

Todo lo que es requerido para agregar TDM de salto de tiempo a un sistema de secuencia directa es la conmutación encendido-apagado (ON-OFF) y control. Para salto de tiempo la decisión ON-OFF puede ser fácilmente derivada del mismo generador de código de secuencia usado para derivar el código de espectro expandido.

Una fácil implementación del control de swicheo (ON-OFF) podría ser una compuerta de n-entrada que detecta algún estado previamente elegido del registro de corrimiento que enciende y apaga el transmisor de acuerdo al estado detectado. La figura 4.20 ilustra un transmisor y receptor de salto de tiempo y secuencia directa (TH/DS).

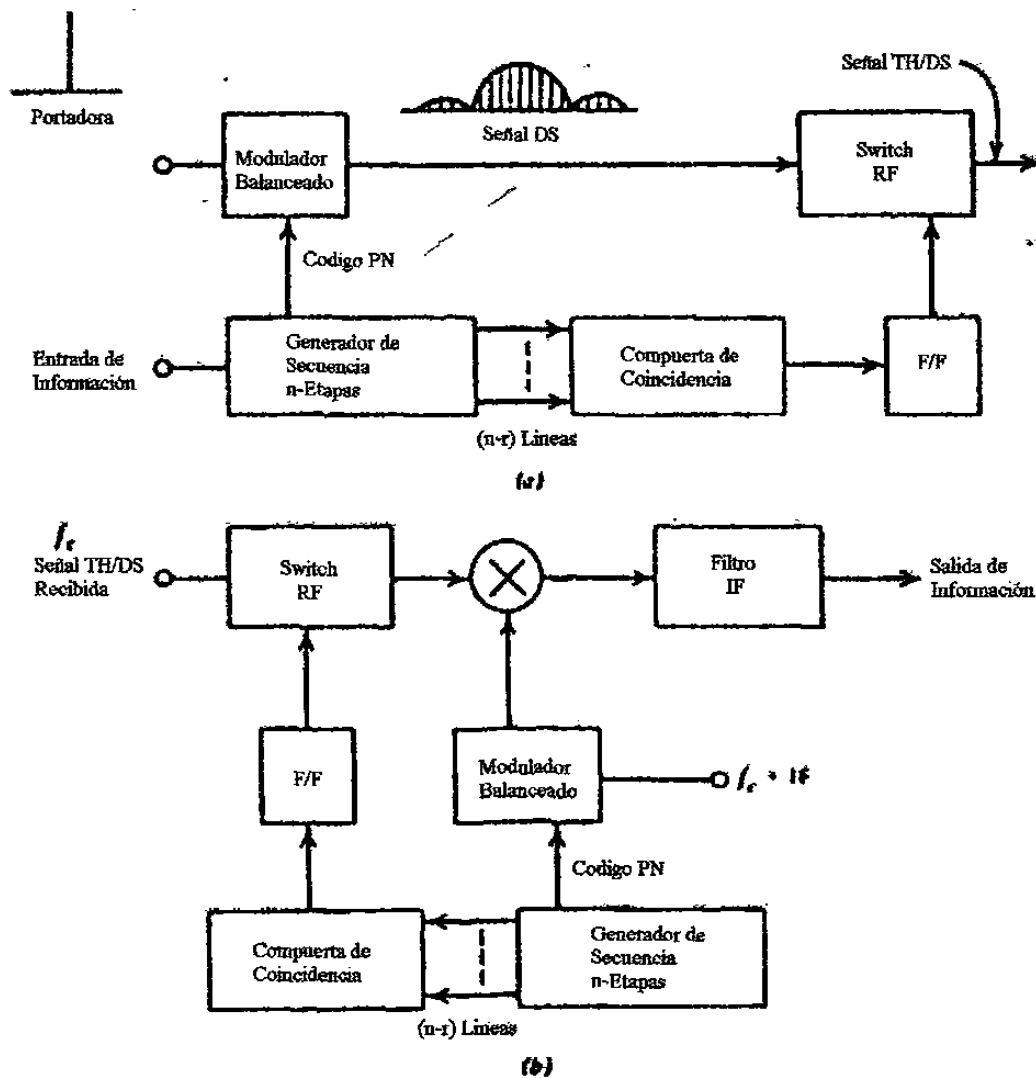


Fig. 4.20 Sistema Híbrido TH/DS a) Transmisor y b) Receptor.

5. METODO ACTUAL.

5.1 DEGRADACIÓN DE SEÑAL DIGITAL POR RETRASO DE GRUPO. /

Los rangos de datos se están incrementando para apoyar la demanda que se eleva súbitamente para el tráfico del Internet, la TV digital y otros servicios digitales. Para los operadores de los satélites esto significa que las señales numéricas están llenando sus transponder al límite. Para aumentar el rendimiento de procesamiento los operadores recurren a comprimir la información para optimizar el ancho de banda disponible del transponder y a desplegar portadoras digitales más eficientes para abarcar velocidades de datos más altos en ese ancho de banda.

Hay una consecuencia. A medida que las señales ocupan más ancho de banda disponible más se deterioran porque la trayectoria de transmisión, tanto uplink como downlink, degrada la señal. Las más eficientes portadoras de alto orden que soportan rangos de datos más altos son más susceptibles a la degradación. A menos que se haga algo para compensar los deterioros llega a ser necesario reducir el rango de datos a través del transponder.

Un parámetro que es difícil de medir es el retraso de grupo variable sobre la frecuencia. El retraso de grupo es la razón de cambio de corrimiento de fase con respecto a la frecuencia angular. El retraso de grupo referido a la variación de fase a través del ancho de banda del transponder. Es también difícil encontrar mucha información sobre la degradación del acoplamiento en función del retraso de grupo que se requiere para estimar el funcionamiento.

Las hojas de datos para los módems de los satélites proporcionan el BER previsto en los valores específicos E_b/N_0 . Esta información es válida solamente para un ambiente del laboratorio en donde el modulador está conectado uno detrás del otro con el desmodulador de IF. Cuando los componentes adicionales asociados al uplink, al transponder de los satélites y al downlink se agregan, los efectos de la filtración, de no-linealidad y de otras imperfecciones causan la degradación adicional.

5.2 PORTADORA DIGITAL.

El espectro de la frecuencia de una portadora digital se muestra en la figura 5.1.

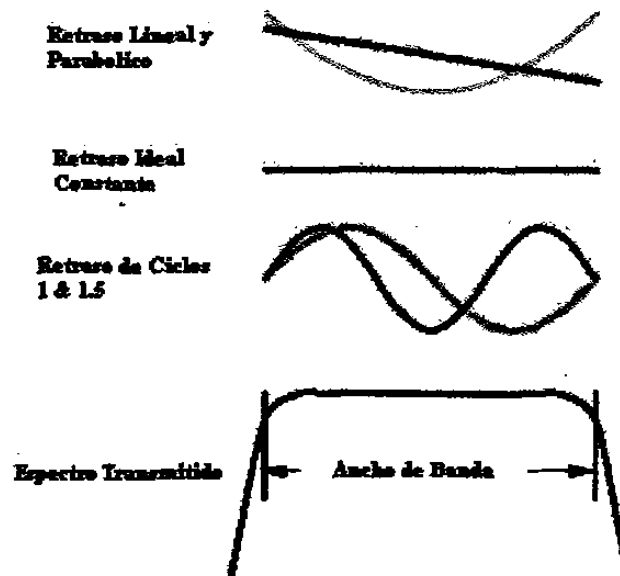


Fig. 5.1 Retraso de Grupo y Espectro Transmitido.

Para la conveniencia se identifica el ancho de banda de la razón del símbolo, también el ancho de banda de 3 dB para esta clase de los portadores. Sobre el portador transmitido se trazan varios tipos de retraso de grupo que se utilizan para caracterizar los acoplamientos. En la parte superior de la figura 5.1 se muestran los retrasos lineal y parabólico los cuales son retrasos típicos experimentados en las redes de los satélites. El retraso de grupo parabólico se asocia generalmente a los filtros pasa bandas encontrados en los transponders y el equipo de comunicación de los satélites.

Los retrasos senoidales son causados a menudo por las uniones mal hechas de la impedancia en el sistema. Idealmente, el retraso de grupo es constante (línea recta sin la inclinación) de modo que todas las frecuencias del portador transmitido experimenten el mismo retraso de tiempo con el acoplamiento. Si no, los dígitos recuperados interfieren el uno con el otro que los hace difícil de distinguir y los errores ocurren. La respuesta del retraso de grupo es la diferencia en el tiempo del tránsito contra la frecuencia para las señales que pasan a través de un canal de comunicaciones. Los componentes tales como HPAs, LNAs, guía de onda, cables coaxiales, convertidor ascendente (upconverters) y convertidor descendente (downconverters) son la causa de retraso de grupo en las redes de los satélites. La figura 5.2 representa los componentes que hacen un acoplamiento típico.

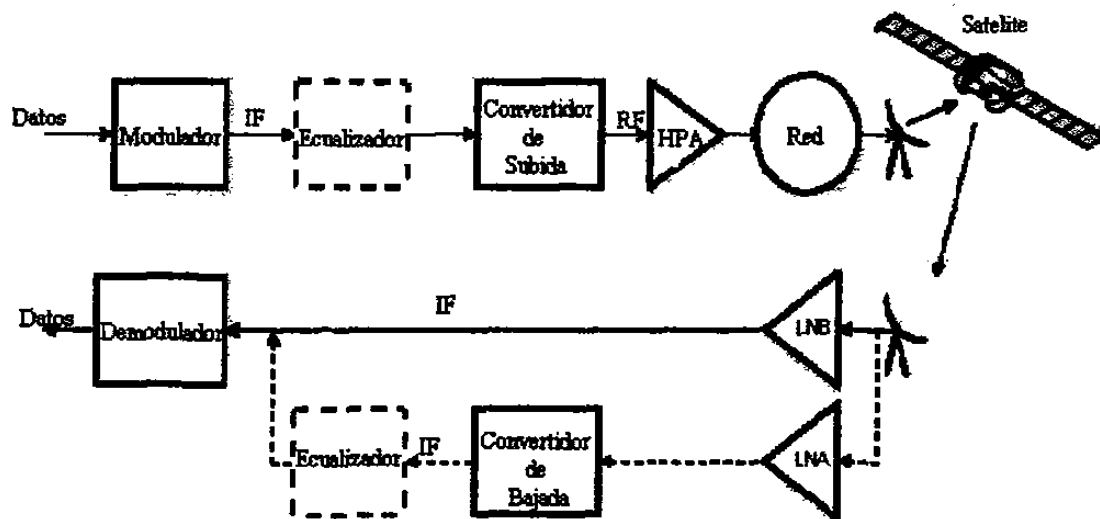


Fig.5.2 Equipo de Enlace en un Satélite Típico

El efecto neto es que los pulsos de corta duración que son aplicados en la entrada de la red salen de la red teniendo una duración más larga. Esta separación deja la energía a partir de un pulso en la ranura de tiempo de otros pulsos. Para los canales de datos de alta velocidad, esta energía residual de los pulsos anteriores aumentará la razón de error. Algunos documentos de INTELSAT y del Eutelsat proporcionan los niveles permitidos máximo del retraso de grupo, e indican la degradación agregada total esperada a través del canal de los satélites. La degradación específica debido al retraso de grupo es escasa en los datos publicados.

La prueba fue conducida para permitir la predicción de este agregado a la degradación del retraso de grupo para los portadores de QPSK, de 8PSK y del 16QAM. Los ecualizadores se agregan típicamente a un sistema para compensar para el retraso de grupo, pero durante la prueba un ecualizador fue utilizado para controlar a la cantidad del retraso de grupo. Los datos recogidos permitirán que los ingenieros se determinen si la igualación es necesaria para una razón específica de la modulación y de datos.

5.3 PRUEBAS DEL MÉTODO ACTUAL.

El retraso de grupo se mide con un analizador de enlace de microondas (MLA), que tiene un transmisor para inyectar una señal de prueba y un receptor para medir al retraso de grupo que alcanza el receptor. Puesto que la prueba del retraso de grupo no puede ser hecho con tráfico vivo es usualmente realizada solamente durante el arranque de sistema. Durante la operación se prefieren las pruebas no invasoras. Por ejemplo, la supervisión del portador digital con un analizador de espectro para caracterizar la respuesta de amplitud del acoplamiento se puede hacer sin la interrupción del tráfico.

La prueba separada fue conducida para caracterizar el retraso de grupo lineal, parabólico y de ondulación. Las pruebas del retraso de grupo de ondulación fue conducido para diferentes periodos de ondulación así como la amplitud. El período de ondulación fue determinado por la cantidad de ciclos de ondulación dentro del ancho de banda del símbolo. El cable disponible para el stub limitó la prueba de ondulación.

En la figura 5.3 se muestra la prueba que fue utilizada. Un stub (cable terminal) permite la introducción del retraso de grupo de ondulación y el ecualizador fue utilizado para simular los diferentes niveles del retraso de grupo lineal y parabólico. El retraso de grupo parabólico, lineal y de ondulación fue caracterizado para el máximo retraso sobre el ancho de banda de la razón del símbolo. Las pruebas fueron conducidas en diversas razones del símbolo usando modulaciones QPSK, 8PSK y 16QAM.

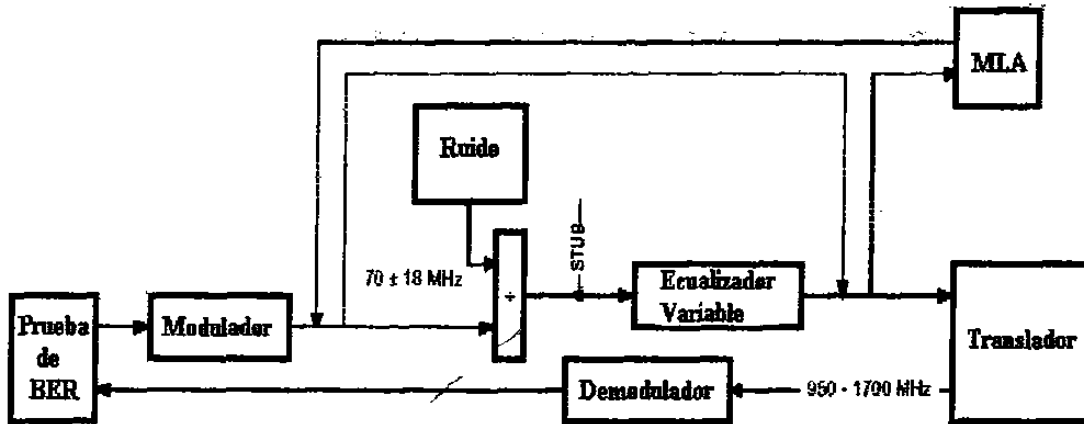


Fig. 5.3 Prueba Establecida

El retraso de grupo se caracteriza sobre el ancho de banda de la razón de símbolo del espectro transmitido. Este ancho de banda es también el ancho de banda de 3 dB del espectro y contiene el 97% de la potencia transmitida. La razón de símbolo es fácil de medir y conveniente calcular según lo demostrado abajo,

$$BW_{3dB} = SR = \frac{DR}{m \times CR_v \times CR_s}$$

BW3dB = 3 dB Bandwidth

Ec. 5.1

SR = Razón de símbolo (sym/s)

DR = Razón de datos (bits/s)

m = factor de la modulación (orden de la modulación)

= 2 QPSK, 3 8PSK, 4 16QAM

CR_v = Razón de código de Viterbi (es decir el 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)

CR_s = Razón de código de Reed Solomon (i.e 188/204)

La ecuación 5.1 demuestra porqué la razón de símbolo depende del tipo de modulación y de codificación. A medida que el factor de modulación, m , en el denominador incrementa la ocupación el ancho de banda decrece. Similarmente, un aumento en la razón del código, el CRv o el CRrs, también reduce el ancho del espectro transmitido.

Los datos de prueba fueron tomados para cada tipo de modulación en varias razones del símbolo. Para acelerar la prueba el módem más grande que soporta la corrección de error (FEC) fue utilizado y el código externo Reed Solomon fue invalidado. Sin el retraso de grupo agregado para una referencia E_b/N_0 fue determinado para un BER de aproximadamente 10^{-5} mientras que el modulador y el demodulador se colocan juntos en IF. Los datos adicionales fueron recogidos con retraso de grupo variable para determinar el E_b/N_0 agregado requerido para alcanzar las mismas BER. El valor del retraso de grupo registrado era la variación total medida sobre el ancho de banda del símbolo.

Deseamos originalmente utilizar los índices del símbolo de 10, 20 y 30 Msym/s. Los módems disponibles limitaron la razón del símbolo de QPSK a un máximo de 28.6 Msym/s y permitieron 16QAM que probaban solamente en un índice fijo de 16.15 Msym/s. Para recoger los datos adicionales de 8PSK, el índice máximo del símbolo de 37.5 Msym/s también fue probado.

5.4 RESULTADOS DE PRUEBAS.

Las figuras 5.4 a la 5.7 son las representaciones gráficas de los datos recogidos y las ecuaciones polinomiales (poly) que son aptas para representar los datos. Los datos de entrada sobre el eje X se normalizan a la razón del símbolo del módem(SR) multiplicada por el retraso de grupo (GD).

La razón del símbolo está en símbolo/segundo (sym/s) y el retraso de grupo en segundos (s). Los datos dependientes sobre el eje Y representan la degradación y son el

E_b/N_0 agregado o requirieron la energía de superar los efectos del retraso de grupo cuando están comparados a la referencia sin el retraso de grupo.

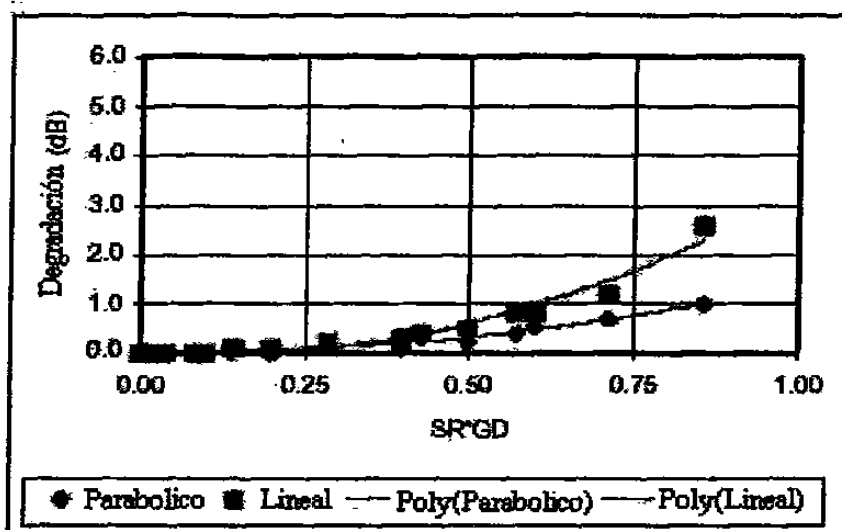


Fig. 5.4 QPSK Lineal y Parabólico GD.

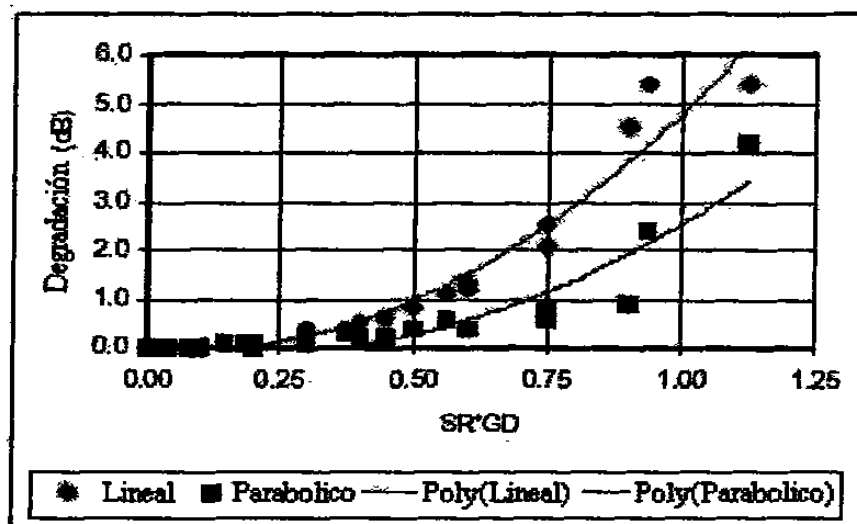


Fig. 5.5 8PSK Lineal y Parabólico GD.

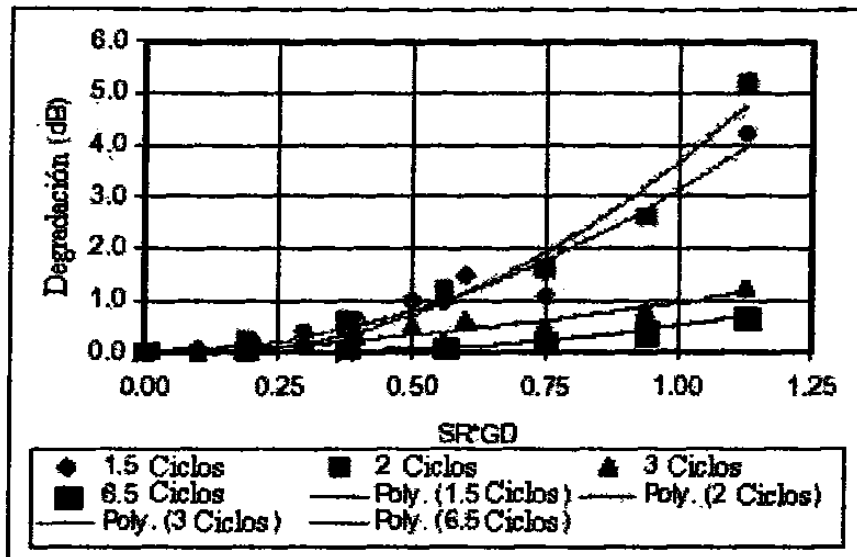


Fig. 5.6 8PSK Ondulación GD.

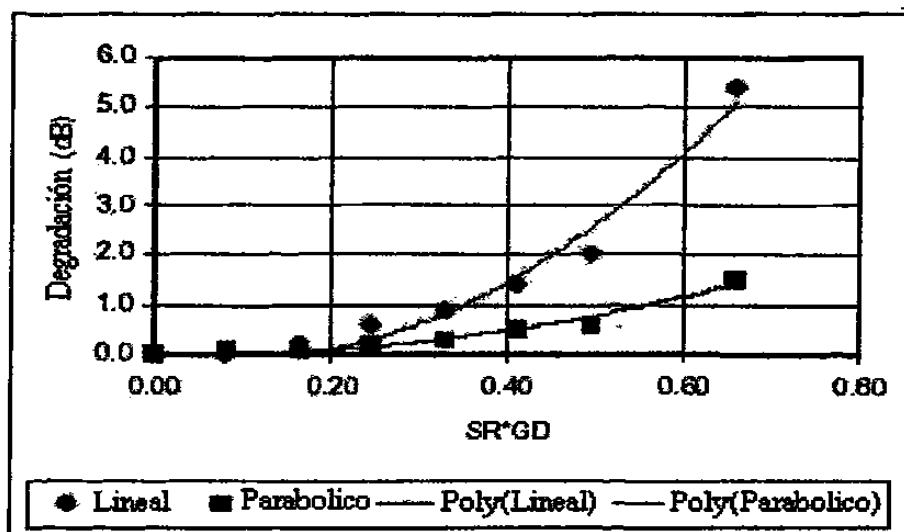


Fig. 5.7 16QAM Lineal y Parabólico GD.

Las ecuaciones polinomiales usadas para producir los gráficos se muestran en la tabla 5.1.

QPSK GD Parabólico	Degradación = $1.5 * SR * GD^2 - 0.1 * SR * GD$
QPSK GD Lineal	Degradación = $4.2 * SR * GD^2 - 0.9 * SR * GD$
8PSK GD Parabólico	Degradación = $4.0 * SR * GD^2 - 1.5 * SR * GD$
8PSK GD Lineal	Degradación = $5.7 * SR * GD^2 - 0.9 * SR * GD$
8PSK GD 1.5 GD Ciclo Ripple	Degradación = $3.1 * SR * GD^2 + 0.05 * SR * GD$
8PSK GD 2 GD Ciclo Ripple	Degradación = $4.5 * SR * GD^2 - 0.8 * SR * GD$
8PSK GD 3 GD Ciclo Ripple	Degradación = $0.6 * SR * GD^2 + 0.4 * SR * GD$
8PSK GD 6 GD Ciclo Ripple	Degradación = $0.8 * SR * GD^2 - 0.3 * SR * GD$
16 QAM GD Parabólico	Degradación = $3.7 * SR * GD^2 - 0.3 * SR * GD$
16 QAM GD Lineal	Degradación = $15.8 * SR * GD^2 - 2.7 * SR * GD$
16 QAM 2 GD Ciclo Ripple	Degradación = $5.4 * SR * GD^2 + 0.1 * SR * GD$

Tabla 5.1 Ecuaciones Polinomiales para Pruebas de Datos.

La prueba condujo a varias conclusiones para la operación a través de los transponder de los satélites típicos:

- Para la razón del símbolo debajo de 10 Msym/s la degradación del retraso de grupo es la esperada y la ecualización no se requiere.
- Para la razón del símbolo sobre de 25 Msym/s el uso de un ecualizador llega a ser a menudo necesario.
- El retraso de grupo lineal causa mayor degradación que el retraso de grupo parabólico.
- La degradación causada por el retraso de grupo de ondulación es dependiente de la cantidad de ondulación. Poca ondulación causa más degradación. La misma cantidad de retraso de grupo lineal parece causar siempre más degradación que la ondulación.

En general hasta 0.5 dB agregados en la degradación de retraso de grupo es aceptable para QPSK y posiblemente hasta 1.0 dB para 16QAM. Recordar que respuesta de amplitud y no linealidad incluyendo la compresión y la conversión de AM/PM causará una degradación adicional.

En la tabla 5.2 se muestra el SR*GD máximo permisible para un nivel dado de degradación. Esta tabla se puede utilizar como ayuda del diseño para determinarse si se utiliza la ecualización.

El valor de SR*GD es sin dimensiones. La razón del símbolo tiene una dimensión de 1/tiempo así que 1 Msym/s tiene una dimensión de $1/(10^{-6}$ segundos). El retraso de grupo se mide típicamente en ns = 10^{-9} segundos. Si la razón del símbolo SR en Msym/s y GD está en ns entonces un factor de 0.001 es incluido.

Por ejemplo, si deseamos una portadora de 30 Msym/s de una señal QPSK con 0.2 dB inferior de la degradación agregada miraríamos la segunda fila de la tabla. La tabla indica el SR*GD = 0.41 para QPSK parabólico y el SR*GD = 0.35 para QPSK lineal. Se calcula el SR dado, el máximo GD como sigue:

$$0.41/(30 \cdot 0,001) = 13,67 \text{ ns} \quad \text{Parabólico}$$

$$0.35/(30 \cdot 0,001) = 11,67 \text{ ns} \quad \text{Lineal}$$

Degradación (dB)	QPSK Parabólico SR x GD	QPSK Lineal SR x GD	8PSK Parabólico SR x GD	8PSK Lineal SR x GD	16 QAM Parabólico SR x GD	16 QAM Lineal SR x GD	Parabólico Promedio SR x GD	Lineal Promedio SR x GD	Parabólico Combinado SR x GD	Lineal Combinado SR x GD
0.1	0.30	0.30	0.43	0.24	0.21	0.20	0.31	0.25	0.37	0.18
0.2	0.41	0.35	0.47	0.26	0.28	0.23	0.39	0.29	0.43	0.24
0.3	0.49	0.40	0.51	0.32	0.33	0.25	0.44	0.32	0.47	0.28
0.4	0.56	0.43	0.55	0.36	0.37	0.27	0.49	0.35	0.52	0.32
0.5	0.62	0.47	0.58	0.39	0.41	0.28	0.54	0.38	0.55	0.35

Tabla 5.2 Máximo SR * GD.

Si el retraso de grupo del canal entero incluyendo el enlace ascendente, el transponder y el receptor excede cualquiera de estos valores un ecualizador debe ser utilizado. Así el retraso de grupo parabólico total debe estar debajo $13.67/(30/2)^2 = 0.06$ ns/MHz² y el retraso de grupo lineal total debe estar debajo de $11.67/30 = 0.39$ ns/MHz.

5.5 PRUEBA DE AMPLITUD.

La característica de la amplitud se mide según lo mostrado en la fig. 5.8. Las pruebas se realizan con el valor de operación asignada de la ganancia del transponder.

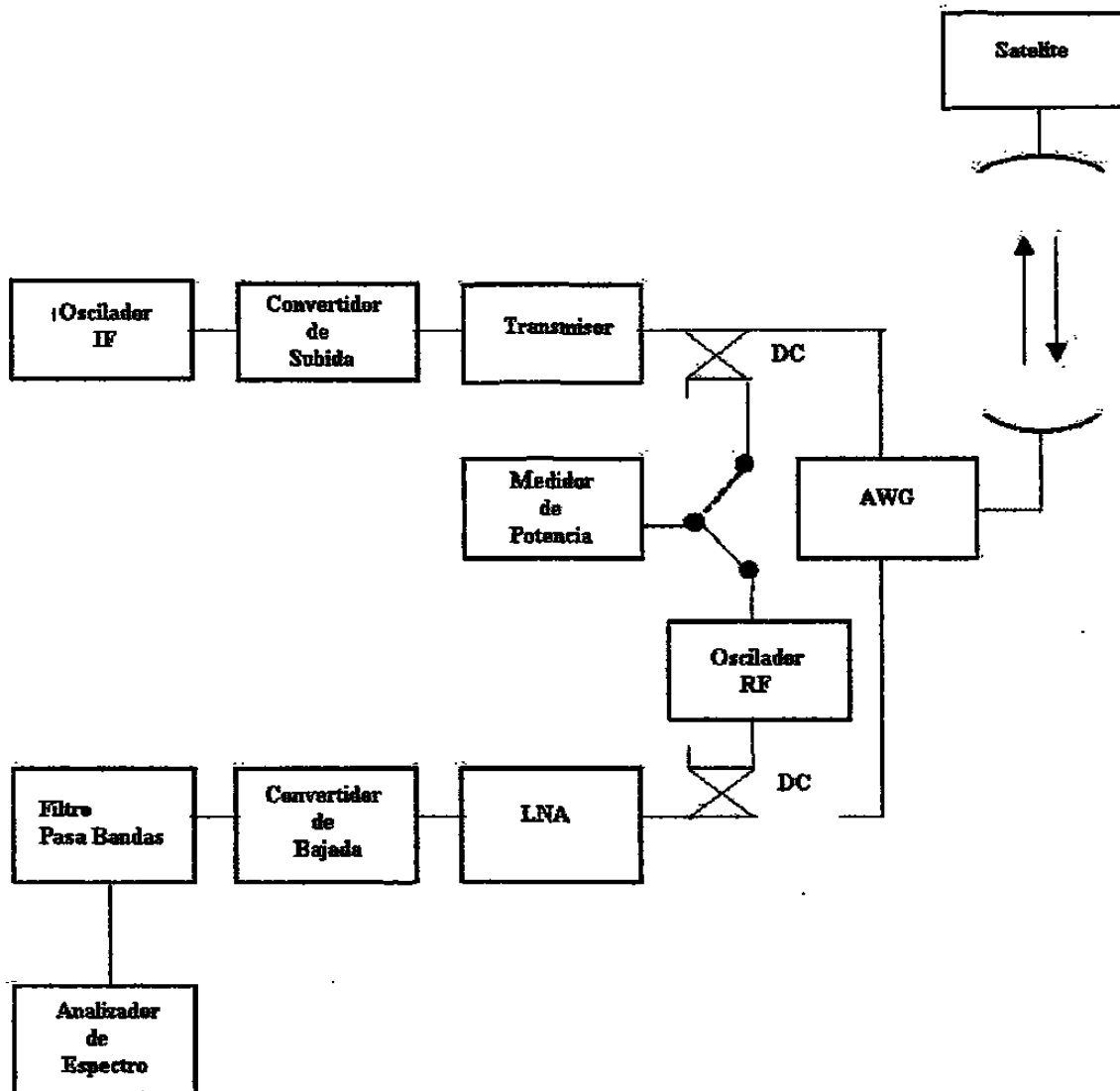


Fig.5.8 Prueba de Amplitud.

Método de prueba

1. Establecer la disposición de prueba.

2. Transmitir de la estación terrena (ES) hacia el satélite una portadora no modulada en la frecuencia de centro del transponder bajo prueba.

3. Fijar la energía del transmisor de la ES que corresponde al modo de la saturación del amplificador de energía de la salida del transponder bajo prueba aumentando la energía del transmisor de la ES de modo que el nivel de la señal de la recepción en el analizador de espectro pudiera permanecer sin cambiar transponder.

4. Para disminuir la potencia del transmisor de salida de la ES en 1-2 dB (el cual corresponde a la disminución relativa del nivel de potencia de la señal de entrada del transponder) utilizando un analizador de espectro cambiar la salida de IF del filtro pasa bandas, medir la disminución del nivel de la señal recibida del satélite (que sea proporcional a la disminución relativa de la potencia de salida del transponder). Cuando la ejecución de las pruebas antedichas uno debe registrar los niveles de la energía que corresponden al punto de saturación de la salida de potencia del transponder además de cuando disminuye la potencia de salida del transponder por 3.6, 10 y 15 dB correspondientemente en la salida del transmisor de la ES. Los resultados de las pruebas se podían requerir para realizar las pruebas para otros parámetros del transponder.

5. De acuerdo con los resultados de la prueba anterior, trazar la respuesta de amplitud del transponder como carta, donde los cambios del nivel de potencia en dB en la salida del transponder en lo referente al nivel de la saturación (punto básico inicial tomado como 0 dB) se demuestran en función en de los cambios del nivel de la energía en la entrada del transponder.

6. METODO DE ESPECTRO EXPANDIDO

6.1 INTRODUCCIÓN.

Desde el punto de vista de un ingeniero de comunicaciones, la parte principal de un satélite es el transponder, el cual recibe señales de una estación terrena y las retransmite a los usuarios en tierra. Las señales pueden ser vídeo analógico modulado en frecuencia ó digital como QPSK ó señales vídeo digital para satélites de radiodifusión (Dvb-s) ó cualquier otra clase de datos usados en aplicaciones punto a punto ó punto a multipunto.

Para evaluar la integridad de un transponder de un satélite, es necesario medir sus características (respuesta a la frecuencia, por ejemplo) y las características de su amplificador de alta potencia (HPA), tal como sensibilidad y potencia de saturación. Después del lanzamiento, estas características tienen que ser medidas en una prueba de comienzo de vida, ya que ellas están sujetas al envejecimiento del equipo, tienen que ser supervisados regularmente a través de la operación del sistema para garantizar que todavía cumplan las especificaciones iniciales. Existen dos clases de prueba de

transponder las cuales son comienzo de vida y prueba en servicio. El enfoque de este estudio es sobre el método de medición de la repuesta en frecuencia.

El recorrido de la señal de un transponder utilizado en los satélites para la transmisión directa a casa (DTH) se muestra en la figura 6.1. Una señal que pasa a través de un transponder de satélite es primero recibida por la antena y amplificada en un amplificador de bajo ruido (LNA) en el satélite y entonces la información es recuperada en el receptor. Pues la señal entrante consiste en diferentes portadoras moduladas como FM o QPSK ellas son multiplexadas usando FDMA, la portadora modulada es recibida y separada del resto de la señal.

Cada portadora modulada tiene su propio amplificador limitador (DLA) y amplificador de alta potencia (HPA). El HPA es usualmente un amplificador de tubo de ondas progresivas (TWTA). Ya que el HPA funciona generalmente en su región de saturación no lineal, este solo puede amplificar una señal sencilla con objeto de evitar la distorsión de la señal de salida debido a los productos de intermodulación. La salida amplificada es entonces filtrada por medio de un filtro de pasa banda (filtro OMUX) con objeto de prevenir la transmisión de ruido de banda ancha desde el HPA y después se combina con las otras señales amplificadas en la antena transmisora.

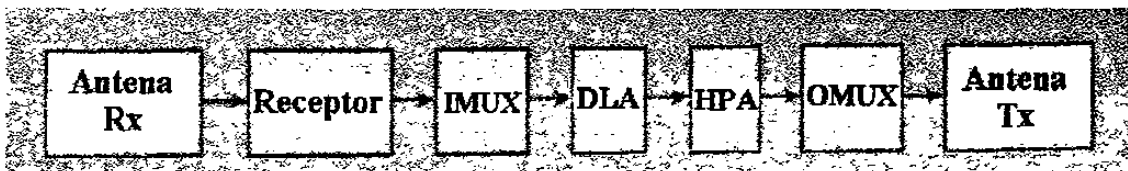


Fig. 6.1 Secuencia de señal de un transponder de satélite.

La característica de la banda de paso del transponder resulta de los filtros IMUX y OMUX. Generalmente la respuesta de frecuencia de la cadena de filtros se mide con la ayuda de un analizador de enlace de microondas (MLA). Utiliza una portadora modulada en frecuencia que barre sobre la región de la frecuencia de medición y mide la respuesta en amplitud y el retraso de grupo, similar a una medición del analizador de red.

El retraso de grupo τ_G es determinado distinguiendo la medición de fase ϕ con respecto a la frecuencia f y esta dado por:

$$\tau_G = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} \quad \text{Ec. 6.1}$$

El MLA necesita una razón señal a ruido positiva y suficiente para medir la amplitud y la fase. Por lo tanto la carga útil del transponder de satélite tiene que ser apagada, pues la medición puede alterar las señales de vídeo o datos. Ésta es una pérdida importante de eficiencia en la operación del satélite. Otra desventaja de la medición con MLA es su inexactitud debido a la conversión de la amplitud-fase (AM-PM) en el caso de una medición de una señal de alto nivel alimentada a través de un filtro en un amplificador no lineal. Además, la señal de frecuencia modulada del MLA tiene una alta densidad espectral, la cual puede, bajo ciertas circunstancias, producir interferencia con los sistemas de satélites cercanos, como será explicada más adelante.

Las aplicaciones de las señales de espectro expandido ayuda a superar todas estas desventajas. Una vez que la portadora medida se module con una señal pseudo ruido (PN), el nivel requerido de la señal es mucho más bajo comparado con una medición de MLA. La medición puede también ser realizada sin apagar la carga útil del transponder.

Ya que una señal PN tiene una auto correlación muy aguda en retraso a cero, esta puede ser detectada por la correlación de la señal medida retornada con la secuencia PN conocida. La detección se hace con un lazo de amarre de retardo (DLL) que determina exactamente amplitud y el retraso de grupo del canal.

Usando la técnica de la medición de espectro expandido en un transponder ocupado, la respuesta de frecuencia del canal se mide bajo condiciones reales de operación, mientras que las mediciones de MLA pueden no alcanzar estas condiciones realistas. Como resultado de los bajos niveles de potencia en la medición de la señal, la

interferencia de otros canales se minimizan en la prueba del comienzo de vida así como en la prueba de servicio.

6.2 PRINCIPIOS DEL MÉTODO DE ESPECTRO EXPANDIDO.

Se llama secuencia pseudo-ruido a la secuencia de unos y ceros con ciertas propiedades estadísticas que son conocidas en el transmisor y receptor pero que parece una secuencia aleatoria. Una vez que la señal medida es modulada en fase con una secuencia PN, es posible detectar la señal medida en un ambiente ruidoso, aun con valores negativos de portada a ruido (C/N).

Esto es posible porque la secuencia PN tiene un pico sencillo, inequívoco en su función del auto correlación. Demodulando la superposición recibida de la señal medida y el ruido con una secuencia PN conocida, es posible analizar la señal medida aun si el nivel es 30 dB menor que el ruido. La demodulación de la señal medida es conseguida en un DLL que "mira" la señal modulada PN y determina la amplitud y el retraso de grupo de la señal. Se generan las secuencias PN usando los registros de corrimiento de retroalimentación. Y ellos se clasifican dependiendo de su longitud y propiedades estadísticas. Una secuencia de longitud infinita tiene una función de auto correlación triangular PN. Las funciones de auto correlación triangular son óptimas para la detección de la señal.

Por lo tanto una secuencia PN finita se optimiza con respecto a su función de auto correlación haciendo tan cercana a una relación triangular tanto como sea posible. La máxima longitud de la secuencia PN son secuencias PN con pico de auto correlación principal y picos laterales suprimidos. Esto asegura una alta ganancia de procesamiento cuando se utilizan para la transmisión de una señal medida debido a que se minimiza la probabilidad de que el DLL amarre sobre un lóbulo lateral en vez del pico principal. La figura 6.2 muestra la función de auto correlación de un registro de corrimiento máximo de una secuencia PN de longitud 31. Las secuencias como estas son aplicables en un

sistema práctico de medición. Puede verse que su forma es casi triangular y que los lóbulos laterales son mucho más pequeños que el pico principal.

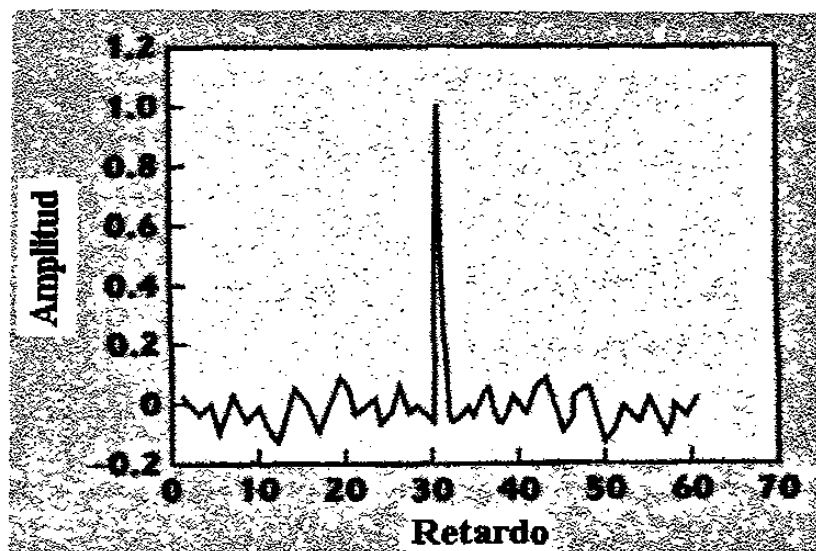


Fig.6.2 Función de Autocorrelación de una Longitud Máxima de 31 Secuencias PN.

Una vez que una señal portadora de señal limpia se modula con una secuencia PN, su espectro no será mayor que un simple pico, sino va a ser como una señal de espectro $\sin(x)/x$.

La potencia de la onda portadora se extiende por una región más grande de la frecuencia. El ancho de la señal modulada PN en la región de la frecuencia depende de la “razón de chip” del modulador de PN y mientras mayor sea la razón de chip mayor será el espectro de la señal modulada.

La forma de una señal modulada PN y su dependencia de su razón de chip son mostrados en la figura 6.3.

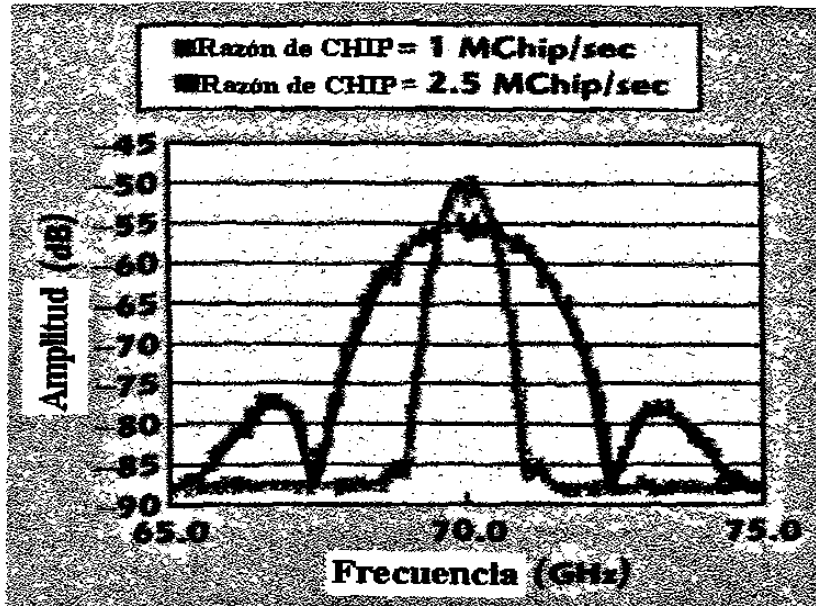


Fig. 6.3 Señal Modulada de PN con 1 y 2.5 Chiprates de Mchip/sec.

Los espectros son medidos en un sistema de medición de espectro expandido real bajo condiciones de laboratorio.

6.3 DETECCIÓN DE SEÑAL.

Para poder detectar una señal de medición modulada PN, es necesario sincronizar el código PN para la demodulación. Esto se hace con el DLL. Para el proceso de la demodulación, la secuencia PN en el receptor se debe sincronizar con la secuencia PN entrante. En un DLL coherente, el receptor se sincroniza con la fase conocida por el transmisor. En el caso general, la fase de la señal PN es recuperada de la misma señal medida en un DLL no coherente, ya que la fase del transmisor no es conocida.

Hay dos clases principales de DLLs no coherente que se describen en este contexto. Un diagrama de bloque de un DLL estándar se muestra en la figura 6.4. La señal de entrada al DLL es una señal de datos que se multiplica con una secuencia PN conocida en el transmisor. Esta multiplicación expande la señal de datos y permite que sea detectada desde otras señales. Para recuperar la señal modulada, la señal de entrada tiene que ser multiplicada con una replica sincronizada de la secuencia PN.

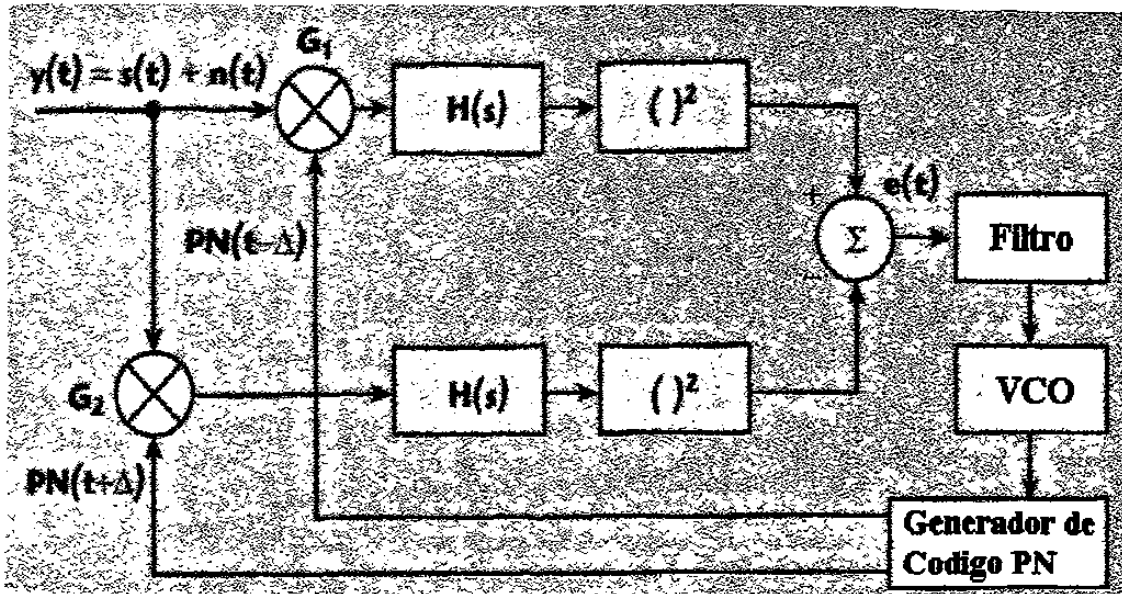


Fig.6.4 Lazo de Amarre de Retardo No Coherente Estándar.

Una señal de entrada consistente en una señal modulada PN $s(t)$ y ruido $n(t)$ es correlaciona con la secuencia PN conocida. La señal se multiplica con una versión adelantada y retardada del código PN.

Esas dos replicas de código PN están separadas 2Δ en tiempo, mientras que el desfase en el tiempo Δ debe ser más pequeño que la duración T_C de un chip de secuencia PN. Para conseguir una correlación, las señales multiplicadas son filtradas con un filtro $H(s)$ pasa bandas.

Después las señales se cuadran en cuadratura y se diferencian para una conseguir una señal de error que permita el control del generador de código PN debido a su forma característica, la señal del error $e(\tau)$ como función de corrimiento τ es llamada curva S. Puede ser visto en la figura 6.5 para una secuencia PN no filtrada (Cuadrada perfecta).

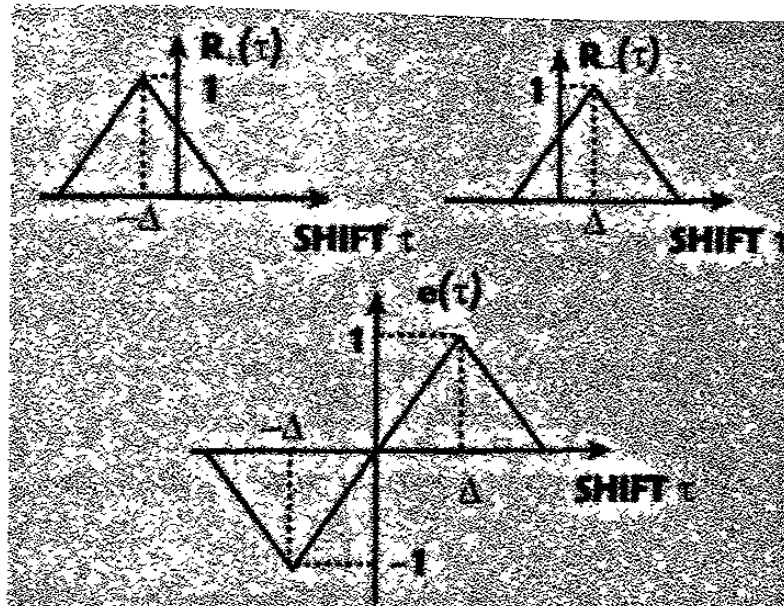


Fig.6.5 Autocorrelación de Avance y Retraso de Código PN y su Curva "S" Resultante.

El DLL exhibe un error de seguimiento una vez que el cero de la curva S no es mayor en el origen. El valor de la curva S en $\tau = 0$ constituye una señal de error $e(t)$ sobre el tiempo. Mediante ligeros barridos en la posición de la secuencia PN local con respecto a la señal recibida, el amarre DLL sobre la señal entrante hasta que se alcanza un cero en la curva S y $e(t)$ se aproxima a cero. La señal de error de lazo de un DLL estándar se puede calcular usando la ecuación 6.2, donde G_1 y G_2 denotan la ganancia el aumento de las dos ramas bloques de correlación.

$$\overline{e(t)} = \left\{ H(s) \left[G_2 \overline{y(t)PN(t + \Delta)} \right] \right\}^2 - \left\{ H(s) \left[G_1 \overline{y(t)PN(t - \Delta)} \right] \right\}^2 \quad \text{Ec. 6.2}$$

Esto muestra que un desbalance de ganancia $G_1 \neq G_2$ causa un error de seguimiento porque la señal de error que controla el VCO y la sincronización del código PN es diferente a cero en el adecuado tiempo de corrimiento t . El desequilibrio puede llegar a ser crucial porque es muy difícil implementar la misma ganancia en ambas

ramas debido a la tolerancia de los dispositivos electrónicos, y es casi imposible mantener una correlación balanceada debido al hecho otra vez de los cambios de las características del dispositivo.

Otros métodos para el seguimiento del código PN fueron considerados para finalmente resolver el problema de desbalance de ganancias para DLL estándar. El lazo Tau-Dither reduce la complejidad del hardware debido al uso de solamente un lazo de retroalimentación que conmuta al principio y al final de la trayectoria. Aunque esto elimina el problema de desbalance de ganancias, no muestra el mismo funcionamiento de seguimiento.

L.T. LaFlame fue el primero en realizar una modificación del DLL estándar que solucionó el problema de desbalance de ganancias y mantuvo las mismas características del funcionamiento. Este DLL fue modificado más adelante por Yost y Boyd, quienes fueron capaces de reducir la complejidad del hardware del DLL de LaFlame. El DLL de LaFlame es una modificación del DLL estándar que fue pensado para eliminar el error de seguimiento debido al gran desbalance. La figura 6.6 muestra una implementación en práctica de un DLL de LaFlame.

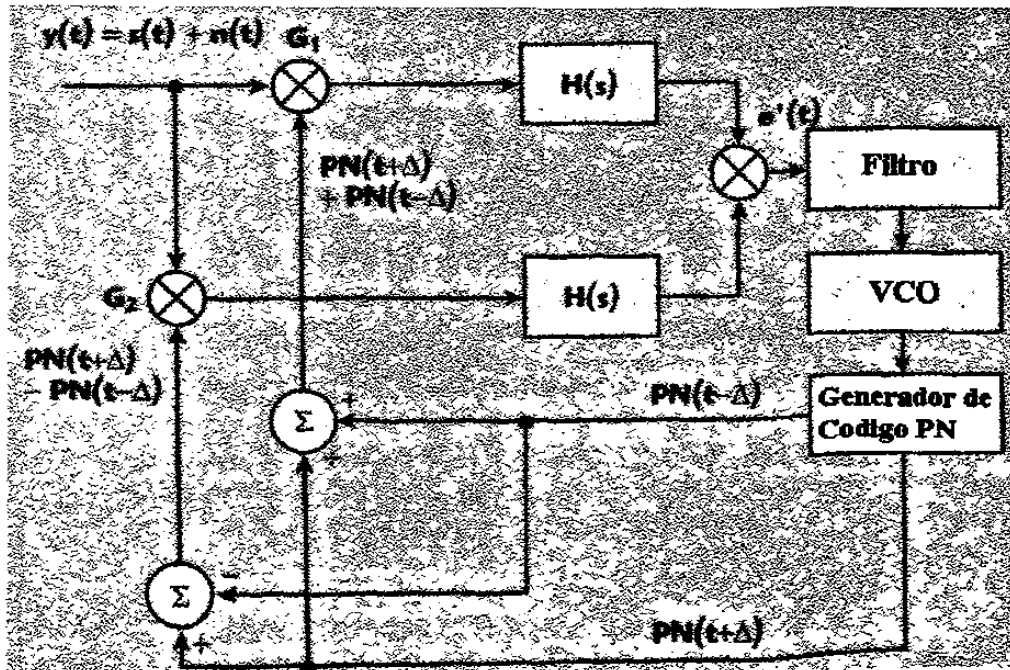


Fig. 6.6 Implementación de un LaFlame DLL.

En vez de diferenciar al principio y al final la señal de correlación, el DLL de LaFlame correlaciona la señal de entrada con la suma y la diferencia de la versión anterior y posterior de la secuencia PN, y multiplica los resultados para obtener la señal de error.

La ecuación 6.3 muestra que la señal del error es la misma que para un DLL estándar pero con un desbalance de ganancia $G_1 \neq G_2$ esto no desfasa el punto de seguimiento. Este principio de seguimiento es básicamente implementado en la configuración de medición usado para esta evaluación.

$$\begin{aligned}
 \overline{e'(t)} &= G_1 G_2 H(s) \\
 &\quad \left\{ \overline{y(t)} \left[\overline{PN(t + \Delta)} + \overline{PN(t - \Delta)} \right] \right\} \\
 &\quad \bullet H(s) \left\{ \overline{y(t)} \left[\overline{PN(t + \Delta)} - \overline{PN(t - \Delta)} \right] \right\} \\
 &= G_1 G_2 H^2(s) \overline{y(t)}^2 \\
 &\quad \left[\overline{PN(t + \Delta)}^2 - \overline{PN(t - \Delta)}^2 \right]
 \end{aligned}$$

Ec. 6.3

6.4 PARÁMETROS BÁSICOS DE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDEM.

Un DLL de LaFlame fue utilizado para la implementación del sistema de medición en este trabajo y se muestra en la figura 6.7.

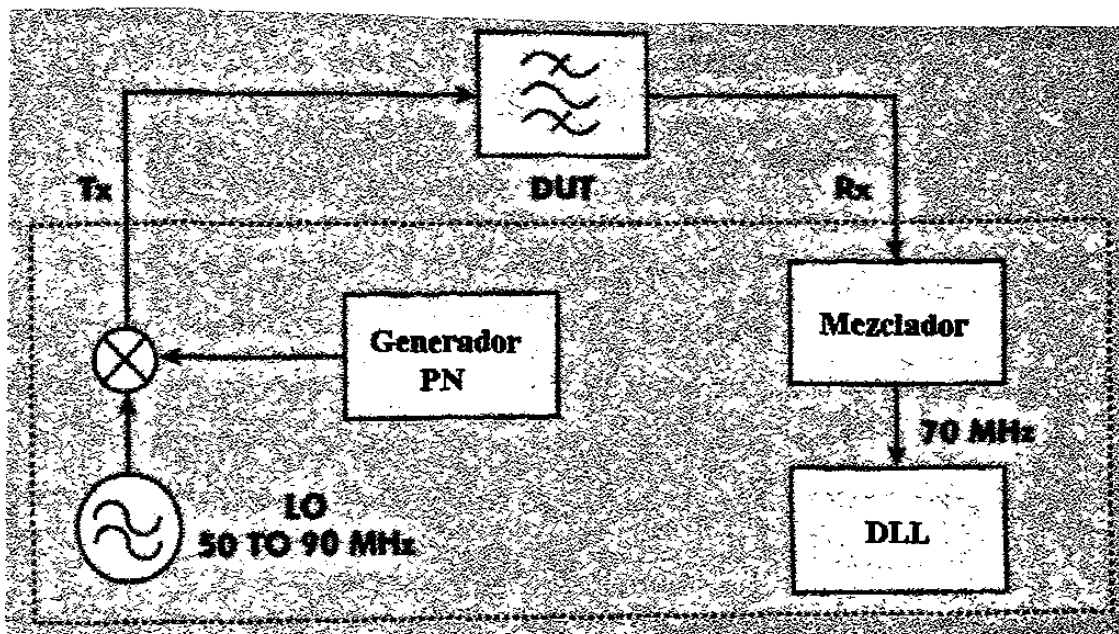


Fig.6.7 Canal de Medición de un Módem de Espectro Expandido.

Un oscilador local proporciona la señal de barrido desde 50 a 90 MHz la cual es modulada con una secuencia PN que es generada desde un generador PN. Esta señal de medición se pasa a través del dispositivo bajo prueba (DUT) el cual tiene un filtro pasa banda bajo condiciones de laboratorio, en vez de un transponder real de satélite que pudiera estar en servicio.

En el módulo receptor, la señal medida es convertida a una frecuencia intermedia central IF y entonces aplicada al DLL de LaFlame donde la amplitud y el retraso de grupo es determinado para cada punto de barrido.

Una potencia de transmisión típica para señales de prueba es aproximadamente 30 dB debajo de una señal típica de vídeo en un transmisor de satélite comercial.

Para poder detectar una señal de medición que esta localizado 30 dB debajo del nivel de ruido, es necesario tener una ganancia de procesamiento. La ganancia de procesamiento GP de un receptor PN depende del cociente de razón de chip y la razón de transmisión de datos en el canal medido según la ecuación 6.4.

$$G_p(\text{dB}) = 10 \lg \frac{\text{Razon de Chip}}{\text{Razon de Datos}}$$

Ec. 6.4

Observe que la señal medida es generalmente una señal digital modulada de QPSK en lugar de una señal portadora limpia considerada en la introducción anterior a la modulación PN. Para obtener una ganancia de procesamiento suficientemente alta, una razón de transmisión de datos de 1 kbit/s y una secuencia PN de un registro de corrimiento de quince etapas (produciendo la longitud del chip de $2^{15}-1=32767$) pueden ser utilizados para producir una señal de ancho de banda de 32.767 Mchip.

En este caso la ganancia de procesamiento resulta ser $G_p = 45.15$ dB según la ecuación 6.4, la cual es más que suficiente para detectar una señal medida de 30 dB abajo de la señal de carga útil. La figura 6.8 muestra cómo la señal medida teniendo un ancho de banda de 1 KHz, es expandida en casi todo el ancho de banda del canal de 32 MHz y cómo las viejas señales son recuperadas a través del receptor, comprimiendo este con una copia local de la secuencia PN.

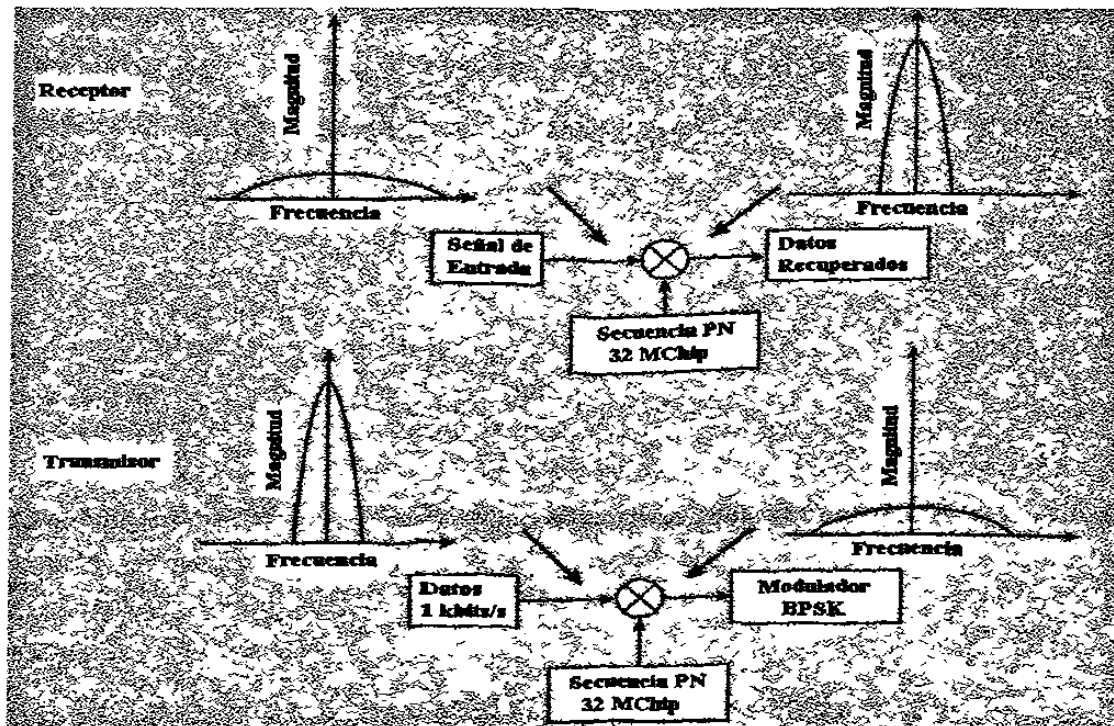


Fig.6.8 Expansión y Compresión de una Medición de Señal.

En el caso de medición de un canal de comunicaciones satelital, la distancia entre la estación terrena y el satélite pueden cambiar debido al movimiento del satélite. Un satélite geoestacionario puede moverse en una dirección radial con una velocidad de varios m/s, dando una variación de retraso de grupo inaceptable durante el tiempo de la medición. Además, la pérdida de trayectoria entre la estación terrena y el satélite pudiera variar debido a los efectos atmosféricos.

Estos problemas son solucionados usando una señal de referencia localizada en una frecuencia fija en alguna parte del mismo transponder o aún en un transponder vecino en el mismo satélite.

La respuesta de frecuencia deseada del canal de comunicaciones puede ser obtenida restando los valores medidos de una señal de referencia de los valores de un barrido de frecuencia. Aplicando el nuevo método de medición alcanza exactitudes de 0.1 dB en un barrido de la amplitud y un 1ns en un barrido de retraso de grupo.

La exactitud de barrido del retraso de grupo es consistente con un modelo para la variación de error en el tiempo de un DLL coherente estándar o de un DLL no coherente bajo condiciones de una ganancia de procesamiento suficiente. Según Holmes, la desviación estándar τ_{DLL} del error de retraso de grupo es dado por la ecuación 6.5.

$$\sigma = T_C \cdot \sqrt{\frac{B_{DLL}}{2 \cdot C / N_0}} \quad \text{Ec. 6.5}$$

Donde

T_C = longitud de chip

C/N_0 = cociente señal a ruido

B_{DLL} = ancho de banda del lazo de procesamiento.

6.5 APLICACIONES Y VENTAJAS DEL MÉTODO DE ESPECTRO EXPANDIDO.

El nuevo método de espectro expandido tiene ventajas considerables sobre los métodos existentes de medición. Estas ventajas se discuten en esta sección así como las que se refieren a las mediciones de respuesta de frecuencias. Además los modems de espectro expandido, abren una amplia variedad de otras aplicaciones, incluyendo mediciones precisas de rango entre la estación terrestre y el satélite, la traslación de la frecuencia y medición del punto de operación de TWTA.

Además, también se logra la medición de todos los parámetros de una configuración en el transmisor y el receptor en diferentes sitios.

6.5.1 PRUEBA DEL TRANSPONDER CON EL MÉTODO ACTUAL.

El método actual para medir amplitud y retraso de grupo de un transponder en los satélites utiliza un analizador de enlace de microondas (MLA). El transmisor del MLA genera una señal modulada en frecuencia, que es barrida sobre la banda de frecuencia que se analizará.

La respuesta de amplitud se mide a través de la evaluación del nivel de la señal recibida sobre frecuencia, mientras que el retraso de grupo se determina de la ecuación 6.1.

Hay dos principales escenarios para prueba de transponder de satélites en órbita. Una vez que el satélite es lanzado y es colocado en su órbita, las pruebas de comienzo de vida (BOL) son realizadas con el objeto de reevaluar las características del transponder que pudieran haber sufrido cambio durante el lanzamiento.

La segunda aplicación es en prueba con servicio durante la operación del satélite, sin desconectar la señal de carga útil. Para asegurar la calidad del servicio, la degradación de las características del canal debido al envejecimiento debe ser observada.

La figura 6.9 muestra la situación durante una prueba de BOL con la carga útil desconectada. Una estación terrena prueba un satélite transmitiendo una señal de monitoreo a través del transponder (DUT). Esta señal también se recibe en el equipo de DTH de los usuarios finales de un satélite cercano, donde puede generar interferencia y deterioro en la recepción de la carga útil.

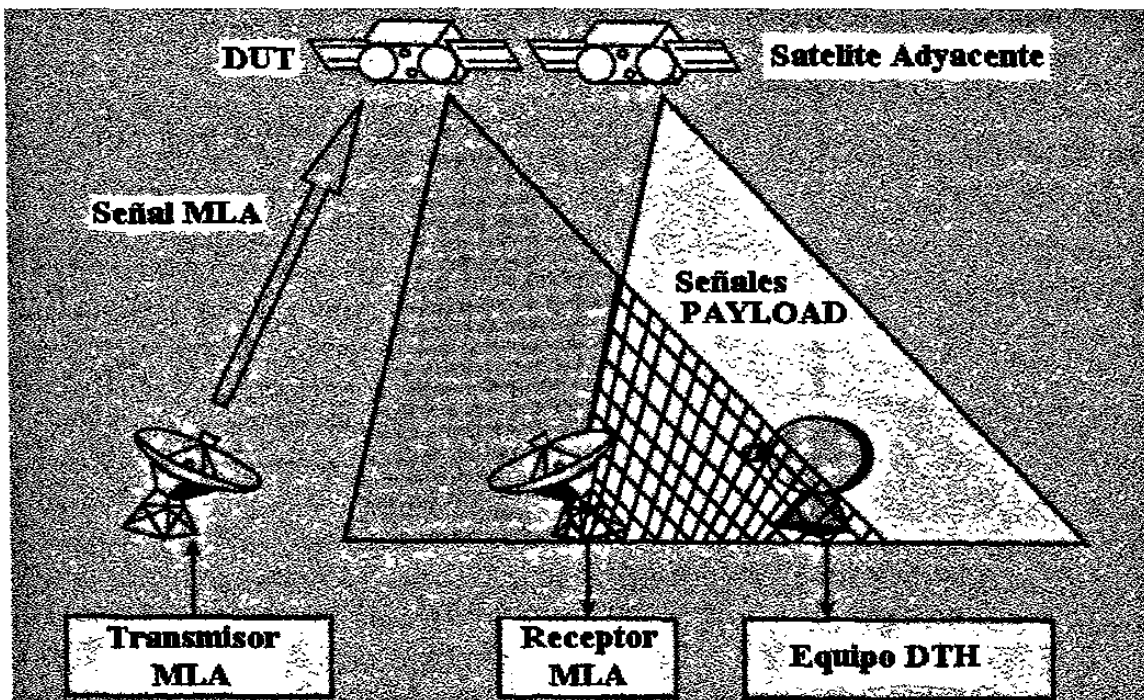


Fig.6.9 Interferencia debido a las Mediciones de MLA durante una Prueba de BOL.

Por lo tanto, antes de realizar mediciones sobre transponders con señales MLA (durante la prueba de BOL en una ranura orbital, por ejemplo, al lado de un satélite operacional usando las mismas bandas de frecuencia) las pruebas de las señales de enlaces de subida deben ser coordinados entre ambos operadores de los satélites. Como el arco geostacionario comienza a saturarse con satélites operando en banda Ku, es

difícil encontrar ranuras orbitales libres para los propósitos de la prueba de BOL con métodos estándares de medición.

6.5.2 VENTAJAS DEL NUEVO MÉTODO.

Si se aplica el nuevo método de espectro expandido, la situación es diferente y la mayoría de los problemas que ocurren durante la prueba usando el MLA pueden ser solucionados. La ventaja más importante es que la potencia de la transmisión de la señal de medición puede ser cerca de 30 dB menor que en el caso de MLA. El problema descrito previamente no es el más crítico, puesto que la señal de medición está debajo del nivel de ruidos y no influye a usuarios de DTH.

Una situación nueva completamente se muestra en la figura 6.10 para las pruebas regulares en órbita.

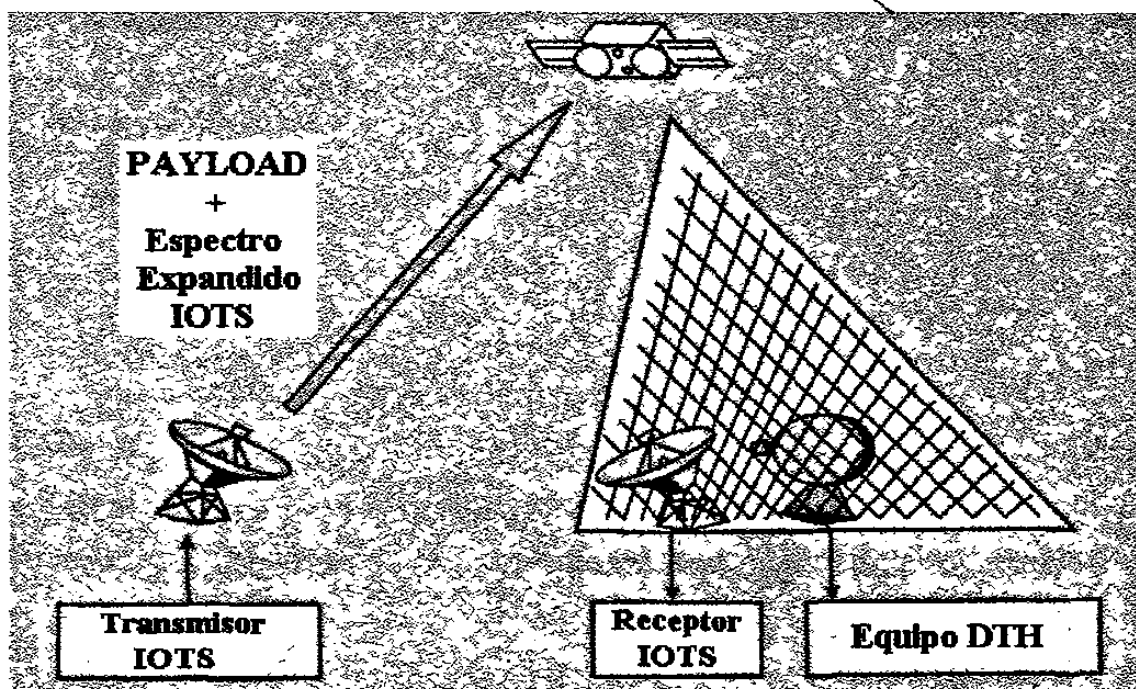


Fig. 6.10 Medición de Espectro Expandido en Órbita.

La señal de carga útil y la señal de la prueba en órbita (IOTS) se transmiten al transponder del satélite. La señal retransmitida es detectada por el receptor de IOTS y

los usuarios caseros de DTH. Puesto que la señal modulada PN de medición no afecta la señal de carga útil, no habrá disminución en la calidad del servicio del transponder medido así como en los transponders de satélites adyacentes.

Esta clase de medición no es posible con las señales de MLA, porque la señal de carga útil sería deteriorada seriamente. También, el MLA no podría trabajar bajo estas condiciones de C/N.

Otro punto crucial es que el transponder medido está trabajando bajo condiciones reales mientras que este no está durante una medición de MLA. La señal de MLA no calienta el hardware del transponder bajo condiciones de carga reales, puesto que la señal de MLA no debe conducir al TWTA a saturación.

Por otro lado el retraso de grupo no será medido correctamente. Debe ser también considerado que una señal MLA tiene una densidad espectral de potencia totalmente diferente de una señal estándar de carga útil.

6.6 VERIFICACIÓN DEL MÉTODO DE ESPECTRO EXPANDIDO.

El sistema descrito hasta ahora se ha implementado en un sistema de medición real y las mediciones se han realizado en un ambiente de laboratorio con un filtro pasa bandas usado como DUT, el cual es posible modelar todos los tipos de canales de transmisión, no solamente los transponders de satélites.

Las figuras 6.11 y 6.12 muestran los resultados de medición para la amplitud y el retraso de grupo comparado con las mediciones de MLA tomadas del mismo DUT. Puede ser visto que ambas mediciones se acoplan extremadamente bien.

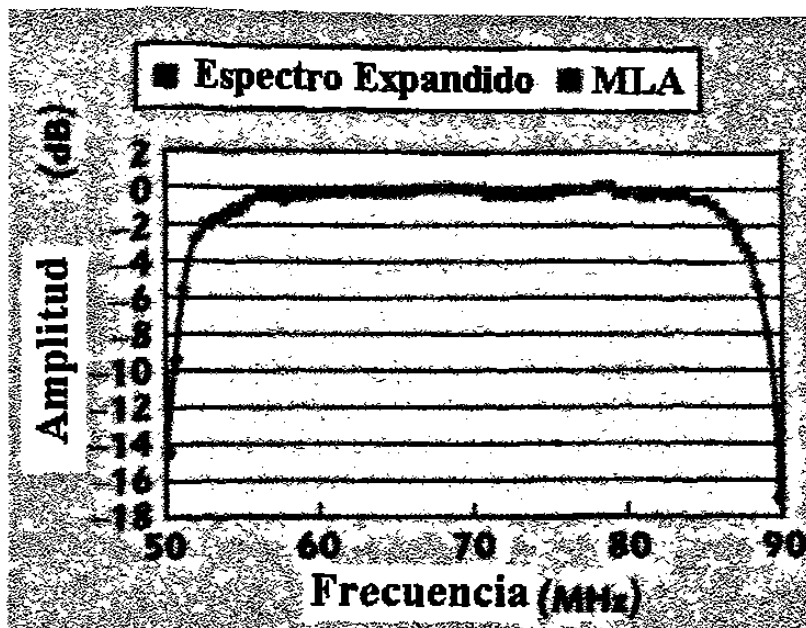


Fig. 6.11 MLA y Mediciones de Amplitud de Espectro Expandido en IOT.

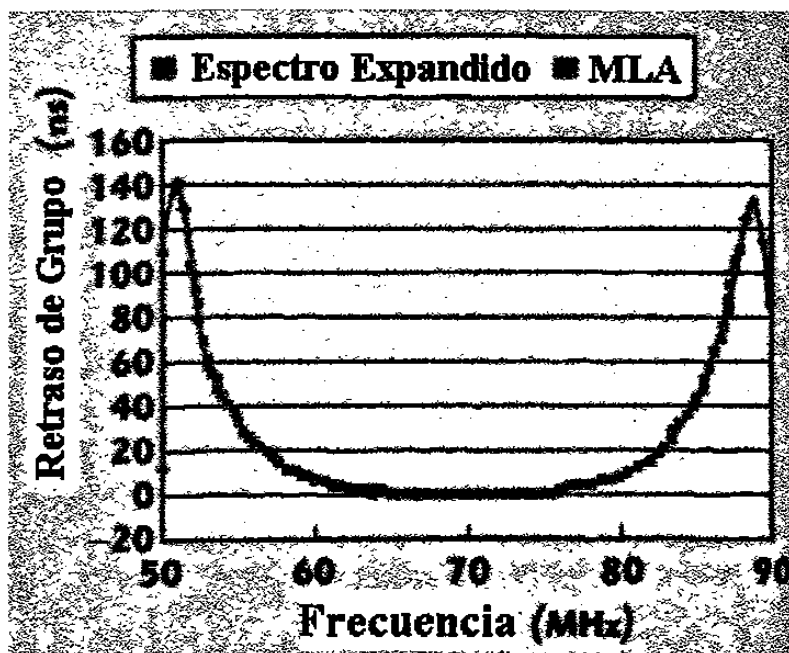


Fig. 6.12 MLA y Mediciones de retraso de Grupo de Espectro Expandido en IOT.

Otra ventaja de usar señales de espectro expandido es que todavía mide correctamente a altas atenuaciones en las regiones fuera de la banda del filtro mientras que el MLA no. Estas mediciones confirman la funcionalidad del nuevo método de espectro expandido.

6.6.1 INFLUENCIA EN CARGA UTIL.

Con el objeto de estar seguro que el nuevo método de espectro expandido es conveniente para la medición de la amplitud y el retraso de grupo mientras que el transponder está en servicio, es necesario examinar la influencia de las señales de medición moduladas PN sobre la degradación de la señal vídeo. Se han examinado señales analógicas de vídeo moduladas como FM y digitales moduladas como QPSK y señales Dvb-s.

La degradación de la señal de vídeo analógica se ha examinado en la banda base usando un medidor de razón señal a ruido. Se ha encontrado que no hay degradación en la razón señal a ruido si la señal PN es más de 27 dB abajo de la carga útil de vídeo. Esta condición se resuelve con el equipo nuevo de medición, que trabaja 30 dB debajo de la carga útil de vídeo.

La degradación de la señal de vídeo digital se ha examinado con respecto a la razón bit error (BER) que tiene que permanecer debajo de 10^{-3} para asegurar la calidad del servicio. Esta especificación se resuelve bajo condiciones peores de transmisión una vez que la señal PN modulada siga siendo más de 14 dB debajo de la carga útil de vídeo.

7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

7.1 Conclusiones.

Esta tesis analiza un nuevo método basado en espectro expandido para prueba de transponder de satélite en órbita. Después del análisis del nuevo método se observa ventajas significativas sobre el método convencional para medir características basadas en los satélites del transponder.

Las mediciones son menos molestas para la operación comercial del transponder, por lo tanto los costos se reducen. El método se considera ser aplicable después de que el éxito fuera alcanzado en mediciones válidas de la prueba y después de comprobar la influencia de las señales de la medición en la carga útil.

El uso de este nuevo método de medición no se limita a los transponders basados en los satélites. Por ejemplo, el módem de espectro expandido se puede también utilizar para las mediciones de perdidas de retorno simplemente agregando los aisladores apropiados del RF. Combinando ambas características, el nuevo método se podía utilizar como reemplazo del analizador de red para DUTs específicos.

7.2 Recomendaciones.

Se recomienda la aplicación de este nuevo método de espectro expandido para la prueba de transponder de satélite en órbita por tener estas principales ventajas:

- El método puede ser aplicado en presencia de otra señal, sin la generación de interferencia mutua, debido a la densidad espectral baja de un sistema del espectro expandido.
- Los resultados de la medición son muy confiables.
- Apoya no solamente mediciones de la respuesta de frecuencia, pero también la traducción de la frecuencia y la señal pequeña ganan en la medición, conduciendo a un número de usos para la prueba basada en los satélites en órbita.
- Considerando que en México, que los sistemas satelitales han sido asignada a SATMEX, la recomendación de este método es dirigida hacia ellos como responsables de la operación de los satélites mexicanos.

BIBLIOGRAFÍA.

- Dixon, Robert C, Spread Spectrum System with commercial applications, Editorial John Wiley & Sons, Inc, 1994.
- Miller, Michael J, Satellite Communications (Mobile and Fixes Services), Kluwer Academic Publishers, 1993.
- Mompin Poblet, Jose, Televisión Directa por Satélite, Editorial Marcombo, 1986.
- Roddy, Dennis, Satellite Communications, Editorial Mc Graw Hill, 1996.
- Rodríguez Zamora, Jesús, Comunicación Vía Satélite Proyecto Iridium, FIME-UANL, 2000.
- Tomasi, Wayne, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Editorial Prentice Hall, 1996.
- Van Trees, Harry L, Satellite Communications, I.E.E.E 1979.

INTERNET

<http://www.ses-astra.com>

Guy Harles, Earth Station Engineer, Email: Guy.Harles@ses-astra.com

http://www.une.edu.ve/~iramirez/te1/disertaciones_unidad2b.html

<http://www.sss-mag.com/ssttopics.html>

<http://www.sss-mag.com/spectrum.html>

<http://www.denayer.be>

<http://206.223.8.10/linksite/manuals/datasheets/delaydeg7.pdf>

<http://www.intersputnik.com/docs/Tsog-200.pdf>
<http://www.siste.com.ar/modulacion.htm>
<http://www.geocities.com/capecanaveral/hall2217/digital.htm>
<http://www.redlibre.net/HOWTO/Inalambrico-COMO-3.html>
<http://mx.geocities.com/AdmonRedes/EquipoSiete.htm>
<http://mipagina.euskaltel.es/samal/raul.html>
<http://www.newwaveinstruments.com/resources/glossary.htm>
<http://cobalt.et.tudelft.nl/~glas/ssc/techn/techniques.html>
<http://www.bee.net/mhendry/vrml/library/cdma/cdma.htm>
<http://esapub.esrin.esa.it/pff/pffv6n4/pypv6n4.htm>
<http://murray.newcastle.edu.au/users/staff/eemf/ELEC351/SProjects/Morris/applic.htm>
http://www.css.tayloru.edu/~physics/picosat/technical_specs/communications/sum_from_pap.htm
<http://www.miamielectronica.com/analizador.htm>
<http://www.esa.int/est/prod/prod0636.htm>
<http://www.esa.int/est/catel.htm>

LISTADO DE FIGURAS.

CAPITULO	PAGINA
2	
2.1. Satélite Orion I.	6
2.2. Posición satelital.	9
2.3. Angulo de elevación y azimut.	12
2.4. Satélite estabilizador de 3 ejes.	15
2.5. Huella del Satmex 5 en banda Ku.	18
2.6. Huella general del Satmex 5.	18
2.7. Modelo de subida.	20
2.8. Transponder.	21
2.9. Modelo de bajada.	22
3	
3.1. Representación de onda portadora.	26
3.2. Onda modulada en amplitud.	26
3.3. Onda modulada en frecuencia.	27
3.4. PCM.	29
3.5. Señal FSK.	33
3.6. Diagrama fasorial QPSK.	35
3.7. Modulador de QPSK.	36
3.8. Transmisor de 8 QAM.	37
3.9. Diagrama de constelación 8 QAM.	38
3.10. Jerarquía europea.	40
3.11. Jerarquía norteamericana.	41
3.12. Acceso múltiple: a)FDMA, b)TDMA y c) CDMA.	42
4	
4.1. Transformadas de Fourier.	47
4.2. Espectros de frecuencia típicos de DS y FH..	48

4.3. Densidad de potencia a)Señal continua no modulada y b)DS.	50
4.4. Espectro típico de secuencia directa.	52
4.5. Modulador bifásico de secuencia directa.	53
4.6. Sistema de secuencia directa.	54
4.7. Señal de secuencia directa.	55
4.8. Secuencia Directa sin balance de portadora.	55
4.9. Modulación PAM.	56
4.10. Sistema de salto de frecuencia.	57
4.11. Espectro de salto de frecuencia.	58
4.12. Espectro ideal de salto de frecuencia.	58
4.13. Espectro de salto de tiempo	60
4.14. Sistema de salto de tiempo.	61
4.15. Formas de onda típicas del sistema Chirp.	62
4.16. Espectro de frecuencia del sistema híbrido FH/DS.	63
4.17. Transmisor híbrido FH/DS.	64
4.18. Receptor híbrido FH/DS.	65
4.19. Aplicación del sistema híbrido TH/FH.	66
4.20. Sistema híbrido TH/DS a)Tx y b) Rx.	67

5

5.1. Retraso de Grupo y Espectro Trasmitido.	69
5.2. Equipo de Enlace.	70
5.3. Prueba Establecida.	72
5.4. QPSK Lineal y Parabólico GD.	74
5.5. 8PSK Lineal y Parabólico GD.	74
5.6. 8PSK Ondulación GD.	75
5.7. 16QAM Lineal y Parabólico GD.	75
5.8. Prueba de Amplitud.	78

6

6.1. Secuencia de Señal de un Transponder de Satélite.	81
--	----

6.2. Función de Autocorrelación de una Longitud Máxima de 31 Secuencias de PN.	84
6.3. Señal Modulada de PN con 1 y 2.5 Chiprates de Mchip/sec.	85
6.4. Retraso de Lazo Bloqueado No Coherente Estándar.	86
6.5. Autocorrelación de Avance y Retraso de Código PN y su Curva "s" Resultante.	87
6.6. Implementación de un LaFlame DLL.	88
6.7. Canal de Medición de un Módem de Espectro Expandido.	90
6.8. Expansión y compresión de una Medición de Señal.	91
6.9. Interferencia Debido a las Mediciones de MLA Durante una Prueba de BOL.	94
6.10. Medición de Espectro Expandido en Órbita.	95
6.11. MLA y Mediciones de Amplitud de Espectro Expandido en IOT.	97
6.12. MLA y Mediciones de retraso de Grupo de Espectro Expandido en IOT.	97

LISTADO DE TABLAS.

CAPITULO	PAGINA
2	
2.1. Sistemas de comunicaciones.	10
2.2. Localización de satélites.	14
3	
3.1. Tabla de verdad de QPSK.	34
3.2. Tabla de verdad para convertidor.	38
5	
5.1. Ecuaciones Polinomiales para Prueba de Datos.	76
5.2. Máximo SR*GD.	77

APÉNDICES.

APÉNDICE A.

ABREVIATURAS.

ADPCM	Modulación Diferencial Adaptable por Pulsos Codificados.
AM	Modulación en Amplitud.
APCM	Modulación Adaptable por Pulsos Codificados.
AT&T	Compañía de Telefonía y Telegrafía Americana.
BER	Razón Bit Error.
BOL	Prueba de Comienzo de Vida.
BPF	Dispositivo Limitador de Banda.
C/N	Relación Portadora a Ruido.
CEPT	Conferencia de Administraciones Postales y Telecomunicaciones Europeas.
CDMA	Acceso Múltiple por División de Código.
DVB-s	Doble Banda Lateral Vestigial.
DLA	Amplificador Limitador.
DLL	Lazo de Amarre de Retardo.
DOWN-LINK	Enlace Descendente Satelital.
DS	Secuencia Directa.
DSSS	Espectro Expandido de Secuencia Directa.
DTH	Transmisión Directa a Casa.
DUT	Dispositivo Bajo Prueba.
E_b/N_0	Relación de Energía por Bit a Densidad de Ruido.
EIRP	Potencia Isotópica Radiada Efectiva.
ES	Estación Terrena.
FDM	Multiplex por División de Frecuencia.
FDMA	Acceso Múltiple por División de Frecuencia.
FH	Salto de frecuencia.
FHSS	Espectro Expandido de Salto de frecuencia.
FM	Modulación en Frecuencia.

FSK	Modulación por Desplazamiento de Frecuencia.
GD	Retraso de Grupo.
GEO	Orbita Terrestre Geosincrona.
GP	Ganancia de Procesamiento.
HPA	Amplificador de Alta Potencia.
IF	Frecuencia Intermedia.
IOT	Prueba en Orbita.
ISL	Enlace Intersatelital.
ITU	Unión Internacional de Telecomunicaciones.
LNA	Amplificador de Bajo Ruido.
MLA	Analizador de Enlace de Microondas.
NAS	Sistema Norteamericano.
PAM	Modulación de Pulsos en Amplitud.
PCM	Modulación de Pulsos Codificados.
PN	Pseudo Ruido.
PSK	Modulación por Desplazamiento de Fase.
QPSK	Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura.
RF	Radiofrecuencia.
S/D	Relación Potencia de Señal a Potencia de Ruido de Cuantificación.
SFD	Densidad de Potencia de Saturación.
SR	Razón de Símbolo.
SS	Espectro Expandido ó Disperso.
TDM	Múltiplex por División de Tiempo.
TDMA	Acceso Múltiple por División de Tiempo.
TH	Salto de tiempo.
TTY	Teletipo.
TVD	Distribución de Televisión.
TWTA	Tubo de Ondas Progresivas.
UP-LINK	Enlace Ascendente Satelital.
WARC	Conferencia de Radio Administrativa Mundial.
WDM	Múltiplex por División de Longitud de Onda.

APÉNDICE B.

Preguntas mas frecuentes sobre Espectro Expandido.

1. ¿Qué es el espectro expandido?

La señal transmitida es diseminada sobre una banda de frecuencia mucho mayor que la estrictamente necesaria para transmitir la información enviada. La principal ventaja es la inmunidad a la interferencia de la banda estrecha.

2. ¿Cómo funciona el Espectro Expandido?

Funciona mediante cinco pasos:

- 1.-Muestra la señal de banda estrecha ideal de un remitente de datos del usuario.
- 2.- La señal enviada se extiende, convirtiendo la señal de banda estrecha en una señal de banda ancha. Este nivel de señal del usuario puede ser tan bajo como el ruido y así será muy difícil de descubrirlo.
- 3.- Durante la transmisión la banda estrecha y la banda ancha de interferencia se agregan a la señal.
- 4.- El receptor sabe ahora como despreciar la señal, convirtiendo ahora la señal del usuario en una señal de banda estrecha.
- 5.-Finalmente el receptor aplica un filtro de pasa bandas para cortar la frecuencia del lado izq. y der. de la señal. Y así el receptor puede reconstruir los datos originales por que el poder de la señal del usuario es bastante alta, es decir, que la señal es más fuerte que la interferencia restante.

3. ¿Cómo puede el espectro expandido ayudar cuando se estén utilizando señales de banda estrecha?

Aumentando la inmunidad a la interferencia de la banda estrecha.

4. Mencione algunas ventajas de utilizar de utilizar Espectro Expandido.

- Resistencia a las interferencias.
- Puede compartir la misma banda de frecuencia con otros usuarios.
- Baja probabilidad de interceptación e interferencia.
- Posibilidad de utilizar altas velocidades en enlaces digitales, limitadas en otros sistemas por el ancho de banda.

5. Mencione algunas desventajas de utilizar de utilizar Espectro Expandido.

- Complejidad en los receptores para expandir la señal.
- La necesidad de una banda de frecuencia debido a la expansión de la señal.

6. Explique el termino SDMA. (Acceso Múltiple por División de Espacio)

Se usa para asignar un espacio separado a usuarios en las redes inalámbricas. Una aplicación típica es la asignación de una estación base a un usuario de teléfono móvil. El teléfono móvil puede recibir varias estaciones con diferente calidad. Un algoritmo MAC podría decidir que estación base es la mejor, teniendo en cuenta que frecuencias (FDM), tiempos de slots (TDM) o código (CDM) es todavía disponible (dependiendo de la tecnología). Típicamente SDMA nunca es usado por separado, sino en combinación con uno o más otros esquemas. La base del algoritmo SDMA es formado por células y antenas sectorizadas que constituyen la infraestructura que pone en práctica la multiplexión por división de espacio (SDM).

7. Explique el termino FDMA (Acceso Múltiple por división de Frecuencia)

FDMA divide el espectro de frecuencia disponibles en múltiples canales, utilizando el usuario siempre el mismo durante toda la transmisión. En otras palabras tenemos: Forma para mantener varios flujos de información independientes en un mismo canal de comunicación. A cada flujo de información le es atribuido una gama de frecuencias, garantizando de esta manera que éstos no se mezclen aunque sean enviados en forma simultaneo.

8. Explique el término TDMA (Acceso Múltiple por División de Tiempo)

Comparado a FDMA, el acceso múltiple por división de tiempo ofrece más esquemas flexibles, que comprende todas las tecnologías que asignan ciertos intervalos de tiempo para la comunicación, esto es, controlando TDM. Ahora la sincronización con una cierta frecuencia no es necesaria, es decir, el receptor puede quedarse en la misma frecuencia todo el tiempo. Usando sólo una frecuencia y simples transmisores y receptores, hay muchos algoritmos diferentes para controlar el acceso al medio.

9. Explique el término TDM Fijo (cierto tiempo a un canal).

El algoritmo más simple para la utilización TDM asigna intervalos de tiempo para canales en un modelo fijo. Esto da como resultado un ancho de banda fijo y es la solución típica para sistemas de teléfonos inalámbricos. El MAC es bastante simple, solo es preocupante acceder en el tiempo de slot reservado. Si esto es asegurado, cada estación móvil conoce su turno y ninguna interferencia pasara. El modelo fijo puede ser asignado por la estación base, donde la competencia de querer acceder en el medio entre diferentes estaciones móviles es resuelta.

APÉNDICE C.

MC30-A.

ANALIZADOR DE ESPECTRO Y MEDIDOR DE CAMPO



ESPECIFICACIONES TECNICAS Y CARACTERISTICAS DEL MEDIDOR DE CAMPO/ ANALIZADOR DE ESPECTRO MC30-A

ENTRADA Y SINTONIA

- Frecuencias de operación: 46-860 MHz y 950-2150 MHz (banda de satélite)
- Conector de entrada: BNC
- Impedancia: 75 Ohmios

- Protección de entrada: +/- 50 Vpp, 130 dB μ V RF (3 Vrms)
- Atenuación 0dB a 70dB, manual o automático.
- Frecuencia en pasos: 50 KHz en FM, 250 KHz en terrestre y 1 MHz en satélite
- Sintonía Potenciómetro variable o por memoria.
- Pantalla 14 cm (5.5") Blanco y Negro
- Procesador Control lógico por microprocesador Zilog isplsi.
- Memoria Pre-memorizados planes de CATV y 32 posiciones programables por banda.
- Display Total y 4 niveles de espectro expandido.
- Espectro Expandido 32/16/8/4 MHz en terrestre, y 128/64/32/16 MHz en satélite
- Rango de medidas de señal : 20 dB μ V (-87 dBm, 30 dB μ V in sat picture) a 120 dB μ V (+13 dBm)
- Display de Medidas Lectura directa en el LCD display.
- Precisión. +/- 3dB

IMAGEN Y SONIDO

- Frecuencias y display de ajustes. En LCD screen (2 líneas, 32 caracteres)
- Demodulation 8 MHz terrestre, 27 Mhz satélite
- Display Analogo Display de canal sintetizado, positivo (Ku) y negativo (C) modulación de vídeo.
- Compatible Audio Video Standards 88 a 108 MHz FM, M/N (USA/Canadá/Japón) 4.5 MHz sound, D/K/K' (OIRT system) 6.5 MHz sound, I (UK) 6.0 MHz sound, B/G (CCIR system) 5.5 MHz sound, L/L' (France) 6.5 MHz sound, C-Band negative, Ku-Band positive, 5.5 MHz to 9 MHz satélite audio. PAL y NTSC ajustable según el país o usuarios.
- Audio Amplificación 500 mW parlante incorporado

LNB(F) Control y Alimentación

- LNB(F) power supply voltage 14V / 18V (450 mA) y 22KHz (600 mV), LED indicated, con protección de cortes.
- DISEÑO Comprometidos, frecuencia, análogos niveles, posicionador.

- Potencia (fuente): 12V, 3.5 AH battery or 12V, 4A external
- Consumo: 1.8A (sin LNB)
- Batería (vida útil): +/- 1 hora y 20 minutos.
- Recarga de la batería (tiempo): +/- 8 horas
- Dimensiones: 24 x 14 x 27 cm
- Peso: 5.8 Kg

Procedimiento

1. Encienda el analizador seleccionando 14 o 18 volts y si desea tener audio, seleccione el AUDIO BUZZER ON.
 2. Ajuste la unidad en modo "normal view" y debe ver una barra vertical a la izquierda de la pantalla o display.
 3. Si el LNB trabaja, usted vera ruido generado entre los 1400-1800 Mhz y si es demasiado, ajuste la atenuación a -10 o -20 db.
 4. Oriente la parábola según usted desee hasta que vea señales en el analizador. También escuchara un zumbido si el BUZZER ON esta activado. Cuando esto suceda, usted detecto un satélite.
 5. Mueva la parabólica en direcciones opuestas hasta que vea una mejor intensidad de señales en el satélite que usted busca.
 6. Ahora que usted ha identificado el satélite, ponga el marcador de pantalla en una de las señales mas débiles que vea y ajuste EXPANDED VIEW para ver esa señal mejor. Ajuste la antena según necesite y busque la mejor señal o la mas fuerte.
 7. Una vez que ajusto la antena, ajuste el LNB para eliminar errores de polaridad cruzada y la interferencia que la misma ocasiona en la recepción.
 8. Chequee que todos los tornillos de la antena se han apretado y una vez terminado el ajuste, apague el analizador y desconéctelo de los cables.
-

GLOSARIO.

Aislamiento de polarización cruzada

Relación del nivel de la componente de la señal deseada a la salida de la antena receptora en la misma polarización que la antena transmisora, con respecto a la componente de esta misma señal en la polarización contraria.

Amplificador

Dispositivo diseñado para aumentar el nivel de potencia, voltaje o corriente de señales eléctricas o electromagnéticas

Amplificador de Alta Potencia (HPA)

Dispositivo que incrementa el nivel de potencia de la señal en la etapa final para ser transmitida al satélite.

Amplificador de Bajo Ruido (LNA)

Dispositivo que tiene como función amplificar la señal recibida del satélite a través de una antena con una contribución mínima de ruido.

Amplitud Modulada (AM)

Técnica de modulación mediante la cual la amplitud de una onda portadora de radio varía de acuerdo a la amplitud de la señal de entrada.

Ancho de banda

Es la diferencia entre dos frecuencias dadas. Rango de frecuencias ocupado por una señal.

Angulo de azimut

Angulo de apuntamiento de una antena con respecto al Norte geográfico en el sentido de las manecillas del reloj.

Angulo de elevación

Angulo de apuntamiento de una antena con respecto al plano horizontal.

Antena Cassegrain

Antena de reflector parabólico principal y un subreflector hiperbólico colocado frente al alimentador, entre el vértice y el foco principal del reflector.

Apogeo

Es el punto más alejado del centro de la Tierra en la órbita de un satélite.

Atenuación

Término general para denotar una disminución en la magnitud de una señal en una transmisión de un punto a otro. Puede ser expresada como la relación entre la magnitud de entrada y la magnitud de salida, o en decibeles.

Atenuación por lluvia

Pérdida o reducción de las características de potencia y polarización de las ondas radioeléctricas debido a la lluvia o a nubes muy densas. Varía de región a región de acuerdo a la tasa de pluviosidad.

Atenuador de posición (ATP)

Dispositivo que reduce la potencia a la entrada del sistema. En un satélite de comunicaciones disminuye la sensibilidad a la recepción. Su valor se expresa en dB.

Back off

Nivel de reducción de potencia a la entrada de un amplificador para asegurar su operación en la región lineal, logrando con esto reducir al mínimo posible el ruido por intermodulación.

Banda de frecuencias

Conjunto de frecuencias comprendidas entre límites determinados.

Banda ancha

De manera general, es un equipo o sistema a través del cual se transmite información a muy alta velocidad. Un sistema de comunicación de banda ancha puede incluir la transmisión simultánea de varios servicios como vídeo, voz y datos.

Banda base

Banda de baja frecuencia que ocupan las señales antes de modular la señal portadora de transmisión.

Banda C

Rango de frecuencias que va de 3.7 a 6.4 GHz utilizada para transmisión/recepción de señales del Servicio Fijo por Satélite y microondas.

Banda Ku

Rango de frecuencias que va de 11 a 18 GHz utilizada para la transmisión/recepción de señales del Servicio Fijo por Satélite.

Banda L

Rango de frecuencias ubicado entre 1 y 2 GHz. Se emplea para comunicaciones móviles por satélite.

Bit Error Rate (BER)

Tasa de bits erróneos. Relación del número de bits erróneos al total de bits transmitidos en un determinado intervalo de tiempo.

Banda Ka

Rango de frecuencias de 20 a 30 GHz utilizada para la transmisión/recepción de señales desde estaciones fijas y móviles.

BPSK

Técnica de modulación digital por corrimiento de fase binario. La información digital se transmite cambiando la fase de la portadora 180° .

Broadcast

Transmisión unidireccional a múltiples puntos receptores. Radiodifusión.

Constante de Boltzmann

Relación de la energía promedio de una molécula a la temperatura absoluta del medio. Su valor es $k=1.38 \times 10^{-23}$ joules/kelvin = 228.5992 dBJ/K.

Cadena ascendente

Arreglo de equipos de telecomunicaciones utilizados en la transmisión de señales al satélite.

Cadena descendente

Arreglo de equipos de telecomunicaciones utilizados en la recepción de señales desde el satélite.

Canal Unico por Portadora (SCPC)

Técnica de acceso al satélite por división de frecuencia (FDMA) en el que la portadora se transmite de un punto a otro de manera continua.

CCITT

Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía. Actual Sector de Telecomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-T).

CCIR

Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicación. Actual Sector de Radiocomunicación de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R).

CDMA

Acceso Múltiple por División de Código; también conocida como Acceso Múltiple de Espectro Expandido ó Disperso. Técnica de acceso al satélite mediante la cual la señal es transmitida dentro de un determinado ancho de banda en ciertos períodos de tiempo a través de un código de transformación.

Comando

Ordenes generadas desde una estación terrestre hacia el satélite para su configuración o para efectuar ciertas acciones en éste.

CW

Portadora limpia. Señal sin modular

Centro de caja

Punto central de la posición orbital considerándola dentro de un cubo imaginario en el que deriva el satélite en cualquier dirección con un cierto rango de tolerancia.

Centro de control

Instalación integrada por sistemas y equipos para el control del satélite, recepción de telemetría y transmisión de comandos.

Cobertura

Región de tierra que es alcanzada por la radiofrecuencia emitida por un satélite. También se le denomina área de servicio.

Cobertura configurable

Capacidad del satélite para cambiar su área de servicio.

DAMA

Acceso Múltiple de Asignación por Demanda. Técnica de acceso al satélite en la que varias estaciones comparten un determinado ancho de banda en diferentes intervalos de

tiempo en función de una solicitud de transmisión y dejándolo disponible para el uso de otras estaciones del sistema.

Db

Unidad estándar para expresar la relación entre dos parámetros utilizando logaritmos de base 10. Se utiliza debido a que facilita los cálculos cuando intervienen cantidades muy grandes y muy pequeñas como en el caso de los enlaces vía satélite.

DBc

Decibeles referidos al nivel de potencia de la portadora.

DBi

Decibeles referidos a la potencia radiada por una antena isotrópica.

DBm

Decibeles referidos a la potencia expresada en miliwatts.

DBW

Decibeles referidos a la potencia expresada en Watts. La potencia de los satélites se expresa en dBW.

Densidad de potencia de ruido

Es la potencia de ruido generada por unidad de ancho de banda o en un determinado ancho de banda de referencia.

Derechos de aterrizaje

Permiso que otorga el ente regulador de un país para la transmisión y recepción de señales desde estaciones terrenas ubicadas en su territorio hacia satélites determinados.

Desecho espacial

Todo objeto fabricado en la Tierra que flota en el espacio sin un fin útil.

Eb/No

Relación de energía por bit a densidad espectral de ruido en Watts por Hertz.

Estación terrestre

Estación situada en un punto fijo en la Tierra destinada a establecer comunicación con una o varias estaciones espaciales, puede ser transmisora, receptora o transreceptora.

FDMA

Acceso Múltiple por División de Frecuencia. Técnica de acceso al satélite en la que cada portadora se transmite de manera constante en una frecuencia exclusiva durante todo el tiempo.

Figura de Mérito (G/T)

Es un indicador de la sensibilidad del sistema de recepción. Se define como la relación de la ganancia de la antena a la recepción con respecto a la temperatura de ruido del sistema a la recepción; sus unidades normalmente son dBi/K.

Figura de ruido

Representada como la relación señal a ruido a la entrada de un sistema con respecto a la relación señal a ruido a la salida del mismo sistema. Es la medida de la degradación de la relación señal a ruido en un sistema de comunicaciones.

Guía de onda

Dispositivo para conducción de ondas electromagnéticas.

Interferencias solares

Fenómeno natural que se presenta cuando el Sol atraviesa el plano ecuatorial de la Tierra y queda alineado con el satélite y el haz de la antena de una estación terrena. La radiación de energía electromagnética del Sol provoca un incremento importante en la temperatura de la antena, que interfiere con su operación normal. Las interferencias solares se presentan dos veces al año durante los equinoccios de primavera y otoño; su duración es de alrededor de 10 minutos por cinco días aproximadamente.

Interferometría

Detección, análisis y erradicación de interferencias

Modulación por Código de Pulsos (PCM)

Técnicas de modulación a través de la cual una señal analógica puede ser transmitida de manera digital mediante un proceso de muestreo, cuantificación y codificación. Tiene la ventaja de poder regenerar su señal digital en puntos intermedios del medio de transmisión, sin embargo requiere mayor ancho de banda que la analógica.

Multicasting

Transmisión desde un sólo punto a múltiples usuarios de una red que pertenecen a un grupo definido, no necesariamente a todos.

Orilla de cobertura (EOC)

Límite del área de servicio de un satélite.

Portadora

Señal de frecuencia fija generalmente, que es modulada por la señal de información a fin de transportarla.

Portadora limpia (CW)

Señal sin modular, onda continua

Portadora modulada

Señal que variará su amplitud, fase o frecuencia con respecto a una referencia conocida de acuerdo a la técnica de modulación utilizada en la transmisión.

Posición orbital

Es la ubicación de un satélite en el arco orbital. Se expresa en grados (Este / Oeste) a partir del meridiano de Greenwich.

PSK

Modulación por Corrimiento de Fase. Técnica de modulación digital.

Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (PIRE ó EIRP)

Es el resultado de la combinación de la potencia del transmisor con la ganancia de la antena en una dirección determinada: hacia el satélite o del satélite hacia la estación receptora. Se expresa en dBW.

Rango

Es el proceso a través del cual se determina la ubicación exacta del satélite.

Rango del atenuador

Ajuste de ganancia de un transponder expresado en dB

Relación portadora a densidad de ruido (C/No)

Relación de potencia entre la portadora y la densidad de potencia de ruido en un ancho de banda de 1 Hz. Se expresa en dB/Hz.

Relación portadora a ruido (C/N)

Relación de la potencia de una portadora digital con respecto a la potencia de ruido en el ancho de banda que ocupa. Se expresa en dB.

Relación señal a ruido

Relación de la potencia de una señal analógica con respecto al nivel de ruido. Se expresa en dB.

Ruido

Señales indeseables en un circuito de comunicaciones. Se expresa en dB.

Ruido térmico

Ruido producido por el movimiento aleatorio de los electrones tanto en un medio de transmisión como en los equipos de comunicación.

Ruido de intermodulación

Se presenta cuando una o más señales pasan a través de un dispositivo no lineal con niveles de entrada demasiado altos produciendo señales espurias.

Satélite

Cuerpo que gira alrededor de otro y cuyo movimiento está determinado principal y permanentemente por la fuerza de atracción de éste último. En comunicaciones, artefacto puesto alrededor de la Tierra como repetidor de señales de radiofrecuencia.

Satélite geoestacionario

Satélite geosincrónico cuya órbita circular se encuentra sobre el plano ecuatorial y que aparentemente permanece fijo con respecto a un punto determinado sobre la Tierra. La altura de la órbita geoestacionaria es de 35,848 kms.

Satélite de giro

Satélite estabilizado debido al giro de una de sus secciones.

Satélite triaxial

Satélite estabilizado en sus tres ejes y con movimiento en las tres direcciones gracias a la disposición de los impulsores.

Sistema de Localización de Transmisores (TLS)

Sistema para geolocalización de fuentes generadoras de interferencia radioeléctrica.

Servicio ocasional

Servicio que se proporciona para un evento determinado en fecha y hora específica.

Telemetría

Información del satélite a través de la cual se conoce su status y su configuración.

TDMA

Acceso Múltiple por División de Tiempo. Técnica de acceso al satélite en la que un determinado ancho de banda es utilizado por múltiples estaciones en diferentes intervalos de tiempo.

Tolerancia de deriva

Rango en el cual un satélite puede moverse dentro del cubo imaginario alrededor de su posición orbital.

Transponder

Parte esencial del subsistema de comunicaciones de un satélite que tiene como función principal la de amplificar la señal que recibe de la estación terrena, cambiar la frecuencia y retransmitirla nuevamente a una estación terrena ubicada dentro de su área de cobertura.

UIT

Unión Internacional de Telecomunicaciones (International Telecommunications Union).

USAT

Terminal de apertura ultra pequeña. Estaciones terrenas con antenas de diámetro menores a 70 cm utilizadas para la transmisión/recepción de datos vía satélite.

Vida útil de un satélite

Periodo de tiempo en el que un satélite presta servicios.

VSAT

Terminal de pequeña apertura. Estaciones terrenas con antenas de diámetro igual o menor a 2.4 metros.

RESUMEN AUTOBIOGRAFICO.

Jesús Rodríguez Zamora, deseando obtener el grado de Maestro en Ciencias, de la Maestría en Ciencias de la Ingeniería con especialidad en Telecomunicaciones, presentando la tesis “Métodos de Medición y Prueba en Orbita para transponder de Satélites”.

Nació un 3 de marzo de 1977, en la ciudad de Poza Rica de Hgo, Veracruz, México. Sus padres, María Elena Zamora Orozco y Benito Rodríguez Pérez; hermanos Uriel y Edgar.

Sus estudios los cursó en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, UANL, de 1996 a 2000, obteniendo el título de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones el 10 de octubre de 2000.

Experiencia laboral en la empresa Grupo Cormac, como Ingeniero de Proyectos, encargado de investigación de equipo especializado en telecomunicaciones para Telmex, desarrollo de proyectos para distintas empresas del área de telecomunicaciones y asistencia técnica a clientes.

