de distancia con los modem (sumando ambos lados) debido a la pérdida que se tiene en este cable a la frecuencia intermedia. Gracias a la flexibilidad que tiene este cable no se requiere de una instalación especial para resguardarlo y se puede guiar por las instalaciones actuales.

Se sugiere que los modem se instalen cerca de los equipo de video para evitar mayor instalación de cable.

Alimentación: De acuerdo al diseño de las fuentes de alimentación del equipo estas deberán contar con el sistema de tierras (3 Ohm de impedancia máximo del sistema) y respaldo de energía para evitar cualquier interrupción del servicio.

Figura 4.9.1 Esquema de instalación del equipo



CONCLUSIONES

Al terminar la realización del presente trabajo, los puntos más importantes en el diseño que se pueden destacar son los siguientes:

- ▣ Se cumplió con los estándares internacionales para la transmisión punto a punto de señales de vídeo compuesto.
- ▣ El sistema está basado en el GUNNPLEXER™, que es un módulo que incluye un diodo Gunn ajustado con cavidades para recibir/transmitir la señal en banda intermedia de un sistema que mezcla señales de vídeo compuesto.
- ▣ Adicionalmente, se requiere de antenas parabólicas tipo estándar para el sistema radiante, estas alimentadas por la salida del GUNNPLEXER™.
- ▣ La disponibilidad del enlace garantiza su servicio durante el 99.9999% de su tiempo de operación. Se debe aclarar que esta disponibilidad es mayor al resultado del diseño que se basa en la operación del sistema durante un año sin interrupciones, para nuestra aplicación el sistema se ocupará en un caso crítico el 60% del tiempo en un año.

Con este diseño se cumple con la meta que se trazó al inicio del trabajo: el proporcionar un medio de transmisión confiable para el sistema de circuito cerrado de televisión de la Facultad de Ingeniería.

Como desarrollo futuro a este sistema se le puede utilizar para transmitir, en lugar de vídeo, compuesto con datos, modulados, ya sea con una técnica digital o analógica; siendo este sistema un respaldo en caso de alguna eventualidad en el sistema de fibra óptica.

En lo personal, este trabajo me aportó los conocimientos teóricos prácticos que sirven a un ingeniero de transmisión, pues aunque en diseño en el "campo" solo se utiliza el resumen de cálculos del capítulo cuatro, el soporte que fundamenta todos estos resultados revisados, a través del presente trabajo de tesis, es lo suficientemente sólido para comenzar una carrera en este sentido. En adición me deja la satisfacción de realizar un proyecto que se aplica a mi Facultad.

BIBLIOGRAFÍA

Freeman, Roger L. **RADIO SYSTEM DESIGN FOR TELECOMMUNICATIONS (1-10 GHz).** 1st Edition. USA 1987. John Wiley & Sons, Inc.

Freeman, Roger L. **TELECOMMUNICATIONS TRANSMISSION HANDBOOK.** USA 1991. John Wiley & Sons, Inc.

Liao, Samuel Y. **Microwave Devices and Circuits.** 3rd Edition. USA 1987. John Wiley & Sons, Inc.

Mathieu, Mark. **TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR FAISCEAU HERZIEN.** France 1979. Editorial Dunod.

Miller, Gary M. **MODERN ELECTRONIC COMMUNICATION.** 4th Edition. USA 1993. Regents / Prentice Hall.

Srader, Robert L. **ELECTRONIC COMMUNICATION.** USA 1985. McGraw-Hill Book Company.

The American radio relay league. **THE ARRL HANDBOOK FOR RADIO AMATEURS 1994.** 71st Edition. USA 1993. The American radio relay league, Inc.

BIBLIOGRAFÍA

Young, Paul H. **ELECTRONIC COMMUNICATION TECHNIQUES.** USA 1994.
Macmillan Publishing Company.