

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS ESTADO DE MÉXICO

134613
BIBLIOTECA



**ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL VARIABLE PARA
SISTEMAS DE COMUNICACIONES PERSONALES
MULTIMEDIA**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
COMPUTACIONALES CON ESPECIALIDAD EN REDES
PRESENTA

ING. AMILCAR BRAVO MORALES

Asesor: **Dr. GUSTAVO A. SANTANA TORRELLAS**
Asesor Interno: **Dr. ROBERTO GÓMEZ CÁRDENAS**

Comité de tesis: **Dr. EDUARDO GARCÍA GARCÍA**
Dr. JESUS VÁZQUEZ GÓMEZ

Atizapán de Zaragoza, Edo. Méx., Octubre de 2000

RESUMEN

Los Sistemas Inalámbricos Multimedia requieren de aplicaciones y servicios de gran calidad, alta velocidad y gran flexibilidad. Estos sistemas deben considerar ambientes de control de tráfico temporal y espacial variables. Para lograr estas características se requiere el uso de frecuencias de las bandas superiores del espectro radioeléctrico. Esas frecuencias están sujetas a fenómenos interferentes de diferente naturaleza durante su propagación.

Los conceptos convencionales de diseño y especificación de sistemas inalámbricos serán insuficientes. Es importante observar que la mayoría de las propuestas se basan en el desarrollo de técnicas digitales de alta confiabilidad, gran capacidad y flexibilidad.

En este texto se describen los Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas Multimedia de Banda Ancha que emplean distintas tecnologías de acceso al medio con la finalidad de describir la confiabilidad, capacidad y flexibilidad que ofrecen las técnicas digitales.

Asimismo se realizó un estudio de las técnicas de Modulación Variable que deben ser empleadas en los Sistemas de Comunicaciones Personales.

PREFACIO

El objetivo entonces de esta tesis es describir los Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas Multimedia de Banda Ancha que emplean distintas tecnologías de acceso al medio con la finalidad de establecer medidas de confiabilidad, capacidad y flexibilidad que ofrecen las técnicas digitales y poder llevar a cabo la elaboración de un algoritmo de diseño óptimo de configuraciones de sistemas celulares multigrado.

En el capítulo 1 como antecedentes se presentan la definición, arquitectura de red y estándares sobre los cuales trabaja PCS/PCN, así como algunos aspectos de seguridad. Se realiza un análisis de los conceptos de teledensidad los cuales deberán considerarse más adelante dentro de esta tesis para enfocarlos al diseño de una red celular. Como complemento en este mismo capítulo se describen los servicios de Internet inalámbrico los cuales estarán ofreciéndose por parte de los proveedores de servicio a través de los dispositivos móviles en los próximos años, así se verá necesaria la adaptación de la señal al ancho de banda del canal para la transmisión de los servicios multimedia.

Dentro de la tesis también se realizó un estudio de las técnicas de modulación digital las cuales no fueron materia de estudio dentro de la maestría pero son requeridas para llegar al análisis y entendimiento de los conceptos necesarios para el diseño y mantenimiento de los servicios ofrecidos por una red de PCS.

De este modo en los capítulos del 2 al 4 se estudian los conceptos básicos. En los sistemas de comunicación digital, el ancho de banda del canal es limitado. Consecuentemente el diseñador debe considerar las restricciones impuestas por las limitaciones del ancho banda del canal en la selección de la técnica de modulación que empleará para transmitir la información.

Dado que la secuencia de la información es aleatoria, la modulación de una señal digital es un proceso estocástico. Determinando la densidad del espectro de potencia podemos determinar el ancho de banda requerido para transmitir la señal portadora de la información.

Primero analizaremos las características espectrales de las señales linealmente moduladas. Posteriormente consideraremos las no lineales CPFSK, CPM, y señales moduladas en bandabase con memoria.

El capítulo 3 es concerniente al diseño y las características de desempeño de la modulación y demodulación para el canal gaussiano de ruido aditivo, necesario para conocer el comportamiento de la señal al momento de ser transmitida.

Los sistemas de comunicaciones personales que emplean medios de radio están sujetos a un conjunto de efectos y complicaciones de propagación de las ondas de radio. En comparación con los sistemas de radio fijos (circuitos de microondas o celulares terrestres) y con antenas cuidadosamente diseñadas y posicionadas, los sistemas móviles presentan características particulares en la propagación de las señales, por lo que en el capítulo 4 de esta tesis son estudiados para ser considerados en los capítulos posteriores.

En capítulo 5 nos referimos a los nuevos conceptos y tecnologías para sistemas de comunicaciones inalámbricas. Consideramos la 2ª generación de sistemas de telecomunicaciones celulares digitales los cuales introducen los conceptos de macro-células y micro-células. Estos sistemas han aumentado la capacidad de servicios. La introducción de servicios de gran capacidad y alta confiabilidad ha generado los conceptos de Sistemas Inalámbricos de Banda Ancha y Sistemas Inalámbricos Multimedia. Estos sistemas son referenciados como la 3ª y 4ª generación de telecomunicaciones digitales móviles celulares.

Ahora bien una vez concluido el estudio de las bases teóricas de las técnicas de modulación digital, así como de las tendencias de la tecnología para lograr una alta confiabilidad, gran capacidad y flexibilidad, dentro del mismo capítulo 5 se emplea un algoritmo de optimización que considera el problema de diseño en condiciones de DCA, Dynamic Channel Assignment, en la literatura [GANZ97] se conocen ejemplos semejantes pero que emplean FCA, Fixed Channel Assignment. Otras publicaciones [BURR97] consideran el monitoreo de tráfico. Con el algoritmo de diseño óptimo para sistemas celulares inalámbricos multigrado, se consideran los conceptos previamente estudiados a lo largo de esta tesis y que permiten posteriormente llegar a las conclusiones de la misma.

CONTENIDO

Dedicatoria	2
Agradecimientos	4
Resumen	5
Prefacio	6
Contenido	8
Lista de Figuras y Tablas.	12
Capítulo 1	
1 INTRODUCCIÓN	18
1.1. SISTEMAS DE COMUNICACIONES PERSONALES (PCS) Y REDES DE COMUNICACIONES PERSONALES (PCN)	18
1.1.1. Definición	18
1.1.2. Objetivo de PCS/PCN	19
1.1.3. Principales características de PCS/PCN	19
1.1.4. Arquitectura de las redes PCS/PCN	20
1.1.5. Aspectos de la administración y operación de sistemas de comunicaciones móviles	21
1.1.6. Protocolo de señalización	25
1.1.7. Servicios de seguridad	27
1.1.8. Plan de numeración	29
1.1.9. Tráfico en redes de comunicaciones inalámbricas consideraciones de teletráfico en los sistemas PCS	31

1.2	REDES INALÁMBRICAS DE INTERNET	40
1.2.1.	Arquitectura de las comunicaciones	40
1.2.2.	Introducción: IP por todas partes	40
1.2.3.	Paquete inalámbrico- basado sobre red	42
1.2.4.	IP inalámbrico: un modelo conceptual	43
1.2.5.	Migración ordenada: una fase de implantación	47
1.2.6.	Ventajas de la nueva arquitectura de comunicaciones IP inalámbricas.	48

Capítulo 2

2.	BASES TEORICAS	50
2.1.	CARACTERÍSTICAS ESPECTRALES DE LAS SEÑALES DIGITALES MODULADAS.	50
2.1.1.	Espectro de potencia de las señales linealmente moduladas.	50
2.1.2.	Potencia espectral de las señales CPFSK y CPM	53
2.1.3.	Potencia espectral de las señales moduladas con memoria	66

Capítulo 3

3.	MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN PARA EL CANAL GAUSSIANO DE RUIDO ADITIVO	71
3.1.	CARACTERÍSTICAS DE LAS SEÑALES FORMA DE ONDA	71
3.1.1.	Señales binarias antipodales	73
3.1.2.	Señales binarias ortogonales	74
3.1.3.	Señales multifase.	75
3.1.4.	Señales multiamplitud	76
3.1.5.	Señales QAM	77
3.1.6.	Señales ortogonales M-arias	78
3.1.7.	Señales Biortogonales	79
3.1.8.	Señales Simples	80
3.1.9.	Señales forma de onda de códigos binarios.	81
3.2.	DEMODULACIÓN OPTIMA PARA SEÑALES COMPLETAMENTE CONOCIDAS EN RUIDO ADITIVO GAUSSIANO.	83
3.2.1.	Probabilidad de Error para Señales Binarias.	86
3.2.2.	Probabilidad de Error para Señales Ortogonales M-arias.	89
3.2.3.	Probabilidad de Error para Señales Biortogonales M-arias.	90
3.2.4.	Probabilidad de Error para Señales Simples.	91
3.2.5.	Probabilidad de Error para Señales de Código Binario M-arias.	92
3.2.6.	Probabilidad de Error para Señales Multifase.	93
3.2.7.	Probabilidad de Error para Señales Multiamplitud.	98
3.2.8.	Probabilidad de Error para Señales QAM.	101
3.2.9.	Comparación de Métodos de Señalización Digital.	105

3.3.	OPTIMA DEMODULACIÓN PARA SEÑALES CON FASE ALEATORIA EN RUIDO ADITIVO GAUSSIANO.	108
3.3.1.	Detección no coherente de señales binarias en un canal AWGN.	109
3.3.2	Detección no coherente de señales ortogonales M-arias en un canal AWGN.	110
3.4.	SEÑALIZACIÓN DIGITAL MULTICANAL EN UN CANAL AWGN.	112
3.5.	SINCRONIZACIÓN PORTADORA Y SÍMBOLO.	115
3.5.1.	Técnicas de Sincronización de Portadora.	115
3.5.2.	Sincronización de Símbolo.	125
3.5.3.	Máxima Probabilidad del Parámetro Estimación.	126

Capítulo 4

4.	CONSIDERACIONES DE PROPAGACIÓN VHF Y UHF EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN	131
4.1.	INTRODUCCIÓN	131
4.2.	MODELOS ESTADÍSTICOS DE PROPAGACIÓN.	132
4.2.1.	Large-scale attenuation	133
4.2.2.	Modelo estadístico para las pérdidas de trayectoria en macro-células	137
4.2.3.	Modelo estadístico para las pérdidas de trayectoria en Micro-células	138
4.3.	CARACTERÍSTICAS DE FADING Y CANALES MULTIPATH	140
4.4.	LOS EFECTOS DE SEÑALES CARACTERÍSTICAS EN EL CANAL MODELO .	144
4.5.	SEÑALIZACIÓN BINARIA SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA. CANAL FADING LENTO.	145
4.6.	TÉCNICAS DIVERSAS PARA CANALES FADING MULTIPATH	147
4.7.	SEÑALIZACIÓN DIGITAL SOBRE UNA FRECUENCIA SELECTIVA , CANAL FADING LENTO	150
4.8.	SEÑALIZACIÓN MULTIFASE SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL FADING LENTO.	156
4.9.	SEÑALIZACIÓN ORTOGONAL M-ARIA SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL DESVANECIMIENTO FADING LENTO.	157
4.10.	FORMAS DE ONDA CODIFICADAS PARA CANALES DESVANECIDOS FADING	160
4.10.1.	Probabilidad de error para decisiones-suaves de decodificación de bloques de códigos binarios lineales.	161
4.10.2.	Probabilidad de error para decisiones-duras decodificación de bloques de códigos binarios lineales.	163
4.10.3.	Límites Superiores en el desempeño de Códigos de Convolución para Canales Fading Rayleigh.	164
4.10.4.	Uso de Códigos de Peso Constante y Códigos Concatenados para un Canal Fading.	164
4.10.5.	Sistema de Diseño basado en la tasa de reducción (Cutoff Rate)	170

Capítulo 5

5.1	INTRODUCCIÓN	173
5.2.	COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN TECNOLOGÍA TDMA	173
5.3.	COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN SISTEMAS DE MODULACIÓN ADAPTABLE.	175
5.3.1.	Slow Adaptive Modulation	175
5.3.2.	Fast Adaptive Modulation	177
5.4.	MODULACIÓN ADAPTABLE CON ECUALIZACIÓN ADAPTABLE	179
5.5.	MODULACIÓN ADAPTABLE CON ASIGNACIÓN DINÁMICA DE CANALES	179
5.6.	COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN TECNOLOGÍA CDMA.	181
5.6.1.	Slow Frequency Hopping	181
5.6.2.	OFDM - Slow Frequency Hopping	182
5.6.3.	Métodos híbridos DS/SFHA	182
5.6.4.	OFDM - Spread Spectrum	182
5.7.	SISTEMAS MULTICARRIER CDMA	184
5.7.1.	DS-CDMA	186
5.7.2.	MC-CDMA	186
5.8	DISEÑO OPTIMO PARA SISTEMAS CELULARES INALÁMBRICOS MULTIGRADO	188
5.9.	INTRODUCCIÓN	188
5.10.	EL MODELO DE RED.	188
5.11.	EL PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.	191
5.12.	SOLUCIÓN DEL PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.	192
5.13.	DISEÑO DE ALGORITMO.	194
5.14.	EJEMPLOS NÚMERICOS.	196
5.15.	CONCLUSIONES	200
6.	CONCLUSIONES	201
	GLOSARIO	215
	REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA	216

LISTA DE FIGURAS Y TABLAS.

CAPITULO 1

Figura 1.1.1 Arquitectura de la Red PCS/PCN	20
Figura 1.2.1 Usuarios del Internet Mundial “(Original en Colores)”	41
Figura 1.2.2 Proyecto Internet Inalámbrico Convergencia 1998 2005 “(Original en Colores)”	42
Figura 1.2.3 Arquitectura existente contra Arquitectura IP “(Original en Colores)”	43
Figura 1.2.4 IP Inalámbrico conecta una Red Arquitectura de Computadoras “(Original den Colores)”	44
Figura 1.2.5 Arquitectura Detallada. “(Original en Colores)”	45
Figura 1.2.6 Provisiones del Servicio	47
Figura 1.2.7 Evolución de los Sistemas Celulares.	48

CAPITULO 2

Figura 2.2.1 Densidad espectral de potencia binaria de CPFSK	58
Figura 2.2.2 Densidad Espectral de Potencia Cuaternaria CPFSK	60
Figura 2.2.3 Densidad Espectral de Potencia Octal CPFSK	62
Figura 2.2.4 Densidad Espectral de Potencia de MSK y QPSK	63
Figura 2.2.5 Potencia fraccional fuera de banda (normalizada ambos lados ancho de banda=2 bt)	64
Figura 2.2.7 Densidad de Espectral de Potencia para m=4 CPM con 3RC e índices de modulación diferentes	65

Figura 2.2.8 Potencia Fraccional fuera de banda para dos componentes CPFSK	66
--	----

CAPITULO 3

Figura 3.1.1 Diagrama de señal-espacio para señales binarias antipodales	74
Figura 3.1.2 Diagrama señal espacio para señales binarias ortogonales	75
Figura 3.1.3 Diagrama señal-espacio para señales PSK con M=4 y M=8	76
Figura 3.1.4 Diagramas señal-espacio para señales PAM M-arias.	77
Figura 3.1.5 Señal Rectangular QAM constalaciones con $d_{min} = 2\sqrt{\epsilon}$	78
Figura 3.1.6 Señales ortogonales para M=N=3	79
Figura 3.1.7 Diagramas señal-espacio para señales biortogonales M=4 y M=6	80
Figura 3.1.8 Diagramas señal-espacio para señales simples M-arias.	81
Figura 3.1.9 Diagramas señal-espacio generadas desde códigos binarios.	82
Figura 3.2.1 Demodulador de correlación cruzada	84
Figura 3.2.2 Demodulador de filtros de igualación.	84
Figura 3.2.3 Demodulador de correlación cruzada.	85
Figura 3.2.4 Demodulador de filtros de igualación.	85
Tabla 3.2.1 Variables de Decisión para los Demoduladores de forma de onda	86
Figura 3.2.5 (a)Señal Binaria PSK (b)Pulso pasabajas equivalente (c)Demodulador PSK a bloques	88
Figura 3.2.6 Probabilidad de error para señales binarias.	89
Figura 3.2.7 Probabilidad de error de símbolo para señales biortogonales.	91
Figura 3.2.8 Diagrama a bloques modulador PSK multifase	93
Figura 3.2.9 Señal PSK constalaciones para M=4 y M=8	94
Figura 3.2.10 Diagrama a bloques demodulador de Señales PSK	95
Figura 3.2.11 Función de Probabilidad de densidad p(θ) Para $\gamma = 1, 2, 4, 10$	96
Figura 3.2.12 Probabilidad de error de símbolo para señales PSK.	97
Figura 3.2.13 Constelación de señales PAM para M=4 y M=8	98
Figura 3.2.14 Diagrama a bloques para demodular PAM	99
Figura 3.2.15 Probabilidad de error de símbolo para PAM	100
Figura 3.2.16 Diagrama a bloques del demodulador QAM	101
Figura 3.2.17 Constelación de señal cuatro-puntos.	102
Figura 3.2.18 Constelación de señal de ocho-puntos	103
Figura 3.2.19 Constelación de señal PSK de ocho-puntos.	103
Tabla 3.2.2 Razón en decibels	104
Figura 3.2.20 Probabilidad de error de símbolo para QAM y PSK	105
Tabla 3.2.3 Sumario de Desempeño y Rangos de Métodos de Modulación	106
Figura 3.2.21 Comparación de métodos de modulación	106
Figura 3.2.22 Tasa de transmisión R en bits/seg	107
Figura 3.3.1 Demodulador Optimo para detección no coherente	108
Figura 3.3.2 Probabilidad de error para detección no coherente.	109

Figura 3.3.3 Demodulador para FSK binario	110
Figura 3.3.4 Forma alternativa del demodulador binario FSK	110
Figura 3.3.5 Probabilidad de error de bit para detección no coherente de señales ortogonales	111
Figura 3.4.1 Pérdidas combinadas en detección no coherente y combinación de señales binarias multicanal.	114
Figura 3.5.1 Recuperación de portadora usando dispositivos de la ley de los cuadrados	117
Figura 3.5.2 Modelo de lazo cerrado de fase.	118
Figura 3.5.3 Modelo equivalente PLL con ruido aditivo.	119
Figura 3.5.4 Comparación de variación de fase VCO para exacta y aproximación lineal de PLL de primer orden	120
Figura 3.5.5 Diagrama a bloques de Lazo Costa	121
Figura 3.5.6 Recuperación de portadora con PLL de decisión de retroalimentación.	122
Figura 3.5.7 Recuperación de portadora con dispositivo ley de potencias M para PSK M-aria	123
Figura 3.5.8 Recuperación de portadora para PSK M-aria usando PLL con decisión de retroalimentación	124
Figura 3.5.9 Diagrama a bloques de compuerta sincronizadora early-late.	125
Figura 3.5.10 Diagrama a bloques de compuerta de sincronización early-gate. Forma alternativa	126
Figura 3.5.11 Recuperación de portadora de fase para señales CPM	127
Figura 3.5.12 Estimación de tiempo decisión-directo ML Para PAM bandabase.	128

CAPITULO 4

Figura 4.2.1 Geometría de la Trayectoria de la señal	135
Figura 4.2.2 Pérdida de trayectoria (sharp knife edge)	136
Tabla 4.2.1 Parámetros exponenciales normalizados	138
Figura 4.3.1 Perfil de la intensidad multipath	141
Figura 4.3.2 a) Función de correlación espacio-frecuencia b) Perfil de intensidad multipath	141
Figura 4.3.3 a) Función de correlación espacio-tiempo b) espectro de potencia Doppler	142
Figura 4.3.4 Relación entre las funciones de correlación y espectro de potencia del canal	143
Figura 4.3.5 Función scattering de un medio troposférico en canal scatter.	143
Tabla 4.4.1 Dispersión Multivia, Dispersión Doppler, y factor de dispersión para canales multipath variantes en el tiempo.	145
Figura 4.5.1 Desempeño de señalización binaria en un canal fading Rayleigh.	146
Figura 4.6.1 Modelo de Sistema de comunicación digital binaria con diversidad.	147
Figura 4.6.2 Desempeño de señales binarias con diversidad.	150
Figura 4.7.1 Modelo de cinta de retardo lineal de canal de frecuencia selectiva.	151

Figura 4.7.2 Demodulador óptimo para señales binarias de banda ancha.	152
Figura 4.7.3 Demodulador RAKE para señales DPSK.	153
Figura 4.7.4 Demodulador RAKE para combinación de la ley de los cuadrados de señales ortogonales.	154
Figura 4.7.5 Desempeño de combinación de ley de los cuadrados iguales-pesos de señales y ruidos para un receptor RAKE con L toques con sólo I_1 conteniendo una señal.	155
Figura 4.7.6 Desempeño de combinación ley de los cuadrados pesos-iguales sin correlación con ruido propio.	155
Figura 4.8.1 Probabilidad de error de símbolo para PSK y DPSK	156
Figura 4.8.2 Probabilidad de error de bit para DPSK con diversidad.	157
Figura 4.9.1 Desempeño de señales ortogonales binarias detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad.	158
Figura 4.9.2 Desempeño de señales ortogonales $M=4$ detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad.	158
Figura 4.9.3 Desempeño de señales ortogonales $M=8$ detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad	159
Figura 4.9.4 Desempeño de señales ortogonales $M=16$ detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad	159
Figura 4.10.1 Modelo de sistema de comunicación con modulación FSK / demodulación y codificación/decodificación.	161
Figura 4.10.2 Ejemplo de desempeño obtenido con diversidad convencional contra codificación $B_c=4$.	162
Figura 4.10.3 Comparación de desempeño entre decodificación de decisión dura y decisión suave	163
Tabla 4.10.1 Ejemplo de código de peso constante formados mediante el método 1	165
Figura 4.10.4 Desempeño de Códigos Hadamard.	167
Figura 4.10.5 Desempeño de códigos de bloque ortogonales	167
Figura 4.10.6 Comparación de desempeño entre códigos Hadamard y códigos ortogonales	168
Figura 4.10.7 Comparación de desempeño entre códigos de bloque ortogonales y k-dual con códigos de bloque ortogonal.	169
Figura 4.10.8 Comparación de desempeño entre códigos Hadamard y códigos k-dual con códigos Hadamar.	169

CAPITULO 5

Figura 5.2.1 Clasificación de Técnicas de Comunicación Inalámbrica	174
Figura 5.3.1 Diagrama de Decisión de Parámetro de Modulación	176
Figura 5.3.2 Relación de C/N_0 y Variaciones de Retardo	177
Figura 5.3.4 Rendimiento BER en sistemas de modulación adaptable	178
Figura 5.5.1 Eficiencia Espectral para QPSK y Modulación Adaptable	180
Figura 5.6.1 Transmisión sobre Canales Fading	182
Figura 5.6.2 Portadoras de tipo DS	183
Tabla 5.6.1 Efectos ISI para Sistemas de Transmisión de Datos de Alta Velocidad	184
Figura 5.7.1 Señal OFDM	185
Figura 5.12.1 División Celular	193
Tabla 5.13.1 Valores de Parámetros	196
Figura 5.14.1 Efecto de γ en el costo total del sistema (las etiquetas indican λ_1^0)	197
Figura 5.14.2 Efecto de γ en el costo total del sistema (las etiquetas inidican λ_2^0)	198
Figura 5.14.3 Efecto de γ en el costo total del sistema (las etiquetas inidican V1)	198
Figura 5.14.4 Efecto de γ en el costo total del sistema	198
Figura 5.14.5 Comparación del costo total entre un sistemas de un grado y dos grados $\lambda_1^0 = 1/[(\text{llamadas /min km}^2)]$ y $\lambda_2^0 = 20/[(\text{llamadas /min km}^2)]$	199

CAPÍTULO 1

1	INTRODUCCIÓN	18
1.1.	SISTEMAS DE COMUNICACIONES PERSONALES (PCS) Y REDES DE COMUNICACIONES PERSONALES (PCN)	18
1.1.1.	Definición	18
1.1.2.	Objetivo de PCS/PCN	19
1.1.3.	Principales características de PCS/PCN	19
1.1.4.	Arquitectura de las redes PCS/PCN	20
1.1.5.	Aspectos de la administración y operación de sistemas de comunicaciones móviles	21
1.1.6.	Protocolo de señalización	25
1.1.7.	Servicios de seguridad	27
1.1.8.	Plan de numeración	29
1.1.9.	Tráfico en redes de comunicaciones inalámbricas consideraciones de teletráfico en los sistemas PCS	31
1.2.	REDES INALÁMBRICAS DE INTERNET	40
1.2.1.	Arquitectura de las comunicaciones	40
1.2.2.	Introducción: IP por todas partes	40
1.2.3.	Paquete inalámbrico- basado sobre red	42
1.2.4.	IP inalámbrico: un modelo conceptual	43
1.2.5.	Migración ordenada: una fase de implantación	47
1.2.6.	Ventajas de la nueva arquitectura de comunicaciones IP inalámbricas.	48

1 INTRODUCCIÓN

1.1. SISTEMAS DE COMUNICACIONES PERSONALES (PCS) Y REDES DE COMUNICACIONES PERSONALES (PCN)

En las últimas décadas se ha presentado un explosivo crecimiento de intereses sobre sistemas de comunicaciones inalámbricas y móviles. El mercado de las comunicaciones móviles espera seguir creciendo mucho más en los próximos años.

Este rápido crecimiento se debe principalmente a las grandes ventajas que ofrecen los sistemas de comunicaciones inalámbricas en cuanto a flexibilidad con respecto a la movilidad de los usuarios.

En este contexto, y aunado a la evolución natural de las redes de computadoras y de comunicaciones, se generan conceptos que pretenden cubrir todos los aspectos de comunicación de las próximas décadas. Estos conceptos son conocidos como: PCS y PCN.

PCS y PCN han generado polémica en cuanto a su significado, para los europeos el término correcto es PCN y se refiere a todos los medios y sistemas de comunicaciones personales, es decir, PCN es una red de PCS. En Estados Unidos, se ha empleado PCS para definir los servicios que brinda PCN. En esta tesis nos referiremos a PCS y PCN de manera indistinta. A continuación se inicia un breve estudio de estos sistemas de comunicación.

1.1.1. DEFINICIÓN

PCS se ha definido por la FCC (US Federal Communications Commissions) en los Estados Unidos como sigue:

“PCS is the system by which every user can exchange information with anyone at anytime, in any place, through any type of device, using a single personal telecommunications number PTN”.

PCS es un sistema por el cual, cualquier usuario puede intercambiar información con cualquiera otra persona, en cualquier momento, en cualquier lugar, mediante cualquier tipo de dispositivos, utilizando un número único de telecomunicación personal.

Entre las características más importantes de los sistemas de comunicaciones personales se encuentran: Ambientes múltiples, Servicios Multimedia de alta calidad, Múltiples tipos de

usuarios, Capacidad de “Roaming” Global, Número Único y Personal de Telecomunicación, gran capacidad, Dispositivos de Comunicación Universal, Servicio con Seguridad.

1.1.2. OBJETIVO DE PCS/PCN

El principal objetivo de PCS/PCN es ofrecer las características antes citadas para conjuntar la concepción de los sistemas personales como sistemas que sean multiambiente, multioperador y multiservicios. PCS puede suministrar acceso a todos los servicios de comunicación sin importar si el usuario está en casa, en la oficina, en el automóvil o en cualquier otro lugar.

Para lograr este objetivo, PCS/PCN pretende integrar la Red Telefónica Pública (Public Switched Telephone Network, PSTN), la Red Digital de Servicios Integrados (Integrated Services Digital Network, ISDN), los sistemas inalámbricos (cordless system), el Sistema Móvil Terrestre, el Sistema Satelital y PBX inalámbrico.

Desde el punto de vista del usuario, PCS/PCN es un sistema de servicios que integra muchas redes de servicio que además, son operadas por diferentes proveedores. La transferencia de redes de servicio debe ser transparente al usuario, es decir, debe ser capaz de mantener su conexión cuando se cambia de un servicio de red a otro.

1.1.3. PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE PCS/PCN

Para comprender mejor los objetivos de PCS/PCN, es necesario analizar brevemente sus principales características.

Servicios Multimedia de Alta Calidad. PCS promete suministrar una amplia gama de servicios a los usuarios los cuales incluyen: voz con alta calidad, datos, video, imagen de alta definición y resolución. La contraparte de esos recursos disponibles en ISDN serán también disponibles en los ambientes inalámbricos con la misma calidad.

Tipos de Usuario. PCS/PCN debe suministrar servicios a usuarios con diferentes requerimientos de calidad y sin importar el ambiente a que pertenezcan, como son: comercial, financiero-bancario, doméstico, militar, gubernamental y educativo.

Capacidad de “Roaming” Global. PCS/PCN debe tener la capacidad de soportar un “roaming” global, esto es, que un usuario puede pasar de un punto geográfico a otro y de una red a otra en el sistema mismo (este sistema deber ser mundial). La movilidad a diferentes velocidades es sobre sí un factor a considerar sin perjudicar la calidad del servicio que es suministrado al usuario.

PTN. Número Personal de Telecomunicaciones. El usuario puede tener acceso al sistema con un único número de identificación personal sin importar el lugar de ubicación y el tipo de servicio. PTN es la base de la movilidad del sistema.

Alta capacidad. La demanda potencial para PCS/PCN está estimada para una conexión por usuario. Este mercado requerirá de un sistema con una capacidad muy alta.

Dispositivo Universal. El dispositivo que se utiliza para acceder al sistema debe ser compacto, sencillo, de fácil uso y dar disponibilidad a todos los servicios del sistema. Este diseño es difícil debido a las restricciones de tipo: Baterías de baja potencia, comodidad, potencia de transmisión del dispositivo.

Servicios de Seguridad. Dada la naturaleza heterogénea del sistema, como la integración de servicios, "Roaming" y otros, los aspectos como acceso ilegal y espionaje son de especial consideración. Para ello, se requieren tecnologías y técnicas de protección y autenticación más avanzadas que las existentes para redes cableadas o inclusive INTERNET.

1.1.4. ARQUITECTURA DE LAS REDES PCS/PCN

La arquitectura de red para PCS/PCN define los elementos funcionales del sistema de interconexión, las interferencias entre sus elementos, flujo de conformación entre esas interfaces. En la figura 1.1.1 se presenta un esquema de esta arquitectura.

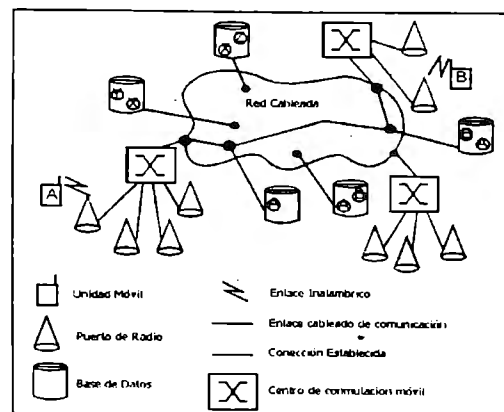


Figura 1.1.1 Arquitectura de la Red PCS/PCN

[MATA98]

El diseño de la Red PCS no solamente debe considerar las características deseadas como son: Global Roaming, Multimovilidad, Multiambiental y PTN, sino que además debe ser construida sobre la plataforma de los sistemas de 2da generación como son: GSM, DECT, JDC, D-AMPS.

Los requerimientos importantes de la Arquitectura de Red PCS deben considerar: *Flexibilidad de Diseño* para varios ambientes así como diversos tipos de demandas. *Flexibilidad de servicio* para la incorporación de servicios adicionales fácilmente y sin equipos especiales. *Flexibilidad Operacional* para lograr un mantenimiento simple. Para incorporar los requerimientos antes señalados se requiere la introducción del concepto Red Inteligente (Intelligent Network).

La idea general de una red inteligente es desacoplar las secuencias de control de los recursos de red y los datos de control y separar el servicio de la plataforma de red subyacente a fin de suministrar una difusión flexible y la creación rápida de nuevos servicios. Una red inteligente es el administrador Inteligente en PCS para garantizar comunicaciones: personales, independientes de la localidad geográfica. En seguida se definirán los componentes de una red inteligente.

Terminal Móvil. Son las interfaces-usuario Red, mantienen servicios de conexión, así como el monitoreo de interfaces aéreo.

Operación y Administración de PCS. Desempeña funciones de administración de recursos, administración de movilidad, administración de sistemas, protocolos de Acceso Múltiple, esquemas de asignación dinámica de canales.

Administración de Movilidad. Actualización de localización. Paging, Handoff, Enrutamiento de llamadas.

Administración del sistema. Esquema de señalización, servicios de seguridad, esquema de numeración.

Administración de Recursos. Esquema de Acceso Múltiple: Existen dos tipos de canales en la parte inalámbrica de PCS. Canal de Transmisión de Enlace de bajada, Canal de acceso múltiple de Enlace de subida.

Esquemas de Acceso Múltiple. Downlink Broadcast Channel. Es utilizado para enlace entre la estación base y el usuario móvil. Uplink múltiple access channel, es utilizado entre el usuario móvil y la estación base. En el medio inalámbrico la señal de radio transmitida esta expuesta a varias interferencias: Ruidos impulsivos, Fading, Shadowing.

1.1.5. ASPECTOS DE LA ADMINISTRACIÓN Y OPERACIÓN DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES

Los objetivos de UPT - Universal Personal Telecommunications se refieren a la capacidad de suministrar servicios personales de comunicación en la base de un único número de telecomunicaciones, personal e independiente de la estructura de la red.

De esta manera en UPT cualquier usuario puede acceder o ser accesado por medio de cualquier terminal (fija, portátil o móvil) en redes de comunicaciones de diferente naturaleza. La idea que subyace a esta conceptualización se concentra en la necesidad de servicios de telecomunicaciones por medio de una dirección lógica (logical address) en lugar de una dirección de terminal física (physical terminal address).

La movilidad se considera la base de las comunicaciones personales. UPT debe suministrar servicios de comunicaciones personales independientemente del tipo de acceso a red de comunicaciones (PSTN, Celular, vía Satélite). En este punto se introducen los conceptos de: Movilidad Personal, Movilidad de la Terminal.

Movilidad de la Terminal

Se refiere a la capacidad de una terminal móvil de acceder a una red desde localizaciones geográficas diferentes dentro de un área de servicio (en forma más general desde Puntos de Acceso a Red de Telecomunicaciones en localidades físicas diferentes)

Los objetivos de UPT son: Acceso inalámbrico, Movilidad de las terminales, Movilidad Personal, Administración del Perfil de Servicio del Usuario (Call Management).

Breve Historia de UPT

El uso del término UPT corresponde a una definición de la UIT, esta definición se basa en los requerimientos del grupo de trabajo 8/1 sobre las especificaciones de FPLMTS - Future Public Land Mobile Telecommunication Systems, reflejadas en la especificación del SMG 5 de la ETSI sobre UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems.

FPLMTS/UMTS asume la especificación de un estándar de 3era. generación de servicios móviles

Breve Historia de los Servicios Móviles

La 1era. generación se caracteriza por el uso de sistemas analógicos como:

TACS Total Access Communication System

AMPS American Mobile Phone System

JMPS Japanese Mobile Phone System

NMT Nordic Mobile Telephone +

En lo referente a los sistemas móviles satelitales, la 1era. generación se caracterizó por el uso de terminales portátiles de gran dimensión y sistema de haz global.

En la 2da. generación cabe mencionar: Sistemas de Telefonía Inalámbrica y Telepoint CT-2, CT-3, DECT - Digital European Cordless Telephone, ERMES - European Radiopaging & Messaging System. Sistema de Telefonía Celular Digital y Redes Celulares GSM, D-AMPS, DCS-1800 y Redes de Comunicaciones Personales PCN.

En lo referente a los sistemas satelitales: los sistemas de múltiples haces para la cobertura y el uso de VSAT - Very Small Aperture Terminal, así como terminales portátiles de menor

dimensión y peso; son un desarrollo de la tecnología de comunicaciones móviles en los últimos 10 años. La 2da. generación se caracteriza por el uso de tecnologías diseñadas y optimizadas para “escenarios” de tráfico de diferente naturaleza. Los sistemas Inalámbricos/Telepoint se ajustan a los requerimientos de comunicaciones inalámbricas en ambientes de alta densidad de tráfico (very high traffic density) tales como: zonas residenciales, edificios corporativos, transporte público.

Los sistemas celulares y las redes celulares son la mejor opción para las zonas de densidad de tráfico moderado (Medium-to-high traffic density) como ejemplo: zonas urbanas, zonas conurbadas, ambientes rurales.

Las comunicaciones satelitales juegan un papel importante donde las comunicaciones terrestres no son competitivas. Las comunicaciones satelitales tienen gran aplicación en zonas de baja densidad de tráfico (low traffic density) por ejemplo: servicios marítimos, servicios aeronáuticos, zonas no habitadas o con poco desarrollo de sistemas de comunicaciones.

La 3era generación de Comunicaciones Personales involucra la concepción de un sistema de telecomunicaciones universal (móvil y fija) capaz de verificar las necesidades de los diferentes “escenarios” de comunicación. La idea central de UPT es concentrar en un único estándar las diferentes tecnologías: inalámbrica fija (Cordless), celular (Land mobile networks), satelital (Redes Satelitales GEO/MEO/LEO/HEO/ICO), PCN/PSTN/ISDN/B-ISDN.

Administración y operación de PCS

La Administración de la Movilidad lleva a cabo el registro de la localización, la actualización de localización, el Hand-off, así también el enrutamiento de llamadas. También es responsable de la ubicuidad de los móviles: Crucial en la operación de las comunicaciones de un PCS, en términos de la localización independiente del móvil.

Para la actualización de la localización y paging se debe llevar un registro de la trayectoria que tiene un usuario móvil con la finalidad de localizar rápidamente al mismo cuando una conexión sea requerida. El sistema está dividido en áreas de localización. La localización del usuario es actualizada cuando este entra a una área nueva. Involucra el manejo de la base VLR - Visitor Location Register y HLR - Home Location Register.

Cuando una llamada es destinada a un usuario, el sistema de base de datos ejecuta un query que encuentra la localización actual del móvil y realiza la función de paging. El procedimiento de actualización de las bases determina una área específica donde debe ser realizada la función de paging.

Modos de Actualización de la Localización

Los modos de actualización de la localización se pueden llevar a cabo en modo manual donde el usuario debe reportar su localización en la red marcando una tecla específica en su PCD - Personal Communication Device, o bien automáticamente donde las actualizaciones son transparentes al usuario.

Procedimiento de Actualización de la Localización

La estación base debe realizar un Broadcast en forma continua, sobre el canal de downlink, la identidad del área de localización. La estación móvil monitorea los canales de broadcast de la estación base en forma continua. Cuando la localización cambia (identificación de área de localización) ésta es detectada, siendo reportada a la estación base que enrutará esta localización a un VLR apropiado. El VLR envía la información de la localización al HLR del usuario. HLR informará al VLR anterior, que la localización del usuario ha sido actualizada en su nueva área de tránsito y deberá ser eliminada enviando una copia de los perfiles del usuario al VLR nuevo. Una forma alternativa envía los perfiles de servicio al nuevo VLR cuando es necesario. La activación del VLR nuevo verifica las condiciones de solicitud de llamada o entrada de llamada al móvil según los perfiles.

Actualización de la Localización

Se realiza mediante tres métodos: timing method, distance method y region method. En los métodos de tiempo y distancia, la actualización de la localización se realiza a intervalos de tiempo fijo o distancia recorrida respectivamente, aún cuando el móvil se encuentra en la misma área de localización. Esto causa actualizaciones innecesarias, no muy recomendables. El método de región es el más difundido. El sistema en sí mismo es dividido en áreas de localización dentro de la zona de cobertura. La actualización se realiza cada vez que un usuario cambia de área de localización.

El costo del sistema de la actualización de localización y el paging consiste de dos partes: Tráfico de Señalización por intercambio de mensajes durante el proceso de actualización y Proceso de Paging.

La manera de reducir los costos del sistema en los puntos anteriores se refiere al diseño adecuado de las áreas de localización y las áreas de paging. Otra parte de los costos del sistema se refiere al inmenso volumen de transacciones en las bases de datos involucradas en el proceso de localización y paging.

La optimización de las áreas de localización y paging son independientes del criterio de construcción de la base de datos, en caso de bases centralizadas se pueden presentar “cuellos de botella” en el volumen de transacciones.

Diseño de Areas de Localización

En una primera estrategia el usuario actualiza su localización en cada célula, la posición exacta del usuario es conocida en la red, el tráfico de paging es minimizado a expensas de un tráfico de actualización muy elevado, especialmente con células de tamaño reducido.

Para una segunda estrategia no se realiza ninguna actualización. Cuando se solicita una conexión, el sistema mismo es paginado. El costo de actualización es minimizado, pero el costo de paginación es extremadamente alto.

En una tercera estrategia se propone dividir el sistema mismo en un conjunto de áreas de localización y áreas de paging cada una de las cuales consiste de células diferentes. La información de localización de los usuarios es actualizada siempre que el móvil entra a una área nueva de localización.

El área de localización puede ser igual o diferente que el área de paging. El tamaño óptimo de las áreas de localización depende de la movilidad de los usuarios y de la tasa promedio de llamadas realizadas.

1.1.6. PROTOCOLO DE SEÑALIZACIÓN

Se ha estimado que el tráfico de señalización en PCS desarrollado directamente de GSM será tres o cuatro veces superior que el existente en GSM (que es 11 veces mayor que el correspondiente a redes ISDN). Como consecuencia de lo anterior se observa que el protocolo de señalización será de gran impacto en las consideraciones de capacidad y eficiencia del sistema. Además de lo señalado, la flexibilidad para los desarrollos futuros y la compatibilidad con el estándar de ISDN.

Uno de los protocolos propuestos para PCS está basado en el estándar CCITT/SS7, considerando las características de movilidad. Este protocolo es muy similar al utilizado por la segunda generación de sistemas de telefonía inalámbrica celular (GSM), pero con la capacidad de tolerar alta demanda de servicios en la red y movilidad.

CCITT/SS7

La señalización de la red SS7 utilizada en el ambiente móvil inalámbrico está estandarizada por la Recomendación CCITT Q.1061 y Q.1062. La señalización tiene un alto grado de confiabilidad en redes de conmutación de paquetes interconectadas con enlaces de 56 Kb/s (US) y 64 Kb/s (Europa). Se han agregado nuevas características para el ambiente inalámbrico para garantizar una amplia gama de servicios. Es un protocolo de capas donde las tres inferiores

en el modelo son: La capa física, la capa de enlace de datos, la capa de administración. Las capas mencionadas están particionadas según el modelo OSI/ISO

Capa Física.- Corresponde a los canales físicos de transmisión y suministra los canales lógicos para las capas superiores

Capa de Enlace de Datos.- Corresponde a la realización de las funciones de control de error para el ambiente inalámbrico al igual que control de enlace de datos tradicional.

Capa de Administración.- Involucra tres entidades funcionales: Administración de Recursos de Radio RR, Administración de la Movilidad - MM, Administración de la Conexión - CM

Administración de los Recursos de Radio

Es la subcapa más inferior e incluye todas las funciones de señalización tales como: asignación de canales de radio, monitoreo de los canales, selección de código de los canales, control de potencia de transmisión. Otras funciones de esta subcapa son la selección de la estación base, la información de broadcast y paging.

Administración de la Movilidad

Es la subcapa intermedia de la capa de Administración y facilita las funciones que soportan la movilidad del dispositivo de comunicación.

Administración de Conexión

Es la subcapa que realiza el control y administración de llamada (en el móvil y en ISDN), con la capacidad de convertir el control de señalización de llamada móvil al control de llamada del estándar de señalización CCITT. Se desarrollan dos funciones suplementarias: SSS - Supplementary Service Support y SMSS - Short Message Service Support.

Estamos interesados en saber qué nos facilita la señalización de la red y cuan flexible es este sistema para desarrollos futuros del sistema. Los servicios de señalización tanto para las comunicaciones móviles como en redes de conexión física deben ser definidas independientemente de la arquitectura física de la red de señalización. Desde el punto de vista de las capas superiores de la red se requieren solamente de aquellos servicios que son facilitados por las capas inferiores.

Red Inteligente

El concepto de Red inteligente debe ser introducido en este punto permitiendo la separación de la secuencia de control de los recursos de red, logrando la noción de independencia de servicio. En el modelo de señalización de ISDN la capa de aplicación de SS7 y los servicios que esta suministra han sido definidos. Para soportar la movilidad en PCS, la parte de aplicación móvil MAP Mobile Application Part ha sido agregada a la capa de aplicación de SS7.

MAP

La realización de MAP utilizará el concepto de Elemento de Servicio de Aplicación ASE Application Service Element de la Red Inteligente, donde está definido como “un conjunto de funciones de aplicación que facilita la capacidad para la interoperatividad de entidades de aplicación de propósito específico. Se puede considerar MAP como un ASE basado en la parte de aplicación de transacción de capacidades TCAP Transaction Capability Application Part de SS7.

TCAP

Consta de dos subniveles: Subnivel Componente y Subnivel de Transacción.

TCAP corresponde a la capa de aplicación del modelo OSI/ISO. MAP requiere del soporte de la parte de control de conexión de señalización SCCP Signaling Connection Control Part.

Parte de transferencia de mensaje MTP Message Transfer Part de SS7 es una entidad funcional que es independiente de la realización física de la señalización de la red. Se pueden definir muchos procedimientos MAP para facilitar interfaces independientes entre pares de elementos de la red para las funciones relativas al movimiento tales como: registro de localidad, hand-off, autenticación y otros.

Estos procedimientos tienen acceso a los servicios de las capas inferiores a través del punto de acceso de servicios SAP Service Access Point. SAP aísla la capa superior de la inferior. Dado que MAP es independiente de la red, la modificación de los procedimientos existentes y la introducción de otro es muy fácil. ASE no necesita ser cambiado cuando una nueva versión de TCAP es utilizada.

1.1.7. SERVICIOS DE SEGURIDAD

Elemento crítico en el diseño de PCS, la movilidad de los usuarios, el acceso Universal a las Redes, la interconexión de los diferentes tipos de redes son factores que interfieren dramáticamente en los aspectos de seguridad. El acceso ilegal y el espionaje de la información son los aspectos más conflictivos y delicados en esta parte.

Así tendremos requerimientos de servicios de seguridad como la autenticación, autorización y la transmisión confidencial.

La *Autenticación* es utilizada para determinar y verificar la identidad del usuario. La *autorización* determina los métodos de restricción de servicios y aplicaciones a los usuarios previamente identificados. La *Transmisión Confidencial* determina la protección de la información. Esto requiere de la especificación de algoritmos y técnicas criptológicas de encriptación y decriptación de la información.

Criterio de Diseño de Funciones de Seguridad en PCS

Con la separación de dominio la información secreta del usuario no debe ser transmitida del dominio de HLR a los VLR. El procedimiento de Identificación debe ser simple y transparente al usuario. Toda información de identificación de usuario debe ser debidamente protegida. El procedimiento de identificación debe generar un mínimo de carga al sistema.

X.509 es el esquema propuesto para dar soporte a los servicios de seguridad de UMTS dado que este verifica los requerimientos de flexibilidad, simplicidad y eficiencia. X.509 para ambientes inalámbricos agrega una función de administración de movilidad en términos del roaming. Se propone un sistema de bases de datos estructuradas jerárquicamente con varias técnicas internas de segmentación de la información.

GSM es la primera arquitectura de red digital celular que facilita los servicios de seguridad: autenticación y transmisión confidencial. Se agrega un esquema de distribución de llaves.

Seguridad en GSM

Se realiza con la ayuda de: HLR, VLR, EIR, AUC y el Centro de Conmutación Móvil. No obstante, depende de la seguridad de la red de transporte intermediaria. Más aún demanda mucho tráfico de señalización en la red. La seguridad se enfoca a la transmisión de voz.

Seguridad en CDPD

CDPD Cellular Digital Packet Data es una técnica diseñada para la transferencia de datos en AMPS. La seguridad consiste de confidencialidad, distribución de llaves, autenticación de la Unidad Móvil. Sufre los mismos problemas que GSM, básicamente depende de la seguridad de la red intermediaria. La autenticación es unidireccional, solamente la estación base puede verificar la identidad del usuario, es decir, el usuario no puede identificar a la base.

1.1.8. PLAN DE NUMERACIÓN

El número personal de telecomunicaciones es el elemento primordial para la realización de los aspectos de localización e independencia de equipos de comunicación. Con un PTN bien diseñado, el usuario puede ser completamente identificado en términos de su localización física y el equipo en uso. PTN debe ser diseñado para soportar el roaming global y el enrutamiento eficiente de las llamadas.

Requerimientos Generales para el diseño de PTN

Cada usuario debe ser identificado con univocidad en la red. PTN debe ser independiente de la localización y el equipo de uso del usuario. PTN debe ser diseñado para búsquedas eficientes en queries en Sistemas de Bases de Datos Distribuidas.

Los servicios requeridos no serán identificados con PTN. PTN debe ser convertido, en forma eficiente, en el número de enrutamiento que indica la localización física del usuario en la red. PTN debe ser compatible con el plan de numeración de ISDN.

Plan de Numeración. Uno de los planes de numeración está basado en la estructura de numeración del sistema GSM Mobile station international PSTN/ISDN number MS-ISDN.

MS-ISDN

Esquema de numeración geográfico, donde la localización del usuario es explícitamente identificada

PTN=CC + NMN

CC - Código del País

NMN - Número Móvil Nacional

NMN = NDC + SN

NDC Código Nacional de Destino

SN Número del subscriptor

Consideraciones en la evolución de las redes inalámbricas

La introducción de sistemas PCS considera una serie de aspectos e imposiciones sobre las redes, a saber: velocidad de transferencia de datos variable, acceso a la interfaces de radio en forma flexible, acceso a las interfaces de red de conductividad, asignación dinámica de recursos de radio y red, control de red extendido, tráfico multimedia, servicios portátiles, administración de una amplia gama de grados de movilidad, administración flexible del tráfico.

Estas consideraciones han sido incorporadas (con ciertas limitantes) en los estudios de diseño de arquitecturas de la próxima generación de redes inalámbricas tales como: FPLMTS - Future Public Land Mobile Telecommunications System y UMTS - Universal Mobile Telecommunications System.

La operación de terminales portátiles ligeras, de dimensión reducida y baja potencia con interfaces de radio a estaciones base con antenas de baja elevación en micro-células de 1 Km de diámetro, es el “escenario” de operación de las redes PCS. En contraste con las redes celulares. Este ambiente de micro-células introduce un conjunto de consideraciones de radio propagación, desvanecimientos (fading), efectos de ambientes interferentes, patrones de movilidad y estadística de llamadas.

El comportamiento típico de la envolvente de la gráfica de los desvanecimientos lentos y rápidos de la señal se asemeja a una Distribución de Raleigh con fades espaciados en una proporción de 1-1/2 de la longitud de onda de la señal empleada. La variación de la potencia de la señal recibida en una trayectoria de propagación de tipo “line-of-sight” varía de una calle a otra en una zona metropolitana. Más aún, los efectos de caídas de potencia de la señal durante la propagación bajo el efecto “corner street” modifican significativamente la relación C/I “carrier-to-interference”. El comportamiento de la relación C/I muestra variaciones y diferencias en los canales downlink y uplink.

Lo antes señalado sobre las pérdidas de trayectoria en un sistema de micro-células determina un conjunto de requerimientos estrictos para las transferencias de llamadas (“handoffs”) y su realización en el sistema. Esta realización involucra regiones de “handoffs”, asignación de canales (Channel assignment), área de localización (Cell grouping/location area).

Es importante observar que todos los factores antes señalados son muy diferentes en los ambientes de macro-células y micro-células. Las llamadas en las regiones de handoff tendrán una duración diferente y su comportamiento puede ser más diverso, lo cual determina criterios diferentes para su realización. Las restricciones de tiempo en la ejecución de las funciones de transferencia de llamadas determina arquitecturas de red más flexibles. El control de estas funciones especifica otras limitantes para la realización de aplicaciones y servicios multimedia real-time.

Hay otras funciones de radio y control de red que determinan la elección de la arquitectura en término de las medidas de QoS deseado para el sistema.

Los aspectos de funcionalidad de las redes y las funciones de los sistemas de comunicaciones personales suelen tener algunas coincidencias, así como existen aspectos de la movilidad de los PCS que no han sido considerados en los ambientes de redes digitales.

El núcleo de los aspectos funcionales de los PCS son el control de la movilidad y la portatibilidad de los servicios. Las redes digitales, por su parte, han desarrollado el concepto de Red Digital Integrada bajo un control Inteligente, simplemente, Red Inteligente (IN- Intelligent Network). Se considera entonces, que la Red Inteligente deberá soportar un entorno de

movilidad personal así como las terminales y extenderá los servicios de las redes móviles inalámbricas y las comunicaciones personales.

El concepto de Red Inteligente separa las funciones de transporte, control de servicio, control de datos en la arquitectura de red. Al mismo tiempo, la Red Inteligente suministra una plataforma flexible para la definición y modificación de servicios de comunicación.

La segunda generación de redes móviles está evolucionando a través de la conceptualización de Red Inteligente o considerando funcionalidades semejantes. Es importante observar que el diseño y administración de la red UPT - Universal Personal Telecommunications y UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems están basados en la proposición de una Red Inteligente de Comunicaciones Personales.

El concepto de Red Inteligente resulta prometedor para los aspectos de comunicaciones personales multiservicios/multipuntos/multivelocidad, multiambientes/multidispositivos. No obstante, los aspectos de Red Inteligente disponibles en las RDI - Redes Digitales Integradas han sido definidos solamente para servicios de telefonía punto-a-punto.

Los aspectos de PCS involucran la necesidad de trabajar en sistemas B-ISDN/ATM (Broadband Integrated Services Digital Networks/Asynchronous Transfer Mode). Un aspecto importante para la realización del concepto de Red Inteligente de Comunicaciones Personales lo determina el Modelo de Llamada y Manipulación de las Conexiones.

El Modelo de Llamada especifica las características de la generación y duración de las llamadas, la manipulación de las conexiones se refiere al control de la movilidad de los usuarios durante la realización de las llamadas. El concepto de Red Inteligente (Intelligent Network) en las Redes Inalámbricas involucra una nueva dimensión en tráfico, tráfico de señalización y control de tráfico.

1.1.9. TRÁFICO EN REDES DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS CONSIDERACIONES DE TELETRÁFICO EN LOS SISTEMAS PCS

En los últimos cinco años se ha incrementado el interés por los sistemas móviles de servicios de comunicaciones personales. Estos sistemas se caracterizan por un uso eficiente del espectro radioeléctrico y la explotación de dispositivos de bajo costo y baja potencia.

Los sistemas de comunicaciones personales que utilizan los dispositivos de radio móvil se denominan de diferentes maneras: PCN - Personal Communication Networks, PCS - Personal Communications Services. Otras nomenclaturas incluyen UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems, UPT - Universal Personal Telecommunications

Independientemente de la nomenclatura empleada estos sistemas o servicios, el objetivo principal de los mismos es ofrecer servicios de comunicación a suscriptores móviles en cualquier instante, en cualquier lugar (continental/mundial).

Considerar sistemas de cobertura mundial exige conocer las características del tráfico global de llamadas, el desarrollo de nuevos métodos de ingeniería de tráfico, utilización de recursos y estrategias de administración de la movilidad. Las redes de comunicaciones personales tiene como objetivo final un número de usuarios mayores con características de movilidad y frecuencia de uso de los medios de comunicación altamente variables.

Dado el interés que ha generado en la comunidad la posibilidad de utilizar sistemas inalámbricos de tipo PCS, se espera que el número de suscriptores sea del orden de varios millones a nivel mundial con varios tipos de movilidad y requerimientos de servicios.

Los servicios de movilidad de las redes PCN no solamente deben cubrir las áreas metropolitanas con grandes densidades de población, sino también las áreas despobladas o los países en desarrollo donde la infraestructura de telecomunicaciones no está bien desarrollada o es prácticamente inexistente. La opción más inmediata y razonable para cubrir estas expectativas de ubicuidad de los servicios de telecomunicaciones es una red de PCN basada en sistemas de comunicaciones satelitales (Sat-PCN).

El concepto de Sat-PCN involucra un conjunto de consideraciones económico/tecnológicas sobre las terminales de los usuarios. Estas consideraciones no pueden obviar la utilización de los sistemas satelitales LEOS, como uno de los candidatos más aceptables para la cobertura y bajo costo de las terminales. Otra de las ventajas que involucra el uso de un sistema LEO se refiere al hecho de disponer de terminales independientes de la infraestructura terrestre, es decir, no requieren de las facilidades de las redes terrestres.

Los sistemas LEOS, al tiempo que mantienen las características más importantes de los sistemas satelitales de comunicaciones en órbitas Geoestacionarias, como: amplia área de cobertura, trayectorias de radio directas y arquitectura de red flexible. Al mismo tiempo, los sistemas LEOS ofrecen ventajas adicionales, a saber: retardos de propagación menores, pérdidas de propagación menores, ángulos de elevación altos en latitudes altas.

Los sistemas LEOS pueden ser considerados como una extensión de los sistemas celulares terrestres, en este caso algunos asumen que ofrecerán todas las necesidades para las redes PCN. Podemos considerar que los sistemas LEOS son la mejor solución para los suscriptores PCS en áreas poco pobladas, países en desarrollo, zonas desérticas, océanos y otros lugares de poca densidad poblacional. Los sistemas LEOS propuestos para las redes PCN que están planeadas consideran diferentes tipos de servicios, tales como: voz, datos, facsímil, radiolocalización. Estos servicios serán suministrados a los clientes suscriptores en cualquier parte del mundo. El grupo de suscriptores más promisorios para esos sistemas es aquel cuyos usuarios desean terminales portátiles duales con la capacidad de acceder directamente al sistema satelital al igual que a la red celular terrestre donde se encuentre el usuario.

Las terminales de esos usuarios tendrán la capacidad de utilizar el sistema satelital y los sistemas terrestres basados en diferentes estándares. Esta capacidad dual es el elemento distintivo de los sistemas PCN.

Como hemos indicado, los sistemas LEOS pueden ser considerados como una extensión de los sistemas celulares terrestres, donde las estaciones base son reemplazadas por satélites. Al igual que en el caso de las Redes Celulares se requieren de varias estaciones base para dar cobertura a una zona de servicio, se requieren, no menos de, 10 satélites para una cobertura global. La razón es simple: "...el área de servicio de un satélite LEO es mucho menor que la correspondiente a un satélite Geoestacionario, variando esta cobertura con la altura del satélite" Si bien, el área de cobertura de un satélite LEO en sus órbitas más bajas puede equivaler al área de servicio de un sistema terrestre celular de cobertura nacional.

El área de servicio de un sistema LEOS puede cubrir desde un conjunto de ciudades pequeñas hasta zonas urbanas altamente pobladas. De esta manera el tráfico total de un satélite LEO puede llegar a ser mucho mayor que el de otro en la misma constelación. Este es un aspecto único en las consideraciones de tráfico de los sistemas móviles. Siendo PCN el objetivo, los modelos de movilidad de los usuarios y como influyen sobre el tráfico de la red deben ser considerados en este contexto. En términos generales, el tráfico de un sistema PCN-LEOS será no balanceado, es decir, la existencia de zonas altamente pobladas con un mayor número de usuarios PCS determina requerimientos de tráfico mucho mayores a los existentes en la Antártica.

Es importante tener una visión de los modelos de tráfico en este contexto y evaluar los efectos de tráfico "no-balanceado" en la eficiencia de las redes PCN. Las técnicas spread-spectrum que permiten administrar el acceso múltiple de los usuarios a los satélites en esos escenarios de tráfico son las más recomendadas.

Alternativas de Acceso Múltiple para los Sistemas LEOS

Acceso Múltiple: Independientemente de la órbita satelital (Geoestacionaria o No-Geoestacionaria), las técnicas de acceso múltiple son esenciales para garantizar la comunicación.

Esto resulta evidente de los siguientes hechos: Los usuarios móviles satelitales son numerosos y geográficamente dispersos. Los canales de comunicación móvil satelital están expuestos a: interferencias, desvanecimientos, ensombrecimientos y deflección de señales.

Para verificar estos hechos las técnicas de acceso múltiple han evolucionado desde la división en frecuencia a la división en tiempo y código del canal de comunicación.

Antes de desarrollar el esquema de acceso múltiple que será utilizado en el estudio de tráfico no balanceado debemos recordar las principales alternativas de los métodos de acceso múltiple.

Definición.- El acceso múltiple se refiere a la transmisión simultánea de varios usuarios a un punto común de recepción.

El acceso múltiple es importante desde la introducción de las comunicaciones satelitales debido a la necesidad de utilizar eficientemente los recursos de banda espectral.

El primer estudio comparativo de los tres principales esquemas de acceso múltiple: frequency-division, time-division, code-division (FDMA, TDMA, CDMA) apareció en 1967.

En FDMA, el espectro de frecuencia está dividido y los segmentos de frecuencia son proporcionales a los diferentes usuarios. En algunos casos, se asignan segmentos de diferente proporción a cada usuario. Es el único esquema de acceso que puede ser utilizado tanto en sistemas de transmisión analógica como digital. Con la introducción de las técnicas digitales se desarrolló el esquema TDMA.

En TDMA a cada usuario le es asignado todo el segmento de frecuencia periódicamente durante un segmento o fracción de unidad de tiempo, por ejemplo, cuando 10 usuarios tienen el mismo requerimiento, 1 ms cada 10 ms puede ser asignada a cada usuario.

En TDMA la transmisión de cada usuario es intermitente, una condición únicamente aceptable en un transmisor digital, el cual debe almacenar los bits de fuente y enviarlos por ráfagas a la velocidad de transmisión generada.

En los estudios realizados en 1966 en algunos satélites Geoestacionarios y estaciones terrenas de grandes dimensiones, se encontró que para la comunicación digital TDMA ofrecía ventajas técnicas. Para utilizar la potencia de los transmisores eficientemente, estos deben ser manejados en saturación, donde el amplificador trabaja como un dispositivo no lineal. La división en tiempo permite eliminar los productos de intermodulación del amplificador no lineal, al asignar a cada usuario acceso al transpondedor satelital en cada fracción de tiempo. Esta ventaja admite un número de desventajas en el segmento de transmisión terrestre. Particularmente en la relación peak-to-average power. Con antenas de grandes dimensiones y amplificadores de alta potencia en las estaciones terrenas, se puede mejorar la situación anterior, esto último incrementa los costos del sistema.

Los sistemas satelitales lanzados desde 1970 por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos, INTELSAT y otros operadores, tienen requerimientos bastante específicos sobre la velocidad de transmisión de bits en TDMA. Con la introducción de VSAT - Very Small Aperture Terminal, en la década de los 80's, se han realizado una serie de consideraciones económicas sobre las terminales terrestres, mientras que los costos del transpondedor satelital pueden ser amortizadas por una gran población.

Para las aplicaciones VSAT, los esquemas TDMA no son considerables, de esta manera las redes de terminales de apertura pequeña utilizan FDMA, en la actualidad CDMA ha aparecido como una alternativa razonablemente "bella" a estos problemas.

CDMA es uno de los candidatos más recientes para el acceso múltiple en los sistemas satelitales LEO. Muchos sistemas satelitales móviles están considerando la utilización de los esquemas CDMA para sus enlaces con los móviles terrestres. Mientras no aparezca alguna otra técnica de acceso múltiple que sea superior a las anteriores en todas las consideraciones, hay características en las técnicas de espectro disperso que determinan en CDMA ventajas distintivas.

Dos de los aspectos más importantes en el diseño de un sistema de radio móvil son: los desvanecimientos por trayectorias múltiples en el enlace de radio y la interferencia por compatibilidad con otros sistemas.

Las señales de espectro disperso (spread-spectrum) son efectivas para mitigar los efectos de las trayectorias múltiples, debido al hecho de introducir diversidad de frecuencias en el ancho de banda amplio que utiliza. Como resultado disponemos de una capacidad mayor en el sistema. Se obtienen mejores resultados cuando utilizamos activación de voz, rehusos de frecuencias.

En contraste con los sistemas que no utilizan espectro disperso (TDMA y FDMA), la integración de tráfico de conmutación (circuit-mode y packet-mode) no requiere de protocolos especiales. Esto permite la realización de sistemas integrados de voz/datos.

En los ambientes de packet-radio, las técnicas CDMA pueden ofrecer acceso aleatorio no coordinado a los canales compartidos con una eficiencia elevada y retardos cortos, junto con las demás ventajas que las técnicas de espectro disperso ofrecen a la comunicación.

Las ventajas más relevantes de los sistemas CDMA son la inmunidad a las interferencias no intencionales y jamming, la baja probabilidad de interceptación de señales.

Una alternativa para los esquemas de acceso múltiple en los sistemas LEOS es la denominada SSA - Spread-Slotted ALOHA. Este esquema es una mezcla de CDMA y ALOHA.

Como es conocido ALOHA es el método más simple de acceso aleatorio que se puede realizar al compartir un canal de comunicaciones entre un gran número de usuarios.

La principal desventaja de Slotted ALOHA es la colisión de paquetes, lo cual determina la pérdida de los mismos y, por tanto, la pérdida de la información, obligando a la retransmisión. Al aplicar un spread a los paquetes con una secuencia pseudo-aleatoria antes de la transmisión, la transmisión de múltiples paquetes simultáneos incrementa el nivel de interferencia de acceso múltiple, lo cual no significa ("siempre") la pérdida de los mismos. En el momento que el nivel de interferencia es menor comparado con la potencia del paquete deseado, el paquete es accesible, sin interferencia. En otras palabras, en el Spread Slotted ALOHA podemos recibir paquetes mientras el nivel de relación interference-to-signal esté por debajo de un nivel de tolerancia (threshold), con lo cual logramos una mayor eficiencia en el rendimiento del sistema en comparación con un spread-ALOHA. Por tal motivo los esquemas de acceso múltiple que permiten una mayor eficiencia en los sistemas están basados en técnicas SSA para los canales de enlace uplink de los sistemas LEOS

Modelación del Tráfico en los Sistemas LEOS

Un sistema de comunicación LEOS Global requiere de múltiples órbitas para garantizar la cobertura y QoS que sugiere el sistema. La presencia de varios planos orbitales sugiere, de inmediato, la existencia de condiciones de tráfico desbalanceado. Ahora bien, sobre un mismo plano órbita, en dependencia de la situación relativa del satélite, el tráfico de esta conjunto también está fuera de balance. Para estudiar el rendimiento del sistema en esas condiciones de tráfico es suficiente considerar un solo plano orbital con un conjunto de N satélites.

El siguiente modelo considera la posición relativa del usuario en términos del ángulo del punto que tiene la probabilidad alta (cercana a uno), de concentración de usuarios, el ángulo está medido desde el centro de la Tierra.

En un sistema LEOS debemos distinguir entre los conceptos de: “área de cobertura” de un satélite y su “área de interferencia”.

El “área de cobertura” está especificada por el ángulo de elevación mínimo aceptable que es admitido en el sistema. Los usuarios en esta área tienen la posibilidad de realizar un enlace con el satélite.

El “área de interferencia” está determinada por las trayectorias en línea de vista inicial y final del satélite (horizon line-of-sight). Todas las señales de los usuarios en el área de interferencia de un satélite accesan al satélite y agregan un nivel de interferencia, aún cuando los destinos de esas señales sean otros satélites.

Dentro del “área de cobertura” está el “área de servicio”, la cual es la región real en la cual los usuarios se conectan al satélite. El tamaño de esta área depende del diseño del sistema, en la mayoría de los modelos simplificamos las consideraciones a esas áreas iguales. En términos reales el “área de servicio” varía con las características topográficas y con la intersección que determinan las áreas de cobertura de los satélites vecinos. Un modelo simplificado considera áreas de servicio de igual dimensión para cada satélite del plano de órbita e igual a la separación entre los satélites.

Con la finalidad de simplificar el problema de tráfico no uniforme, podemos examinar la eficiencia y rendimiento del sistema en una área que incluye las áreas de interferencia de tres satélites adyacentes, en términos generales el $(k-1)$, k y $k+1$ -ésimo satélite, donde $k=2,3,\dots,N-1$.

Modelación del Tráfico en los Sistemas LEOS

Esta área se denomina “área observada”. Utilizando las especificaciones de mínimo número de satélites requeridos en cada plano de órbita, solamente la intersección entre las áreas de cobertura (también entre las áreas de interferencia) de dos satélites adyacentes es mínima. En el

“área observada” el tráfico no balanceado es modelado asumiendo una población de usuarios grande pero finita M y la localización de los usuarios como una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad dada por la siguiente fórmula:

$$p(\alpha) = \frac{A}{\omega} \exp(-\alpha^2/2\omega^2)$$

Donde α es la localización angular relativa de los usuarios con relación al origen $\alpha=0$. ω es el parámetro de tráfico uniforme.

El parámetro A de normalización sobre la probabilidad de existencia de un usuario en el área considerada. Observar que parámetros de tráfico uniforme infinito determina una densidad de distribución uniforme. En situaciones de tráfico no uniforme, durante el movimiento de los satélites en el tiempo cuando los picos de la carga de tráfico está (exactamente) bajo uno de los satélites, digamos el k -ésimo, la calidad de la señal del k -ésimo satélite es muy baja y la de sus vecinos es muy alta.

Medidas de Eficiencia

Evaluamos el rendimiento de un sistema LEOS con dos medidas fundamentales utilizadas en la comunicación de paquetes de radio: throughput y average delay en los canales de línea de subida.

Para un satélite se define “steady-state throughput” como la esperanza paquetes “correctamente” recibidos por “slot” de unidad de tiempo, en el satélite.

En el caso de sistemas LEOS con distribución de tráfico no balanceado, el número esperado de usuarios y, por consiguiente, la velocidad de paquetes en las áreas de servicio de los satélites, son diferentes. Con la finalidad de disponer de una medida comparativa adecuada, normalizamos el throughput de cada satélite por el número esperado de usuarios en su área de servicio. De esta manera el throughput normalizado del i -ésimo satélite, está dada por:

$$\zeta_{i,norm} = \frac{\zeta_i}{E\{N_i\}} \text{ packet/slot/usuario}$$

$$i = k-1, k, k+1$$

La variable zeta es el número esperado de paquetes transmitidos “correctamente” al i -ésimo satélite en un slot de tiempo. El número esperado de usuarios de cada “área de servicio” puede ser calculado por el número total de usuarios M y la pdf en el área de servicio.

El “throughput normalizado” es una medida adecuada para comparar el rendimiento de los satélites uno con otro, sin embargo, no da información suficiente sobre las características propias del sistema. Por lo tanto, definimos el “throughput total normalizado” como el número

esperado de paquetes “correctamente” transmitidos, en una área que incluye las áreas de servicio de tres satélites sucesivos, normalizada por el número total esperado de usuarios en esta área.

Matemáticamente:

$$\zeta_{norm} = \frac{\zeta_{k-1} + \zeta_k + \zeta_{k+1}}{E\{N_{k-1}\} + E\{N_k\} + E\{N_{k+1}\}}$$

El promedio de retardo (Average Delay) se define como el tiempo promedio transcurrido entre el momento que un paquete es generado por un usuario hasta el momento que todo el paquete es recibido por completo (“correctamente”) por el satélite.

En la evaluación de la eficiencia y rendimiento del sistema podemos considerar dos tipos de retardos:

El primer tipo de retardo es el retardo promedio de los paquetes generados por los usuarios en el área de servicio de cada satélite. Este retardo no permite definir el promedio de retardo normalizado de generación de los paquetes en las diferentes áreas de servicio como:

Matemáticamente:

$$\bar{\Delta}_{norm} = \frac{\bar{\Delta}_{i-1}E\{N_{i-1}\} + \bar{\Delta}_iE\{N_i\} + \bar{\Delta}_{i+1}E\{N_{i+1}\}}{M}$$

La otra forma de retardo se refiere a las distribuciones de tráfico uniforme. En este último, el tiempo de retardo promedio normalizado será igual al promedio de retardo de cada área de servicio.

Consideraciones Generales para la Evaluación de los Modelos de Eficiencia

La evaluación del “throughput” y “average delay” debe realizarse en términos de un conjunto de suposiciones como son:

Control de potencia (perfecto) en los enlaces de subida. Es decir, se asume que la potencia de todas las señales recibidas en el i-ésimo satélite de sus usuarios (en su área de servicio) llegan al satélite con el mismo nivel de potencia S.

Este control de potencia nos indica que las señales de otros usuarios en las áreas de interferencia, pero fuera de las áreas de servicio llegan al satélite con diferentes niveles de potencia. Es importante observar, que el control de potencia al que hacemos referencia es necesario en los sistemas “spread-spectrum”.

En cada satélite, la probabilidad de error de paquetes causada por las interferencias de los demás usuarios ubicados en las áreas de interferencia del satélite es aditiva y constante.

Los paquetes son modulados por un esquema de secuencia directa con modulación digital de fase binaria (DS/BPSK - Direct Sequence/Binary Phase Shift Keying) con un pulso rectangular.

La longitud de los paquetes es constante e igual al tamaño del slot asignado. La potencia de la señal de radio es atenuada en proporción a la segunda potencia de la distancia de propagación.

Ahora bien veamos cual es el futuro de PCS con el surgimiento de Internet.

1.2. REDES INALÁMBRICAS DE INTERNET

1.2.1. ARQUITECTURA DE LAS COMUNICACIONES

Definición la arquitectura de comunicaciones discutida en esta sección es abierta, basado en empaquetamiento, estrategia de gestión de redes que habilita la integración de voz, datos, y multimedia por redes inalámbricas móviles mundiales.

Apreciación global

El Internet creó un paradigma en la industria de las telecomunicaciones alámbricas que dio por resultado el desarrollo de nuevos servicios y aplicaciones basados en el protocolo de Internet (IP). La influencia del Internet y la tecnología IP se ha extendido hacia la industria celular donde normas o bien estándares, operadores, y vendedores del equipo de redes de radio acceso (RRA) han abrazado IP como la arquitectura de gestión de redes que da como opción ofrecer una nueva clase de servicio de aplicaciones. En esta sección se describe el IP basado en arquitectura inalámbrica de comunicaciones y discute algunos de los beneficios que los operadores celulares podrán esperar ganar por emplearla.

Se provee una breve apreciación global de los componentes estructurales de la arquitectura a lo largo de una explicación de sus características abiertas, basadas en paquetes los cuales habilitan el rápido desarrollo y rescate de soluciones de punto a punto que pueden aprovechar el uso de la nueva tecnología. Se explican también caminos de convergencia a futuro en el contexto de los adelantos de la tecnología inalámbrica basada sobre IP.

Al finalizar esta sección se comprenderá: La descripción del nuevo mundo, basado en arquitectura de comunicaciones inalámbricas sobre IP. Se identificarán los beneficios que los operadores celulares pueden obtener al adoptar esta arquitectura.

1.2.2. INTRODUCCIÓN: IP POR TODAS PARTES

El Internet a causado un impacto sin precedente en la comunidad del mundo, en las industrias, instituciones, e individuos. De algún modo el Internet ha cambiado nuestras vidas en cuanto a la forma en cómo comunicarnos, cómo promovemos nuestros productos, cómo enseñamos a nuestros niños, y cómo invertimos nuestro tiempo. Ninguna curva de adopción de los medios de comunicación ha sido tan rápida como el Internet. En los Estados Unidos tan sólo, tomó 40 años para que 50 millones de personas usaran la radio y 15 años para que 50 millones de personas usaran la Televisión y comunicaciones celulares. Internet ha logrado la marca de 50 millones de usuarios en sólo 5 años.

Durante ese tiempo el mundo llegó a crecer en comunicaciones móviles, definido por la filosofía que hemos desarrollado con respecto a información y nuestro acceso a ella. La industria inalámbrica celular, ha creado ese cambio en actitud dando la oportunidad del acceso a Internet móvil, dejando así que suscriptores de servicios móviles lleven el poder del Internet con ellos en cualquier parte a cualquier tiempo (ver Figura 1.2.1).

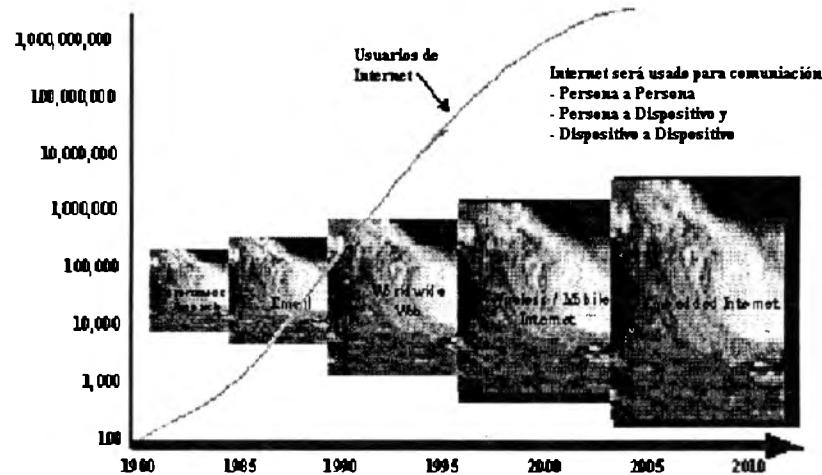


Figura 1.2.1 Usuarios del Internet Mundial
“(Original en Colores)”
[IEC00]

La convergencia de los conceptos inalámbrico e Internet ya está en camino. Globalmente, los usuarios de Internet se proyecta su aumento de aproximadamente 200 millones en la actualidad a casi 1 billón de usuarios en el año 2005. Durante el mismo período de tiempo, se espera el crecimiento en número de suscriptores globales inalámbricos de 300 millones actuales por encima de 1 billón de usuarios.

Con éstos mercados comerciales tan dinámicos en mente, varios líderes principales de la industria han coincidido en que la próxima generación de redes inalámbricas debe contener la influencia de la tecnología basado en paquetes IP. Esta estrategia provee a los operadores con la oportunidad única de ofrecer una multitud de servicios nuevos a suscriptores móviles celulares en una manera más personalizada y con mayores opciones a los anteriormente ofrecidos. (ver Figura 1.2.2).

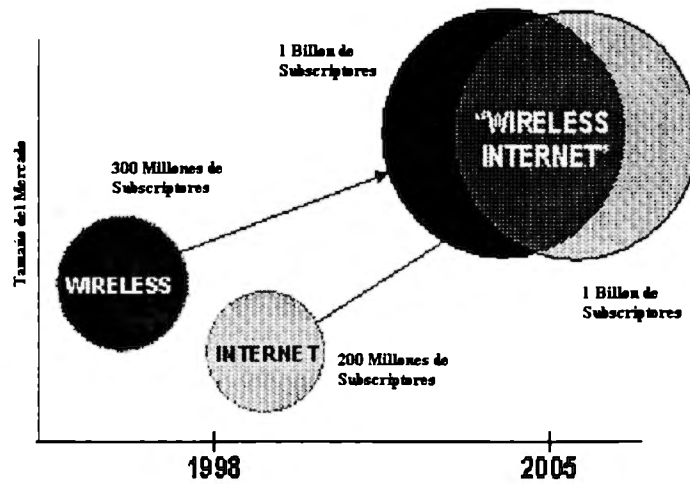


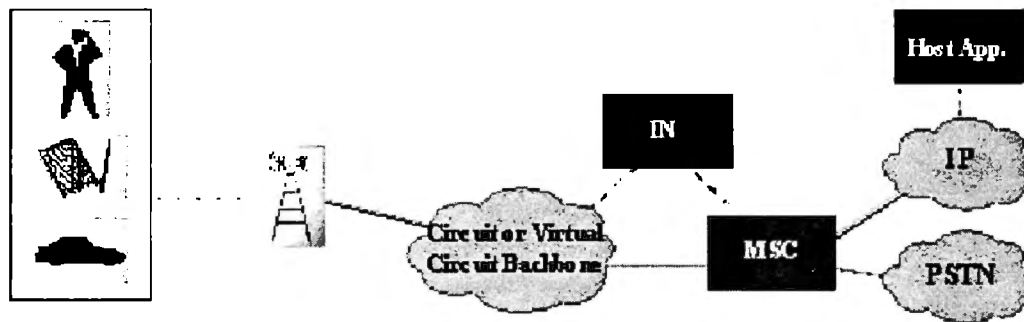
Figura 1.2.2 Proyecto Internet Inalámbrico Convergencia 1998 2005
 “(Original en Colores)” [IEC00]

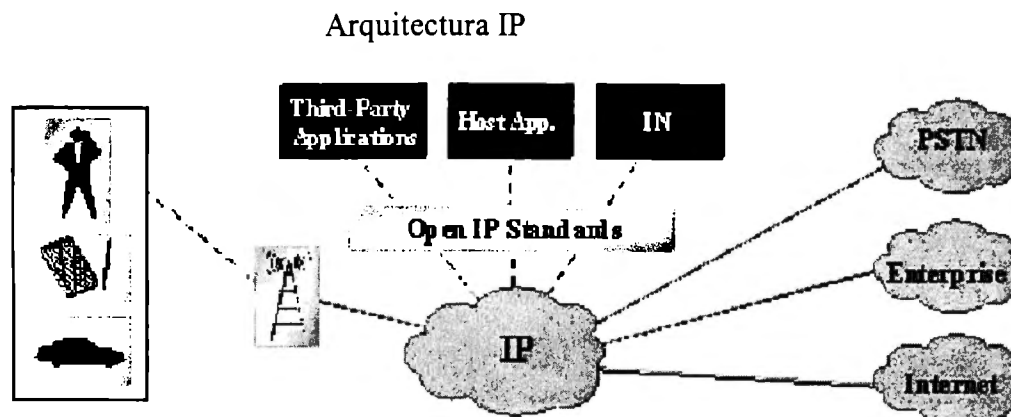
Como la industria continua invirtiendo en avances de la tecnología IP que permitan apoyar aplicaciones de tiempo real tal como voz con un servicio confiable y calidad de transporte, se espera acelerar la introducción de capacidades de la nuevas redes que se definen dentro de normas IP.

1.2.3. PAQUETE INALÁMBRICO- BASADO SOBRE RED

La siguiente generación de arquitectura será flexible, abierta, y basada en estándares. Facilitará una migración suave en la tecnología existente de conmutación de circuitos punto a punto, redes de paquetes conmutados. Estas redes inalámbricas del futuro, no muy distante, podrán aprovechar la tecnología de las comunicaciones punto a punto de IP dando valor agregado a los operadores y usuarios móviles. (ver Figura 1.2.3).

Arquitectura Existente





**Figura 1.2.3 Arquitectura existente contra Arquitectura IP
“(Original en Colores)” [IEC00]**

Hay cuatro puntos importantes que las redes inalámbricas IP del futuro deben proveer:

Expectativas superiores para el usuario final. La red debe ser personalizada, fácil de usar, y permitir el acceso rápido a todos los servicios desde un solo aparato.

Migración ordenada de red. Debe ser un proceso de migración suave de los protocolos de red existente al nuevo IP de red inalámbrico, y la nueva red debe demostrar un desempeño superior.

Reducción del tiempo del ciclo de comercialización de las aplicaciones. La red debe hacer las aplicaciones de Internet fáciles de implantar en el mundo inalámbrico. Así, los servicios existentes deben estar inmediatamente disponibles, mientras se hacen aplicaciones nuevas disponibles en el mundo inalámbrico al mismo tiempo o más rápido que ellos se hace disponible a usuarios del mundo alámbrico.

Reducir el costo de propiedad. La nueva red debe permitir negocios por el Internet inalámbrico, particularmente para las compañías transnacionales y así también a los proveedores del servicio.

1.2.4. IP INALÁMBRICO: UN MODELO CONCEPTUAL

Las secciones siguientes describirán un nuevo mundo, basado en el modelo de redes inalámbricas IP desarrollado conjuntamente por dos de las principales empresas de comunicaciones: una en la industria de las comunicaciones inalámbrica y la otra en el negocio de las comunicaciones de Internet basado sobre IP. Juntas, estas dos empresas están creando un IP móvil para redes inalámbricas la cual reunirá los requerimientos del mañana que los proveedores previamente imaginaron. Entre tales oportunidades se encuentra la posibilidad de hacer inalámbrico una parte integral de Internet más que sólo otra tecnología de acceso.

La arquitectura de comunicaciones resultante es diseñada para obtener mayor funcionalidad en las redes inalámbricas permitiendo entregar servicios de valor agregado con desempeño superior.

Esta arquitectura consta de los elementos siguientes:

- Radio acceso de red
- Núcleo de red
- Servicios de red para usuario final.

La arquitectura asegura que estos elementos funcionales sean similarmente interconectados y facilita la conexión adicional de redes al núcleo de la red. Estas redes adicionales incluyen el Internet y otro paquete conmutado de redes IP; servicios tradicionales de red telefónica, incluyendo la red conmutada de teléfono público (PSTN) y la red digital servicios integrados (ISDN); así como el sistema sistema de señalización 7 (SS7), el estándar-41 provisional (IS-41) parte de aplicación móvil (MAP) y Sistema Global para Comunicaciones Móviles (GSM). La información de MAP transporta redes (ver Figura 1.2.4).

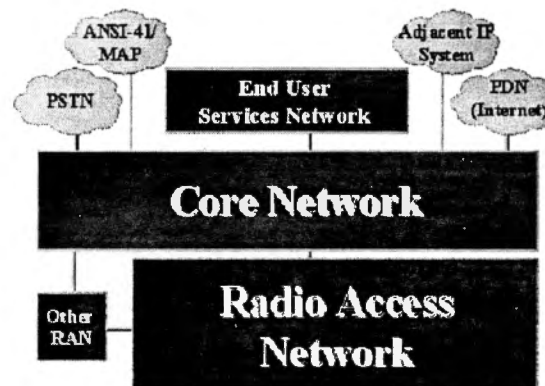


Figura 1.2.4 IP Inalámbrico conecta una Red Arquitectura de Computadoras “(Original den Colores)” [IEC00]

Componentes funcionales

La arquitectura define los siguientes tres planes de servicio que contienen componentes funcionales específicos:

Plano de Radio Acceso

Este contiene la funcionalidad de radio acceso a los elementos de red que trabajan juntos para proporcionar el acceso a la red a los subscriptores móviles sobre una interfase aérea. El radio acceso de red (RAN Radio access network) provee la transmisión básica, control de radio, y

funciones del manejo requerido por el subscriber móvil para acceder a los recursos de la red y los servicios de red de usuario final.

Este es el acceso de red que conecta las interfaces aéreas a las estaciones móviles (MS, mobile station) y cubre las tramas para los paquetes formados por tráfico de transporte entre los subscribers móviles o extiende el alcance del subscriber móvil a otro RAN y redes externas.

La topología de la red para aprovisionar a los RAN es un elemento importante en cuanto a la definición de la flexibilidad para opciones desde los transivers de la estación base (BTS) para incluir opciones de ancho de banda que son mayores que el actual T1 y E1. También, dado que T1 y E1 requieren de soporte continuo, la elección del protocolo de transporte llega a ser un importante criterio para asegurar la eficiencia máxima en la velocidad baja de enlace de T1 y E1 (ver Figura 1.2.5).

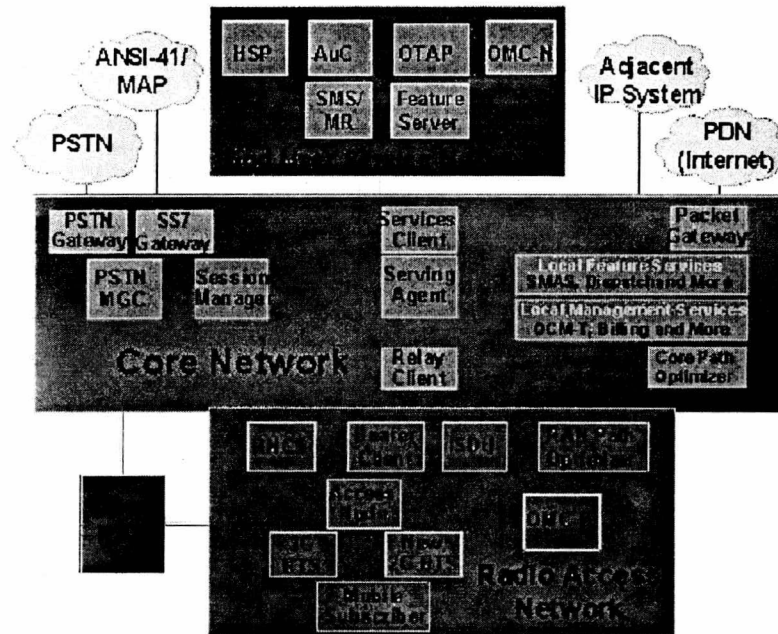


Figura 1.2.5 Arquitectura Detallada.
“(Original en Colores)” [IEC00]

Plano Núcleo de la Red.

Contiene la funcionalidad de los elementos de red que trabajan juntos para el enlace de los subscribers con servidores y gateways a redes externas tales como Internet, PSTN, intranets corporativas, y otras RAN's. El núcleo de la red también provee las interfaces entre la administración de la red y la conexión de RAN's con manejo de movilidad, seguridad y funciones de señalización. Para la difusión de las redes de tercera generación, el núcleo de la red será reconocido como punto importante para los operadores dándoles una posición competitiva permitiéndoles ofrecer una gran variedad de servicios.

El núcleo es diseñado para acceder tecnología independiente. El núcleo de la red maneja IP para control y transporte. Las redes punto a punto se refuerzan para usar tecnología cliente/servidor, presentando al subscriptor con un ambiente de red que ya conoce y le es familiar por causa del uso de Internet. El núcleo está diseñado para permitir la movilidad de paquetes con la definición de interfaces abiertas para proveer al operador la habilidad de reforzar la oferta del sistema, la comisión de terceros, reducir los costos de operación. La red es una combinación única de funciones que permiten emplear y probar los conceptos de IP.

Plano de Servicios de Usuario Final

Este plano posee una variedad de servicios disponibles para los subscriptores móviles basados en sus perfiles de acceso. Estos servicios son proveídos por operadores y por terceros e incluye Internet y servicios privados como valor agregado de la red, noticias e información, vídeo, y otros medios de comunicación que se pueden entregar a los consumidores a través de sus aparatos inalámbricos.

Los servicios de usuario final se reforzarán con el anticipo de los nuevos servicios basados sobre IP específicamente diseñados para el concepto de movilidad.

Estos tres planos de arquitectura trabajan armónicamente como capas de red para entregar servicios completos de punto a punto a los subscriptores móviles.

Funcionalidad del Servicio de la red

La premisa fundamental que maneja la nueva arquitectura de comunicación es la convergencia de voz y datos. En este modelo, el núcleo de la red juega un papel importante en los servicios de acceso a la red ofrecidos hacia el subscriptor.

La arquitectura permite que los servicios manejen la funcionalidad y el valor agregado de la red inalámbrica, así el subscriptor se le incluyen servicios de registrar, originar, recibir y mantener llamadas con una voz clara, del mismo modo sesiones de datos.

El conjunto común de servicios disponibles mediante la arquitectura es la siguiente:

Servicios de Paquete. Esto es la transportación de paquetes, transportando servicios de voz y datos, que facilitan los servicios inalámbricos. Los servicios de IP incluyen un soporte transparente de las aplicaciones existentes de IP y los servicios de IP de valor agregado.

Funciones comunes. Son las funciones básicas, tales como el registro y origen de llamadas, que soportan a todos los servicios subsecuentes.

Teleservicios. Son los servicios básicos proporcionados al usuario final, tal como llamadas de voz y sesiones de datos.

Servicios suplementarios. Refuerzan a los teleservicios, tales como el identificador de llamada y teleconferencia, los cuales son los más recientes servicios suplementarios disponibles mediante un modelo basado en servicios de IP.

Operaciones, administración, mantenimiento y aprovisionamiento (OAM&P). Estas son las funciones de supervisión, tal como monitoreo de red, tarificación, que permiten operar a la red eficiente y efectivamente.

Servicios de valor agregado. Estos son los servicios que residen fuera del núcleo de la arquitectura de red ofreciendo aplicaciones y servicios del operador de la red, proveedores y empresas. (ver Figura 1.2.6).

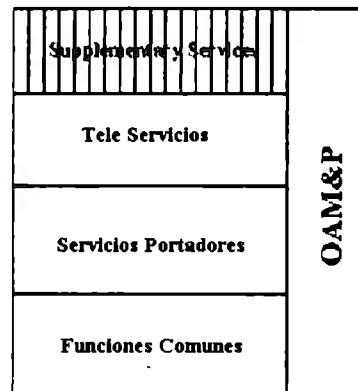


Figura 1.2.6 Provisiones del Servicio [IEC00]

1.2.5. MIGRACIÓN ORDENADA: UNA FASE DE IMPLANTACIÓN

Las generaciones de sistemas celulares pueden ser categorizadas por sus habilidades de la manipulación de datos. Hoy la segunda generación (2G) se diseña para soportar los circuitos conmutados de voz y tasas superiores a 14.4 kbps. Los sistemas de la tercera generación, incluirán servicios generales de radio paquete (GPRS) y sistemas IS-95B, los cuales pueden soportar servicios de paquete con tasas de datos de 64 kbps o ligeramente superiores. Ensayos para esta generación son llevados a cabo con operadores como France Telecom, Cellnet, y DDI en Japón. Los sistemas inalámbricos de tercera generación (3G), ofrecerán servicios de datos de alta velocidad de paquete. La tasa de datos para los sistemas de 3G alcanzarán los 384 kbps para uso pedestre y arriba de 2 Mbps para aplicaciones fijas, abriendo oportunidades para el crecimiento de servicios multimedia inalámbricos. (ver Figura 1.2.7).

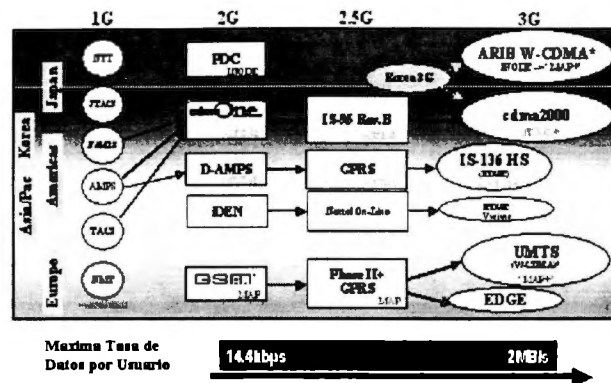


Figura 1.2.7 Evolución de los Sistemas Celulares. [IEC00]

1.2.6. VENTAJAS DE LA NUEVA ARQUITECTURA DE COMUNICACIONES IP INALÁMBRICAS.

Es una arquitectura de comunicaciones que permitirá una verdadera comunicación punto a punto y operaciones cliente/servidor se están desarrollando por los líderes de comunicación móvil así como de Internet. El resultado será liberar a nivel mundial, las redes de solución basadas sobre IP para redes inalámbricas. La arquitectura soportará los actuales estándares inalámbricos y apoyará a los operadores en los esfuerzos de migración hacia el reciente sistema de tercera generación.

CAPÍTULO 2

2. BASES TEORICAS	50
2.1. CARACTERÍSTICAS ESPECTRALES DE LAS SEÑALES DIGITALES MODULADAS.	50
2.1.1. Espectro de potencia de las señales linealmente moduladas.	50
2.1.2. Potencia espectral de las señales CPFSK y CPM	53
2.1.3. Potencia espectral de las señales moduladas con memoria.	66

2. BASES TEORICAS

2.1. CARACTERÍSTICAS ESPECTRALES DE LAS SEÑALES DIGITALES MODULADAS.

En los sistemas de comunicación digital, el ancho de banda del canal es limitado. Consecuentemente el diseñador debe considerar las restricciones impuestas por las limitaciones del ancho banda del canal en la selección de la técnica de modulación que empleará para transmitir la información.

Dado que la secuencia de la información es aleatoria, la modulación de una señal digital es un proceso estocástico. Es interesante determinar la densidad del espectro de potencia para todo el proceso. Determinando la densidad del espectro de potencia podemos determinar el ancho de banda requerido para transmitir la señal portadora de la información.

Primero analizaremos las características espectrales de las señales linealmente moduladas. Posteriormente consideraremos las no lineales CPFSK, CPM, y señales moduladas en bandabase con memoria.

2.1.1. ESPECTRO DE POTENCIA DE LAS SEÑALES LINEALMENTE MODULADAS.

Comenzando con la formula:

$$s(t) = \text{Re}[v(t)e^{j2\pi f_c t}]$$

la cual relaciona la señal pasabanda $s(t)$ a la señal pasabajo $v(t)$. Podemos expresar la función de autocorrelación de $s(t)$ como:

$$\Phi_{ss}(\tau) = \text{Re}[\Phi_{vv}(\tau)e^{j2\pi f_c \tau}]$$

donde $\Phi_{vv}(\tau)$ es la función de autocorrelación de la señal pasabajos equivalente $v(t)$. La transformada de Fourier de la ecuación anterior produce la expresión deseada para la densidad espectral de potencia $\Phi_{ss}(f)$ en la formula:

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{1}{2} [\Phi_{vv}(f - f_c) + \Phi_{vv}^*(f + f_c)]$$

donde $\Phi_{vv}(f)$ es la densidad espectral de potencia de $v(t)$. Esto es suficiente para determinar la función de autocorrelación y la densidad espectral de potencia de la señal pasabandas equivalente $v(t)$.

Primero consideramos los métodos de modulación digital para los cuales $v(t)$ es representada en forma general:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n u(t - nT)$$

Donde I_n representa el n -ésimo valor real o complejo y $u(t)$ representa un pulso arbitrario el cual puede tener valor real o complejo.

La función de autocorrelación de $v(t)$ es:

$$\Phi_{vv}(t + \tau; t) = \frac{1}{2} E[v^*(t)v(t + \tau)] = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[I_n^* I_m] u^*(t - nT) u(t + \tau - mT) \quad (2.1.1)$$

Asumimos que la secuencia de símbolos de información $\{I_n\}$ es en esencia amplia estacionaria con significado μ_i y la función de autocorrelación.

$$\Phi_{ii}(m) = \frac{1}{2} E[I_n^* I_{n+m}] \quad (2.1.2)$$

De aquí la expresión (2.1.1) puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \Phi_{vv}(t + \tau; t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Phi_{ii}(m - n) u^*(t - nT) u(t + \tau - mT) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Phi_{ii}(m) \sum_{m=-\infty}^{\infty} u^*(t - nT) u(t + \tau - nT - mT) \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

La segunda sumatoria en 2.1.3, llamada:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} u^*(t - nT) u(t + \tau - nT - mT)$$

Es periódica en la variable t con periodo T . Consecuentemente $\Phi(t + \tau, t)$ es también periódica en la variable t con periodo T . Esto es:

$$\Phi_{vv}(t + T + \tau, t + T) = \Phi_{vv}(t + \tau, t) \quad (2.1.4)$$

Adicionalmente, el valor principal de $v(t)$, el cual es:

$$E[v(t)] = \mu_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(t - nT) \quad (2.1.5)$$

es periódica con periodo T . Por lo tanto $v(t)$ es un proceso estocástico teniendo periodicidad y función de autocorrelación. Por lo que el proceso es llamado cicloestacionario o un proceso estacionario periódico.

Para calcular la densidad de densidad espectral de potencia de un proceso cicloestacionario, la dependencia de $\Phi_{vv}(t + \tau, t)$ la variable t debe eliminarse.

Esto puede complementarse con el promedio $\overline{\Phi_{vv}(t + \tau, t)}$ sobre un periodo simple.

$$\begin{aligned} \overline{\Phi_{vv}}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \Phi_{vv}(t + \tau, t) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Phi_{ii}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u^*(t - nT) u(t + \tau - nT - mT) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Phi_{ii}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2 - nT}^{T/2 - nT} u^* u(t + \tau - mT) dt \end{aligned} \quad (2.1.6)$$

Interpretamos la integral (2.1.6) como la función tiempo-autocorrelación de $u(t)$ y se define como:

$$\Phi_{uu}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u^*(t)u(t+\tau)dt \quad (2.1.7)$$

Consecuentemente (2.1.6) puede ser expresada como:

$$\bar{\Phi}_{vv}(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Phi_{ii}(m)\Phi_{uu}(\tau - mT) \quad (2.1.8)$$

La transformada de Fourier de la relación en (2.1.8) produce la densidad espectral de potencia (promedio) de $v(t)$ en la forma:

$$\Phi_{vv}(f) = \frac{1}{T} |U(f)|^2 \Phi_{ii}(f) \quad (2.1.9)$$

donde $U(f)$ es la transformada de Fourier de $u(t)$, y $\Phi_{ii}(f)$ denota la densidad espectral de potencia de la información sucesiva(serie), definida como:

$$\Phi_{ii}(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Phi_{ii}(m)e^{-j2\pi fmT} \quad (2.1.10)$$

El resultado en (2.1.9) ilustra la dependencia de la densidad espectral de potencia de $v(t)$ en las características espectrales del pulso $u(t)$ y la información sucesiva $\{I_n\}$. Esto es, las características espectrales de $v(t)$ pueden controlarse mediante el diseño del pulso $u(t)$ y el diseño de las características de correlación de la información sucesiva.

Donde la dependencia de $\Phi_{vv}(f)$ en $U(f)$ es entendible observando (2.1.9), el efecto de las propiedades de correlación de la información sucesiva. Primero notamos que para una autocorrelación arbitraria $\Phi_{ii}(m)$ la correspondiente densidad espectral de potencia $\Phi_{ii}(f)$ es periódica en el periodo $1/T$. De hecho la expresión (2.1.10) relaciona el espectro $\Phi_{ii}(f)$ a la autocorrelación $\Phi_{ii}(m)$ es en la forma de una serie exponencial de Fourier con $\{\Phi_{ii}(m)\}$ como coeficientes de Fourier. Como consecuencia la secuencia de autocorrelación $\Phi_{ii}(m)$ esta dada por:

$$\Phi_{ii}(m) = \int_{-1/2T}^{1/2T} \Phi_{ii}(f)e^{j2\pi fmT} df \quad (2.1.11)$$

Segundo, consideremos el caso en el cual los símbolos en la serie son reales y mutuamente no correlacionados. En este caso, la función de autocorrelación $\Phi_{ii}(m)$ puede expresarse como:

$$\Phi(m) = \begin{cases} \sigma_i^2 + \mu_i^2 & m = 0 \\ \mu_i^2 & m \neq 0 \end{cases} \quad (2.1.12)$$

donde σ_i^2 denota la varianza de un símbolo. Cuando (2.1.12) es usada para sustituir por $\Phi_{ii}(m)$ en (2.1.10), obtenemos:

$$\Phi_{ii}(f) = \sigma_i^2 + \mu_i^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f m T} \quad (2.1.13)$$

La suma en (2.1.13) es periódica con $1/T$. Esto puede observarse como la serie exponencial de Fourier de un tren de impulsos periódico con cada impulso teniendo un área $1/T$. De cualquier modo (2.1.10) puede expresarse en la forma:

$$\Phi_{ii}(f) = \sigma_i^2 + \frac{\mu_i^2}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{m}{T}\right) \quad (2.1.14)$$

Sustituyendo (2.1.14) en (2.1.9) produce el resultado para la densidad espectral de potencia de $v(t)$ cuando la serie de símbolos están no correlacionados. Esto es:

$$\Phi_{vv}(f) = \frac{\sigma_i^2}{T} |U(f)|^2 + \frac{\mu_i^2}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| U\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T}\right) \quad (2.1.15)$$

La expresión de densidad espectral de potencia es separada en dos términos para enfatizar los dos diferentes tipos de componentes espectrales. El primer término es el espectro continuo y depende únicamente de las características espectrales de la señal impulso $u(t)$. El segundo término consiste en los componentes de la frecuencia discreta $1/T$ espaciados en frecuencia. Cada línea espectral tiene una potencia que es proporcional a $|U(f)|^2$ evaluada en $f = m/T$.

Observamos que los componentes de frecuencia discreta desaparecen cuando los símbolos de información tienen cero, esto es $\mu_i = 0$. Esta condición es deseable para las técnicas de modulación bajo la consideración y su satisfacción cuando los símbolos son similares y simétricamente posicionados en el plano complejo. Con esto los diseñadores del sistema pueden controlar las características espectrales de las señales moduladas digitalmente mediante una apropiada selección de las características de la serie de información transmitida.

2.1.2. POTENCIA ESPECTRAL DE LAS SEÑALES CPFSK Y CPM

En esta sección se deriva la densidad espectral de potencia para la clase de señales constantes en amplitud CPM. Partiendo del cálculo de la función de autocorrelación y su transformada de Fourier como fue hecho en el caso de señales moduladas linealmente.

La amplitud constante de la señal CPM se expresa como:

$$s(t; I) = A \cos[2\pi f c t + \phi(t; I)] \quad (2.1.16)$$

donde:

$$\Phi(t; I) = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k q(t - kT) \quad (2.1.17)$$

Cada símbolo en la serie $\{I_n\}$ puede tomar uno de M valores $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$ Estos símbolos son estáticamente independientes e idénticamente distribuidos con prioridad probabilística

$$P_n = P(I_k = n) \quad n = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1) \quad (2.1.18)$$

donde $\sum P_n = 1$. El pulso $u(t) = q'(t)$ es cero fuera del intervalo $[0, LT]$, $q(t) = 0$, $t < 0$, y $q(t) = 1/2$ para $t > LT$

La función de autocorrelación de la señal pasabajos equivalente:

$$v(t) = e^{j\Phi(t;T)}$$

Es

$$\phi_{vv}(t + \tau; t) = E \left\{ \exp \left(j2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k [q(t + \tau - kT) - q(t - kT)] \right) \right\} \quad (2.1.19)$$

Expresando la suma en el exponente como un producto de exponentes. El resultado es:

$$\phi_{vv}(t + \tau; t) = E \left\{ \prod_{k=-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi h I_k [q(t + \tau - kT) - q(t - kT)]) \right\} \quad (2.1.20)$$

Enseguida desarrollamos la expectación sobre los símbolos de información $\{I_k\}$. Siendo este símbolo estáticamente independiente, obtenemos:

$$\phi_{vv}(t + \tau; t) = \prod_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{n=-(M-1)}^{M-1} P_n \exp(j2\pi h I_n [q(t + \tau - kT) - q(t - kT)]) \right\} \quad (2.1.21)$$

Finalmente , el promedio de la función de autocorrelación es:

$$\phi_{vv}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} \phi_{vv}(t + \tau; t) dt \quad (2.1.22)$$

Aunque (2.1.21) implique que sean números infinitos de factores en el producto, el pulso $u(t) = q'(t) = 0$ para $t < 0$ y $t > LT$, y $q(t) = 0$ para $t < 0$.

$$\bar{\phi}_{vv}(\xi + mT) = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} \prod_{k=1-L}^{m+1} \left\{ \sum_{n=-(M-1)}^{M-1} P_n \exp(j2\pi h n [q(t + \xi - (k-m)T) - q(t - kT)]) \right\} \quad (2.1.23)$$

Enfocados en $\bar{\Phi}_{vv}(\xi + mT)$ para $\xi + mT \geq LT$. En este caso (2.1.23) puede expresarse como:

$$\bar{\phi}_{vv}(\xi + mT) = [\psi(jh)]^{m-N} \lambda(\xi) \quad m \geq L, 0 \leq \xi < T \quad (2.1.24)$$

donde $\psi(jh)$ es la función característica de la serie aleatoria $\{I_n\}$ definida como :

$$\psi(jh) = E[e^{j\pi h I_n}] = \sum_{\substack{n=-(M-1) \\ n \text{ odd}}}^{M-1} P_n e^{j\pi h n} \quad (2.1.25)$$

y $\lambda(\xi)$ es la parte restante de la función promedio de autocorrelación, la cual puede expresarse como:

$$\lambda(\xi) = \frac{1}{T} \int_0^T \prod_{k=1-L}^{m+1} \left\{ \sum_{n=-(M-1)}^{M-1} P_n \exp(j2\pi h n [1/2 - q(t - kT)]) \right\} \times \prod_{k=1-L}^{m+1} \left\{ \sum_{n=-(M-1)}^{M-1} P_n \exp(j2\pi h n [q(t + \xi - kT)]) \right\} dt \quad m \geq L \quad (2.1.26)$$

$\bar{\Phi}_v(\tau)$ puede separar en un producto de $\lambda(\xi)$ y de $\psi(jh)$ cómo se indica en (2.1.24) para

$\tau = \xi + mT \geq LT$ y $0 \leq \xi < T$. Esta propiedad es usada a continuación.

La transformada de Fourier produce el promedio de la densidad de espectro de potencia como:

$$\Phi_v(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = 2 \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{\infty} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \right\} \quad (2.1.27)$$

Pero

$$\int_0^{\infty} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \int_0^{LT} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau + \int_{LT}^{\infty} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.1.28)$$

Con la ayuda de (2.1.26) la integral en el rango $LT \leq \tau < \infty$ puede expresarse como :

$$\int_{LT}^{\infty} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_{m=L}^{\infty} \int_{mT}^{(m+1)T} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.1.29)$$

Ahora tenemos $\tau = \xi + mT$. Entonces (2.1.29) queda como:

$$\begin{aligned} \int_{LT}^{\infty} \bar{\phi}_v(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau &= \sum_{m=L}^{\infty} \int_{mT}^{(m+1)T} \bar{\phi}_v(\xi + mT) e^{-j2\pi f (\xi + mT)} d\xi \\ &= \sum_{m=L}^{\infty} \int_0^T \lambda(\xi) [\psi(jh)]^{m-L} e^{-j2\pi f (\xi + mT)} d\xi \\ &= \sum_{m=L}^{\infty} \psi^m(jh) e^{-j2\pi f mT} \int_0^T \lambda(\xi) e^{-j2\pi f (\xi + LT)} d\xi \end{aligned} \quad (2.1.30)$$

Una propiedad de la función característica es $|\psi(jh)| \leq 1$. Para valores de h en donde $|\psi(jh)| < 1$ la suma en (2.1.30) produce:

$$\sum_{n=L}^{\infty} \psi^n(jh) e^{-j2\pi nT} = \frac{1}{1 - \psi(jh) e^{-j2\pi T}} \quad (2.1.31)$$

En este caso (2.1.30) se reduce a:

$$\int_{LT}^{\infty} \bar{\phi}_w(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \frac{1}{1 - \psi(jh) e^{-j2\pi T}} \int_0^T \bar{\phi}_w(\xi + LT) e^{-j2\pi f(\xi + LT)} d\xi \quad (2.1.32)$$

Combinando (2.1.27), (2.1.28) y (2.1.32) obtenemos la densidad espectral de potencia de una señal CPM en la forma:

$$\Phi_w(f) = 2 \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{LT} \bar{\phi}_w(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau + \frac{1}{1 - \psi(jh) e^{-j2\pi T}} \int_{LT}^{(L+1)T} \bar{\phi}_w(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right\} \quad (2.1.33)$$

Este es un resultado deseado cuando $|\psi(jh)| < 1$. En general la densidad espectral de potencia es evaluada numéricamente de (2.1.33). El promedio de la función de autocorrelación $\bar{\Phi}_w(\tau)$ para el rango $0 \leq \tau \leq (L+1)T$ puede calcularse numéricamente de (2.1.23).

Para valores de h para los cuales $|\psi(jh)| = 1$, e.g., $h = k$, donde k es un entero, podemos tener:

$$\psi(jh) = e^{j2\pi v} \quad 0 \leq v < 1 \quad (2.1.34)$$

Entonces la suma en (2.1.30) da:

$$\sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi T(f - v/T)n} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{v}{T} - \frac{n}{T}\right) - j \frac{1}{2} \cot \pi T \left(f - \frac{v}{T}\right) \quad (2.1.35)$$

Ahora la densidad espectral de potencia contiene impulsos localizados en la frecuencia

$$f_n = \frac{n + v}{T} \quad 0 \leq v < 1, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.1.36)$$

El resultado en (2.1.35) puede combinarse con (2.1.30) y (2.1.28) para obtener la densidad espectral de potencia total, la cual incluye un componente de espectro continuo y un componente de espectro discreto.

Regresando al caso donde $|\psi(jh)| < 1$. Cuando los símbolos son igualmente probables, i.e.

$$P_n = \frac{1}{M} \quad \text{para toda } n$$

La función característica se simplifica a la forma

$$\psi(jh) = \frac{1}{M} \sum_{n=-(M-1)}^{M-1} e^{jn\pi h} = \frac{1}{M} \frac{\sin M\pi h}{\sin \pi h} \quad (2.1.37)$$

Notamos que para este caso $\psi(jh)$ es real. La función promedio de autocorrelación dada por (2.1.23) también se simplifica en este caso a :

$$\bar{\phi}_w(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \prod_{k=1-L}^{\tau/T} \frac{1}{M} \frac{\sin 2\pi h M [q(t+\tau-kT) - q(t-kT)]}{\sin 2\pi h [q(t+\tau-kT) - q(t-kT)]} dt \quad (2.1.38)$$

La expresión correspondiente a la densidad espectral de potencia se reduce a:

$$\Phi_w(f) = 2 \left\{ \int_0^{-T} \Phi_w(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau + \frac{1 - \varphi(jh) \cos 2\pi f T}{1 + \varphi^2(jh) - 2\varphi(jh) \cos 2\pi f T} x^{(L+1)\tau-L} \int_{LT}^{\tau-L} \Phi_w(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \right\} \quad (2.1.39)$$

Densidad espectral de potencia de CPFSK

Una expresión de forma cerrada para la densidad espectral de potencia puede obtenerse de (2.1.39) cuando un pulso $u(t)$ es rectangular y cero fuera del intervalo $[0, T]$. En este caso $q(t)$ es lineal para $0 \leq t \leq T$. El resultado de la potencia espectral puede expresarse:

$$\Phi_w(f) = T \left[\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M A_n^2(f) + \frac{2}{M^2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M B_{nm}(f) A_n(f) A_m(f) \right] \quad (2.1.40)$$

donde:

$$\begin{aligned} A_n(f) &= \frac{\sin \pi [fT - (2n-1-M)h/2]}{\pi [fT - (2n-1-M)h/2]} \\ B_{nm}(f) &= \frac{\cos(2\pi f T - \alpha_{nm}) - \psi \cos \alpha_{nm}}{1 + \psi^2 - 2\psi \cos 2\pi f T} \\ \alpha_{nm} &= \pi h(m+n-1-M) \\ \psi &\equiv \psi(jh) = \frac{\sin M\pi h}{M \sin \pi h} \end{aligned} \quad (2.1.41)$$

La densidad espectral de potencia de CPFSK para $M = 2, 4$ y 8 es graficada en las figuras 2.2.1, 2.2.2 y 2.2.3 como función de normalización de la frecuencia fT , con el índice de modulación $h = 2fdT$ como un parámetro.

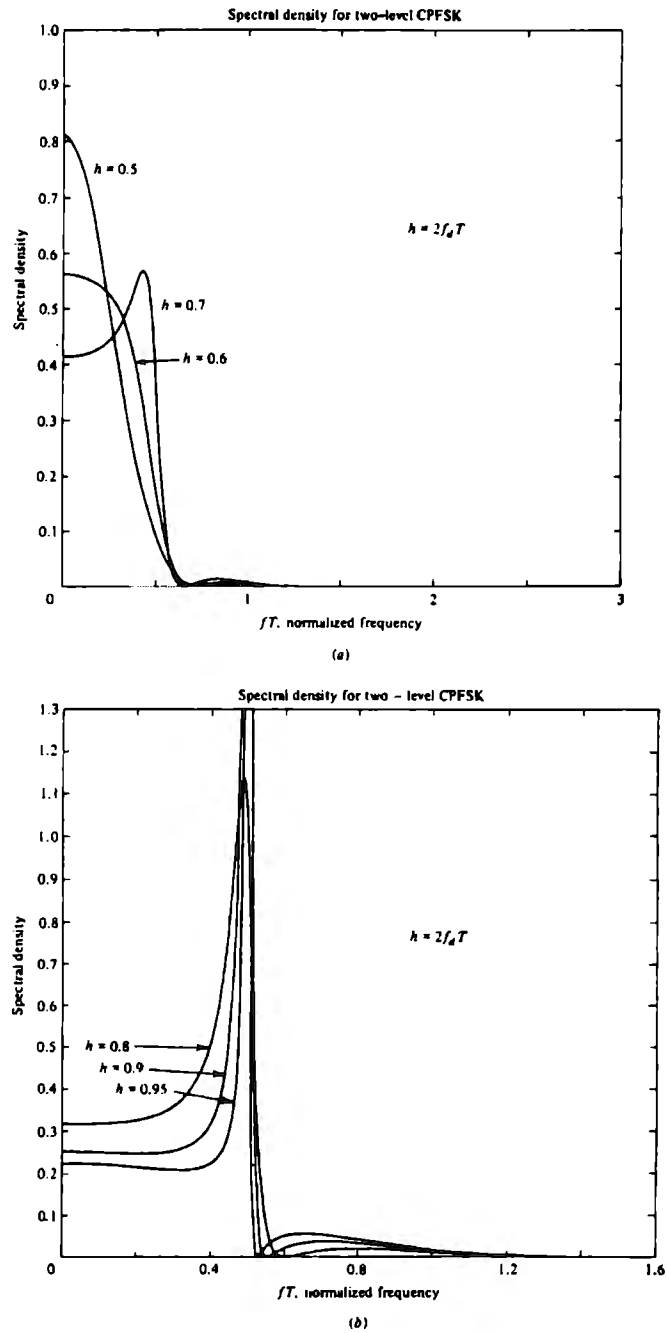


Figura 2.2.1 Densidad espectral de potencia binaria de CPFSK [PROA89]

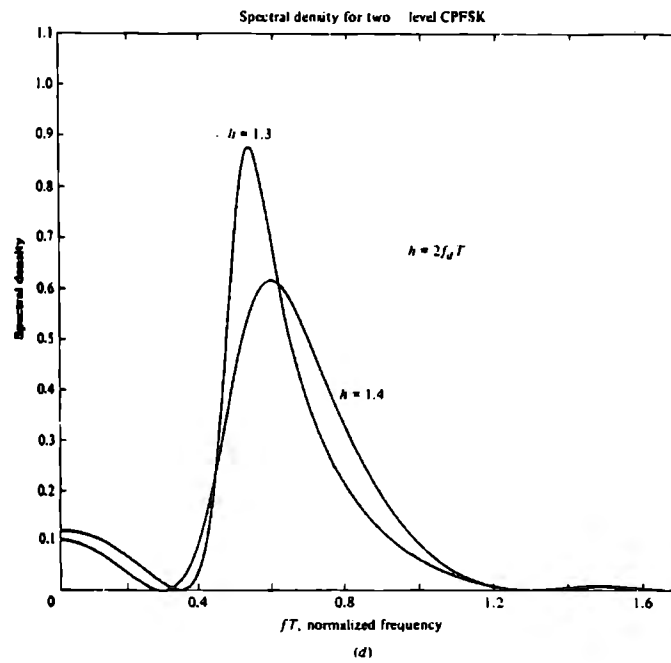
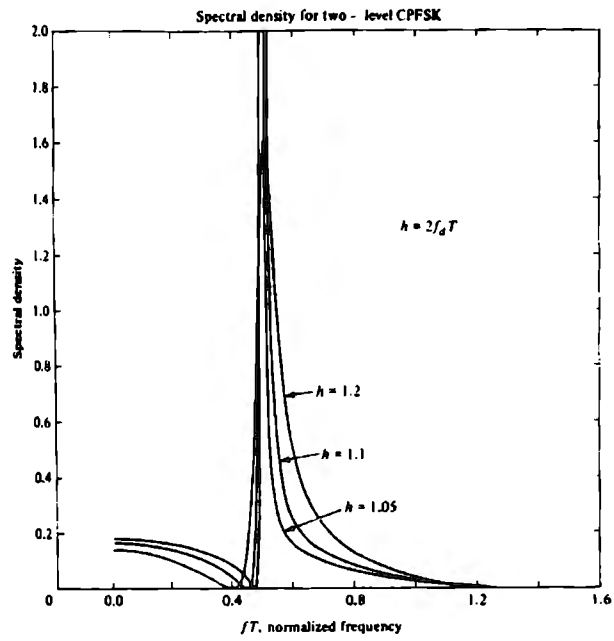


Figura 2.2.1 Continuación [PROA89]

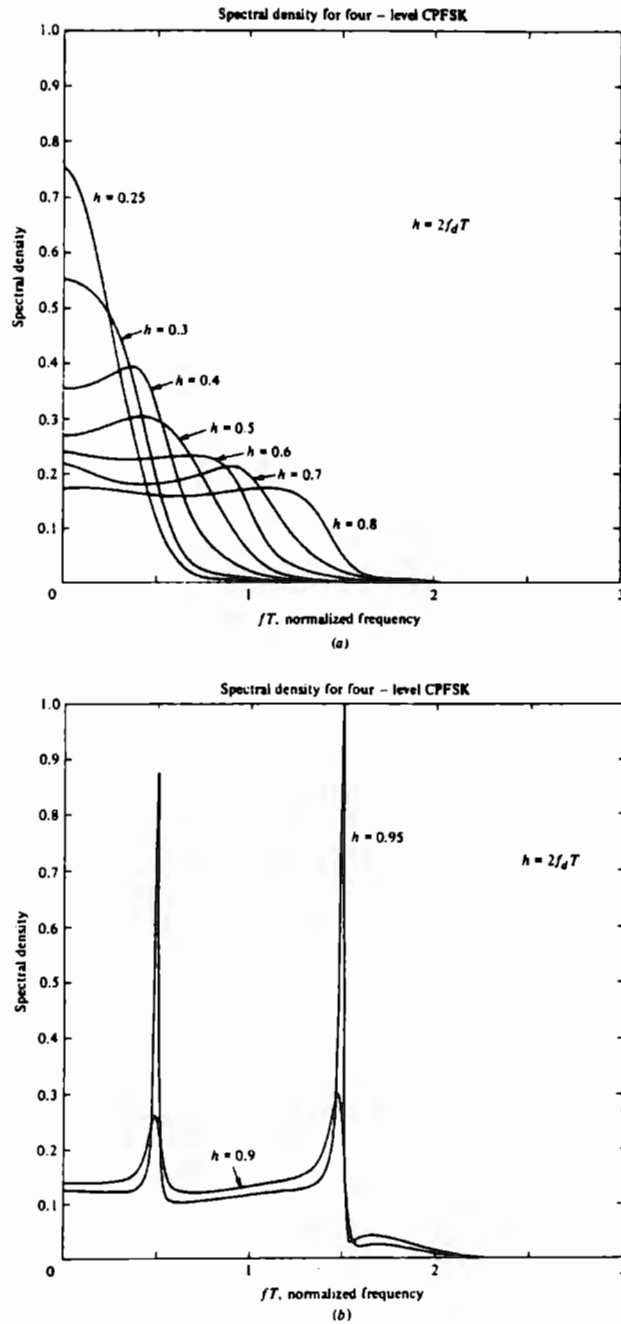


Figura 2.2.2 Densidad Espectral de Potencia Cuaternaria CPFSK [PROA89]

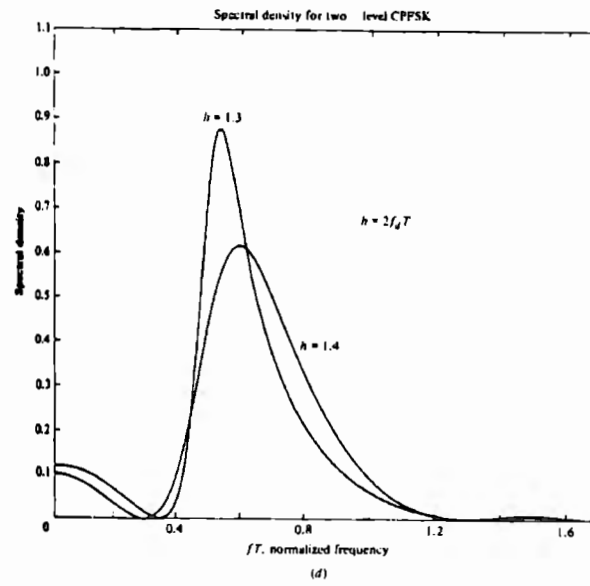
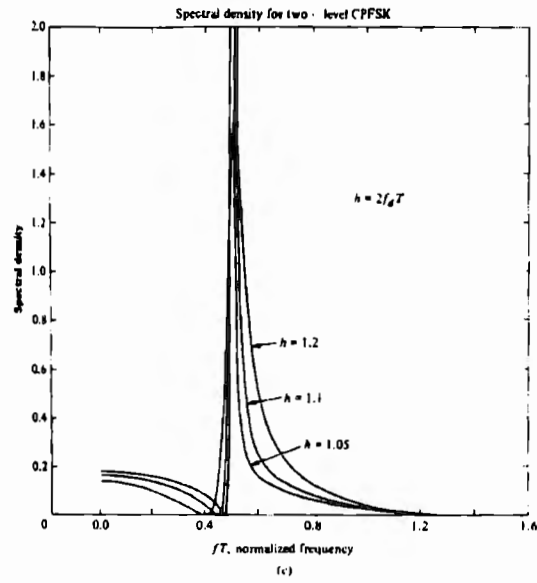
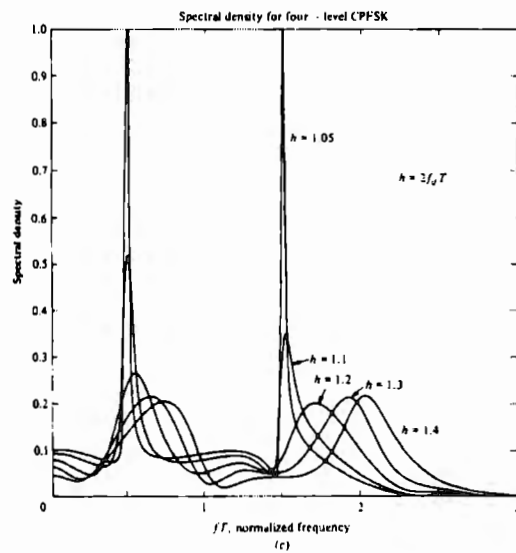


Figura 2.2.2. Continuación [PROA89]



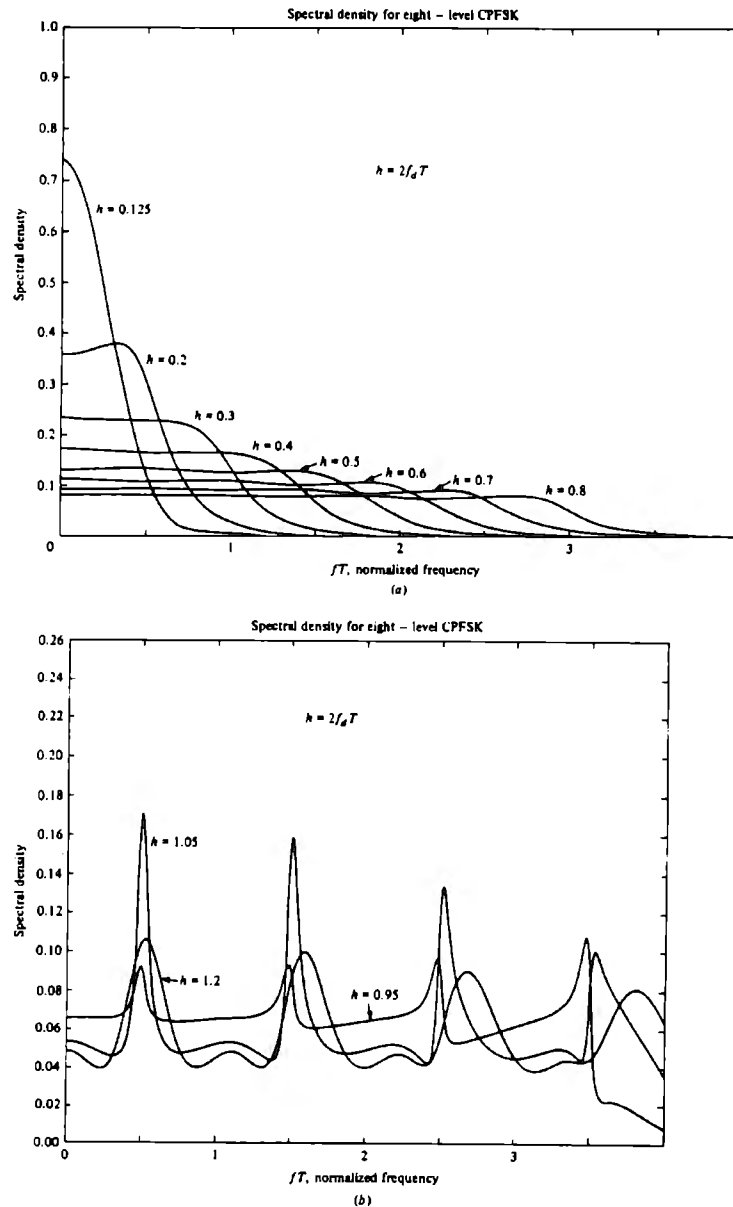


Figura 2.2.3 Densidad Espectral de Potencia Octal CPFSK [PROA89]

Solo la mitad del ancho de banda ocupado es mostrado en la gráfica. El origen corresponde a la portadora f_c . La gráfica ilustra que el espectro de CPFSK es relativamente suave y bien definido para $h < 1$. Como h se aproxima a la unidad, el espectro llega a un pico y, para $h = 1$ cuando $|\psi| = 1$, encontramos que los pulsos ocurren a frecuencias de M . Cuando $h > 1$ el espectro es más ancho. En sistemas de comunicación donde CPFSK es usado, el índice de modulación es diseñado para conservar el ancho de banda, tanto que $h < 1$.

Caso especial de CPFSK binario con $h=1/2$ (o $fd = 1/4T$) y $\psi = 0$ corresponde a MSK. En este caso el espectro de señal es:

$$\Phi_w(f) = \frac{16A^2T}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right]^2 \quad (2.1.42)$$

donde la amplitud de la señal $A=1$ en (2.1.41). En contraste el espectro de cuatro fases offset(cuadratura) PSK(OQPSK) con un pulso rectangular $u(t)$ de duración T es:

$$\Phi_w(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \quad (2.1.43)$$

Si comparamos estas características espectrales, podremos normalizar la variable en frecuencia mediante el rango de bit o el intervalo de bit T_b . MSK es binario a FSK, siguiendo que $T = T_b$ en (2.1.42). De otro modo en OQPSK, $T = 2 T_b$ entonces (2.1.43) se hace:

$$\Phi_w(f) = 2A^2 T_b \left(\frac{\sin 2\pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (2.1.44)$$

El espectro de las señales de MSK y OQPSK es graficado en la fig. 2.2.4. El principal lobulo de MSK es 50% más ancho que para OQPSK.

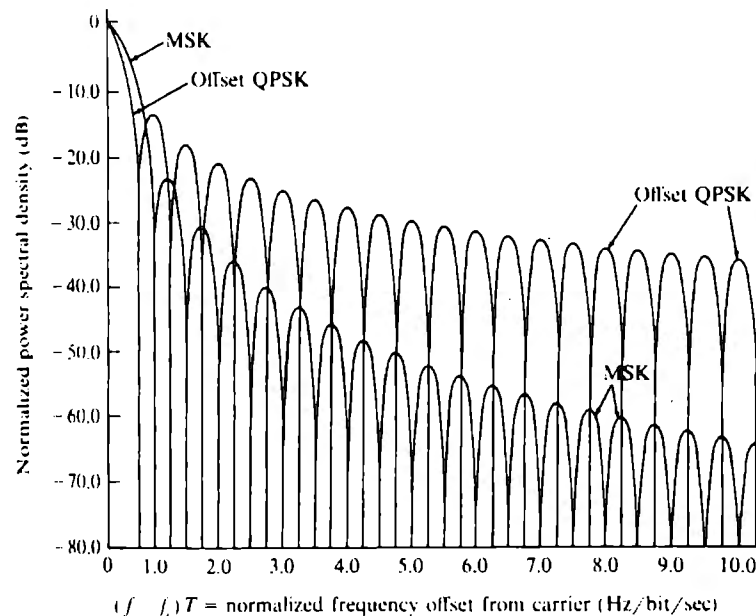


Figura 2.2.4 Densidad Espectral de Potencia de MSK y QPSK [PROA89]

De cualquier modo los lados en MSK caen considerablemente más rápido. Por ejemplo, si comparamos el ancho de banda W que contiene el 99% del total de potencia, encontramos que $W = 1/2T_b$ para MSK y $W \approx 8T_b$ para OQPSK.

Consecuentemente, MSK tiene un espectro angosto ocupado cuando lo observamos en términos de fracción de potencia fuera de banda $fT_b = 1$. En la figura 2.2.5. se gráfica la fracción de potencia fuera de banda para OQPSK y MSK. MSK es significativamente más eficiente en el ancho de banda que QPSK. Esta eficiencia ha incrementado la popularidad de MSK en los sistemas de comunicación digital.

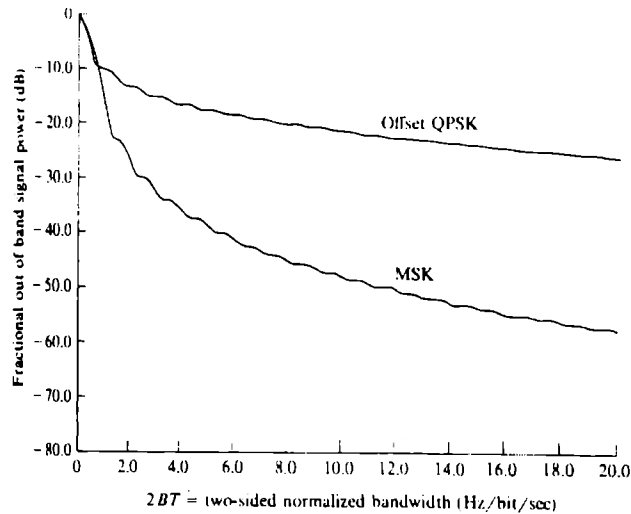


Figura 2.2.5 Potencia fraccional fuera de banda (normalizada ambos lados ancho de banda=2 bt) [PROA89]

La gran eficiencia que tiene MSK en el ancho de banda se puede lograr mediante la reducción del índice de modulación.

Características espectrales de CPM

El ancho de banda ocupado por CPM depende en la elección del índice de modulación h , el pulso $u(t)$, y el número de señales M . Como hemos observado para CPFSK, los valores pequeños de h resultan en señales CPM con ocupación pequeña en el ancho de banda, mientras tanto siendo más grandes los valores de h resulta más grande la ocupación del ancho de banda. Este es el caso más general de las señales CPM.

El uso de pulsos suaves como un coseno de pulsos creciente de la forma:

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{LT} \right) & 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{de otro modo} \end{cases} \quad (2.1.45)$$

donde $L = 1$ para una respuesta completa y $L > 1$ para una respuesta parcial, resultando en una utilización pequeña del ancho de banda y mejor que la eficiencia del ancho de banda que es empleado en los pulsos rectangulares.

La figura 2.2.6 ilustra la densidad espectral de potencia para CPM binaria con respuesta de diferencia parcial de pulsos de coseno creciente (LRC) cuando $h = 1/2$.

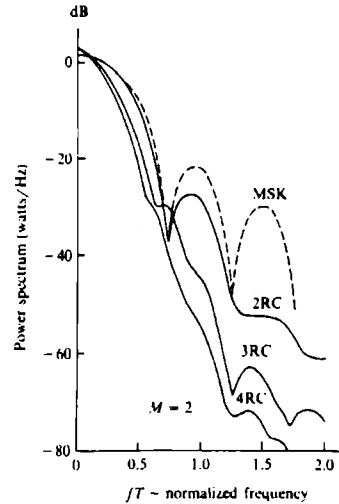


Figura 2.2.6 Densidad de Espectral de Potencia Binaria CPM con $h=1/2$ y diferentes impulsos [PROA89]

Como comparación es mostrado también el espectro binario de CPFSK. Observar que mientras L se incrementa el pulso $u(t)$ se hace más suave y la utilización del ancho de banda de la señal se reduce.

El efecto de variación del índice de modulación en una señal CPM se ilustra en la figura 2.2.7 para el caso de $M = 4$ y un pulso de coseno creciente de forma dada en (2.1.45) con $L = 3$.

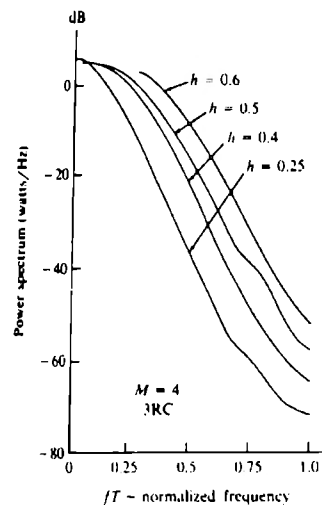


Figura 2.2.7 Densidad de Espectral de Potencia para $m=4$ CPM con 3RC e índices de modulación diferentes [PROA89]

En la figura 2.2.8 se ilustra la fracción de potencia fuera de banda para dos amplitudes CPFSK con diferentes valores de h .

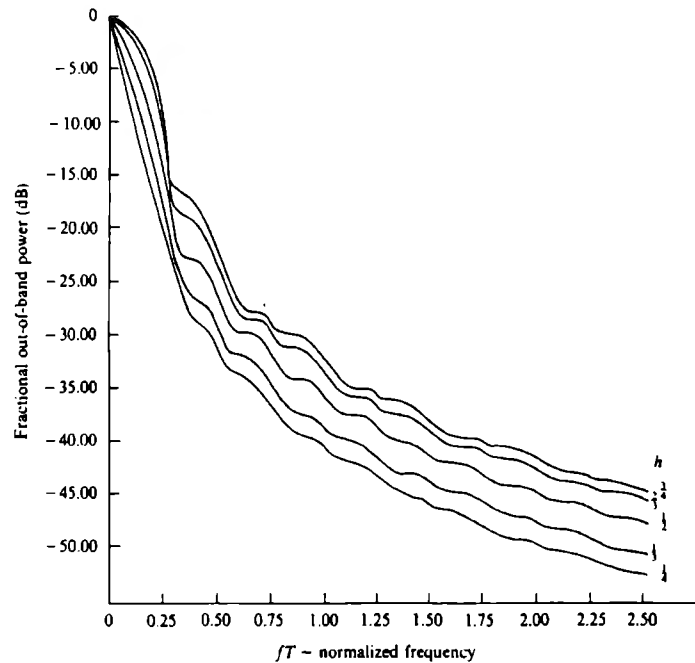


Figura 2.2.8 Potencia Fraccional fuera de banda para dos componentes CPFSK [PROA89]

2.1.3. POTENCIA ESPECTRAL DE LAS SEÑALES MODULADAS CON MEMORIA.

En las dos secciones anteriores determinamos las características espectrales para la clase de señales moduladas linealmente sin memoria y para la clase de señales moduladas angularmente tales como CPFSK y CPM, las cuales son no lineales y con memoria. En esta sección consideraremos las características espectrales de las señales moduladas linealmente que tienen memoria y que pueden ser modeladas mediante cadenas de Markov.

La densidad espectral de potencia de una señal modulada que es generada por una cadena de Markov puede ser derivada mediante el procedimiento mencionado en la sección anterior. Podemos determinar la función de autocorrelación y entonces la evaluación de su transformada de Fourier para obtener la densidad espectral de potencia.

Para señales que son generadas por una cadena de Markov con matriz de transición de probabilidad P , la densidad de potencia espectral de la señal modulada puede expresarse en forma general:

$$\Phi(f) = \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{i=1}^k p_i S_i \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^k p_i |S_i(f)|^2 + \frac{2}{T} \operatorname{Re} \left[\sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^k p_i S_i^*(f) S_j(f) P_{ij}(f) \right] \quad (2.1.46)$$

donde $S_i(f)$ es la transformada de Fourier de la señal forma de onda $s_i(t)$ y $P_{ij}(f)$ es la transformada de Fourier de la secuencia en tiempo discreto $P_{ij}(n)$, definida como:

$$P_{ij}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} P_{ij}(n) e^{-j2\pi n f T} \quad (2.1.47)$$

El término $P_{ij}(n)$ denota la probabilidad de que la señal $s_j(t)$ es transmitida n intervalos de señalización después de la transmisión de $s_i(t)$. Por lo que $\{P_{ij}(n)\}$ es la probabilidad de transición en la matriz de transición P_n .

Cuando no existe memoria en el método de modulación, la señal transmitida de forma de onda en cada intervalo de señal es independiente de las formas de ondas transmitidas previamente a los intervalos de señales. La densidad espectral de potencia de la señal resultante puede expresarse en la ecuación (2.1.46), si la matriz de probabilidad de transición es reemplazada por:

$$P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & \dots & p_k \\ p_1 & p_2 & \dots & p_k \\ \dots & \dots & & \dots \\ p_1 & p_2 & \dots & p_k \end{bmatrix} \quad (2.1.48)$$

y suponiendo la condición de $P_n = P$ para toda $n \geq 1$. Bajo estas condiciones la expresión de la densidad espectral de potencia se convierte en una función de la probabilidad de estado estacionario $\{p_i\}$ solamente, la cual puede reducirse a la forma simple:

$$\begin{aligned} \Phi(f) = & \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{i=1}^K p_i S_i \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^K p_i (1 - p_i) |S_i(f)|^2 \\ & - \frac{2}{T} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i p_j \operatorname{Re} [S_i(f) S_j^*(f)] \end{aligned} \quad (2.1.49)$$

Observamos que nuestro resultado previo para la densidad espectral de potencia de modulación lineal sin memoria dada por (2.1.15) puede verse como un caso especial de (2.1.49) en el cual todas las formas de onda son idénticas excepto por un conjunto de factores de escala que convierten la información digital.

También observamos que el primer término en la expresión para la densidad espectral de potencia dada por (2.1.46) o (2.1.49) consiste de componentes de frecuencia discreta. Esta línea espectral desaparece cuando:

$$\sum_{i=1}^K p_i S_i \left(\frac{n}{T} \right) = 0 \quad (2.1.50)$$

La condición en (2.1.50) es impuesta en el diseño práctico de los sistemas de comunicación digital y es fácilmente satisfecho mediante una apropiada elección de las señales de forma de onda.

Ahora determinemos la densidad espectral de potencia de las señales moduladas en banda base. Primero, la señal NRZ es caracterizada por dos formas de onda $s_1(t) = s(t)$ y $s_2(t) = -s(t)$, donde $s(t)$ es un pulso rectangular de amplitud A . Para $k=2$ en (2.1.49) se reduce a:

$$\Phi(f) = \frac{(2p-1)^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| S\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + \frac{4p(1-p)}{T} |S(f)|^2 \quad (2.1.51)$$

donde:

$$|S(f)|^2 = (AT)^2 \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \quad (2.1.52)$$

Cuando $p=1/2$, la línea espectral desvanece y $\Phi(f)$ se reduce a:

$$\Phi(f) = \frac{1}{T} |S(f)|^2 \quad (2.1.53)$$

La señal bifásica, llamada señal código Manchester, es una forma binaria sin memoria de modulación para la cual $s_1(t) = -s_2(t) = -s(t)$.

La densidad espectral de potencia es dada por (2.1.51), donde la señal espectral $s(t)$ es :

$$|S(f)|^2 = (AT)^2 \left[\frac{\sin^2 \pi f T / 2}{\pi f T / 2} \right]^2 \quad (2.1.54)$$

La señal NRZI esta caracterizada por la matriz de probabilidad de transición.

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.1.55)$$

Observar que $P_n = P$ para toda $n \geq 1$. La forma especial para la densidad espectral de potencia dada por (2.1.51) aplica a este formato de modulación muy bien. Consecuentemente, la densidad espectral de potencia para la señal NRZI es idéntica a la señal de espectro NRZ.

CAPÍTULO 3

3. MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN PARA EL CANAL GAUSSIANO DE RUIDO ADITIVO	71
3.1. CARACTERÍSTICAS DE LAS SEÑALES FORMA DE ONDA	71
3.1.1. Señales binarias antipodales	73
3.1.2. Señales binarias ortogonales	74
3.1.3. Señales multifase.	75
3.1.4. Señales multiamplitud	76
3.1.5. Señales QAM	77
3.1.6. Señales ortogonales M-arias	78
3.1.7. Señales Biortogonales	79
3.1.8. Señales Simples	80
3.1.9. Señales forma de onda de códigos binarios.	81
3.2. DEMODULACIÓN OPTIMA PARA SEÑALES COMPLETAMENTE CONOCIDAS EN RUIDO ADITIVO GAUSSIANO.	83
3.2.1. Probabilidad de Error para Señales Binarias.	86
3.2.2. Probabilidad de Error para Señales Ortogonales M-arias.	89
3.2.3. Probabilidad de Error para Señales Biortogonales M-arias.	90
3.2.4. Probabilidad de Error para Señales Simples.	91
3.2.5. Probabilidad de Error para Señales de Código Binario M-arias.	92
3.2.6. Probabilidad de Error para Señales Multifase.	93
3.2.7. Probabilidad de Error para Señales Multiamplitud.	98
3.2.8. Probabilidad de Error para Señales QAM.	101
3.2.9. Comparación de Métodos de Señalización Digital.	105

3.3. OPTIMA DEMODULACIÓN PARA SEÑALES CON FASE ALEATORIA EN RUIDO ADITIVO GAUSSIANO.	108
3.3.1. Detección no coherente de señales binarias en un canal AWGN.	109
3.3.2. Detección no coherente de señales ortogonales M-arias en un canal AWGN.	110
3.4. SEÑALIZACIÓN DIGITAL MULTICANAL EN UN CANAL AWGN.	112
3.5. SINCRONIZACIÓN PORTADORA Y SÍMBOLO.	115
3.5.1. Técnicas de Sincronización de Portadora.	115
3.5.2. Sincronización de Símbolo.	125
3.5.3. Máxima Probabilidad del Parámetro Estimación.	126

3. MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN PARA EL CANAL GAUSSIANO DE RUIDO ADITIVO

Este capítulo es concerniente al diseño y las características de desempeño de la modulación y demodulación para el canal gaussiano de ruido aditivo.

El proceso de demodulación canal corrompido recibe formas de onda y presenta al decodificador un conjunto de resultados de números reales del proceso de forma de onda.

La información digital a transmitirse sobre el canal es una secuencia de dígitos binarios ocurriendo a un rango uniforme de R bits por segundo. Cada dígito binario es transmitido directamente mediante una forma de onda $s_1(t)$ correspondiente a un dígito binario 0 o a una forma de onda $s_2(t)$ que corresponde a un dígito binario 1. Este tipo de transmisión es llamada señalización binaria.

Como una alternativa de transmisión de dígitos binarios directos, la secuencia de información puede subdividirse en grupos o bloques, donde cada bloque consiste de k bits. Con k bits por bloque, hay $2k = M$ bloques distintos, por lo que se requiere M formas de onda diferente para transmitir los k bits bloques.

En este capítulo nos limitaremos a los métodos de modulación que son sin memoria.

3.1. CARACTERÍSTICAS DE LAS SEÑALES FORMA DE ONDA

En general los sistemas de señalización M -arios, emplean formas de ondas para transmitir información denotada como $\{s_m(t), m = 1, \dots, M\}$. Usualmente estas formas de onda son pasabanda y son representadas como :

$$s_m(t) = \text{Re}[u_m(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T \quad (3.1.1)$$

donde $\{u_m(t)\}$ denota el equivalente de la forma de onda pasa bajo. Las señales M son caracterizadas individualmente por su energía, definida como:

$$\begin{aligned} \varepsilon_m &= \int_0^T s_m^2(t) dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^T |u_m(t)|^2 dt \quad m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

y mutuamente por sus valores complejos coeficientes de correlación

$$\rho_{jm} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_j}} \int_0^T u_m(t) u_j^*(t) dt \quad (3.1.3)$$

En términos de las señales de onda pasabanda, tenemos:

$$\operatorname{Re}[\rho_{jm}] = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_j}} \int_0^T s_m(t) s_j(t) dt \quad (3.1.4)$$

La señal de energía ε_m puede expresarse en términos de vectores de la señal $s_m = \{s_{m1}, s_{m2}, \dots, s_{mN}\}$ como:

$$\begin{aligned} \varepsilon_m &= \int_0^T s_m^2(t) dt \\ &= \int_0^T \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N s_{mn} s_{mi} f_n(t) f_i(t) dt \\ &= \sum_{n=1}^N s_{mn}^2 = |s_m|^2 \end{aligned} \quad (3.1.5)$$

De manera similar los coeficientes de correlación ρ_{km} puede expresarse en términos de vectores $s_k = \{s_{k1}, s_{k2}, \dots, s_{kN}\}$ y $s_m = \{s_{m1}, s_{m2}, \dots, s_{mN}\}$ como:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\rho_{km}] &= \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_k \varepsilon_m}} \int_0^T s_m(t) s_k(t) dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_k \varepsilon_m}} \int_0^T \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N s_{mn} s_{ki} f_n(t) f_i(t) dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{|s_m|^2 |s_k|^2}} \sum_{n=1}^N s_{mn} s_{kn} \\ &= \frac{s_m \bullet s_k}{|s_m| |s_k|} \end{aligned} \quad (3.1.6)$$

donde $s_m \bullet s_k$ es el producto punto de los dos vectores.

Análogamente para la señal de energía y los coeficientes de correlación en términos de valores complejos, equivalentes a la señal pasa bajo con vector $\{u_m\}$ son:

$$\begin{aligned} \varepsilon_m &= \frac{1}{2} |u_m|^2 \quad m = 1, 2, \dots, M \\ \rho_{km} &= \frac{u_m \bullet u_k^*}{|u_m| |u_k|} \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

Otro parámetro relacionado es la distancia Euclidiana d_{km} entre dos pares de señales, definidas como:

$$\begin{aligned}
 d^2_{km} &= |s_m - s_k|^2 \\
 &= \int_0^T [s_m(t) - s_k(t)]^2 dt \\
 &= \varepsilon_m + \varepsilon_k - 2\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_k} \operatorname{Re}(\rho_{km})
 \end{aligned} \tag{3.1.8}$$

Cuando $\varepsilon_m = \varepsilon_k = \varepsilon$ para toda m y k , simplificando a (3.1.8) a:

$$d^2_{km} = 2\varepsilon[1 - \operatorname{Re}(\rho_{km})] \tag{3.1.9}$$

La distancia Euclidiana es una medición alterna de la similitud o discrepancia del conjunto de señales forma de onda o de los vectores de señal correspondiente.

3.1.1. SEÑALES BINARIAS ANTIPODALES

Considerando las dos señales.

$$s_1(t) = -s_2(t) = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \cos 2\pi f_c t \quad 0 \leq t \leq T \tag{3.1.10}$$

Son señales unidireccionales cuyo equivalente pasa bajo forma de onda, son pulsos rectangulares. i.e.

$$u_1(t) = -u_2(t) = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \quad 0 \leq t \leq T \tag{3.1.11}$$

La representación del vector correspondiente es $s_1 = [s_{11}]$ y $s_2 = [s_{21}]$ donde $s_{11} = -s_{21} = \sqrt{\varepsilon}$. La figura 3.1.1 ilustra el diagrama de la señal. El coeficiente de correlación es:

$$\operatorname{Re}(\rho_{12}) = \frac{s_1 \bullet s_2}{|s_1||s_2|} = -1 \tag{3.1.12}$$

y la distancia Euclidiana correspondiente es :

$$d_{12} = \{2\varepsilon[1 - \operatorname{Re}(\rho_{12})]\}^{1/2} = 2\sqrt{\varepsilon} \tag{3.1.13}$$

Dos señales con un coeficiente de correlación de -1 es llamada antipodal.

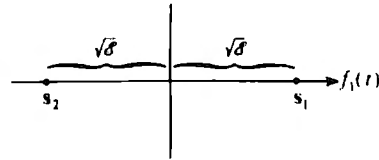


Figura 3.1.1 Diagrama de señal-espacio para señales binarias antipodales [PROA89]

3.1.2. SEÑALES BINARIAS ORTOGONALES

Considerando dos señales:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} \cos 2\pi f_c t & 0 \leq t \leq T \\ s_2(t) &= \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} \sin 2\pi f_c t & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (3.1.14)$$

donde $f_c = 1/T$ o $f_c \gg 1/T$, entonces:

$$\text{Re}(\rho_{12}) = \frac{1}{\epsilon} \int_0^T s_1(t)s_2(t)dt = 0 \quad (3.1.15)$$

$\text{Re}(\rho_{12}) = 0$, las dos señales son ortogonales.

La forma de onda equivalente pasa bajo correspondiente a $s_1(t)$ y $s_2(t)$ son:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} & 0 \leq t \leq T \\ u_2(t) &= -j\sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (3.1.16)$$

Claramente estas señales forma de onda pueden representarse como una señal de vectores de dos dimensiones.

$$s_1 = (\sqrt{\epsilon}, 0) \quad s_2 = (0, -\sqrt{\epsilon}) \quad (3.1.17)$$

La figura 3.1.2 muestra este ejemplo. $d_{12} = \sqrt{2\epsilon}$

Donde:

$$\rho_{12} = \frac{u_1^* \bullet u_2}{\|u_1\| \|u_2\|} = -j = e^{-j\pi/2} \quad (3.1.18)$$

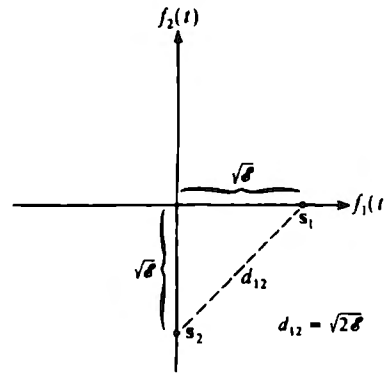


Figura 3.1.2 Diagrama señal espacio para señales binarias ortogonales [PROA89]

3.1.3. SEÑALES MULTIFASE.

Considerando señales PSK M-arias

$$\begin{aligned}
 sm(t) &= \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) \right] \quad m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T \\
 &= \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} \cos \frac{2\pi}{M} (m-1) \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} \sin \frac{2\pi}{M} (m-1) \sin 2\pi f_c t
 \end{aligned} \quad (3.1.19)$$

La forma de onda equivalente pasa baja :

$$um(t) = \sqrt{\frac{2\epsilon}{T}} e^{j2\pi(m-1)t/M} \quad m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T \quad (3.1.20)$$

Estas señales forma de onda son representadas en vectores de dos dimensiones.

$$s_m = \left[\sqrt{\epsilon} \cos \frac{2\pi}{M} (m-1), \sqrt{\epsilon} \sin \frac{2\pi}{M} (m-1) \right] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.1.21)$$

O en valores complejos.

La figura 3.1.3 ilustra el ejemplo. Los coeficientes de correlación con valores complejos son:

$$\begin{aligned}
 \rho_{km} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^T u_k^*(t) u_m(t) dt \quad k = 1, 2, \dots, M, m = 1, 2, \dots, M \\
 &= e^{j2\pi(m-k)/M}
 \end{aligned} \quad (3.1.22)$$

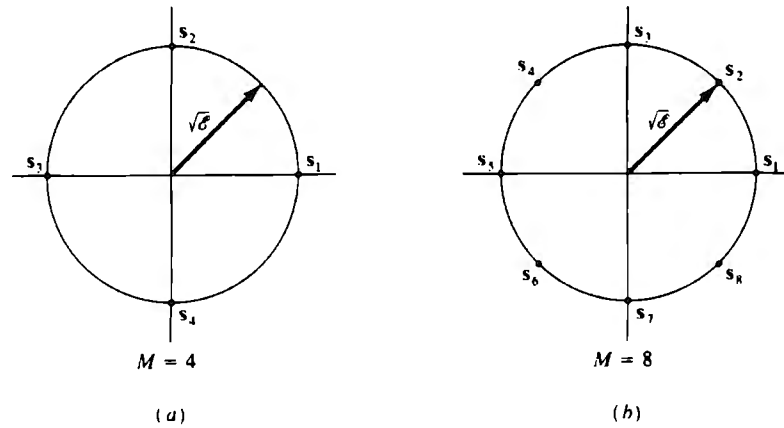


Figura 3.1.3 Diagrama señal-espacio para señales PSK con M=4 y M=8 [PROA89]

Sus coeficientes de correlación reales son:

$$\text{Re}(\rho_{km}) = \cos \frac{2\pi}{M}(m-k) \quad (3.1.23)$$

La distancia Euclidiana entre el par de señales es:

$$\begin{aligned} d_{km} &= \{2\varepsilon(1 - \text{Re}(\rho_{km}))\}^{1/2} \\ &= \left\{ 2\varepsilon \left[1 - \cos \frac{2\pi}{M}(m-k) \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (3.1.24)$$

3.1.4. SEÑALES MULTIAMPLITUD

Considerando señales PAM M-arias

$$\begin{aligned} s_m(t) &= a_m \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \cos 2\pi f_c t \\ &= A_m \text{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (3.1.25)$$

donde la amplitud de la señal A_m toma valores discretos.

$$A_m = 2m - 1 - M \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.1.26)$$

Estas señales son unidireccionales ($N = 1$) y son representadas por componentes escalares.

$$s_{m1} = A_m \sqrt{\varepsilon} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.1.27)$$

La distancia entre un par de señales es:

$$\begin{aligned} s_m &= \sqrt{(s_{m2} - s_{k1})^2} \\ &= \sqrt{\varepsilon} |A_m - A_k| \end{aligned} \quad (3.1.28)$$

Ejemplos de las señales PAM M-arias es mostrado en la figura 3.1.4

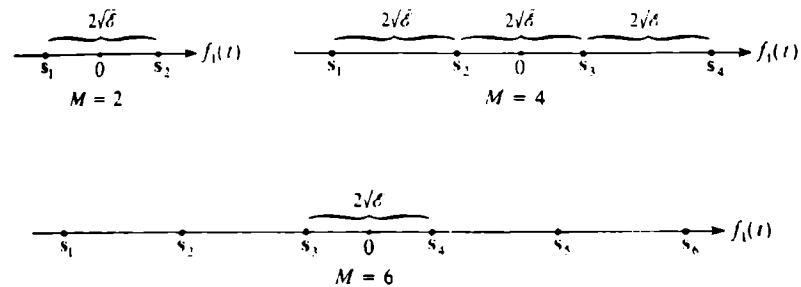


Figura 3.1.4 Diagramas señal-espacio para señales PAM M-arias. [PROA89]

3.1.5. SEÑALES QAM

Una señal de cuadratura de amplitud modulada (QAM) o señal de cuadratura de amplitud cambio de llave (QASK) es representada como:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= A_{mc} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \cos 2\pi f_c t - A_{ms} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \sin 2\pi f_c t \\ &= \text{Re}[(A_{mc} + jA_{ms})u(t)e^{j2\pi f_c t}] \end{aligned} \quad (3.1.29)$$

donde A_{mc} y A_{ms} son señales de información de traslado de amplitud de portadoras de cuadratura y $u(t) = \sqrt{2\varepsilon/T}$, $0 \leq t \leq T$.

La distancia entre cualquier par de señales es:

$$\begin{aligned} d_{mk} &= \sqrt{|s_m - s_k|^2} \\ &= \sqrt{\varepsilon(A_{mc} - A_{kc})^2 + (A_{ms} - A_{ks})^2} \quad k, m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3.1.30)$$

La figura 3.1.5 ilustra este tipo de señales.

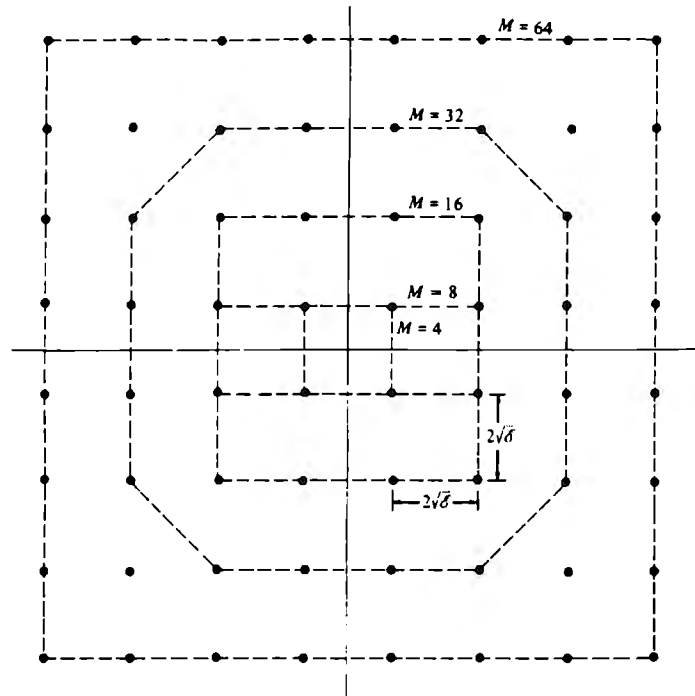


Figura 3.1.5 Señal Rectangular QAM constalaciones con $d_{min} = 2\sqrt{\varepsilon}$ [PROA89]

3.1.6. SEÑALES ORTOGONALES M-ARIAS

Estas formas de onda contienen en como característica el tener igual energía y coeficientes de cruce de correlación.

$$\begin{aligned} \rho_{km} &= \frac{\left(\frac{2\varepsilon}{T}\right)^T}{2\varepsilon} \int_0^T e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt \\ &= \frac{\sin \pi T(m-k)\Delta f}{\pi T(m-k)\Delta f} e^{j\pi(m-k)\Delta f} \end{aligned} \quad (3.1.31)$$

La parte real de ρ_{km} es:

$$\begin{aligned} \rho_r \equiv \text{Re}(\rho_{km}) &= \frac{\sin 2\pi T(m-k)\Delta f}{\pi T(m-k)\Delta f} \cos \pi T(m-k)\Delta f \\ &= \frac{\sin 2\pi T(m-k)\Delta f}{2\pi T(m-k)\Delta f} \end{aligned} \quad (3.1.32)$$

Para el caso en el cual $\Delta f = 1/2T$, las señales FSK son equivalentes a los vectores N-dimensionales.

$$\begin{aligned} s_1 &= (\sqrt{\varepsilon}, 0, \dots, 0) \\ s_2 &= (0, \sqrt{\varepsilon}, 0, \dots, 0) \\ s_N &= (0, 0, \dots, 0, \sqrt{\varepsilon}, \dots) \end{aligned} \quad (3.1.33)$$

donde $N = M$. La distancia entre un par de señales es:

$$d_{km} = \sqrt{2\varepsilon} \quad \text{todo } m, k \quad (3.1.34)$$

La figura 3.1.6 ilustra este tipo de señal.

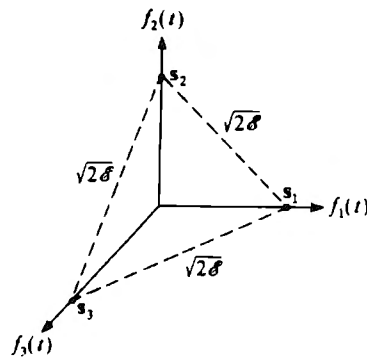


Figura 3.1.6 Señales ortogonales para $M=N=3$ [PROA89]

3.1.7. SEÑALES BIORTOGONALES

Un conjunto de señales M biortogonales puede construirse de $M/2$ señales biortogonales por medio de incluir la parte negativa de las señales ortogonales. La figura 3.1.7 ilustra una señal biortogonal para $M = 4$ y 6.

Observamos que la correlación entre cualquier par de formas de onda es $\rho_r = -1$ ó 0 . La distancia correspondiente es $d = 2\sqrt{\varepsilon}$ ó $\sqrt{2\varepsilon}$.

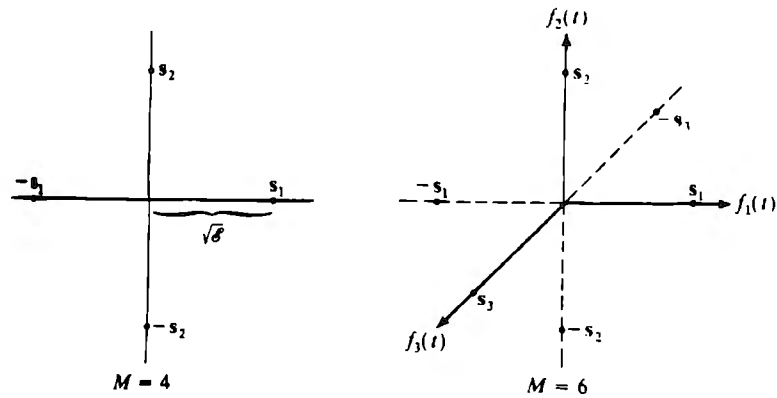


Figura 3.1.7 Diagramas señal-espacio para señales biortogonales $M=4$ y $M=6$ [PROA89]

3.1.8. SEÑALES SIMPLES

Suponiendo un conjunto de M formas de ondas ortogonales $\{s_m(t)\}$ o su representación vectorial $\{s_m\}$.

$$s = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M s_m \quad (3.1.35)$$

Construyendo otro conjunto de señales M , por medio de una sustracción geométrica de las M señales ortogonales.

$$s'_m = s_m - s \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.1.36)$$

El efecto de la sustracción es el traslado del origen de las M señales ortogonales al punto s . El resultado es llamado señal simple y tiene las siguientes propiedades:
Primero la energía por forma de onda es:

$$\begin{aligned} |s'_m| &= |s_m - s|^2 \\ &= \epsilon - \frac{2}{M} \epsilon + \frac{1}{M} \epsilon \\ &= \epsilon \left(1 - \frac{1}{M} \right) \end{aligned} \quad (3.1.37)$$

Segundo, la cruz correlación de cualquier par de señales es:

$$\text{Re}(\rho_{mn}) = \frac{s'_m \bullet s'_n}{|s'_m| |s'_n|}$$

$$= \frac{-1/M}{(1-1/M)} = -\frac{1}{M-1} \quad (3.1.38)$$

para toda m, n . El conjunto de formas de onda simple es igualmente correlacionada y requiere menos energía por el factor $(1-1/M)$, comparado con el conjunto de formas de onda ortogonales.

La figura 3.1.8 ilustra las señales simples para $M = 2, 3$ y 4.

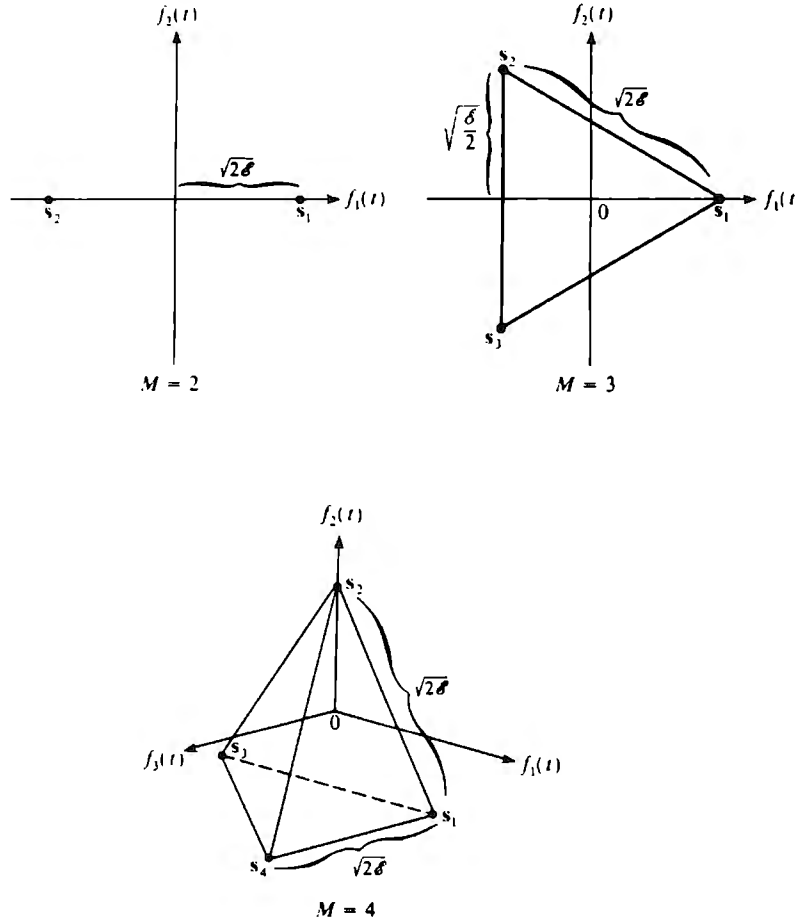


Figura 3.1.8 Diagramas señal-espacio para señales simples M-arias. [PROA89]

3.1.9. SEÑALES FORMA DE ONDA DE CÓDIGOS BINARIOS.

Un conjunto de M señales forma de onda puede generarse desde un conjunto de M códigos binarios de la forma:

$$c_m = [c_{m1} c_{m2} \dots c_{mN}] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.1.39)$$

donde $c_{mj} = 0$ ó 1 para toda m y j . Las formas de onda pueden expresarse como vectores.

$$s_m = (s_{m1}, s_{m2}, \dots, s_{mN}) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.1.40)$$

La figura 3.1.9 ilustra los puntos de la señal en $N = 2$ y 3 dimensiones.

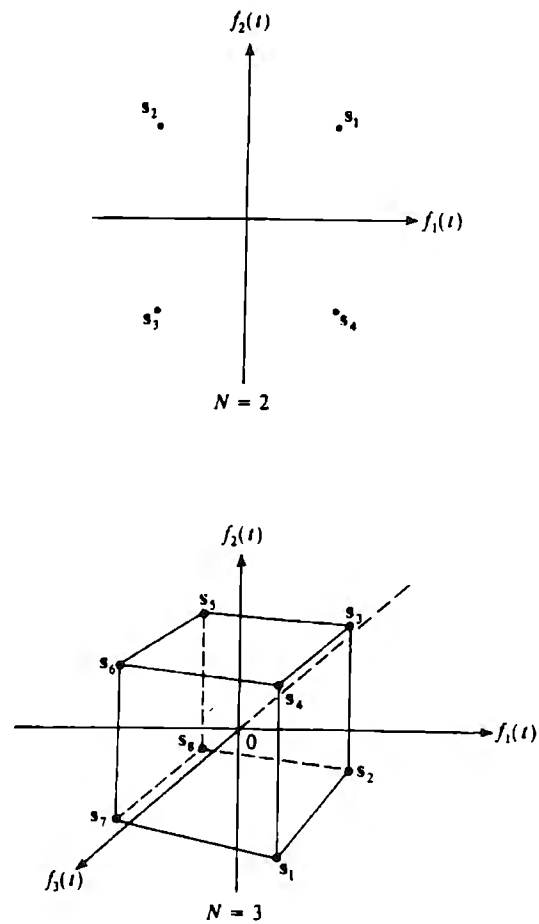


Figura 3.1.9 Diagramas señal-espacio generadas desde códigos binarios. [PROA89]

Los coeficientes de correlación mutua

$$\rho_r = \frac{\varepsilon \left(1 - \frac{1}{N}\right)}{\varepsilon} = \frac{N-1}{N} \quad (3.1.41)$$

y su distancia correspondiente

$$d = \sqrt{2\varepsilon(1 - \rho_r)}$$

$$= \sqrt{2\rho/N} \quad (3.1.42)$$

En la siguiente sección se considera la demodulación óptima de estas señales y sus probabilidades de errores cuando son empleadas para transmitir información a través de un canal de ruido blanco gaussiano.

3.2. DEMODULACIÓN ÓPTIMA PARA SEÑALES COMPLETAMENTE CONOCIDAS EN RUIDO ADITIVO GAUSSIANO.

Asumiendo que el canal a través del cual la información será transmitida no tiene limitaciones en el ancho de banda. El canal simplemente atenúa las señales que viajan a través de él, teniendo retrasos en el tiempo y corrompiéndose por la adición de ruido gaussiano. Por tanto la respuesta del canal a las señales transmitidas $s_m(t)$ puede expresarse de la forma:

$$b(t) = \text{Re} \left\{ \alpha u_m(t - t_0) e^{-j2\pi f_c t_0} + z(t) \right\} e^{j2\pi f_c t} \quad (3.2.1)$$

donde α representa el factor de ganancia o pérdida del canal (atenuación), t_0 es el tiempo de retardo, y $z(t)$ representa el equivalente pasabajo del ruido aditivo que se asume sea cero, significando un proceso aleatorio estacionario gaussiano con función de autocorrelación.

$$\Phi_{zz}(\tau) = \frac{1}{2} E[z^*(t)z(t + \tau)] \quad (3.2.2)$$

Debemos asumir que el receptor está sincronizado con el transmisor.

En algunas aplicaciones, es deseable estimar Φ para una precisión en el receptor y emplearla para compensar el cambio de la fase del canal. En otras aplicaciones, la fase de cambio del canal es ignorada en el proceso de detección.

En esta sección asumiremos que la fase de la portadora Φ es conocida perfectamente en el receptor. Esto es llamado demodulación coherente. Cuando la fase es ignorada en la demodulación de la señal recibida, el proceso es llamado demodulación no coherente.

Entonces el equivalente de la señal pasabajo y el receptor puede expresarse como:

$$r(t) = \alpha e^{-j\Phi} u_m(t) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.2.3)$$

La probabilidad de un error de decisión es minimizada si demodulador selecciona la señal teniendo la probabilidad más larga posterior.

$$P[\text{señal } m \text{ fue transmitida} | r(t), 0 \leq t \leq T] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2.4)$$

Para lograr una decisión se pueden emplear dos métodos el primer método es multiplicar la señal recibida $r(t)$ con el complejo conjugado de $u_m(t)$ para $m = 1, 2, \dots, M$ e integrando el producto sobre el intervalo de señal como se muestra en la figura 3.2.1. Esta estructura de demodulación es llamada demodulador de correlación.

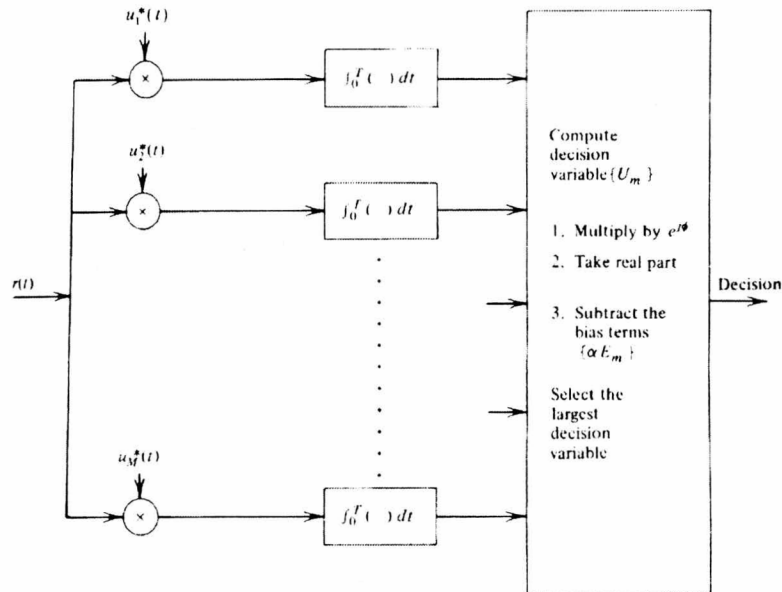


Figura 3.2.1 Demodulador de correlación mutua [PROA89]

Un segundo método para generar la decisión de variables $\{U_m\}$ es pasar $r(t)$ a través de un banco paralelo de M filtros, teniendo equivalentes impulsos de respuesta pasabajo $b_m(t) = u_m^*(T-t)$, $m = 1, 2, \dots, M$, y muestreo de las salidas de los filtros $t=T$ como se ilustra en la figura 3.2.2. Los filtros son colocados para igualar a las M señales forma de onda y el demodulador correspondiente el cual es llamado demodulador de filtros de igualación.

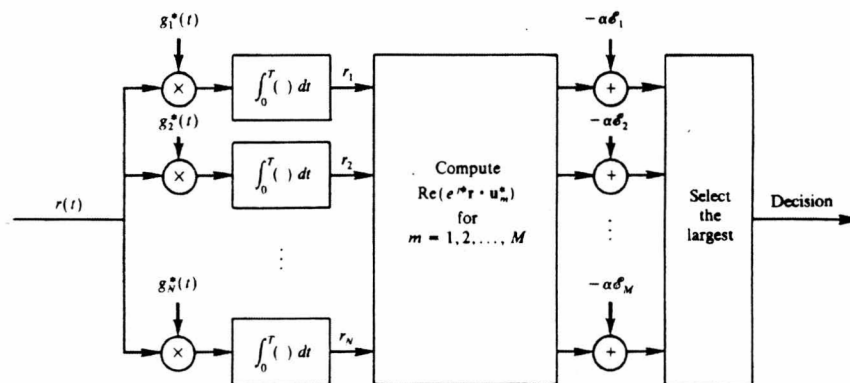


Figura 3.2.2 Demodulador de filtros de igualación. [PROA89]

El demodulador implícito por (3.2.5) es ilustrado por la figura 3.2.3. Después de la relación cruzada con $\{g_n^*(t)\}$ los componentes del vector de los correlacionados son cruz correlacionados con cada uno de los posibles vectores de señal u_m , $m = 1, 2, \dots, M$, y el resultado de la suma de los productos son el cambio de fase por Φ .

$$\mu(u_m) = \text{Re}[e^{j\phi} r \bullet u_m^*] - \alpha \epsilon_m \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2.5)$$

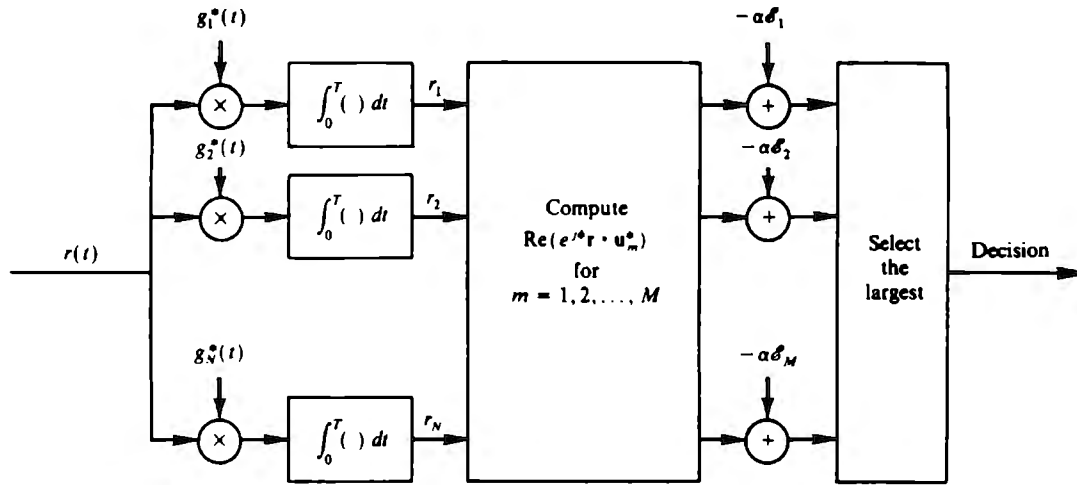


Figura 3.2.3 Demodulador de correlación mutua. [PROA89]

En vez de usar la correlación mutua para obtener los componentes del vector recibido $\{r_i\}$, podemos usar un banco de N filtros con respuesta de impulsos $\{g_n^*(T-t)\}$ que son los filtros de igualación a las funciones ortogonales $\{g_n^*(t)\}$. Las operaciones restantes son idénticas a las descritas en el párrafo previo. El resultado del demodulador óptimo es mostrado en la figura 3.2.4.

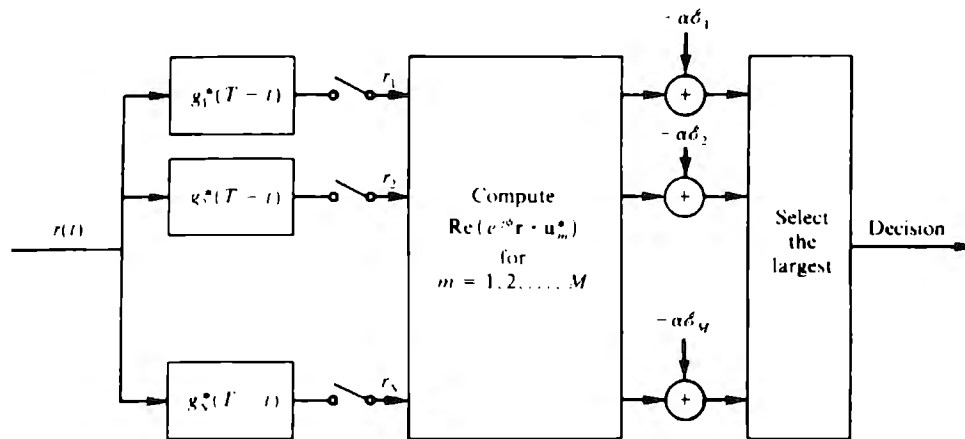


Figura 3.2.4 Demodulador de filtros de igualación. [PROA89]

Las variables de decisión se simplifican a:

$$\mu(s_m) = r \bullet s_m - \alpha \epsilon_m \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2.6)$$

El vector de recepción se expresa como:

$$r = \alpha s_n + n \quad (3.2.7)$$

donde s_n es la señal a ser transmitida, n es el valor real del vector de ruido y r es el vector de la señal de recepción.

La tabla 3.2.1 contiene un sumario de variables de decisión para los demoduladores de forma de onda de (3.1.4) y la representación del vector equivalente dado por (3.2.5) y (3.2.6)

Tabla 3.2.1 Variables de Decisión para los Demoduladores de forma de onda [PROA89]

Waveform demodulator	Vector demodulator
Equivalent lowpass (complex-valued) signals	
$U_m = \text{Re} \left[e^{j\phi} \int_0^T r(t) u_m^*(t) dt \right] - \alpha \mathcal{E}_m$ $m = 1, 2, \dots, M$	$\mu(u_m) = \text{Re} [e^{j\phi} r \cdot u_m^*] - \alpha \mathcal{E}_m$ $m = 1, 2, \dots, M$
$\mathcal{E}_m = \frac{1}{2} \int_0^T u_m(t) ^2 dt$	$\mathcal{E}_m = \frac{1}{2} u_m ^2$
$r(t) = \alpha e^{-j\phi} u_m(t) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T$	$r = \alpha e^{-j\phi} u_m + z$
Real-valued signals	
$U_m = \int_0^T r(t) s_m(t) dt - \alpha \mathcal{E}_m$ $m = 1, 2, \dots, M$	$\mu(s_m) = r \cdot s_m - \alpha \mathcal{E}_m$ $m = 1, 2, \dots, M$
$\mathcal{E}_m = \int_0^T s^2(t) dt$	$\mathcal{E}_m = s_m ^2$
$r(t) = \alpha s_m(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T$	$r = \alpha s_m + n$

3.2.1. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES BINARIAS.

Las dos señales forma de onda $s_m(t)$, $m = 1, 2$, son generalmente:

$$s_m(t) = \text{Re} [u_m(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad m = 1, 2, 0 \leq t \leq T \quad (3.2.8)$$

Estas dos formas de onda son de igual energía ϵ y su forma de onda equivalente pasabajo $u_m(t)$, $m = 1, 2$, contiene coeficientes de correlación de valores complejos ρ_{12} dado por (3.1.3)

Como fue demostrado, la forma del demodulador óptimo para la decisión de variables es:

$$U_m = \text{Re} \left[\int_0^T r(t) u_m^*(t) dt \right] \quad m = 1, 2 \quad (3.2.9)$$

o bien su equivalente

$$\mu(u_m) = \text{Re} [e^{j\phi} r \bullet u_m^*] \quad m = 1, 2 \quad (3.2.10)$$

y decisión a favor de la señal correspondiente a la variable de decisión más larga. El objetivo es determinar el desempeño de la óptima fase coherente (estimar a la perfección la fase de la

portadora Φ) del demodulador, expresado en términos de probabilidad promedio de un error de dígito binario.

Primero se evaluará la probabilidad de error para la decisión de variables dada por (3.2.9).

En términos de la variable aleatoria V , la probabilidad de error es:

$$\begin{aligned}
 P(V < 0) &= \int_{-\infty}^0 p(v) dv \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(v-m_0)^2}{2\sigma_0^2}} dv \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \mathcal{E}}{2N_0} (1 - \rho_r)} \right)
 \end{aligned} \tag{3.2.11}$$

donde $\operatorname{erfc}(x)$ es la función de error complementaria, definida como:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \tag{3.2.12}$$

De este modo la probabilidad promedio de error de un dígito binario para señales similares es:

$$P_2 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \mathcal{E}}{2N_0} (1 - \rho_r)} \right) \tag{3.2.13}$$

Observamos que un incremento en la distancia entre dos señales reduce la probabilidad de error.

El mínimo de P_2 con respecto a la señal con coeficiente de correlación ρ_r , donde $-1 \leq \rho_r \leq 1$ se obtiene cuando $\rho_r = 1$, en cuyo caso $s_1(t) = -s_2(t)$. Las señales óptimas binarias son antipodales y su desempeño en el canal AWGB es:

$$\begin{aligned}
 P_2 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \mathcal{E}}{N_0}} \right) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b})
 \end{aligned} \tag{3.2.14}$$

La fig. 3.2.5 ilustra una señal PSK, su pulso equivalente pasabajo y su diagrama a bloques del demodulador PSK implementado como un correlacionador. La fig. 3.2.6 muestra el desempeño del rango de error de señales binarias antipodal y binarias ortogonales.

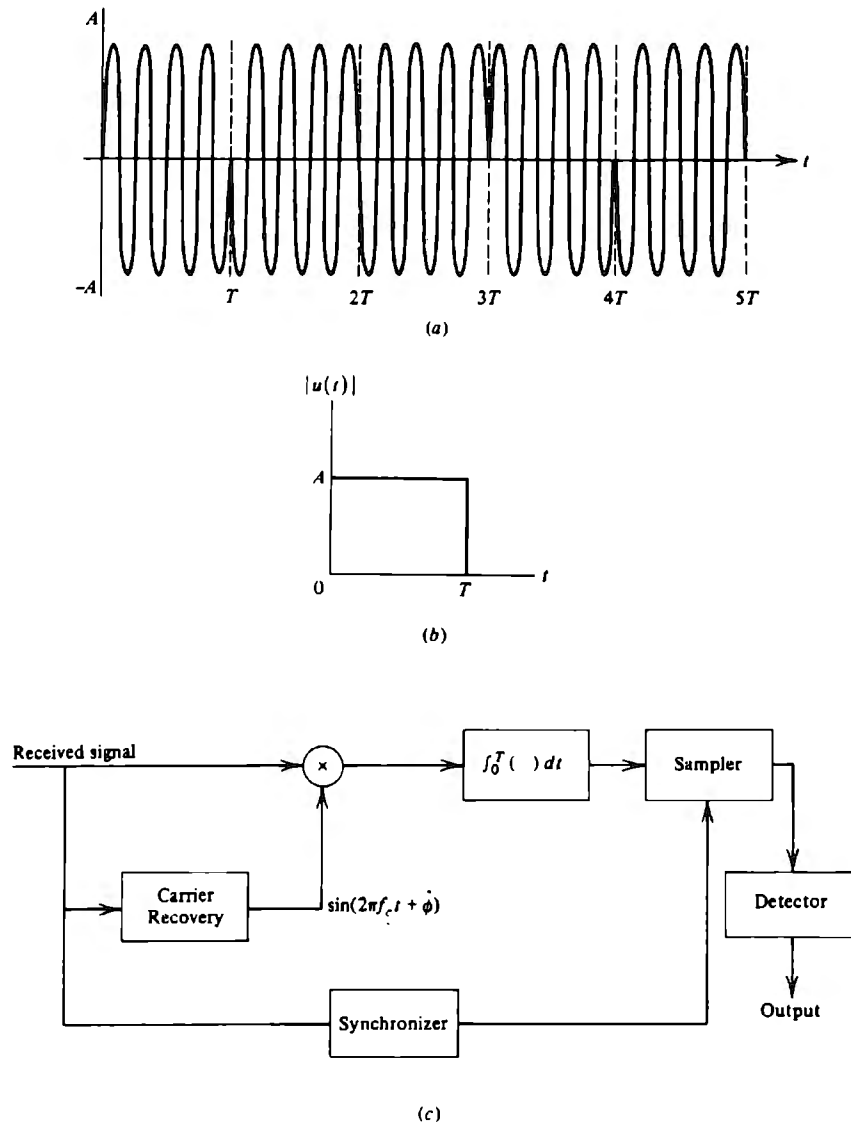


Figura 3.2.5 (a) Señal Binaria PSK (b) Pulso pasabajas equivalente
(c) Demodulador PSK a bloques [PROA89]

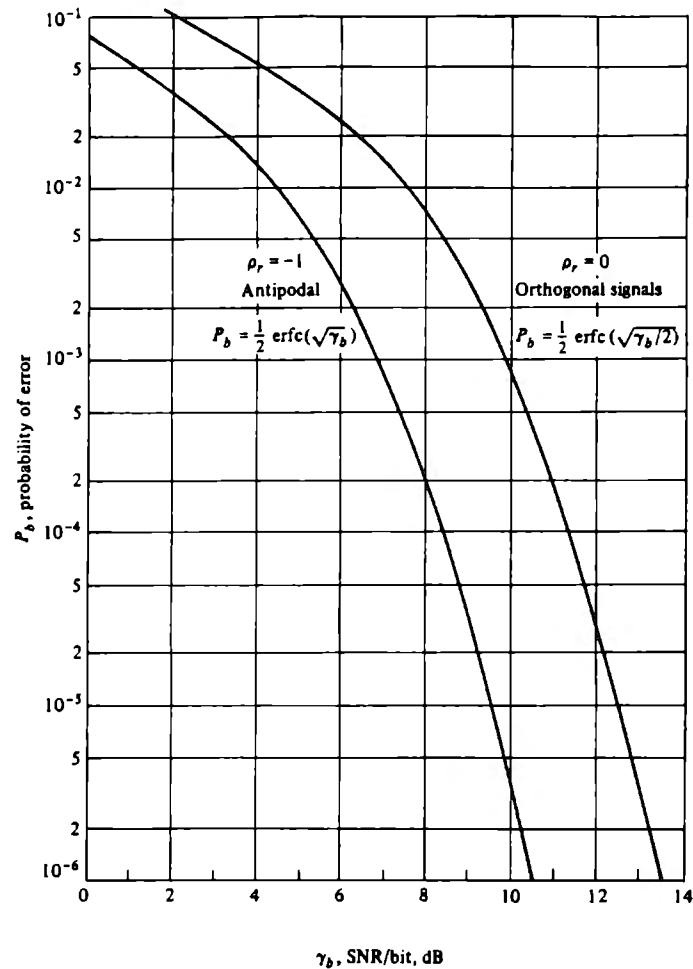


Figura 3.2.6 Probabilidad de error para señales binarias. [PROA89]

3.2.2. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES ORTOGONALES M-ARIAS.

Se evalúa el desempeño de las señales ortogonales M-arias en un canal AWGN. En la comparación del desempeño de varios métodos de señales digitales, es deseable expresar la probabilidad de error en términos de SNR por bit, en vez de SNR por símbolo. Para las señales equiprobables, todos los errores de símbolo son equiprobables y ocurren con probabilidad:

$$\frac{P_M}{M-1} = \frac{P_M}{2^k - 1} \quad (3.2.15)$$

El número promedio de error por bit en k-bit símbolo es:

$$\sum_{n=1}^k n \binom{k}{n} \frac{P_M}{2^k - 1} = k \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M \quad (3.2.16)$$

La probabilidad de un error dígito binario como función de SNR por bit se muestra en la figura 3.2.7 para $M = 2, 4, 8, 16, 32$ y 64 .

El ancho del canal requerido es aproximadamente el recíproco de dos veces el ancho de los intervalos de tiempo ocupados por un pulso, así $W = M/2T$, el cual es idéntico al ancho de banda requerido para FSK ortogonal detectado coherentemente. En general las formas de onda ortogonales no son eficientes en términos de la utilización de su ancho de banda.

3.2.3. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES BIORTOGONALES M-ARIAS.

Un conjunto de formas de onda $\{s_m(t)\}$ y sus contrapartes negativas $\{-s_m(t)\}$ constituyen un conjunto de formas de onda biortogonales.

Existe una reducción en la complejidad del demodulador para las señales biortogonales relativa con a las señales ortogonales, si la implementación es realizada con filtros de igualación $M/2$ o de cruz relación. La unión de límites derivada para las señales ortogonales M -arias es también aplicable a las señales biortogonales, aunque tiene pérdidas por el hecho de que las señales $M/2$ ortogonales están separadas por una distancia de $d = \sqrt{2}\epsilon$ donde la distancia entre cualquier forma de onda y su negativo es $d = 2\sqrt{\epsilon}$. Esto es menos que (3 dB en SNR) una selección errónea de señal cuando su parte negativa es transmitida.

Para determinar el desempeño óptimo del demodulador, asumiremos que las señales ortogonales pasabajo son $u_m(t)$, $m = 1, 2, \dots, M/2$, y que $u_1(t)$ es la forma de onda a transmitir. Como se menciono la forma de onda recibida se expresa como:

$$r(t) = \alpha e^{-j\phi} u_1(t) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.2.17)$$

Los muestreos de salida de los filtros de igualación o de cruz correlación producen las variables de decisión

$$\begin{aligned} U_1 &= 2\alpha\epsilon + N_{1r} \\ U_m &= N_{mr} \quad m = 2, 3, \dots, M/2 \end{aligned} \quad (3.2.18)$$

donde los componentes del ruido $\{N_{mr}\}$, están definidos como:

$$N_{mr} = \operatorname{Re} \left[\int_0^T z(t) u_m^*(t) dt \right] \quad m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (3.2.19)$$

La probabilidad de error de una correcta decisión es:

$$P_c = \int_0^{\infty} p(u_1) dU_1 \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-u_1/\sigma}^{u_1/\sigma} e^{-x^2/2} dx \right)^{M/2-1} \quad (3.2.20)$$

y su probabilidad de error es $P_M = 1 - P_c$. Sustituyendo en (3.2.20) el resultado final es

$$P_M = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\sqrt{2\gamma}}^{\infty} e^{-v^2/2} dv \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-(v+\sqrt{2\gamma})}^{(v+\sqrt{2\gamma})} e^{-x^2/2} dx \right)^{M/2-1} \quad (3.2.21)$$

donde $\gamma = \alpha 2\epsilon/N_0$ es SNR recibido por k-bit símbolo. Las gráficas de P_M como una función de SNR por bit γ_b para $M = 2, 4, 8, 16, 32$ son mostradas en la figura 3.2.7.

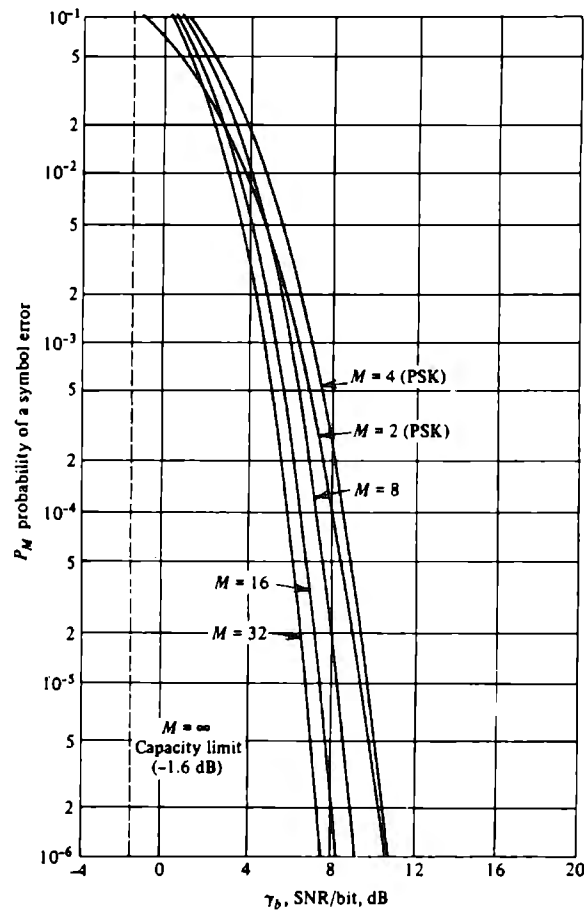


Figura 3.2.7 Probabilidad de error de símbolo para señales biortogonales. [PROA89]

3.2.4. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES SIMPLES.

Como se demostró en la sección 3.1, las señales simples son un conjunto de señales M equicorrelacionadas con coeficientes de cruz correlación $\rho_r = -1 / (M-1)$. Como en el caso de las señales ortogonales, las señales M equicorrelacionadas son todas equidistantes con separación $d_{km} = \sqrt{2}\epsilon$, $k, m=1, 2, \dots, M$. La probabilidad de error para las señales simples es

idéntica a las características desarrolladas para las señales ortogonales, pero con la salvedad de que

$$10 \log(1 - \rho_r) = 10 \log \frac{M}{M-1} \text{ dB}$$

En SNR. La probabilidad de error puede expresarse como:

$$P_M = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-v^2/2} dv \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{(v + \sqrt{2\gamma(1-\rho_r)})} e^{-x^2/2} dx \right)^{M-1} e^{-v^2/2} dv \quad (3.2.22)$$

3.2.5. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES DE CÓDIGO BINARIO M-ARIAS.

En la sección 3.1 se describió la construcción de formas de ondas M-arias para códigos binarios de bloques de longitud N, en los cuales los dígitos binarios de un código de palabra en formas de onda binarias PSK. Las formas de onda correspondientes a las vértices de un hipercubo N-dimensional con centro en el origen. La distancia entre vértices adyacentes es $d = \sqrt{2\epsilon} / N$

Ahora suponiendo una selección de M vértices para los N_2 posibles vértices tanto que la distancia entre cualquier par de vértices en el subconjunto M es

$$d \geq d_{min} = \sqrt{2\epsilon\delta} / N$$

Donde δ es un entero positivo y $\epsilon/N = \epsilon_c$ es la señal de energía por código de elemento. La probabilidad de error se expresa como:

$$\begin{aligned} P_M &\leq \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2}{4N_0} d_{min}^2} \right) \\ &\leq \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \epsilon_c}{2N_0} \delta} \right) \end{aligned} \quad (3.2.23)$$

Y en términos de SNR por bit

$$P_M \leq \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b k \delta / 2N}) \quad (3.2.24)$$

3.2.6. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES MULTIFASE.

Las señales consideradas de las secciones 3.2.2 a 3.2.5 contienen la característica que, para un rango de arreglo de información R, el ancho de banda del canal requerido para transmitir se incrementa en un número M, tanto como se incrementa al forma de onda. En contraste, las señales multifase, multiamplitud y señales QAM tienen características en cuanto al requerimiento de ancho de banda, para un arreglo, decrece con un incremento en M.

La representación general para un conjunto de señales de fase M-arias es

$$s_m(t) = \text{Re} \left\{ u(t) \exp \left[j \left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) + \lambda \right) \right] \right\}$$

$$m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T \quad (3.2.25)$$

las señales forma de onda pueden expresarse, usando la forma de los pulsos rectangulares, como:

$$s_m(t) \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{T}} A_{mc} \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{T}} A_{ms} \sin 2\pi f_c t \quad (3.2.26)$$

Este método es llamado Phase Shift Keying (PSK). El modulador para generar señales PSK es mostrado en el diagrama a bloques de la figura 3.2.8

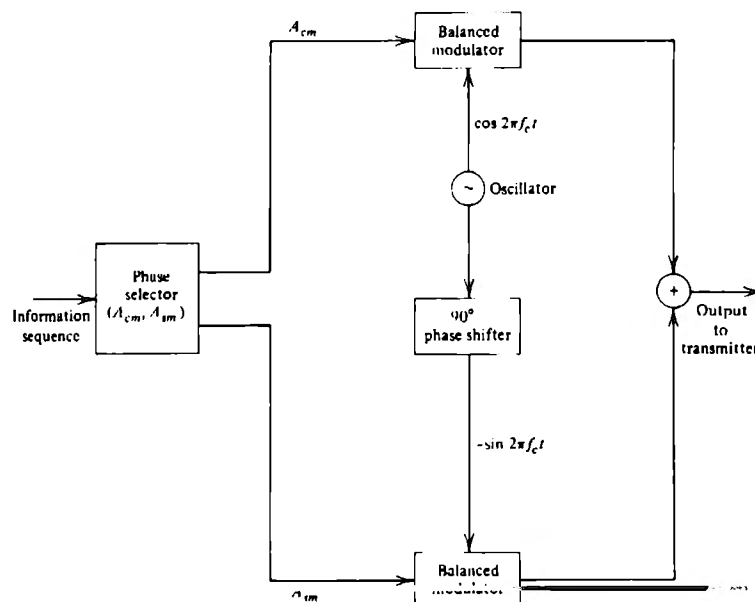


Figura 3.2.8 Diagrama a bloques modulador PSK multifase [PROA89]

El mapeo o asignación de k bits de información al $M = 2^k$ posibles fases puede realizarse en diferentes posibilidades. La asignación preferida es cuando las fases adyacentes difieren por un

dígito como se muestra en la figura 3.2.9. Esta mapeo es llamado código Gray. Es importante en la demodulación de las señales porque los errores causados por el ruido envuelven la selección equivocada de una fase adyacente para transmitir la fase de la señal. En tal caso solamente un error de bit ocurre en una secuencia de k bits.

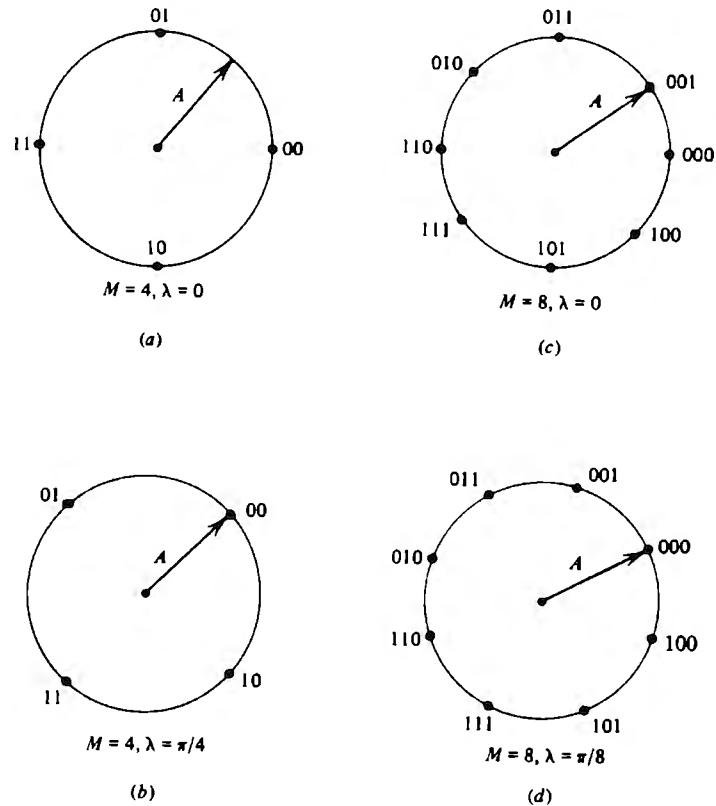


Figura 3.2.9 Señal PSK constelaciones para M=4 y M=8 [PROA89]

Como resultado, el demodulador óptimo puede implementarse como un simple o individual filtro de igualación o cruz correlación que calcula el vector

$$V = e^{j\phi} \int_0^T r(t) u^*(t) dt \quad (3.2.27)$$

La figura 3.2.10 muestra un diagrama a bloques del demodulador para recuperar los componentes de señal corrompidos por el ruido A_{cm} y A_{sm} , desde el cual el vector V es formado.

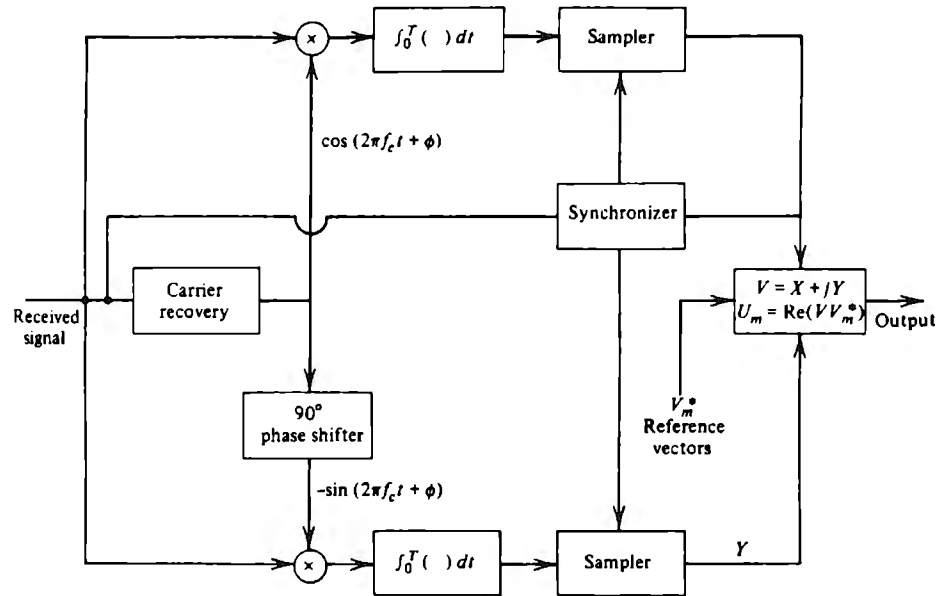
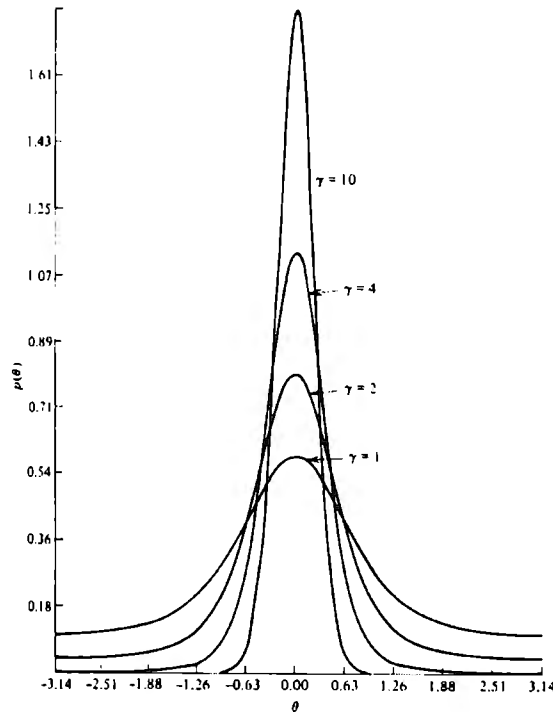


Figura 3.2.10 Diagrama a bloques demodulador de Señales PSK [PROA89]

La función probabilidad de densidad se puede expresar como:

$$\begin{aligned}
 p(\theta) &= \int_0^{\infty} p(r, \theta) dr \\
 &= \frac{1}{2\pi} e^{-\gamma} \left(1 + \sqrt{4\pi\gamma} \cos\theta e^{\gamma \cos^2 \theta} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\sqrt{2\gamma} \cos\theta} e^{-x^2/2} dx \right) \quad (3.2.28)
 \end{aligned}$$

La figura 3.2.11 ilustra $p(\theta)$ para diferentes valores de γ . Se observa que $p(\theta)$ llega a ser más estrecha y en pico cerca de $\theta = 0$ tanto como γ se incrementa.



**Figura 3.2.11 Función de Probabilidad de densidad $p(\theta)$
Para $\gamma = 1, 2, 4, 10$ [PROA89]**

La probabilidad de error de bit es idéntica a (3.2.14)

$$P_2 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma b}) \quad (3.2.29)$$

donde γb es la SNR por bit. De otro modo la probabilidad de error por símbolo para $M=4$ es determinada por :

$$\begin{aligned} p_c &= (1 - P_2)^2 \\ &= \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma b}) \right]^2 \end{aligned} \quad (3.2.30)$$

donde P_c es la probabilidad de una decisión correcta para el símbolo de 2 bits.

La figura 3.2.12 muestra la probabilidad de error como una función SNR por bit para $M=2,4,8,16$ y 32.

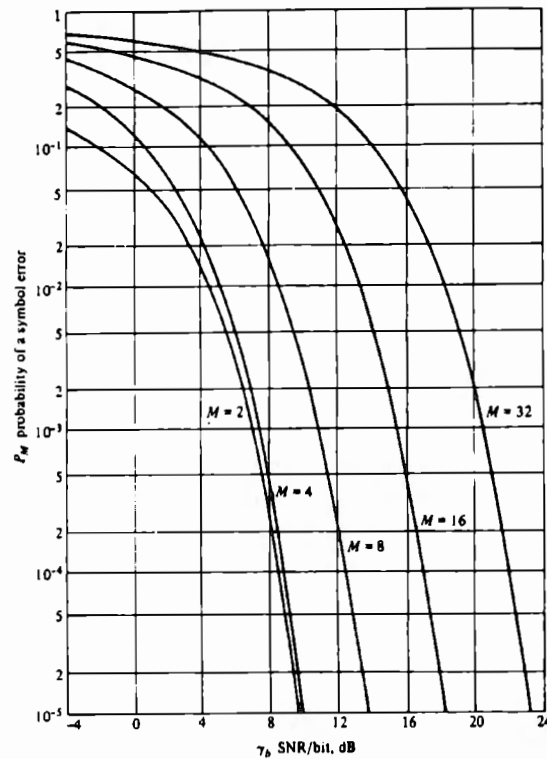


Figura 3.2.12 Probabilidad de error de símbolo para señales PSK. [PROA89]

El equivalente de la probabilidad de error de bit para PSK M-aria es aproximadamente

$$P_b = \frac{1}{K} P_M \quad (3.2.31)$$

Diferencia entre PSK y DPSK

Nuestro tratamiento de la demodulación de señales PSK asume que el demodulador tuvo una estimación perfecta de la portadora de fase disponible. En la práctica, la portadora de fase es extraída de la señal recibida para desarrollar alguna operación no lineal que introduce una fase ambigua.

3.2.7. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES MULTIAMPLITUD.

En general, las señales forma de onda PAM M-arias son representadas como:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= A_m s(t) \\ &= A_m \operatorname{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (3.2.32)$$

donde la amplitud de las señales A_m toma valores discretos(niveles).

$$A_m = 2m - 1 - M \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2.33)$$

Observar que cuando $M = 2$, las señales binarias son antipodales. La figura 3.2.13 ilustran la constelaciones de las señales para $M = 4$ y 8 , con codificación Gray usado en el mapeo de bits de información en la amplitud de señales.

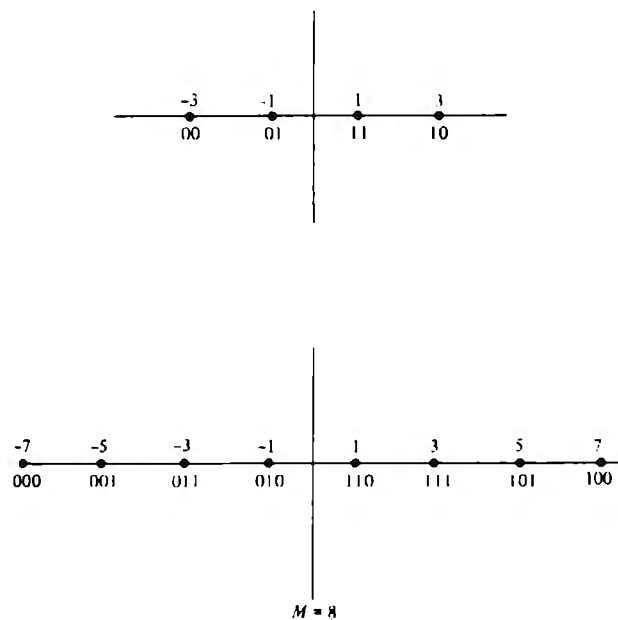


Figura 3.2.13 Constelación de señales PAM para $M=4$ y $M=8$ [PROA89]

Para esta clase de señales cada forma de onda tiene diferente energía, nombrada.

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_m &= \int_0^T S_m^2(t) dt \\ &= A_m^2 \frac{1}{2} \int_0^T |u(t)|^2 dt \\ &= A_m^2 \mathcal{E} \end{aligned} \quad (3.2.34)$$

En este caso, el método de señalización es usualmente llamado amplitud-shift keying (ASK). En particular necesitamos solamente emplear un sencillo filtro igualador o cruz correlación correspondiente al común de las formas de ondas $u(t)$. La salida del filtro de igualación o cruz correlación en el momento del muestreo es la variable de decisión:

$$U = \operatorname{Re} \left[e^{j\phi} \int_0^T r(t) u^*(t) dt \right] \quad (3.2.35)$$

La función densidad de probabilidad para U es:

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_r}} e^{-\frac{(U-\mu_m)^2}{2\sigma_r^2}} \quad (3.2.36)$$

La figura 3.2.14 ilustra una diagrama a bloque funcional de un demodulador PAM.

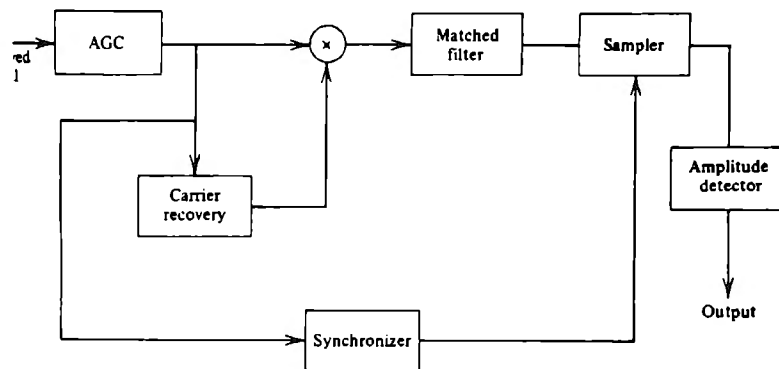


Figura 3.2.14 Diagrama a bloques para demodular PAM [PROA89]

La probabilidad de error para el detector de amplitud es:

$$\begin{aligned} P_M &= \frac{M-1}{M} P(|U - \mu_k| > 2\alpha\epsilon) \\ &= \frac{M-1}{M} \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma_r}} \int_{2\alpha\epsilon}^{\infty} e^{-x^2/2\sigma_r^2} dx \\ &= \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \epsilon}{N_0}} \right) \end{aligned} \quad (3.2.37)$$

La potencia transmitida promedio es:

$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{1}{T} \int_0^T E[s_m^2(t)] dt \\ &= \frac{E(A_m^2)}{2T} \int_0^T |u(t)|^2 dt \end{aligned}$$

$$\frac{E(A_m^2)}{T} \varepsilon \quad (3.2.38)$$

La probabilidad de error de un símbolo es ilustrada en la figura 3.2.15

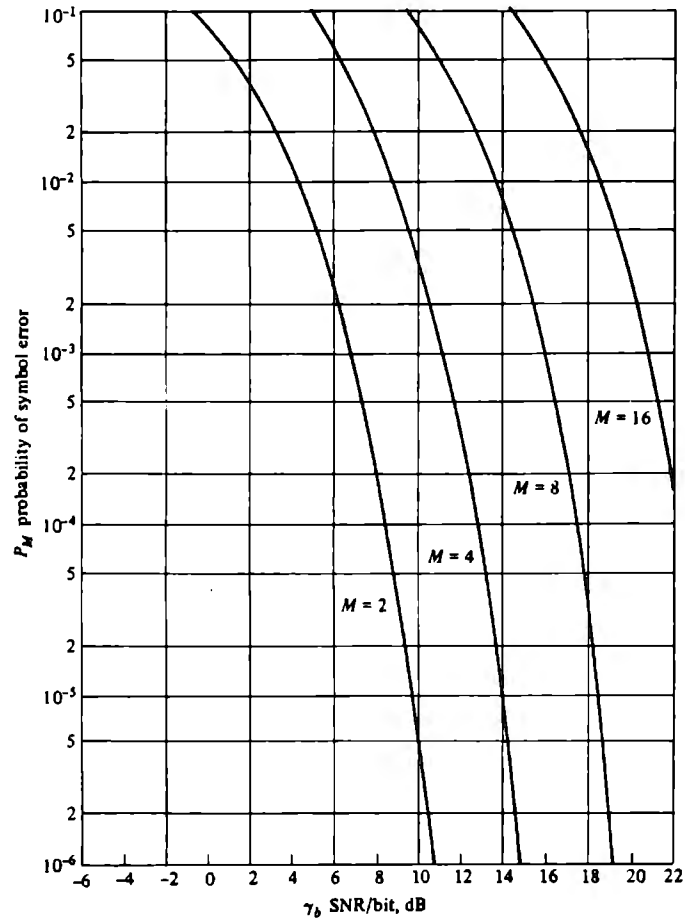


Figura 3.2.15 Probabilidad de error de símbolo para PAM [PROA89]

Finalmente consideramos los requerimientos de ancho de banda para la transmisión de formas de onda PAM. Dos métodos eficientes de ancho de banda equivalentes para la transmisión de PAM son (1) single side-band PAM (2) quadrature PAM, en los cuales la secuencia de información es arrojada en dos secuencias paralelas que son transmitidas vía PAM en las portadoras de cuadratura $\cos 2\pi fct$ y $\sin 2\pi fct$. Para ambos métodos el canal de ancho de banda requerido W es aproximadamente igual a $1/2T$ y, $1/T = R/k = R/\log_2 M$ símbolos /s, obtenemos como resultado:

$$W = \frac{R}{2 \log_2 M} \quad (3.2.39)$$

La eficiencia del ancho de banda para PAM es medida del rango R/W en bits por segundo por hertz es:

$$\frac{R}{W} = 2 \log_2 M \quad (3.2.40)$$

3.2.8. PROBABILIDAD DE ERROR PARA SEÑALES QAM.

Una señal modulada en amplitud de cuadratura (QAM) o cambio de amplitud de cuadratura(QASK) es representada como:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \text{Re}[(A_{mc} + jA_{ms})u(t)e^{j2\pi f_c t}] \\ &= A_{mc} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \cos 2\pi f_c t - A_{ms} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T}} \sin 2\pi f_c t \\ &0 \leq t \leq T, m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3.2.41)$$

donde A_{mc} y A_{ms} son las señales de amplitud de cambio de información de las portadoras de cuadratura y $u(t) = \sqrt{2\varepsilon/T}$, $0 \leq t \leq T$.

Las señales QAM son señales bi-dimensionales, y son representadas como los vectores:

$$s_m = (\sqrt{\varepsilon} A_{mc} + j\sqrt{\varepsilon} A_{ms}) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2.42)$$

o, equivalentemente, por las cantidades de valor complejo.

$$u_m = \sqrt{2\varepsilon}(A_{mc} + jA_{ms}) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2.43)$$

El verdadero receptor de la señal es demodulada, como se muestra en la figura 3.2.16, mediante la multiplicación de él con las dos portadoras de cuadratura cambiando en fase para compensar el cambio de la portadora, integrando sobre el intervalo de duración de la señal en T, y muestreando la salida cada T segundos para obtener dos componentes de cuadratura.

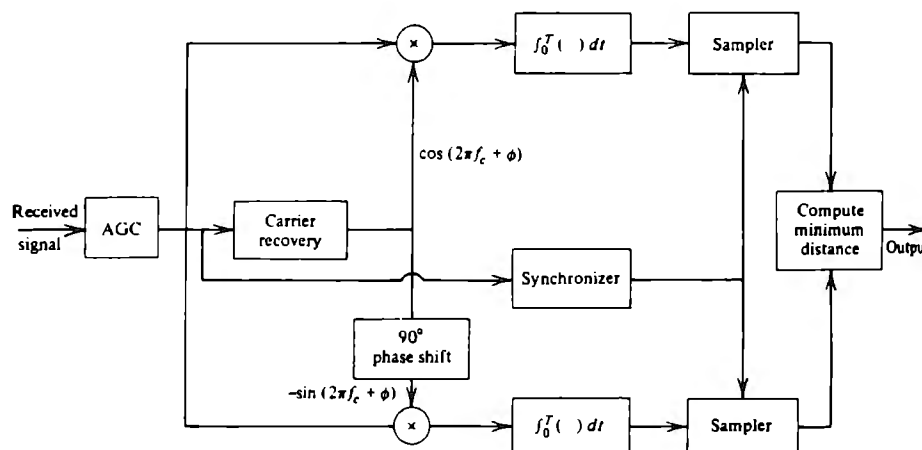


Figura 3.2.16 Diagrama a bloques del demodulador QAM [PROA89]

La figura 3.2.17 ilustra dos conjuntos de señales de cuatro puntos. El primero es una señal PSK de cuatro fases y el segundo es una señal QAM con dos niveles de amplitud, etiquetados α_1 y α_2 , y cuatro fases. En el sentido de mantener la misma distancia mínima en el conjunto de las dos señales, se debe satisfacer la condición:

$$a_1^2 + a_2^2 = 4A^2$$

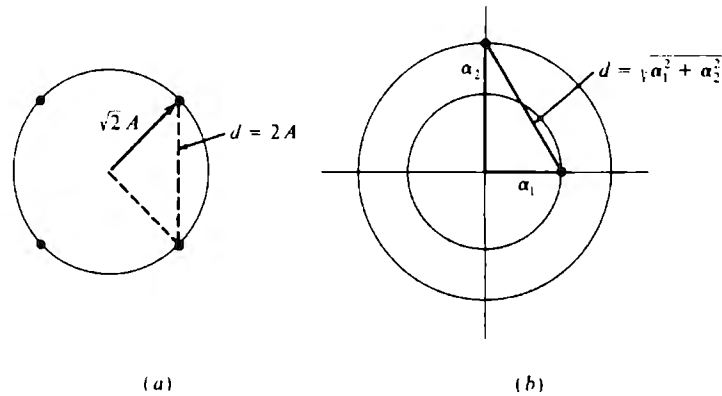


Figura 3.2.17 Constelación de señal cuatro-puntos. [PROA89]

La correspondiente constelación de cuatro puntos QAM requiere un promedio de potencia

$$P_{av} = \frac{1}{2}(\alpha_1^2 + \alpha_2^2) = 2A^2$$

La cual es la misma potencia promedio para la constelación $M = 4$ de PSK.

Considerando la combinación de amplitud y fase de señal para $M = 8$. En este caso, existen muchos posibles conjuntos de señales. Considerando las cuatro constelaciones de señal mostradas en la fig 3.2.18, las cuales consisten de dos amplitudes y tienen una mínima distancia entre puntos iguales a $2A$. Asumiendo que los puntos de la señal son igualmente probables, el promedio de potencia transmitida es:

$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (A_{mc}^2 + A_{ms}^2) \\ &= \frac{A^2}{M} \sum_{m=1}^M (\alpha_m^2 + b_m^2) \end{aligned} \quad (3.2.44)$$

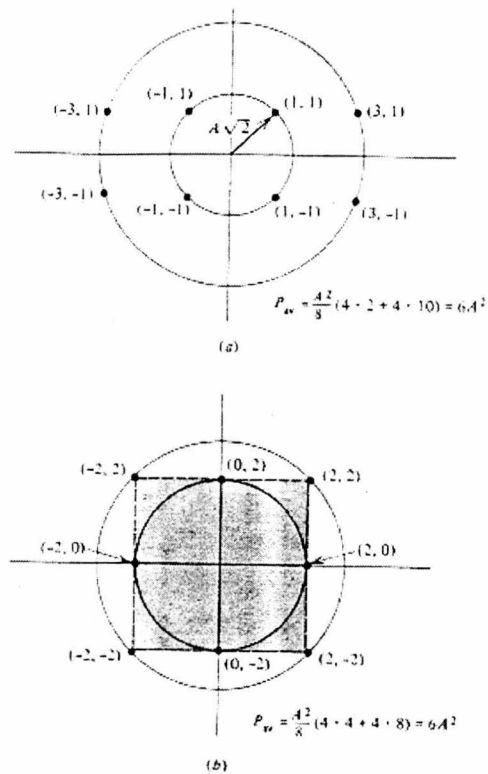


Figura 3.2.18 Constelación de señal de ocho-puntos [PROA89]

También se deben comparar estos ocho puntos de señal con las ocho fases puras PSK. Para obtener una comparación aproximada, puntos adyacentes en la señal PSK son separados dos unidades como se muestra en la figura 3.2.19.

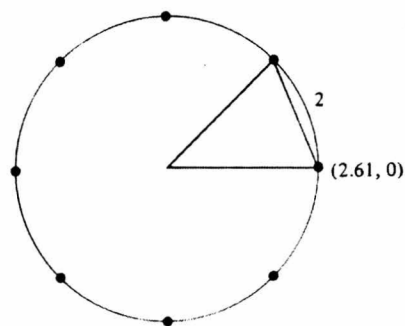


Figura 3.2.19 Constelación de señal PSK de ocho-puntos. [PROA89]

La probabilidad de error de un símbolo para sistemas QAM M-arios es:

$$P_M = 1 - \left(1 - P_{\sqrt{M}}\right)^2 = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} b \gamma_b \right) \\ * \left[1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} k \gamma_b \right) \right] \quad (3.2.45)$$

donde γ_{av} es el promedio SNR por k-bit símbolo y γ_b es el promedio SNR por bit.
La razón

$$D_M = \frac{3M^2}{2(M-1)\pi^2} \quad (3.2.46)$$

indica la ventaja de usar QAM en vez de PSK. La tabla 3.2.2 lista la razón en decibeles para algunos valores de M.

Tabla 3.2.2 Razón en decibeles [PROA89]

M	$10\log[3M^2/2(M-1)\pi^2], \text{db}$
8	1.43
16	4.14
32	7.01
64	9.95

Finalmente la eficiencia del ancho de banda de QAM es equivalente al de PAM. $R/W = 2\log_2\sqrt{M} = \log_2 M$.

La figura 3.2.20 muestra la probabilidad de error de un símbolo para QAM y PSK.

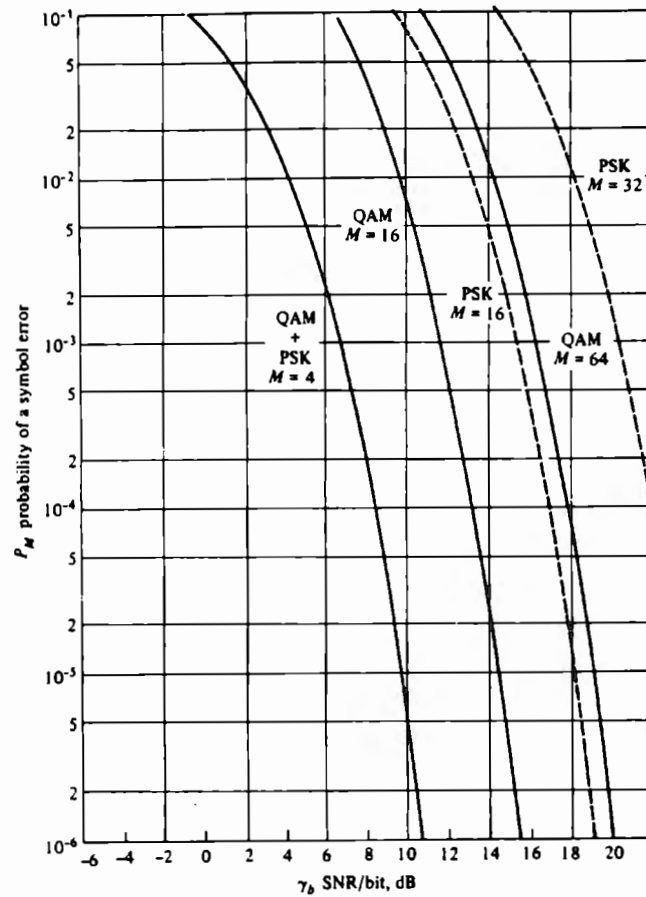


Figura 3.2.20 Probabilidad de error de símbolo para QAM y PSK [PROA89]

3.2.9. COMPARACIÓN DE MÉTODOS DE SEÑALIZACIÓN DIGITAL.

Las técnicas de las señales digitales pueden ser comparadas en muchos sentidos. Por ejemplo, una comparación de ellas puede ser en base de los requerimiento de SNR para alcanzar una probabilidad de error específica. La tabla 3.2.3 resume la eficiencia del ancho de banda y las formulas de probabilidad de error para varios tipos de señales descritos en esta sección.

La gráfica en la figura 3.2.21 ilustra el hecho que PAM, QAM, PSK y DPSK son técnicas digitales eficientes en el ancho de banda.

Tabla 3.2.3 Sumario de Desempeño y Rangos de Métodos de Modulación [PROA89]

Tipo de Modulación	R/W	P _M
PAM	$2 \log_2 M$	Fig. 3.2.15
QAM	$\log_2 M$	Fig. 3.2.20
PSK	$\log_2 M$	Fig. 3.2.12

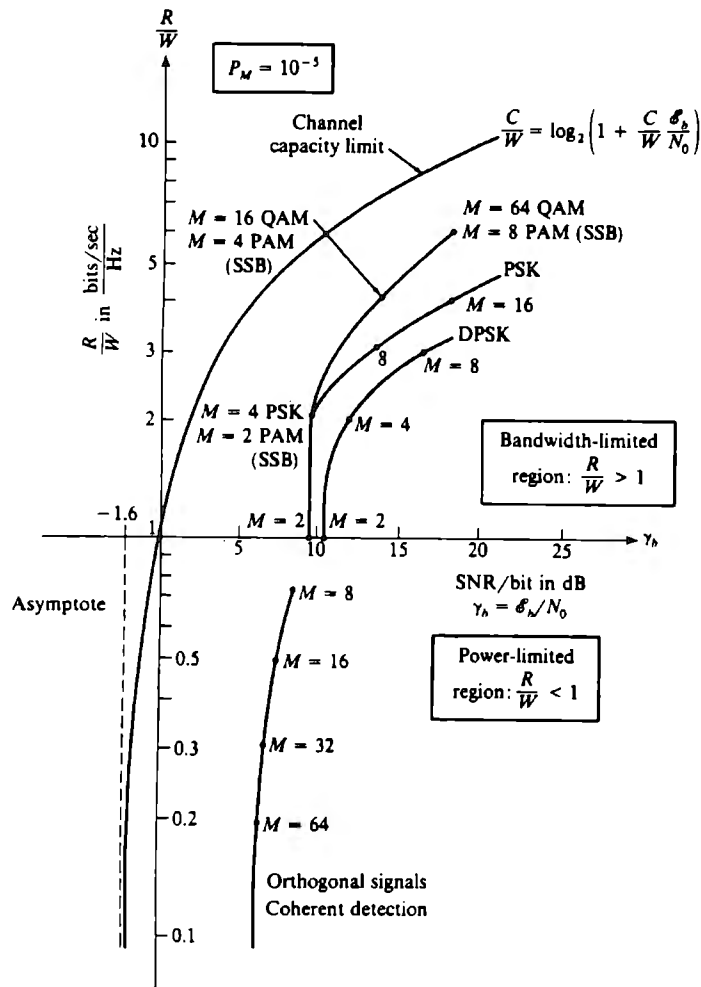


Figura 3.2.21 Comparación de métodos de modulación [PROA89]

Para propósitos de comparación, la fig. 3.2.21 también muestra la capacidad de una limitada banda de canal AWGN, teniendo un ancho de banda W y un SNR por bit $\gamma_b = \epsilon_b/N_0$.

El límite inferior puede alcanzarse usando señales ortogonales en el límite como el número de formas de ondas $M \rightarrow \infty$. También puede obtenerse usando señales biortogonales o simples para $M \rightarrow \infty$. En el caso de las señales ortogonales la probabilidad de error es limite arriba como:

$$P_M = \begin{cases} 2 \cdot 2^{-T(1/2)C_\infty - R} & 0 \leq R \leq \frac{1}{4}C_\infty \\ 2 \cdot 2^{-T(\sqrt{C_\infty} - \sqrt{R})^2} & \frac{1}{4}C_\infty \leq R \leq C_\infty \end{cases} \quad (3.2.47)$$

donde R es la razón de bit y C_∞ es la capacidad del canal de ruido blanco gaussiano en un ancho de banda infinito, definido como:

$$C_\infty = \frac{P_{av}}{N_0 \ln 2} \text{ bits / s} \quad (3.2.48)$$

El factor exponencial

$$E(R) = \begin{cases} \frac{1}{2}C_\infty - R & 0 \leq R \leq \frac{1}{2}C_\infty \\ \sqrt{C_\infty} - \sqrt{R} & \frac{1}{2}C_\infty \leq R \leq C_\infty \end{cases} \quad (3.2.49)$$

en(3.2.47) es llamado función de confiabilidad del canal para un canal infinito de ancho de banda AWGN. Una gráfica de $E(R)/C_\infty$ es mostrada en la figura 3.2.22

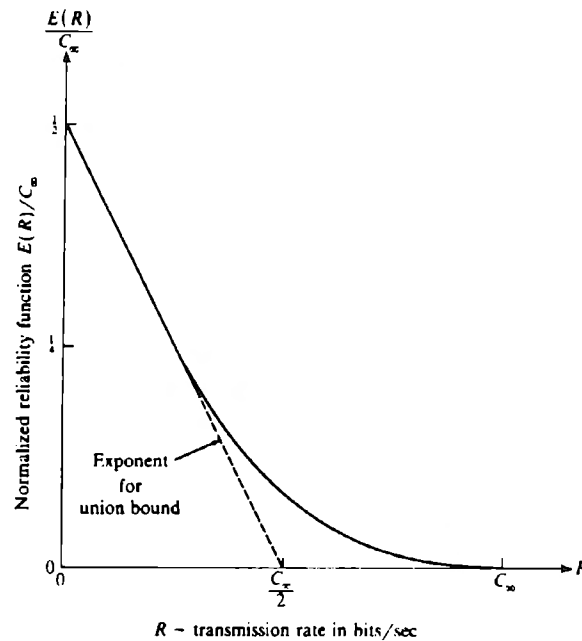


Figura 3.2.22 Tasa de transmisión R en bits/seg [PROA89]

3.3. OPTIMA DEMODULACIÓN PARA SEÑALES CON FASE ALEATORIA EN RUIDO ADITIVO GAUSSIANO.

Tratando esta señal como un parámetro aleatorio variable y asignado a la función de probabilidad de densidad uniforme (pdf)

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (3.3.1)$$

Esto es llamado el menos favorable pdf para la fase de la señal.

Un diagrama a bloques del demodulador óptimo para detección no coherente es mostrado en la fig. 3.3.1

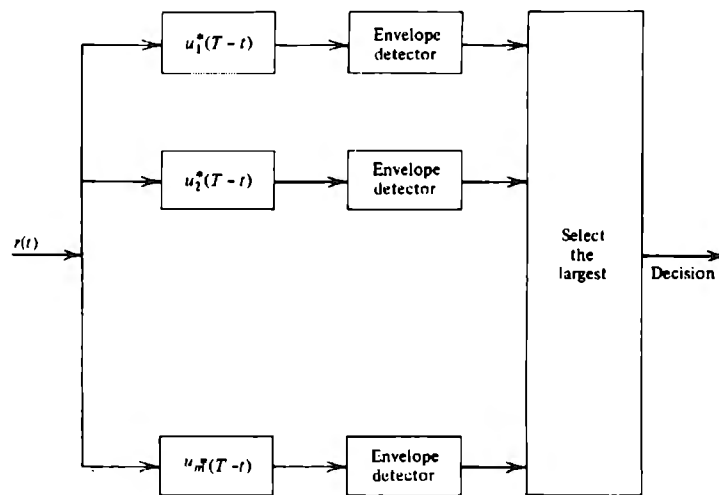


Figura 3.3.1 Demodulador Óptimo para detección no coherente [PROA89]

El análisis del desempeño del demodulador óptimo no coherente es obtenido en base a las variables de decisión dadas por:

$$U_m = \left| \int_0^T r(t) u_m^*(t) dt \right| \quad (3.3.2)$$

Se observa fácilmente que el vector del demodulador óptimo produce las variables de decisión

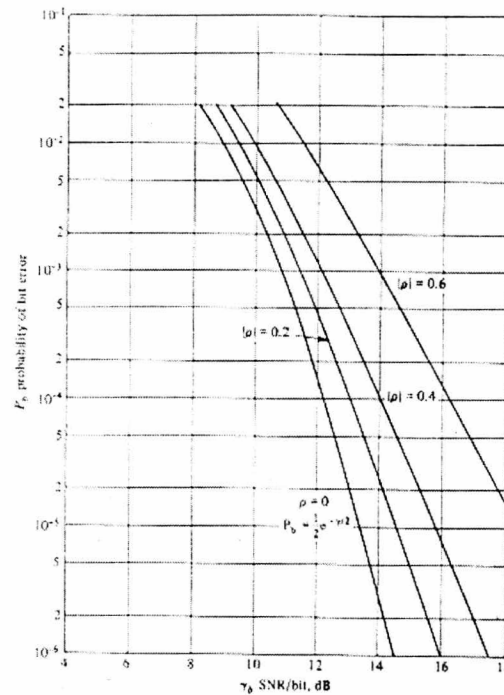
$$\mu(u_m) = |r \cdot u_m| \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.3.3)$$

las cuales son análogas a (3.3.2)

3.3.1. DETECCIÓN NO COHERENTE DE SEÑALES BINARIAS EN UN CANAL AWGN.

La probabilidad de error P_b es ilustrada en la fig. 3.3.2 para algunos valores de $|\rho|$. P_b minimizada cuando $\rho = 0$; esto es, cuando las señales son ortogonales.

Figura 3.3.2 Probabilidad de error para detección no coherente. [PROA89]



La probabilidad de error para detección no coherente de señales binarias ortogonales es:

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} \quad (3.3.4)$$

El coeficiente de cruz correlación ρ de dos señales FSK con separación de frecuencia Δf está dado en magnitud de ρ como:

$$|\rho| = \left| \frac{\sin \pi T \Delta f}{\pi T \Delta f} \right| \quad (3.3.5)$$

Un diagrama a bloques de un demodulador binario FSK es mostrado en la fig. 3.3.3

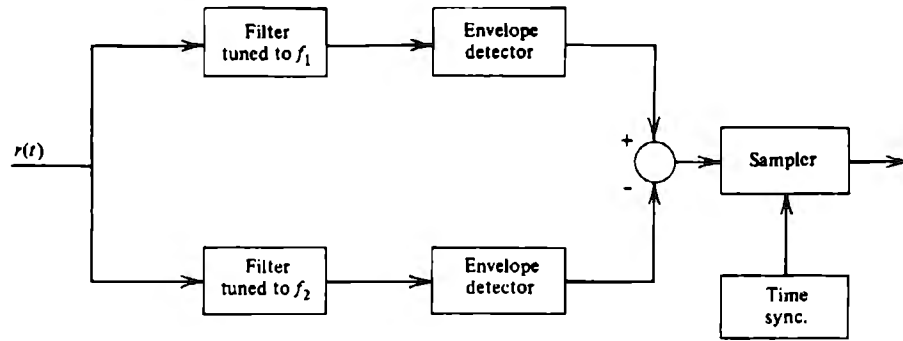


Figura 3.3.3 Demodulador para FSK binario [PROA89]

Alternativamente, el demodulador puede implementarse en la forma de una correlación usando filtros de integración y descarga para la detección square law, como se muestra en la fig. 3.3.4

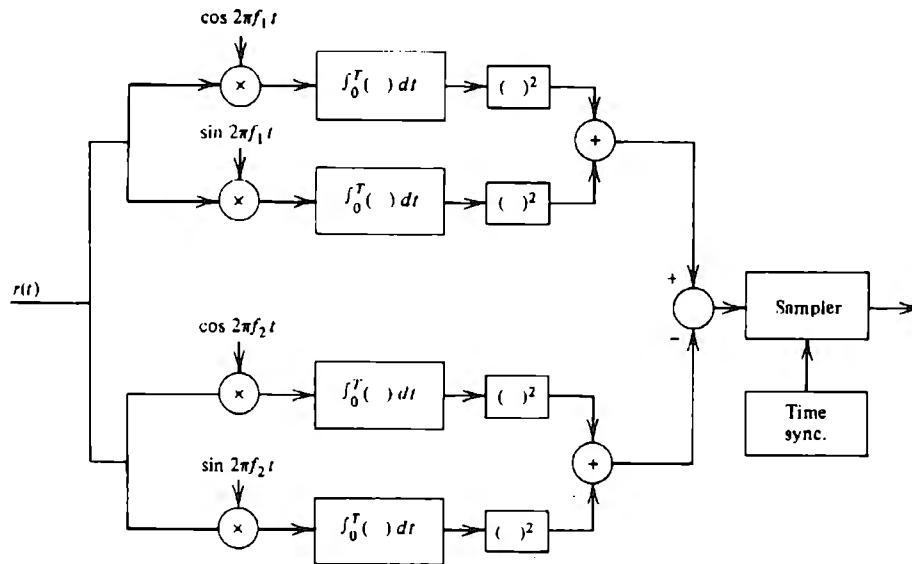


Figura 3.3.4 Forma alternativa del demodulador binario FSK [PROA89]

3.3.2. DETECCIÓN NO COHERENTE DE SEÑALES ORTOGONALES M-ARIAS EN UN CANAL AWGN.

En esta subsección derivamos el desempeño para la detección no coherente de señales ortogonales M-arias. Las señales forma de onda M que se asumen son de igual energía y son similares a las que serán transmitidas. Para el canal AWGN, el receptor óptimo calcula las variables de decisión.

$$U_m = \left| \int_0^T r(t)u_m^*(t)dt \right| \quad m = 1,2,\dots,M \tag{3.3.6}$$

y selecciona las señales correspondientes para las variables de decisión larga.

Para derivar la probabilidad de error, suponemos que la señal $u_1(t)$ es transmitida. Por lo tanto la señal equivalente de recepción pasabajo es:

$$r(t) = \alpha e^{-j\phi} u_1(t) + z(t) \quad (3.3.7)$$

La probabilidad de un error de decisión es simplemente la probabilidad que U_1 exceda todas las demás $\{U_m\}$. Esto es:

$$\begin{aligned} P_c &= P(U_2 < U_1, U_3 < U_1, \dots, U_M < U_1) \\ &= \int_0^{\infty} P(U_2 < u_1, U_3 < u_1, \dots, U_M < u_1 | U_1 = u_1) p(u_1) du_1 \end{aligned} \quad (3.3.8)$$

Realizando substitutiones y arreglos matemáticos la probabilidad de un error de símbolo, el cual es $P_M = 1 - P_C$, llega a ser:

$$P_M = \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n+1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} e^{-n\gamma_b / (n+1)} \quad (3.3.9)$$

donde γ_b es el SNR por bit. Este error de probabilidad de bit es graficado en la figura 3.3.5 para $M = 2, 4, 8, 16$. El comportamiento asintótico para la detección de señales no coherentes es también similar al de la detección coherente.

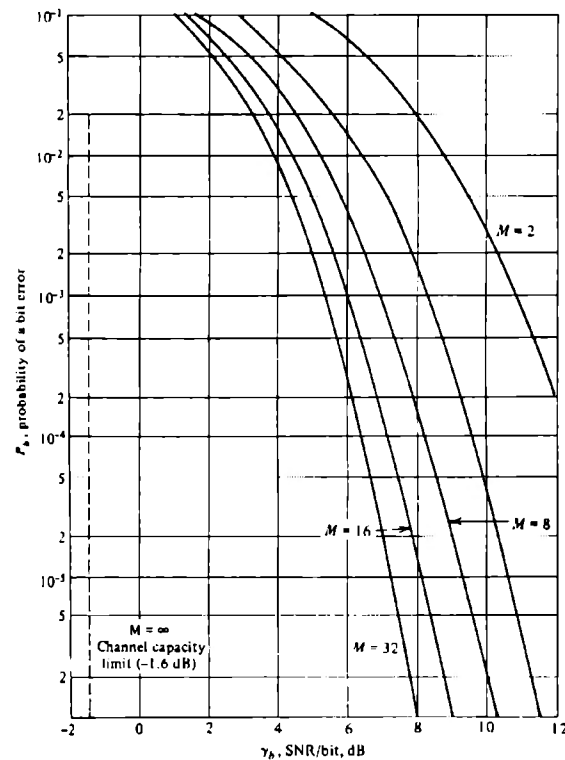


Figura 3.3.5 Probabilidad de error de bit para detección no coherente de señales ortogonales [PROA89]

Las señales FSK son comúnmente empleadas para señales M-arias ortogonales con detección no coherente. En cuyo caso la ortogonalidad de las formas de onda FSK requieren una frecuencia de separación de $\Delta f = 1/T$. Consecuentemente el ancho de banda del canal requerido para transmitir es:

$$W = M\Delta f = \frac{M}{T} \quad (3.3.10)$$

y su correspondiente razón R de transmisión es:

$$R = \frac{k}{T} = \frac{1}{T} \log_2 M \quad \text{bits/s} \quad (3.3.11)$$

La eficiencia del ancho de banda es:

$$\frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{M} \quad (3.3.12)$$

el cual es uno y medio que la obtenida para señales FSK M-arias ortogonales con detección coherente.

3.4. SEÑALIZACIÓN DIGITAL MULTICANAL EN UN CANAL AWGN.

En algunas aplicaciones es deseable transmitir la misma señal de información sobre distintos canales. Este modo de transmisión es usado principalmente en situaciones donde existe una alta probabilidad de que uno o más canales puedan dejar de usarse por algún tiempo. Por ejemplo, los canales de radio sufren disipación de la señal por las capas terrestres como lo son la ionosfera y la troposfera, dejando a los canales no disponibles por un periodo corto de tiempo.

En esta sección nos enfocaremos en la transmisión digital multicanal en comparación con canales compuestos de los cuales se difencian por su atenuación y su cambio de fase. El modelo específico para los sistemas de señales digitales multicanal puede describirse como sigue.

Las señales forma de onda, en general se expesean como:

$$s_{mn}(t) = \text{Re} \left[u_n m(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad \begin{array}{l} 0 \leq t \leq T \\ n = 1, 2, \dots, L \\ m = 1, 2, \dots, M \end{array} \quad (3.4.1)$$

donde L es el número de canales y M es el número de formas de onda.

La detección square law para AWGN de las señales recibidas en los canales L es en donde nos enfocaremos, estás producen las variables de decisión

$$U_m = \sum_{n=1}^L \left| \int_0^T r n(t) u_{nm}^*(t) dt \right|^2 \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.4.2)$$

Para la detección coherente, la diferencia $D = U_1 - U_3$ puede expresarse como:

$$D = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^L (X_n Y_n^* + X_n^* Y_n) \quad (3.4.3)$$

donde por definición.

$$\begin{aligned} Y_n &= \hat{g}_n \quad n = 1, 2, \dots, L \\ X_n &= \int_0^T r n(t) [u_{n1}^*(t) - u_{n2}^*(t)] dt \end{aligned} \quad (3.4.4)$$

Si las señales binarias son antipodales y su $\{g_n\}$ estimado es perfecto, como en PSK coherente, la probabilidad de error toma la forma simple.

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (3.4.5)$$

donde:

$$\begin{aligned} \gamma_b &= \frac{\mathcal{E}}{N_0} \sum_{n=1}^L |g_n|^2 \\ &= \frac{\mathcal{E}}{N_0} \sum_{n=1}^L \alpha_n^2 \end{aligned} \quad (3.4.6)$$

es la SNR por bit. Si los canales son todo idénticos $\alpha_n = \alpha$ para toda n , entonces:

$$\gamma_b = \frac{L\mathcal{E}}{N_0} \alpha^2 \quad (3.4.7)$$

Para DPSK binario la probabilidad de error obtenida es:

$$P_b = \frac{1}{2^{2L-1}} e^{-\gamma_b} \sum_{n=0}^{L-1} C_n \gamma_b^n \quad (3.4.8)$$

de donde por definición

$$c_n = \frac{1}{n!} \sum_{k=0}^{L-1-n} \binom{2L-1}{k} \quad (3.4.9)$$

y γ_b es la SNR por bit (3.4.6) y para canales idénticos (3.4.7)

La figura 3.4.1 ilustra el resultado de las pérdidas de la combinación de señales no coherentes L (square law) como una función de L . La probabilidad de error no es mostrada, pero puede ser fácil de obtener de la expresión de la curva.

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b} \quad (3.4.10)$$

la cual es el error de probabilidad de DPSK binario.

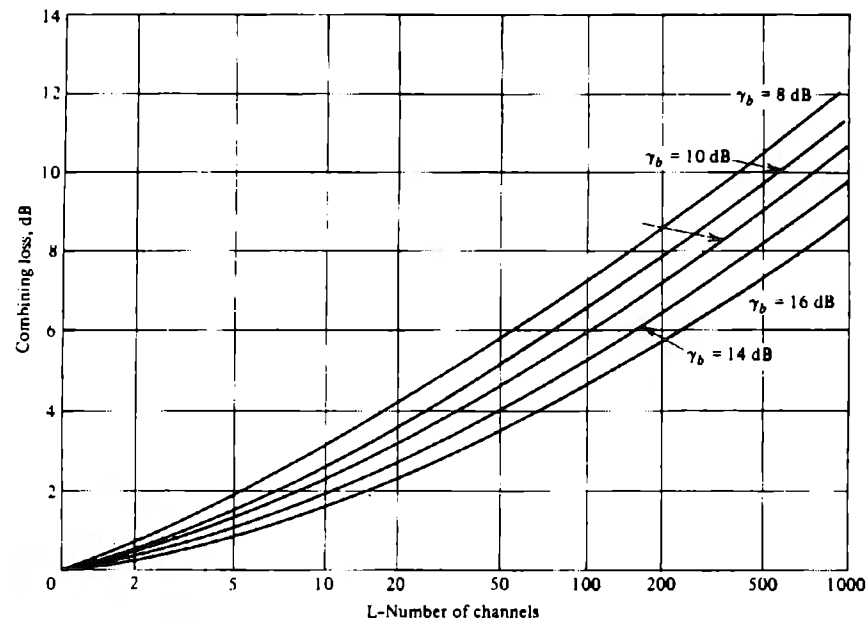


Figura 3.4.1 Pérdidas combinadas en detección no coherente y combinación de señales binarias multicanal. [PROA89]

Retomando las señales ortogonales M -arias con detección square law y combinación de las señales de canal L . Las variables de decisión son dadas por (3.4.2). Suponer que las señales $u_{n1}(t)$, $n = 1, 2, \dots, L$, son transmitidas sobre canales L AWGN. Por tanto

$$U_1 = \sum_{n=1}^L |2\epsilon\alpha_n + N_{n1}|^2$$

$$U_m = \sum_{n=1}^L |N_{nm}|^2 \quad m = 2, 3, \dots, M \quad (3.4.11)$$

donde el $\{N_{nm}\}$ son valores complejos.

La probabilidad de un error es:

$$\begin{aligned}
P_M &= 1 - P_c \\
&= 1 - P(U_2 < U_1, U_3 < U_1, \dots, U_M < U_1) \\
&= 1 - \int_0^\infty [P(U_2 < u_1 | U_1 = u_1)]^{M-1} p(u_1) du_1 \quad (3.4.12)
\end{aligned}$$

Una aproximación alterna es usar la unión de límites:

$$P_M < (M - 1)P_2(L) \quad (3.4.13)$$

donde $P_2(L)$ es la probabilidad de error en seleccionar entre U_1 y cualquier variable de decisión $(M-1) \{U_m\}$, $m = 2, 3, \dots, M$.

3.5. SINCRONIZACIÓN PORTADORA Y SÍMBOLO.

De nuestra discusión de demodulación de varias señales moduladas digitalmente, observamos que la demodulación coherente requiere el uso apropiado de la portadora de fase en el receptor. La fase de la portadora debe ser calculada por el receptor para una señal de entrada. Adicionalmente el tiempo de símbolo debe derivarse de la señal recibida para ambas demodulaciones coherente y no coherente, de este modo sincronizar la salida de los filtros de igualación o de correlación en el mismo instante. En esta sección consideraremos las técnicas para portadoras y sincronización de símbolos, derivados de la portadora de fase y el tiempo de símbolo de la señal de información.

3.5.1. TÉCNICAS DE SINCRONIZACIÓN DE PORTADORA.

Existen dos aproximaciones básicas para el comportamiento con la sincronización de portadora en el receptor. Una aproximación es multiplexar, comunmente en términos de la frecuencia, una señal especial, llamada señal piloto, que permite al receptor extraer y sincronizar su oscilador local a la frecuencia de la portadora y la fase de la señal recibida.

Nos enfocaremos en la segunda aproximación, asumiremos que la señal es transmitida vía una portadora suprimida.

Para enfatizar la importancia de la extracción y obtención de la fase, consideremos el efecto de un error de fase en la demodulación de una doble banda, portadora suprimida(DSB/SC). Para ser específico, suponemos que tenemos una señal de amplitud modula de la siguiente forma:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \quad (3.5.1)$$

si demodulamos la señal multiplicando $s(t)$ con la portadora de referencia:

$$C(t) = \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \quad (3.5.2)$$

obtenemos:

$$c(t)s(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) + \frac{1}{2} A(t) \cos(4\pi f_c t + \phi + \hat{\phi})$$

Los componentes dobles de frecuencia pueden removerse pasando la señal producida $c(t)s(t)$ a través de un filtro pasa bajo. Este filtrado produce la señal transportadora de información:

$$y(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\phi + \hat{\phi}) \quad (3.5.3)$$

Observemos que el efecto del error de fase $\Phi - \hat{\Phi}$ es la reducción del nivel de la señal en voltaje por la cantidad de $\cos(\Phi - \hat{\Phi})$ y en potencia por la cantidad $\cos^2(\Phi - \hat{\Phi})$.

El efecto del error de fase de la portadora en QAM y PSK multifase es mucho más severo. Las señales QAM y M-PSK pueden representarse como:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) - B(t) \sin(2\pi f_c t + \phi) \quad (3.5.4)$$

Esta señal es demodulada por dos portadoras de cuadratura:

$$\begin{aligned} C_c(t) &= \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \\ C_s(t) &= -\sin(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \end{aligned} \quad (3.5.5)$$

La multiplicación de $s(t)$ con $C_c(t)$ seguida por el filtrado pasa bajo producen los componentes en fase:

$$y_I(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) - \frac{1}{2} B(t) \sin(\phi - \hat{\phi}) \quad (3.5.6)$$

Lo mismo se realiza de manera similar $s(t)$ con $C_s(t)$:

$$y_Q(t) = \frac{1}{2} B(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) + \frac{1}{2} A(t) \sin(\phi - \hat{\phi}) \quad (3.5.7)$$

Estas expresiones indican claramente que el error de fase en la demodulación de QAM y M-PSK tienen un efecto severo, más que la demodulación de señales PAM. La potencia promedio de $A(t)$ y $B(t)$ son similares, un error de fase pequeño causa una larga degradación en el desempeño. Por tanto los requerimientos para QAM y PSK multifase coherente son mucho más altos que para DSB/SC PAM.

Lazo Squaring (Squaring Loop)

Un método para generar la portadora de una señal recibida es elevar al cuadrado la señal y, generar un componente en la frecuencia en $2f_c$, la cual puede ser usada para derivar en un lazo cerrado de fase (PLL) sintonizado en $2f_c$. Este método se ilustra en el diagrama a bloques de la figura 3.5.1. La salida de la ley al cuadrado es:

$$\begin{aligned} s^2(t) &= A^2(t) + \cos^2(2\pi f_c t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} A^2(t) + \frac{1}{2} A^2(t) \cos(4\pi f_c t + 2\phi) \end{aligned} \quad (3.5.8)$$

Dado que la modulación es un proceso estocástico cicloestacionario, el valor esperado de $s^2(t)$ es:

$$E[s^2(t)] = \frac{1}{2} E[A^2(t)] + \frac{1}{2} E[A^2(t)] \cos(4\pi f_c t + 2\phi) \quad (3.5.9)$$

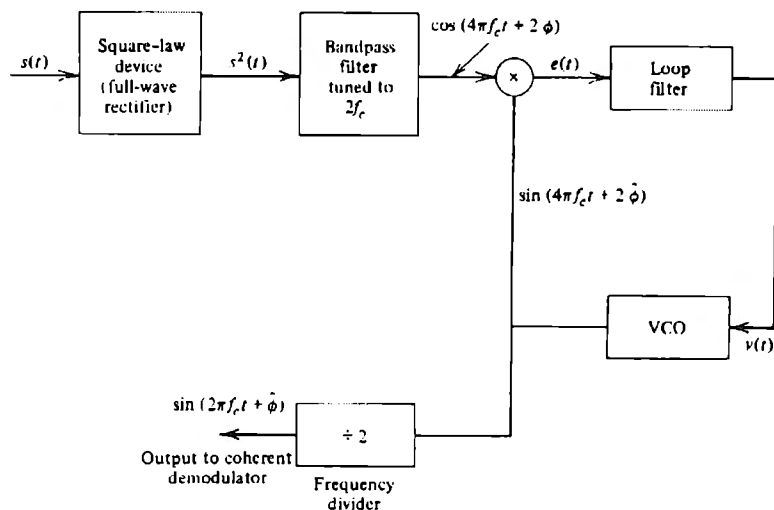


Figura 3.5.1 Recuperación de portadora usando dispositivos de la ley de los cuadrados [PROA89]

Menospreciando el término de doble frecuencia resultado de multiplicar la señal de entrada con la salida del VCO (oscilador controlado por voltaje), puede reducirse el PLL equivalente al modelo de lazo cerrado mostrado en la figura 3.5.2

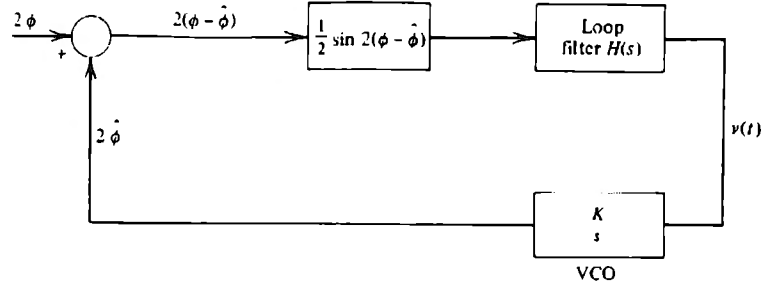


Figura 3.5.2 Modelo de lazo cerrado de fase. [PROA89]

La señal de transferencia de lazo cerrado es:

$$H(s) = \frac{(2\xi\omega_n - \omega_n^2 / K)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.5.10)$$

El ruido equivalente del ancho de banda (de un lado) del lazo es:

$$\begin{aligned} Beq &= \frac{\tau_2^2 \left(\frac{1}{\tau_2^2} + \frac{K}{\tau_1} \right)}{4 \left(\tau_2 + \frac{1}{K} \right)} \\ &= \frac{1 + (\tau_2 \omega_n)^2}{8\xi\omega_n} \end{aligned} \quad (3.5.11)$$

En la práctica es deseable tener un PLL de ancho de banda angosto para minimizar los efectos del ruido de entrada en la fase estimada ϕ .

Efecto de Ruido en estimación de fase.

Para evaluar los efectos del ruido en la fase de la portadora, asumiremos que el ruido en la entrada del PLL es banda angosta. Para este análisis, asumimos que el PLL contiene una señal sinusoidal de la forma:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (3.5.12)$$

la cual es corrompida con el ruido aditivo de banda angosta:

$$n(t) = x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \quad (3.5.13)$$

Podemos obtener un modelo equivalente para el PLL con ruido aditivo el cual se muestra en la figura 3.5.3

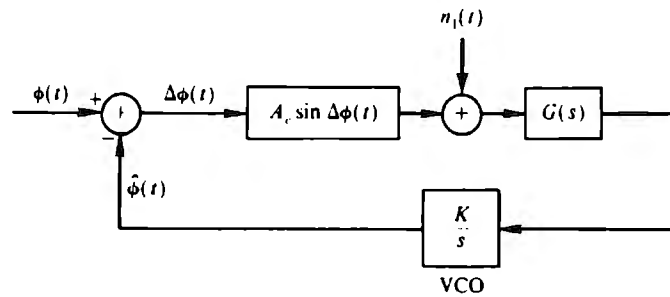


Figura 3.5.3 Modelo equivalente PLL con ruido aditivo. [PROA89]

La SNR para este caso es:

$$SNR \equiv \gamma_L = \frac{A_c^2 / 2}{N_o B_{eq}} \quad (3.5.14)$$

En este caso la función de probabilidad de densidad para el error de fase puede derivarse como:

$$p(\Delta\phi) = \frac{\exp(\phi_L \cos \Delta\phi)}{2\pi I_0(\gamma_L)} \quad (3.5.15)$$

donde γ_L es la SNR dada por (3.5.14).

Para la expresión $p(\Delta\phi)$ podemos obtener el valor exacto de la varianza para el error de fase en un PLL de primer orden. Esto es graficado en la figura 3.5.4 como función de $1/\gamma_L$ (varianza)

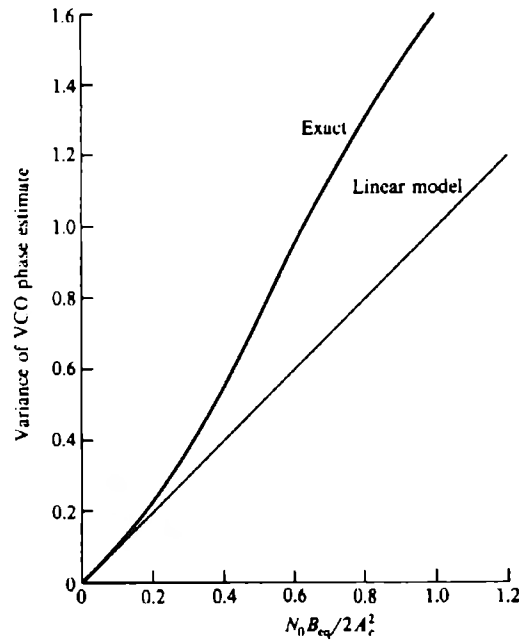


Figura 3.5.4 Comparación de variación de fase VCO para exacta y aproximación lineal de PLL de primer orden [PROA89]

Dado que el ancho de banda del lazo es designado para ser significativamente pequeño que el ancho de banda B_{bp} del filtro pasabanda, el espectro total de ruido de la entrada al PLL puede aproximarse como una constante sin el lazo del ancho de banda. Esta aproximación permite obtener una expresión simple para la varianza de la fase de error.

$$\sigma^2_{\phi} = \frac{1}{\gamma_L S_L} \quad (3.5.16)$$

donde S_L es llamada pérdida cuadrada y es dada como:

$$S_L = \frac{1}{1 + \frac{B_{bp} / 2 B_{eq}}{\gamma_L}} \quad (3.5.17)$$

Finalmente observamos que la salida del VCO (oscilador controlado por voltaje) del lazo cuadrado debe dividirse en la frecuencia por 2 para generar la portadora de fase segura para señal modulada. Notamos que a la salida del divisor de frecuencia se tiene una fase ambigua de 180° relativos con respecto a la fase de la señal de recepción. Por esta razón, la información binaria debe diferenciarse de la prioridad de codificación de transmisión y la codificación de recepción.

Lazo Costas.

Un segundo método para generar la portadora de fase apropiada para una señal portadora suprimida de doble banda se ilustra en el diagrama a bloques mostrado en la figura 3.5.5. El esquema fue desarrollado por Costas (1956) y recibió su nombre.

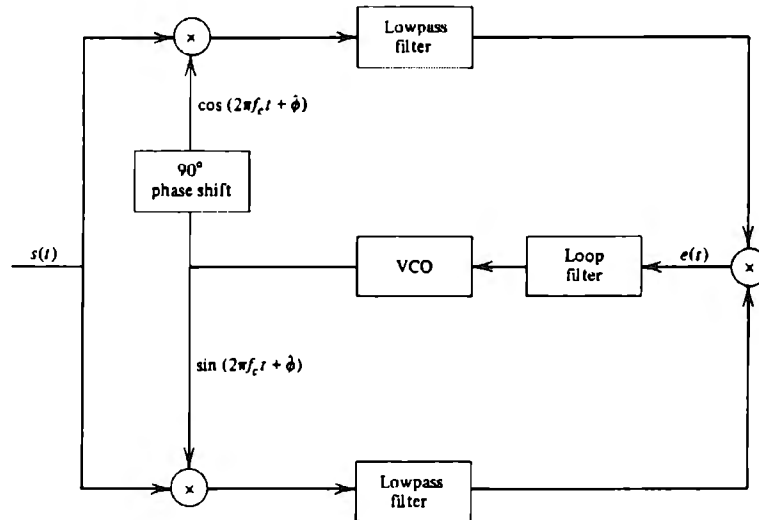


Figura 3.5.5 Diagrama a bloques de Lazo Costa [PROA89]

La señal recibida es multiplicada por $\cos(2\pi f_c t + \hat{\phi})$ y $\sin(2\pi f_c t + \hat{\phi})$, las cuales son salidas del VCO, los dos productos son:

$$\begin{aligned}
 y_c(t) &= [s(t) + n(t)]\cos(\pi f_c t + \hat{\phi}) \\
 &= \frac{1}{2}[A(t) + n_c(t)]\cos \Delta\phi + \frac{1}{2}n_s(t)\sin \Delta\phi + \text{terminos doble frecuencia} \\
 y_c(t) &= [s(t) + n(t)]\sin(\pi f_c t + \hat{\phi}) \\
 &= \frac{1}{2}[A(t) + n_c(t)]\sin \Delta\phi + \frac{1}{2}n_s(t)\cos \Delta\phi + \text{terminos doble frecuencia}
 \end{aligned}
 \tag{3.5.18}$$

Finalmente, igual que el PLL cuadrático, la salida del VCO contiene una fase ambigua de 180° .

Lazo Decisión - Retroalimentación.

Un tercer método para recuperar la portadora esta basado en el concepto de estimación de decisión-directa de fase desarrollado por Proakis en 1964. En este método, la decisión del demodulador, el cual comunmente es correcto con alta probabilidad, es retroalimentado como se muestra en la figura 3.5.6

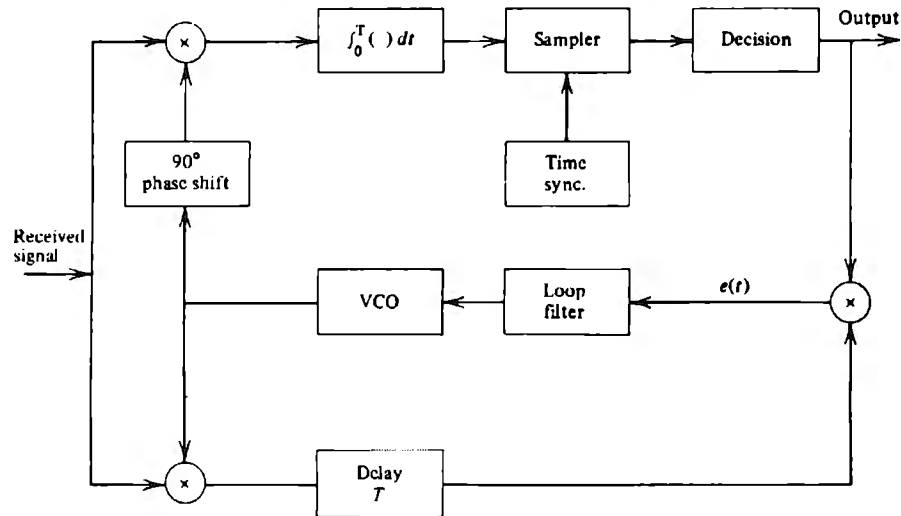


Figura 3.5.6 Recuperación de portadora con PLL de decisión de retroalimentación. [PROA89]

La señal recibida es multiplicada por la portadora de cuadratura $C_c(t)$ y $C_s(t)$, la cual es derivada del VCO. El producto de la señal:

$$s(t) \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) = \frac{1}{2} A(t) [A(t) + n_c(t)] \cos \Delta\phi - \frac{1}{2} n_s(t) \cos \Delta\phi + \text{terminos doble frecuencia} \quad (3.5.19)$$

es usado para recuperar la información de la portadora por medio de $A(t)$. El demodulador hace una decisión en el símbolo que es recibido cada T segundos. La entrada al lazo filtro en la ausencia de errores de decisión es la señal de error.

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{1}{2} A(t) \{ [A(t) + n_c(t)] \sin \Delta\phi - n_s(t) \cos \Delta\phi \} + \text{terminos doble frecuencia} \\ &= \frac{1}{2} A^2(t) \sin \Delta\phi + \frac{1}{2} A(t) [n_c(t) \sin \Delta\phi - n_s(t) \cos \Delta\phi] + \text{termino doble frecuencia} \end{aligned} \quad (3.5.20)$$

Observamos que la decisión directa o la decisión de retroalimentación de lazo cerrado (DFPLL) difiere del lazo Costas solamente por la rectificación de $A(t)$ con el propósito de remover la modulación.

Seguimiento de Portadora para Señales Multifase.

Cuando la información digital es transmitida vía la modulación M-fase de una portadora, el método descrito arriba puede generalizarse para proveer la portadora de fase apropiada para la demodulación. La señal recibida M-fase, excluyendo el ruido aditivo, se puede expresar como:

$$s(t) = A \cos \left[2\pi f_c t + \phi + \frac{2\pi}{M}(m-1) \right] \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.5.21)$$

donde $2\pi(m-1)/M$ representa el componente de información trasladada de la señal de fase. El problema de recuperar la portadora es el remover el componente de la información y obtener la portadora sin modular $\cos(2\pi f_c t + \phi)$. Un método por el cual puede lograrse esto es ilustrado en la figura 3.5.7 el cual representa una generalización del lazo cuadrático.

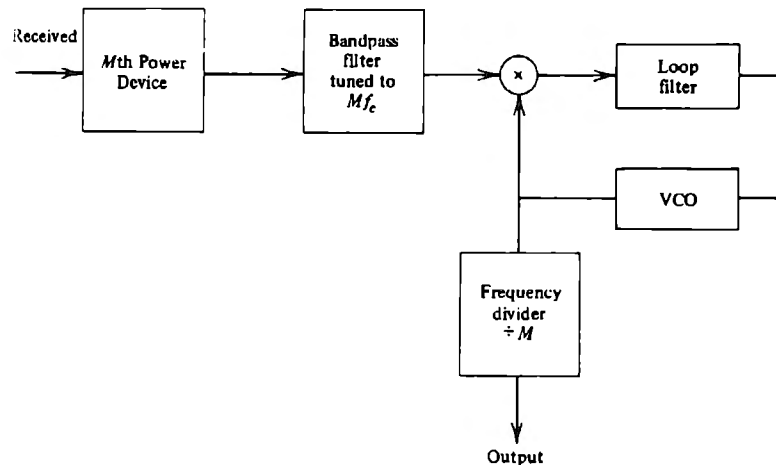


Figura 3.5.7 Recuperación de portadora con dispositivo ley de potencias M para PSK M-aria [PROA89]

La varianza del error de fase en el PLL resultante del ruido aditivo puede expresarse como:

$$\sigma^2_{\phi} = \frac{S^{-1}_{ML}}{\gamma_L} \quad (3.5.22)$$

Otro método para la recuperación de portadoras en PSK M-aria esta basado en la generalización del lazo Costa.

Un método simple y que permite un buen desempeño para PSK M-aria es el DFPLL ilustrado en el diagrama a bloques de la figura 3.5.8

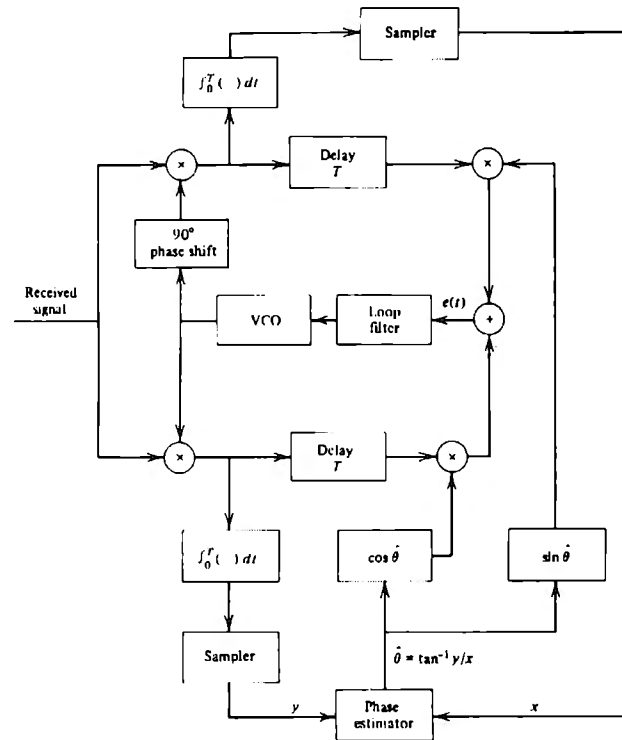


Figura 3.5.8 Recuperación de portadora para PSK M-aria usando PLL con decisión de retroalimentación [PROA89]

Los métodos de recuperación de portadora descritos arriba para PSK M-aria pueden ser fácilmente extendidos a QAM. En particular DFPLL es apropiado para QAM con solamente modificaciones menores.

3.5.2. SINCRONIZACIÓN DE SÍMBOLO.

Tiempo de símbolo o sincronización es concerniente al problema de determinar un reloj para un período de muestreo de la salida de un banco paralelo de correlación o filtros de igualación con propósito de recuperar la información transmitida. Una aproximación a la solución del problema es transmitir una señal de reloj al mismo tiempo que la señal portadora de información de manera multiplexada, hacia el receptor.

La figura 3.5.9 muestra una compuerta sincronizadora early-late.

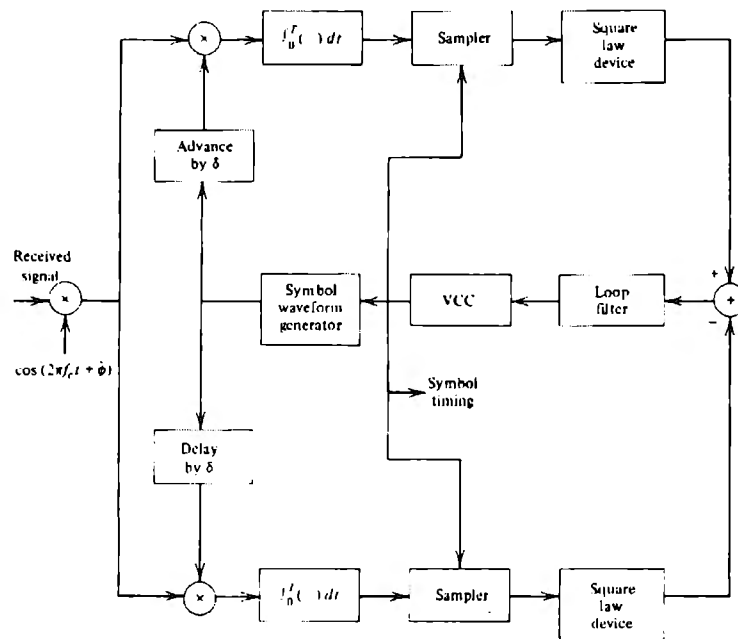


Figura 3.5.9 Diagrama a bloques de compuerta sincronizadora early-late. [PROA89]

Otra opción es derivar la señal del reloj de la señal portadora de la información. Una realización equivalente a la compuerta sincronizadora early-gate, que es de algún modo fácil de implementar es mostrada en la figura 3.5.10. En este caso el reloj es tomado de la alimentación VCC y este reloj es empleado para muestrear las salidas de correlación.

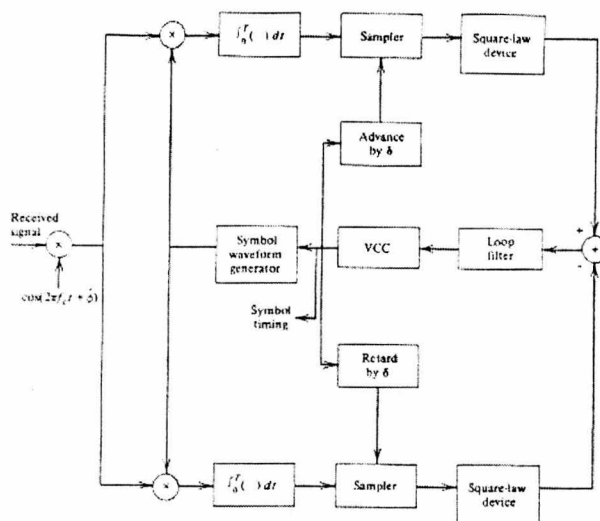


Figura 3.5.10 Diagrama a bloques de compuerta de sincronización early-gate. Forma alternativa [PROA89]

El sincronizador compuerta early-gate es especialmente apropiado para PSK y PAM, dos de las modulaciones digitales más comunes.

3.5.3. MÁXIMA PROBABILIDAD DEL PARÁMETRO ESTIMACIÓN.

Las bases para el desarrollo de las técnicas de la portadora precedente y la sincronización de símbolo tienen antecedentes heurísticos.

Existen básicamente dos criterios que son ampliamente aplicados a la estimación de los parámetros de la señal, el criterio de máxima probabilidad (ML) y el criterio de máxima probabilidad posterior (MAP). En el criterio MAP el parámetro vectorial de la señal α es modelado de modo aleatorio, y es caracterizado por una función a priori de probabilidad de densidad $p(\alpha)$. En el criterio de máxima probabilidad, el parámetro vectorial α de la señal es tratado como determinístico pero no es conocido.

La función densidad de probabilidad para MAP se expresa como:

$$p(\alpha | r) = \frac{p(r | \alpha)p(\alpha)}{p(r)} \quad (3.5.23)$$

Estimación de Fase de la Portadora

Primero consideremos la estimación de la fase de la portadora ϕ . Por simplicidad asumimos que τ es conocida y la colocamos como $\tau = 0$. Si el ruido aditivo está asumido para ser un proceso aleatorio gaussiano blanco, es fácil mostrar que la función densidad de probabilidad $p(r | \phi)$, en

el límite como el número N de señales muestreadas en el intervalo aproximado a infinito, es proporcional a la función probabilidad $\Lambda(\phi)$, definida como:

$$\begin{aligned} \Lambda(\phi) &= \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [r(t) - s(t; \phi)]^2 dt\right\} \\ &= \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_{T_0} r(t)^2 dt + \frac{2}{N_0} \int_{T_0} r(t) - s(t; \phi) dt - \frac{1}{N_0} \int_{T_0} s^2(t; \phi) dt\right\} \end{aligned} \quad (3.5.24)$$

La función de probabilidad (likelihood) puede expresarse como:

$$\Lambda(\phi) = C \exp\left[\frac{2}{N_0} \int_{T_0} r(t)s(t; \phi) dt\right] \quad (3.5.25)$$

donde C es una constante independiente de ϕ .

La función log-likelihood (probabilidad)

$$\Lambda_L(\phi) = \frac{2}{N_0} \int_{T_0} r(t)s(t; \phi) dt \quad (3.5.26)$$

Observar que en la definición $\Lambda_L(\phi)$ ignoramos el término de la constante $\ln C$.

La función probabilidad (likelihood) y la correspondiente función log-likelihood para la señal pasabajo equivalente son:

$$\Lambda(\phi) = C \exp\left\{\operatorname{Re}\left[\frac{1}{N_0} \int_{T_0} r(t)v^*(t)e^{j\phi} dt\right]\right\} \quad (3.5.27)$$

$$\Lambda_L(\phi) = \operatorname{Re}\left\{\left[\frac{1}{N_0} \int_{T_0} r(t)v^*(t) dt\right] e^{j\phi}\right\} \quad (3.5.28)$$

Podemos generar una señal error que es filtrado en un filtro lazo cuyas salidas manipulan al PLL. Un diagrama a bloques para este esquema es mostrado en la figura 3.5.11.

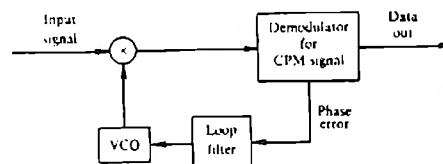


Figura 3.5.11 Recuperación de portadora de fase para señales CPM [PROA89]

Estimación de Tiempo de Símbolo.

Ahora poniendo atención en el Maximum Likelihood (ML) estimado del tiempo de retardo τ . Como en el caso de la estimación de fase de ML podemos distinguir dos tipos de estimadores de tiempo, un estimador de tiempo de decisión directa y otro estimador sin decisión directa.

Una condición necesaria para τ para ser el ML estimado de τ es que :

$$\begin{aligned} \frac{d\Lambda_L(\tau)}{d\tau} &= \sum_n I_n \frac{d}{d\tau} \int_{T_0} r(t)u(t-nT-\tau)dt \\ &= \sum_n I_n \frac{d}{d\tau} [y_n(\tau)] = 0 \end{aligned} \quad (3.5.29)$$

El resultado anterior sugiere la implementación del lazo mostrado en la figura 3.5.12 La salida del manejo del lazo filtrador, el voltaje controlado por reloj (Vcc) el cual controla el tiempo de muestreo para la entrada al lazo.

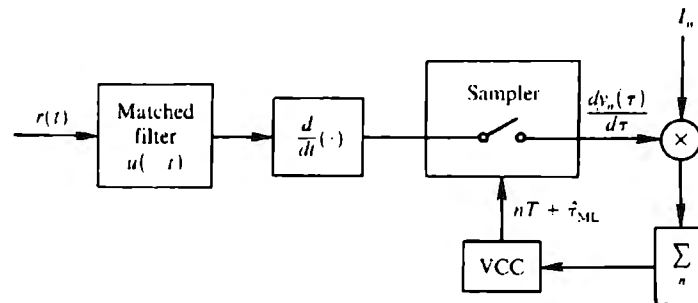


Figura 3.5.12 Estimación de tiempo decisión-directo ML Para PAM bandabase. [PROA89]

La siguiente ecuación es una aproximación del ML estimado del retardo en el tiempo:

$$\bar{\Lambda}_L(\tau) \approx \frac{1}{2} C^2 \sum_n y_n^2(\tau) \quad (3.5.30)$$

Estimadores del desempeño de características de Maximum Likelihood.

La calidad de una estimación de los parámetros de la señal son medidos generalmente en términos de su bias y su varianza. El bias de una estimación, es definido como:

$$bias = E[\hat{\phi}(x)] - \phi \quad (3.5.31)$$

donde ϕ es el valor verdadero del parámetro. Cuando $E[\hat{\phi}(x)] = \phi$ decimos que el estimado es unbiased. La varianza del estimado ϕ es definido como:

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 = E\{\hat{\phi}(x)^2\} - \{E[\hat{\phi}(x)]\}^2 \quad (3.5.32)$$

De cualquier modo el límite mínimo en la varianza es:

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 \geq \frac{1}{E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial \phi} \ln \Lambda_L(\phi)\right]^2\right\}} = \frac{1}{E\left[\frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \ln \Lambda_L(\phi)\right]} \quad (3.5.33)$$

El límite mínimo es un resultado muy útil. Provee armas para comparar la varianza de cualquier estimación práctica al límite inferior. Cualquier estimado que es unbiased y cuya varianza logre el límite inferior es llamada una estimación eficiente.

CAPÍTULO 4

4. CONSIDERACIONES DE PROPAGACIÓN VHF Y UHF EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN	131
4.1. INTRODUCCIÓN	131
4.2. MODELOS ESTADÍSTICOS DE PROPAGACIÓN.	132
4.2.1. Large-scale attenuation	133
4.2.2. Modelo estadístico para las pérdidas de trayectoria en macro-células	137
4.2.3. Modelo estadístico para las pérdidas de trayectoria en micro-células	138
4.3. CARACTERÍSTICAS DE FADING Y CANALES MULTIPATH	140
4.4. LOS EFECTOS DE SEÑALES CARACTERÍSTICAS EN EL CANAL MODELO .	144
4.5. SEÑALIZACIÓN BINARIA SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL FADING LENTO.	145
4.6. TÉCNICAS DIVERSAS PARA CANALES FADING MULTIPATH	147
4.7. SEÑALIZACIÓN DIGITAL SOBRE UNA FRECUENCIA SELECTIVA , CANAL FADING LENTO	150
4.8. SEÑALIZACIÓN MULTIFASE SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL FADING LENTO.	156
4.9. SEÑALIZACIÓN ORTOGONAL M-ARIA SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL DESVANECIMIENTO FADING LENTO.	157
4.10. FORMAS DE ONDA CODIFICADAS PARA CANALES DESVANECIDOS FADING	160
4.10.1. Probabilidad de error para decisiones-suaves de decodificación de bloques de códigos binarios lineales.	161
4.10.2. Probabilidad de error para decisiones-duras decodificación de bloques de códigos binarios lineales.	163
4.10.3. Límites Superiores en el desempeño de Códigos de Convolución para Canales Fading Rayleigh.	164
4.10.4. Uso de Códigos de Peso Constante y Códigos Concatenados para un Canal Fading.	164
4.10.5. Sistema de Diseño basado en la tasa de reducción (Cutoff Rate)	170

4. CONSIDERACIONES DE PROPAGACIÓN VHF Y UHF EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN

4.1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones personales que emplean medios de radio están sujetos a un conjunto de efectos y complicaciones de propagación de las ondas de radio. En comparación con los sistemas de radio fijos (circuitos de microondas o celulares terrestres) y con antenas cuidadosamente diseñadas y posicionadas, los sistemas móviles presentan características particulares en la propagación de las señales.

La altura de una antena es un factor determinante en la cobertura de un sistema de radio comunicación. En las terminales móviles, la altura de las antenas son muy pequeñas. Por lo tanto, la antena tiene una "visibilidad" muy reducida, como resultado de los obstáculos y las superficies reflectantes en el entorno de la terminal. El entorno de la terminal tiene una influencia importante en las trayectorias y características de propagación de las señales de radio.

Los efectos de la movilidad de las terminales determinan cambios en la propagación:

- variación de los parámetros de propagación en diferentes terrenos
- variación de los parámetros de propagación en el tiempo.

En los resultados genéricos de sistemas, los canales de radio móvil son evaluados mediante modelos estadísticos de propagación: no se consideran datos específicos de los perfiles de terrenos y los parámetros son modelados como variables aleatorias.

Para realizar un estudio minucioso de los elementos de propagación se deben manejar a profundidad los modelos de propagación de señales **narrowband mobile**.

Se dispone de un conjunto de modelos determinísticos de propagación (básicamente aquellos que trabajan con datos específicos de los perfiles de terreno). La validación de los modelos de propagación VHF y UHF es importante para asignación de frecuencias en áreas urbanas y rurales.

Los modelos más completos de propagación que se disponen son: cuantitativos y empíricos, donde combinar la ocurrencia simultánea de varios mecanismos de atenuación a gran escala.

En este capítulo también consideramos el problema de diseño de señales, estructura de recepción, y desempeño de recepción para canales más complejos, nombres, canales teniendo aleatorios impulsos de respuesta variantes en el tiempo. Estas características sirven como modelo para la transmisión de señal sobre muchos canales de radio.

Iniciaremos con el estudio de las señales digitales sobre canales fading multipath mediante el desarrollo de una característica estática del canal. Después evaluaremos el desempeño de algunas

técnicas básicas de señalización digital para comunicación sobre canales. Los resultados de desempeño demostrarán la severa pena en SNR (Signal Noise Rate) que debe ser pagada como una consecuencia de las características de fading de la señal de recepción. Demostraremos que la pena en SNR puede ser dramáticamente reducida mediante la eficiente modulación/codificación y las técnicas de demodulación/decodificación.

4.2. MODELOS ESTADÍSTICOS DE PROPAGACIÓN.

En la propagación de señales de radio se distinguen tres fenómenos multiplicativos de propagación, mutuamente independientes:

- Multipath Fading
- Shadowing
- Large-Scale path loss

La propagación multipath produce fluctuaciones rápidas en la amplitud y fase de la señal si el vehículo se desplaza en una distancia del orden de la longitud de onda o más. Se denomina a este multipath fading el cual tiene un efecto de tipo small-scale.

Los ensombrecimientos (shadowing) son un efecto de tipo medium-scale, las variaciones en la potencia del campo ocurren si la antena se desplaza sobre distancias en un rango de algunas decenas a varias centenas de metros.

Los efectos de tipo large-scale son causados debido a la atenuación de la señal determinada por la geometría del perfil de desplazamiento del móvil y se observa en una variación gradual de la potencia de la señal recibida. Esto contrasta con el mecanismo de propagación local, el cual está determinado por las características de terreno en los entornos inmediatos de las antenas. Los efectos large-scale determinan niveles de potencia promedio sobre un área de varios cientos de metros y, por lo tanto, determinan una potencia media sobre área \overline{p}_i (area-mean-power).

El índice $i=0$ ó j será utilizado para indicar una señal deseada (o referencia), mientras que $i=1,2,\dots,n$ es utilizado para denotar interferencias de la zona.

En este material estudiaremos sistemas que emplean múltiples receptores, el índice A_i es utilizado para denotar los niveles de potencia de la señal en el receptor A desde el transmisor i .

Los ensombrecimientos (shadowing) introducen fluctuaciones adicionales, de modo que la potencia media (local mean power) varía alrededor de la p_i potencia de área media. El término local-mean es utilizado para denotar los niveles de señal promediados sobre unas decenas de longitudes de onda, típicamente, 40λ . Esto último garantiza que las fluctuaciones rápidas de la potencia instantánea recibida, debida a los efectos de multipath, son eliminadas.

4.2.1. LARGE-SCALE ATTENUATION

Las características de la trayectoria de las señales tienen una gran influencia en el comportamiento del enlace de radio. En los modelos estadísticos, las pérdidas de trayectoria son frecuentemente expresadas como una función de la distancia d entre el transmisor y el receptor, la altura de las correspondientes antenas h_t y h_r junto con la frecuencia portadora f_c .

Si bien en los modelos estadísticos no se consideran las características específicas del terreno, el comportamiento promedio de la atenuación como una función del rango es influenciada por los parámetros del terreno.

En los enlaces de radio móvil VHF/UHF, los mecanismos de atenuación large-scale más importantes son:

- Free-space loss
- Groundwave propagation
- Diffraction

En los modelos estadísticos empleados en el análisis genérico de sistemas, los efectos de esos mecanismos large-scale son generalmente simplificados al asumir un promedio de atenuación, el cual se incrementa con la distancia según la "Ley de atenuación de potencia inversa" que tiene que ver con las pérdidas en el espacio libre.

Free space loss

En el espacio libre, la energía de las ondas de radio diverge sobre un área proporcional al cuadrado de la distancia de propagación d . Para antenas isotrópicas, las pérdidas de espacio libre A_{fs} expresadas en decibeles está dada por:

$$A_{fs} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (4.2.1)$$

donde λ es la longitud de onda.

Groundwave loss

Las ondas que se propagan sobre la tierra interactúan con la superficie terrestre, la cual absorbe y refleja una parte de la radiación. Para la propagación sobre un plano terrestre se requiere hacer estudios de conductividad o diagrama de conductividad del suelo. A mayor humedad del suelo, mayor conductividad.

Para antenas isotrópicas, la potencia del campo se expresa como una suma (compleja) de una onda directa line-of-sight, una onda reflejada de la superficie terrestre y una onda superficial. Matemáticamente: $E_i = E_{0i} (1 + R_c e^{j\Delta} + (1 - R_c) F(\cdot) e^{j\Delta} + \dots)$

Donde:

R_c - es el coeficiente de reflexión

E_{0i} - es el potencial del campo teórico para la propagación de este espacio libre

$F(\cdot)$ - es la atenuación de onda superficial

Δ - la diferencia de fase entre la onda directa y la onda reflejada

j - es la unidad imaginaria

En las comunicaciones UHF terrestres, las pérdidas de propagación pueden ser aproximadas, considerando solamente los dos primeros términos de la ecuación anterior dado que $F(\cdot) \ll 1$ para los valores convencionales de h_i y h_r , los cuales indican la altura del transmisor y receptor respectivamente.

La suma de componentes vectoriales entre la onda directa y la onda reflejada por tierra es conocida como la onda espacial (space wave).

Las pérdidas de trayectoria (path loss) expresada en decibeles es:

$$A_G = -20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} |1 + R_c e^{j\Delta}| \right) \quad (4.2.3)$$

-20 log porque son pérdidas, el término entre $| |$ indica la linealidad

Si $d \gg 5h_{thr}$, la diferencia de fase Δ puede ser aproximada por: $\Delta \approx \frac{4\pi h_i h_r}{d}$.

Para la mayoría de los terrenos, el coeficiente de reflexión $R_c \rightarrow -1$

La correspondiente pérdida adicional A_R relativa a la atenuación en el espacio libre está dada por:

$$A_R = -20 \log \left(2 \sin \left(\frac{2\pi h_i h_r}{\lambda d} \right) \right) \quad (4.2.4)$$

Excepto para las comunicaciones "short-range", podemos asumir que: $d\lambda \gg 4h_{thr}$

La pérdida total en la trayectoria es aproximada por:

$$A_K = A_f + A_R \cong -20 \log \left(\frac{h_i h_r}{d^2} \right) \quad (4.2.5)$$

En este caso, el potencial de campo disminuye proporcionalmente en forma inversa con la ley de la cuarta potencia de la distancia o Ley R-4. Varios experimentos han confirmado esta ley en terrenos con superficies menos perfectas.

En un campo de distancias cortas, los efectos de Groundwave Attenuation son menos pronunciados, de esta forma, el decrecimiento del potencial de la señal es más lento y puede ser descrito por los modelos de pérdida en el espacio libre. Las pérdidas excedentes A_r se denominan PERDIDAS DE REFLEXIÓN TERRESTRES (Ground Reflection Loss). Sin embargo, la atenuación no es causada por la superposición de la onda directa con la reflexión especular en un punto específico de la trayectoria. Es la intersección de la onda de radio con la superficie terrestre sobre la trayectoria completa que contribuye con un segundo término. En radio móvil terrestre, una parte importante del perfil de trayectoria puede estar dentro de la 1a. Zona de Fresnel, de modo que casi todo el perfil de la trayectoria contribuye a la existencia de una onda ground-reflected wave.

Difraction loss

Si la línea de vista directa (direct-line-of-sight) entre las terminales es obstruida, la onda de radio experimenta una atenuación denominada difracción: la transferencia de la señal a través de obstáculos.

Una caracterización exacta del problema de pérdidas por difracción de un obstáculo idealizado con la forma de un cuchillo perpendicular a la línea de vista en el espacio libre de la trayectoria de la señal. La geometría de la trayectoria que experimenta la señal es ilustrada por la siguiente figura 4.2.1:

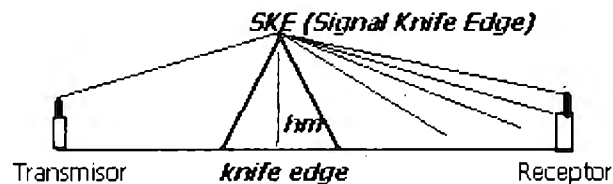


Figura 4.2.1 Geometría de la Trayectoria de la señal [SANT98]

El parámetro de difracción v está definido como:

$$v = h_m \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_i} + \frac{1}{d_r} \right)} \quad (4.2.6)$$

donde: h_m es la altura de obstáculo

$\frac{1}{d_i}$ y $\frac{1}{d_r}$ son las distancias de las terminales al obstáculo.

Esta definición implica que el obstáculo h_m obstruye $(1/2)v^2$ Zonas de Fresnel de la trayectoria de radio.

La pérdida de difracción A_d expresada en decibeles está aproximada por:

$$A_d = \begin{cases} 6 + 9v - 127v^2 & 0 < v < 2.4 \\ 13 + 20 \log v & v > 2.4 \end{cases} \quad (4.2.7)$$

La pérdida de la trayectoria es de la forma: $A_K = A_{fs} + A_d$

No obstante, la aproximación SKE- Single Knife Edge del perfil de la trayectoria no es el más real en las comunicaciones de radio VHF/UHF, generalmente, el perfil de suelo también ejerce influencia en el campo electromagnético de la antena del receptor.

El método de refinamiento de la aproximación del perfil de la trayectoria es denominado MKE - Multiple Knife Edge.

Para los perfiles de trayectoria típicamente encontrados en los sistemas de comunicaciones en la práctica, las atenuaciones de tipo large-scale son la combinación de los tres mecanismos antes mencionados (free space loss, groundware, diffraction) los cuales interactúan de una manera complicada.

En algunos casos muy raros, las pérdidas de trayectoria sobre una configuración de tipo (sharp knife edge) son menor que en ausencia del obstáculo mismo.

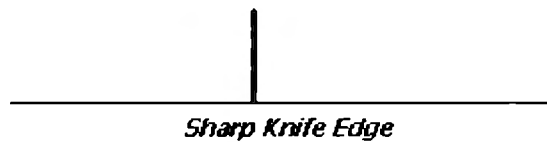


Figura 4.2.2 Pérdida de trayectoria (sharp knife edge) [SANT98]

Una estimación empírica de Blomquist sugiere la siguiente fórmula para pérdidas en trayectoria:

$$A_K = A_{fs} + \sqrt{A_d^2 + A_R^2} \quad (4.2.8)$$

No obstante, la mayoría de los modelos asumen que las pérdidas ocurren de manera aditiva:

$$A_K + A_{fs} + A_d + A_R$$

donde A_R es una versión modificada de la fórmula:

$$A_R = -20 \log \left(2 \sin \left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \right) \right) \quad (4.2.9)$$

si el perfil detallado del terreno es desconocido, la atenuación area-mean path A_K se puede escribir de la forma:

$$A_K = 10\beta \log d + A_0 \quad (4.2.10)$$

con A_0 y β constantes empíricas.

Las fórmulas básicas:

$$A_{fs} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad A_K = A_{fs} + A_R \cong -20 \log \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right) \quad (4.2.11)$$

permiten determinar los valores teóricos para $\beta = 2$ en espacio libre y $\beta = 4$ en el caso de propagación sobre planos de tierra de alto grado de conductividad.

La relación estadística entre las pérdidas de difracción y la longitud de la trayectoria d depende del tipo de terreno y de la posición de la antena. (Egly, JJ., "radio propagation above 40 Mc/s over irregular terrain", proc IRE, oct 1957, pp.1383-1391).

En este capítulo se propone un modelo semi empírico:

$$A_K = 40 \log d + 20 \log(f_c / 40MHz) - 20 \log h_r h_t \quad (4.2.12)$$

que es más aplicable a sistemas terrestres.

Evidentemente, este modelo está basado en la propagación groundwave, con un término dependiente de la frecuencia empíricamente determinado. $20 \log(f_c / 40MHz)$. Otros valores empíricos calculados para el exponente de propagación β en la banda de UHF son 3 o 4 para distancias en el rango de $3 < d < 50$ (km).

4.2.2. MODELO ESTADÍSTICO PARA LAS PÉRDIDAS DE TRAYECTORIA EN MACRO-CÉLULAS

En el análisis de una red multiusuario todos los transmisores tendrán la misma potencia de transmisión. Con la finalidad de simplificar la notación, la distancia normalizada r_i y la potencia normalizada \overline{p}_i están relacionadas por $\overline{p}_i = r_i^{-\beta}$ donde las distancias r_i están normalizadas de modo que la señal deseada es tal que $0 < r_0 < 1$.

En la mayoría de los casos consideramos la ley de pérdidas de trayectoria para $\beta = 4$, en redes Macrocelulares, debido a que este valor es compatible con el modelo teórico de la propagación groundwave UHF, el cual se asemeja más a los ambientes reales. Más aún, $\beta = 4$ produce soluciones en forma más o menos exacta para el análisis de redes de acceso aleatorio. Debemos observar que en redes de interferencia limitada, un decaimiento rápido de la potencia de la señal (β grande), determina un rendimiento mejor que decaimientos lentos.

De esta manera, curvas con $\beta = 4$ pueden ser optimistas para áreas con terrenos irregulares donde es mejor considerar $\beta \approx 3$.

4.2.3. MODELO ESTADÍSTICO PARA LAS PÉRDIDAS DE TRAYECTORIA EN MICRO-CÉLULAS

Para comunicaciones en redes micro celulares, las pérdidas de trayectoria para una comunicación de tipo “short-range” (cuando $d\lambda < 4h\theta r$) son importantes. Esto requiere una extensión de la ley de pérdidas de trayectoria $\overline{p}_i = r_i^{-\beta}$ para incluir la transmisión de la propagación en espacio libre (free space) a la propagación de tipo groundwave.

Una solución es una transición paso a paso desde $\beta \approx 2$ hasta $\beta \approx 4$ en una distancia d_g . Si las antenas son instaladas por debajo de las terrazas de los edificios, la geometría de las calles puede causar propagación guiada de radio ondas. Por tal motivo, en algunos casos el exponente de atenuación puede ser significativamente menor que 2.

Mediciones realizadas con $f_c = 900$ MHz (banda L), en la ciudad de Londres muestran un incremento significativo de las pérdidas de trayectoria para distancias superiores a los cientos de metros. En un caso más terrestre, con $h_t = 5$ m, $h_r = 1.5$ m, se puede considerar una transición suave dada por:

$$\overline{p}_i = r_i^{-\beta} \left(1 + \frac{r_i}{r_g} \right)^{-\beta_2} \quad (4.2.13)$$

donde r_g es la distancia de turnover normalizada al tamaño de la célula.

Se disponen de varios valores empíricos para los parámetros exponenciales normalizados.

Tabla 4.2.1 Parámetros exponenciales normalizados

Modelo	Area	β_1	β_2
FSL	Espacio libre	2	0
Egli	Terreno promedio	0	4
Two-ray	Plano terrestre	2	2
Green	Londres	1.1	2
		2.1	
Harley	Melburne	1.5	-0.3
		2.5	0.5
Pickholtz	Orlando, Fl	1.3	3.5

Para producir la interferencia co-canal entre células en una red microcelular, las antenas transmisoras deben estar localizadas en una altura moderada, lo que garantiza un decrecimiento rápido de la potencia de la señal fuera de la célula, particularmente, si la distancia de transición está en la célula.

En redes micro-celulares, las antenas de transmisión están localizadas en un ambiente de “scattering” y en las calles puede ocurrir propagación guiada.

Shadowing

En resultados experimentales reportados por Egli se muestra que para trayectorias mayores a unos cientos de metros, la potencia recibida (local mean) fluctúa con una distribución de tipo log-normal alrededor de la potencia “area-mean”.

Shadowing es un mecanismo de propagación a mediana escala propio de la movilidad o por algún obstáculo grande, que representan zonas de sombras.

Recordemos que la potencia simplificada area-mean está dada por:

$$A_k = 40 \log d + 20 \log(f_c/40\text{MHz}) - 20 \log h_r h_t \quad (4.2.14)$$

Por log-normal se entiende que la potencia local-mean expresada en valores logarítmicos, tales como decibeles o nepers, tiene una Distribución normal (Gaussiana). La función de densidad de probabilidad (pdf- probability density function) de la potencia local media tiene la forma:

$$f_{p_j} \left(\frac{p_j}{p_s} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_s^2} \ln^2 \left(\frac{p_j}{p_s} \right) \right] \quad (4.2.15)$$

donde σ_s es la desviación estándar logarítmica del shadowing.

La desviación estándar S_s expresada en decibeles se puede calcular mediante:

$$S_s = 4.34 \sigma_s$$

Observemos que la potencia en el área media corresponde al promedio logarítmico μ_1 de la potencia local media recibida. Calculamos los promedios logarítmicos de orden superior μ_k :

$$\mu^k = \int_0^{\infty} \left[\ln(\bar{p}_j) \right]^k f_{p_j} \left(\frac{\bar{p}_j}{p_j} \right) d\bar{p}_j \quad (4.2.16)$$

de esta manera obtenemos $\mu_1 = \ln(\bar{p}_j)$. Más aún, la varianza logarítmica tiene la forma:

$$\sigma_s^2 = \mu_2 - \mu_1^2$$

El promedio lineal y los momentos de orden superior de la potencia local media tienen la forma:

$$E \left[\bar{p}_j^m \right] = \int_0^{\infty} \bar{p}_j^m f_{p_j} \left(\frac{\bar{p}_j}{p_j} \right) d\bar{p}_j = \bar{p}_j^m \exp \left(m^2 \frac{\sigma_s^2}{2} \right) \quad (4.2.17)$$

De esta manera el promedio lineal no es idéntico a la potencia de área media, excepto para el caso límite $\sigma S = 0$.

4.3. CARACTERÍSTICAS DE FADING Y CANALES MULTIPATH

Una característica de un medio multipath es el tiempo disperso introducido en la señal la que es transmitida a través del canal. Una segunda característica es debida a las variaciones en el tiempo en la estructura del medio.

Considerando la transmisión de una portadora no modulada en la frecuencia f_c . Entonces $u(t) = 1$ para toda t , la señal recibida para este caso de multipath discreto es:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (4.3.1)$$

donde $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$. Así la señal recibida consiste de la suma de un número de vectores variantes en el tiempo (fasores) teniendo amplitudes $\alpha_n(t)$ y fases $\theta_n(t)$.

La respuesta de los impulsos variantes en el tiempo $c(\tau;t)$ es un valor complejo del proceso aleatorio gaussiano en la variable t .

El método de propagación multipath para los canales incorporados en la recepción de la señal $r(t)$, dado en (4.3.1), resulta en desvanecimiento de la señal. El fenómeno de desvanecimiento es un resultado de la variación de fases en el tiempo $\{\theta_n(t)\}$.

Cuando la respuesta al impulso $c(\tau;t)$ es modelada como un cero en el proceso gaussiano de valor complejo, la envoltura $|c(\tau;t)|$ en cualquier instante t es una distribución Rayleigh. En este caso se dice que el canal es un canal de desvanecimiento Rayleigh.

El desvanecimiento de envoltura de distribución Rayleigh ha sido observada frecuentemente en HF y en canales tropodispersos y como una consecuencia, este modelo de canal es ampliamente aceptado.

$$\phi_c(\tau_1; \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (4.3.2)$$

En los medios de transmisión de radio, la atenuación y el cambio de fase de el canal asociados con el retardo de vía τ_1 es no correlacionado con la atenuación y el cambio de fase asociados con el retardo de vía τ_2 . Esto es usualmente llamado dispersión no correlacionada (scattering uncorrelated).

$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1, \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \tag{4.3.3}$$

Si $\Delta t = 0$, la función de autocorrelación resultante $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ es simplemente la potencia promedio de salida del canal como una función de retardo de tiempo τ . Por esta razón, $\phi_c(\tau)$ es llamada perfil de intensidad multivía (multipath intensity profile) o el retardo de potencia espectral del canal.

Típicamente la función de medición $\phi_c(\tau)$ puede aparecer como se muestra en la figura 4.3.1. El rango de valores de τ sobre el cual $\phi_c(\tau)$ es esencialmente no cero es llamado dispersión multivía del canal y se denota como T_m .

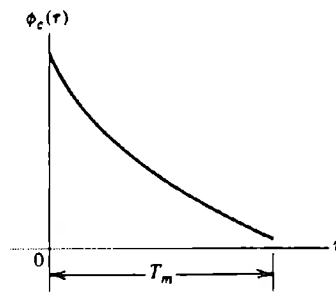
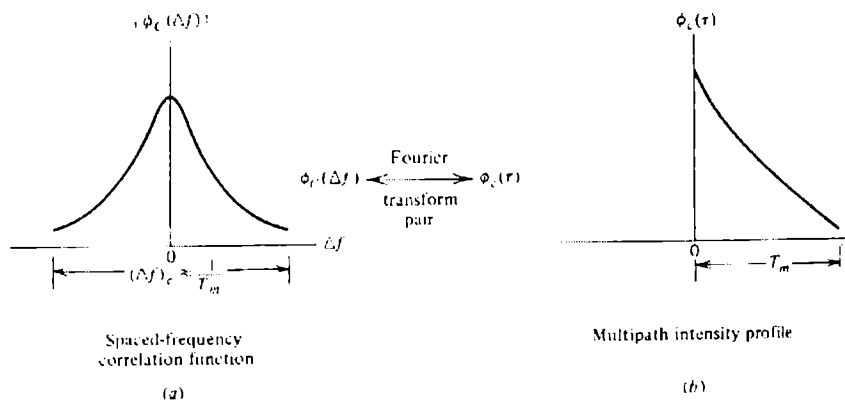


Figura 4.3.1 Perfil de la intensidad multipath [PROA89]

La relación entre $\phi_c(\Delta f)$ y $\phi_c(\tau)$ da como resultado que el recíproco de la dispersión multipath sea una media del ancho de banda coherente del canal que es:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{4.3.4}$$

Donde $(\Delta f)_c$ denota el ancho de banda coherente. Esta relación se muestra en la figura 4.3.2



**Figura 4.3.2 a) Función de correlación espacio-frecuencia
b) Perfil de intensidad multipath [PROA89]**

Cuando una señal portadora de información es transmitida a través del canal, si $(\Delta f)_c$ es pequeña en comparación al ancho de banda de la señal transmitida, el canal se dice que es *selectivo en frecuencia*, en este caso la señal es severamente distorsionada por el canal. Si $(\Delta f)_c$ es grande en comparación al ancho de banda de la señal transmitida, el canal se dice que es *no selectivo en frecuencia*.

Con Δf en cero y $S_c(0;\lambda) \equiv S_c(\lambda)$ es:

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} \quad (4.3.5)$$

La función $S_c(\lambda)$ es una potencia espectral que da la intensidad de la señal como una función de la frecuencia Doppler λ . Llamaremos a $S_c(\lambda)$ la potencia espectral Doppler del canal.

De (4.3.5) observamos que si el canal es invariante en el tiempo, $\phi_c(\Delta t) = 1$ y $S_c(\lambda)$ llegan a ser iguales a la función delta $\delta(\lambda)$.

El rango de valores de λ sobre $S_c(\lambda)$ que tiende a cero es llamado dispersión Doppler B_d del canal, el recíproco de B_d es una medida del tiempo coherente del canal, que es:

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (4.3.6)$$

Donde $(\Delta t)_c$ denota el tiempo coherente. La figura 4.3.3 ilustra la relación entre $\phi_c(\Delta t)$ y $S_c(\lambda)$.

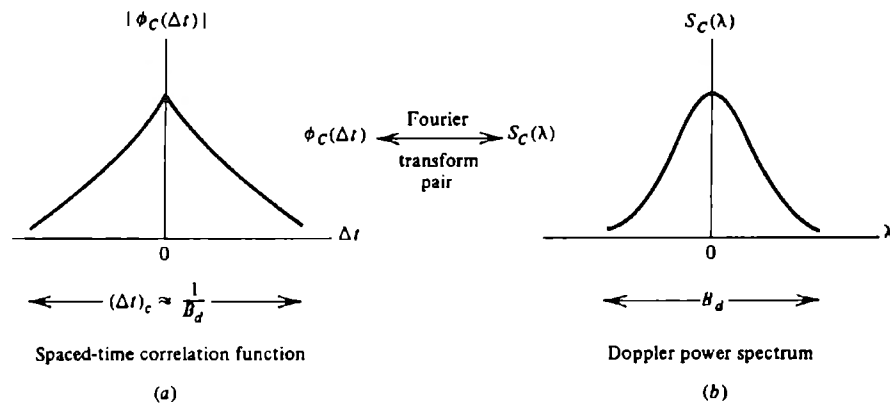


Figura 4.3.3 a) Función de correlación espacio-tiempo b) espectro de potencia Doppler [PROA89]

$$S(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta t d\Delta f \quad (4.3.7)$$

Esta nueva función es llamada la función de dispersión del canal. Provee una medida de la potencia promedio de salida del canal como una función del retardo de tiempo τ y de la frecuencia Doppler λ .

La relación entre las cuatro funciones $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$, $\phi_c(\tau, \Delta t)$, $S_c(\Delta f; \lambda)$, y $S(\tau; \lambda)$ se muestra en la figura 4.3.4

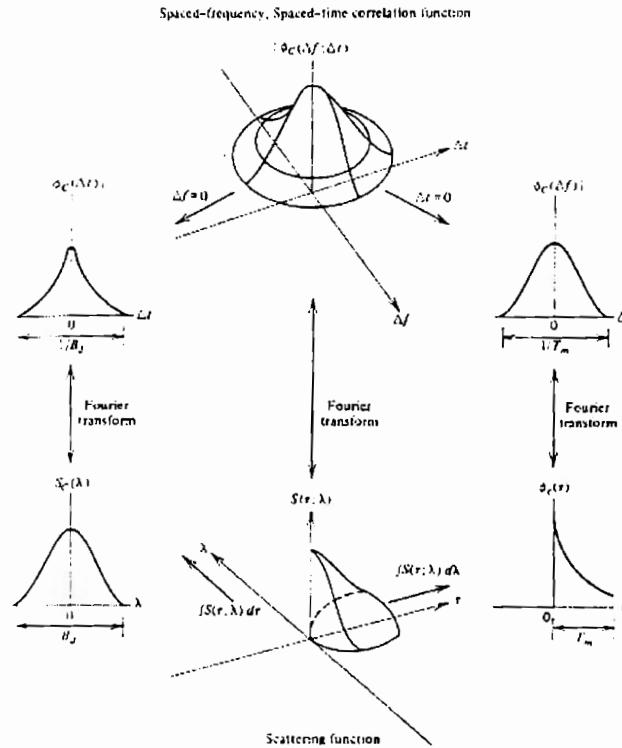


Figura 4.3.4 Relación entre las funciones de correlación y espectro de potencia del canal [PROA89]

La función de dispersión $S(\tau; \lambda)$ medida en un enlace troposférico 150 -mi es mostrado en la figura 4.3.5

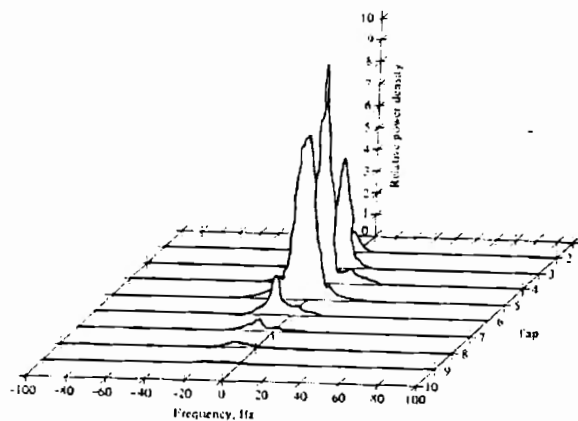


Figura 4.3.5 Función scattering de un medio troposférico en canal scatter. [PROA89]

Para algunos canales de radio Rummler (1979) desarrollo un modelo de tres vías basado en las mediciones de desempeño del canal en los enlaces típicos LOS (line of sight), línea de vista, en la frecuencia de banda de 6 GHz. La diferencia de retardo en los dos componentes multivías es relativamente pequeño, el modelo desarrollado por Rummler es uno que tiene una función de transferencia del canal:

$$C(f) = \alpha [1 - \beta e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_0}] \quad (4.3.8)$$

donde α es el parámetro de atenuación, β es llamado parámetro agudo debido a los componentes multivía, f_0 es la frecuencia de desvanecimiento mínima, y τ_0 es el tiempo de retardo relativo entre el componente directo y el multivía.

Este modelo fue usado por Lundgren y Rummler(1979) para determinar el rango de error de desempeño de un sistema de radio digital.

4.4. LOS EFECTOS DE SEÑALES CARACTERÍSTICAS EN EL CANAL MODELO .

Habiendo discutido las características estáticas de canales multivía variantes en el tiempo ahora consideraremos el efecto de las características de una señal en la selección de un modelo de canal que es apropiado para la señal específica.

La señal equivalente recibida pasabajos, exclusivamente de ruido aditivo, puede expresarse en términos de variables en el dominio del tiempo $c(\tau;t)$ y $u(t)$ como:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t)u(t-\tau)d\tau \quad (4.4.1)$$

en términos de la frecuencia $C(f; t)$ y $U(f)$ como:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t)U(f)e^{j2\pi ft} df \quad (4.4.2)$$

Distorsión adicional es causada por las variaciones en el tiempo $C(f;t)$. Este tipo de distorsión es evidente como una variación en la señal recibida llamada *desvanecimiento*.

El producto $T_m B_d$ es llamado factor de dispersión del canal. Si $T_m B_d < 1$ el canal se llama bajo dispersión. La dispersión multivía, la dispersión Doppler, y el factor de dispersión son listados en la tabla 4.4.1

Tabla 4.4.1 Dispersión Multivia, Dispersión Doppler, y factor de dispersión para canales multipath variantes en el tiempo. [PROA89]

Tipo de Canal	Duración Multipath	Dispersión Doppler	Factor Doppler
Propagación de Onda corta ionosférica (HF)	$10^{-3} - 10^{-2}$	$10^{-1} - 1$	$10^{-4} - 10^{-2}$
Propagación Ionosférica bajo condiciones de distribución auroral (HF)	$10^{-3} - 10^{-2}$	10 - 100	$10^{-2} - 10$
Dispersión Ionosférico (VHF)	10^{-4}	10	10^{-3}
Dispersión Troposférica (SHF)	10^{-6}	10	10^{-3}
Dispersión Orbital (banda X)	10^{-4}	10	10^{-1}
Luna al max libration ($f_0 = 0.4$ kmc)	10^{-2}	10	10^{-1}

4.5. SEÑALIZACIÓN BINARIA SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL FADING LENTO.

En esta sección derivamos el desempeño del rango de error de PSK binario y FSK binario cuando estas señales son transmitidas sobre una frecuencia no selectiva, canal lento desvanecido.

La probabilidad de error de FSK binario, detectada coherentemente, en forma

$$P_2 = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{2 + \bar{\gamma}_b}} \right] \quad (4.5.1)$$

asumimos que el estimado de cambio de fase del canal, obtenido en la presencia de desvanecimiento lento, es sin ruido.

La probabilidad de error para DPSK binario es:

$$P_2 = \frac{1}{2(1 - \bar{\gamma}_b)} \quad (4.5.2)$$

Si seleccionamos no estimar el cambio de fase del canal, en vez de eso empleamos un detector no coherente binario (envolvente o ley de los cuadrados), señales FSK ortogonales, la probabilidad de error para canales sin desvanecimiento es:

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b/2} \quad (4.5.3)$$

Cuando el promedio $P_2(\gamma_b)$ sobre la atenuación del canal Rayleigh de desvanecimiento, el resultado de la probabilidad es:

$$P_2 = \frac{1}{2 + \bar{\gamma}_b} \quad (4.5.4)$$

Las probabilidades de error en (4.5.1), (4.5.2) y (4.5.4) son ilustradas en la figura 4.5.1

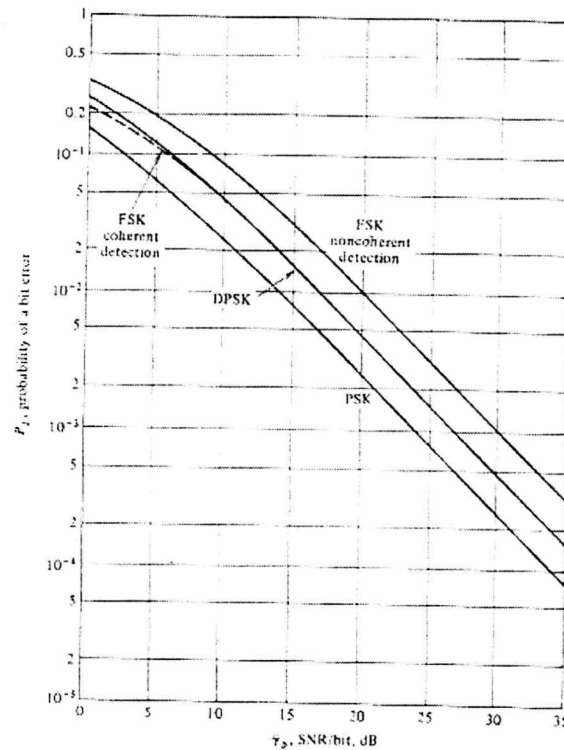


Figura 4.5.1 Desempeño de señalización binaria en un canal fading Rayleigh. [PROA89]

Bajo estas condiciones los rangos de error en: (4.5.1), (4.5.2) y (4.5.4) se simplifican a:

$$P_2 \approx \begin{cases} \frac{1}{4\bar{\gamma}_b} \\ \frac{1}{2\bar{\gamma}_b} \\ \frac{1}{2\bar{\gamma}_b} \\ \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \end{cases} \quad (4.5.5)$$

Una solución alterna al problema de obtener un desempeño aceptable en un canal de desvanecimiento es el usar redundancia, que puede ser obtenida por diversas técnicas que discutiremos en la sección 4.6

4.6. TÉCNICAS DIVERSAS PARA CANALES FADING MULTIPATH

Las técnicas diversas están basadas en la noción de qué errores ocurren en la recepción cuando la atenuación del canal es grande. Existen algunos caminos que pueden proveer el receptor con L independientemente de replicas de desvanecimiento de la misma señal portadora.

Un método es el empleo de la *diversidad de frecuencia*. Esto es la misma información transportada en la señal, es transmitida en la portadora L donde la separación entre las portadoras sucesivas son iguales o exceden el ancho de banda coherente $(\Delta f)_c$ del canal.

Un segundo método para lograr L independiente en su versión de desvanecimiento de la misma señal portadora, es transmitir la señal en L diferentes slots, donde la separación entre los slots de tiempo son iguales o exceden el tiempo coherente $(\Delta t)_c$ del canal. Este método es llamado *diversidad de tiempo*.

Otro método comúnmente utilizado para lograr la diversidad es el empleo de antenas múltiples. Un método más sofisticado esta basado en el uso de una señal que tiene un ancho de banda mayor que el ancho de banda coherente $(\Delta f)_c$ del canal. El receptor óptimo para el procesamiento de señales de banda ancha es mostrado en la sección 4.7. Es llamado correlacionado RAKE o filtro igualador RAKE y fue inventado por Price y Green (1958).

Existen otra diversidad de técnicas que deben tomar algunas consideraciones en la práctica, tal como diversidad de ángulo de arribo y diversidad de polarización. Estos no son tan empleados como los anteriormente mencionados.

Ahora determinaremos el rango de error para los sistemas de comunicación digitales binarios con diversidad.

El diagrama a bloques de la figura 4.6.1 ilustra el modelo de sistema de comunicación digital binaria.

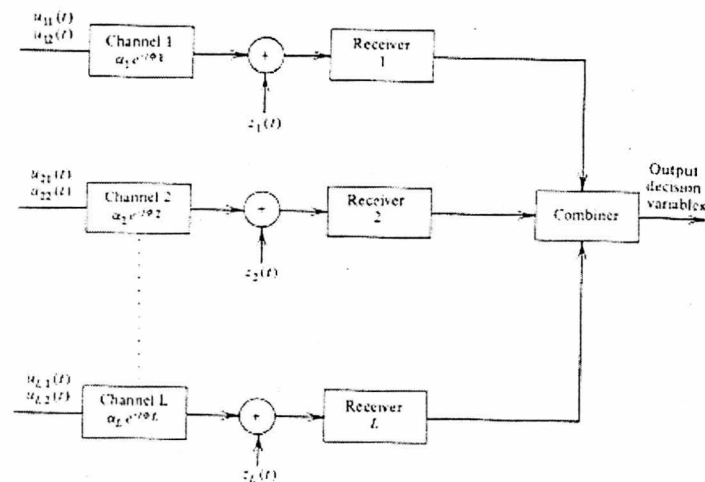


Figura 4.6.1 Modelo de Sistema de comunicación digital binaria con diversidad. [PROA89]

Considerando el desempeño de PSK binario con diversidad de orden L . La función densidad de probabilidad $p(\gamma_b)$ es:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \gamma_c^{-L}} \gamma_b^{L-1} e^{-\gamma_b \sqrt{\gamma_c}} \quad (4.6.1)$$

El promedio de la probabilidad de error condicional dada sobre el canal de desvanecimiento estático. Evaluando la integral.

$$P_2 = \int_0^{\infty} P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (4.6.2)$$

obtenemos una solución la cual puede expresarse como:

$$P_2 = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{K=0}^{L-1} \binom{L-1+K}{K} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^K \quad (4.6.3)$$

donde por definición:

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}} \quad (4.6.4)$$

La probabilidad de error en (4.6.3) puede aproximarse a:

$$P_2 \approx \left(\frac{1}{4\bar{\gamma}_c}\right)^L \binom{2L-1}{L} \quad (4.6.5)$$

Habiendo obtenido el desempeño de PSK binario con diversidad, ahora pondremos atención a FSK ortogonal que es detectado coherentemente.

La probabilidad de error es sencillamente la probabilidad de que U_2 exceda U_1 . Este calculo es similar al desarrollado para PSK, excepto que ahora tenemos dos veces la potencia de ruido. Consecuentemente, cuando $\{\alpha_k\}$ son arreglada, la probabilidad de error condicional es:

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_b}{2}} \right) \quad (4.6.6)$$

En la discusión de PSK y FSK binarios, detectados coherentemente, asumimos que la estimación de ausencia de ruido del valor complejo de los parámetros del canal $\{\alpha_k e^{-j\phi_k}\}$ fueron empleados en el receptor. Así tenemos la probabilidad de error condicional.

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2^{2L-1}} e^{-\gamma_b} \sum_{k=0}^{L-1} b_k \gamma_b^k \quad (4.6.7)$$

donde γ_b es dado por (7.4.9)

$$b_k = \frac{1}{K!} \sum_{n=0}^{L-1-k} \binom{2L-1}{n} \quad (4.6.8)$$

El promedio de $P_2(\gamma_b)$ sobre el canal de desvanecimiento estático dado por $p(\gamma_b)$ en (4.6.1) se muestra de la siguiente forma:

$$P_2 = \frac{1}{2^{2L-1} (L-1)! (1+\bar{\gamma}_c)^L} \sum_{k=0}^{L-1} b_k (L-1+k)! \left(\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (4.6.9)$$

Para $\bar{\gamma}_c \gg 1$, la probabilidad de error en (4.6.9) puede aproximarse por la siguiente expresión:

$$P_2 \approx \left(\frac{1}{2\bar{\gamma}_c} \right)^L \binom{2L-1}{L} \quad (4.6.10)$$

FSK ortogonal con detección no coherente es la técnica final de señalización que consideraremos en esta sección. De cualquier modo el error de probabilidad dado en (4.6.3) también aplica a FSK combinado con la ley de cuadrados con el parámetro μ definido como:

$$\mu = \frac{\bar{\gamma}_c}{2 + \bar{\gamma}_c} \quad (4.6.11)$$

Cuando $\bar{\gamma}_c \gg 1$, el desempeño de FSK detectado por la ley de cuadrados puede simplificarse como lo hemos hecho para otros sistemas multicanales binarios. En este caso la razón de error se puede aproximar como:

$$\bar{\gamma}_b = L\bar{\gamma}_c \quad (4.6.12)$$

La razón de error de PSK, DPSK, y detección por la ley de cuadrados ortogonal de FSK es ilustrado en la figura 4.6.2 para $L=1,2,4$.

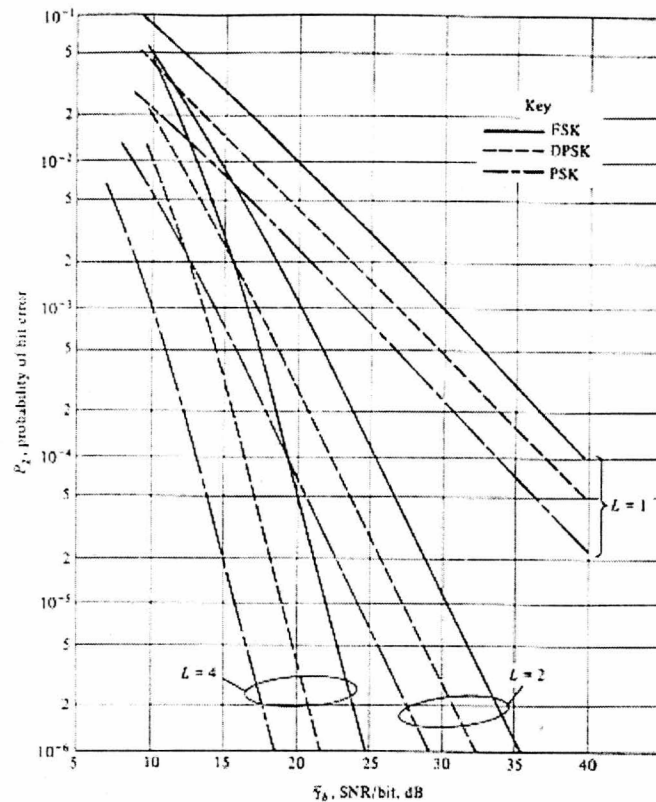


Figura 4.6.2 Desempeño de señales binarias con diversidad. [PROA89]

Los resultados graficados en la figura 4.6.2 ilustran claramente la ventaja de la diversidad como un significado para la carga o el pago en SNR causado por el desvanecimiento.

4.7. SEÑALIZACIÓN DIGITAL SOBRE UNA FRECUENCIA SELECTIVA , CANAL FADING LENTO

Cuando el factor de dispersión del canal satisface la condición $T_m B_d \ll 1$, esto es posible, para seleccionar señales un ancho de banda $W \ll (\Delta f)_c$ y una duración de señal $T \ll (\Delta t)_c$. Así el canal es frecuencia no selectiva y desvanecimiento lento.

Cuando un ancho de banda $W \gg (\Delta f)_c$ se encuentra disponible, el canal puede subdividirse en un número de subcanales multiplexados por división de frecuencia(FDM) teniendo una separación en el centro de las frecuencias de por lo menos $(\Delta f)_c$.

Wideband bandwidth

Un método más directo para alcanzar el mismo resultado es empleando una señal de ancho de banda que cubra el ancho de banda W . El canal que se asume será de lento desvanecimiento en virtud de $T \ll (\Delta t)_c$

Definiendo los coeficientes del canal en variables del tiempo

$$c_n(t) = \frac{1}{W} c\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (4.7.1)$$

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (4.7.2)$$

La función de transferencia variante en el tiempo es:

$$C(f; t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) e^{-j2\pi f n / W} \quad (4.7.3)$$

Así, con una señal equivalente pasabaja teniendo un ancho de banda $W/2$, donde $W \gg (\Delta f)_c$, alcanzamos una resolución de $1/W$ en el perfil de retardo multipath.

La señal ausente de ruido recibida puede expresarse en la siguiente forma:

$$r(t) = \sum_{n=1}^L c_n(t) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (4.7.4)$$

El modelo truncado de cinta de retardo lineal es mostrado en la figura 4.7.1

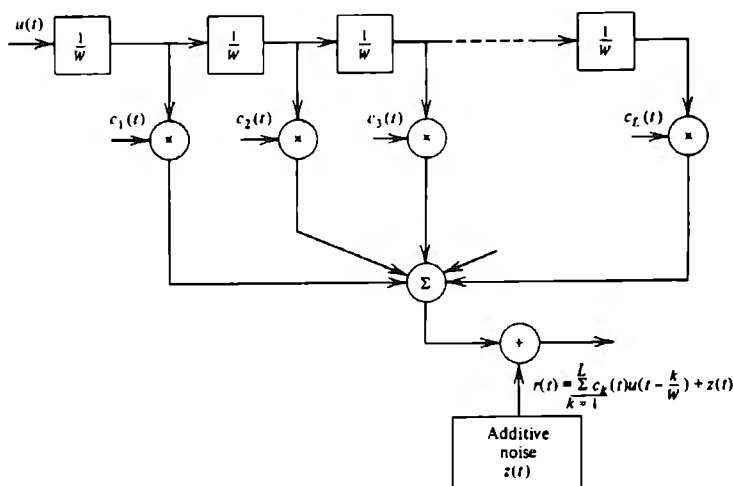


Figura 4.7.1 Modelo de cinta de retardo lineal de canal de frecuencia selectiva. [PROA89]

Si el ancho de banda de la señal excede el ancho de banda coherente del canal, la señal recibida se expresa como:

$$r(t) = \sum_{k=1}^L c_k(t) u_i\left(t - \frac{k}{W}\right) + z(t) \\ = v_i(t) + z(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad i = 1, 2 \quad (4.7.5)$$

donde $z(t)$ es un cero de valor complejo significando un proceso de ruido gaussiano.

Una alternativa de realización del receptor óptimo emplea un retardo lineal simple a través del cual pasa la señal recibida $r(t)$. La señal en cada etapa es correlacionada con $c_k(t)u_m^*(t)$, donde $k = 1, 2, \dots, L$. La estructura de este receptor se muestra en la figura 4.7.2. En efecto, el receptor lineal de cinta de retardo intenta recolectar la señal de energía de todas las señales recibidas que caen en el instante de retardo lineal y que portan la misma información. Su acción es muy similar al arado (rake) de un jardín, consecuentemente recibe el nombre de "receptor RAKE".

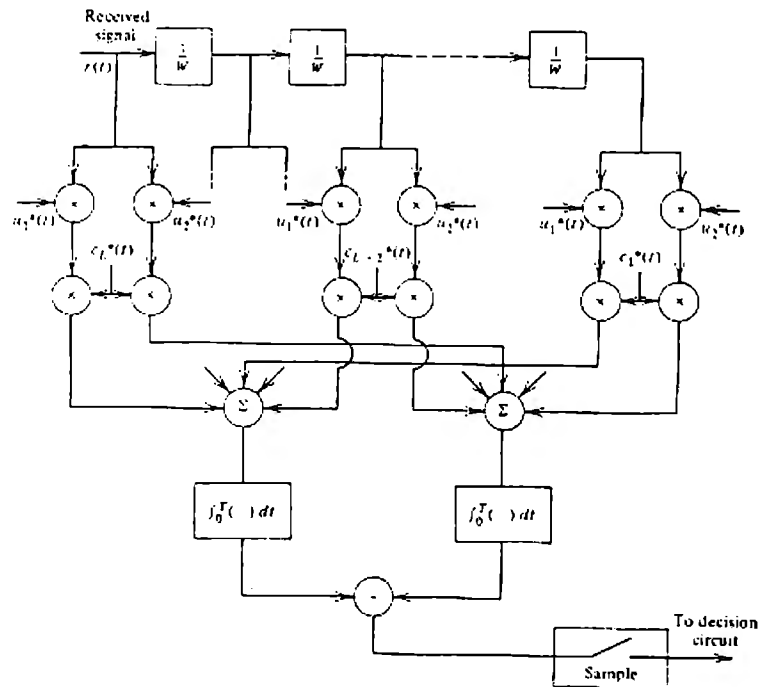


Figura 4.7.2 Demodulador óptimo para señales binarias de banda ancha. [PROA89]

El receptor Rake con perfecta (sin ruido) estimación del peso del canal es equivalente al rango máximo de combinación en un sistema con diversidad Lth-order. Para toda k el desempeño del rango de error del receptor Rake es dado por (4.7.3) y (4.7.4).

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_b}{2} (1 - \rho_r)} \right) \quad (4.7.6)$$

$$p(\gamma_b) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} e^{-\gamma_b / \gamma_k} \quad \gamma_b \geq 0 \quad (4.7.7)$$

Cuando la probabilidad condicional de error en (4.7.6) es promediada sobre la función de densidad de probabilidad dada en (4.7.7) el resultado es :

$$P_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k(1-\rho_r)}{1+\bar{\gamma}_k(1-\rho_r)}} \right] \quad (4.7.8)$$

Esta probabilidad de error puede aproximarse como ($\gamma \gg 1$):

$$P_2 \approx \binom{2L-1}{L} \prod_{k=1}^L \frac{1}{2\bar{\gamma}_k(1-\rho_r)} \quad (4.7.9)$$

La estructura del receptor RAKE para DPSK es ilustrada en la figura 4.7.3.

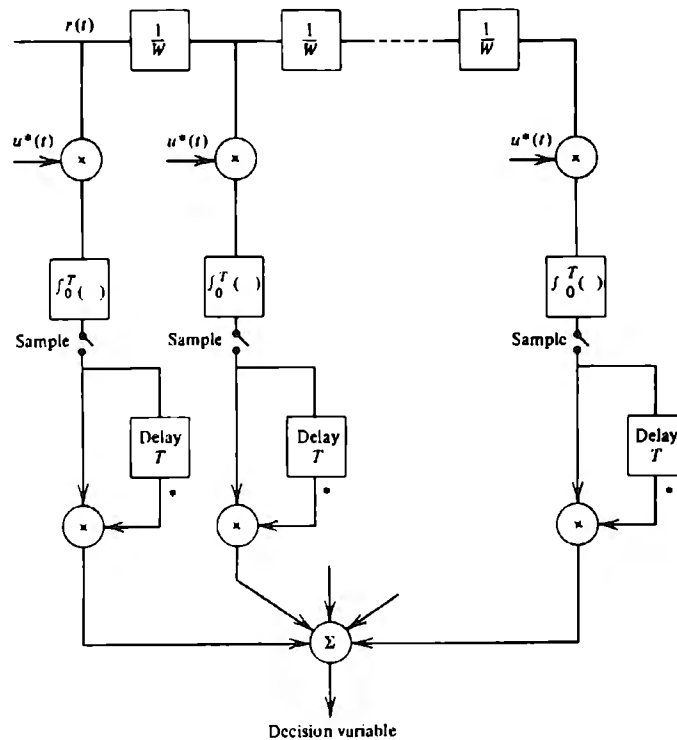


Figura 4.7.3 Demodulador RAKE para señales DPSK. [PROA89]

El receptor RAKE con combinación de la ley de cuadrados de la señal de cada flujo se ilustra en la figura 4.7.4. Por lo tanto las variables de decisión a la salida del RAKE son:

$$\begin{aligned} U_1 &= \sum_{k=1}^L |2\epsilon_k + N_{k1}|^2 \\ U_2 &= \sum_{k=1}^L |N_{k2}|^2 \end{aligned} \quad (4.7.10)$$

El desempeño del receptor RAKE para el detector de la ley de cuadrados de señales ortogonales es dado como (4.7.3) con $\mu = \bar{\gamma}_c / (2 + \bar{\gamma}_c)$ cuando todas las señales tienen la misma SNR. Si los SNR son distintos, podemos promediar la probabilidad de error condicional dada por (4.7.7), con γ_b reemplazado por $\gamma_b/2$, sobre la función densidad de probabilidad $p(\gamma_b)$ dada en (4.7.7). El resultado de este promedio es dado con γ_k reemplazándolo con $\gamma_k/2$.

El demodulador Rake se ilustra en la figura 4.7.4 para la combinación de la ley cuadrática de señales ortogonales asume el contenido del componente de la señal en cada retardo. Si este no es el caso, su degradación, es mostrada en la figura 4.7.5 mediante la comparación del rango de error contra el promedio de SNR por bit cuando el demodulador contiene 4 ó 10 ó 20 ó 50 taps.

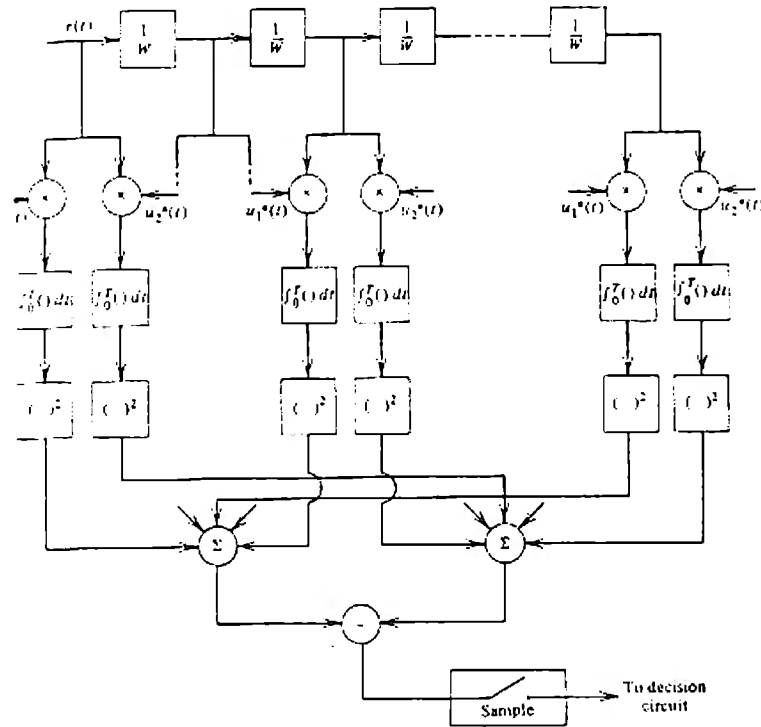


Figura 4.7.4 Demodulador RAKE para combinación de la ley de los cuadrados de señales ortogonales. [PROA89]

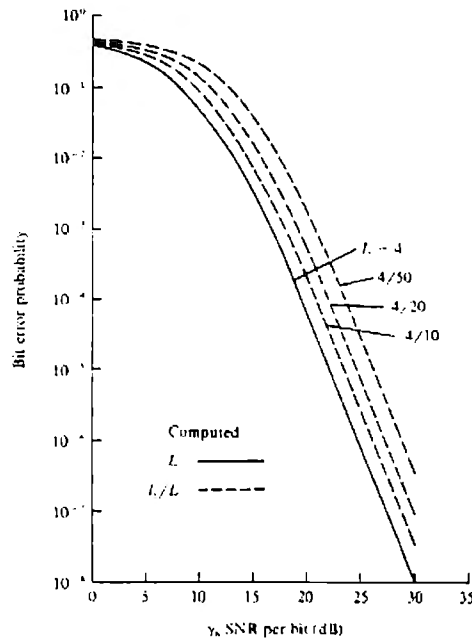


Figura 4.7.5 Desempeño de combinación de ley de los cuadrados iguales-pesos de señales y ruidos para un receptor RAKE con L toques con sólo I_1 conteniendo una señal. [PROA89]

La figura 4.7.6 ilustra el efecto del ruido cuando tenemos únicamente cuatro componentes de señales multipath y 46 de solamente ruido contribuyendo en el demodulador RAKE.

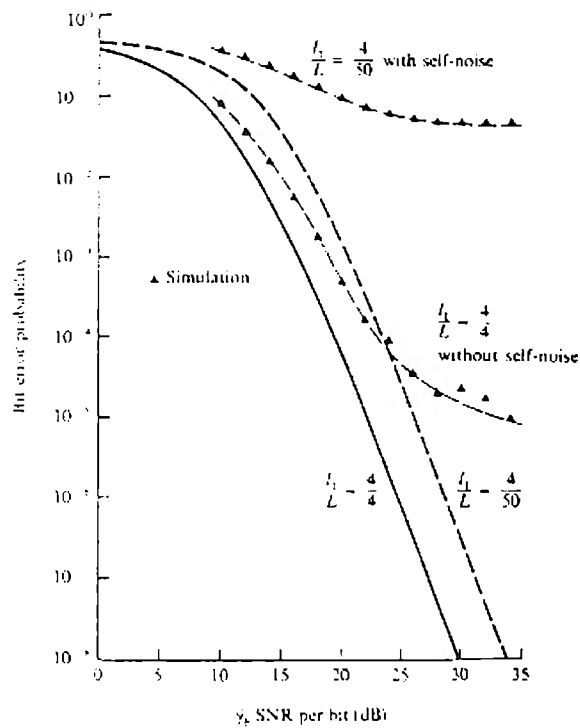


Figura 4.7.6 Desempeño de combinación ley de los cuadrados pesos-iguales sin correlación con ruido propio. [PROA89]

Las configuraciones del receptor RAKE presentadas en esta sección pueden generalizarse hacia señalización multinivel. De hecho PSK M-ario o DPSK son seleccionados, las estructuras RAKE presentadas en esta sección quedan sin cambio. Únicamente los detectores PSK y DPSK que siguen al correlacionador RAKE son diferentes.

4.8. SEÑALIZACIÓN MULTIFASE SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL FADING LENTO.

El principal propósito de esta sección es citar el resultado general para la probabilidad de un error de símbolo en sistemas PSK M-ario y DPSK.

El resultado general para la probabilidad de error de un símbolo en PSK M-ario y DPSK es:

$$P_M = \frac{(-1)^{L-1}(1-\mu^2)^L}{\pi(L-1)!} \left(\frac{\partial^{L-1}}{\partial b^{L-1}} \left\{ \frac{1}{b-\mu^2} \left[\frac{\pi}{M}(M-1) - \frac{\mu \sin(\pi/M)}{\sqrt{b-\mu^2 \cos^2(\pi/M)}} \cot^{-1} \frac{-\mu \cos(\pi/M)}{\sqrt{b-\mu^2 \cos^2(\pi/M)}} \right] \right\} \right) \quad (4.8.1)$$

La expresión del rango de error de bit es:

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2-\mu^2}} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4-2\mu^2} \right)^k \right] \quad (4.8.2)$$

La figura 4.8.1 ilustra la probabilidad de error de símbolo de DPSK y PSK coherente para $M = 2, 4$ y 8 con $L = 1$. La diferencia entre DPSK y PSK coherente es aproximadamente 3 dB para los tres valores de M .

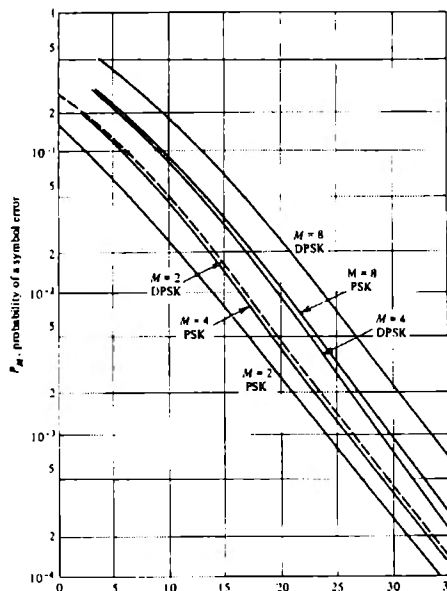


Figura 4.8.1 Probabilidad de error de símbolo para PSK y DPSK [PROA89]

Las probabilidades de error de bit son representadas en la figura 4.8.2 para dos fases, cuatro fases, y ocho fases DPSK con $L=1,2$ y 4.

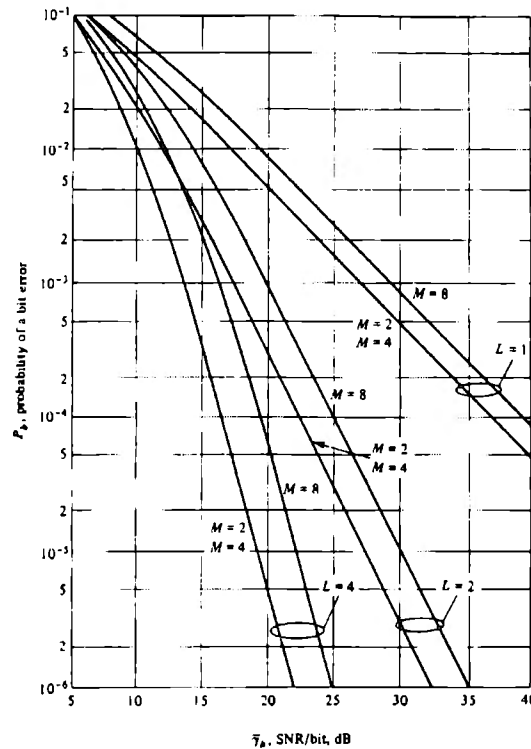


Figura 4.8.2 Probabilidad de error de bit para DPSK con diversidad. [PROA89]

4.9. SEÑALIZACIÓN ORTOGONAL M-ARIA SOBRE UNA FRECUENCIA NO SELECTIVA, CANAL DESVANECIMIENTO FADING LENTO.

En esta sección determinaremos el desempeño de las señales ortogonales M-arias transmitidas sobre un canal de desvanecimiento Rayleigh y fijamos las ventajas de señales de alto orden de alfabeto relativo a alfabeto binario. Las señales ortogonales pueden verse como FSK M-arias con una separación mínima de frecuencia de un entero múltiplo de $1/T$, donde T es el intervalo de señal.

$$P_M = \frac{1}{(L-1)!} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1} \binom{M-1}{m}}{(1+m+m\bar{\gamma}_c)^L} \times \sum \beta_{km} (L-1+k) \left(\frac{1+\bar{\gamma}_c}{1+m+m\bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (4.9.1)$$

Cuando no hay diversidad ($L=1$), la probabilidad de error en (4.9.1) se reduce a la forma simple

$$P_M = \sum \frac{(-1)^{m+1} \binom{M-1}{m}}{1+m+m\bar{\gamma}_c} \quad (4.9.2)$$

La razón de error de símbolo P_M puede cubrir a una razón equivalente de error de bit mediante la multiplicación de P_M con $(2^{k-1}/2^k-1)$.

De la figura 4.9.1 hasta la figura 4.9.4 se ilustran las características de P_M para $M=2, 4, 8, y 16$ como una función de L cuando el total SNR, definido como $\bar{\gamma}_t = L\bar{\gamma}_c$

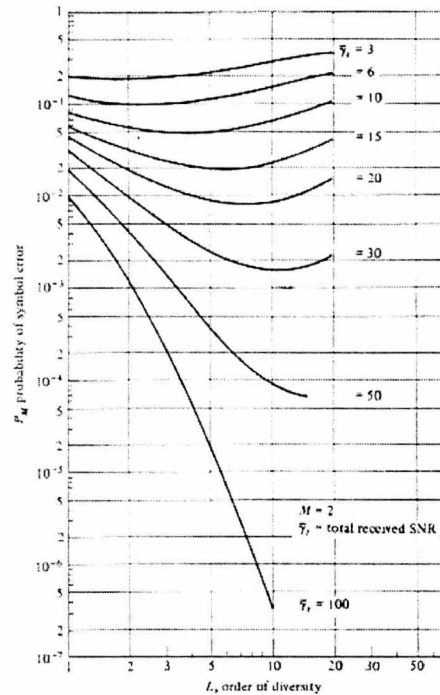


Figura 4.9.1 Desempeño de señales ortogonales binarias detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad. [PROA89]

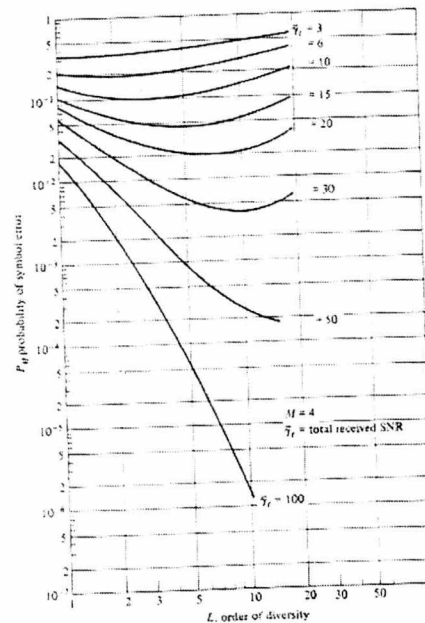


Figura 4.9.2 Desempeño de señales ortogonales $M=4$ detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad. [PROA89]

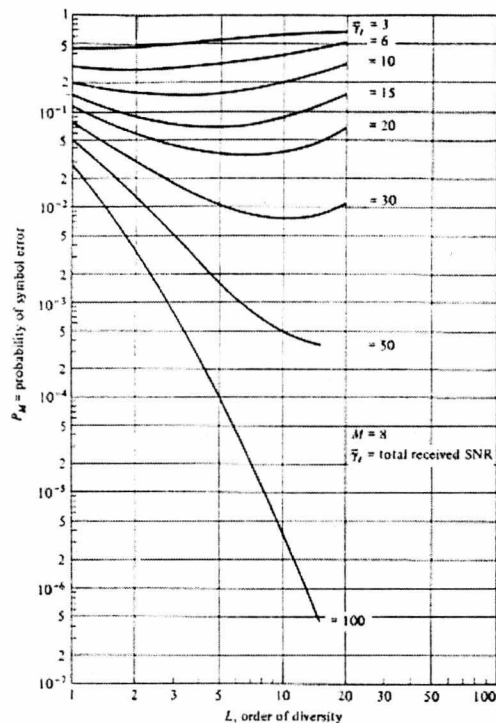


Figura 4.9.3 Desempeño de señales ortogonales $M=8$ detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad [PROA89]

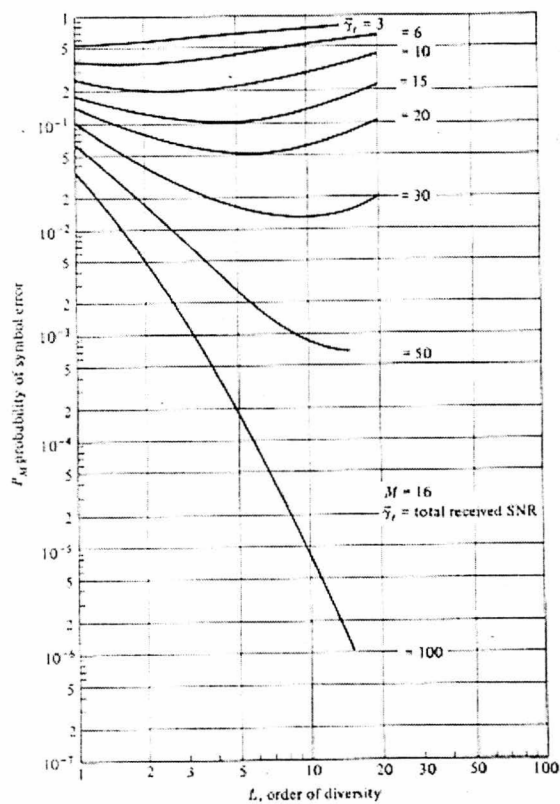


Figura 4.9.4 Desempeño de señales ortogonales $M=16$ detectadas por ley de los cuadrados como una función de diversidad [PROA89]

Frontera Chernoff

Desarrollaremos antes de concluir esta sección un límite superior Chernoff en la probabilidad de error de señales ortogonales con diversidad de orden L-esima, el cual será útil en la discusión de codificación para canales desvanecidos.

El límite superior Chernoff es de la forma:

$$P_2(L) \leq \left[\frac{4(1 + \bar{\gamma}_c)}{(2 + \bar{\gamma}_c)^2} \right]^L \quad (4.9.3)$$

la cual también puede ser expresada como

$$P_2(L) \leq [4p(1-p)]^L \quad (4.9.4)$$

donde $p = 1/(2 + \bar{\gamma}_c)$ es la probabilidad de error para señalización binaria ortogonal en un canal desvanecido sin diversidad.

La probabilidad de error para señalización M-aria con diversidad puede tener límite superior mediante la unión de límites.

$$P_M \leq (M-1)P_2(L) \quad (4.9.5)$$

donde podemos emplear la expresión exacta dada en (4.9.6) o el límite Chernoff en (4.9.3) para $P_2(L)$.

$$P_2(L) = \left(\frac{1}{1 + \bar{\gamma}_c} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1 + \bar{\gamma}_c}{2 + \bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (4.9.6)$$

4.10. FORMAS DE ONDA CODIFICADAS PARA CANALES DESVANECIDOS FADING

Hasta este punto se ha demostrado que las técnicas de diversidad son muy efectivas superando los efectos detrimentes de desvanecimiento causado por la variación dispersa del tiempo características del canal. Tiempo y/o técnicas de diversidad en frecuencia pueden verse como una forma de repetición (bloque) codificando la secuencia de información. Desde este punto de vista las técnicas de combinación descritas previamente representan decodificación de decisión suave del código de repetición. Partiendo del código de repetición debemos considerar los beneficios adicionales derivados de más tipos de códigos eficientes. En particular, demostraremos que la codificación provee una significativa eficiencia para obtener eficiencia en un canal desvanecido.

La cantidad de diversidad provista mediante un código es directamente relacionada a su distancia mínima.

Un punto importante es la técnica de modulación que es usada para transmitir la secuencia de información codificada. Si el canal se desvanece suficientemente lento como para permitir el establecimiento de una referencia de fase, entonces PSK o DPSK pueden ser empleadas. Si esto no es posible, entonces modulación FSK con detección no coherente en el receptor es lo más apropiado. Asumiremos en nuestro caso que no es posible el establecimiento de referencias de fase o referencias de fase para las señales en las diferentes celdas ocupadas por la transmisión de una señal. Consecuentemente seleccionaremos modulación FSK con detección no coherente.

Un modelo de sistema de comunicaciones digitales para el cual la razón de error será evaluada se muestra en la figura 4.10.1

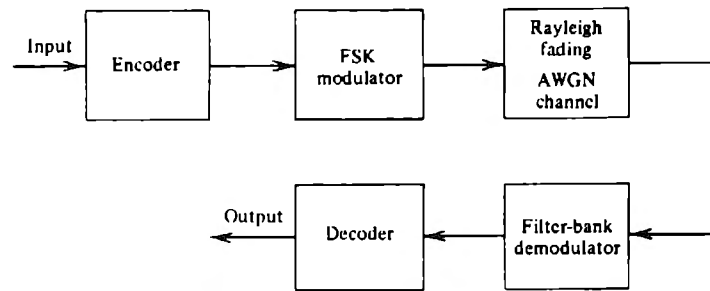


Figura 4.10.1 Modelo de sistema de comunicación con modulación FSK / demodulación y codificación/decodificación. [PROA89]

4.10.1. PROBABILIDAD DE ERROR PARA DECISIONES-SUAVES DE DECODIFICACIÓN DE BLOQUES DE CÓDIGOS BINARIOS LINEALES.

El objetivo de esta sección es la determinación del desempeño de la tasa de error del decodificador de decisión suave. En este punto, vamos asumir que todas las palabras código cero C_1 son transmitidas. El radio promedio de recepción señal a ruido por tono (celda) es denotado como $\bar{\gamma}_c$. El total recibido SNR para n tonos es $n\bar{\gamma}_c$ y, el promedio SNR por bit es :

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_b &= \frac{n}{k} \bar{\gamma}_c \\ &= \frac{\bar{\gamma}_c}{R_c} \end{aligned} \quad (4.10.1)$$

donde R_c es la tasa de código.

Como un ejemplo que sirve para ilustrar los beneficios de codificación de un canal Rayleigh fading, se obtiene la figura 4.10.2, donde el rendimiento obtenido con el código Golay extendido (24,12) y el desempeño de FSK binario y FSK cuaternario, cada uno con diversidad dual. Debido a que el código Golay extendido requiere un total de 48 celdas y $k=12$, el factor de expansión del ancho de banda $B_c = 4$.

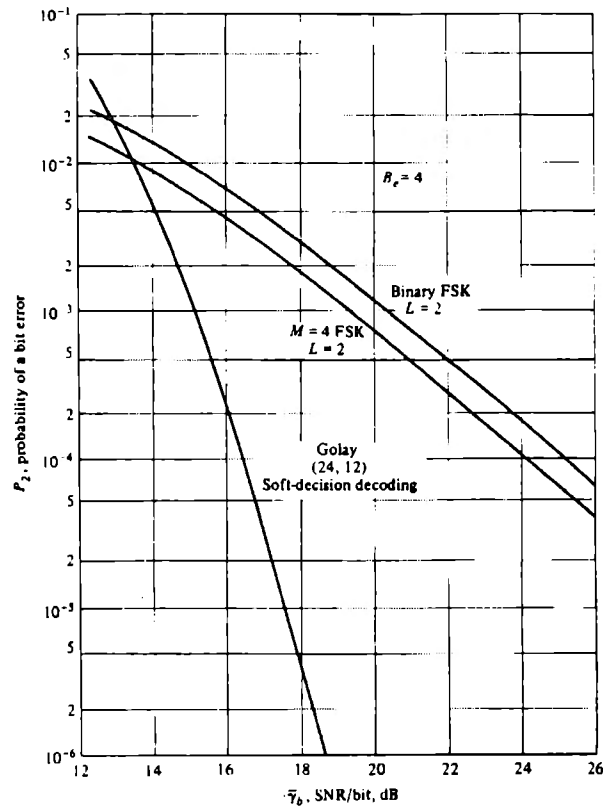


Figura 4.10.2 Ejemplo de desempeño obtenido con diversidad convencional contra codificación $B_c=4$. [PROA89]

Aquí también el factor de expansión del ancho de banda para FSK binario y cuaternario con $L=2$. Por lo tanto los tres tipos de formas de ondas son comparadas con base en el mismo factor de expansión de ancho de banda.

Si queremos desempeño superior del código es necesario incrementar la complejidad de decodificación.

4.10.2. PROBABILIDAD DE ERROR PARA DECISIONES-DURAS DECODIFICACIÓN DE BLOQUES DE CÓDIGOS BINARIOS LINEALES.

Estos límites son aplicables a un canal general sin memoria de entrada y salida binarias (simétrico binarios) y de aquí que puedan aplicarse sin modificación al canal AWGN de Rayleigh fading con desvanecimiento independiente estadísticamente de los símbolos en la palabra código, un resultado especialmente interesante se obtiene cuando usamos el límite superior de Chernoff sobre la probabilidad de error para una dura decisión de decodificación dada por:

$$P_2(m) \leq [4p(1-p)]^{w_m/2} \quad (4.10.2)$$

$$P_M < \sum_{m=2}^M P_2(m) \quad (4.10.3)$$

y P_M está limitado por arriba por (5.8.3). El efecto de decodificación de dura decisión es una reducción de la distancia entre cualquiera de las dos palabras de código por un factor de dos. Cuando la distancia mínima de un código es relativamente pequeña, la reducción de las distancias por un factor de dos es mucho más notable en un canal de fading que en un canal de no fading. Esa diferencia en el desempeño se incrementa conforme P_b se decrementa. Esto puede observarse en la figura 4.10.3 donde el desempeño de un código de Golay (23,12) cuando una decodificación de decisión dura y una de decisión suave son utilizadas.

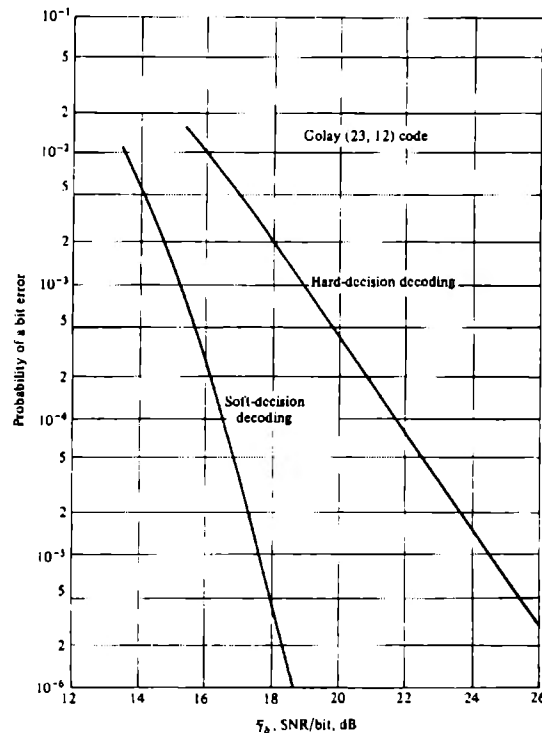


Figura 4.10.3 Comparación de desempeño entre decodificación de decisión dura y decisión suave [PROA89]

4.10.3. LÍMITES SUPERIORES EN EL DESEMPEÑO DE CÓDIGOS DE CONVOLUCIÓN PARA CANALES FADING RAYLEIGH.

El decodificador para decisión suave o dura decisión ejecuta una secuencia de estimación máximo likelihood, el cual es implementado con eficiencia por medio del algoritmo de Viterbi.

Primero se considera una decodificación de suave decisión. En este caso las métricas calculadas en el algoritmo de Viterbi son simples sumas de las salidas de la ley de los cuadrados del demodulador.

Cuando una decodificación de decisión dura se ejecuta en el receptor, los límites sobre la tasa de error se ejecutan para códigos de convolución binario.

Como en el caso del código por bloque, cuando los límites respectivos de Charnoff son utilizados para P_2 , (d) con una decodificación de decisión dura y decisión suave, se nota que el efecto de decodificación de dura decisión es reducir las distancias por un factor de 2 relativo a la decodificación de suave decisión.

Otra forma de incrementar la distancia sin incrementar la longitud impuesta del código es repetir cada bit de salida m veces. Esto es equivalente a reducir la tasa de código por un factor de m o expandir el ancho de banda por el mismo factor. El resultado es un código de convolución que tiene una distancia mínima libre de md_{free} donde d_{free} es la distancia mínima libre del código original sin repeticiones.

4.10.4. USO DE CÓDIGOS DE PESO CONSTANTE Y CÓDIGOS CONCATENADOS PARA UN CANAL FADING.

El tratamiento de codificación Rayleigh fading en este punto se baso en el uso de FSK binario como la técnica de modulación para transmisión de cada uno de los dígitos binarios en una palabra código. En un decodificador de decisión suave, la decisión se hace a favor de la palabra código que tiene la decisión más grande. La condición de recepción de palabras código que tengan un promedio SNR idéntico tienen una importante ramificación del receptor. Si las palabras códigos recibidas no tienen promedio SNR idéntico, el receptor debe proveer una compensación para cada palabra recibida, tal que esta interprete igual energía. La condición de igualdad de energía sobre las palabras código recibidas simplifica considerablemente el procesamiento del receptor.

Un método de modulación alternativo para generar formas de onda de energía igual de palabras código cuando el código es de peso constante, es decir cuando cada palabra código tiene el mismo número de unos; es una técnica de modulación para transmitir bits codificados llamada on-off-keying (OOK). Como en FSK, todos los tonos de la señal OOK que son transmitidos sobre el canal se asume que se desvanecen independientemente a través de la banda de frecuencia y en tiempo de una palabra código a otra. La palabra recibida para cada tono es estadísticamente

descrita mediante la distribución de Rayleigh; estadísticamente independiente el ruido blanco gaussiano aditivo se asume que esta frecuente en cada celda de frecuencia.

Método 1: Transformación no lineal de un código lineal.

En general, si cada palabra de un código binario arbitrario sustituimos una secuencia binaria para cada ocurrencia de un cero y otra secuencia para cada uno, un bloque de código binario de peso constante se obtendrá si las dos secuencias de sustitución son iguales en peso y longitud.

La forma más simple de este método es el caso $v = 2$, en el cual cada cero es reemplazado por el par 01 y cada 1 es reemplazado por la secuencia complementaria 10. Como ejemplo: un código inicial (23,12) que es un código extendido de Golay los parámetros del original y el código resultante de peso constante están dados en la tabla 4.10.1

Tabla 4.10.1 Ejemplo de código de peso constante formados mediante el método 1 [PROA89]

Code parameters	Original Golay	Constant weight
n	24	48
k	12	12
M	4096	4096
d_{\min}	8	16
w	variable	24

La nueva palabra código está compuesta de pares de bits, uno (on) y uno (off), el uso de transmisión OOK de esta palabra código produce una forma de onda que es idéntica a la obtenida mediante la modulación FSK binaria para el código lineal.

Método 2: Expurgación.

En este método iniciamos con un bloque de código binario arbitrario y seleccionamos de él un subconjunto que consiste de todas las palabras de un cierto peso. Diferentes códigos de peso constante pueden obtenerse de un código inicial variando la opción del peso w . Las palabras código del código resultante expurgado pueden verse como un subconjunto de todas las posibles permutaciones de cualquier palabra código en el conjunto. Para describir tal código se emplea el término “binary expurgated permutation modulation”.

La distancia mínima para el subconjunto de peso constante no será menor que el código original.

Método 3: Matrices Hadarmard.

Este método puede aparecer para formar un bloque de código binario de peso constante directamente, pero actualmente es un caso especial del método de expurgación. Una matriz Hadamard está formada con un código de peso constante creado mediante selección de renglones (palabras código) de esta matriz. Una matriz Hadamard es una matriz $n \times n$, (n es siempre un entero) de unos y ceros con la propiedad que cualquier renglón difiere de cualquiera otro en exactamente $n/2$ posiciones. Un renglón de la matriz es elegido normalmente como todos ceros.

En cada uno de los otros renglones la mitad de los elementos son cero y la otra mitad unos.

Son utilizadas n celdas de frecuencia para transmitir k bits de información, el factor de expansión de ancho de banda para el código Hadamard $H(n,k)$ es definido como:

$$B_e = n/K \text{ celdas /bits de información}$$

El cual es sólo el recíproco de la tasa de código. El promedio de la relación SNR por bit se relacionan con el promedio SNR por celda.

Un simple límite superior (unión) sobre la probabilidad de una palabra código de error para el código Hadamard $H(n,k)$ se obtiene mediante la notación de la probabilidad de error en decisión entre la palabra código transmitida y cualquier otra palabra código limitada por arriba por P_2 ($d_{\min}/2$) donde el numerador es la distancia mínima del código.

Por lo tanto la diversidad de orden efectivo de código para la modulación OOK es $d_{\min}/2$.

Las figuras 4.10.4 y 4.10.5 ilustran el desempeño de la tasa de error de un número seleccionado de códigos Hadamard y códigos de bloque ortogonales respectivamente para algunos factores de expansión de ancho de banda. La figura 4.10.6 muestra el desempeño de dos tipos de códigos comparados en la base de iguales factores de expansión de ancho de banda. Para el mismo factor de expansión de ancho de banda, los códigos Hadamard proporcionan mayor diversidad que los códigos de bloque ortogonales. Por lo tanto las curvas de los códigos de bloque ortogonal cruzarán sobre las curvas de los códigos Hadamard en la región baja de SNR (razón alta de error).

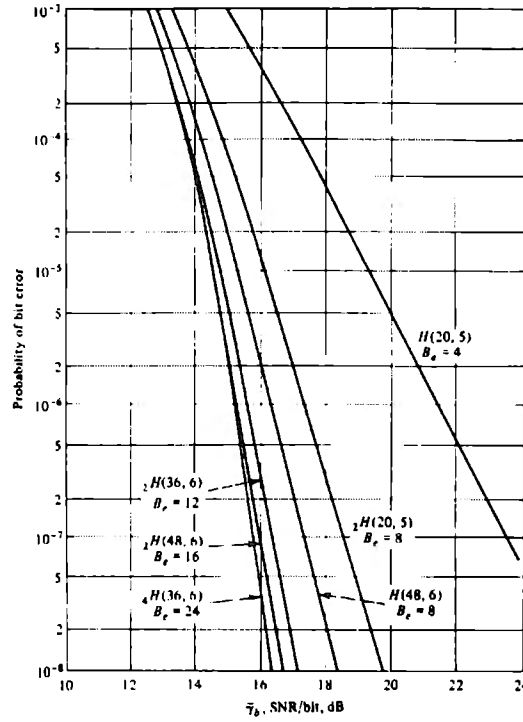


Figura 4.10.4 Desempeño de Códigos Hadamard. [PROA89]

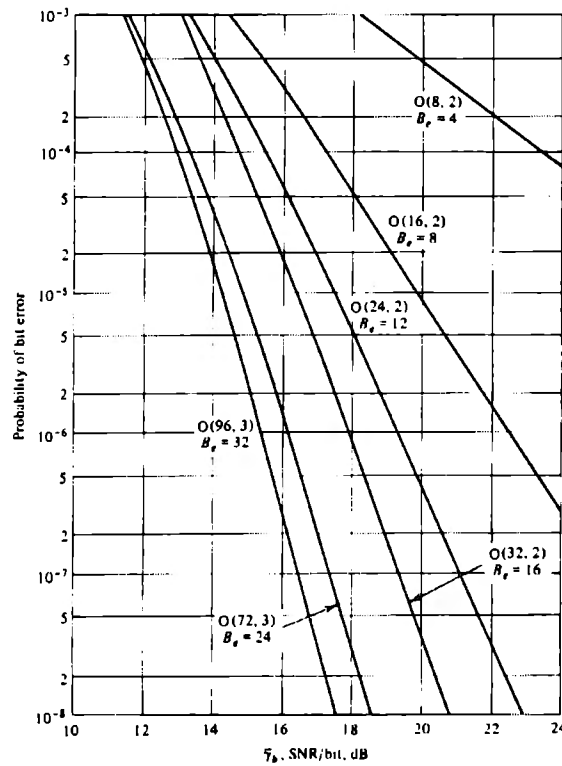


Figura 4.10.5 Desempeño de códigos de bloque ortogonales [PROA89]

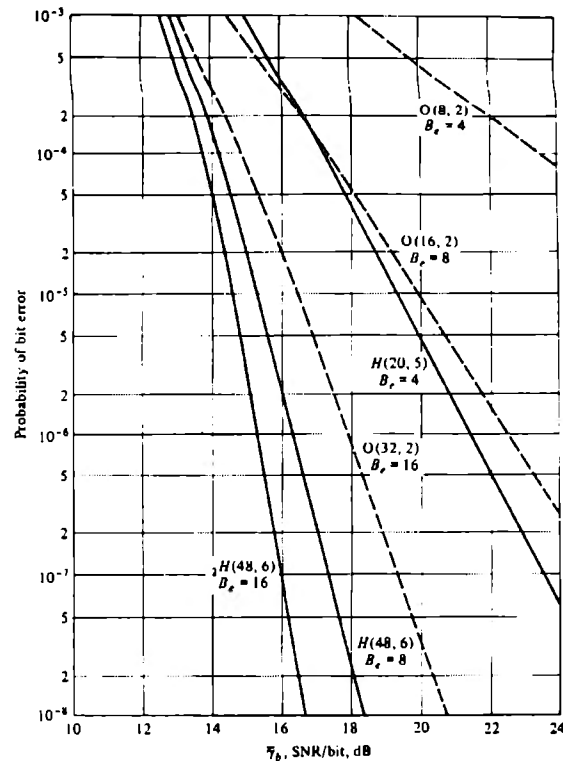


Figura 4.10.6 Comparación de desempeño entre códigos Hadamard y códigos ortogonales [PROA89]

Método 4: Concatenación.

En este método empezamos con dos códigos, uno binario y el otro no binario. El código binario es el código interno y es un código de bloque de peso constante (n,k) (no lineal). El código no binario puede ser lineal, es el código externo.

El tamaño q del alfabeto sobre el cual el código externo es definido no puede ser mayor que el número de palabras en el código interno. El código externo, cuando es definido en términos de palabras código interno binarias en lugar de símbolos q -arios, es el nuevo código.

Un caso especial importante se obtiene cuando $q = 2^k$ y el código interno elegido es 2^k . El factor de expansión de ancho de banda de este código concatenado, M , es el producto de las expansiones de ancho de banda para los códigos internos y externos. Por lo tanto el código concatenado resultante tiene un factor de expansión igual a dos veces el factor de expansión de ancho de banda del código interno.

La figura 4.10.7 ilustra el desempeño de códigos dual- k con códigos de bloque internos ortogonales comparados al desempeño de códigos de bloque ortogonales para factores de expansión de ancho de banda $B_e = 4, 8, 16, 32$. La figura 4.10.8 ilustra el desempeño de códigos dual- k con códigos internos Hadamard comparada al desempeño de códigos Hadamard solo para $B_e = 8, 12$.

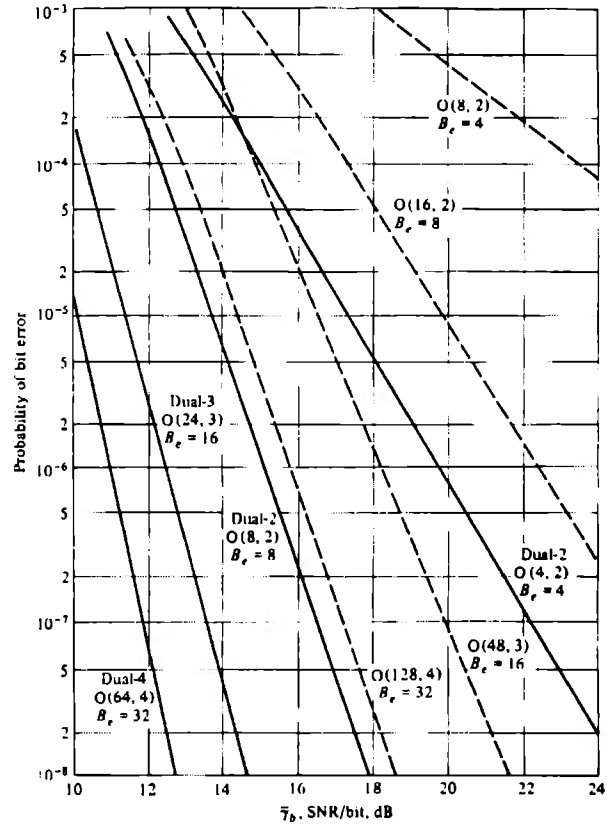


Figura 4.10.7 Comparación de desempeño entre códigos de bloque ortogonales y k-dual con códigos de bloque ortogonal. [PROA89]

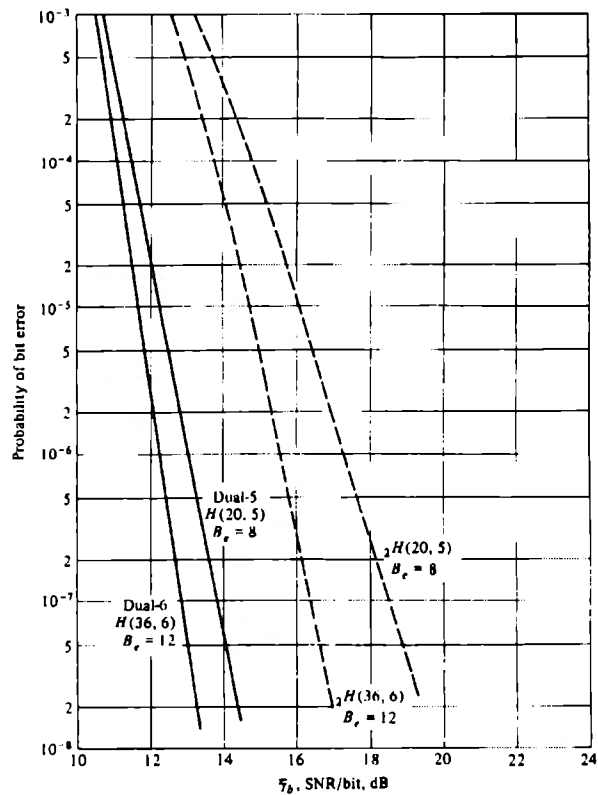


Figura 4.10.8 Comparación de desempeño entre códigos Hadamard y códigos k-dual con códigos Hadamard. [PROA89]

El parámetro importante para la selección de códigos externos e internos es la distancia mínima del código resultante concatenado requerido para ejecutar un nivel específico de desempeño. Debido a que muchos códigos conocen los requerimientos de desempeño, la última opción esta hecha sobre la base de complejidad de decodificación y requerimientos de ancho de banda.

4.10.5. SISTEMA DE DISEÑO BASADO EN LA TASA DE REDUCCIÓN (CUTOFF RATE)

Consideremos palabras código seleccionadas aleatoriamente y derivamos un límite superior(uni6n) sobre la probabilidad de error la cual depende del parámetro de la tasa de reducci6n para el canal de Rayleigh fading.

Para evaluar el límite de uni6n sobre la probabilidad de error en un canal Rayleigh fading con AWGN, primero se evalúa la probabilidad de error binario involucrando la variable de decisi6n U_1 , la cual corresponde a la palabra código transmitida y cualquier otra variable de decisi6n $M-1$ correspondientes a las otras palabras códigos.

Ahora promediando sobre el ensamble de sistemas de comunicaci6n binarios, hay q^n palabras código posibles de las cuales se seleccionan dos aleatoriamente con igual probabilidad. Entonces, la probabilidad de que dos palabras código seleccionadas aleatoriamente tengan l tonos en com6n es:

$$P(l) = \binom{n}{l} \left(\frac{1}{q}\right)^l \left(1 - \frac{1}{q}\right)^{n-l} \quad (4.10.4)$$

Este resultado indica que la probabilidad de error puede hacerse arbitrariamente pequeña con 6ptimo SNR por código. Si el promedio SNR por bit $\gamma_b > 4.65(6.7\text{dB})$.

En el caso de formas de onda FSK binario ($q=2$), puede ser fácilmente comparable a la tasa de reducci6n para la no cuantizada (suave decisi6n) del demodulador de salida con la tasa de reducci6n para cuantizaci6n binaria, para la cual

$$R_Q = 1 - \log\left[1 + \sqrt{4p(1-p)}\right] \quad Q = 2 \quad (4.10.5)$$

CAPÍTULO 5

5.1. INTRODUCCIÓN	173
5.2. COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN TECNOLOGÍA TDMA	173
5.3. COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN SISTEMAS DE MODULACIÓN ADAPTABLE.	175
5.3.1. Slow Adaptive Modulation	175
5.3.2. Fast Adaptive Modulation	177
5.4. MODULACIÓN ADAPTABLE CON ECUALIZACIÓN ADAPTABLE	179
5.5. MODULACIÓN ADAPTABLE CON ASIGNACIÓN DINÁMICA DE CANALES	179
5.6. COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN TECNOLOGÍA CDMA.	181
5.6.1. Slow Frequency Hopping	181
5.6.2. OFDM - Slow Frequency Hopping	182
5.6.3. Métodos híbridos DS/SFH	182
5.6.4. OFDM - Spread Spectrum	182
5.7. SISTEMAS MULTICARRIER CDMA	184
5.7.1. DS-CDMA	186
5.7.2. MC-CDMA	186
5.8. DISEÑO OPTIMO PARA SISTEMAS CELULARES INALÁMBRICOS MULTIGRADO	188
5.9. INTRODUCCIÓN	188
5.10. EL MODELO DE RED.	188
5.11. EL PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.	191
5.12. SOLUCIÓN DEL PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.	192
5.13. DISEÑO DE ALGORITMO.	194

5.14. EJEMPLOS NÚMERICOS.	172
5.15. CONCLUSIONES	196

NUEVOS CONCEPTOS Y TECNOLOGÍAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA

5.1. INTRODUCCIÓN

Han transcurrido más de 20 años desde la introducción de la 1ª generación de sistemas celulares de servicios de telecomunicaciones móviles. Los sistemas de 1ª generación utilizan modulación en frecuencia analógica (FM) y modo de acceso al canal de comunicación FDMA (Frequency Division Multiple Access).

La 2ª generación de sistemas de telecomunicaciones celulares digitales introducen los conceptos de Macro-células y micro-células. Estos sistemas han aumentado la capacidad de servicios. La introducción de servicios de gran capacidad y alta confiabilidad ha generado los conceptos de Sistemas Inalámbricos de Banda Ancha y Sistemas Inalámbricos Multimedia. Estos sistemas son referenciados como la 3ª y 4ª generación de telecomunicaciones digitales móviles celulares.

El proceso de evolución de los sistemas móviles celulares de 1ª y 2ª generación se ha caracterizado por el aumento de la capacidad de los servicios de telefonía de voz. Por otro lado, el desarrollo de las tecnologías de INTERNET y los Sistemas de Información Inalámbricos han motivado al sector de telecomunicaciones a hablar de Sistemas Inalámbricos Multimedia.

Los Sistemas Inalámbricos Multimedia requieren de aplicaciones y servicios de gran calidad, alta velocidad y gran flexibilidad. Estos sistemas deben considerar ambientes de control de tráfico temporal y espacial variables. Para lograr estas características se requiere el uso de frecuencias de las bandas superiores del espectro radioeléctrico. Esas frecuencias están sujetas a fenómenos interferentes de diferente naturaleza durante su propagación.

Los conceptos convencionales de diseño y especificación de sistemas inalámbricos serán insuficientes. Es importante observar que la mayoría de las propuestas se basan en el desarrollo de técnicas digitales de alta confiabilidad, gran capacidad y flexibilidad.

Los Sistemas Inalámbricos Multimedia se pueden dividir en:

- Comunicaciones Inalámbricas Multimedia de Banda Ancha basados en Tecnología TDMA.
- Comunicaciones Inalámbricas Multimedia de Banda Ancha basados en Tecnología CDMA

5.2. COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN TECNOLOGÍA TDMA

Para diseñar Sistemas de Telecomunicaciones Inalámbricos de Banda Ancha para aplicaciones Multimedia se plantea la tecnología TDMA considerando los siguientes requerimientos:

- Disminuir la variación dinámica de tráfico de aplicaciones.
- Controlar la calidad de servicio QoS en términos del tipo de información.
- Compensar los desvanecimientos de frecuencia selectiva.
- Lograr gran capacidad de sistema.

La siguiente figura muestra la clasificación de las técnicas de comunicación inalámbrica y sus efectos en los sistemas de comunicación inalámbrica de banda ancha.

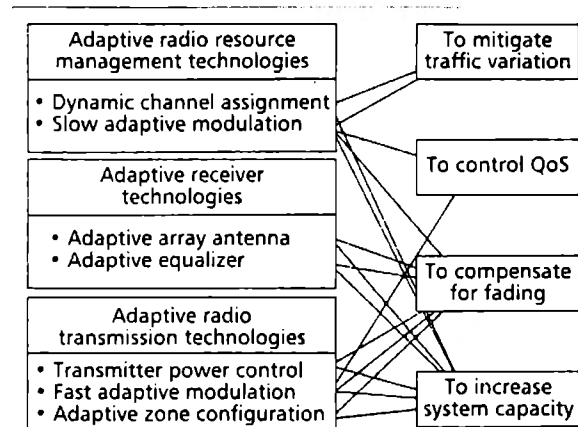


Figura 5.2.1 Clasificación de Técnicas de Comunicación Inalámbrica [SANT99]

Esas tecnologías están clasificadas en:

- Tecnologías de Administración Adaptable de los Recursos de Radio
- Tecnologías de Receptores Adaptables
- Tecnologías de Transmisión de Radio Adaptable.

Las tecnologías de Administración Adaptable de los recursos de radio incluyen:

- DCA - Dynamic Channel Assignment (Asignación Dinámica de Canales)
- SAM - Slow Adaptive Modulation (Modulación de Adaptación Lenta)

Las tecnologías de Receptor Adaptable incluyen:

- AAA - Adaptive Array Antenna (Arreglos Planares Adaptables)
- AE - Adaptive Equalizer (Ecuación Adaptable)

Las tecnologías de Transmisión de Radio Adaptable incluyen:

- TPC - Transmitter Power Control (Control de Potencia del Transmisor)
- FAM - Fast Adaptive Modulation (Modulación Rápida Adaptable)
- AZC - Adaptive Zone Configuration (Configuración de Zona Adaptable)

Entre todas las tecnologías antes señaladas, la **Ecuación Adaptable** es considerada una de las técnicas más prácticas. Algunos problemas de esta técnica son los tiempos de retardo. Un método para compensar los tiempos de retardo consiste en aumentar el número de **DFE - Decision Feedback Equalizer**. Ahora bien, no es una solución real hacer una pieza tan compleja y costosa de electrónica para combatir una condición tan poco probable de propagación. Una solución alternativa para tal limitante consiste en emplear, en adición a la tecnología de receptores adaptables, algunas tecnologías de transmisión adaptable para minimizar los efectos de desvanecimiento selectivo de frecuencias por el control adaptable de parámetros en el transmisor.

Este control adaptable de los parámetros en el transmisor se realiza según las condiciones esperadas del canal. Aún cuando la combinación de las tecnologías de recepción y transmisión

adaptable es considerada como una forma efectiva de lograr sistemas de comunicación inalámbrica de banda ancha de alto rendimiento y gran capacidad en condiciones de desvanecimientos selectivos de frecuencias, esto no es todo. La administración adaptable de los recursos de radio es una tecnología eficiente en condiciones donde la variabilidad de las características del canal y el tráfico de información es alta.

5.3. COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN SISTEMAS DE MODULACIÓN ADAPTABLE.

Los esquemas de modulación adaptable pueden ser clasificados en:

- Slow adaptive modulation
- Fast adaptive modulation

En los esquemas **slow adaptive modulation**, cuando una solicitud de llamada es transmitida de una terminal, la estación base asigna frecuencias portadoras (**carriers**), **slots**, esquema de modulación y velocidad de símbolos a las terminales considerando las condiciones de tráfico.

Otros factores que se consideran son:

- la relación promedio de carrier-to-cochannel interference power C/I_c
- el perfil de retardo promedio (**average delay**)
- outage probability
- velocidad de bits

En este esquema, el parámetro de modulación de velocidad adaptable es relativamente lento debido a que los parámetros de modulación son continuamente utilizados hasta que la llamada es terminada o el canal es reasignado. Por otro lado, los sistemas de modulación adaptable rápida controlan los parámetros de modulación de la estación base y la terminal simultáneamente, **slot-by-slot**, considerando la relación instantánea C/I_c y el perfil de retardo así como el ancho de banda asignado.

5.3.1. SLOW ADAPTIVE MODULATION

La siguiente figura muestra el concepto y el efecto de la modulación adaptable lenta para las aplicaciones en sistemas de *Macro-células* y *micro-células* en comparación con los sistemas convencionales de QPSK - Quaternary Phase-Shift-Keying, donde el esquema de modulación para los sistemas QAM se selecciona entre: full-rate 16QAM, full-rate QPSK, half-rate QPSK y 1/4-QPSK.

Cuando la modulación adaptable es aplicada a un sistema de *Macro-células*, **16QAM** es asignado a las terminales cerca de las estaciones base y un método **lower-rate QPSK** es asignado a las terminales en las áreas alejadas. Como una consecuencia, debido a que los métodos **lower-rate QPSK** tienen mayor sensibilidad, el radio de cobertura puede ser extendido en comparación con los métodos utilizados en los sistemas convencionales de **QPSK**.

Por otro lado, cuando es utilizada **slow-adaptive modulation** en los sistemas de *micro-células* se puede lograr una reducción en la distancia de reuso de frecuencias entre las células, nuevamente esta propiedad se logra gracias al alto grado de sensibilidad de los métodos **lower-rate QPSK**.

Al mismo tiempo, el número de canales para el ancho de banda asignado al sistema puede ser incrementado por un sistema de modulación adaptable de baja velocidad debido a que un método de altos niveles de modulación es utilizado en la vecindad de la estación base. De esta manera, los métodos de **slow adaptive modulation** logran un incremento real de la capacidad en los sistemas *micro-celulares*. La siguiente figura muestra la relación entre el *BER teórico vs. C/I_c* en el rendimiento y la eficiencia de sistemas **64 QAM, 16 QAM, QPSK, 1/2-QPSK, 1/4-QPSK** combinando diversidad espacial con condiciones de **flat Rayleigh fading**.

En los sistemas **slow adaptive modulation**, la estación base asigna los parámetros de modulación que logran una mejor eficiencia espectral con un nivel *BER* menor que cierto nivel *BER threshold* (BER_{th}). En este caso la probabilidad de interrupción P_0 (**probability of signal outage**) está definida como la probabilidad en la cual $BER < BER_{th}$ no puede ser obtenida aún cuando sea utilizada la modulación **1/4-QPSK**. Por lo tanto, en la relación gráfica indicada P_0 es la probabilidad donde $C/I_c < 3$ dB. Cuando el rendimiento de *BER* con un parámetro de retardo de dispersión es medido y la región C/I_c para cada esquema de modulación es obtenida de la manera antes indicada se obtiene un diagrama de decisión de parámetro de modulación dado por la siguiente figura (5.3.1):

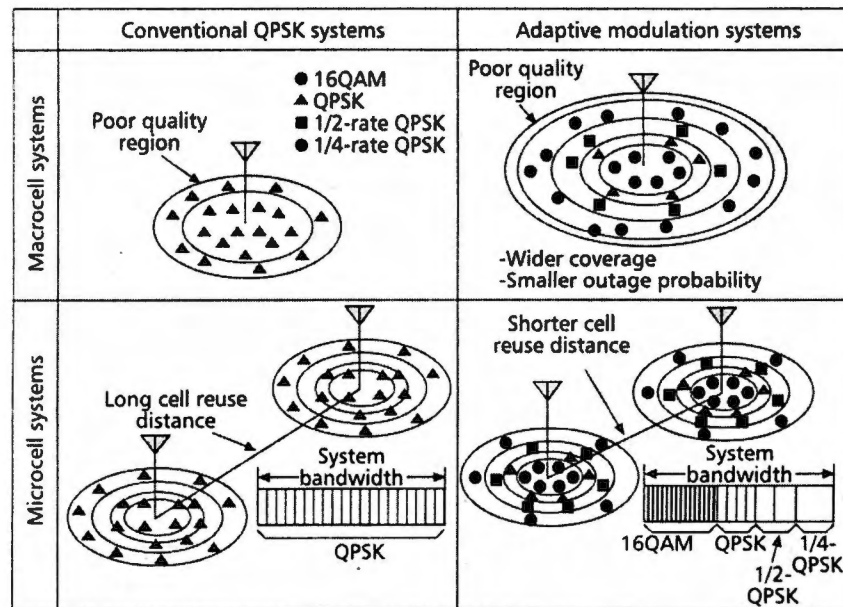


Figura 5.3.1 Diagrama de Decisión de Parámetro de Modulación [SANT99]

La siguiente figura muestra la eficiencia espectral de un esquema **slow adaptive modulation** y el correspondiente con **fixed-rate QPSK** con un parámetro de **Probability of Signal Outage** variando entre 1%-10%, donde el parámetro de modulación es seleccionado según el criterio de selección y se utiliza un diseño de célula sectorial (3-sectores) en un agrupamiento de células (**cell cluster**) optimizado para cada probabilidad de interrupción.

Los resultados experimentales demuestran que los sistemas **slow adaptive modulation** pueden lograr una eficiencia espectral 3.5 veces mayor a la lograda por los sistemas **fixed-rate QPSK**

con una probabilidad de hasta 10%. Cuando los resultados son comparados en una probabilidad de 1%, la eficiencia espectral para los métodos de modulación adaptable son más eficientes que los métodos de **fixed-rate QPSK** hasta cuatro veces. Los métodos de **slow adaptive modulation** son más efectivos en los sistemas donde los niveles máximos de tráfico tienen poca predictibilidad. Cuando un nivel de modulación es asignado independientemente de las condiciones del canal y el nivel de tráfico es alto, se puede obtener una mayor capacidad de canal aún cuando la degradación de la calidad de transmisión no es muy alta.

5.3.2. FAST ADAPTIVE MODULATION

En estos sistemas, los parámetros de modulación son controlados según las variaciones instantáneas del canal. Para precisar las variaciones de **fading** (condiciones instantáneas del canal) para la transmisión de los **time slots** se utiliza **TDD - Time Division Duplex** debido a que la correlación entre los canales **downlink/uplink** es muy elevada si sus intervalos de tiempo son cortos. En cada **slot TDMA/TDD** son agregados una palabra de estimación del canal y una palabra código de parámetro de modulación en el medio de cada ráfaga para estimar las condiciones instantáneas del canal y la modulación utilizada en cada **slot** de recepción.

En el receptor, debido a que el transmisor controla los parámetros de modulación **slot-by-slot**, el código de modulación en cada **slot** de recepción es decodificado y la señal recibida es demodulada. Más aún, el receptor mide un perfil de retardo instantáneo para el próximo **time slot** al extrapolar la secuencia de perfiles de retardo medidos y selecciona los parámetros óptimos de modulación para el próximo **time slot** de transmisión según el perfil de retardo estimado. Si bien, el criterio de decisión del parámetro de modulación en los sistemas **slow adaptive modulation** está determinado por el promedio de rendimiento de **BER** en condiciones de **fading**, lo equivalente para los sistemas **fast adaptive modulation** son determinados por el rendimiento **BER** en condiciones estáticas.

La siguiente figura (5.3.2) muestra la relación C/N_0 instantánea recibida y las variaciones del retardo de **spread** normalizado y las correspondientes velocidades de bits de los sistemas de modulación adaptable, donde el retardo de **spread** es normalizado por la duración de un símbolo a la mayor velocidad. Matemáticamente, esto último se escribe como: $\tau_{smax} = 1/R_{smax}$.

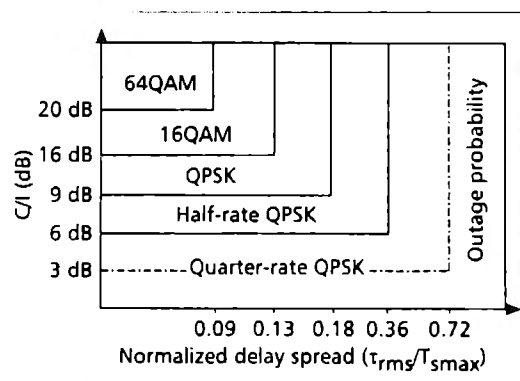


Figura 5.3.2 Relación de C/N_0 y Variaciones de Retardo [SANT99]

Durante el período I, donde el retardo de **spread** es constante y C/N_0 es variable, el promedio de la velocidad de bits está sujeta a C/N_0 para eliminar los efectos de los ruidos. Por otro lado, durante el período II, donde C/N_0 es constante y el retardo de **spread** es variable, el promedio de velocidad de bits está sujeto a los retardos de **spread** con la finalidad de eliminar los efectos de la variación de los ruidos. Con estos resultados podemos confirmar que los sistemas de modulación adaptable rápida son los más apropiados para controlar los parámetros de modulación según las condiciones instantáneas del canal. Más aún, para verificar los efectos y confirmar la factibilidad de tales sistemas se ha comparado los resultados de los prototipos experimentales de laboratorio y el rendimiento de los sistemas implementados en simulaciones. Si bien la modulación adaptable rápida es eficiente para mejorar las condiciones de la señal en presencia de ruido y para suministrar inmunidad a los retardos de **spread**.

El rendimiento es muy sensible a la precisión de la estimación del perfil de retardo, especialmente con terminales de alto grado de movilidad, debido a que las condiciones del canal entre los **timeslots** de transmisión y recepción son menos correlacionados cuando se incrementa la movilidad. Un método para mejorar la posibilidad de localización en presencia de variación de **fading** consiste en emplear antenas directivas, debido a que estas pueden limitar el ángulo de recepción de la señal recibida, reduciendo el efecto de **Doppler spread**.

Un problema de la modulación adaptable rápida es el rendimiento **BER** el cual es muy pequeño para la transmisión de datos a altas velocidades. Para resolver este problema los sistemas de modulación adaptable deben incorporar control de velocidad de codificación de los códigos convolucionales, al igual la velocidad de símbolos y los niveles de modulación. Una de las ideas importantes de los sistemas de modulación adaptable rápida es el condicionamiento de la transmisión en canales sumamente malos. Debido a que los errores de ráfagas ocurren solamente en condiciones de canal sumamente malas, si no se transmite durante ese momento la secuencia de error es aleatoria y no de tipo ráfaga, como resultado el esquema de codificación de canal trabaja en forma más eficiente.

Más aún, si se utiliza una codificación de bloque apropiada (**Reed-Solomon**) concatenada al proceso de codificación del sistema de modulación adaptable rápida se logran mejores patrones de **BER**.

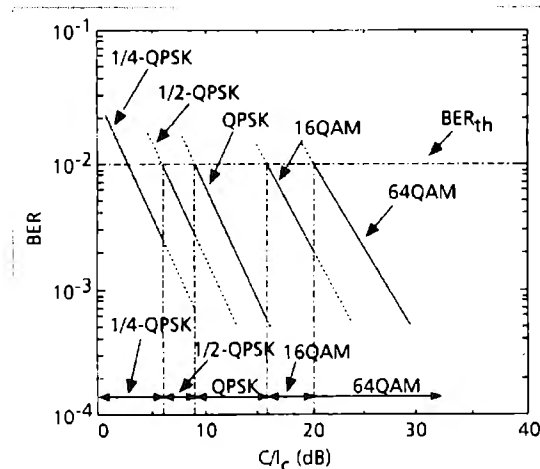


Figura 5.3.4 Rendimiento BER en sistemas de modulación adaptable [SANT99]

5.4. MODULACIÓN ADAPTABLE CON ECUALIZACIÓN ADAPTABLE

Si bien, la inmunidad a los retardos de **spread** se mejora drásticamente en los sistemas de modulación adaptable, la velocidad de transmisión está limitada a 2 Mb/s cuando los retardos de **spread** son de 250 ms , aún cuando se disponga de técnicas **anti-frequency selective fading**. Se han realizado análisis del rendimiento de la ecualización adaptable lenta combinada con **BDDFE** para lograr velocidades de transmisión de $1 - 2 \text{ Mb/s}$ con un retardo de tiempo máximo de onda retardada de hasta $\tau_{max} = 20 \mu\text{s}$.

Por otro lado, cuando τ_{max} es mayor, la velocidad de símbolos es disminuida a **1/2-rate**, **1/4-rate**, **1/8-rate** para verificar que τ_{max} tiene menos de tres símbolos. Más aún, el nivel de modulación es seleccionado entre **QPSK** y **16QAM** para aumentar la capacidad del sistema.

El análisis de rendimiento de estos demuestra que el sistema propuesto puede lograr velocidades de 2 Mb/s o más cuando el 90% de los retardos de **spread** es menor que $5 \mu\text{s}$ y se obtienen velocidades de 1 Mb/s aún cuando el 90% de los retardos sean de $10 \mu\text{s}$. En todas la pruebas de rendimiento y eficiencia del sistema propuesto se han utilizado "*seven-tap BDDFE*" y diversidad espacial.

5.5. MODULACIÓN ADAPTABLE CON ASIGNACIÓN DINÁMICA DE CANALES

En los sistemas de tipo **TDMA**, las técnicas de asignación dinámica de canales (**DCA-Dynamic Channel Assignment**) son consideradas las más efectivas para lograr sistemas de gran capacidad, en particular, en ambientes *micro-celulares*. Los algoritmos **DCA** descentralizados: segregación de canales y reuso de partición (**RP - Reuse Partitioning**) son las técnicas más conocidas y efectivas de **DCA**. En los algoritmos de segregación de canales, cada estación base determina la prioridad del canal en base a las estadísticas de la potencia de interferencia medida, estos algoritmos asignan un canal que tiene la menor probabilidad de experimentar interferencias.

Por otro lado, en los algoritmos de reuso de partición cada célula es dividida en anillos. En el anillo interior, los canales son reutilizados con una distancia de reuso pequeña, aún más que en los sistemas de **FCA - Fixed Channel Assignment**. En el anillo exterior los canales son reusados con la misma distancia de reuso de los sistemas **FCA**. Un algoritmo que construye un reuso de partición basado en la relación de la potencia de interferencia medida para cada canal se denomina **ARP - Autonomous Reuse Partitioning**.

Las investigaciones han mostrado que los algoritmos de **DCA** son sumamente efectivos para lograr una mayor capacidad del sistema disminuyendo el tráfico distribuido tanto en forma espacial como temporal. Más aún, las técnicas de modulación adaptable lenta son efectivas para incrementar la capacidad del sistema al disminuir los efectos de distribución espacial del potencial de campo eléctrico. Sin embargo, ambas técnicas están basadas en las medidas de tráfico y las condiciones del canal. Por consiguiente, una modulación adaptable basada en **TDMA** con **DCA (AMDCA)** es un sistema de gran capacidad que combina las ventajas de la modulación adaptable y **DCA** para los sistemas microcelulares.

En un sistema de configuración microcelular los parámetros de modulación son seleccionados en: 64QAM, 16QAM, QPSK, 1/2QPSK y las condiciones del canal son medidas para cada slot por el mismo algoritmo empleado en ARP. Las ventajas técnicas que presenta AMDCA comparadas con ARP se refieren al hecho que los parámetros de modulación óptima para cada canal son recibidos, además de las medidas de potencia de interferencia, nivel de control de modulación y otras. En simulaciones presentadas por varios autores se ha mostrado que AMDCA puede lograr una capacidad muy alta en el sistema en comparación con FCA al igual que los algoritmos convencionales de DCA para ARP.

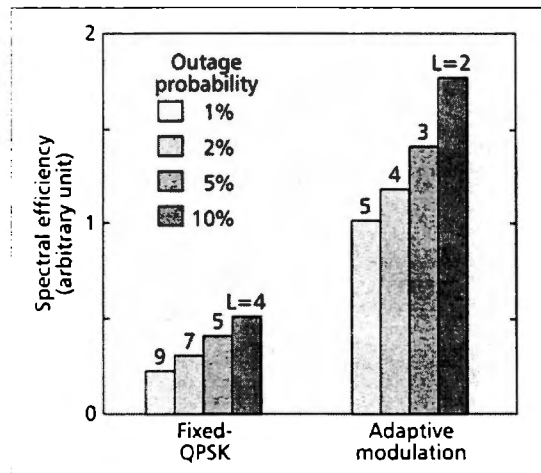


Figura 5.5.1 Eficiencia Espectral para QPSK y Modulación Adaptable [SANT99]

5.6. COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MULTIMEDIA DE BANDA ANCHA BASADOS EN TECNOLOGÍA CDMA.

Las comunicaciones multimedia de banda ancha que emplean tecnología CDMA se pueden clasificar en:

- Spread Spectrum Wireless Broadband Communications
- Multicarrier CDMA Systems
- Vehicle-to-Vehicle Communication with SS

El Espectro Disperso (Spread Spectrum) es bien conocido como un método que permite evitar fenómenos como el *multipath* y las *señales interferentes*. En la actualidad, es uno de los métodos más empleados en las transmisiones de ondas milimétricas y sub-milimétricas. Sin embargo, el espectro disperso ha sido pensado para transmisiones con una velocidad del orden de lento a medio, es decir, algunos *kilobit-per-second* en sistemas celulares y *megabit-per-second* en sistemas PCS-ISM (Industrial, Scientific, Medical), esto último motivado por la necesidad de un ancho de banda de radio mucho mayor que el ancho de banda de datos de la transmisión.

En el caso de una transmisión de 155Mbps para el (ATM) Modo de Transferencia Asíncrona en la banda de ondas milimétricas o sub-milimétricas, la transmisión SS con una ganancia = 15 (ganancia de procesamiento) requiere de unos 2325 GHz. Las desventajas parecen evidentes, no obstante se pueden evitar los problemas derivados de tal ancho de banda mediante:

- SFH - Slow Frequency Hopping
- OFDM SS - Orthogonal Frequency Division Multiplex

5.6.1. SLOW FREQUENCY HOPPING

Comparado con FFH - Fast Frequency Hopping que requiere un sintetizador de alta velocidad, se puede elegir SFH en un sistema real, con la finalidad de combatir los efectos de *multipath* e interferencias. Comparado con DS - Direct Sequence, que dispersa el ancho de banda de radio de un transmisor con una secuencia rápida de chips, SFH no requiere de esa secuencia. Cuando SFH sufre efectos de *fading selectivo* o "*tone jamming*", deben ser utilizados métodos de corrección de error correlacionados entre los slots de frecuencia independientes. Otros métodos activos se pueden considerar en SFH.

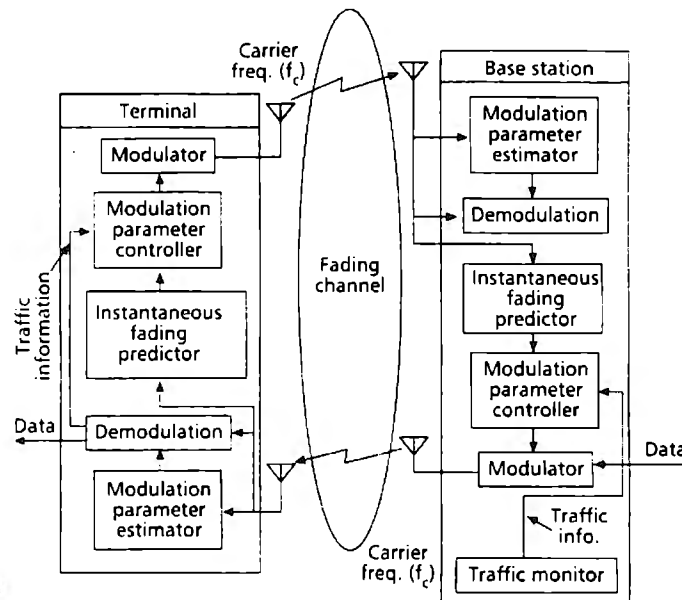


Figura 5.6.1 Transmisión sobre Canales Fading [SANT99]

5.6.2. OFDM - SLOW FREQUENCY HOPPING

Generalmente, SFH es una combinación entre en saltador de señales portadoras y una modulación de tipo *phase shift keying* (PSK) o *frequency shift keying* (FSK). Este método sustituye las transmisiones en una sola portadora con la forma más efectiva de transmisión multiportadora (*multicarrier*), este es el método OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), con la finalidad de sobrellevar los efectos de *multipath fading* e interferencias

5.6.3. MÉTODOS HÍBRIDOS DS/SFH

Una combinación entre DS y SFH permite lograr una dispersión amplia sobre el ancho de banda, de una manera fácil y sencilla. En este caso DS permite lograr los efectos *anti-multipath*, *anti-interferencia*, y de mayor rendimiento en el *acceso múltiple*. Para los métodos combinados, la parte SFH permite la dispersión del ancho de banda de radio y mejora el rendimiento *anti-near-far*.

5.6.4. OFDM - SPREAD SPECTRUM

Este método es empleado para transmisiones digitales terrestres de tipo broadcasting, debido a la existencia de zonas que inducen fading selectivo de frecuencias con un retardo de propagación considerable. El método OFDM descrito no incluye dispersión espectral. OFDM - Spread Spectrum fue propuesto con la finalidad de disminuir el ICI e ISI (*Interchip Interference - Intersymbol Interference*) presente en las redes de área local inalámbricas y los sistemas celulares.

Para transmisiones de banda ancha **OFDM** introduce algunas ventajas adicionales, entre las que destaca:

- **OFDM** es una transmisión paralela que reduce la cantidad de chips por portadora, o equivalentemente, un gran ancho de banda puede ser subdividido en portadoras de banda angosta para la realización de la transmisión.

La mayoría de los sistemas OFDM SS propuestos solucionan el problema de ICI al transmitir el mismo símbolo de datos sobre un gran número portadoras ortogonales de banda angosta sin dispersión espectral por portadora. Otro sistema de esta naturaleza se puede formar con un número específico de portadoras tipo **DS-SS**. (ver fig.5.6.2)

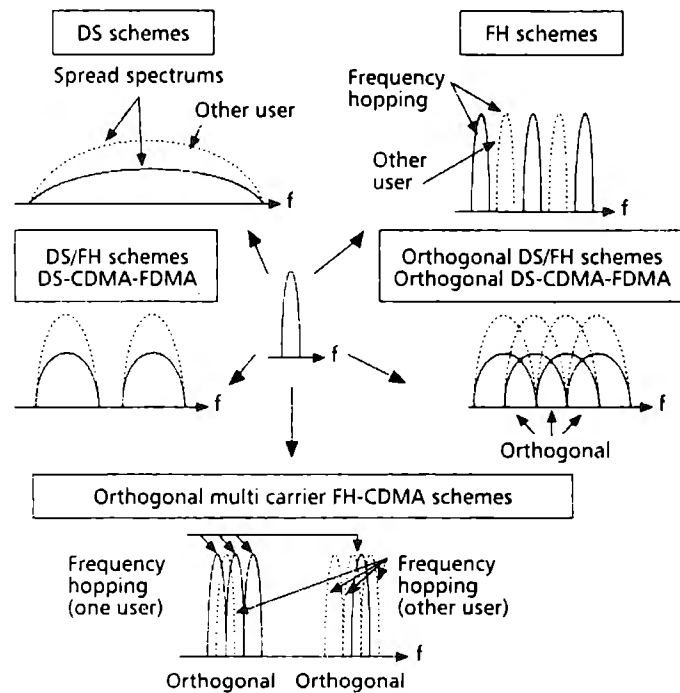


Figura 5.6.2 Portadoras de tipo DS [SANT99]

El objetivo de estos sistemas es evitar los efectos de ICI, sino también ISI para los sistemas de transmisión de datos a alta velocidad. (ver Tabla 5.6.1).

Tabla 5.6.1 Efectos ISI para Sistemas de Transmisión de Datos de Alta Velocidad [SANT99]

Tasa Chip de secuencia PN de procedencia de un auto	1.5 Mchips/s
Tasa de bit de datos de procedencia de un auto	118.1 kb/s
Ganancia de procedencia	127
Secuencia PN	127 chip de M Secuencia
Método de Modulación	Luz laser on-off
Frecuencia de reloj	150 MHz
Señales de Interferencia	Señales SS con algunas frecuencias portadoras, período chip, y tasa de chip y diferentes M secuencias

El método en general se puede describir de la siguiente manera:

- En el lado del transmisor, una cadena de bit con T_b de duración pasa a través de un convertidor serial-paralelo, de esta manera se obtienen M cadenas.
- El tiempo de bit MT_b en cada cadena suprime los efectos de ISI.
- Cada cadena genera S cadenas paralelas, de tal forma que los mismos datos existen en S ramas (idénticas) para lograr la diversidad de frecuencias y suprimir el ICI.
- Las cadenas de datos son intercaladas para lograr la diversidad temporal.
- Una de las portadoras M ortogonales es utilizada para modulación PSK binario (**BPSK**) en cada cadena.
- Las frecuencias M son asignadas según el valor de M , la separación de frecuencias entre dos portadoras sucesivas idénticas debe ser entonces maximizada disminuyendo así la correlación entre las portadoras.

Una característica adicional de los sistemas **OFDM SS** es la adquisición rápida en presencia de *multipath fading*. No obstante, las transmisiones multiportadora sufre efectos de intermodulación entre las portadoras induciendo no linealidades. Esto último se puede reducir con codificación.

5.7. SISTEMAS MULTICARRIER CDMA

La pregunta natural en la transmisión inalámbrica y en las comunicaciones de banda ancha es:

¿Qué esquema de Acceso Múltiple es óptimo para la comunicación?

Para dar respuesta a esta interrogante se han propuesto un gran número de esquemas híbridos y super híbridos en la base de CDMA. Entre estos esquemas podemos mencionar:

- W-CDMA Wideband CDMA
- MR-CDMA Multirate CDMA
- MC-CDMA Muticarrier CDMA
- MT-CDMA Multitone CDMA
- MC-CDMA Multicarrier CDMA

Otros en la base de esquemas híbridos con otros modos de acceso:

- DS/FH-CDMA
- CDMA/FDMA
- CDMA/TDMA
- CDMA/ISMA

Combinaciones para aumentar el rendimiento en el acceso

- x.ALOHA/TDMA/CDMA
- CSMA/CD/TDMA/CDMA
- CSMA/CA/TDMA/CDMA
- PRMA/TDMA/CDMA

y otros.

En general, los esquemas **DS** y **FH** son combinados con **FDMA** o transmisiones multicarrier, tales como:

- DS-CDMA/FDMA (híbrido DS/FH)
- Orthogonal DS-CDMA/FDMA (ortogonal híbrido DS/FH)
- Orthogonal MC-CDMA

Los esquemas multicarrier pueden utilizar señalización **OFDM** para aumentar la eficiencia en el uso de frecuencias, debido a que **OFDM** minimiza la guarda de frecuencia entre dos subportadoras adyacentes.

¿Qué es OFDM?

Si varias señales portadoras con periodo de símbolos de datos, son separadas con una diferencia de frecuencias $df = nT_s$ donde n es un entero, esas portadoras deben ser entonces ortogonales (ver fig.5.7.1)

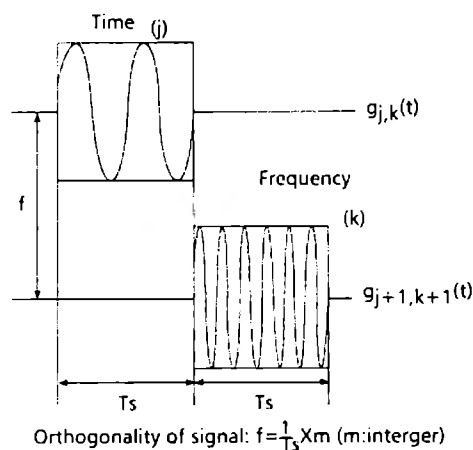


Figura 5.7.1 Señal OFDM [SANT99]

OFDM es el método de **FDM** más eficiente, debido al hecho de no requerir bandas de guarda de frecuencia entre portadoras adyacentes. **OFDM** encuentra aplicaciones en sistemas DSB (Digital

Sound Broadcasting), en el cual servicios de audio de alta calidad y calidad CD están disponibles para los receptores móviles. Si consideramos transmisiones de banda ancha inalámbrica en 155 Mbps, lo cual es transparente para los sistemas de transmisión de banda ancha en ATM, podemos considerar los esquemas de tipo *multicarrier CDMA* como el mejor candidato para su realización.

En un ambiente de *WLAN (Wireless LAN)*, varios sistemas se desempeñan en regímenes de 10 Mb/s empleando CDMA. En un sistema multicarrier el esquema de transmisión se multiplica en términos del número de subportadoras. Obviamente, deben ser considerados aspectos como eficiencia espectral y la complejidad del hardware en un sistema *Multicarrier*.

Los sistemas Multicarrier son robustos con relación al fading selectivo de frecuencias, el cual es uno de los problemas más importantes en comunicaciones radiomóvil. Una explicación sobre la eficiencia y mejor rendimiento que ofrecen los sistemas multicarrier se obtiene al comparar los sistemas DS-CDMA y MC-CDMA.

5.7.1. DS-CDMA

El transmisor dispersa (spread) la señal original empleando una secuencia de dispersión en el dominio del tiempo. La capacidad de suprimir la interferencia multi-usuario está determinada por las propiedades de correlación mutua (*cross correlation*) de las sucesiones de dispersión. La capacidad de distinguir una señal componente de otras en la señal compuesta que se recibe está determinada por las propiedades de autocorrelación de las secuencias de dispersión.

5.7.2. MC-CDMA

El transmisor dispersa la señal ortogonal empleando una sucesión específica de dispersión en el dominio de la frecuencia. Resulta crucial para la transmisión multicarrier que cada subportadora presente fading no selectivo de frecuencia. En caso que la velocidad de símbolos originales sea lo suficientemente elevada como para presentar características de fading selectivo de frecuencias, esta señal deberá ser segmentada en un convertidor serial-to-parallel antes de ser dispersada en el dominio de la frecuencia.

En una canal de comunicaciones sincrónico se pueden emplear los códigos de Hadamard-Walsh como un conjunto de códigos ortogonales óptimos, en este caso no se requiere considerar las propiedades de autocorrelación de las secuencias de dispersión. En estas condiciones un sistema multicarrier puede ser dos veces más eficiente en ganancia de procesamiento que un sistema DS-CDMA para una misma banda de frecuencias. Tiene capacidad de al menos el doble de usuarios de DS-CDMA. Por supuesto, que los sistemas MC-CDMA presentan algunas desventajas que no presentan los sistemas DS-CDMA.

Los receptores requieren de un circuito de control más preciso en los procesos de:

- FFT (Fast Fourier Transform),
- Sincronización de la ventana,
- Compensación de la frecuencia de offset
- Detección coherente de cada subportadora

El transmisor es muy sensible a la amplificación no lineal. Más aún, el BER de una modulación multicarrier es en sí mismo inferior a la de una modulación por portadora simple.

Ahora bien una vez concluido el estudio de las bases teóricas de las técnicas de modulación digital, así como de las tendencias para lograr una alta confiabilidad, gran capacidad y flexibilidad, en la siguiente sección se desarrollará un diseño óptimo para sistemas celulares inalámbricos multigrado, donde se considerarán los conceptos previamente estudiados a lo largo de esta tesis.

5.8. DISEÑO OPTIMO PARA SISTEMAS CELULARES INALÁMBRICOS MULTIGRADO

5.9. INTRODUCCIÓN

Los sistemas utilizan más de un tamaño de célula. En particular, cuando existen múltiples clases de movilidad, ayuda el considerar células divididas, las cuales dan como resultado un sistema multigrado. Por ejemplo, en un sistema de dos grados de movilidad, un grado está constituido por células pequeñas (llamadas microcélulas o células de grado 2), las cuales son empleadas por usuarios de baja movilidad, y las células más largas (llamadas macrocélulas o células de grado 1), empleadas para usuarios de alta movilidad. En esta sección se emplea la idea de multigrado para demostrar como optimizar el diseño de un sistema con diferentes necesidades de tráfico y características de movilidad. Especialmente se examina el diseño de un sistema celular multigrado, dado un número total de canales, el área a cubrir, el promedio de velocidad de los móviles dentro del grado de movilidad, llamadas entrantes y la duración de las mismas dentro de cada grado, y el obligado QoS (Quality of Service), calidad de servicio, por ejemplo el bloqueo o las probabilidades de pérdida de la llamada; se demuestra el diseño de un sistema celular en términos de células de *grado-i* (ejemplo, de macro células y microcélulas en un sistema de dos grados) y el número de canales alojados en cada grado por lo que el costo total del sistema es minimizado.

Dado que el objetivo es minimizar el costo de los sistemas multigrado para un mínimo QoS, existe un óptimo tamaño de célula para cada grado del sistema multigrado. El objetivo de esta sección es determinar el tamaño óptimo de la célula. El estudio se concentra en el caso especial de un sistema de dos grados, y se demuestra que los resultados obtenidos de la aproximación para un sistema de dos grados es substancialmente menor en costo que el correspondiente de un grado para el mismo QoS.

Esta sección está organizada como sigue. En la siguiente sección se discute el modelo de la red. Después se define el problema de optimización y se da un algoritmo para solución. Los resultados numéricos para el ejemplo de un sistema multigrado son discutidos y se concluye con una breve discusión.

5.10. EL MODELO DE RED.

El modelo de red es como sigue. Para cada grado, el total de área del sistema (área de cobertura) es dividido en células. Todas las células del mismo grado son de igual tamaño. Los recursos de red también son divididos en la cantidad de grados de la red. Los canales alojados en un grado particular son reusados en base al factor de reuso determinado para los móviles de ese grado. (por ejemplo, con cada grado, los canales son divididos en conjunto de canales). Cada conjunto de canal es entonces asignado a cada célula de ese grado. Se emplea asignación de canal fija (FCA, Fixed Channel Allocation) para la asignación de canales entre los grados y dentro de un grado.

Esta sección sólo se enfoca al tráfico de conexión-orientado (la sección no cubre el caso de conexión abierta), y definimos a una *llamada* como una asociación entre un móvil y alguna otra entidad dentro de la red. Una llamada puede enviar datos digitales, tráfico analógico, o tráfico analógico digitalizado, así la llamada requiere asignación de los recursos inalámbricos.

Cada grado es identificado por varios parámetros:

- Tasa o la razón de llamadas entrantes.
- Tiempo de duración de la llamada.
- Tasa o la razón de las llamadas de datos.
- Promedio de la rapidez de los móviles.
- Factores de desempeño.
- Factores de QoS (Calidad del Servicio).

Los factores de desempeño (ejemplo, la razón de error de bit, BER) determina el diseño del reuso del canal. Los factores QoS usados en esta sección son la probabilidad de pérdida de la llamada y la probabilidad de bloqueo de la llamada. (En la literatura se han usado factores tales como la probabilidad de la realización de la llamada). La probabilidad de que una llamada quede bloqueada se refiere a una llamada entrante, a la cual se le negó el servicio debido a una falta de recursos inalámbricos. La probabilidad de pérdida de llamada se explica como la llamada en progreso y que durante el proceso de handoff se termina debido a la indisponibilidad de recursos inalámbricos en la celda nueva. De los dos tipos de llamadas la más crítica es la pérdida de llamada. Por consiguiente, en las características técnicas de la red existe mayor probabilidad de pérdida de llamada que la probabilidad de que una llamada quede bloqueada. Con el propósito de simplificación, en esta sección se asume que la razón es la misma para todas las llamadas (ejemplo, la asignación de un canal por llamada).

Adicionalmente se asume con respecto al tráfico modelado y la arquitectura del sistema lo siguiente:

1. La generación del tráfico es distribuido uniformemente en el espacio.
2. Las llamadas entrantes siguen un proceso de Poisson. El espacio y la distribución del tiempo de llamadas entrantes es el mismo sobre de todas las celdas en un grado dado, pero puede ser diferente de grado en grado.
3. La duración de una llamada para un grado esta distribuido exponencialmente, y varia de grado en grado.
4. Handoff y llamadas nuevas se sirven de la misma cantidad de canales disponibles.
5. La velocidad o rapidez de cada clase de móviles es constante por cada grado.
6. Nuevas llamadas entrantes y llamadas terminadas son independientes del tráfico de handoff.

Nota: el supuesto 4 significa que, por un grado dado, la probabilidad de bloqueo de llamada es igual a la probabilidad de pérdida de llamada.

En esta tesis se formula el problema de la optimización de multigrados así como el de minimizar el costo total del sistema y se propone un algoritmo para evaluar el costo y calcular los

parámetros de diseño para cada grado. El costo del sistema es compuesto del costo de las estaciones base e interconexión de las estaciones base a la central móvil. El costo de una estación base consta más allá del equipo (electrónica, torre, antenas, etc.), bienes raíces (incluso los derechos de las zonas para poner equipo de transmisión inalámbrico, es decir uso de suelo), costo de instalación y operación, costo administrativo, y costo de mantenimiento.

El costo del sistema total es aproximadamente proporcional al número de estaciones. El costo del sistema total es la suma de los costos de todo los grados. Se asume también que el costo de todas las estaciones base en un mismo grado es el mismo.

Algoritmo de Diseño Óptimo.

En el algoritmo de diseño óptimo se toman en cuenta los siguientes parámetros:

A	Area total a ser cubierta (m^2)
S	Número de grados.
C	Número total de canales disponibles en la red.
C_i	Número de canales asignados al grado i .
N_i	Número de canales asignados a una célula del grado i .
F_i	Número de células i del grado en la frecuencia de reuso en el cluster.
M_i	Número de células i contenidas en un grado ($i-1$) células. Grado 0 define el área de la cobertura total; m_1 define número del total de células del grado 1.
R_i	Radio de una i celda (metros).
V_i	Rapidez Media de i usuarios móviles en un grado (metros por segundo).
λ_i^0	Número de grados i de llamadas iniciadas por unidad de tiempo por unidad de área: llamadas/ (segundos - metros ²)
λ_i	Tasa de iniciación de llamadas en un grado celular i (llamadas/ s).
$1/\mu_i$	Duración media de la llamada de un grado i celular (segundos por llamada).
h_i	Número de llamadas pérdidas para un grado i (handoffs) (handoffs por llamada).
γ_i	Costo relativo de la estación base de un grado i al costo de una estación base de grado S
$P_B(i)$	Probabilidad de bloqueo real de un grado i celular.
$P_D(i)$	Probabilidad de dejar caer una llamada para un grado i celular.
$P_B^{\max}(i)$	Probabilidad máxima aceptable de bloqueo de llamadas para un grado i de llamadas.
$P_D^{\max}(i)$	Probabilidad máxima aceptable de dejar caer la llamada para un grado i de llamadas.
$P_L(i)$	Probabilidad de pérdida de llamada de grado i .
PLT	Probabilidad de la pérdida de todo el sistema, debido a la cantidad de tráfico de cada grado.
PLT_{\max}	Probabilidad máxima aceptable de pérdida del sistema.
TSC	Costo Total del Sistema
TSC_{\max}	Máximo costo total aceptable del sistema.

5.11. EL PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.

El objetivo es minimizar el costo de estructura de bases con multigrado. En el modelo se asume que la mayor parte del costo del sistema total es el costo de difusión a partir de la estación base, que en este modelo está proporcional al número total de estaciones base. Así, el costo total del sistema, TSC, es:

$$TSC = m_1(\gamma_1 + m_s(\gamma_2 + m_3(\dots))) = \sum_{i=1}^S \gamma_i \prod_{j=1}^i m_j, \quad S \geq 1 \quad (5.11.1)$$

En la ecuación precedente asumimos que se dividen las celdas(células) en una manera arbitraria; es está, la localidad del grado o zona que i estaciones bases son independientes de la localidad de las estaciones base de los otros grados o zonas. En algunos casos más estructurados se usa la fragmentación o división, en cuyas células de grado i forman anillos dentro de una celda de grado $(i-1)$. Así, si una estación base ya existe en una celda en el grado i , el costo de poner una estación base adicional para un grado o zona más alta es despreciable. Por ejemplo, en el caso de dos-grados conectados a una red de computadoras el costo total puede ser reducido por el costo de 2 grados de estaciones base. En tal caso el costo total es dado por la fórmula siguiente:

$$TSC = \sum_{i=1}^S \gamma_i \left(\prod_{j=1}^i m_j - \prod_{j=1}^{i-1} m_j \right) = \gamma_1 m_1 + \sum_{i=2}^S \gamma_i (m_i - 1) \prod_{j=1}^{i-1} m_j, \quad S \geq 1 \quad (5.11.2)$$

Retomando algunos puntos mencionados anteriormente, se asumió que el total de canales disponibles en el grado o zona i , C_i , es dividido equitativamente en la cantidad de celdas f_i en las frecuencias de reuso, evitando que los canales sean compartidos entre células. También se asume que ningún canal está dedicado al manejo de llamadas perdidas(handoff). Así la probabilidad de bloqueo de llamada y la probabilidad de pérdida de llamada son iguales, y determinando la probabilidad de pérdidas $P_L(i)$ como:

$$\begin{aligned} \forall i, \quad P_L(i) &= P_B(i) \\ &= P_D(i) \text{ y } P_L^{\max}(i) \\ &\min\{P_B^{\max}(i), P_D^{\max}(i)\} \end{aligned}$$

La probabilidad de pérdida total del sistema, PLT está dada por:

$$PLT = \frac{\sum_{i=1}^S P_L(i) \lambda_i^0}{\sum_{i=1}^S \lambda_i^0} \quad (5.11.3)$$

El problema de diseño es minimizar TSC, cuando el número total de canales disponibles es casi C , y sujeto a las siguientes consideraciones de QoS:

$$PLT \leq PLT_{\max} \text{ y } \overline{PL} \leq \overline{PL}^{\max 3}.$$

En otras palabras.

Determinando $\{m_i\}$ minimizando TSC tal que:

$$\sum_{i=1}^S C_i \leq C \quad y \quad PLT \leq PLT_{max} \quad y \quad \overline{PL} \leq \overline{PL}^{max} \quad (5.11.4)$$

5.12. SOLUCIÓN DEL PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.

Primero se debe considerar el problema de cantidad de handoffs h_i

$$h_i = \frac{(3 + 2\sqrt{3})V_i}{9\mu_i R_i} \quad i = 1, 2, \dots, S \quad (5.12.1)$$

El promedio total de pérdidas de llamadas(handoffs) y llamadas iniciales por célula es:

$$\lambda_i^{total} = \lambda_i (h_i + 1) \quad (5.12.2)$$

La longitud residuo de llamadas pérdidas (handoff) tiene una distribución de modo exponencial. Así el proceso total de llamadas entrantes a una célula es una distribución Markoviana, con la razón promedio de λ_i^{total} . Dado que el área de un hexágono con radio R es $3\sqrt{3}/2R_i^2$, obteniendo:

$$\lambda_i = \lambda_i^0 \frac{3\sqrt{2}}{2} R_i^2 \quad (5.12.3)$$

Esto permite:

$$\lambda_i^{total} = \lambda_i^0 R_i \frac{[(2 + \sqrt{3})V_i + 3\sqrt{3}\mu_i R_i]}{2\mu_i} \quad (5.12.4)$$

La razón promedio de terminación de llamada es:

$$\mu_i^{total} = \mu_i (1 + 9h_i) \quad (5.12.5)$$

Ahora estamos listos para considerar la probabilidad de pérdida de llamada. Basados en las consideraciones 1-4 , se puede emplear la fórmula Erlang-B extendida a sistemas M/G/c/c. La probabilidad de pérdidas de llamada en el grado i es:

$$P_L(i) = \frac{(\lambda_i^{total} / \mu_i^{total})^{N_i} / N_i!}{\sum_{j=0}^{C_i} (\lambda_i^{total} / \mu_i^{total})^j / j!}$$

$$P_L(i) = \frac{\{\lambda_i(1 + h_i)\} / \{\mu_i(1 + 9h_i)\}^{N_i} / N_i!}{\sum_{j=0}^{C_i} \{\lambda_i(1 + h_i)\} / \{\mu_i(1 + 9h_i)\}^j / j!} \quad (5.12.6)$$

donde λ_i^{total} y μ_i^{total} están dadas por la ecuación 5.12.4 y 5.12.5, respectivamente, λ_i y h_i por medio de las ecuaciones 5.12.1 y 5.12.3 respectivamente así:

$$N_i'' = \left[\frac{C_i}{f_i} \right], \quad i = 1, 2, \dots, S. \quad (5.12.7)$$

En el resto del estudio se asume un sistema de dos grados ($S=2$). Por lo tanto el costo de la función en la ecuación 5.11.2 se simplifica a:

$$TSC = \gamma_1 m_1 + \gamma_2 m_2 (m_2 - 1) \quad (5.12.8)$$

Ahora expresando m_1 , m_2 , y R_2 como una función del área A , y el grado 1 el radio de la célula, R_1 .

$$m_1 = \left[\frac{A}{\text{Area del nivel } -1 \text{ célula}} \right] = \left[\frac{2\sqrt{3}A}{9R_1^2} \right] \quad (5.12.9)$$

Asumiendo que ambos grados, grado 1 y grado 2 de células son hexagonales y que las células del grado 2 están distribuidas alrededor de las células del grado 1. Cada célula del grado 1 contiene k capas de células del grado 2. La figura 5.12.1 muestra un ejemplo del grado 1 de célula que contiene tres capas(0, 1, y 2).

Dada la geometría de un hexágono, el número de células para 2 grados y para 1 grado es dado de la siguiente manera:

$$m_2 = 1 + 6 + \dots + 6k = 1 + 3k(k + 1), \quad k = 0, 1, \dots, \quad (5.12.10)$$

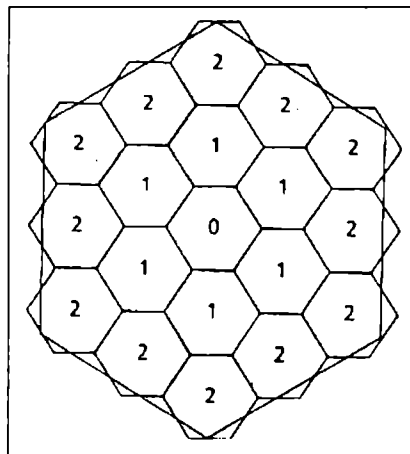


Figura 5.12.1 División Celular [GANZ97]

Donde $(k+1)$ denota el número de capas circulares en la distribución de las células. También el radio de una célula de grado 2 esta dado por:

$$R_2 = \frac{R_1}{\sqrt{m_2}} \quad (5.12.11)$$

El problema de optimización puede ser resuelto usando las ecuaciones de la (5.12.6-5.12.11) mediante un algoritmo, en la siguiente sección se encuentra un bosquejo del algoritmo.

5.13. DISEÑO DE ALGORITMO.

El siguiente algoritmo esta descrito para un sistema celular de dos grados. El problema de optimización consiste en encontrar los valores óptimos de R_1 , R_2 , C_1 , C_2 , m_1 , y m_2 , los cuales son parámetros de diseño del sistema. Los valores de los parámetros óptimos son etiquetados como R_1^* , R_2^* , C_1^* , C_2^* , m_1^* , y m_2^* . Los parámetros m_1 , m_2 , C_1 , y C_2 , son enteros mientras que R_1 y R_2 son variables continuas. De cualquier modo sólo es necesario considerar un valor discreto de R_1 . De la ecuación 5.12.9 se observa que es suficiente considerar los valores de R_1 para el cual:

$$R_1 = \sqrt{\frac{2\sqrt{3}A}{9l}}$$

Donde $\iota = m_{\min 1}, \dots, m_{\max 1}$. $m_{\min 1}$ y $m_{\max 1}$ son los límites inferior y superior respectivamente, del número de células del grado 1 en el sistema. Así, R_1 puede solamente asumir uno de los valores de $m_{\max 1} - m_{\min 1} + 1$.

El límite inferior, $m_{\min 1}$ usualmente se toma como 1, mientras que el límite superior, $m_{\max 1}$, puede estimarse de TSC_{\max} la cual es dada al diseñador en la siguiente forma:

$$m_{\max 1} = \left\lceil \frac{TSC_{\max}}{\gamma_1} \right\rceil \quad (5.13.1)$$

A continuación el algoritmo para encontrar los parámetros de diseño.

$$TSC^* = TSC$$

$$m_{\max 1} = \left\lceil \frac{TSC_{\max}}{\gamma_1} \right\rceil$$

$$a_1 = \frac{3\sqrt{2}}{2} \lambda_i^0$$

$$a_2 = \frac{3\sqrt{2}}{2} \lambda_2^0$$

$$b_1 = \frac{(3 + 2\sqrt{3})V_1}{9\mu_1}$$

$$b_2 = \frac{(3 + 2\sqrt{3})V_2}{9\mu_2}$$

$$c = \sqrt{\frac{2\sqrt{3}A}{9}}$$

while ($m_{\min 1} \leq m_1 \leq m_{\max 1}$) do

$$R_1 = \frac{c}{\sqrt{m_1}}$$

$$\lambda_1 = a_1 R_1^2$$

$$h_1 = b_1 / R_1$$

while ($1 \leq C_1 \leq C$) do

$$N_1 = \left\lceil \frac{C_1}{f_1} \right\rceil$$

$$N_2 = \left\lceil \frac{C - C_1}{f_2} \right\rceil$$

$$P_L(1) = \frac{\{[\lambda_1(1+h_1)]/[\mu_1(1+9h_1)]\}^{N_1} / N_1!}{\sum_{j=0}^{N_1} \{[\lambda_1(1+h_1)]/[\mu_1(1+9h_1)]\}^j / j!}$$

for ($k = 1; ; k++$) do

$$m_2 = 1 + 3k(k+1)$$

$$TSC = \gamma_1 m_1 + \gamma_2 m_2 (m_2 - 1)$$

if ($TSC > TSC^*$) then break

$$R_2 = \frac{R_1}{\sqrt{m_2}}$$

$$\lambda_2 = a_2 R_2^2$$

$$h_2 = b_2 / R_2$$

$$P_L(2) = \frac{\{[\lambda_2(1+h_2)]/[\mu_2(1+9h_2)]\}^{N_2} / N_2!}{\sum_{j=0}^{N_2} \{[\lambda_2(1+h_2)]/[\mu_2(1+9h_2)]\}^j / j!}$$

$$PLT = \frac{P_L(1)\lambda_1^0 + P_L(2)\lambda_2^0}{\lambda_1^0 + \lambda_2^0}$$

if (($PLT < PLT_{\max}$) y ($P_L(1) < P_L^{\max}(1)$)
y ($P_L(2) < P_L^{\max}(1)$)) then break

end for

if ($TSC < TSC^*$) then

$$\hat{k} = k$$

$$m_1^* = m_1$$

```

 $m_2^* = m_2$ 
 $R_1^* = R_1$ 
 $R_2^* = R_1 / \sqrt{m_2}$ 
 $C_1^* = C_1$ 
 $C_2^* = C - C_1$ 
    end if
  end while
end while

```

Las salidas del algoritmo son TSC^* , m_1^* , m_2^* , R_1^* , R_2^* , C_1^* y C_2^* .

Tabla 5.13.1 Valores de Parámetros

Parámetro	Valor/Rango	Unidad
A	100	Km ²
C	90	Canales
S	2	
λ_1^0	0.2 – 3.0	Llamadas/(min km ²)
λ_2^0	5.0- 40.0	Llamadas/(min km ²)
μ_1, μ_2	0.33	Llamadas/min
γ_1	10.0	\$ (in 1000s)/base
γ_2	1.0	\$ (in 1000s)/base
V_1	30 – 540	Km/hr
V_2	1.5 –12.0	Km/hr
f_1, f_2	3	
TSC_{max}	10,000 – 20,000	\$ (in 1000s)
PLT_{max}	0.01	
$P_B^{max}(\ast)$	0.01	
$P_D^{max}(\ast)$	0.01	

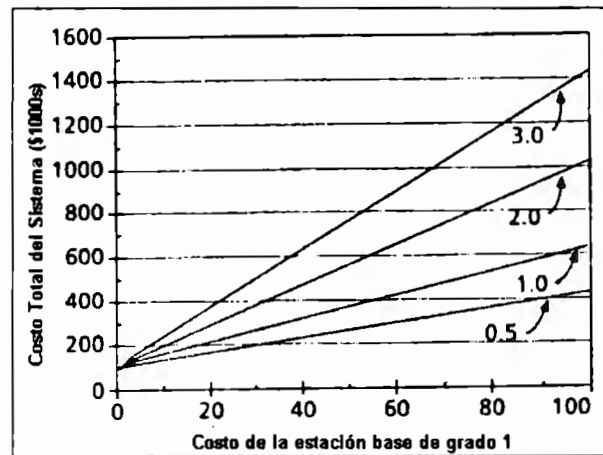
5.14. EJEMPLOS NÚMERICOS.

En esta sección se reporta el desempeño de dos grados y se compara con sus correspondientes sistemas simples o bien de un solo grado. Se emplea el algoritmo propuesto en el software HiQ para generar los resultados numéricos para sistemas con los rangos de parámetros de la tabla 5.13.1

Las velocidades de lo móviles del grado 1 fueron tomadas para representar tráfico vehicular y tráfico de aviones., mientras que la velocidad del grado 2 son representativas de un tráfico pedestre y cíclico.

Primero se investiga el efecto de γ en el costo total del sistema para diferentes parámetros. En la figura 5.14.1 el parámetro representado es la densidad de llamadas del grado 1, mientras en la figura 5.14.2 el parámetro descrito es la densidad de llamadas del grado 2. En el grado 1 y grado 2 el promedio de velocidad fue de 90 km/hr y 3 km/hr respectivamente. El TSC_{max} fue tomado como \$20,000 K. Como se incrementa γ , el costo total (así como el número de estaciones base del grado 2), se incrementa, dado que a mayor costo del grado 1 el número de estaciones base tiende a ser menor, resultando la asignación de más canales en las células del grado 1 para satisfacer el QoS del grado 1. Esto da como resultado pocos canales disponibles para el grado 2, los cuales requerirán canales de reuso más grandes, células pequeñas de grado 2, y más estaciones base en el grado 2.

Figura 5.14.1 Efecto de γ en el costo total



del sistema (las etiquetas indican λ_1^0)

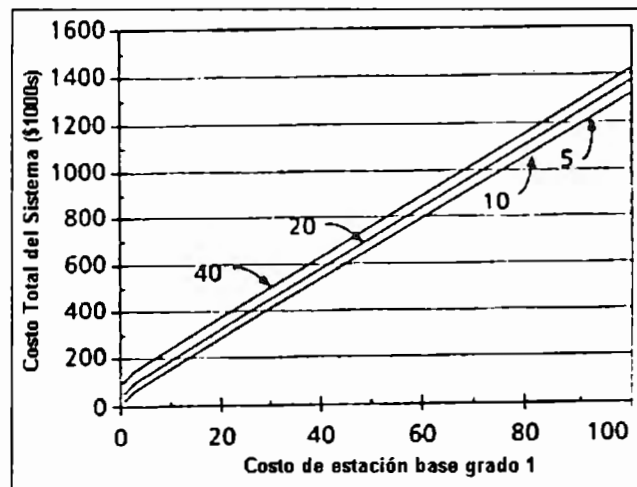


Figura 5.14.2 Efecto de γ en el costo total del sistema (las etiquetas indican λ_2^0)

Tal y como es esperado, el efecto de λ_1^0 y λ_2^0 en el costo total (y el número de estaciones base) no es lineal (i.e., el incremento en el costo para el mismo incremento relativo en densidad de llamadas es superior para valores mayores de densidad de llamadas), debido al efecto del total de llamadas de llegada en la probabilidad de pérdidas en la fórmula de Erlang-B.

Las figuras 5.14.3 y 5.14.4 muestran el efecto de γ en el costo total del sistemas, donde el promedio de velocidad para los grados 1 y 2, respectivamente, son los parámetros mencionados

anteriormente. Para estas gráficas, la densidad de llamadas de llegada fue tomada como $\lambda_1^0 = 2$ [llamadas/min·km²] y $\lambda_2^0 = 10$ [llamadas/min·km²] y $TSC = \$10,000$ K. Es interesante hacer notar que para los rangos prácticos de los parámetros, el costo total normalizado es más sensitivo a la velocidad de los móviles del grado 1 que a los móviles del grado 2 para el mismo cambio relativo en la velocidad de los móviles. Esto es especialmente verdadero para valores de γ .

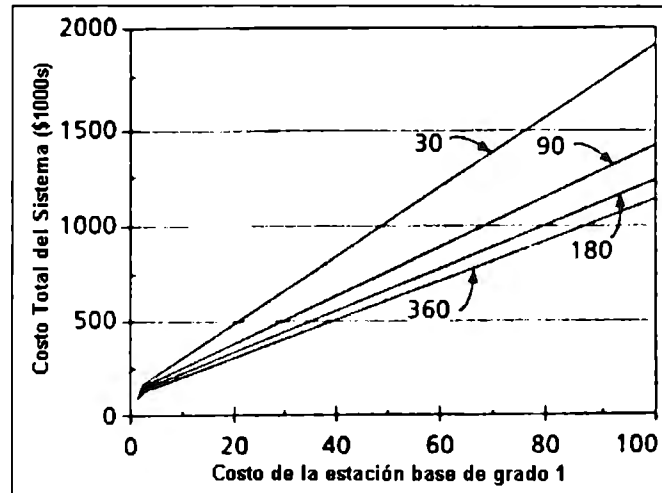


Figura 5.14.3 Efecto de γ en el costo total del sistema (las etiquetas indican V_1)

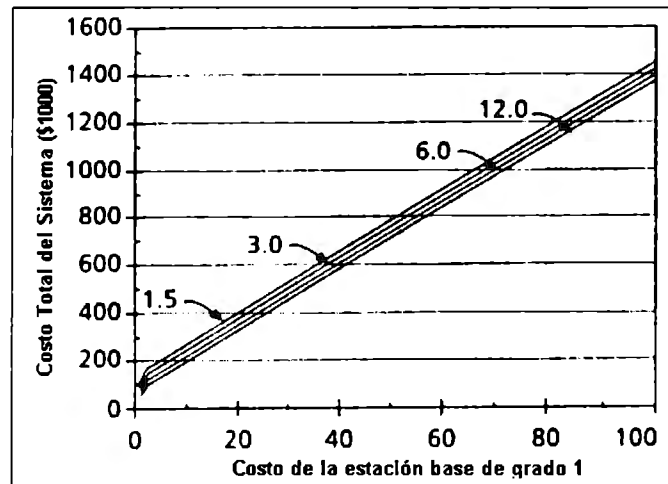


Figura 5.14.4 Efecto de γ en el costo total del sistema

La conducta puede ser explicada mediante el hecho de que la cantidad de tráfico handoff para el grado 1 del sistema es considerablemente mayor que a la existente en el grado 2 del sistema. Así el mismo incremento relativo en el tráfico total de handoff tiene un considerable efecto mayor en el sistema trabajando en un alto grado de utilización, como lo está el grado 1.

Después se compara el desempeño de un sistema de dos grados contra un sistema de un grado. Para obtener los resultados para un sistema de un grado se corrió el algoritmo de optimización con $R_1 = R_2$. Estos resultados en ambos grados comparten las mismas células y $m_2 = 1$. El costo total es entonces calculado como $TSC = m_1\gamma_1$.

La figura 5.14.3 muestra el costo total como una función de velocidad de los móviles del grado 2, mientras la velocidad de los móviles del grado 1 es ajustada a sistemas de un grado y de dos grados. Las velocidades consideradas para los móviles del grado 1 son 30, 90, 180, 270, 360 y 540 km/hr. El sistema de dos grados es más costoso que el sistema de un grado.

Se observa que para una velocidad constante en el grado 1, el TSC es relativamente estable como una función de velocidad del grado 2. Esto es debido al mayor volumen de tráfico de handoff del grado 1, el cual domina la asignación del canal para las células del grado 1. Este no es el caso en un sistema sencillo, dado que la velocidad de los móviles lentos se incrementa y el tamaño de la célula se limita a los móviles rápidos, el total del tráfico de handoff para la clase de tráfico lento móvil requiere la asignación de más canales para la clase más rápida. Esto da como resultados un gran número de células y un incremento del costo total del sistema.

Finalmente, la conclusión principal se da en la figura 5.14.5 y corridas similares ésta es que, para los rangos de parámetros estudiados, el sistema de dos grados se encuentra fuera de desempeño comparado con un sistema sencillo o de un solo grado para todos los valores de móviles de alta y baja velocidad.

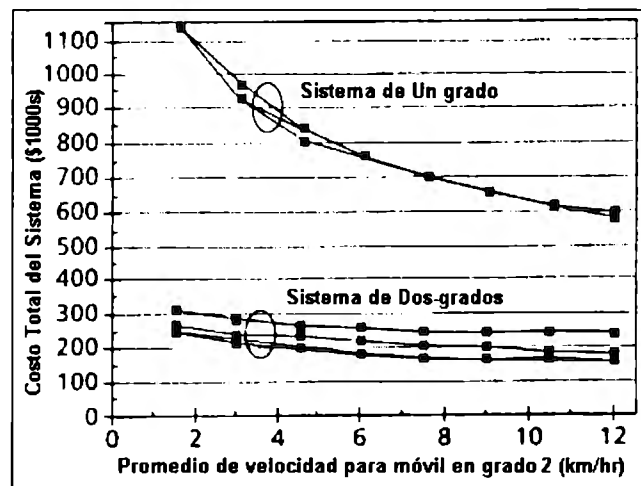


Figura 5.14.5 Comparación del costo total entre un sistemas de un grado y dos grados

$$\lambda_1^0 = 1/[(\text{llamadas /min km}_2)] \text{ y } \lambda_2^0 = 20/[(\text{llamadas /min km}_2)]$$

5.15. CONCLUSIONES

Las arquitecturas multigrado son una solución en situaciones donde hay móviles caracterizados por patrones de movilidad diferentes, aplicaciones del funcionamiento con requerimientos de diferentes QoS, y tienen substancialmente diferente densidad de llamadas entrantes y tiempo promedio de espera.

En esta sección se considera el diseño óptimo de un sistema multigrado para minimizar el costo total del sistema. Se define el costo del sistema primeramente en base al costo del sitio de las células.(ej., las estaciones base) y se desarrolla un procedimiento para determinar el tamaño de la célula para cada grado, la porción del número total de canales asignados a cada grado, dando así el costo total del sistema.

Un diseñador del sistema puede usar el algoritmo propuesto para estimar el costo total del sistema y determinar el número total de células requeridas por cada grado, así como la partición o división de los canales para cada grado. Los resultados numéricos indican el desempeño del sistema en el grado dos así como su contraparte que corresponde al grado uno.

Otra lección aprendida de los numerosos casos que se han estudiado es que la degradación de la ejecución de los sistemas de dos-grados es más gradual que el de un sistema de un-grado. Se considera por lo tanto que se puede llevar esta conclusión al caso general de sistemas multigrado.

6. CONCLUSIONES

Sistemas de Comunicaciones Personales

Los objetivos de UPT - Universal Personal Telecommunications se refieren a la capacidad de suministrar servicios personales de comunicación en la base de un único número de telecomunicaciones, personal e independiente de la estructura de la red.

De esta manera en UPT cualquier usuario puede acceder o ser accesado por medio de cualquier terminal (fija, portátil o móvil) en redes de comunicaciones de diferente naturaleza. La idea que subyace a esta conceptualización se concentra en la necesidad de servicios de telecomunicaciones por medio de una dirección lógica (logical address) en lugar de una dirección de terminal física (physical terminal address).

La movilidad se considera la base de las comunicaciones personales. UPT debe suministrar servicios de comunicaciones personales independientemente del tipo de acceso a red de comunicaciones (PSTN, Celular, vía Satélite). En este punto se introducen los conceptos de:

- **Movilidad Personal**
- **Movilidad de la Terminal**

Movilidad de la Terminal

Se refiere a la capacidad de una terminal móvil de acceder a una red desde localizaciones geográficas diferentes dentro de un área de servicio (en forma más general desde Puntos de Acceso a Red de Telecomunicaciones en localidades físicas diferentes)

Los objetivos de UPT son:

- Acceso inalámbrico
- Movilidad de las terminales
- Movilidad Personal
- Administración del Perfil de Servicio del Usuario (Call Management).

Breve Historia de UPT

El uso del término UPT corresponde a una definición de la UIT, esta definición se basa en los requerimientos del grupo de trabajo 8/1 sobre las especificaciones de FPLMTS - Future Public Land Mobile Telecommunication Systems, reflejadas en la especificación del SMG 5 de la ETSI sobre UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems

- FPLMTS/UMTS asume la especificación de un estándar de 3era. generación de servicios móviles

Breve Historia de los Servicios Móviles

La 1era. generación se caracteriza por el uso de sistemas analógicos como:

- TACS Total Access Communication System
- AMPS American Mobile Phone System
- JMPS Japanese Mobile Phone System
- NMT Nordic Mobile Telephone

En lo referente a los sistemas móviles satelitales, la 1era. generación se caracterizó por el uso de terminales portátiles de gran dimensión y sistema de haz global.

En la 2da. generación cabe mencionar:

- Sistemas de Telefonía Inalámbrica y Telepoint CT-2, CT-3, DECT - Digital European Cordless Telephone, ERMES - European Radiopaging & Messaging System.
- Sistema de Telefonía Celular Digital y Redes Celulares GSM, D-AMPS, DCS-1800 y Redes de Comunicaciones Personales PCN.

En lo referente a los sistemas satelitales: los sistemas de múltiples haces para la cobertura y el uso de VSAT - Very Small Aperture Terminal, así como terminales portátiles de menor dimensión y peso; son un desarrollo de la tecnología de comunicaciones móviles en los últimos 10 años. La 2da. generación se caracteriza por el uso de tecnologías diseñadas y optimizadas para “scenarios” de tráfico de diferente naturaleza. Los sistemas Inalámbricos/Telepoint se ajustan a los requerimientos de comunicaciones inalámbricas en ambientes de alta densidad de tráfico (very high traffic density):

- Zonas residenciales
- Edificios Corporativos
- Transporte Público

Los sistemas celulares y las redes celulares son la mejor opción para las zonas de densidad de tráfico moderado (Medium-to-high traffic density):

- Zonas Urbanas
- Zonas Conurbadas
- Ambientes Rurales

Las comunicaciones satelitales juegan un papel importante donde las comunicaciones terrestres no son competitivas. Las comunicaciones satelitales tienen gran aplicación en zonas de baja densidad de tráfico (low traffic density):

- Servicios Marítimos
- Servicios Aeronáuticos

- Zonas no habitadas o con poco desarrollo de sistemas de comunicaciones.

La 3era generación de Comunicaciones Personales involucra la concepción de un sistema de telecomunicaciones universal (móvil y fija) capaz de verificar las necesidades de los diferentes “escenarios” de comunicación.

La idea central de UPT es concentrar en un único estándar las diferentes tecnologías:

- Inalámbrica Fija (Cordless)
- Celular (Land mobile networks)
- Satelital (Redes Satelitales GEO/MEO/LEO/HEO/ICO)
- PCN/PSTN/ISDN/B-ISDN

Administración y operación de PCS

Administración de la Movilidad

- Registro de la Localización
- Actualización de localización
- Hand-off
- Enrutamiento de Llamadas

El registro de la localización es responsable de la ubicuidad de los móviles; es crucial en la operación de las comunicaciones de un PCS, en términos de la localización independiente del móvil.

La actualización de la Localización y Paging se debe llevar un registro de la trayectoria que tiene un usuario móvil con la finalidad de localizar rápidamente al mismo cuando una conexión sea requerida. El sistema está dividido en áreas de localización. La localización del usuario es actualizada cuando éste entra a una área nueva. Involucra el manejo de la base VLR - Visitor Location Register y HLR - Home Location Register.

Cuando una llamada es destinada a un usuario, el sistema de base de datos ejecuta un query que encuentra la localización actual del móvil y realizar la función de paging. El procedimiento de actualización de las bases determina una área específica donde debe ser realizada la función de paging.

Modos de Actualización de la Localización

- Manual.- El usuario debe reportar su localización en la red marcando una tecla específica en su PCD - Personal Communication Device.
- Automática.- Las actualizaciones son transparentes al usuario

Procedimiento de Actualización de la Localización

La estación base debe realizar un Broadcast en forma continua, sobre el canal de downlink, la identidad del área de localización. La estación móvil monitorea los canales de

broadcast de la estación base en forma continua. Cuando la localización cambia (identificación de área de localización) esta es detectada, siendo reportada a la estación base que enrutará esta localización a un VLR apropiado. VLR envía la información de la localización al HLR del usuario. HLR informará al VLR anterior, que la localización del usuario ha sido actualizada en su nueva área de tránsito y deberá ser eliminada enviando una copia de los perfiles del usuario al VLR nuevo. Una forma alternativa envía los perfiles de servicio al nuevo VLR cuando es necesario. La activación del VLR nuevo verifica las condiciones de solicitud de llamada o entrada de llamada al móvil según los perfiles.

Actualización de la Localización

Se realiza mediante tres métodos: timing method, distance method y region method

En los métodos de tiempo y distancia, la actualización de la localización se realiza a intervalos de tiempo fijo o distancia recorrida respectivamente, aún cuando el móvil se encuentra en la misma área de localización. Esto causa actualizaciones innecesarias, no muy recomendables. El método de región es el más difundido. El sistema en sí mismo es dividido en áreas de localización dentro de la zona de cobertura. La actualización se realiza cada vez que un usuario cambia de área de localización.

El costo del sistema de la actualización de localización y el paging consiste de dos partes:
Tráfico de Señalización por intercambio de mensajes durante el proceso de actualización

Proceso de Paging

La manera de reducir los costos del sistema en los puntos anteriores se refiere al diseño adecuado de las áreas de localización y las áreas de paging. Otra parte de los costos del sistema se refiere al inmenso volumen de transacciones en las bases de datos involucradas en el proceso de localización y paging.

La optimización de las áreas de localización y paging son independientes del criterio de construcción de la base de datos, en caso de bases centralizadas se pueden presentar “cuellos de botella” en el volumen de transacciones.

Diseño de Areas de Localización

1era. Estrategia

El usuario actualiza su localización en cada célula

La posición exacta del usuario es conocida en la red

El tráfico de paging es minimizado a expensas de un tráfico de actualización muy elevado, especialmente con células de tamaño reducido.

2da. estrategia

No se realiza ninguna actualización.

Cuando se solicita una conexión, el sistema mismo es paginado.

El costo de actualización es minimizado, pero el costo de paginación es extremadamente alto.

3era. Estrategia

Dividir el sistema mismo en un conjunto de áreas de localización y áreas de paging cada una de las cuales consiste de células diferentes.

La información de localización de los usuarios es actualizada siempre que el móvil entra a una área nueva de localización.

El área de localización puede ser igual o diferente que el área de paging. El tamaño óptimo de las áreas de localización depende de la movilidad de los usuarios y de la tasa promedio de llamadas realizadas.

Administración de los Recursos de Radio

Es la subcapa más inferior e incluye todas las funciones de señalización tales como:

- Asignación de Canales de Radio
- Monitoreo de los Canales
- Selección de Código de los Canales
- Control de Potencia de Transmisión

Otras funciones de esta subcapa son:

- Selección de la Estación Base
- Información de Broadcast
- Paging

Administración de la Movilidad

Es la subcapa intermedia de la capa de Administración y facilita las funciones que soportan la movilidad del dispositivo de comunicación.

Administración de Conexión

Es la subcapa que realiza el control y administración de llamada (en el móvil y en ISDN), con la capacidad de convertir el control de señalización de llamada móvil al control de llamada del estándar de señalización CCITT

Administración de Conexión.- Se desarrollan dos funciones suplementarias

- SSS - Supplementary Service Support
- SMSS - Short Message Service Support

Estamos interesados en saber que nos facilita la señalización de la red y cuan flexible es este sistema para desarrollos futuros del sistema. Los servicios de señalización tanto para las comunicaciones móviles como en redes de conexión física deben ser definidas independientemente de la arquitectura física de la red de señalización. Desde el punto de vista de

las capas superiores de la red se requieren solamente de aquellos servicios que son facilitados por las capas inferiores.

Red Inteligente

El concepto de Red inteligente debe ser introducido en este punto permitiendo la separación de la secuencia de control de los recursos de red, logrando la noción de independencia de servicio. En el modelo de señalización de ISDN la capa de aplicación de SS7 y los servicios que esta suministra han sido definidos.

Para soportar la movilidad en PCS, la parte de aplicación móvil MAP Mobile Application Part ha sido agregada a la capa de aplicación de SS7.

Servicios de Seguridad

Elemento crítico en el diseño de PCS

- La movilidad de los usuarios
- El acceso Universal a las Redes
- La interconexión de los diferentes tipos de redes

Son factores que interfieren dramáticamente en los aspectos de seguridad. El acceso ilegal y el espionaje de la información son los aspectos más conflictivos y delicados en esta parte.

Requerimientos de Servicios de Seguridad

- Autenticación
- Autorización
- Transmisión Confidencial

Autenticación

Utilizada para determinar y verificar la identidad del usuario

Autorización

Determina los métodos de restricción de servicios y aplicaciones a los usuarios previamente identificados.

Transmisión Confidencial

Determina la protección de la información. Esto requiere de la especificación de algoritmos y técnicas criptológicas de encriptación y decriptación de la información

Criterio de Diseño de Funciones de Seguridad en PCS

Separación de dominio.- la información secreta del usuario no debe ser transmitida del dominio de HLR a los VLR.

El procedimiento de Identificación debe ser simple y transparente al usuario. Toda información de identificación de usuario debe ser debidamente protegida. El procedimiento de identificación debe generar un mínimo de carga al sistema.

X.509 es el esquema propuesto para dar soporte a los servicios de seguridad de UMTS dado que este verifica los requerimientos de

- flexibilidad
- simplicidad
- eficiencia

X.509 para ambientes inalámbricos agrega una función de administración de movilidad en términos del roaming. Se propone un sistema de bases de datos estructuradas jerárquicamente con varias técnicas internas de segmentación de la información.

GSM es la primera arquitectura de red digital celular que facilita los servicios de seguridad: autenticación y transmisión confidencial. Se agrega un esquema de distribución de llaves.

Seguridad en GSM

Se realiza con la ayuda de: HLR, VLR, EIR, AUC y el Centro de Conmutación Móvil. No obstante, depende de la seguridad de la red de transporte intermediaria. Más aún demanda mucho tráfico de señalización en la red. La seguridad se enfoca a la transmisión de voz.

Seguridad en CDPD

CDPD Cellular Digital Packet Data es una técnica diseñada para la transferencia de datos en AMPS. La seguridad consiste de:

- Confidencialidad
- Distribución de Llaves
- Autenticación de la Unidad Móvil

Sufre los mismos problemas que GSM, básicamente depende de la seguridad de la red intermediaria. La autenticación es unidireccional, solamente la estación base puede verificar la identidad del usuario, es decir, el usuario no puede identificar a la base.

Plan de Numeración

El número personal de telecomunicaciones es el elemento primordial para la realización de los aspectos de localización e independencia de equipos de comunicación. Con un PTN bien diseñado, el usuario puede ser completamente identificado en términos de su localización física y el equipo en uso. PTN debe ser diseñado para soportar el roaming global y el enrutamiento eficiente de las llamadas.

Requerimientos Generales para el diseño de PTN

Cada usuario debe ser identificado con univocidad en la red. PTN debe ser independiente de la localización y el equipo de uso del usuario. PTN debe ser diseñado para búsquedas eficientes en queries en Sistemas de Bases de Datos Distribuidas

Los servicios requeridos no serán identificados con PTN. PTN debe ser convertido, en forma eficiente, en el número de enrutamiento que indica la localización física del usuario en la red. PTN debe ser compatible con el plan de numeración de ISDN.

Plan de Numeración

Uno de los planes de numeración está basado en la estructura de numeración del sistema GSM Mobile station international PSTN/ISDN number MS-ISDN

MS-ISDN

Esquema de numeración geográfico, donde la localización del usuario explícitamente identificada

$$\text{PTN} = \text{CC} + \text{NMN}$$

CC - Código del País
NMN - Número Móvil Nacional

$$\text{NMN} = \text{NDC} + \text{SN}$$

NDC Código Nacional de Destino
SN Número del subscriptor

Alternativas de Acceso Múltiple para los Sistemas PCS

Acceso Múltiple

Independientemente del área de localización, las técnicas de acceso múltiple son esenciales para garantizar la comunicación.

Esto resulta evidente de los siguientes hechos:

- Los usuarios móviles satelitales son numerosos y geográficamente dispersos.
- Los canales de comunicación móvil satelital están expuestos a: interferencias, desvanecimientos, ensombrecimientos y deflección de señales.

Para verificar estos hechos las técnicas de acceso múltiple han evolucionado desde la división en frecuencia a la división en tiempo y código del canal de comunicación.

Antes de desarrollar el esquema de acceso múltiple que será utilizado en el estudio de tráfico no balanceado debemos recordar las principales alternativas de los métodos de acceso múltiple.

Definición.- El acceso múltiple se refiere a la transmisión simultanea de varios usuarios a un punto común de recepción.

El acceso múltiple es importante desde la introducción de las comunicaciones satelitales debido a la necesidad de utilizar eficientemente los recursos de banda espectral.

El primer estudio comparativo de los tres principales esquemas de acceso múltiple: frequency-division, time-division, code-division (FDMA, TDMA, CDMA) apareció en 1967.

J.W. Schwartz et al., "Modulation Techniques for Multiple Access to a Hard-limiting Repeater", Proc. IEEE, vol. 54, May 1966, pp. 58-67.

En FDMA, el espectro de frecuencia está dividido y los segmentos de frecuencia son proporcionales a los diferentes usuarios. En algunos casos, se asignan segmentos de diferente proporción a cada usuario. Es el único esquema de acceso que puede ser utilizado tanto en sistemas de transmisión analógica como digital. Con la introducción de las técnicas digitales se desarrolló el esquema TDMA.

En TDMA a cada usuario le es asignado todo el segmento de frecuencia periódicamente durante un segmento o fracción de unidad de tiempo, por ejemplo, cuando 10 usuarios tienen el mismo requerimiento, 1 ms cada 10 ms puede ser asignada a cada usuario.

En TDMA la transmisión de cada usuario es intermitente, una condición únicamente aceptable en un transmisor digital, el cual debe almacenar los bits de fuente y enviarlos por ráfagas a la velocidad de transmisión generada.

En los estudios realizados en 1966 en algunos satélites Geoestacionarios y estaciones terrenas de grandes dimensiones, se encontró que para la comunicación digital TDMA ofrecía ventajas técnicas. Para utilizar la potencia de los transmisores eficientemente, estos deben ser manejado en saturación, donde el amplificador trabaja como un dispositivo no lineal. La división en tiempo permite eliminar los productos de intermodulación del amplificador no lineal, al asignar a cada usuario acceso al transpondedor satelital en cada fracción de tiempo. Esta ventaja admite un número de desventajas en el segmento de transmisión terrestre. Particularmente en la relación peak-to-average power. Con antenas de grandes dimensiones y amplificadores de alta potencia en las estaciones terrenas, se puede mejorar la situación anterior, esto último incrementa los costos del sistema.

Muchos sistemas PCS móviles están considerando la utilización de los esquemas CDMA para sus enlaces con los móviles terrestres. Mientras no aparezca alguna otra técnica de acceso múltiple que sea superior a las anteriores en todas las consideraciones, hay características en las técnicas de espectro disperso que determinan en CDMA ventajas distintivas.

Dos de los aspectos más importantes en el diseño de un sistema de radio móvil son: los desvanecimientos por trayectorias múltiples en el enlace de radio y la interferencia por compatibilidad con otros sistemas.

Las señales de espectro disperso (spread-spectrum) son efectivas para mitigar los efectos de las trayectorias múltiples, debido al hecho de introducir diversidad de frecuencias en el ancho de banda amplio que utiliza. Como resultado disponemos de una capacidad mayor en el sistema. Se obtienen mejores resultados cuando utilizamos activación de voz, rehusos de frecuencias.

En contraste con los sistemas que no utilizan espectro disperso (TDMA y FDMA), la integración de tráfico de conmutación (circuit-mode y packet-mode) no requiere de protocolos especiales. Esto permite la realización de sistemas integrados de voz/datos.

En los ambientes de packet-radio, las técnicas CDMA pueden ofrecer acceso aleatorio no coordinado a los canales compartidos con una eficiencia elevada y retardos cortos, junto con las demás ventajas que las técnicas de espectro disperso ofrecen a la comunicación.

Las ventajas más relevantes de los sistemas CDMA son, a saber:

- Inmunidad a las interferencias no intencionales y jamming.
- Baja probabilidad de interceptación de señales.

Una alternativa para los esquemas de acceso múltiple en los sistemas PCS es la denominada SSA - Spread-Slotted ALOHA. Este esquema es una mezcla de CDMA y ALOHA.

Como es conocido ALOHA es el método más simple de acceso aleatorio que se puede realizar al compartir un canal de comunicaciones entre un gran número de usuarios.

La principal desventaja de Slotted ALOHA es la colisión de paquetes, lo cual determina la pérdida de los mismos y, por tanto, la pérdida de la información, obligando a la retransmisión. Al aplicar un spread a los paquetes con una secuencia pseudo-aleatoria antes de la transmisión, la transmisión de múltiples paquetes simultáneos incrementa el nivel de interferencia de acceso múltiple, lo cual no significa (“siempre”) la pérdida de los mismos. En el momento que el nivel de interferencia es menor comparado con la potencia del paquete deseado, el paquete es accesible, sin interferencia. En otras palabras, en el Spread Slotted ALOHA podemos recibir paquetes mientras el nivel de relación interference-to-signal esté por debajo de un nivel de tolerancia (threshold), con lo cual logramos una mayor eficiencia en el rendimiento del sistema en comparación con unspread-ALOHA. Por tal motivo los esquemas de acceso múltiple que permiten una mayor eficiencia en los sistemas están basados en técnicas SSA para los canales de enlace uplink de los sistemas PCS.

Modelación del Tráfico en los Sistemas PCS

Un sistema de comunicación PCS requiere de accesos múltiples al medio para garantizar la cobertura y QoS que sugiere el sistema. La presencia de varios planos orbitales sugiere, de inmediato, la existencia de condiciones de tráfico desbalanceado. Ahora bien, sobre un mismo plano órbita, en dependencia de la situación relativa del satélite, el tráfico de esta conjunto también está fuera de balance. Para estudiar el rendimiento del sistema en esas condiciones de tráfico es suficiente considerar un solo plano orbital con un conjunto de N satelites.

El siguiente modelo considera la posición relativa del usuario en términos del ángulo del punto que tiene la probabilidad alta (cercana a uno), de concentración de usuarios, el ángulo está medido desde el centro de la Tierra.

En un sistema LEOS debemos distinguir entre los conceptos de: “área de cobertura” de un satellite y su “area de interferencia”.

El “área de cobertura” está especificada por el ángulo de elevación mínimo aceptable que es aceptado en el sistema. Los usuarios en esta área tienen la posibilidad de realizar un enlace con el satellite.

El “área de interferencia” está determinada por las trayectorias en línea de vista inicial y final del satélite (horizon line-of-sight). Todas las señales de los usuarios en el área de interferencia de un satélite accesan al satélite y agregan un nivel de interferencia, aún cuando los destinos de esas señales sean otros satélites.

Dentro del “área de cobertura” está el “área de servicio”, la cual es la región real en la cual los usuarios se conectan al satélite. El tamaño de esta área depende del diseño del sistema, en la mayoría de los modelos simplificamos las consideraciones a esas áreas iguales. En términos

reales el “área de servicio” varía con las características topográficas y con la intersección que determinan las áreas de cobertura de los satélites vecinos. Un modelo simplificado considera áreas de servicio de igual dimensión para cada satélite del plano de órbita e igual a la separación entre los satélites.

Con la finalidad de simplificar el problema de tráfico no uniforme, podemos examinar la eficiencia y rendimiento del sistema en una área que incluye las áreas de interferencia de tres satélites adyacentes, en términos generales el $(k-1)$, k y $k+1$ -ésimo satélite, donde $k=2,3,\dots,N-1$.

Modelación del Tráfico en los Sistemas LEOS

Esta área se denomina “área observada”. Utilizando las especificaciones de mínimo número de satélites requeridos en cada plano de órbita, solamente la intersección entre las áreas de cobertura (también entre las áreas de interferencia) de dos satélites adyacentes es mínima. En el “área observada” el tráfico no balanceado es modelado asumiendo una población de usuarios grande pero finita M y la localización de los usuarios como una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad dada por la siguiente fórmula:

$$p(\alpha) = \frac{A}{\omega} \exp(-\alpha^2/2\omega^2)$$

Donde α es la localización angular relativa de los usuarios con relación al origen $\alpha=0$. ω es el parámetro de tráfico uniforme.

El parámetro A de normalización sobre la probabilidad de existencia de un usuario en el área considerada. Observar que parámetros de tráfico uniforme infinito determina una densidad de distribución uniforme. En situaciones de tráfico no uniforme, durante el movimiento de los satélites en el tiempo cuando los picos de la carga de tráfico está (exactamente) bajo uno de los satélites, digamos el k -ésimo, la calidad de la señal del k -ésimo satélite es muy baja y la de sus vecinos es muy alta.

Medidas de Eficiencia

Evaluamos el rendimiento de un sistema LEOS con dos medidas fundamentales utilizadas en la comunicación de paquetes de radio: throughput y average delay en los canales de línea de subida. Para un satélite se define “steady-state throughput” como la esperanza paquetes “correctamente” recibidos por “slot” de unidad de tiempo, en el satélite.

En el caso de sistemas LEOS con distribución de tráfico no balanceado, el número esperado de usuarios y, por consiguiente, la velocidad de paquetes en las áreas de servicio de los satélites, son diferentes. Con la finalidad de disponer de una medida comparativa adecuada, normalizamos el throughput de cada satélite por el número esperado de usuarios en su área de servicio. De esta manera el throughput normalizado del i -ésimo satélite, está dada por:

$$\zeta_{i,norm} = \frac{\zeta_i}{E\{N_i\}} \text{ packet/slot/usuario}$$

$$i = k-1, k, k+1$$

La variable zeta es el número esperado de paquetes transmitidos “correctamente” al i-ésimo satélite en un slot de tiempo. El número esperado de usuarios de cada “área de servicio” puede ser calculado por el número total de usuarios M y la pdf en el área de servicio.

El “throughput normalizado” es una medida adecuada para comparar el rendimiento de los satélites uno con otro, sin embargo, no da información suficiente sobre las características propias del sistema. Por lo tanto, definimos el “throughput total normalizado” como el número esperado de paquetes “correctamente” transmitidos, en una área que incluye las áreas de servicio de tres satélites sucesivos, normalizada por el número total esperado de usuarios en esta área.

Matemáticamente:

$$\zeta_{norm} = \frac{\zeta_{k-1} + \zeta_k + \zeta_{k+1}}{E\{N_{k-1}\} + E\{N_k\} + E\{N_{k+1}\}}$$

El promedio de retardo (Average Delay) se define como el tiempo promedio transcurrido entre el momento que un paquete es generado por un usuario hasta el momento que todo el paquete es recibido por completo (“correctamente”) por el satélite.

En la evaluación de la eficiencia y rendimiento del sistema podemos considerar dos tipos de retardos:

- El primer tipo de retardo es el retardo promedio de los paquetes generados por los usuarios en el área de servicio de cada satélite. Este retardo no permite definir el promedio de retardo normalizado de generación de los paquetes en las diferentes áreas de servicio como:

Matemáticamente:

$$\bar{\Delta}_{norm} = \frac{\bar{\Delta}_{i-1}E\{N_{i-1}\} + \bar{\Delta}_iE\{N_i\} + \bar{\Delta}_{i+1}E\{N_{i+1}\}}{M}$$

- La otra forma de retardo se refiere a las distribuciones de tráfico uniforme. En este último, el tiempo de retardo promedio normalizado será igual al promedio de retardo de cada área de servicio.

Consideraciones Generales para la Evaluación de los Modelos de Eficiencia

La evaluación del “throughput” y “average delay” debe realizarse en términos de un conjunto de suposiciones como son:

- Control de potencia (perfecto) en los enlaces de subida. Es decir, se asume que la potencia de todas las señales recibidas en el i -ésimo satélite de sus usuarios (en su área de servicio) llegan al satélite con el mismo nivel de potencia S .

Este control de potencia nos indica que las señales de otros usuarios en las áreas de interferencia, pero fuera de las áreas de servicio llegan al satélite con diferentes niveles de potencia. Es importante observar, que el control de potencia al que hacemos referencia es necesario en los sistemas “spread-spectrum”.

En cada satélite, la probabilidad de error de paquetes causada por las interferencias de los demás usuarios ubicados en las áreas de interferencia del satélite es aditiva y constante.

Los paquetes son modulados por un esquema de secuencia directa con modulación digital de fase binaria (DS/BPSK - Direct Sequence/Binary Phase Shift Keying) con un pulso rectangular. La longitud de los paquetes es constante e igual al tamaño del slot asignado. La potencia de la señal de radio es atenuada en proporción a la segunda potencia de la distancia de propagación.

Los Sistemas Inalámbricos Multimedia requieren de aplicaciones y servicios de gran calidad, alta velocidad y gran flexibilidad. Estos sistemas deben considerar ambientes de control de tráfico temporal y espacial variables. Para lograr estas características se requiere el uso de frecuencias de las bandas superiores del espectro radioeléctrico. Esas frecuencias están sujetas a fenómenos interferentes de diferente naturaleza durante su propagación. [SANT99]

Ahora bien se deberán crear dispositivos móviles capaces de detectar y elegir la técnica de modulación digital adaptable necesaria para adecuarse al medio, con el objetivo principal de mantener al usuario comunicado a través de un dispositivo universal. Estos dispositivos estarán diseñados considerando las variaciones de propagación en las bandas de UHF/VHF, así como los distintos esquemas de acceso al medio de banda ancha basados en técnicas de modulación adaptable desde la perspectiva de CDMA/TDMA tales como: MC-CDMA Multicarrier CDMA, DS-SS Spread CDMA entre otros sistemas híbridos. No se debe dejar de lado por supuesto sus bases de banda limitada PCM, ASK, FSK, PSK y sus derivaciones QAM, QPSK, CPFSK, BPSK de los cuales ninguno de los métodos es particularmente eficiente en términos de ancho de banda utilizado. La elección de la técnica de modulación digital depende sobre todo de la eficiencia del ancho de banda (en bps/Hz), del desempeño de error (P_e contra S/N) y la complejidad del equipo (costo).

Las arquitecturas multigrado son por tanto una solución en situaciones donde hay móviles caracterizados por patrones de movilidad diferentes, aplicaciones del funcionamiento con requerimientos de diferentes QoS, y tienen substancialmente diferente densidad de llamadas entrantes y tiempo promedio de espera. Se debe considerar el diseño óptimo de un sistema multigrado para minimizar el costo total del sistema. Se define el costo del sistema primeramente

en base al costo del sitio de las células.(ej., las estaciones base) y se debe desarrollar un procedimiento para determinar el tamaño de la célula para cada grado, la porción del número total de canales asignados a cada grado, dando así el costo total del sistema.Un diseñador del sistema entonces puede usar el algoritmo propuesto para estimar el costo total del sistema y determinar el número total de células requeridas por cada grado, así como la partición o división de los canales para cada grado. Otra lección aprendida en esta tesis es que la degradación de la ejecución de los sistemas de dos-grados es más gradual que el de un sistema de un-grado. Se considera por lo tanto que se puede llevar esta conclusión al caso general de sistemas multigrado.

No se pretende que el estudio realizado sea exhaustivo pero si pretende definir las tendencias o bien una forma distinta de atacar el problema para lograr que en los Sistemas Inalámbricos Multimedia se den aplicaciones y servicios de gran calidad, alta velocidad y gran flexibilidad. En este sentido el Dr. Burrel en [BURR97] toma el monitoreo del tráfico para atacar el mismo problema.

GLOSARIO

AAA – Adaptive Array Antena (Arreglos Planares Adaptables)
AE – Adaptive Equalizar (Ecuación Adaptable)
AMPS - American Mobile Phone System
ASE - Application Service Element
AZC- Adaptive Zone Configuration (Configuración de Zona Adaptable)
CDMA - Code Division Multiple Access
TDMA - Time Division Multiple Access
CDPD - Cellular Digital Packet Data
D-AMPS – Digital American Mobile Phone System
DCA- Dynamic Array Antena (Asignación Dinámica de Canales)
DECT - Digital European Cordless Telephone
DFE – Decision Feedback Equalizar.
ERMES - European Radiopaging & Messaging System
FAM- Fast Adaptive Modulation (Modulación Rápida Adaptable)
HLR - Home Location Register.
ISDN – Interated Services Digital Network
JMPS - Japanese Mobile Phone System
MAP - Aobile Application Part
MTP - Message Transfer Part
NMT - Nordic Mobile Telephone
PCD - Personal Communication Device.
PCS/PCN - Personal Communication Systems / Personal Communication Networks
PSTN - Public Switched Telephone Netrwork
PTN - Número Personal de Telecomunicaciones.
SAM- Slow Adaptive Modulation (Modulación de Adaptación Lenta)
SAP - Service Access Point
SCCP - Signaling Connection Control Part
SMSS - Short Message Service Support
SSS - Supplementary Service Support
TACS - Total Access Communication System
TCAP -Transaction Capability Application Part
TPC – Transmitter Power Control (Control de Potencia del Transmisor)
UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems
UPT - Universal Personal Telecommunications
VLR - Visitor Location Register

REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA.

[PROA89]

"Digital Communication."

PROAKIS, J. G.

New York: McGraw-Hill. 1989 2ª edición.

[SCHW90]

"Information Transmission, Modulation and Noise"

SCHWARTZ M.

McGraw-Hill. 1990 4ª edición.

[MATA98]

"Protocolo MAC Multimedia para Redes de Comunicaciones Personales en la base de ATM Inalámbrico."

MATA, E.

ITESM-CEM Tesis, 1998.

[SANT97]

"Evolución de los Sistemas de Comunicaciones Personales (un enfoque sistemático)."

SANTANA, G. A.

IPN, 1997.

[SANT97a]

"Técnicas de Acceso Múltiple."

SANTAN, G. A.

IPN, 1997.

[SANT98a]

"Sistemas de Comunicaciones Móviles."

SANTANA, G. A.

Artículo. 1998.

[SANT98]

"Consideraciones VHF y UHF de los Sistemas de Comunicación."

SANTANA, G. A.

Artículo. 1998

[GANZ97]

"On Optimal Design of Multitier Wireless Cellular Systems."

GANZ, A., et al.

Artículo 1997.

[BURR97]

"Transmission policies and traffic management in multimedia wireless networks."

BURRELL A., et al.

Artículo, 1997.

[SOHR94]

"Impact of Mobility in Linear Cellular Arrays and PCS Networks."

SOHRABY K.

Proc. IEEE MILCOM '94, Fort Mounmouth, NJ.

[SCHW95]

"Network Management and Control Issues in Multimedia Wireless Network."

SCHWARTZ, M.

IEEE Pers. Commun., Junio 1995.

[SCHW96]

"Modulation Techniques for Multiple Access to a Hard-limiting Repeater."

SCHWARTZ J.W., et al.

Proc. IEEE, vol. 54, May 1966, pp. 58-67.

[HULR93]

"Micro-Cellular Communication System with Hierarchal Macrocell Overlays: Traffic Performance Model and Analysis."

Hu. L. R., et al.

WINLAB Wksp., 1993.

[EGLI57]

"Radio propagation above 40 Mc/s over irregular terrain"

Egli, J.J.

proc IRE, oct 1957, pp.1383-1391.

[COLO95]

"Mobility Control Load in Future Personal Communication Networks"

Colombo, G.

CSELT Tech. Rep., Abril 1995, pp. 147-60

[EIA/TIA92]

"IS-54 Cellular System Dual-Mode Mobile Station- Base Station Compatibility Standard"

EIA/TIA, 1992.

[EIA/TIA93]

"IS-95 Mobile Station- Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular Systems".

TIA, 1993.

[FUHR94]

“Performance Aspects of the GSM Radio Subsystem”

Fuhrmann W. y Brass V.

Proc. IEEE, vol. 82 sept. 1994, pp. 1449-66

[HONG86]

“Traffic Model and Performance Analysis for Cellular Mobile Radio Telephone Systems with Prioritized Handoff Procedures”

Hong, D. et al.

IEEE Trans. Vehic. Tech., vol. 35 Ago. 1986, pp. 77-92

[KLUW96]

“Personal and Wireless Communications

Kluwer, 1996.

[ROM90]

“Multiple Access Protocols Performance and Analysis”

ROM, R et al.

Springer-Verlag 1990.

[RUBI95]

“Delay and Throughput Analysis for Forward and Reverse Signaling Channels in Wireless Cellular Networks”.

Rubin, I. et al.

UCLA Tech. Rep., Aug. 1995.

[RUBI96]

“Impact of the Location Area Structure on the Performance of Signaling Channels of Cellular Wireless Networks”.

Rubin, I. et al.

Proc. IEEE Int'l. Conf. Commun., 1996, pp. 1761-65

[SALM91]

“On the System Design Aspects of Code Division Multiple Access (CDMA) Applied to Digital Cellular and Personal Communications Networks”.

Salmasi A. et al.

IEEE Vehic. Tech. Conf., 1991, pp. 57-62.

[FLEU96]

“Radio Wave Propagation in Mobile Communications: An Overview of European Research”.

Fleury, B.H. et al.

IEEE Commun. Mag. Feb. 1996, pp. 70-81

[HETH96]

“A New Modulation Technique over the Wireless Broadband Channel”.

Héthuïn S. et al.

Proc. 8th Int’l Conf. Wirless ’96, Calgary, Canada, July 8-10, 1996.

Material en páginas WEB.

[DECO97]

<http://www.decont.ipn.mx/cursos>

Apuntes de cursos Sistemas de Comunicación Satelital.

[NATI00]

<http://www.ni.com>

National Instruments, Software de Simulación

[NOKI00]

<http://www.nokia.com>

[NOKI00]

<http://www.nokia.com/3g/index.html>

[MOTO00]

<http://www.motorola.com>

[SAMS00]

<http://www.samsung.com>

[IEC00]

<http://www.iec.org>

Internet Inalámbrico

[ITU00]

<http://www.itu.int/>

Estándares de comunicación.

[CNP00]

<http://www.cnp-wireless.com/glossary.html>

Glosario de Términos

6. CONCLUSIONES

Sistemas de Comunicaciones Personales

Los objetivos de UPT - Universal Personal Telecommunications se refieren a la capacidad de suministrar servicios personales de comunicación en la base de un único número de telecomunicaciones, personal e independiente de la estructura de la red.

De esta manera en UPT cualquier usuario puede acceder o ser accesado por medio de cualquier terminal (fija, portátil o móvil) en redes de comunicaciones de diferente naturaleza. La idea que subyace a esta conceptualización se concentra en la necesidad de servicios de telecomunicaciones por medio de una dirección lógica (logical address) en lugar de una dirección de terminal física (physical terminal address).

La movilidad se considera la base de las comunicaciones personales. UPT debe suministrar servicios de comunicaciones personales independientemente del tipo de acceso a red de comunicaciones (PSTN, Celular, vía Satélite). En este punto se introducen los conceptos de:

- **Movilidad Personal**
- **Movilidad de la Terminal**

Movilidad de la Terminal

Se refiere a la capacidad de una terminal móvil de acceder a una red desde localizaciones geográficas diferentes dentro de un área de servicio (en forma más general desde Puntos de Acceso a Red de Telecomunicaciones en localidades físicas diferentes)

Los objetivos de UPT son:

- Acceso inalámbrico
- Movilidad de las terminales
- Movilidad Personal
- Administración del Perfil de Servicio del Usuario (Call Management).

Breve Historia de UPT

El uso del término UPT corresponde a una definición de la UIT, esta definición se basa en los requerimientos del grupo de trabajo 8/1 sobre las especificaciones de FPLMTS - Future Public Land Mobile Telecommunication Systems, reflejadas en la especificación del SMG 5 de la ETSI sobre UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems

- FPLMTS/UMTS asume la especificación de un estándar de 3era. generación de servicios móviles

Breve Historia de los Servicios Móviles

La 1era. generación se caracteriza por el uso de sistemas analógicos como:

- TACS Total Access Communication System
- AMPS American Mobile Phone System
- JMPS Japanese Mobile Phone System
- NMT Nordic Mobile Telephone

En lo referente a los sistemas móviles satelitales, la 1era. generación se caracterizó por el uso de terminales portátiles de gran dimensión y sistema de haz global.

En la 2da. generación cabe mencionar:

- Sistemas de Telefonía Inalámbrica y Telepoint CT-2, CT-3, DECT - Digital European Cordless Telephone, ERMES - European Radiopaging & Messaging System.
- Sistema de Telefonía Celular Digital y Redes Celulares GSM, D-AMPS, DCS-1800 y Redes de Comunicaciones Personales PCN.

En lo referente a los sistemas satelitales: los sistemas de múltiples haces para la cobertura y el uso de VSAT - Very Small Aperture Terminal, así como terminales portátiles de menor dimensión y peso; son un desarrollo de la tecnología de comunicaciones móviles en los últimos 10 años. La 2da. generación se caracteriza por el uso de tecnologías diseñadas y optimizadas para “scenarios” de tráfico de diferente naturaleza. Los sistemas Inalámbricos/Telepoint se ajustan a los requerimientos de comunicaciones inalámbricas en ambientes de alta densidad de tráfico (very high traffic density):

- Zonas residenciales
- Edificios Corporativos
- Transporte Público

Los sistemas celulares y las redes celulares son la mejor opción para las zonas de densidad de tráfico moderado (Medium-to-high traffic density):

- Zonas Urbanas
- Zonas Conurbadas
- Ambientes Rurales

Las comunicaciones satelitales juegan un papel importante donde las comunicaciones terrestres no son competitivas. Las comunicaciones satelitales tienen gran aplicación en zonas de baja densidad de tráfico (low traffic density):

- Servicios Marítimos
- Servicios Aeronáuticos

- Zonas no habitadas o con poco desarrollo de sistemas de comunicaciones.

La 3era generación de Comunicaciones Personales involucra la concepción de un sistema de telecomunicaciones universal (móvil y fija) capaz de verificar las necesidades de los diferentes “escenarios” de comunicación.

La idea central de UPT es concentrar en un único estándar las diferentes tecnologías:

- Inalámbrica Fija (Cordless)
- Celular (Land mobile networks)
- Satelital (Redes Satelitales GEO/MEO/LEO/HEO/ICO)
- PCN/PSTN/ISDN/B-ISDN

Administración y operación de PCS

Administración de la Movilidad

- Registro de la Localización
- Actualización de localización
- Hand-off
- Enrutamiento de Llamadas

El registro de la localización es responsable de la ubicuidad de los móviles; es crucial en la operación de las comunicaciones de un PCS, en términos de la localización independiente del móvil.

En la actualización de la Localización y Paging se debe llevar un registro de la trayectoria que tiene un usuario móvil con la finalidad de localizar rápidamente al mismo cuando una conexión sea requerida. El sistema está dividido en áreas de localización. La localización del usuario es actualizada cuando éste entra a una área nueva. Involucra el manejo de la base VLR - Visitor Location Register y HLR - Home Location Register.

Cuando una llamada es destinada a un usuario, el sistema de base de datos ejecuta un query que encuentra la localización actual del móvil y realizar la función de paging. El procedimiento de actualización de las bases determina una área específica donde debe ser realizada la función de paging.

Modos de Actualización de la Localización

- Manual.- El usuario debe reportar su localización en la red marcando una tecla específica en su PCD - Personal Communication Device.
- Automática.- Las actualizaciones son transparentes al usuario

Procedimiento de Actualización de la Localización

La estación base debe realizar un Broadcast en forma continua, sobre el canal de downlink, la identidad del área de localización. La estación móvil monitorea los canales de

broadcast de la estación base en forma continua. Cuando la localización cambia (identificación de área de localización) esta es detectada, siendo reportada a la estación base que enrutará esta localización a un VLR apropiado. VLR envía la información de la localización al HLR del usuario. HLR informará al VLR anterior, que la localización del usuario ha sido actualizada en su nueva área de tránsito y deberá ser eliminada enviando una copia de los perfiles del usuario al VLR nuevo. Una forma alternativa envía los perfiles de servicio al nuevo VLR cuando es necesario. La activación del VLR nuevo verifica las condiciones de solicitud de llamada o entrada de llamada al móvil según los perfiles.

Actualización de la Localización

Se realiza mediante tres métodos: timing method, distance method y region method

En los métodos de tiempo y distancia, la actualización de la localización se realiza a intervalos de tiempo fijo o distancia recorrida respectivamente, aún cuando el móvil se encuentra en la misma área de localización. Esto causa actualizaciones innecesarias, no muy recomendables. El método de región es el más difundido. El sistema en si mismo es dividido en áreas de localización dentro de la zona de cobertura. La actualización se realiza cada vez que un usuario cambia de área de localización.

El costo del sistema de la actualización de localización y el paging consiste de dos partes:
Tráfico de Señalización por intercambio de mensajes durante el proceso de actualización

Proceso de Paging

La manera de reducir los costos del sistema en los puntos anteriores se refiere al diseño adecuado de las áreas de localización y las áreas de paging. Otra parte de los costos del sistema se refiere al inmenso volumen de transacciones en las bases de datos involucradas en el proceso de localización y paging.

La optimización de las áreas de localización y paging son independientes del criterio de construcción de la base de datos, en caso de bases centralizadas se pueden presentar “cuellos de botella” en el volumen de transacciones.

Diseño de Areas de Localización

1era. Estrategia

El usuario actualiza su localización en cada célula

La posición exacta del usuario es conocida en la red

El tráfico de paging es minimizado a expensas de un tráfico de actualización muy elevado, especialmente con células de tamaño reducido.

2da. estrategia

No se realiza ninguna actualización.

Cuando se solicita una conexión, el sistema mismo es paginado.

El costo de actualización es minimizado, pero el costo de paginación es extremadamente alto.

3era. Estrategia

Dividir el sistema mismo en un conjunto de áreas de localización y áreas de paging cada una de las cuales consiste de células diferentes.

La información de localización de los usuarios es actualizada siempre que el móvil entra a una área nueva de localización.

El área de localización puede ser igual o diferente que el área de paging. El tamaño óptimo de las áreas de localización depende de la movilidad de los usuarios y de la tasa promedio de llamadas realizadas.

Administración de los Recursos de Radio

Es la subcapa más inferior e incluye todas las funciones de señalización tales como:

- Asignación de Canales de Radio
- Monitoreo de los Canales
- Selección de Código de los Canales
- Control de Potencia de Transmisión

Otras funciones de esta subcapa son:

- Selección de la Estación Base
- Información de Broadcast
- Paging

Administración de la Movilidad

Es la subcapa intermedia de la capa de Administración y facilita las funciones que soportan la movilidad del dispositivo de comunicación.

Administración de Conexión

Es la subcapa que realiza el control y administración de llamada (en el móvil y en ISDN), con la capacidad de convertir el control de señalización de llamada móvil al control de llamada del estándar de señalización CCITT

Administración de Conexión.- Se desarrollan dos funciones suplementarias

- SSS - Supplementary Service Support
- SMSS - Short Message Service Support

Estamos interesados en saber que nos facilita la señalización de la red y cuan flexible es este sistema para desarrollos futuros del sistema. Los servicios de señalización tanto para las comunicaciones móviles como en redes de conexión física deben ser definidas independientemente de la arquitectura física de la red de señalización. Desde el punto de vista de

las capas superiores de la red se requieren solamente de aquellos servicios que son facilitados por las capas inferiores.

Red Inteligente

El concepto de Red inteligente debe ser introducido en este punto permitiendo la separación de la secuencia de control de los recursos de red, logrando la noción de independencia de servicio. En el modelo de señalización de ISDN la capa de aplicación de SS7 y los servicios que esta suministra han sido definidos.

Para soportar la movilidad en PCS, la parte de aplicación móvil MAP Mobile Application Part ha sido agregada a la capa de aplicación de SS7.

Servicios de Seguridad

Elemento crítico en el diseño de PCS

- La movilidad de los usuarios
- El acceso Universal a las Redes
- La interconexión de los diferentes tipos de redes

Son factores que interfieren dramáticamente en los aspectos de seguridad. El acceso ilegal y el espionaje de la información son los aspectos más conflictivos y delicados en esta parte.

Requerimientos de Servicios de Seguridad

- Autenticación
- Autorización
- Transmisión Confidencial

Autenticación

Utilizada para determinar y verificar la identidad del usuario.

Autorización

Determina los métodos de restricción de servicios y aplicaciones a los usuarios previamente identificados.

Transmisión Confidencial

Determina la protección de la información. Esto requiere de la especificación de algoritmos y técnicas criptológicas de encriptación y decriptación de la información

Criterio de Diseño de Funciones de Seguridad en PCS

Separación de dominio.- la información secreta del usuario no debe ser transmitida del dominio de HLR a los VLR.

El procedimiento de Identificación debe ser simple y transparente al usuario. Toda información de identificación de usuario debe ser debidamente protegida. El procedimiento de identificación debe generar un mínimo de carga al sistema.

X.509 es el esquema propuesto para dar soporte a los servicios de seguridad de UMTS dado que este verifica los requerimientos de

- flexibilidad
- simplicidad
- eficiencia

X.509 para ambientes inalámbricos agrega una función de administración de movilidad en términos del roaming. Se propone un sistema de bases de datos estructuradas jerárquicamente con varias técnicas internas de segmentación de la información.

GSM es la primera arquitectura de red digital celular que facilita los servicios de seguridad: autenticación y transmisión confidencial. Se agrega un esquema de distribución de llaves.

Seguridad en GSM

Se realiza con la ayuda de: HLR, VLR, EIR, AUC y el Centro de Conmutación Móvil. No obstante, depende de la seguridad de la red de transporte intermediaria. Más aún demanda mucho tráfico de señalización en la red. La seguridad se enfoca a la transmisión de voz.

Seguridad en CDPD

CDPD Cellular Digital Packet Data es una técnica diseñada para la transferencia de datos en AMPS. La seguridad consiste de:

- Confidencialidad
- Distribución de Llaves
- Autenticación de la Unidad Móvil

Sufre los mismos problemas que GSM, básicamente depende de la seguridad de la red intermediaria. La autenticación es unidireccional, solamente la estación base puede verificar la identidad del usuario, es decir, el usuario no puede identificar a la base.

Plan de Numeración

El número personal de telecomunicaciones es el elemento primordial para la realización de los aspectos de localización e independencia de equipos de comunicación. Con un PTN bien diseñado, el usuario puede ser completamente identificado en términos de su localización física y el equipo en uso. PTN debe ser diseñado para soportar el roaming global y el enrutamiento eficiente de las llamadas.

Requerimientos Generales para el diseño de PTN

Cada usuario debe ser identificado con univocidad en la red. PTN debe ser independiente de la localización y el equipo de uso del usuario. PTN debe ser diseñado para búsquedas eficientes en queries en Sistemas de Bases de Datos Distribuidas.

Los servicios requeridos no serán identificados con PTN. PTN debe ser convertido, en forma eficiente, en el número de enrutamiento que indica la localización física del usuario en la red. PTN debe ser compatible con el plan de numeración de ISDN.

Plan de Numeración

Uno de los planes de numeración está basado en la estructura de numeración del sistema GSM Mobile station international PSTN/ISDN number MS-ISDN

MS-ISDN

Esquema de numeración geográfico, donde la localización del usuario explícitamente identificada

$$\text{PTN} = \text{CC} + \text{NMN}$$

CC - Código del País
NMN - Número Móvil Nacional

$$\text{NMN} = \text{NDC} + \text{SN}$$

NDC Código Nacional de Destino
SN Número del subscriptor

Alternativas de Acceso Múltiple para los Sistemas PCS

Acceso Múltiple

Independientemente del área de localización, las técnicas de acceso múltiple son esenciales para garantizar la comunicación.

Esto resulta evidente de los siguientes hechos:

- Los usuarios móviles PCS son numerosos y geográficamente dispersos.
- Los canales de comunicación móvil están expuestos a: interferencias, desvanecimientos, ensombrecimientos y deflexión de señales.

Para verificar estos hechos las técnicas de acceso múltiple han evolucionado desde la división en frecuencia a la división en tiempo y código del canal de comunicación.

Antes de desarrollar el esquema de acceso múltiple que será utilizado en el estudio de tráfico no balanceado debemos recordar las principales alternativas de los métodos de acceso múltiple.

Definición.- El acceso múltiple se refiere a la transmisión simultánea de varios usuarios a un punto común de recepción.

El acceso múltiple es importante desde la introducción de las comunicaciones satelitales debido a la necesidad de utilizar eficientemente los recursos de banda espectral.

El primer estudio comparativo de los tres principales esquemas de acceso múltiple: frequency-division, time-division, code-division (FDMA, TDMA, CDMA) apareció en 1967.

J.W. Schwartz et al., "Modulation Techniques for Multiple Access to a Hard-limiting Repeater", Proc. IEEE, vol. 54, May 1966, pp. 58-67.

En FDMA, el espectro de frecuencia está dividido y los segmentos de frecuencia son proporcionales a los diferentes usuarios. En algunos casos, se asignan segmentos de diferente proporción a cada usuario. Es el único esquema de acceso que puede ser utilizado tanto en sistemas de transmisión analógica como digital. Con la introducción de las técnicas digitales se desarrolló el esquema TDMA.

En TDMA a cada usuario le es asignado todo el segmento de frecuencia periódicamente durante un segmento o fracción de unidad de tiempo, por ejemplo, cuando 10 usuarios tienen el mismo requerimiento, 1 ms cada 10 ms puede ser asignada a cada usuario.

En TDMA la transmisión de cada usuario es intermitente, una condición únicamente aceptable en un transmisor digital, el cual debe almacenar los bits de fuente y enviarlos por ráfagas a la velocidad de transmisión generada.

En los estudios realizados en 1966 en algunos satélites Geoestacionarios y estaciones terrenas de grandes dimensiones, se encontró que para la comunicación digital TDMA ofrecía ventajas técnicas. Para utilizar la potencia de los transmisores eficientemente, estos deben ser manejados en saturación, donde el amplificador trabaja como un dispositivo no lineal. La división en tiempo permite eliminar los productos de intermodulación del amplificador no lineal, al asignar a cada usuario acceso al transpondedor satelital en cada fracción de tiempo. Esta ventaja admite un número de desventajas en el segmento de transmisión terrestre. Particularmente en la relación peak-to-average power. Con antenas de grandes dimensiones y amplificadores de alta potencia en las estaciones terrenas, se puede mejorar la situación anterior, esto último incrementa los costos del sistema.

Muchos sistemas PCS móviles están considerando la utilización de los esquemas CDMA para sus enlaces con los móviles terrestres. Mientras no aparezca alguna otra técnica de acceso múltiple que sea superior a las anteriores en todas las consideraciones, hay características en las técnicas de espectro disperso que determinan en CDMA ventajas distintivas.

Dos de los aspectos más importantes en el diseño de un sistema de radio móvil son: los desvanecimientos por trayectorias múltiples en el enlace de radio y la interferencia por compatibilidad con otros sistemas.

Las señales de espectro disperso (spread-spectrum) son efectivas para mitigar los efectos de las trayectorias múltiples, debido al hecho de introducir diversidad de frecuencias en el ancho de banda amplio que utiliza. Como resultado disponemos de una capacidad mayor en el sistema. Se obtienen mejores resultados cuando utilizamos activación de voz, reuso de frecuencias.

En contraste con los sistemas que no utilizan espectro disperso (TDMA y FDMA), la integración de tráfico de conmutación (circuit-mode y packet-mode) no requiere de protocolos especiales. Esto permite la realización de sistemas integrados de voz/datos.

En los ambientes de packet-radio, las técnicas CDMA pueden ofrecer acceso aleatorio no coordinado a los canales compartidos con una eficiencia elevada y retardos cortos, junto con las demás ventajas que las técnicas de espectro disperso ofrecen a la comunicación.

Las ventajas más relevantes de los sistemas CDMA son, a saber:

- Inmunidad a las interferencias no intencionales y jamming.
- Baja probabilidad de intercepción de señales.

Una alternativa para los esquemas de acceso múltiple en los sistemas PCS es la denominada SSA - Spread-Slotted ALOHA. Este esquema es una mezcla de CDMA y ALOHA.

Como es conocido ALOHA es el método más simple de acceso aleatorio que se puede realizar al compartir un canal de comunicaciones entre un gran número de usuarios.

La principal desventaja de Slotted ALOHA es la colisión de paquetes, lo cual determina la pérdida de los mismos y, por tanto, la pérdida de la información, obligando a la retransmisión. Al aplicar un spread a los paquetes con una secuencia pseudo-aleatoria antes de la transmisión, la transmisión de múltiples paquetes simultáneos incrementa el nivel de interferencia de acceso múltiple, lo cual no significa (“siempre”) la pérdida de los mismos. En el momento que el nivel de interferencia es menor comparado con la potencia del paquete deseado, el paquete es accesible, sin interferencia. En otras palabras, en el Spread Slotted ALOHA podemos recibir paquetes mientras el nivel de relación interference-to-signal esté por debajo de un nivel de tolerancia (threshold), con lo cual logramos una mayor eficiencia en el rendimiento del sistema en comparación con unspread-ALOHA. Por tal motivo los esquemas de acceso múltiple que permiten una mayor eficiencia en los sistemas están basados en técnicas SSA para los canales de enlace uplink de los sistemas PCS.

Modelación del Tráfico en los Sistemas PCS

Un sistema de comunicación PCS requiere de accesos múltiples al medio para garantizar la cobertura y QoS que sugiere el sistema. La presencia de varios planos sugiere, de inmediato, la existencia de condiciones de tráfico desbalanceado. Ahora bien, sobre un mismo plano, en dependencia de la situación relativa del PCS, el tráfico conjunto también está fuera de balance. Para estudiar el rendimiento del sistema en esas condiciones de tráfico es suficiente considerar un solo cluster con un conjunto de N grados.

El siguiente modelo considera la posición relativa del usuario en términos del ángulo del punto que tiene la probabilidad alta (cercana a uno), de concentración de usuarios, el ángulo está medido desde el centro de la Tierra.

En un sistema PCS debemos distinguir entre los conceptos de: “área de cobertura” de un célula y su “área de interferencia”. Todas las señales de los usuarios en el área de interferencia de una antena celular accesan a la antena y agregan un nivel de interferencia, aún cuando los destinos de esas señales sean otras antenas.

Dentro del “área de cobertura” está el “área de servicio”, la cual es la región real en la que los usuarios se conectan a la antena celular. El tamaño de esta área depende del diseño del sistema, en la mayoría de los modelos simplificamos las consideraciones a esas áreas iguales. En términos reales el “área de servicio” varía con las características topográficas y con la intersección que determinan las áreas de cobertura de las células vecinas. Un modelo simplificado considera áreas de servicio de igual dimensión para cada célula del plano e igual a la separación entre las células.

Con la finalidad de simplificar el problema de tráfico no uniforme, podemos examinar la eficiencia y rendimiento del sistema en una área que incluye las áreas de interferencia de tres células s adyacentes, en términos generales el (k-1), k y k+1-ésima célula, donde $k=2,3,\dots,N-1$.

Modelación del Tráfico en los Sistemas PCS

Esta área se denomina “área observada”. Utilizando las especificaciones de mínimo número de células requeridas en cada grado, solamente la intersección entre las áreas de cobertura (también entre las áreas de interferencia) de dos células adyacentes es mínima. En el “área observada” el tráfico no balanceado es modelado asumiendo una población de usuarios grande pero finita M y la localización de los usuarios como una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad dada por la siguiente fórmula:

$$p(\alpha) = \frac{A}{\omega} \exp(-\alpha^2 - 2\omega^2)$$

Donde α es la localización angular relativa de los usuarios con relación al origen $\alpha=0$. ω es el parámetro de tráfico uniforme.

El parámetro A de normalización sobre la probabilidad de existencia de un usuario en el área considerada. Observar que parámetros de tráfico uniforme infinito determina una densidad de distribución uniforme.

Medidas de Eficiencia

Evaluamos el rendimiento de un sistema PCS con dos medidas fundamentales utilizadas en la comunicación de paquetes de radio: throughput y average delay en los canales de línea de subida. Para un célula se define “steady-state throughput” como la esperanza paquetes “correctamente” recibidos por “slot” de unidad de tiempo, en el célula.

En el caso de sistemas PCS con distribución de tráfico no balanceado, el número esperado de usuarios y, por consiguiente, la velocidad de paquetes en las áreas de servicio de las células, son diferentes. Con la finalidad de disponer de una medida comparativa adecuada, normalizamos el throughput de cada célula por el número esperado de usuarios en su área de servicio. De esta manera el throughput normalizado de la i-ésima célula, está dada por:

$$\zeta_{i,norm} = \frac{\zeta_i}{E\{N_i\}} \text{ packet/slot/usuario}$$

$$i = k - 1, k, k + 1$$

La variable zeta es el número esperado de paquetes transmitidos “correctamente” al i-ésimo grado celular en un slot de tiempo. El número esperado de usuarios de cada “área de servicio” puede ser calculado por el número total de usuarios M y la pdf en el área de servicio.

El “throughput normalizado” es una medida adecuada para comparar el rendimiento de los grados celulares uno con otro, sin embargo, no da información suficiente sobre las características propias del sistema. Por lo tanto, definimos el “throughput total normalizado” como el número esperado de paquetes “correctamente” transmitidos, en una área que incluye las áreas de servicio de tres antenas celulares sucesivas, normalizada por el número total esperado de usuarios en esta área.

Matemáticamente:

$$\zeta_{norm} = \frac{\zeta_{k-1} + \zeta_k + \zeta_{k+1}}{E\{N_{k-1}\} + E\{N_k\} + E\{N_{k+1}\}}$$

El promedio de retardo (Average Delay) se define como el tiempo promedio transcurrido entre el momento que un paquete es generado por un usuario hasta el momento que todo el paquete es recibido por completo (“correctamente”) por la antena celular.

En la evaluación de la eficiencia y rendimiento del sistema podemos considerar dos tipos de retardos:

El primer tipo de retardo es el retardo promedio de los paquetes generados por los usuarios en el área de servicio de grado celular. Este retardo no permite definir el promedio de retardo normalizado de de generación de los paquetes en las diferentes áreas de servicio como:

Matemáticamente:

$$\Delta_{norm} = \frac{\Delta_{i-1}E\{N_{i-1}\} + \Delta_i E\{N_i\} + \Delta_{i+1}E\{N_{i+1}\}}{M}$$

La otra forma de retardo se refiere a las distribuciones de tráfico uniforme. En este último, el tiempo de retardo promedio normalizado será igual al promedio de retardo de cada área de servicio.

Consideraciones Generales para la Evaluación de los Modelos de Eficiencia

La evaluación del “throughput” y “average delay” debe realizarse en términos de un conjunto de suposiciones como son:

Control de potencia (perfecto) en los enlaces de subida. Es decir, se asume que la potencia de todas las señales recibidas en el i -ésimo grado celular de sus usuarios (en su área de servicio) llegan a la antena celular con el mismo nivel de potencia S .

Este control de potencia nos indica que las señales de otros usuarios en las áreas de interferencia, pero fuera de las áreas de servicio llegan a la antena celular con diferentes niveles de potencia. Es importante observar, que el control de potencia al que hacemos referencia es necesario en los sistemas “spread-spectrum”.

En cada antena celular, la probabilidad de error de paquetes causada por las interferencias de los demás usuarios ubicados en las áreas de interferencia de la antena celular es aditiva y constante. Los paquetes son modulados por un esquema de secuencia directa con modulación digital de fase binaria (DS/BPSK - Direct Sequence/Binary Phase Shift Keying) con un pulso rectangular o bien esquemas de modulación digital variable. La longitud de los paquetes es constante e igual al tamaño del slot asignado. La potencia de la señal de radio es atenuada en proporción a la segunda potencia de la distancia de propagación.

Los Sistemas Inalámbricos Multimedia requieren de aplicaciones y servicios de gran calidad, alta velocidad y gran flexibilidad. Estos sistemas deben considerar ambientes de control de tráfico temporal y espacial variables. Para lograr estas características se requiere el uso de frecuencias de las bandas superiores del espectro radioeléctrico. Esas frecuencias están sujetas a fenómenos interferentes de diferente naturaleza durante su propagación. [SANT99]

Ahora bien se deberán crear dispositivos móviles capaces de detectar y elegir la técnica de modulación digital adaptable necesaria para adecuarse al medio, con el objetivo principal de mantener al usuario comunicado a través de un dispositivo universal. Estos dispositivos estarán diseñados considerando las variaciones de propagación en las bandas de UHF/VHF, así como los distintos esquemas de acceso al medio de banda ancha basados en técnicas de modulación adaptable desde la perspectiva de CDMA/TDMA tales como: MC-CDMA Multicarrier CDMA, DS-SS-SSS Dispersion Spread CDMA entre otros sistemas híbridos. No se debe dejar de lado por supuesto sus bases de banda limitada PCM, ASK, FSK, PSK y sus derivaciones QAM, QPSK, CPFSK, BPSK de los cuales ninguno de los métodos es particularmente eficiente en términos de ancho de banda utilizado. La elección de la técnica de modulación digital depende sobre todo de la eficiencia del ancho de banda (en bps/Hz), del desempeño de error (P_e contra S/N) y la complejidad del equipo (costo).

Las arquitecturas multigrado son por tanto una solución en situaciones donde hay móviles caracterizados por patrones de movilidad diferentes, aplicaciones del funcionamiento con requerimientos de diferentes QoS, y tienen substancialmente diferente densidad de llamadas entrantes y tiempo promedio de espera. Se debe considerar el diseño óptimo de un sistema multigrado para minimizar el costo total del sistema. Se define el costo del sistema primeramente en base al costo del sitio de las células.(ej., las estaciones base) y se debe desarrollar un procedimiento para determinar el tamaño de la célula para cada grado, la porción del número total de canales asignados a cada grado, dando así el costo total del sistema. Un diseñador del sistema entonces puede usar el algoritmo propuesto para estimar el costo total del sistema y determinar el número total de células requeridas por cada grado, así como la partición o división de los canales para cada grado. Otra lección aprendida en esta tesis es que la degradación de la ejecución de los sistemas de dos-grados es más gradual que el de un sistema de un-grado. Se considera por lo tanto que se puede llevar esta conclusión al caso general de sistemas multigrado. También es importante tomar en cuenta dentro del diseño óptimo de la red la DCA, Dynamic Channel Assignment, Asignación Dinámica de Canales para mejorar los requerimientos de QoS.

No se pretende que el estudio realizado sea exhaustivo pero si pretende definir las tendencias o bien una forma distinta de atacar el problema para lograr que en los Sistemas Inalámbricos Multimedia se den aplicaciones y servicios de gran calidad, alta velocidad y gran flexibilidad. En este sentido el Dr. Burrell en [BURR97] toma el monitoreo del tráfico para atacar el mismo problema.

GLOSARIO

AAA – Adaptive Array Antena (Arreglos de Antenas Adaptables)
AE – Adaptive Equalizer (Ecuación Adaptable)
AMPS - American Mobile Phone System
ASE - Application Service Element
AZC- Adaptive Zone Configuration (Configuración de Zona Adaptable)
CDMA - Code Division Multiple Access
TDMA - Time Division Multiple Access
CDPD - Cellular Digital Packet Data
D-AMPS – Digital American Mobile Phone System
DCA- Dynamic Channel Assignment (Asignación Dinámica de Canales)
DECT - Digital European Cordless Telephone
DFE – Decision Feedback Equalizer.
ERMES - European Radiopaging & Messaging System
FAM- Fast Adaptive Modulation (Modulación Rápida Adaptable)
HLR - Home Location Register.
ISDN – Interated Services Digital Network
JMPS - Japanese Mobile Phone System
MAP - Mobile Application Part
MTP - Message Transfer Part
NMT - Nordic Mobile Telephone
PCD - Personal Communication Device.
PCS/PCN - Personal Communication Systems / Personal Communication Networks
PSTN - Public Switched Telephone Network
PTN - Número Personal de Telecomunicaciones.
SAM- Slow Adaptive Modulation (Modulación de Adaptación Lenta)
SAP - Service Access Point
SCCP - Signaling Connection Control Part
SMSS - Short Message Service Support
SSS - Supplementary Service Support
TACS - Total Access Communication System
TCAP -Transaction Capability Application Part
TPC – Transmitter Power Control (Control de Potencia del Transmisor)
UMTS - Universal Mobile Telecommunication Systems
UPT - Universal Personal Telecommunications
VLR - Visitor Location Register

REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA.

[PROA89]

"Digital Communication."

PROAKIS, J. G.

New York: McGraw-Hill. 1989 2ª edición.

[SCHW90]

"Information Transmission, Modulation and Noise"

SCHWARTZ M.

McGraw-Hill. 1990 4ª edición.

[MATA98]

"Protocolo MAC Multimedia para Redes de Comunicaciones Personales en la base de ATM Inalámbrico."

MATA, E.

ITESM-CEM Tesis, 1998.

[SANT97]

"Evolución de los Sistemas de Comunicaciones Personales (un enfoque sistemático)."

SANTANA, G. A.

IPN, 1997.

[SANT97a]

"Técnicas de Acceso Múltiple."

SANTAN, G. A.

IPN, 1997.

[SANT98a]

"Sistemas de Comunicaciones Móviles."

SANTANA, G. A.

Artículo. 1998.

[SANT98]

"Consideraciones VHF y UHF de los Sistemas de Comunicación."

SANTANA, G. A.

Artículo. 1998

[GANZ97]

"On Optimal Design of Multitier Wireless Cellular Systems."

GANZ, A., et al.

Artículo 1997.

[BURR97]

"Transmission policies and traffic management in multimedia wireless networks."

BURREL A., et al.

Artículo, 1997.

[SOHR94]

"Impact of Mobility in Linear Cellular Arrays and PCS Networks."

SOHRABY K.

Proc. IEEE MILCOM '94, Fort Mounmouth, NJ.

[SCHW95]

"Network Management and Control Issues in Multimedia Wireless Network."

SCHWARTZ, M.

IEEE Pers. Commun., Junio 1995.

[SCHW96]

"Modulation Techniques for Multiple Access to a Hard-limiting Repeater."

SCHWARTZ J.W., et al.

Proc. IEEE, vol. 54, May 1966, pp. 58-67.

[HULR93]

"Micro-Cellular Communication System with Hierarchal Macrocell Overlays: Traffic Permormance Model and Analysis."

Hu. L. R., et al.

WINLAB Wksp., 1993.

[EGLI57]

"Radio propagation above 40 Mc/s over irregular terrain"

Egli, J.J.

proc IRE, oct 1957, pp.1383-1391.

[COLO95]

"Mobility Control Load in Future Personal Communication Networks"

Colombo, G.

CSELT Tech. Rep., Abril 1995, pp. 147-60

[EIA/TIA92]

"IS-54 Cellular System Dual-Mode Mobile Station- Base Station Compatibility Standard"

EIA/TIA, 1992.

[EIA/TIA93]

"IS-95 Mobile Station- Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular Systems".

TIA, 1993.

[FUHR94]

“Performance Aspects of the GSM Radio Subsystem”

Fuhrmann W. y Brass V.

Proc. IEEE, vol. 82 sept. 1994, pp. 1449-66

[HONG86]

“Traffic Model and Performance Analysis for Cellular Mobile Radio Telephone Systems with Prioritized Handoff Procedures”

Hong, D. et al.

IEEE Trans. Vehic. Tech., vol. 35 Ago. 1986, pp. 77-92

[KLUW96]

“Personal and Wireless Communications

Kluwer, 1996.

[ROM90]

“Multiple Access Protocols Performance and Analysis”

ROM, R et al.

Springer-Verlag 1990.

[RUBI95]

“Delay and Throughput Analysis for Forward and Reverse Signaling Channels in Wireless Cellular Networks”.

Rubin, I. et al.

UCLA Tech. Rep., Aug. 1995.

[RUBI96]

“Impact of the Location Area Structure on the Performance of Signaling Channels of Cellular Wireless Networks”.

Rubin, I. et al.

Proc. IEEE Int'l. Conf. Commun., 1996, pp. 1761-65

[SALM91]

“On the System Design Aspects of Code Division Multiple Access (CDMA) Applied to Digital Cellular and Personal Communications Networks”.

Salmasi A. et al.

IEEE Vehic. Tech. Conf., 1991, pp. 57-62.

[FLEU96]

“Radio Wave Propagation in Mobile Communications: An Overview of European Research”.

Fleury, B.H. et al.

IEEE Commun. Mag. Feb. 1996, pp. 70-81

[HETH96]

“A New Modulation Technique over the Wireless Broadband Channel”.

Héthuïn S. et al.

Proc. 8th Int’l Conf. Wireless ’96, Calgary, Canada, July 8-10, 1996.

[FALC96]

“A System Architecture for Broadband Milimeter Wave Access to an ATM LAN”

Falconer D.

Proc. 7th Int’l Conf. Wireless ’95 Calgary, Canada, July 1996

[LEIB95]

“Anti Multi-Path Modulation: The Commutation Signaling”

Leib H. et al.

CITR Res. Prog., 1995-96, May 1995, pp. 28-39

[EDNE85]

“802.11: The new Wireless Standard”

Edney, J.

Data Commun., Sept. 1985, pp. 77-86

[LAMA96]

“Wireless LANs and Future Mobile Networking: Standards and Future Directions”

Lamaire, R. O. et al.

IEEE Commun. Mag., Aug 1996, pp.86-94

[STAM93]

“Design Considerations for Broadband Indoor Wireless System”

Stamatalos, G. M.

IUPC ’93 Conf. Rec., 1993, pp. 900-905

[HUMB96]

“A Multiaccess Protocol for High Speed WLAN”

Humblet, P. et al

VTC ’96 Atlanta, GA, Apr. 1996

Material en páginas WEB.

[DECO97]

<http://www.decont.ipn.mx/cursos>

Apuntes de cursos Sistemas de Comunicación Satelital.

[NATI00]

<http://www.ni.com>

National Instruments, Software de Simulación

[NOKI00]

<http://www.nokia.com>

[NOKI00]

<http://www.nokia.com/3g/index.html>

[MOTO00]

<http://www.motorola.com>

[SAMS00]

<http://www.samsung.com>

[IEC00]

<http://www.iec.org>

Internet Inalámbrico

[ITU00]

<http://www.itu.int/>

Estándares de comunicación.

[CNP00]

<http://www.cnp-wireless.com/glossary.html>

Glosario de Términos