

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA

Facultad de Ingeniería Mecánica



ENLACE DE RADIO POR PROPAGACION TROPOSFERICA
ENTRE IQUITOS Y PUCALLPA

TESIS

Para optar el Título Profesional de
Ingeniero Mecánico Electricista

HUGO RIGOBERTO MALDONADO GARRASCO

Promoción 1975 - 2

Lima Perú

1989

SUMARIO

El presente trabajo trata sobre el estudio y cálculos de un enlace de radio por propagación troposférica, para unir las ciudades de Iquitos y Pucallpa, usando la frecuencia de 2,000 MHz para transmitir 120 canales telefónicos, los cuales podrían ser también utilizados para enviar señales de telex y facsimil.

Para los cálculos de las propiedades de propagación por dispersión troposférica, se ha utilizado el método recomendado por el CCIR.

Con el propósito de conseguir el objetivo de obtener una señal de voz con una relación señal a ruido (S/N) de 55 dB, y una confiabilidad en el servicio de 99.9%, se propone el uso de la diversidad cuadruple, además el uso de la diversidad de frecuencia.

De los cálculos se obtuvo que con una antena de una frecuencia en transmisión y recepción de 52.7 dB, esa ganancia una potencia de transmisión de 73 vatios, pero con el propósito de lograr agutes en los cálculos de las pérdidas de transmisión, se ha propuesto el uso de un transmisor de 1Kw, lo que nos permite un margen de 12 dB.

Finalmente, se recomienda que en el propósito de optimizar el sistema desde un punto de vista técnico económico, se vea la inconveniencia de utilizar una potencia adecuada - que podría ser unos 500 vatios.

TABLA DE CONTENIDOS

INTRODUCCION	01
I .- DESCRIPCION GENERAL	02
1.1 Obietivos.	02
1.2 Antecedentes.	03
1.3 Descripción del sistema.	04
II .- REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA	06
2.1 Introducción.	06
2.2 Layout del sistema.	06
2.3 Obietivos de Diseño y Parámetros.	08
III.- DISEÑO DEL SISTEMA	11
3.1 Estudio del Radioenlace.	11
3.1.1 Ubicación de las Estaciones.	11
3.1.2 Coordenadas de las Estaciones.	14
3.1.3 Esquema de la Red.	14
3.1.4 Perfil del Radioenlace.	14
3.2 Diseño del Radioenlace.	14
3.2.1 Selección de las alturas h_1 , h_2 v la distancia angular θ .	18
3.2.2 Pérdida de Transmisión.	22
3.2.2.1 Pérdida de Propagación.	22
3.2.2.2 Desvanecimiento de la Señal $S(t)$.	25
3.2.2.3 Estimación del margen de desvanecimiento.	28
3.2.2.4 Pérdida de los cables alimentado-	

res v circuitos de derivación.	34
3.2.2.5 Pérdida de Acoplamiento Apertura al Medio.	35
3.2.3 Mejora del desvanecimiento usando la recepción con diversidad.	42
3.2.4 Ganancias de las Antenas en el travecto.	59
3.2.5 Ancho de Banda de Transmisión.	61
3.2.6 Ruido de Intermodulación.	61
3.2.7 Ruido permisible y su distribución.	63
 IV .- RENDIMIENTO DEL SISTEMA	 65
4.1 Conversión de la Relación Señal a Ruido (S/N) a Ruido en el canal.	65
4.2 Medición Básica del NPR.	66
4.3 Cálculo de la relación Portadora a Ruido (C/N).	70
4.4 Selección del tamaño de Antenas y Potencia de Transmisión.	75
4.5 Resumen de los parámetros que definen el Sistema y de los cálculos.	78
 V .- ESTUDIO DE LA TRAYECTORIA DE LA PROPAGACION	 82
5.1 El fenómeno de Dispersión Troposférica.	82
5.2 Desvanecimiento de la Dispersión Troposférica.	82
5.3 Pérdida de la Trayectoria.	85
5.4 Estudio de Propagación.	86
 VI .- CONFIGURACION TIPICA Y COSTOS ESTIMADOS	 88
6.1 Banda de frecuencia de operación de troposcater.	88
6.2 Antenas. Líneas de Transmisión y Duplexer.	88
6.2.1 Antenas.	88
6.2.2 Líneas de Transmisión.	92
6.2.3 El Duplexer.	93

6.3 Modulador - Excitador v Amplificador de Potencia.	96
6.3.1 Modulador.	103
6.3.2 Red de Transferencia.	105
6.3.3 Convertidor de frecuencia (Up-Converter).	109
6.3.3.1 Up-Converter.	110
6.3.3.2 Filtro Pasabanda.	113
6.3.3.3 Oscilador de Fase Enganchada (Phase - Locked).	113
6.4 Receptor.	115
6.4.1 Pre -Amplificador de RF.	117
6.4.2 Down - Converter.	118
6.4.2.1 Mezclador Preamplificador de FI.	118
6.4.2.2 Oscilador de Fase Enganchada.	119
6.4.2.3 Circuiteria FI.	121
6.4.3 Demoduladores de Banda Ancha.	123
6.4.4 Combinador de Banda Base.	125
6.5 Fuente de Energía y Reguladores de Transmisor v Receptor.	128
6.6 Costos Estimados por Equipamiento.	130
 CONCLUSIONES	 133
 BIBLIOGRAFIA	 135
 ANEXOS	 136
A-1 Distancia Angular θ .	137
A-2 Ruido de Distorción en la Trayectoria de pro- pagación.	139
A-3 Pérdidas medias de Propagación de largo plazo en una Transmisión por Dispersión Troposférica.	141
A-4 Desvanecimiento Tipo Royleigh.	143

A-5 Comparación de las diferentes Mediciones de Ruido.	147
A-6 Función de Densidad de Probabilidad Gaussiana o Normal.	148
A-7 Descripción de los Rack 1 y Rack 2.	151
A-8 Troposcater - Communications Systems.	152

INTRODUCCION

Los sistemas de propagación por **dispersión** troposférica son ideales para cubrir enlaces de comunicaciones de grandes distancias **en terrenos inaccesibles** o áreas con grandes montañas o la presencia de una vegetación espesa como es el caso de la selva, donde la instalación de equipos de comunicación por Líneas de Vistas (LOS o Microondas) resulta muy costosa o difícil. El rendimiento **de un sistema por propagación troposférica** (tropoescater) proporciona una comunicación de buena calidad durante las 24 horas del día y los 365 días del año. La calidad del **canal** es mantenida a un alto nivel en forma consistente. No existen tiempos significantes de gran ruido si las condiciones de propagación cambian como es característica en los circuitos de alta frecuencia (circuitos de Radio HF).

Los sistemas de tropoescater son ideales para portar cualquier combinación de señales de voz, **teletipo**, data y facsimil. El equipo asociado con el terminal de tropoescater tiene la **capacidad** de aceptar muchos tipos de tráfico desde muchos usuarios remotos (centros de cómputo, teletipo, **tableros**, sensores remotos, líneas de teléfono **privado**, modems de datos, equipos facsimil, etc.). Todas estas son **condicionadas en el terminal** a niveles adecuados para su transmisión **sobre el** enlace de radio. Los equipos tropoescater pueden ser instalados en edificios permanentes o en cabinas transportables tipo Shelters.

I.- DESCRIPCION GENERAL

1.1. Objetivo

El objetivo del presente trabajo es el diseño de un sistema de propagación por dispersión troposférica que comunique la ciudad de Iquitos con Pucallpa, usando señales de radio, por transmisión multicanal.

Durante el desarrollo del trabajo se revisarán diferentes criterios para los cálculos los cuales están basados en las recomendaciones del CCIR y experiencias de algunas administraciones como la NTT (Nippon Telephone and Telegraph) del Japon.

El sistema consta de dos estaciones terminales, una instalada en Iquitos y la otra en Pucallpa, estableciéndose una comunicación punto a punto de un solo salto y gran alcance, utilizando la tropósfera como medio de propagación, aprovechando que bajo ciertas características climatológicas y la cual es casi normal en zonas como las que estamos estudiando, la señal de radio que se propaga por la tropósfera con el haz haciendo cierto ángulo, se dispersa en esta tropósfera, siendo la energía dispersada proporcional al volumen formado por los ejes de las antenas de transmisión y recepción que se intersectan en el espacio. Este fenómeno de dispersión permite lograr un alcance mayor de la señal de radio si es que la potencia con que se transmite es adecuada para lograr un nivel de señal recibida lo suficientemente fuerte para ser recepcionada.

En la Fig. 3.1 se aprecia la ubicación de las Estaciones de Radio y en la Fig. 3.4 se muestra el esquema de la red troposcater Iquitos - Pucallpa.

1.2. Antecedentes

El desarrollo socio económico alcanzado por las ciudades de Iquitos y Fucallpa, ha incrementado las necesidades de comunicaciones telefónicas y de otros servicios como telex, datos y facsímil.

Para satisfacer esta demanda ENTEL PERU ha planteado e instalado algunos sistemas de comunicaciones de HF y por satélite doméstico (DOMSAT). Es bien conocido que las comunicaciones de HF que se hace usando la ionósfera como medio de propagación, no permite una comunicación de buena calidad durante las 24 horas del día, por lo tanto su confiabilidad es baja. El caso de las comunicaciones por satélite (DOMSAT) son de mayor calidad, pero su costo es relativamente alto cuando el número de canales telefónicos es pequeño y esto es debido a los altos costos de operación de este tipo de comunicaciones, ya que el alquiler de parte de un transponder del satélite es alto. Además en este último tipo de comunicaciones no se tiene una completa autonomía porque se depende del satélite que es operado y controlado por otro país.

Otra alternativa de comunicación entre Iquitos y Fucallpa, podría ser los sistemas terrestres de microondas, pero en zonas como en la selva, si no se tiene una buena infraestructura de vías de comunicación, los costos de operación y mantenimiento de las estaciones repetidoras de una red de microondas es alto.

Estas limitaciones no permite que las instalaciones de sistemas terrestres por línea de vista (microondas) se difundan por zonas selváticas en nuestro país.

Una alternativa y la cual es el tema de este trabajo,

es la instalación de un sistema de comunicaciones por propagación con dispersión troposférica, el cual superando todos los obstáculos que se presenten en el terreno, permite de un solo salto comunicar a Iquitos con Pucallpa, logrando una señal telefónica de buena calidad y alta confiabilidad durante las 24 horas del día y los 365 días del año.

Con el desarrollo logrado en los Receptores de Bajo Ruido (LNR) y con las técnicas de Demoduladores de FM con extensión de umbral se ha mejorado notablemente el rendimiento de los sistemas troposcater, por lo cual se han hecho muy populares y sus costos son relativamente moderados sobre todo si se tiene en consideración que se logran comunicar dos localidades separadas por cientos de kilómetros, de un solo salto, sin la necesidad de usar repetidoras.

Además a diferencia de los enlaces por satélite (DOMSAT), los sistemas troposcater son completamente autónomos.

Este enlace de troposcater también podría servir como respaldo de los actuales enlaces, aumentando la confiabilidad de la red de comunicaciones de ENTEL PERU.

1.3. Descripción del sistema.

El sistema estará formado por dos Estaciones Terminales, una en Iquitos y la otra en Pucallpa. Si bien es cierto que el fin principal del sistema es comunicar la ciudad de Iquitos y Pucallpa, por este enlace también se puede manejar el tráfico que se colecte en localidades aledañas a la ciudad de Iquitos en tránsito a Pucallpa y hacia otras localidades vía la red de microondas, la cual se interconectaría con el sistema troposcater en la terminal de Microondas de Pucallpa, tal como se

muestra en el gráfico de la Fig 3.2.

Resulta pues, interesante investigar más sobre la cantidad de tráfico total que se podría cursar por este sistema troposcater. Se ha diseñado el sistema con una capacidad de hasta 120 canales telefónicos, que consideramos es un número más que suficiente para manejar el tráfico durante un tiempo de por lo menos 10 años, más adelante se podría aumentar la capacidad del sistema, o en todo caso si el sistema de troposcater escogido es del tipo transportable, este se podría desplazar a servir a otras localidades y en su reemplazo se instalaría uno de mayor capacidad.

II.-REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

2.1. Introducción

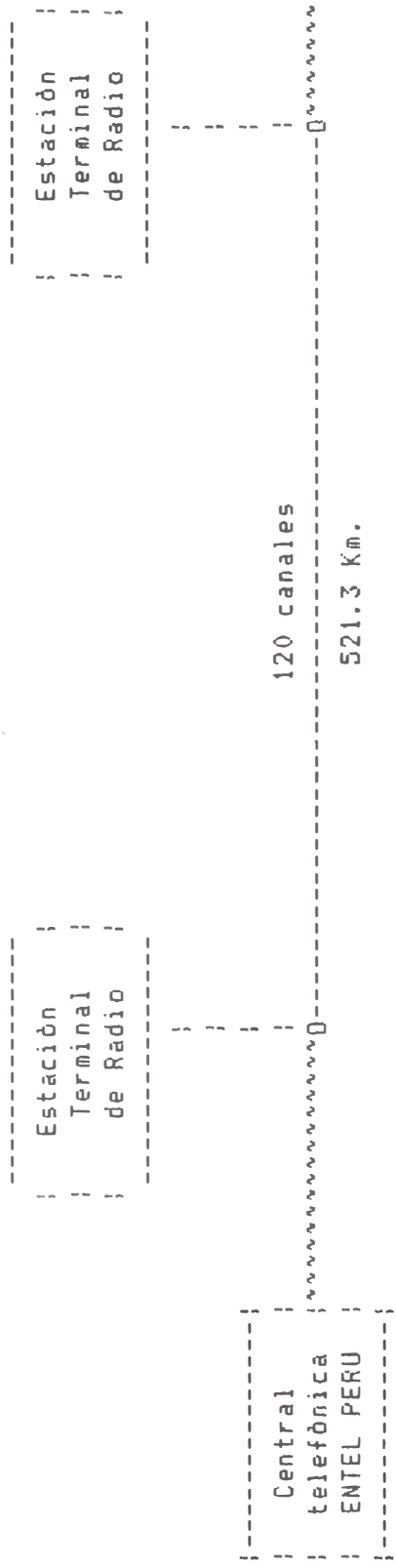
Los requerimientos del sistema son dictados por la trayectoria **troposcater**, la **capacidad** de canales telefónicos requeridos y la disponibilidad de tiempo de los canales telefónicos. Estos items determinan esencialmente el diseño del sistema y su costo.

El sistema que proponemos es uno de propagación por dispersión troposférica para el perfil del enlace que se muestra en la **Fig 3.5**. La capacidad final de canales telefónicos se ha asumido en 120 canales y el objetivo de la disponibilidad de tiempo de estos canales telefónicos es de 99.9% para todas las horas del año.

2.2. Layout del sistema.

Este sistema de comunicaciones por propagación con dispersión troposférica fué planeado con el propósito de **cubrir** el tráfico telefónico entre las ciudades de Iquitos y Pucallpa y las localidades aledañas a ambas ciudades. Un sistema de 120 canales usando la banda de frecuencia de 2 GHz (2000 MHz) fué adoptado considerando la demanda de tráfico. La **Fig. 2.1** muestra la **ruta** de los circuitos telefónicos **entre** Iquitos y Pucallpa y localidades aledañas. En la **Fig. 3.5** se muestra el perfil de la **trayectoria** del **enlace** **troposcater** entre Iquitos y Pucallpa.

En la **Fig. 2.2** se muestra el arreglo de frecuencias que se propone para este sistema, el cual fué cuidadosamente elegido para no causar interferencias con los sistemas actuales de comunicaciones de microondas o Vía Satélite.



IQUITOS

PUCALLPA

Enlace por cable telefónico ~~~~~

Enlace por Radio Troposcater-----

Fig 2.1 Layout del Sistema Troposcater mostrando los circuitos telefónicos

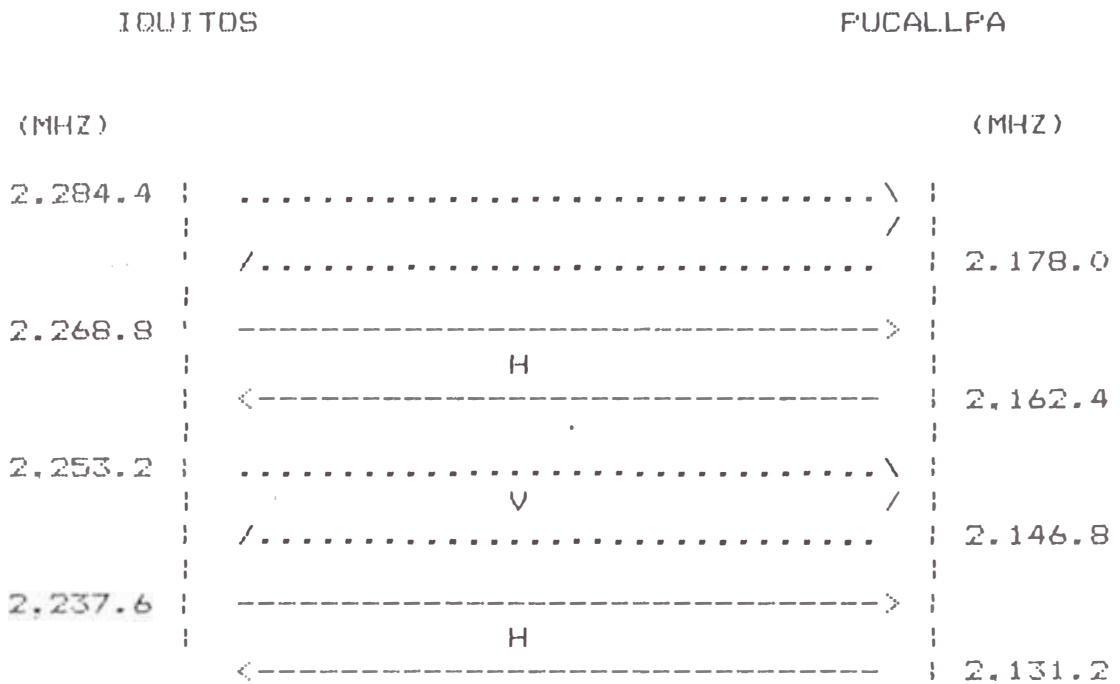


Fig No. 2.2 Arreglo de Frecuencias.

..... \ Para uso
 / futuro
 /..... (Expansión)
 \

2.3. Objetivos de Diseño y Parámetros del Sistema

(1) Potencia de transmisión.

Con el propósito de superar las pérdidas excesivas de propagación y mantener la relación señal ruido (S/N) necesaria, se requiere una potencia de transmisión alta, la mejora de la figura de ruido de los receptores y un aumento del índice de modulación. Amplificadores de potencia usando Klystrons fué necesario para alcanzar potencias de 1 Kw o más.

(2) Figura de Ruido del Receptor

La potencia de transmisión fué decidida de acuerdo lo establecido en (1). Sinembargo, si usamos un

receptor del tipo convencional con una figura de ruido de 10 dB, el rendimiento del sistema con respecto al ruido no será satisfecho. Se usarán amplificadores de RF (Radio frecuencia) de bajo ruido con una Figura de Ruido de 3.5 dB, todo estado sólido.

(3) Índice de Modulación.

Aumentando el índice de modulación, se mejora efectivamente la relación señal a ruido (S/N). Sin embargo, un aumento del índice de modulación conlleva un aumento del ruido de distorsión. Considerando que la distorsión por propagación es predominante en este tipo de sistemas comparado con la distorsión por equipos, el índice de modulación de 0.25/canal fué adoptado como óptimo o lo que equivale a una desviación de frecuencia de 100 KHz r.m.s. por canal en el nivel del tono de prueba.

(4) Antena a usar

Una antena parabólica de 90 pies de diámetro (27.4m) fué requerida, la cual a la frecuencia de 2,000 MHz dá una ganancia de 52.7 dB. Este tipo de antena se usará en las dos terminales.

(5) Sistema de Diversidad.

Un sistema de diversidad cuádruple (con diversidad de espacio y frecuencia) fué adoptado para este enlace.

En la Tabla 2.1 se muestra los parámetros de diseño de este **enlace por** propagación con dispersión troposférica.

Tabla 2.1 Parámetros de Diseño

Frecuencia.	2.000	MHz
Potencia de Transmisión.		Kw
Modulación.	FM	
Antena.	Ganancia = 52.7 dB (Parabólica con $\theta = 27.4m$)	
Figura de Ruido.	3.5	dB
Pérdida de Acoplamiento.	18.86	dB
Diversidad.	Cuádruple (Espacio y Frecuencia)	
Pérdidas del Alimentador y duplexer.	2.2	dB

III.-DISEÑO DEL SISTEMA

Los lineamientos básicos en el planeamiento y diseño del Sistema Troposcater, son los mismos utilizados para los "Sistemas de Línea de Vista" (LOS), pero considerando además algunos puntos específicos que le son requeridos.

El conocimiento de las condiciones de propagación a lo largo de la trayectoria, es uno de los puntos importantes.

El ruido de distorsión en las trayectorias de propagación, será uno de los factores más predominantes.

El diseño del sistema lo desarrollaremos en dos partes, la primera se refiere al estudio del radioenlace y la segunda al diseño propiamente dicho.

3.1 Estudio del Radioenlace.

Es necesario establecer la información preliminar referente a la ubicación de los sitios donde se instalarán los equipos, el esquema de la red, las coordenadas de las estaciones terminales, el perfil del radioenlace, el tipo de sistema y la configuración del mismo.

3.1.1 Ubicación de las Estaciones.

La ubicación seleccionada para las Estaciones de Radio, son las que se muestran en el mapa Fig. 3.1 no se dispone de cartas geográficas del Instituto Geográfico Militar (IGM) que muestre esta zona de la selva incluyendo las ciudades de Iquitos y Pucallpa.

En la Fig 3.2 se muestra la posición de este enlace con relación a otros de ENTEL PERU (Red de microondas y sistema DOMSAT).

3.1.2 Coordenadas de la Estaciones.

En la Fig 3.3 se muestran las coordenadas de cada Estación de Radio, las cuales son :

Estación de Iquitos :

LATITUD SUR	3°	44'	24"
LONGITUD OESTE	73°	15'	36"

Estación de Pucallpa :

LATITUD SUR	8°	22'	48"
LONGITUD OESTE	74°	32'	24"

3.1.3 Esquema de la Red.

En la Fig. 3.4 se muestra un diagrama de la red, en la cual se aprecia los equipos de radio (Tx/Rx), multiplex (Mux), antena, etc.

3.1.4 Perfil del Radioenlace.

En la Fig 3.5 se muestra el perfil del radioenlace por troposcater para un valor de $k = 1.4$. Se puede apreciar que la trayectoria de la señal de radio troposcater está libre de obstáculos.

3.2 Diseño del Radioenlace.

En el punto anterior (3.1) se definió claramente la ubicación de las Estaciones de Radio, sus coordenadas geográficas y el perfil del radioenlace.

Ahora debemos de calcular las alturas de las antenas, las pérdidas de transmisión, el desvanecimiento de la señal, las ganancias en el trayecto, el uso de la diversidad, los ruidos de distorsión por propagación,

etc. los cuales nos asegura en el diseño del radioenlace para la transmisión de señales telefónicas de buena calidad y una confiabilidad del 99.9%, tomando como referencia las Recomendaciones del CCIR.

3.2.1 Selección de las alturas h_1 , h_2 y la distancia angular θ .

Alturas h_1 y h_2

En el punto 3.1.1, se seleccionó la ubicación para cada una de las estaciones de radio y una de las consideraciones más importantes es la altura de los lugares seleccionados. Es preferible seleccionar los lugares más altos posibles con el propósito de reducir las pérdidas de propagación, aunque esto signifique alargar las distancias de separación entre las estaciones ya que las pérdidas de propagación depende mucho más de la distancia angular " θ ", que de la distancia de separación entre estaciones.

Se conoce que entre más baja sea la altura del volumen de dispersión, mayor será el efecto de la tróposfera.

En el plano de las Fig. 3.1 donde se muestran la ubicación de las estaciones de Radio en la ciudad de Iquitos y Pucallpa, se ha estimado que la altura h_1 en Iquitos es 103m sobre el nivel del mar y h_2 en Pucallpa es de 45m sobre el nivel del mar, esto se muestra además en el perfil de la Fig 3.5.

Distancia angular θ

Tal como se muestra en el Anexo A-1, la distancia angular θ ó "ángulo de dispersión" es dada por :

$$\theta = \frac{1}{K_m} \left[d - \sqrt{2 K_m h_1} - \sqrt{2 K_m h_2} \right] \quad (3.1)$$

$$= \theta_d - \theta_1 - \theta_2 \quad (3.2)$$

donde :

k = Relación del radio equivalente al radio real de la tierra.

a = Radio de la tierra (6,370 Km)

En la Fig 3.6 se muestra la distancia angular θ_d con relación a la distancia de separación "d" entre las estaciones de radio.

En la Fig 3.7 se muestra la distancia angular θ_1 y θ_2 con relación a las alturas h_1 y h_2 (Ref 4).

La distancia angular total θ , puede obtenerse de estos gráficos calculando θ_d , θ_1 y θ_2 (Ref 4).

Podemos concluir que el primer termino θ_d de la expresión (3.2) es determinado unicamente por la distancia de separación "d" tal como se aprecia en la Fig 3.6.

El segundo y tercer termino θ_1 y θ_2 de la expresión (3.2), depende de cada una de las alturas de las antenas de las estaciones de radio tal como se aprecia en la Fig 3.7.

Los valores obtenidos para las distancias angulares son las teóricas, y las cuales en un caso real están de 4 a 6 mili-radianes por arriba de los valores teóricos.

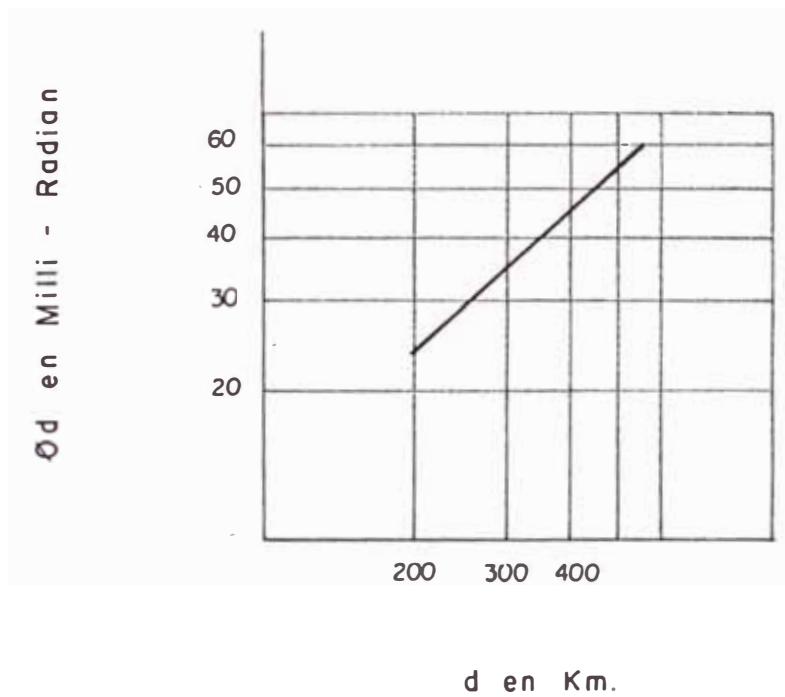


Fig. 3.6 - Distancia angular θ_d vs. la de separación "d" entre las est

En nuestro caso con los siguientes
 $h_1 = 103 \text{ m.}$
 $h_2 = 45 \text{ m.}$
 $d = 521.3 \text{ Km.}$

obtenemos los siguientes result.
 gráficos de la Fig 3.6 y 3.7 :

$\theta_d \approx 60$ mili-radianes.
 $\theta_1 \approx 5$ mili-radianes.
 $\theta_2 \approx 3.2$ mili-radianes.

Por lo tanto la distancia angular
 $\theta = 60 - 5 - 3.2 \approx 52$ mili-radianes

3.2.2 Pérdidas de transmisión.

Las pérdidas que sufre la señal
 transmisión, son las pérdidas de potencia
 por los filtros, cables, circuitos de
 etc., en los equipos de transmisión

Más adelante, detallamos cada
 pérdidas, ahora resumiremos por
 algunos aspectos que son muy parti
 transmisión por dispersión tropos
 nuestro caso.

3.2.2.1 Pérdidas de propagación.

Las pérdidas de propagación
 largo plazo debido a una
 dispersión troposférica,
 por el CCIR en su Report
 II, tal como se detallas en
 como :

$$L = 30 \log f - 20 \log d + F$$

donde :

f = Frecuencia de operación

d = Distancia de separación de estaciones de radio en Km.

$F(\theta \times d)$ = Función de atenuación dada al producto de la frecuencia angular θ en radianes por la distancia de separación en Km., y la cual depende de diferentes tipos de terreno como se muestra en la Fig 3.8

$S(t)$ = El desvanecimiento de la señal, la cual es superpuesta a la suma de las componentes.

Para el enlace por dispersión esférica Iquitos - Pucallpa tenemos:

$$\theta = 52 \times 10^{-3} \text{ Radianes.}$$

$$d = 521.3 \text{ Km.}$$

Luego, de la Fig 3.8 $F(52 \times 10^{-3} \times 521.3)$
Obtenemos :

$$F(52 \times 10^{-3} \times 521.3) = F(27.10)$$

De acuerdo al Anexo 1 del Reglamento CCIR, la zona Iquitos - Pucallpa es considerado como de clima Subtropical.

Las pérdidas de propagación en el enlace a una frecuencia de $f = 2,000 \text{ MHz}$ será :

$$\begin{aligned}
 L &= 30 \log 2000 - 20 \log 521.3 + 168 + S(t) \\
 &= 99.0 - 54.3 + 168 + S(t) \\
 &= 212.7 \text{ dB} + S(t)
 \end{aligned}$$

En el cálculo de la pérdida de propagación, se ha considerado el desvanecimiento $S(t)$ de la señal, el cual trataremos a continuación.

3.2.2.2 Desvanecimiento de la señal $S(t)$

En la trayectoria de un enlace de propagación por dispersión troposférica, se presentan dos tipos de desvanecimiento de la señal (fading) :

Desvanecimiento por variaciones lentas del nivel de la señal que depende de la hora, día, estación del año y en general del clima del medio ambiente y el desvanecimiento por variaciones rápidas del nivel de la señal (tipo Rayleigh) debido a una transmisión por caminos múltiples. La duración de este desvanecimiento tipo Rayleigh puede ser de tiempos de hasta un segundo o menos.

Los desvanecimientos lentos, con duración de horas o hasta días, son originados por los cambios en la gradiente del índice de refracción de la atmósfera lo largo de la trayectoria de transmisión.

Los resultados de diferentes pruebas de campo, han demostrado que la distribución del desvanecimiento lento (de largo plazo), es muy cercana una

distribución dB - Gaussiana (logarítmica normal), cuya desviación estándar " σ " varía con la distancia de separación "d" o con la distancia angular " θ ".

Si la distancia angular es más grande de 40 miliradianes, el nivel de señal **esperado** en presencia de un desvanecimiento lento es constante, tal como se muestra en la Fig 3.9.

La distribución del desvanecimiento rápido (de corta duración) es muy **cercana** a una distribución Rayleigh (ver Anexo A-4), la cual relaciona las desviaciones de los niveles de la señal recibida del valor medio del nivel de esta señal, en las condiciones de propagación más desfavorable.

La distribución en el tiempo de la intensidad de campo instantánea resultante de la combinación de un gran número de ondas de fase aleatoria y de casi las mismas amplitudes pueden ser representadas por la siguiente fórmula :

$$T = e^{-0.673 (E/E_m)^2}$$

donde T es la fracción del tiempo en el cual la intensidad de campo instantáneo E, **excede** el valor medio de la intensidad de campo, E_m es el valor medio de la intensidad de campo.

Esta es la llamada "distribución de Rayleigh". **Para esta** distribución, la intensidad de campo media es igual a la

raíz de 0.693 veces el valor r.m.s., es decir 0.832 veces la intensidad del campo sin desvanecimiento.

Generalmente, no es práctico o económico tener sistemas de propagación por dispersión troposférica con un margen grande en la potencia de transmisión. El margen de desvanecimiento en estos sistemas es menor que en los sistemas de propagación por línea de vista (LOS). Por esta razón es muy a menudo utilizado en los sistemas de recepción la diversidad del tipo cuádruple para al menos compensar parcialmente el desvanecimiento rápido.

3.2.2.3 Estimación del margen de desvanecimiento

En el Report 244 el CCIR informa sobre el método de estimar la profundidad del desvanecimiento en un sistema de propagación por dispersión troposférica, pero no se tiene conclusiones finales, de tal manera que muchas instituciones relacionadas con la investigación y el desarrollo de las telecomunicaciones, han logrado estudiar e investigar sobre la estimación de la profundidad del desvanecimiento y las cuales son tomadas en consideración en los diseños de los sistemas de acuerdo los resultados obtenidos por ellos.

Uno de los criterios que se ha utilizado muy ampliamente, es el desarrollado por la NTT del Japon (Nippon Telephone and Telegraph) y el cual nosotros lo

usaremos en nuestros cálculos.

El criterio utilizado por la NTT referente al estimado de la profundidad del desvanecimiento, parte del análisis estadístico de la data de propagación y considera que el desvanecimiento lento y rápido (tipo Rayleigh) en su conjunto siguen una distribución L, la cual es el resultado de una distribución dB-normal (desvanecimiento lento) y una distribución Rayleigh (desvanecimiento rápido), de tal manera que conociendo una cierta desviación estandar " σ " podemos estimar la profundidad del desvanecimiento.

En la Fig 3.10 (Ref 4) se muestra la relación entre la desviación estandar " σ " de un desvanecimiento con distribución L y la distancia de separación entre las estaciones de radio en diferentes condiciones de propagación (sobre mar y tierra) y a diferentes frecuencias de operación (VHF, UHF o SHF).

En la Fig 3.11 (Ref 4), se grafica la relación que existe entre esta desviación estandar " σ " y la profundidad del desvanecimiento (dB) a diferentes fracciones de tiempo donde la intensidad de campo instantáneo excede un cierto valor E (50% ~ 80%, 50% 90%, etc).

En la Fig 3.11 A (Ref 2), se grafica la relación que existe entre el margen de desvanecimiento en una propagación por dispersión troposférica usando diver-

sidad con diferentes números de selectores, para diferentes valores de confiabilidad con diferentes ángulos de dispersión.

En nuestro caso se trata de un enlace por dispersión troposférica sobre la superficie del suelo (tierra), con una distancia de separación entre estaciones de $d = 521.3 \text{ Km}$ una frecuencia de operaciones de $2,000 \text{ MHz}$, cuyo valor está dentro de la banda de UHF (300 MHz - 3000 MHz), con lo cual de la Fig 3.10 obtenemos un valor para la desviación estandar de $\sigma = 5.4 \text{ dB}$ aproximadamente.

Con este valor de $\sigma = 5.4 \text{ dB}$ de la curva del gráfico de la Fig 3.11 y para un valor estimado de $E(50\% - 99.9\%)$, obtenemos un desvanecimiento cuya profundidad es de aproximadamente 30.5 DB .

Este mismo valor o uno aproximado deberíamos obtener del gráfico de la Fig 3.11A, lo cual lo vamos a comprobar.

En este gráfico para una distancia de 521.3 Km (324 millas), para una diversidad con $n = 1$ (en realidad sin diversidad) y una confiabilidad del 99.9%, obtenemos un valor para el margen del desvanecimiento aproximado de 30 dB , lo cual es muy próximo al valor obtenido anteriormente. Para $n = 4$ el margen de desvanecimiento es de 11.5 dB aproximadamente.

Por lo tanto podríamos concluir que para nuestro enlace de propagación por dispersión troposférica Iquitos - Pucallpa, debemos considerar un margen de desvanecimiento de $S(t) = 30$ dB, para $n = 1$ y de $S(t) = 11.5$ dB para $n = 4$ (diversidad cuádruple).

3.2.2.4 Pérdidas de los cables alimentadores y circuitos de derivación.

Como es conocido, una pérdida de energía de la señal es ocasionado en los cables alimentadores que conectan la antena con el receptor y el transmisor.

La selección del cable alimentador es generalmente hecha en base a minimizar las pérdidas en el cable, además se debe tener en consideración los siguientes requerimientos :

1. Economía.
2. Capacidad de manejo de potencia.
3. Transportabilidad (rígida vs no-rígida, tamaño y peso, radio o curvatura de flexibilidad).
4. Temperatura, medio ambiente.
5. Impedancia.

Consideramos que para nuestro caso, la longitud estimada del cable será de 30m en el lado de transmisión, 30m en el lado de recepción, por lo tanto la longitud total del cable alimentador será de 60m.

Por ejemplo si asumimos el uso de un cable coaxial con dieléctrico de aire, tal como el HCC312 - 50J 3 1/2 de baja pérdida, que se indica en la Fig 3.12, las pérdidas (atenuación) por cada 100 pies a la frecuencia de 2,000 MHz es de aproximadamente 0.58 dB o lo que es lo mismo de aproximadamente 1.9 dB/100m. Como el cable tiene una longitud total de 60m, luego las pérdidas en el cable alimentador será de :

$$\frac{1.9 \text{ dB}}{100\text{m}} \times 60\text{m} = 1.14 \text{ dB} \approx 1.2 \text{ dB}$$

Se asume que el cable trabajará a la temperatura ambiente de 20° C. sin presurización por aire seco y la impedancia característica de 50 ohms, con una capacidad de manejo de potencia pico de hasta 10 Kw.

Se asume además que la pérdida en los circuitos de desviación (duplexer) es de 0.5 dB aprox. en cada terminal, por lo tanto la pérdida total por el duplexer en el enlace es de aprox. 1 dB.

3.2.2.5 Pérdidas de Acoplamiento Apertura al Medio.

Las pérdidas de acoplamiento apertura al medio es también algunas veces denominada Degradación de Ganancia de Antena. Esto ocurre porque las antenas usadas en sistemas troposcater no cumplen la tarea que nosotros esperamos de ellas.

Esto es evidente si nosotros usamos la misma antena en un sistema de enlace de línea de vista (LOS). El problema nace del concepto del volumen común. Antenas parabólicas de alta ganancia usadas en enlaces de troposcater tienen anchos del haz muy estrechos. Los cálculos de pérdidas en el enlace de troposcater consideran un volumen común grande que sería formado por estos haces. Como el haz se hace más angosto debido a las altas ganancias de las antenas, el nivel de la señal recibida no aumenta en la misma proporción como sería el caso de propagación por línea de vista (LOS). La diferencia entre la ganancia en el espacio libre esperada y su ganancia medida en un enlace troposcater es llamado "Perdidas de Acoplamiento Antena a Medio". Estas pérdidas son proporcionales al ángulo de dispersión θ y el ancho del haz

El ancho del haz Ω puede calcularse de la fórmula :

$$\Omega = \frac{7.3 \times 10^4}{F \times D_r}$$

donde :

F = Frecuencia de la portadora (MHz)

D_r = Diámetro del reflector de la antena en pies.

La relación θ/Ω es computada y de esta relación las pérdidas de acoplamiento apertura al medio pueden derivarse tal como se muestra en la Tabla 3.1

Tabla 3.1

Pérdidas de acoplamiento (dB)	Relación θ/Ω	Pérdidas de acoplamiento (dB)	Relación θ/Ω
0.18	0.30	2.95	1.4
0.40	0.40	3.22	1.5
0.60	0.50	3.55	1.6
0.90	0.60	3.80	1.7
1.10	0.70	4.10	1.8
1.20	0.75	4.25	1.9
1.40	0.80	4.63	2.0
1.70	0.90	4.90	2.1
1.95	1.00	5.20	2.2
2.20	1.10	5.48	2.3
2.42	1.20	5.70	2.4
2.75	1.30	6.00	2.5

Por ejemplo con una antena de 90 pies de diámetro (27.4m) en cada extremo del enlace y con un ángulo de dispersión $\theta = 2.98^\circ$ a una frecuencia de operación de 900 MHz, tenemos :

$$\frac{7.3 \times 10^4}{900 \times 90} = 0.90^\circ$$

$$\text{luego la relación } \theta/\Omega = \frac{2.98}{0.90} = 3.3$$

De la Tabla 3.1 podemos deducir que la pérdida de acoplamiento sería mayor a 6 dB.

Ahora sí. con la misma antena y con el

mismo ángulo de dispersión, pero con una frecuencia de operación de 2,000 MHz, las pérdidas de acoplamiento serán aun mayores (18.86 dB aprox.) porque la relación θ/Ω es 7.50 aprox.

Con el propósito de reducir estas pérdidas se deberá jugar con los valores del diámetro de la antena y la frecuencia de operación, si disminuimos el diámetro y la frecuencia de operación el valor de Ω aumenta y la relación θ/Ω disminuye.

3.2.3 Mejora del desvanecimiento usando la recepción con diversidad.

Generalmente en las radiocomunicaciones por medio de la propagación por dispersión troposférica, los niveles de las señales recibidas son muy débiles, por lo que es necesario utilizar sistemas de recepción por diversidad para reducir el desvanecimiento.

Existen varios tipos de sistemas de diversidad tal como se muestra en la Fig. 3.18 al 3.22, cada uno de ellos tiene un efecto diferente.

- (1) Diversidad de Espacio.
- (2) Diversidad de Frecuencia.
- (3) Diversidad de Tiempo.
- (4) Diversidad Angular.

De los diferentes tipos de sistemas de diversidad, en los sistemas de propagación por dispersión troposférica, las diversidades de espacio y de frecuencia son las más utilizadas.

De estas, los sistemas duales y cuádruples son

las más populares a menudo.

Los **sistemas** de combinadores se usarán en los sistemas de diversidad, con el propósito de combinar las salidas de varios receptores.

Si en los sistemas de diversidad, el **espaciamiento** de antenas o de frecuencias es suficiente, se obtienen mejoras notables en el desvanecimiento **tipo** Rayleigh (de corta duración), porque la correlación de un conjunto de varias señales recibidas en estas condiciones es muy pequeña. En las figuras 3.13 al 3.15 (Ref 3) se muestran los efectos de las mejoras obtenidas con los sistemas de diversidad en sistemas de propagación por dispersión troposférica.

En la Fig 3.16 y 3.17 (Ref 3) se muestra la relación que existe entre las correlaciones y el espaciamiento de antenas o frecuencias para determinados casos.

Con espaciamientos de antenas mayores de 100λ (longitud de onda) y más de 10 MHz como espaciamiento de frecuencia, se pueden obtener buenos efectos de diversidad. En algunos casos será necesario jugar un poco con estos datos hasta obtener el mejor resultado deseado.

Sin embargo **en** los casos de un desvanecimiento lento, los efectos de la diversidad son mínimos, debido a que la correlación de las señales recibidas **es** muy grande para el caso de una transmisión por dispersión troposférica.

Generalmente el sistema de recepción con diversidad consiste en una combinación de la diversidad de frecuencia y la de espacio.

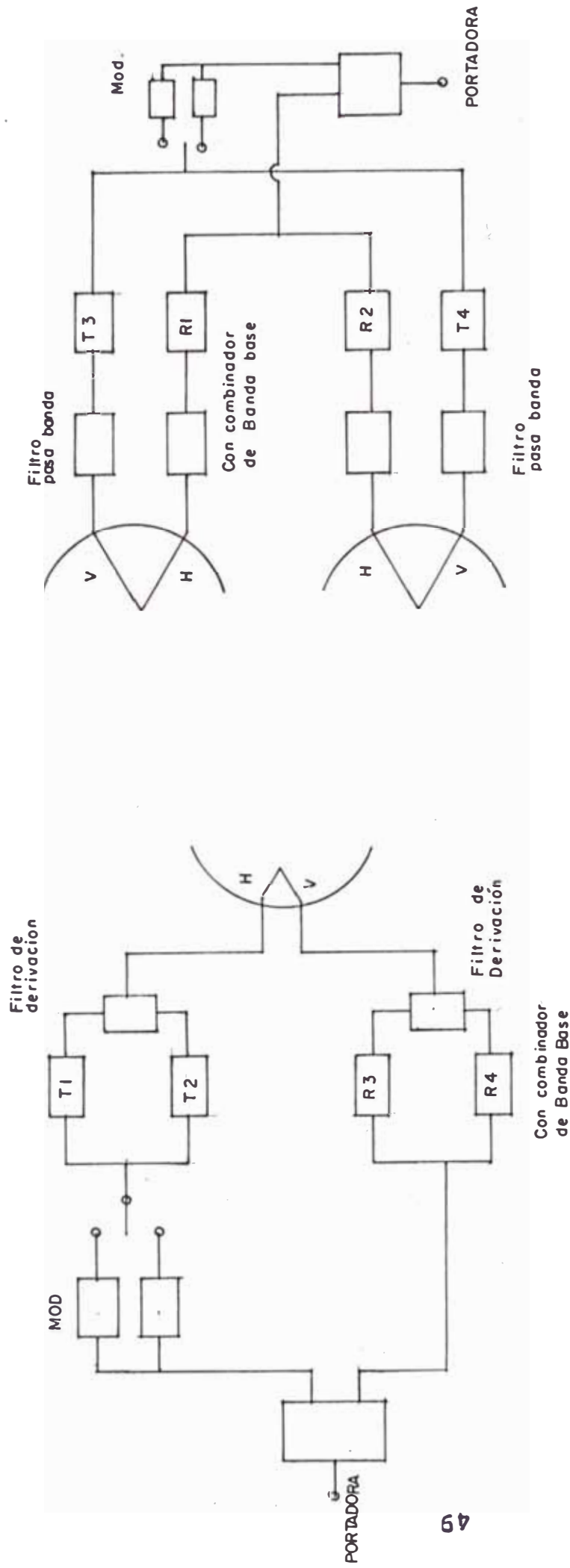


Fig. 3.18 - Diversidad dual (diversidad de espacio)

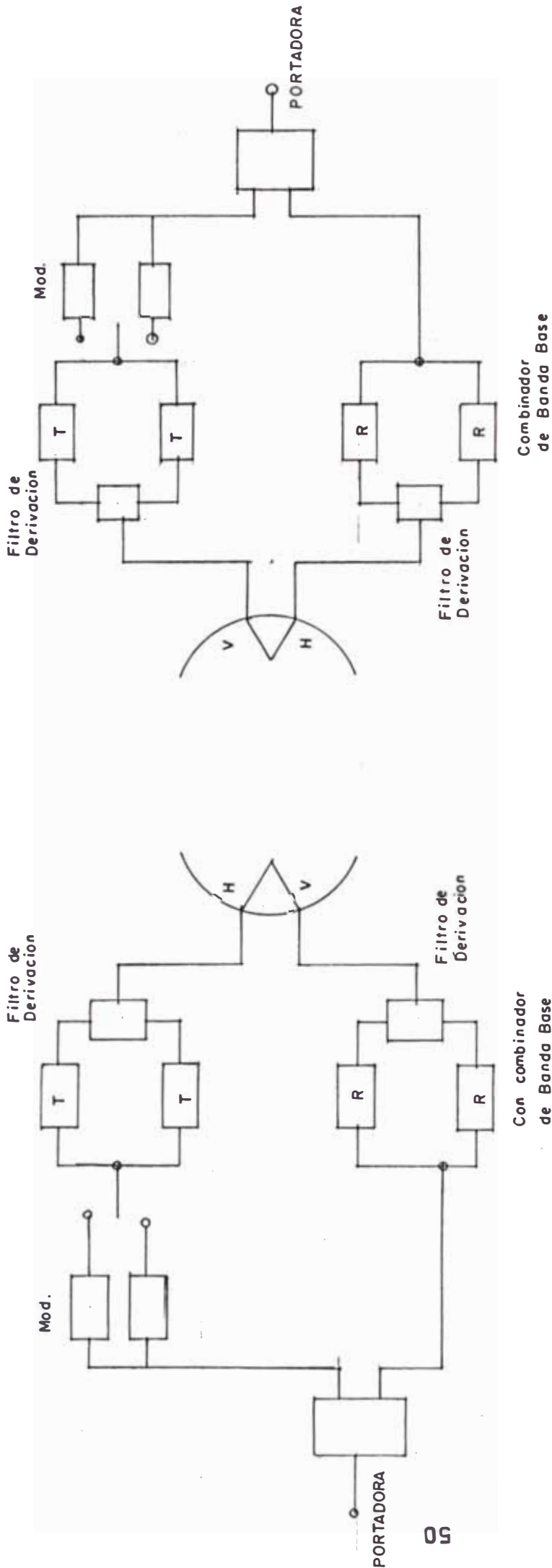


Fig. 3.19 - Diversidad dual (diversidad de frecuencia)

En los casos que por limitaciones en la asignación de frecuencias no se puede utilizar la diversidad de frecuencia, es posible utilizar la diversidad en la transmisión de las señales, para lo cual se requerirá dos antenas de transmisión usando la misma frecuencia, pero con diferente polarización tal como se muestra en la Fig 3.21.

Para el enlace que estamos tratando, optaremos por utilizar un sistema de diversidad cuádruple tal como se muestra en la Fig. 3.23 y el cual es similar al mostrado en la Fig. 3.21

En la Fig 3.24 se grafica la relación que existe entre la distancia de separación necesaria de las antenas de diversidad y la longitud de la distancia del trayecto.

En nuestro caso, la distancia del trayecto es de 521.3 Km y la longitud de onda a la frecuencia de operación (2,000 MHz) es de $\lambda = 0.15\text{m}$. Del gráfico de la Fig 3.24 obtenemos que la separación (S/λ) requerida para este trayecto es de $S/\lambda = 48$ aprox., por consiguiente si $\lambda = 0.15\text{m}$ el valor de la separación de las antenas de diversidad sería de $S = 48 \times 0.15 = 7.2\text{m}$. aproximadamente. En la Fig 3.24 A se muestra dos antenas en diversidad.

Uno de los efectos del uso de la diversidad de espacio, determinado en trabajos de campo, es el mostrado en la Fig 3.25. Estos resultados fueron obtenidos bajo el supuesto que la desviación estandar σ de la distribución L es de 7 dB.

En nuestro caso tendríamos, que si el número de receptores es cuádruple (4), el efecto de la diversidad sobre la señal sería de 23 dB aprox. para una confiabilidad del 99.9% del sistema.

Se considera que el valor de confiabilidad del 99.9% está relacionado con la conmutación del receptor de operación normal y el de diversidad. Esto es, que por efecto de diversidad, la reducción de las pérdidas de propagación del enlace sería de 23dB para una confiabilidad de 99.9%.

3.2.4 Ganancia de las Antenas en el trayecto.

En un sistema de propagación por "línea de vista (LOS)", la ganancia total de las antenas de transmisión y recepción es $G_t + G_r$, donde G_t es la ganancia de la antena del transmisor y G_r es la ganancia de la antena del receptor. Sin embargo, en un sistema de propagación troposférica, la ganancia total depende de la distancia de separación y del ancho del haz que corresponde a G_t y G_r . Es decir la ganancia efectiva total de ambas antenas es siempre menor que $G_t + G_r$, y la razón es que el volumen de dispersión se reduce con el aumento de la ganancia de antena.

En la Fig 3.26 (Ref 4), se muestra las curvas que relacionan la ganancia total del trayecto y $G_t + G_r$ para un enlace de propagación por dispersión troposférica.

En nuestro caso estamos considerando utilizar antenas con ganancias $G_t = G_r = 52.7$ dB, de tal manera que $G_t + G_r = 105.4$ dB. De la Fig 3.26 obtenemos que para $G_t + G_r = 105.4$ dB le corresponde una ganancia total del trayecto de 81 dB aproximadamente.

3.2.5 Ancho de Banda de Transmisión.

El ancho de banda de transmisión o la capacidad del ancho de banda, está limitado por las características de amplitud vs frecuencia y fase vs frecuencia de la señal recibida, esto es originado por diferencias de las trayectorias de las ondas dispersadas. Entre mayor sea la distancia de separación de las estaciones de radio, mayor es el aumento del volumen de dispersión y más reducida será la capacidad del ancho de banda. Usando antenas de alta ganancia con un haz estrecho, se puede aumentar la capacidad del ancho de banda.

En la Fig 3.27 se muestra la relación que existe entre la capacidad del ancho de banda y la ganancia de la antena.

Para nuestro enlace, con antenas cuya ganancia es 52.7 dB y una distancia de separación del trayecto de 521.3 Km, de la Fig 3.27 obtenemos que la capacidad del ancho de banda será de 4 MHz aprox.

3.2.6 Ruido de Intermodulación

Las mediciones de relación potencia de ruido (NPR) son una buena indicación de la distorsión de intermodulación operacional en los equipos troposcater. Cuando el NPR es medido en una base de espalda a espalda con una carga en 120 canales, nosotros podríamos esperar un NPR tan alto como 55 dB. Una vez que el mismo equipo es colocado en operación en una trayectoria activa, el NPR desde el terminal transmisor al terminal receptor puede caer tan bajo como 47 dB.

La deoradación del NFR es debido al ruido de intermodulación que puede ser causado por el medio que interviene. Es justo esta distorsión de intermodulación originada en el medio que limita los anchos de banda de transmisión útiles en los sistemas troposcater.

El ancho de banda que un sistema troposcater puede transmitir sin excesiva distorsión, está relacionado a los retardos de los caminos múltiples experimentados. Estos retardos dependen del tamaño del volumen de dispersión. El volumen común es determinado por el tamaño de la antena y las características de dispersión.

3.2.7 Ruido permisible y su distribución.

El CCIR recomienda que el ruido permisible sea el que corresponde al 20% de cualquier mes en vez del valor del 50% utilizado en los sistemas de propagación por línea de vista (LOS), porque el valor del 50% no asegura la calidad del sistema en caso ocurriera desvanecimientos profundos.

El ruido permisible sobre la base del 20% de cualquier mes es distribuido como sigue :

	Ruido térmico	1/3
Distribución sobre la base del 20% de cualquier mes.	Ruido de distorsión (por equipo)	1/6
	Ruido de distorsión (por trayectoria)	1/2

El ruido por equipos es aquel generado por los moduladores, demoduladores, transmisor y recep-

tor. de tal manera que el ruido debe distribuirse en estos equipos con el propósito de lograr un equilibrio en el ruido total de acuerdo a la distribución anteriormente indicada.

Por Ejemplo, el CCIR (Rec. 395-1) recomienda un ruido térmico más el ruido de intermodulación acumulado de 3 pW/Km.

IV RENDIMIENTO DEL SISTEMA

En el capítulo III se ha proporcionado la información suficiente para determinar los parámetros de transmisión básicos de un enlace de propagación troposférica específico, para cumplir con un conjunto de objetivos de transmisión particulares, generalmente relacionados a un plan del sistema en su conjunto. Tales objetivos pueden encontrarse en los documentos del CCIR, especialmente en las Recomendaciones 395-1, 396-1 y 397-2.

4.1 Conversión de la Relación Señal a Ruido (S/N) a Ruido en el Canal.

Estos objetivos de rendimiento tratan del ruido en el canal de voz, el cual no debería exceder un nivel particular durante un cierto porcentaje de tiempo.

Nosotros sabemos que el ruido en un canal de voz, conociendo la relación señal a ruido en dicho canal, puede calcularse aplicando las siguientes relaciones (Ver Anexo A-4) :

$$\text{Potencia de ruido en dBa0} = 82 - \frac{S}{N} \quad (4.1)$$

$$\text{Potencia de ruido en dB}_{\text{rnc}} = 88.5 - \frac{S}{N} \quad (4.2)$$

$$\text{Potencia de ruido en pW} = \frac{10^7}{\text{antilog } S/N} \quad (4.3)$$

$$\text{Potencia de ruido en pWp} = \frac{10^7 \times 0.56}{\text{antilog } S/N} \quad (4.4)$$

Recordemos que dado el NPR de un sistema, podemos computar la relación señal (tono de prueba) a ruido por canal de voz como sigue :

$$\frac{S}{N} = NPR + BWR - NLR \quad (4.5)$$

donde : NPR = Relación de Potencia de Ruido.
 NLR = Relación de Carga de Ruido = P
 BWR = Relación de Ancho de Banda.

El NPR puede ser definido como la relación expresada en decibeles, del ruido en un canal de prueba con todos los canales cargados de ruido blanco, al ruido en el canal de prueba con todos los canales excepto el canal de prueba cargado completamente de ruido.

En la Tabla 4.1 se muestra las Frecuencias Recomendadas para medir el NPR según la Recomendación 399-1 del CCIR.

4.2 Medición Básica del NPR

Para medir el NPR de Banda Base a Banda Base, el transmisor del radioenlace es conectado espalda espalda (back to back) con el receptor usando atenuadores de guía de onda adecuados para simular condiciones reales de un trayecto. Un generador de ruido Blanco es conectado a la entrada de la Banda Base del transmisor. El generador de ruido Blanco produce un espectro de ruido que se aproxima al espectro producido por la señal de Banda Base en un sistema multiplex multicanal (FDM). El nivel del ruido de salida del generador es ajustado a una "potencia de ruido de Banda Base compuesta". Un filtro tipo "notch" es luego introducido para aclarar una porción angosta (ventana) en el espectro de la señal de ruido, y un analizador de espectros es conectado a la salida del sistema. El analizador es usado para medir la relación del ruido en la sección iluminada (ruido cargado) de la Banda Base a la potencia de ruido en la ventana

aclarada. El nivel de ruido en la ventana es equivalente al ruido total (residual más el de intermodulación) que está en el ancho de banda de la ventana. Los anchos de banda de la ventana son el ancho de un canal de voz estandar y son tomados en la parte superior, media e inferior de la Banda Base. En la Tabla 4.1 tomada de la Recomendación 399-1 del CCIR, se dá los estandares para localizar las ventanas para varias configuraciones de canal FDM.

La potencia de ruido compuesta es tomada de alguna de las siguientes fórmulas para N canales telefónicos en una configuración FDM (SSBSC), según la Recomendación G-223 del CCIT :

$$P(\text{dBmO}) = - 1 + 4 \log N \quad N < 240 \text{ Canales} \quad (4.6)$$

$$P(\text{dBmO}) = - 15 + 10 \log N \quad N > 240 \text{ Canales} \quad (4.7)$$

$$P(\text{dBmO}) = - 5 + 10 \log N \quad \text{para ciertos siste-} \quad (4.8)$$

mas militares (USA)
con uso intensivo de
datos.

La Fig 4.1 muestra las curvas de carga multicanal para las tres aplicaciones arriba mencionadas. Además se muestran aquellas recomendadas por Holbrook - Dixon. El NPR se puede computar de la siguiente manera:

$$\text{NPR} = \text{potencia de ruido compuesto (dB)} - \text{potencia de ruido en la ventana (dB)}. \quad (4.9)$$

Una buena guia del NPR para radio enlace de alta capacidad con un número de canales de 300 (un salto) debería ser de 55 dB.

La relación NLR (relación carga de ruido) = P se toma de las ecuaciones de carga 4.6, 4.7 y 4.8.

La relación BWR (relación ancho de banda) =

Tabla 4.1

Frecuencias recomendadas para medir el NPR

Capacidad del Sistema (Canales)	Limites de Banda Ocupada por los Canales Telefónicos (KHz)	Frecuencia de Corte Efectivas de los Filtros Limitadores de Banda (KHz)	Frecuencia de los Canales medidos disponibles (KHz)
60	60 - 300	60 +- 1 ; 300 +- 2	70 ; 270
120	60 - 552	60 +- 1 ; 552 +- 4	70 ; 270 ; 534
300	60 - 1300 64 - 1296	60 +- 1 ; 1296 +- 8	70 ; 270 ; 534 ; 1248

Fuente : Recomendación 399-1 del CCIR

(ancho de banda de la Banda Base ocupada) $10 \log$ ----- (4.10)
 (ancho de banda del canal de voz)

La relación señal a ruido indicada anteriormente es sin ponderar. Para una ponderación psfométrica o FIA agregar 3 dB (cuando la referenci es 1000Hz).

Para una referencia de 800 Hz, agregar 2.5 dB. La Fig 4.2 es un ejemplo de esta aplicación para un sistema de 240 canales.

4.3 Cálculo de la relación Portadora a Ruido (C/N)

Conociendo la relación S/N por los métodos descritos anteriormente, ahora debemos calcular la relación Portadora a Ruido (C/N) de alguna forma que esté relacionada con la S/N.

Si la relación C/N puede ser relacionada a un marco de tiempo deseado, luego como una consecuencia, la relación S/N puede ser relacionada al mismo porcentaje de tiempo.

Los cálculos en la trayectoria a desarrollarse aquí, están basados en los mismos criterios y punto de partida del ruido térmico en el extremo receptor. Así nosotros empezaremos con -204 dBW como el valor absoluto de ruido térmico para un receptor perfecto a la temperatura ambiente con un ancho de banda de 1Hz.

El umbral de ruido térmico del receptor es luego calculado sumando algebraicamente la figura de ruido del receptor (dB) y $10 \log B_{IF}$ donde el ancho de banda de frecuencia intermedia (IF) es un hertz. Es decir lo anteriormente expresado, se puede representar de la siguiente manera :

$$\begin{aligned} \text{Nivel de Ruido a la entrada del receptor (dBw)} & \quad (4.11) \\ & = -204\text{dBW} + \text{NF} + 10 \log B_{IF} \end{aligned}$$

donde : NF = Figura de Ruido del receptor.

B_{IF} = Ancho de banda de frecuencia Intermedia.

Considerando que para nuestro enlace, tenemos lo siguiente :

Longitud del enlace (1 salto) = 521.3 Km.

Pérdida media del enlace = 212.7 dB (ver 3.2.2.1)

Frecuencia de operación = 2,000 MHz

Número de canales de voz a = 120 (la frecuencia de ser transmitidos modulación más alta es 552 KHz); luego el $B_{IF} = 3$ MHz

Figura de Ruido del Receptor = 3.5 dB

Confiabilidad (propagación) del enlace = 99.9%

Luego, el umbral de ruido del receptor será aplicando la ecuación 4.11 :

$$\begin{aligned} \text{Nivel de umbral} & = -204 + 10 \log B_{IF} + \text{NF} \\ & = -204 + 10 \log 3 \times 10^6 + 3.5 \\ & = -204 + 64.7712 + 3.5 \\ & \cong -136 \text{ dBW} \end{aligned}$$

(recordar que donde la relación portadora a ruido C/N, iguala exactamente al ruido término del receptor; es por definición el umbral de ruido)

La recomendación 395-1 del CCIR recomienda que la suma del ruido térmico y el ruido de intermodulación acumulado deberá ser no mayor de 3 pW/Km. Nuestro enlace tiene 521.3 Km de longitud, luego podemos acumular un ruido de 521.3×3 pW ó 1563.9 pWp de ruido. Notar que el CCIR se refiere al ruido ponderado sofometricamente, de tal manera que todos los valores de ruido están en pWp.

Los 1563.9 pWp son igual a 26.5 dBa (ver ecuación 4.1) para una señal ruido (S/N) de 55.5 dB. Esta conversión es hecha usando la Fig 4.2.

De una S/N dada podemos derivar la relación portadora a ruido (C/N) como sigue :

$$S/N = C/N + FM_{dB} + D_{IM} - L_r + P_{IM}$$

donde . FM_{dB} = Factor de mejora por FM (dB)

D_{IM} = Factor de mejora por diversidad (dB)

L_r = NLR = Factor de carga de ruido (dB) derivado de las ecuaciones 4.6, 4.7 y 4.8.

P_{IM} = Factor de mejora por el pre-énfasis (dB) tomado de la Fig 4.3

Para nuestro caso asumimos FM_{dB} a ser el tradicional 20 dB.

Del mismo modo asumimos que D_{im} es de 6.4 dB (referirse al punto 3.2.3).

$$\begin{aligned} L_r &= NLR = -1 + 4 \log N \text{ (tomada de la ecuación 4.6)} \\ &= -1 + 4 \log 120 = 7.31 \text{ dB} \end{aligned}$$

$P_{IM} \cong 3.1$ dB (de la Fig 4.3) usando 552 KHz como la frecuencia modulante más alta.

De tal manera que finalmente tenemos :

$$\begin{aligned} S/N = 55.5 &= C/N + 20 + 6.4 - 7.31 + 3.1 \\ 55.5 &= C/N + 22.19 \\ C/N &= 33.33 \text{ dB} \end{aligned}$$

Este C/N de 33.3 dB deberá ser mantenida para el 99.9% del tiempo. A este valor debemos agregarle el margen de desvanecimiento necesario para este enlace.

El margen de desvanecimiento deberá ser tomado del valor calculado en el punto 3.2.2.3 donde obtuvimos:

$$S(t) = 30.0 \text{ dB para } n = 1 \text{ (sin diversidad) y de}$$

$$S(t) = 11.5 \text{ dB para } n = 4 \text{ (diversidad cuádruple)}$$

Asumiendo el uso de una diversidad cuádruple, nosotros requerimos un margen del desvanecimiento de 11.5 dB, o que la C/N deberá ser 11.5 dB más alto que el valor del nivel medio recibido, luego :

$$C/N = 33.2 + 11.5 \text{ dB} = 44.8 \text{ dB}$$

$$C/N \cong 45 \text{ dB}$$

Además el nivel de la señal a la entrada del receptor deberá ser 45 dB más alto que el umbral de ruido del receptor ó $-136 \text{ dBW} + 45 \text{ dB} = -91 \text{ dBW}$.

4.4 Selección del tamaño de Antenas y Potencia de Transmisión.

Para alcanzar este nivel, considerando una pérdida total de 1.2 dB en las líneas de transmisión y filtros (ver punto 3.2.2.4), debemos seleccionar el tamaño de antena apropiado de transmisión y recepción y la potencia de salida del transmisor. Nosotros podemos simplificar el problema como un conjunto de redes en cascada, tal como se muestra en la Fig 4.4.

Del diagrama de la Fig 4.4, podemos derivar una fórmula sencilla tal como sigue :

$$+X \text{ dBW} - 1.1\text{dB} + Y \text{ dB} - 212.7\text{dB} + Y \text{ dB} - 1.1 = -91\text{dBW}$$

$$+X \text{ dBW} + 2Y \text{ dB} - 214.9 = -91 \text{ dBW}$$

$$+X \text{ dBW} + 2Y \text{ dB} = 123.9 \text{ dBW} \cong 124 \text{ dBW}$$

De este último resultado podemos preparar una Tabla para los valores X e Y, que satisfaga el equivalente EIRP de + 124 dBW requerido.

La Tabla 4.2 muestra las diferentes combinaciones de potencia de salida de transmisores estandar y ganancias de antena en cada terminal para alcanzar el nivel deseado de entrada al receptor.

Las ganancias de antena versus el diámetro del reflector son tomadas de la Fig 6.2, monograma de antenas.

La selección más económica deberá ser hecha considerando varias posibilidades. Una de las posibilidades la cual facilitará cumplir con los requerimientos de ganancia del enlace, sería adoptar el método de extensión del umbral, para reducir el costo total.

En nuestro enlace se usó requerimientos bastante ajustados con relación al ruido (Recomendación 395-1 del CCIR). Los enlaces troposcater son a menudo diseñados con requerimientos de un ruido mayor, tal como los descritos en las Recomendaciones 397-2 del CCIR la cual permite desvacenimientos más profundos (CCIR Rep. 397-2, Vol IV) y un ruido total de 10 pWp/Km.

Observando la Tabla 4.2, podemos ver que existen diferentes combinaciones de potencia de transmisión y ganancia de antena que satisface el requerimiento para obtener un nivel de -91 dBW a la entrada del receptor.

Para nuestro caso vamos a considerar el uso de antenas de ganancias de 52.7 dB (90 pies de diámetro). Según la Tabla 4.2 solo requeriríamos una potencia del transmisor de 72.4 Vatios, lo cual no es usual en sistemas troposcater, por lo que con el propósito de tener márgenes de potencias suficientes para los ajustes en el campo, vamos a considerar una potencia del transmisor de hasta 1 KW, con lo cual tenemos un margen de casi 12 dB con respecto al nivel nominal calculado.

Por lo tanto, para el cálculo del nivel de recepción máximo a la entrada del receptor usaremos como potencia de transmisión 1 KW.

Además debemos anotar que si la confiabilidad del enlace (ver Fig 4.5) se aumenta por ejemplo al 99.99% el margen de desvanecimiento tendrá que ser aumentado cerca de 4 dB. Se puede apreciar de la Fig 4.5 que a diferencia de los sistemas de radioenlace por línea de vista (LOS), los márgenes de desvanecimiento ser considerados en el diseño de enlaces troposcater se reducen conforme aumenta la longitud del enlace.

4.5 Resumen de los parámetros que definen el sistema y los cálculos.

En la Table 4.3, se han resumido los diferentes parámetros que definen el sistema troposcater propuesto, y los resultados de los cálculos. Debemos anotar que la potencia del transmisor considerado es de 1KW (máximo), no obstante que se requiere una menor para lograr el nivel de señal deseado a la entrada del receptor. Por lo tanto los valores resumidos en la Tabla 4.3 son considerando una potencia de transmisión de 1KW, con antenas de 52.7 dB de ganancia (90 pies de diámetro).

V.- ESTUDIO DE LA TRAYECTORIA DE PROPAGACION

5.1 El fenómeno de Dispersión Troposférica.

Existen varias teorías que explican las comunicaciones más allá del horizonte por propagación troposférica (tropo). Una de las teorías postula la turbulencia del aire en la atmósfera, las irregularidades en el índice de refracción o discontinuidades homogéneas similares capaces de desviar una pequeña fracción de la energía de radio transmitida hacia una estación receptora. Esta teoría considera la dispersión de la energía de radio en una manera tanto como la niebla o humedad dispersa la luz de un reflector en una noche oscura.

Otra teoría es que el aire es estratificado en capas discretas de diferentes espesores en la tropósfera. Los límites entre estas capas resultan ser superficies reflectoras parcialmente para las ondas de radio y así las ondas descienden hacia abajo sobre el horizonte.

La Fig 5.1 es un diagrama simple de un enlace troposcater mostrando dos conceptos importantes de propagación, estos son :

- Angulo de dispersión " θ " : El cual puede ser definido como cualquiera de los dos ángulos agudos formados por la intersección de las dos porciones de los haces tropo (límite inferior) tangente a la superficie de la tierra. Manteniendo el ángulo pequeño se reduce efectivamente la atenuación total del trayecto.
- Volumen de dispersión o "volumen común" : Es el área encerrada común donde los dos haces se interceptan.

5.2 Desvanecimiento de la Dispersión Troposférica.

El desvanecimiento es una característica de los

sistemas tropo. Tal como se mencionó en el punto 3.2, el desvanecimiento se estudia separándolo en dos tipos, uno lento y el otro rápido o también se le conoce como desvanecimiento de largo plazo (lento) y variaciones de corto plazo (rápido) en los niveles de la señal recibida.

Cuando nos referimos a niveles de señal recibidas en tropo, generalmente usamos el nivel medio recibido como referencia. Tener un nivel franco de señal como referencia es imposible en tropo porque las señales recibidas están en una condición de desvanecimiento constante. De tal manera que para los cálculos de la trayectoria y sus pérdidas, nosotros nos referiremos al largo plazo medio, generalmente extendido sobre un año completo.

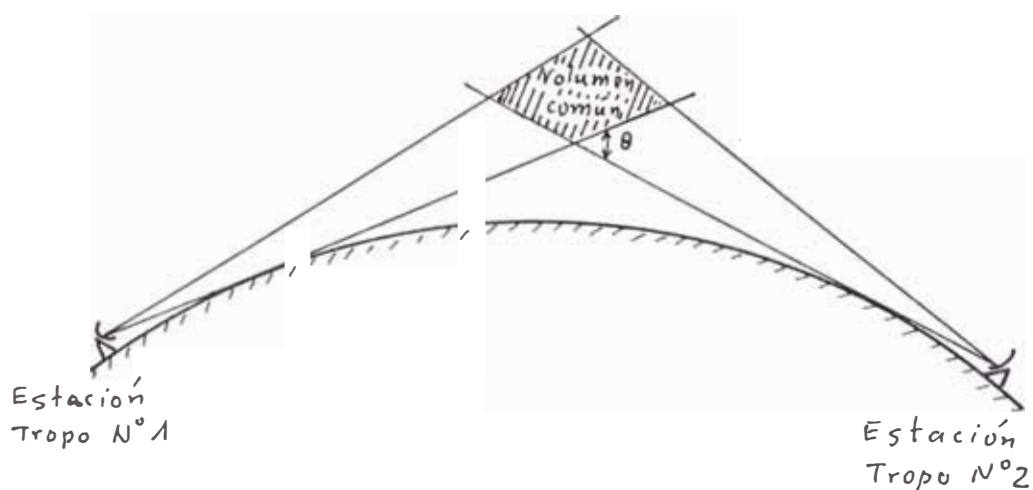


Fig 5.1 Modelo de dispersión troposférica
 θ = ángulo de dispersión

En cualquier instante una señal tropo será afectada por ambos desvanecimientos, el lento y el rápido. Como se mencionó anteriormente se cree que el desvanecimiento rápido es debido a los efectos de los caminos múltiples de la señal. El desvanecimiento rápido es tratado estadísticamente "dentro la hora" y tiene una distribución Rayleigh con sus tiempos de muestreo de 1 a 7 minutos, aunque en algunos casos ha sido notado hasta en 1 hora. La rapidez de variación del desvanecimiento depende de la frecuencia y la distancia o longitud del salto.

El National Bureau of Standards (NBS) de USA describe las variaciones del desvanecimiento lento en los niveles de la señal como variaciones de los valores en la "hora media" de las pérdidas de transmisión. Este es el nivel de las pérdidas de transmisión el cual es excedido para un total de la mitad de una hora dada. Una distribución de horas medias dá una medida del desvanecimiento de largo plazo (lento). Donde estas horas medias son consideradas en un período de un mes o más, la distribución es logaritmica normal tal como se mencionó en el punto 3.2.

En el estudio de variaciones de las pérdidas de transmisión en una trayectoria tropo (desvanecimiento), nosotros hemos tenido que depender de información empírica. Los niveles de la señal varía con el tiempo del día, estación del año y latitud, así como de otras variables. Para el análisis y predicción de las variaciones de la señal en el largo plazo, las horas del año han sido dividida en ocho bloques de tiempo, tal como se muestra en la Tabla 5.1.

Más comunmente nos referiremos al bloque de tiempo 2 para las pérdidas medias del trayecto específico. El block de tiempo 2 puede pensarse como un promedio de las tardes de invierno en la zona temperada del

Tabla 5.1
Asignación de bloques de tiempos

Número del bloque de tiempo	Mes	Horas
1	Nov. - Abril	06:00 - 13:00
2	Nov. - Abril	13:00 - 18:00
3	Nov. - Abril	18:00 - 24:00
4	Mayo - Octubre	06:00 - 13:00
5	Mayo - Octubre	13:00 - 18:00
6	Mayo - Octubre	18:00 - 24:00
7	Mayo - Octubre	00:00 - 06:00
8	Nov. - Abril	00:00 - 06:00

hemisferio norte. En nuestro caso deberíamos considerar el bloque de tiempo 5 para la zona de clima Continental Subtropical en las estaciones de invierno (Iquitos - Pucallpa).

Debería anotarse que los niveles promedio de la señal están 10 dB por debajo en el invierno que el verano, y que en la mañana o tardes las señales están 5 dB más alto que en la mitad de la tarde. El desvanecimiento lento se cree que es debido a los cambios en el trayecto tales como variaciones atmosféricas, por ejemplo, un cambio en el índice de refracción de la atmósfera.

5.3 Pérdidas de la trayectoria

Las trayectorias de sistemas de propagación por dispersión troposférica tienen pérdidas más grandes

comparadas con las trayectorias de los enlaces por línea de vista (LOS o microondas). Tal como se vió en el punto 3.2 las pérdidas medias de la trayectoria pueden ser estimadas por varios métodos, uno de ellos es el conocido como el método "Yeh" que lleva el nombre del Dr. Luang P. Yeh y el otro es una modificación de la NBS (National Bureau of Standards de USA) y el cual es también reportado por el CCIR en su Report 244, Volumen II y que ha sido desarrollado en el punto 3.2.

5.4 Estudio de propagación.

Para este enlace hay varias soluciones desde el punto de vista de ingeniería de costo comparable, las cuales cumplen con los requerimientos de proporcionar comunicaciones de buena calidad para un porcentaje de tiempo específico. Para todas las trayectorias troposcater existe una predicción asociada con los cálculos de pérdidas de transmisión, esto es llamado la probabilidad de servicio o nivel de confianza. Para la data presentada en el capítulo II, el nivel de confianza fué tomado como 50%. Esto es interpretado a significar que para el clima de esta región y tipo de trayectoria las pérdidas de transmisión excederían al valor calculado en el 50% de los enlaces y ser menor que el valor calculado en el otro 50% de los enlaces.

Si asumimos un nivel de confianza más alto (por decir 80% ó 90%), luego las pérdidas de transmisión predecidas serán aumentadas. Este aumento es necesario porque uno está prediciendo que hay una probabilidad más grande que las pérdidas de transmisión sean exactamente como las predecidas. Para poder satisfacer niveles de confianza más altos, las ganancias del sistema (tamaño de antena, potencia de transmisión, etc) deberán aumentar. El resultado es que el costo del sistema aumenta así como el nivel de confianza

requerido de la predicción, aumenta.

Un método de reducir los costos del sistema pero aún aumentando el nivel de confianza es medir actualmente las pérdidas de radio propagación a través de la trayectoria deseada. el grado de confianza en la predicción teórica será aumentada en una cantidad proporcional a la calidad de la data recolectada en la prueba de propagación. Una prueba de propagación en la trayectoria bien planeada de varias semanas de duración pueden proporcionar información importante en relación al efecto del clima dentro del área, cualquier anomalía de propagación, y el efecto de la actual localización del sitio (espacio libre en el primer plano, etc) en las pérdidas de transmisión. Debería enfatizarse que el principal propósito del estudio de propagación es reducir el costo del equipo terminal debido al mayor nivel de confianza en la predicción de las pérdidas de transmisión que es lo que se desea. Una ventaja adicional puede ganarse en el sitio sobre aquel obtenido del solo estudio en un mapa.

El equipo y personal para un estudio de propagación es mínimo. Generalmente, dos ingenieros, cada uno en una localidad es adecuada. El equipo de prueba consistirá de :

- Un transmisor receptor de UHF, portatil, banda angosta.
- Graficador (Recorder) de cartas.
- Equipo de calibración.
- Un Shelter en cada sitio para protección del personal y del equipo.

La comunicación de coordinación entre estos dos sitios puede realizarse con un enlace de radio vía HF.

VI. CONFIGURACION TIPICA Y COSTOS ESTIMADOS

Tal como se ha mencionado en el capítulo IV, el equipo troposcater deberá ser configurado de tal manera que (a) cumpla con los requerimientos del enlace y (b) tenga una instalación viablemente económica. Todas las instalaciones troposcater usan alguna forma de diversidad (ver punto 3.2.3). Excepto para algunos sistemas troposcater transportables de uso militar, la diversidad códruple es la regla general. Una configuración típica de diversidad códruple es la mostrada en la Fig 6.1, cuyas secciones se pueden identificar como sigue :

1. Antenas, duplexer, líneas de transmisión.
2. Modulador - Excitador y Amplificadores de potencia.
3. Receptores, preselectores y dispositivos de extensión de umbral.
4. Diversidad y combinadores de diversidad.

6.1 Banda de Frecuencias de operación de troposcater

Las instalaciones de troposcater comunmente operan en las siguientes bandas de frecuencia :

350 - 450 MHz	755 - 985 MHz
1700 - 2400 MHz	4400 - 5000 MHz

Además deberá tenerse en consideración las Recomendaciones 388, 285-2 y 286 del CCIR.

En nuestro caso la frecuencia de operación será de 2,000 MHz.

6.2 Antena, Líneas de Transmisión y Duplexer

6.2.1 Antenas

Las antenas usada en instalaciones troposcater

son de banda ancha, alta ganancia, dispositivo reflectores parabólicos. El cuadro 6.1 muestra algunas ganancias de antenas típicas en dB para varias bandas de frecuencia y los diámetros de los reflectores. La Fig 6.2 es un monograma del cual la ganancia en decibelios puede ser derivada dada una frecuencia de operación y el diámetro del reflector parabólico. Se asume una eficiencia del 55% para las antenas. Debería notarse que la tendencia hoy día, es mejorar los métodos de alimentación, particularmente donde los "decibelios son caros", tal es el caso de las instalaciones troposcater y estaciones terrenas

Cuadro 6.1
Algunas ganancia típicas de antenas

Diámetro del Reflector (pies)	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)
15	0.4	23
	1.0	31
	2.0	37
	4.0	43
30	0.4	29
	1.0	37
	2.0	43
	4.0	49
60	0.4	35
	1.0	43
	2.0	49
	4.0	55

La alimentación mejorada en las antenas ilumina el reflector más uniformemente y reduce el Spill-over con una consecuente mejora en la eficiencia de antena. Por ejemplo, para un

reflector de 30 pies operando a una frecuencia de 2000 MHz (2 GHz), mejorando la eficiencia del 55% al 61% aumentará la ganancia de la antena cerca de 0.5 dB.

Es deseable, pero no siempre práctico tener dos antenas (como se muestra en la Fig 3.23 y 3.24A) espaciadas no menos de 100 longitudes de onda para asegurar un espacio adecuado para operación correcta de la diversidad.

El Spill-over (energía radiada en los lóbulos laterales y hacia atrás) de la antena deberá ser reducida para mejorar la eficiencia de la radiación y minimizar la interferencia con la operación de receptores simultáneos.

El primer lóbulo lateral debería ser atenuado por lo menos 23 dB y el resto de los lóbulos no deseado por lo menos 40 dB con relación al lóbulo principal. El alineamiento de la antena es extremadamente importante porque el ancho del haz es angosto. Estos anchos del haz son generalmente menos de 2° y a menudo menos de 1° en los puntos de potencia media.

También es importante una buena VSWR (relación de ondas estacionarias), no solo desde el punto de vista de mejorar la eficiencia del sistema, también porque la potencia reflejada resultante con una pobre VSWR puede dañar los componentes a la salida del sistema de transmisión. A menudo son requeridos aisladores de carga para minimizar los efectos dañinos de la onda reflejada.

Un aislador de carga es un dispositivo de ferrita con aproximadamente 0.5 dB de pérdidas de inserción. La onda hacia adelante (la energía

radiada hacia la antena) es atenuada 0.5 dB; la onda reflejada (la energía, reflejada que regresa desde la antena) es atenuada más de 20 dB.

Otras consideraciones importantes en el diseño de un sistema troposcater es la polarización (ver Fig 3.23). Para una antena común la onda transmitida deberá ser ortogonal a la onda recibida. Esto significa que si la señal transmitida es polarizada horizontalmente, la señal recibida deberá estar polarizada verticalmente. La polarización es establecida por el dispositivo alimentador usando un alimentador tipo cuerno (horn). La primera razón para usar polarización opuesta es para mejorar el aislamiento, aunque la correlación del desvanecimiento en enlaces con diversidad puede ser pequeño. Un valor de aislamiento común encontrado entre la polarización en una antena común, es 26 dB.

En nuestro caso usaremos una antena para la transmisión con una ganancia de 52.7 dB y con un diámetro de 90 pies. De las mismas características será utilizada en la recepción.

6.2.2 Líneas de Transmisión

En la selección de la línea de transmisión para una instalación por propagación con dispersión troposférica, deberá tenerse muy presente que las pérdidas deberán mantenerse al mínimo. La adición de una fracción de un decibel es mucho más costoso en un sistema troposcater que en una instalación por línea de vista (LOS). La tendencia por lo tanto es usar guías de onda en la mayoría de las instalaciones troposcater debido

frecuencia de transmisión. Al mismo tiempo la pierna del transmisor tiene una admitancia que se aproxima a cero a la frecuencia de recepción. Para lograr esto, es requerido que exista una separación suficiente entre las frecuencias de transmisión y recepción.

Las pérdidas de inserción de un duplexer en cada una de las direcciones deberá ser menos de 0.5 dB. El aislamiento entre la puerta del transmisor y la puerta del receptor debería ser mejor que 30 dB.

6.3 Modulador - Excitador y Amplificador de Potencia

El tipo de modulación usado en sistemas de transmisión por propagación por dispersión troposférica, es casi exclusivamente utilizando la FM. Debemos siempre recordar que los sistemas troposcater son de alta ganancia y extensión de bajo ruido de los sistemas de propagación por línea de vista.

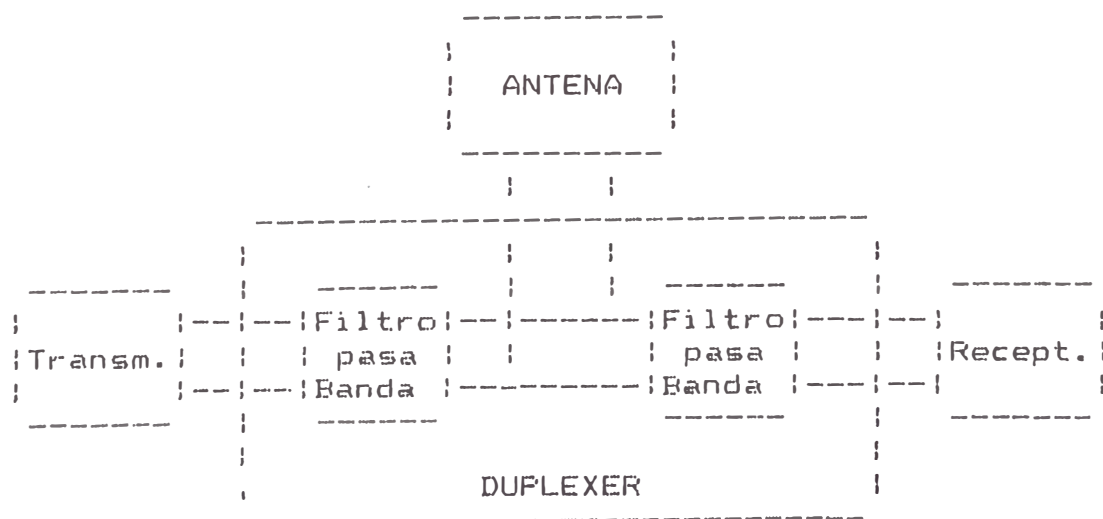


Fig 6.5 Diagrama Simplificado de un Duplexer

El transmisor troposcater es hecho de un modulador excitador y un amplificador de potencia (ver Fig 6.6).

Las potencias de salida son bien estandarizadas en 1, 2, 10, 20 y 50 KW. Las instalaciones que usan 2 KW ó menos son generalmente enfriadas por aire.

Aquellas mayores de 2KW son enfriadas por líquidos, generalmente por medio de un intercambiador de calor que usa una solución de agua - glycol.

Si son utilizados amplificadores de potencia a Klystron, estos tubos son cerca del 33% eficientes. Así un Klystron de 10 KW requerirá por lo menos un intercambiador de calor con una capacidad de 20 KW.

La estabilidad de frecuencia del transmisor (en el largo plazo) deberá ser del $\pm 0.001\%$. La emisión espúrea debería estar por debajo o mejor que 80 dB debajo del nivel de salida de la portadora. Se usa el pre-énfasis tal como se ha descrito en el punto IV y éste depende de la frecuencia modulante más alta de la banda base.

La configuración de Banda Base de la señal modulante, depende del número de canales a ser transmitidos y es seleccionada en el espectro de 60 - 552 KHz (supergrupo 1 y 2 del CCITT). Sin embargo el Subgrupo A del CCIT (12 - 60KHz) también es utilizado muy a menudo.

Para las rutas más largas, en el diseño del enlace de los sistemas troposcater puede tenderse a limitar el número de canales de voz, seleccionando una configuración de Banda Base que baje la frecuencia más alta de la señal modulante a ser transmitida lo más baja posible. Esto tiende a aumentar la ganancia total equivalente del sistema reduciendo el B_{IF} (ancho de banda de FI), lo cual es equivalente a reducir el ancho de banda de RF.

El modulador tiene una entrada del canal de servicio (OW). El CCIR recomienda (Rec. 400-2) usar la banda de 300 - 3400 Hz para el OW.

En la Fig 6.7 se muestra el diagrama simplificado de un Modulador - Excitador típico, en el cual se puede identificar :

- Equipo de Acondicionamiento de Línea.
- Modulador de FM.
- Amplificador de FI.
- Red de Transferencia.
- Convertidor de Frecuencia (Up - Converter).
- Amplificador de RF.
- Unidad de Energía y Panel Indicador de Estado.

En la Fig. 6.8 se muestra un diagrama de bloques funcional del Modulador - Excitador.

El excitador / modulador opera en el rango de frecuencia de 300 a 3000 MHz a una potencia de salida en RF de por lo menos 5 vatios. Las frecuencias de operación se obtiene insertando cristales individuales en el oscilador phase - locked y resintonizando este oscilador y el filtro pasabanda a la frecuencia portadora final. El excitador / modulador es usado para impulsar un amplificador de potencia de 10 vatios, 1 kilovatio ó 10 kilovatios.

El modulador / excitador es diseñado para proporcionar todas las características de modulación a la frecuencia intermedia de 70 MHz (FI). Esta FI es heterodinada en el convertidor de frecuencia (Up-converter) la frecuencia de operación RF. Amplificadores transistorizados VHF tipo microstrip aumenta la salida del up-coverter al nivel de 5 vatios.

La salida del modulador de 70 MHz es heterodinada en el up-converter para generar la portadora. El modulador contribuye muy poco a la estabilidad de la portadora, por lo tanto, la estabilidad de frecuencia del excitador depende principalmente del oscilador phase - locked el cual puede ser enganchado a una frecuencia estandar externa o a un oscilador a cristal interno. Una desviación de modulación de ± 3.2 MHz pico compleja puede obtenerse. La banda de la señal modulante es de 0.3 KHz a 552 KHz la cual incluye los canales de supervisión y los canales de Banda Base del DW en el rango de frecuencia 0.3 a 3 KHz y los canales de Banda Base del mensaje en el rango de frecuencia de 60 a 552 KHz. Las características lineales de modulación asegura una distorsión por intermodulación mínima.

El modulador tipo reactancia variable, usado en el modulador / excitador es una unidad completamente de estado sólido, banda ancha, baja distorsión, estable en frecuencia la cual opera a la frecuencia FI de 70 MHz.

La estabilidad de frecuencias del modulador es proporcionada por el circuito de control automático de fase.

El circuito es un lazo de fase controlada digitalizado el cual usa circuiteria integrada y un oscilador de referencia controlado a cristal. El modulador utiliza varactores en el circuito oscilador controlado por voltaje (VCO). Un generador de función a diodos es utilizado en conjunto con el VCO para compensar las no linealidades en el VCO.

El siguiente listado contiene las unidades más importantes en el modulador / excitador.

A) Modulador

- Amplificador de Banda Base.
- Generador de piloto de radio.
- Selector de capacidad de canal.
- Amplificador de O/W.
- Oscilador controlado por voltaje.
- Generador de función a diodo.
- Control Automático de Fase.
- Amplificador de FI.

B) Red de transferencia

- Detector de piloto.
- Circuito lógico de transferencia.

C) Convertidor de frecuencia (Up converter)

- Up - Converter.
- Filtro pasabanda.
- Oscilador Phase - Locked.
- Amplificador de RF.
- Filtro Pasa Bajo.
- Acoplador Direccional.
- Circuladores.
- Atenuador Variable.

D) Equipo de Acondicionamiento de Línea.

E) Conjunto de Pruebas e Indicador de Estado.

F) Fuente de Poder y Regulador de Voltaje.

A continuación describiremos brevemente cada una de las unidades del modulador / excitador.

6.3.1 Modulador

El modulador mostrado en el diagrama de bloques funcional de la Fig 6.7, proporciona una señal

de frecuencia modulada estable a una frecuencia central fija de 70 MHz con una potencia de 30 milivatios. La señal de salida es usada para excitar uno o dos convertidores de frecuencia (up-converter). El modulador es capaz de actuar con señales por división de frecuencia, división de tiempo, modulación por pulsos codificados (PCM) y otras. El modulador consiste de cuatro bloques de circuitos principales : amplificadores de modulación, modulador, generador piloto de radio y amplificador de FI.

Los amplificadores de modulación desarrollan la amplificación y tareas operacionales necesarias para amplificar las señales de Q/W, banda base y señales piloto de radio generada internamente en una sola salida, la cual forma el espectro de frecuencias requeridas como entrada al modulador.

El generador de piloto de radio proporciona una señal piloto de radio controlada a cristal para una operación de transferencia a dos moduladores y funciones de alarma excitador - receptor.

El modulador es del tipo de reactancia variable, estable a la frecuencia de operación, debido al circuito de control automático de fase con referencia cristal. El acepta señales en el rango de 300 Hz - 552 KHz y exhibe una distorsión baja por intermodulación y bajo ruido de FM. El modulador es básicamente un oscilador Hartley cuyo capacitor del circuito tanque consiste de dos diodos capacitivos controlados a voltaje conectado en serie. El oscilador controlado a voltaje (VCO) incluye un generador de función a diodo, para minimizar la distorsión. La señal modulante, aplicada al centro de los

diodos capacitivos controlados a voltaje, causa que la frecuencia de salida del VCO varíe alrededor de 70 MHz frecuencia central, modulando la portadora del VCO. El generador de función a **diodo** es usado con el VCO para asegurar una buena linealidad con distorsión de fase despreciable a la salida.

La salida del Amplificador de FI, aplicado al circuito de transferencia, pasa a través de la circuitería de transferencia y es aplicado a los dos convertidores de frecuencia (up-converter) separados.

En la Fig 6.9 se muestra el diagrama de bloques funcional del circuito modulador.

6.3.2 Red de Transferencia

La red de transferencia mostrada en el diagrama funcional de la Fig 6.10 es usada para proporcionar operación dual al excitador. Un modulador impulsa dos convertidores de frecuencia (up-converter) y cuando una falla ocurre en el modulador operativo, el modulador stand-by toma la carga para excitar ambos convertidores de frecuencia (up-converters). Esto asegura confiabilidad en una operación de diversidad.

La red de transferencia es una unidad modular de estado sólido, consistiendo de dos circuitos detectores de pilotos de radio y un circuito de transferencia.

La operación de conmutar el modulador de la red de transferencia es controlada por un circuito integrado de compuerta lógica y dos conmutadores selectores operados normalmente. La compuerta

lógica del circuito de transferencia es operada por las señales detectadas de cada modulador. El circuito de transferencia conmutara desde el modulador en operación al modulador en stand-by si cualquiera de las señales FI del modulador en operación o la señal piloto de radio detectada del modulador en operación **esta** ausente. La señal de FI detectada del modulador indica la presencia de la señal de 70 MHz en el modulador. La señal detectada desde el detector piloto de radio indica la presencia de la frecuencia de la señal piloto de radio y consecuentemente, **modulación** en el modulador.

Si la señal piloto de radio no está presente, el circuito detector de piloto indicará una falla iluminando la lamparita para este caso. Un conmutador es proveido en el circuito de transferencia para una selección manual de operación del conmutador. Al seleccionar el modulador en operación automática, coloca al modulador alternativo a la condición de stad-by.

El modulador en operación seleccionado via la circuiteria de transferencia, alimenta dos convertidores de frecuencia (up-converter) através de una híbrida en circuito de transferencia. La híbrida provee un mínimo de 70 dB de aislamiento entre cada puerta de salida. La salida del modulador de stand-by es terminada en una carga resistiva de 50 ohms.

En la Fig. **6.10 se** muestra un diagrama de bloques funcional de la red de tranferencia.

6.3.3 Convertidor de Frecuencia (Up-Converter)

El convertidor de frecuencia mostrado en la Fig 6.11 es una unidad de conversión (converter-up) completamente de estado sólido. El convertidor de frecuencia recibe la señal de 70 MHz (a un nivel nominal de + 10 dBm) desde el circuito de transferencia y convierte ésta en una frecuencia portadora en el rango de 300 a 3000 MHz a un nivel de potencia de salida de 5 vatios **mínimo**. El nivel de potencia de salida es suficiente para excitar un amplificador de potencia de 1 KW ó 10 KW.

El convertidor de frecuencia está diseñado para minimizar la distorsión por retardo de grupo y la intermodulación y los productos espúreos.

La conversión de frecuencia es lograda por medio de un up-converter. La señal de FI es mezclada con la del oscilador local para producir una frecuencia portadora de banda lateral. El up-converter usa un "diodo varactor" en un arreglo de circulador de cuatro puertas, cuya salida tiene un ancho de banda instantáneo de por lo menos 300 MHz. Una fuente de microondas de fase enganchada (phase-locked) muy estable controlada a cristal y libre de ruido proporciona la frecuencia de bombeo (pump frequency) para el up-converter. Un filtro pasabanda de cinco cavidades recibe la salida del up-converter. El filtro selecciona la frecuencia de salida deseada y restringe el ancho de banda instantáneo a un mínimo de 15 MHz en las puertas **de 3 dB**.

El filtro es sintonizado continuamente en el rango completo de RF. El rechaza las bandas

laterales inferiores y todas las otras frecuencias espúreas del oscilador local y **up-converter**. La salida del filtro pasabanda es terminada en un circulator para asegurar una VSWR constante y evita cambios de amplitud y fase a la salida del filtro.

Los cambios de frecuencia del excitador es fácilmente realizada como sigue :

- Insertando un **crystal** y resintonizando el oscilador fundamental de carrera libre de la fuente de microonda de fase enganchada.
- Resintonizando el filtro pasabanda.

Un monitoreo normalizado de los parámetros operacionales del convertidor es proveido para una rápida evaluación de su rendimiento.

Por ser importante, detallamos un poco más en relación al Up-Converter.

6.3.3.1 Up - Converter

El Up-Converter levanta la señal modulada de FI de 70 MHz del modulador a la frecuencia portadora en el rango de 300 a 3000 MHz (Ver Fig. 6.11).

La conversión de frecuencia es obtenida por medio de un diodo varactor autopolarizado y un circulator. El diodo es instalado en la línea de transmisión la cual es conectada a la puerta 2 del circulator de cuatro puertas.

El oscilador de fase enganchada proporciona la frecuencia de inyección una potencia nominal de +26 dBm la cual es aplicada a la puerta 1 del circulator de 4 puertas. La frecuencia (f_0) del oscilador local de potencia de la puerta 1 es acoplada al diodo varactor via la línea de transmisión de la señal. La aplicación de la potencia del oscilador local al diodo varactor, causa que la capacitancia del diodo varíe en una forma no-lineal. La variación no lineal de la capacitancia causa la mezcla de las frecuencias del oscilador local y la señal de FI, y resulta en la generación de las frecuencias sumas y diferencias ($f_0 + 70$ MHz ó $f_0 - 70$ MHz) consistiendo de la frecuencia del oscilador local más o menos la frecuencia de la señal de 70 MHz. La frecuencia suma y diferencia entran por la puerta 2 y sale por la puerta 4, y son aplicadas al filtro pasabanda localizando a la salida de la puerta 3. El filtro pasa la salida de la frecuencia subportadora deseada y rechaza las señales fuera de la banda pasante de 20 MHz. Las señales reflejadas por el filtro pasabanda entran al circulator por la puerta 3 y son absorbidas por la terminación en la puerta 4 del circulator. El circulator elimina la interacción y provee una terminación de carga para las señales de salida del up-converter rechazadas por el filtro pasabanda. La salida del convertidor, a un nivel nominal de +13 dBm, es aplicada a la entrada del primero de los tres amplificadores de UHF.

6.3.3.2 Filtro Pasabanda

El filtro pasabanda es uno de cinco cavidades, cuarto de onda, filtro coaxial, de sintonía continua en todo el rango de frecuencia de 300 a 3000 MHz. El acoplamiento de entrada y salida es logrado por medio de probetas ajustables. Todas las cavidades son sintonizadas y acopladas inductivamente.

La simetría de construcción hace a la unidad reversible con idénticas características de rendimiento en ambas direcciones. Aunque el alineamiento por barrido es el método de sintonía recomendado para rendimiento óptimo, un diseño de la banda pasante lo más plana permite también la sintonía por medio de un procedimiento de alineamiento de pico simple.

El ancho de banda nominal es de 20 MHz y las pérdidas de inserción del filtro pasabanda es de 1 dB nominal.

El filtro pasabanda es construido en secciones de cavidad con una precisión en el maquinado y con reemplazo de los montajes de sintonía y las probetas.

3.3.3.3 Oscilador de Fase Enganchada (Phase-Locked)

El oscilador de fase-enganchada mostrada en la Fig 6.12 es un oscilador de estado sólido cavidad sintonizada mecánicamente, el cual utiliza las técnicas de fase - enganchada (phase-locked) para

producir una frecuencia de salida estable y de bajo ruido en el rango de 230 a 2930 MHz. El oscilador de fase - enganchada es excitado por un oscilador cristal y contiene un amplificador buffer, detector de fase por muestreo, amplificador de lazo y generador de búsqueda, oscilador de potencia, y un montaje multiplicador. El oscilador a cristal está aislado del detector de fase y las puertas de prueba de cristal por un amplificador buffer. El punto de prueba de cristal RF es proporcionado para chequear la frecuencia del oscilador a cristal. El detector de fase compara la novena o onceava armónica de la frecuencia de referencia a cristal con la primera fundamental del oscilador de potencia. La salida del detector de fase es acoplada al amplificador de lazo y circuitos generadores de búsqueda. El amplificador de lazo amplifica el voltaje DC de corrección generado en el detector de fase. El voltaje de corrección DC amplificado es aplicado al oscilador de potencia a través del lazo de enganche de fase para controlar la frecuencia del oscilador de potencia.

6.4 Receptor

El receptor mostrado en la Fig 6.13 en forma simplificada, es una unidad todo estado sólido de bajo ruido, capaz de recibir portadoras moduladas por señales multiplexadas de telefonía, telegrafía, datos, etc, o otras portadoras moduladas en frecuencia de banda ancha en la banda de 300 a 3000 MHz. Este es precedido por un amplificador de RF de bajo ruido.

El receptor proporciona un medio de detectar y amplificar portadoras moduladas en frecuencia de una desviación pico de hasta 3.2 MHz. Además éste receptor está capacitado para trabajar en una configuración de recepción por diversidad de espacio y/o frecuencia al hacer uso de su detección antes de la combinación.

Las unidades más importantes del receptor son:

- A) Preamplificador de RF.
- B) Convertidor (Down Converter).
 - Mezclador - Preamplificador de FI.
 - Oscilador de fase enganchada.
 - Conjunto de Prueba e Indicador de Estado.
 - Circuitería de FI.
- C) Demodulador de Banda Ancha.
- D) Combinador de Banda Base.
- E) Amplificador de Piloto de Radio.
- F) Equipo de Acondicionamiento de Línea Receptor.
- G) Fuente de Alimentación.

6.4.1 Pre - Amplificador de RF

En la parte de adelante de cada receptor es proveído un amplificador de banda ancha a estado sólido, para alcanzar una figura de ruido de 3.5 dB através de la banda de 300 a 3000 MHz. El ancho de banda instantáneo del amplificador es más grande que 250 MHz, posibilitando una cobertura de banda completa sin ajustes de sintonía.

El amplificador es un amplificador de microondas de alto rendimiento con sensibilidad excelente, amplio rango dinámico y potencia de salida alta, diseñado y construído para soportar condiciones ambientales severa. Dispositivos de silicio son usados exclusivamente y la circuitería de RF es encapsulada.

La ganancia del pre-amplificador es 23 ± 2 dB. El punto de compresión de 1 dB ocurre a -15 dBm o más alto.

La unidad es capaz de manejar niveles de potencia de entrada hasta 30 dBm sin causar daño.

Dos preamplificadores con sus reguladores de voltaje asociados son montados en un panel de un rack de 19 pulgadas, con 3 1/2 de alto. La energía es alimentada desde la fuente de poder (+38 Vdc). Un regulador de voltaje separado es usado para alimentar + 28 Vdc cada amplificador.

6.4.2 Down - Converter

La señal de RF es aplicada a la entrada del Down - Converter. La señal de RF es mezclada con la frecuencia del oscilador local para producir una señal de 70 MHz la cual es amplificada y aplicada al demodulador.

Los circuitos más importantes del down - converter son : mezclador - preamplificador de FI, oscilador local, conjunto de prueba e indicadores de estado y circuitería de RF.

6.4.2.1 Mezclador - Preamplificador de FI

La entrada de RF de 300 a 3000 MHz es heterodinada a la FI de 70 MHz usando el mezclador - preamplificador de FI. Una ganancia nominal de RF a FI de 20 dB es proporcionada a la salida de FI.

El mezclador es equilibrado (reducir ruido) al preamplificador de FI. La

figura de ruido a la entrada del mezclador es 9 dB.

6.4.2.2 Oscilador de Fase Enganchada

Un oscilador de fase - enganchada a través de un atenuador de 3 dB proporciona un máximo de 50 milivatios de potencia de oscilador local a 70 MHz por debajo de la frecuencia central RF asignada al mezclador.

Una señal de referencia es amplificada en el amplificador de referencia un nivel suficiente para excitar al generador de armónica. El generador de armónicas, genera armónicas de la señal de referencia bien en exceso del oscilador fundamental a ser enganchada en fase. Las armónicas del generador de armónicas y una señal de muestra de bajo nivel del oscilador fundamental de microondas son alimentados por detector de fase.

Si las armónicas deseadas de la señal de referencia y el oscilador de microondas son exactamente de la misma frecuencia, la salida del detector de fase será un voltaje dc, cuya amplitud y polaridad es una función de la diferencia de fase entre las dos señales de entrada. Si las dos señales no están a la misma frecuencia, la salida del detector de fase será batido o señal diferencia.

La salida del detector de fase es amplificada por el amplificador de fase

enganchada y aplicada a la entrada del control automático de frecuencia (AFC) del oscilador de microondas fundamental. Cuando un error de fase ocurre entre la señal de referencia y la del oscilador de microondas, una señal de error DC del detector de fase es amplificada y realimentada al AFC del oscilador para corregir su fase (o frecuencia) hasta que el error de fase sea reducido a cero.

Por éste método la fundamental del oscilador de microondas es enganchada en fase, ciclo por ciclo, a aquella de la señal de referencia.

La estabilidad del oscilador fundamental es $\pm 0.05\%$ con la temperatura, VSWR, etc, osea del orden de varios cientos de kilohertz a varios megahertz, dependiendo de la frecuencia de salida. El ancho de banda del lazo de fase - enganchada es solo 20 KHz. Además al encender, las chances son buenas para que la frecuencia del oscilador sea más grande que 20 KHz de la señal de referencia, en este caso el oscilador de microondas no enganchará la fase en referencia.

Para sobrepasar este problema, un oscilador de búsqueda de 75 Hz es incorporado dentro del lazo de fase-enganchada. El propósito de este oscilador de búsqueda es superponer un voltaje de barrido AC sobre el voltaje DC del AFC. Este voltaje AC barrerá el

oscilador de microondas varios megahertz con respecto a su frecuencia central. Cuando el oscilador de microondas barre através de la frecuencia de referencia, él enganchará a la referencia y la oscilación de búsqueda cesará inmediatamente. Si el oscilador de microondas resultara desenganchado de la referencia, el oscilador de búsqueda empezará nuevamente.

Este voltaje de enganche de fase (que es el voltaje aplicado al AFC del oscilador de microondas) es retirado de la unidad y es disponible para sintonizar el oscilador de microondas o como indicador de falla.

6.4.2.3 Circuitería FI

Un diagrama de bloques de la circuiteria de FI del receptor es mostrada en la Fig 6.14. La amplificación RF a FI incluyendo dos amplificadores FI, los amplificadores buffer, un ecualizador de retardo de grupo y filtros pasabanda de FI proporciona una ganancia total de pequeña señal a por lo menos 45 dB. El segundo amplificador de FI provee control automático de ganancia. El filtro pasabanda de FI determina el ancho de banda de ruido de predetección para operacion en banda ancha. Este filtro se cambia con la capacidad del canal. Los anchos de banda a 3 dB típicos de los filtros para diferentes capacidades de canal son tabulados como sigue :

Cuadro No. 6.2

Capacidad de Canal	Ancho de Banda del filtro (3 dB)
12	1.0 MHz nominal
24	1.5 MHz nominal
60/72	3.0 MHz nominal
120/132	6.0 MHz nominal
240/252	10.0 MHz nominal
300	15.0 MHz nominal

El preamplificador de FI proporciona dos salidas de FI, una salida es aplicada al segundo amplificador de FI el cual es usado para excitar el demodulador de banda ancha. Una segunda salida de FI es disponible para aplicarla a un circuito graficador logarítmico de FI.

6.4.3 Demoduladores de Banda Ancha

El demodulador del receptor es mostrado en el diagrama de bloques principal de la Fig 6.15, destacando la banda ancha, limitadores de acción rápida para supresión máxima de interferencias, limitación completa para señales de umbral, salida demodulada constante para un rango amplio de niveles de señal y un discriminador de banda ancha de alta linealidad para distorsión mínima. Estas características son obtenidas através de prelimitadores en cascada. Los circuitos sintonizados de estos limitadores son cargados con conmutadores rápidos, diodos conectados espalda a espalda. Se realiza una compresión simétrica

de la señal y esta es variable dependiendo del nivel de la señal. Un ancho de banda de ganancia adecuada es así mantenido para la señal de operación más baja y para las señales más grandes el ancho de banda aumenta con la señal, proporcionando un margen de ancho de banda adicional.

Esta compresión también asegura que la saturación de la limitación del sistema ocurra progresivamente desde las etapas finales hacia el frente, sin el uso de un sistema de control automático de ganancia en el demodulador. Después de la compresión, dos etapas delimitadoras en cascada son usadas. Cada una de estas etapas excitan diodos polarizados inversamente, y un recorte simétrico rápido es logrado. La velocidad de la respuesta no es desmejorada por los capacitores de acoplamiento, así como la carga promedio a través de los capacitores de acoplamiento, no cambia. La señal de amplitud limitada es aplicada al excitador del detector discriminador.

Niveles de entrada de FI de cerca -40 dBm son requeridos para alcanzar el umbral limitador. El limitador proporciona una salida relevo y una salida principal la cual es alimentada al excitador del discriminador. El discriminador provee una sensibilidad nominal de 200 microvoltios por KHz rms. La salida del discriminador es alimentada al amplificador de Banda Base.

6.4.4 Combinador de Banda Base

El combinador del receptor para una configuración de diversidad troposcater dual o cuádruple es del tipo posterior a la detección de relación óptima modificada. El combinador opera sobre los

principios de Frecuencia Modulada con todas las ventajas de la FM. La combinación toma lugar después de la detección lo cual hace a la operación independiente de la amplitud. La máxima ventaja de la combinación es así asegurada, y desde que la combinación es desarrollada en la salida de la Banda Base, la redundancia de la trayectoria de la señal completa es mantenida en todos los tiempos.

Un diagrama de bloques funcionales del módulo del combinador de relación óptima modificada es mostrada en la Fig 6.16.

Prévio al amplificador propiamente hay un amplificador distribuidor, el cual separa las varias componentes de la señal demodulada y distribuye ellas al amplificador de piloto de radio, al amplificador de ruido, al combinador de Banda Base y a los circuitos combinadores de O/W.

Los combinadores en cada uno de los varios receptores en el arreglo de diversidad, desarrolla la función de combinación de relación máxima de las salidas demoduladas de los receptores. Todos los combinadores en el arreglo de diversidad están interconectados en sus salidas de emisor, ambos para dc y ac y responde en 1 milisegundo, libre de transitorios. Las señales de modulación en todas las salidas de los receptores son idénticas, luego no existe carga mutua o corriente entre unidades.

La combinación de Banda Base proporciona la mayor mejora con diversidad y la mejor relación señal a ruido con el menor mantenimiento operacional. La ventaja de esta combinación de

la mejora de la relación señal a ruido en 3 dB para la diversidad dual y 6 dB para la diversidad cuádruple. Esta condición existe para señales por debajo del umbral, por encima del umbral y para todo el rango dinámico completo del receptor.

La salida de modulación combinada es constante de 0.25 dB en el rango normal de operación del receptor debido a relación grande de la impedancia de entrada del amplificador de banda base a la impedancia interna del elemento combinador. Esta relación es del orden de 500 : 1.

El amplificador de ruido selecciona el ruido de salida del receptor a aproximadamente dos veces la frecuencia de modulación más alta. El ruido muestreado responde a cualquier forma de distorsión, incluyendo la distorsión de intermodulación por caminos múltiples, y además presenta una información verdadera del ruido total en el amplificador de ruido. Esto es importante porque la contaminación de ruido por el medio es equivalente a una reducción proporcional de la relación portadora a ruido (C/N) y además pesará proporcionalmente la contribución de una combinación particular en el receptor.

6.5 Fuente de Energía y Reguladores de Voltaje del Transmisor y Receptor.

La fuente de energía y los reguladores de voltaje en un caso típico son los mostrados en la Fig. 6.17 y la unidad completa es de estado sólido, la cual proporcionala los voltajes de operación DC al excitador.

Una fuente de energía básica DC no regulada es utilizada para alimentar al excitador y al receptor,

circuitos de control automático de fase, up-converter de frecuencia, y circuitos en el equipo de transferencia. Esta forma de alimentación asegura un aislamiento excelente entre circuitos, una distribución uniforme de la disipación de fuente de energía y una mejora de la confiabilidad. Ambas fuentes en Sistemas de diversidad dual ó cuádruple proporcionan la energía DC al circuito de transferencia. El voltaje de entrada 220 VAC $\pm 10\%$, simple fase, de 47 a 63 Hz es aplicado através del circuito interruptor de energía principal al transformador el cual proporciona los voltajes requeridos al circuito rectificador tipo puente y reguladores. El circuito interruptor (breaker) protege a la fuente de energía de las sobrecargas de corriente.

Los voltajes de salida de la fuente son monitoreados por indicadores en el conjunto de pruebas (test set). Por medio de un Switch Selector se puede chequear los voltajes de cada circuito en un meter.

De igual manera se obtiene la alimentación DC para el receptor. Como mínimo dos receptores y un excitador puede ser alimentado por esta fuente de energía. Para mejorar la redundancia con dos fuentes de energía, aunque esto aumente el costo.

La regulación de los voltajes de salida de los reguladores es del orden de 0.1% y pueden tolerar variaciones en el voltaje de entrada de hasta $\pm 20\%$.

6.6 Costos estimados por equipamiento

El equipamiento básico de un sistema troposcater para nuestro caso es el que se indica a continuación :

Cada estación Terminal estará fconstituido por los Equipos Multiplex, Transmisor / Receptor de Radio,

Sistema de antena, Equipo de diversidad, Alimentadores y Equipo de energía. Todo este equipamiento estará montado en cada terminal en dos Racks estandar de 19" denominados Rack #1 y Rack #2 tal como se muestra en el anexo A.7

En resumen el costo estimado por equipamiento en el sistema a precios dólares Americanos FOB, es el que indica en el Cuadro No. 6.3.

Se estima que el costo por equipamiento puesto en obra es de aproximadamente US\$ 600,000.00.

El costo de instalación lo estimaremos en un 10% del costo por equipos, por lo tanto el costo total del proyecto por equipos instalados, sin incluir los edificios para albergar los equipos, se estima en aproximadamente US\$ 660,000.00.

Las antenas serán instaladas exteriormente a campo abierto.

Cuadro No. 6.3

ITEM	DESCRIPCION	CANT	PRECIO	
			UNITARIO	TOTAL
			US \$	US \$
1	Rack # 1 :	2	40,000	80,000
	- Conjunto Diplexer del Receptor (1)			
	- Exitador (1)			
	- Receptor (2)			
	- Fuente de Poder (1)			
	- Indicador de Estado (1)			
	- Rack metálico estandar 19" (1)			
2	Rack # 2 :	2	40,000	80,000
	- Conjunto Diplexer del Receptor (1)			
	- Conjunto amplificador dual a transistores (1)			
	- Exitador (1)			
	- Receptor (2)			
	- Fuente de Poder (1)			
	- Rack metálico estandar 19" (1)			
3	Sistema de Potencia RF :	2	35,000	70,000
	- Amplificador de Potencia a Klystron, salida hasta 1KW (1)			
4	Sistema de Antena :	2	40,000	80,000
	- Antena Parabólica 27.7m Ø ganancia de 52.7 dB (2)			
5	Sistema Multiplex	2	50,000	100,000
	- Equipo Mux / Demux capacidad máxima 120 canales, equipado con 60 canales de voz (1)			
6	Sistema de Energía	2	23,500	47,000
	- Estabilizador de Voltaje 220 VAC 10 KVA (1)			
	- Grupo Generador Diesel para Emergencia 10 KVA (1)			

TOTAL US \$ FOB			457,000	

VII CONCLUSIONES

Como conclusiones del presente trabajo podemos mencionar los siguientes :

1. Se ha demostrado que es factible la implementación de un sistema de comunicación por propagación troposférica, que enlace la ciudad de Iquitos con Pucallpa a un costo moderado, teniendo en consideración el gran alcance del mismo y su bajo costo de operación y mantenimiento.
2. Este enlace tiene el carácter de estratégico, el cual aseguraría mantener una comunicación permanente en la zona oriental del país aún en los casos más críticos como es la interrupción de los enlaces por línea de vista (microondas) o la comunicación por satélite.
3. Si se completara el enlace troposcater Iquitos - Nuevo Andoas (cerca a la Estación No. 1 del Oleoducto Norperuano) y Nuevo Andoas - Piura, tendríamos un anillo que aumentaría la confiabilidad de las comunicaciones nacionales, e inclusive en la Estación No. 1 del Oleoducto Norperuano, se podría realizar la interconexión a la Red de Petroperu en caso de emergencia para tener salida hacia o desde Piura.
4. Como se observa en el punto 4.4, teóricamente la potencia necesaria para obtener un nivel adecuado de la señal es del orden de 72.4 vatios, sin embargo nosotros proponemos usar una potencia de 1 Kw, la cual puede reducirse al momento de ajuste de transmisión, el margen que se deja es de 12dB, suficiente para superar cualquier variación en los cálculos.

Sin embargo la información de un estudio de campo de las pérdidas por propagación, es posible reducir el tamaño de las antenas manteniendo la potencia de

transmisión cerca de 1 kW. Este detalle es importante que merece la pena analizarse posteriormente antes de la selección definitiva del tamaño de las antenas.

5. El montaje del sistema troposcater es relativamente sencillo y nuestros ingenieros están capacitados para realizar la instalación completa. Para el ajuste de los niveles de transmisión y orientación de antenas se debe realizar con la asesoría de un técnico extranjero que haya realizado trabajos similares en otros países.

La experiencia acumulada por los ingenieros Peruanos en la operación y mantenimiento de Estaciones Terrenas de comunicaciones por satélite es valiosa para este tipo de proyectos, por tratarse de tecnologías similares.

BIBLIOGRAFIA

1. Reference Data for Radio Engineers, ITT Hooward W. SAMS & Co., Inc.
2. Communication System Engineering Handbook, Donald M. Hamsher.
3. Microwave Communication, System Desing and New Equip-ment, S. Yonezawa.
4. Microwave System Desing, Hiroji Kurokawa and Yoshino-suke Otsuki.
5. Electronic Data Book, Rudolf F. Graf.
6. Engineering Considerations for Microwave Communica-tions System.
7. Antennas / Transmission Lines / Duplexers / Filters, Decibel Products, Inc.
8. Point to Point Antennas, Anixter - Mark.
9. Tropospheric Scatter Radio Systems, brochure of Marconi Communication Systems.
10. Aydin Systems Division, brochure de Aydin Inc.
11. Troposcatter Communications Systems, brochure de COM-TECH LABORATORIES INC.
12. Recomendaciones del CCIR.