

T
621.3813
CAS

**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA
DEL LITORAL**

**Facultad de
Ingeniería en Electricidad y Computación**



Transmisión Digital por Microondas”

Tesis de Grado

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

**Gabriel Leonardo
Castro Ronquillo**



Guayaquil - Ecuador

1.990

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de "Ingeniería en Electricidad y Computación"



"TRANSMISIÓN DIGITAL POR MICROONDAS"

Tesis de Grado

Previa a la obtención del título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: **ELECTRÓNICA**



Presentada por:

GABRIEL LEONARDO CASTRO RONQUILLO

Guayaquil - Ecuador
1.990

AGRADECIMIENTO

AL ING. CESAR YEPEZ FLORES,

**Director de Tesis, por su ayuda y
colaboración para la realización
de este trabajo.**

**A INGETRONICA,
CEMENTO NACIONAL
por la experiencia adquirida.-**

**A mis amigos y familiares
por brindarme su apoyo
en todo momento**

DEDICATORIA

A DIOS,

A MI MADRE:

Luzmila Ronquillo Paredes ,
una dedicatoria especial para
una persona especial que
siempre me ha apoyado.

A MI AMADA ESPOSA E HIJOS

Gissella , Gabriela , Jael , Gabrielito
por haberme ayudado y comprendido
en cada momento.

TRIBUNAL DE GRADUACIÓN

Ing. Jorge Flores
Subdecano de la FIEC

Ing. Cesar Yopez
Director de Tesis

Ing. Pedro Carlo
Miembro Principal



Ing. Juan Carlos Aviléz
Miembro Principal

DECLARACION EXPRESA

“LA RESPONSABILIDAD POR LOS HECHOS, IDEAS Y DOCTRINAS EXPUESTOS EN ESTA TESIS, ME CORRESPONDEN EXCLUSIVAMENTE; Y, EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE LA MISMA, A LA ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL”.

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).

Gabriel Castro R.

GABRIEL LEONARDO CASTRO RONQUILLO

RESUMEN

Mediante este trabajo se presenta una alternativa para la aplicación del diseño de circuitos digitales de microondas.

En esta tesis podemos apreciar las diversas técnicas de modulación y demodulación, haciendo resaltar la transmisión por medio de sistemas MJC (modulación con impulsos codificados).

Podemos analizar los problemas técnicos y los caracteres distintivos en los sistemas de microondas digitales, la evaluación de la calidad de circuito se lleva a cabo calculando la tasa de códigos erróneos y la proporción de interrupción instantánea, las maniobras de evaluación difieren de acuerdo con los métodos de modulación.

El diseño de un circuito digital de microondas se lleva a cabo mediante la siguiente secuencia:

Seleccionar el sitio a utilizarse (la transmisión (tramo repetidor) las características de diseño requeridas, diseñar el trayecto de propagación, decisión. De la clase de antena

a emplearse, decidir el tipo de reflector a utilizarse, al igual que un análisis del ruido e interferencias y técnicas de diversificación de rutas.

En circuitos de transmisión se generan varios tipos de ruidos que causan errores de bits. Existen por lo general ruidos impulsivos que se producen a momentos discretos y ruidos periódicos que se repiten a período fijo, los que causan problemas principales en sistemas de microceldas, son ruidos cuya generación es constante y cuya tensión eléctrica varía al azar, estos inconvenientes son habituales en el sistema 4-PSK, los mismos que son transparentes al sistema 16-QAM.

INDICE GENERAL

	PAG.
DECLARACIÓN EXPRESA -----	v
RESUMEN -----	vi
ÍNDICE GENERAL -----	viii
ÍNDICE DE FIGURAS -----	xi
ÍNDICE DE TABLAS -----	xv
INTRODUCCIÓN -----	01
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES-----	136
BIBLIOGRAFÍA-----	146
 CAPITULO I	
AVANCE DE LA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIONES Y LAS TECNI.	
CAS DE SISTEMAS DE RADIOENLACE DIGITALES -----	-04
1.1. AVANCE DE LAS TÉCNICAS DE TELECOMUNICACIONES -----	-04
1.2. HISTORIA DEL AVANCE DE LAS TÉCNICAS DE RADIOCOMU-	
NICACIÓN DIGITAL -----	-05
1.3. PROBLEMAS TÉCNICOS Y CARACTERES DISTINTIVOS EN	
LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES -----	11



1.4. TENDENCIA DE LOS SISTEMAS DE RADIOENLACE DIGITALES EN EL CCIR. -----	12
--	----

Pág.

CAPITULO II

TÉCNICA DE IMPULSOS PARA SISTEMAS DE RADIOENLACE DÍGITA LES -----	15
2.1. JERARQUÍA DIGITAL -----	16
2.2. MULTIPLEXAJE DE SEÑALES DIGITALES -----	17
2.3. CÓDIGO CONVENIENTE A LA TRANSMISIÓN REITERADA -----	19
2.4. ANÁLISIS DE FOURIER DE SEÑALES DE IMPULSO -----	26
2.5. EFECTO DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS DE TRANSMISIÓN -----	34
2.6. EMBROLLADOR -----	45
2.7. SECUENCIA INDEPENDIENTE DE BIT (BSI) -----	45

CAPITULO III

TÉCNICAS DE MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN -----	46
--	-----------

3.1. MODULACIÓN	46
3.2. DEMODULACIÓN Y CALCULO DE LA TASA DE BITS ERRÓNEOS.....	58
3.3. COMPOSICIÓN DE MODULADOR Y DEMODULADOR	96

CAPITULO IV

INTERFERENCIA, DESVANECIMIENTO Y TÉCNICAS DE DIVERSIFI-	
CACION DE RUTAS	116
4.1. INFLUENCIA DE LAS ONDAS INTERFERENTES	116
4.2. CARACTERES GENERALES DE DESVANECIMIENTO	127
4.2.1. Clasificación de desvanecimiento	127
4.2.2. Indicaciones estadísticas de desvanecimientos.....	130
4.2.3. Mecanismos sobre la generación del desvaneci-	
miento por interferencia	131
4.2.4. Influencia del desvanecimiento para los siste-	
mas de radioenlace digitales	131
4.3. TÉCNICAS DE DIVERSIDADES	132
4.3.1. Clasificación de los métodos de diversidad	132
4.3.2. Diversidad de espacio	133

4.3.3. Diversidad de frecuencia -----	133
4.3.4. Ecuador -----	134
4.3.5. Efecto de las técnicas contra desvanecimientos-----	134
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES -----	136
APÉNDICES -----	138
1. DIGITALIZACION -----	139
2. PRINCIPIOS FUNDAMENTALES-----	140
3. MUESTREO -----	141
4. CUANTIFICACION LINEAL-----	142
5. CODIFICACIÓN -----	143
6. CONVERSIÓN A/D ITERATIVA -----	144
7. DISTORSIÓN DE CUANTIFICACION -----	145
8. CUANTIFICACION NO LINEAL -----	146
9. RUIDO EN CANALES DE REPOSO -----	147

INDICE DE FIGURAS

Nº	Pág.
1.1. TRAYECTO DIGITAL FICTICIO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE RADIOENLACE CON CAPACIDAD DE MAS DEL NIVEL JERÁRQUICO SECUNDARIO-----	12
2.1. CONCEPTO DE TELECOMUNICACIONES-----	16
2.2. JERARQUÍA DIGITAL -----	17
2.3. PRINCIPIO DE LA TRANSMISIÓN REITERADA GENERATIVA DE IMPULSOS-----	20
2.4. CLASIFICACIÓN DE SEÑALES DE IMPULSOS-----	26
2.5. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE IMPULSOS PERIÓDICOS-----	27
2.6. FORMA DE ONDA DE $2N + 1$ IMPULSOS SOLITARIOS-----	27
2.7. FILTRO DE PASO BAJO IDEAL -----	31
2.8. RESPUESTA A UN IMPULSO DEL FILTRO DE PASO BAJO IDEAL -----	31
2.9. LIMITACIÓN DE ANCHURA DE BANDA QUE SATISFACE LA PRIMERA NORMA DE NYQUIST-----	32
2.10. CARACTERÍSTICAS DE COSENO(a) RESPUESTA DE ELLA - A UN IMPULSO (b)-----	34
2.11. FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD Y FUNCIÓN DE DISTRIBUCIÓN DE PROBABILIDAD DE LA TENSIÓN DEL - RUIDO GAUSSIANO-----	35

2.12. FORMA DE ONDA DE IMPULSO UNIPOLARES-----	36
2.13. TENSIONES DE SEÑAL Y RUIDO GAUSSIANO Y LIMITES EN QUE OCURREN ERRORES-----	38
2.14. TASA DE ERRORES DE IMPULSOS UNIPOLARES BIVALENTES----	39
2.15. DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA DEBIDO A LA CARACTE_ _ RISTICA FASE/FRECUENCIA-----	41
2.16.DISTORSIÓN DE LA FORMA DE LA ONDA DEBIDO A LA CA_ _ RACTERISTICA AMPLITUD/FRECUENCIA-----	41
2.17.DIAGRAMA EN FORMA DE OJO-----	43
3.1. PROCESO DE MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DE SERAL DIGI_ _ TAL-----	47
3.2. FORMA DE ONDA DE LA MODULACIÓN DE AMPLITUD-----	49
3.3. DIAGRAMA VECTORIAL DE UNA BANDA ASK-----	49
3.4. DIAGRAMA TRANSITORIO VECTORIAL-----	51
3.5. ONDA 4-PSK (ONDA PSK CUADRIVALENTE)-----	52
3.6. ASIGNACIÓN DE CÓDIGO DE ONDA PSK MULTIVALENTE-----	53
3.7. VARIACIONES DE LA FORMA DE ONDA, DE LA FRECUENCIA ANGULAR Y LA FASE DE UNA ONDA FSK-----	54
3.8. ONDA 4-PSK PRODUCIDA POR COMBINACIÓN ORTOGONAL DE DOS ONDAS AM BIVALENTES-----	56

3.9. ASIGNACIONES DE CÓDIGO DE VARIOS TIPOS DE MODULACIÓN MULTIVALENTE-----	57
3.10. RUIDOS DE BANDA ANCHA Y DE BANDA ESTRECHA-----	61
3.11. SUPERPOSICIÓN ENTRE SEÑAL Y RUIDO-----	64
3.12. DISTRIBUCIÓN DE PROBABILIDAD DEL CONTORNO DE ENVOLVENTE DE UNA ONDA COMPUESTA DE ONDA SENOIDAL Y RUIDO DE BANDA ESTRECHA -----	66
3.13. DEMODULACIÓN POR LA DETECCIÓN DE ENVOLVENTE-----	68
3.15. DEMODULACIÓN POR LA DETECCIÓN SÍNCRONA-----	72
3.16. RELACIÓN ENTRE EL VALOR DE ENVOLVENTE Y EL NIVEL DE UMBRAL RESPECTO A UN VECTOR DE RUIDO-----	72
3.17. FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DEL CASO DE QUE UNA ONDA OOK SE DETECTA COHERENTEMENTE-----	74
3.18. SUPERPOSICIÓN ENTRE SEÑAL DE ONDA 2-PSK Y RUIDO-----	76
3.19. ASIGNACIÓN DE CÓDIGO DE UNA SEÑAL n -PSK-----	77
3.20. DEMODULACIÓN POR LA DETECCIÓN RETARDADA-----	79
3.21. COMPOSICIÓN DEL DETECTOR DE LA ONDA FSK-----	81
3.22. CARACTERÍSTICA DE PASA DEL FILTRO DE PASA BANDA-----	81
3.23. COMPOSICIÓN DEL DEMODULADOR DE LA ONDA 16-QAM-----	87
3.24. ASIGNACIÓN DE CÓDIGO DE ONDA 16-QAM-----	88
3.25. ASIGNACIÓN DE CÓDIGO DE ONDA QAM n -VALENTE-----	90
3.26. TASAS DE CÓDIGOS ERRÓNEOS DE SEÑAL BIVALENTE-----	91



3.27. TASAS DE CÓDIGOS ERRÓNEOS PARA DIVERSOS MODOS DE DETECCIÓN COHERENTE PSK (ANCHURA DE BANDA ES CONS- TANTE-----	92
3.28. TASAS DE CÓDIGOS ERRÓNEOS PARA DIVERSOS MODOS DE DETECCIÓN COHERENTE PSK-----	93
3.29. TASAS DE BODIGOS ERRÓNEOS PARA DIVERSOS MODOS DE MODULACIÓN DE 16 NIVELES -----	94
3.30. AUMENTO DE LA S/N REQUERIDA CONFORME AL NUMERO - DE NIVELES-----	94
3.31. COMPOSICIÓN FUNDAMENTAL DEL MODULADOR DEL TIPO - LONGITUD DEL TRAYECTO-----	100
3.32. MODULADOR 4-PSK COMPUESTO DE DOS MODULARES DEL TIPO LONGITUD DEL TRAYECTO -----	102
3.33. MODULADOR EN ANILLO (MODULADOR EQUILIBRADO)-----	103
3.34. COMPOSICIÓN DEL MODULADOR 4-PSK(TIPO PARALELO)-----	104
3.35. DETECTOR DE FASE DEL TIPO EQUILIBRADO -----	105
3.36. ESQUEMA VECTORIAL DE UNA SERAL EN DETECTOR DE FASE -----	105
3.37. COMPOSICIÓN DEL DEMODULADOR 4-PSK-----	107
3.38. COMPOSICIÓN DEL CIRCUITO DE SINCRONIZACIÓN DE RELOJ-----	108
3.39. ASIGNACIÓN DE CÓDIGO DE ONDA 16-QAM-----	110

3.40. MANERA DE REALIZAR LA ASIGNACIÓN BINARIA NATURAL---	112
3.41. COMPOSICIÓN DE CÓDIGO POR LA ASIGNACIÓN BINARIA NATURAL-----	113
3.42. MANERA DE REALIZAR LA ASIGNACIÓN DE GRAY -----	113
3.43. COMPOSICIÓN DE CÓDIGO POR LA ASIGNACIÓN DE GRAY-----	113
3.44. COMPOSICIÓN DEL MODULADOR 16-QAM -----	115

INDICE DE TABLAS

Nº	Pág.
1.1 FACTORES PRINCIPALES DEL PRIMER SISTEMA RADIO ELÉCTRICO DIGITAL-----	08
2.2 JERARQUÍA DIGITAL -----	17
2.3 MODOS DE LOS CÓDIGOS DE TRANSMISIÓN-----	25
2.4 CÓDIGOS QUE SUPRIMEN LA CONTINUACIÓN DE CEROS-----	26
3.1 COMPARACIÓN DE LAS POTENCIAS REQUERIDAS EN MO_ DULACION MULTIVALENTE (16 NIVELES)-----	57
3.2 PRINCIPIO DE LA CONVERSIÓN DIFERENCIAL-----	80

3.3 TASAS DE BITS ERRÓNEOS CONFORME A MÉTODO DE MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN (SEÑAL BIVALENTE)-----	91
3.4 CORRESPONDENCIA ENTRE FASE Y CÓDIGO BINARIO - NATURAL (O CÓDIGO DE GRAY(a)4-PSK-----	98
3.5 RELACIÓN ENTRE FASE DE SALIDA Y CÓDIGO DE EN_ TRADA EN MODULADOR 4-PSK (TIPO EN SERIE)-----	104
3.6 RELACIÓN ENTRE FASE DE SALIDA Y CÓDIGO DE EN- TRADA EN MODULADOR 4-PSK(TIPO PARALELO)-----	106
4.1.INFLUENCIA DE LA INTERFERENCIA RADIOELÉCTRICA-----	120
4.2. INTERFERENCIA EN EL SISTEMA DE DOS FRECUENCIAS-----	122
4.3. INTERFERENCIAS ENTRE SISTEMAS PARALELOS-----	123
4.4. SUPERPOSICIÓN DE RUIDOS TÉRMICOS SOBRE ONDA ÍNTER_ FERENTE SENOIDAL SE SUPERPONE SOBRE LA ONDA ÍNTER_ FERENTE SENOIDAL -----	124
4.5.TASA DE CÓDIGOS ERRÓNEOS PARA EL CASO EN QUE EL - RUIDO TÉRMICO SE SUPERPONE SOBRE LA SEÑAL-----	125
4.6 SUPERPOSICIÓN DE RUIDO TÉRMICO SOBRE ONDA INTERFE_ RENTE RECTANGULAR -----	126
4.7.TASA DE CÓDIGOS ERRÓNEOS PARA EL CASO EN QUE EL RUIDO TÉRMICO SE SUPERPONE SOBRE LA ONDA INTERFE_ RENTE RECTANGULAR -----	128

4.8. RELACIÓN SEÑAL/RUIDO DE INTERFERENCIA (S/I) ADM_	
SIBLE DE HASTA QUE LA TASA DE DE CÓDIGOS ERRÓNEOS	
LLEGUE A 10^{-6} EN CASO DE QUE LA S/N ESTA DADA-----	128
4.9. MECANISMO DEL DESVANECIMIENTO POR INTERFERENCIA---	129
4.10. CONCEPTO DE RADIO FICTICIO DE LA TIERRA-----	130
4.11. DESVANECIMIENTO POR ATENUACIÓN-----	131
4.12. ATENUACIÓN RADIOELECTRICA EN LA ATMÓSFERA-----	132

INTRODUCCION

En la historia de la transmisión se distinguen tres períodos netamente diferentes, según la importancia atribuida a la transmisión digital y a la transmisión analógica.

En realidad esta historia comienza con la técnica telegráfica que permitía transcribir y transmitir una información digital, el código Morse, bajo una cierta forma digital binaria: corriente o ausencia de corriente.

Con el segundo período, el de la transmisión telefónica se dirigió toda la atención hacia las técnicas analógicas a pesar de que la información que se debió transmitir en parte era digital, concretamente la señalización y analógica en lo que se refiere a las corrientes vocales.

En la última fase de este período se efectuó incluso un esfuerzo considerable para transmitir información de señalización en forma analógica.

Es así, que hemos conocido los sistemas con una frecuencia vocal, con dos frecuencias vocales y la señalización por código de frecuencia. Incluso la técnica telegráfica debía adaptarse a esta tendencia con los de la conversión se atenúa y debe ser amplificada en puntos determina dos a lo largo de la misma (tramos repetidores). El inconveniente reside en el hecho de que el ruido captado en la ruta por diversos motivos también se amplifica y es acumulativo en largas distancias.

En la técnica de la MIC, que es completamente diferente, la forma de la onda eléctrica de. La conversación es transformada en una serie de impulsos binarios. Esta operación se efectúa mediante el muestreo de la señal vocal en intervalos extremadamente cortos y dando a la amplitud de la señal muestreada un código que consiste de varios impulsos muy cortos especialmente dispuestos. Estos se transmiten y decodifican en el lado receptor para reproducir las muestras originales de la amplitud de la señal.

Si la duración de los impulsos es suficientemente corta, se dispone del tiempo necesario para permitir que otros impulsos representativos de otros canales de conversación puedan ser insertados entre los impulsos sucesivos de un canal.

Por lo tanto, se puede constituir un sistema multicanal para ser transmitido por una sola ruta o vía, esto se puede realizar a través de líneas telefónicas, sistemas de radio enlaces ya sean estos con HF, VHF UHF, o en su defecto VIA MICROONDAS, que es nuestro tema a tratar.

El diseño de circuitos digitales de microondas, es una alternativa para transmitir informaciones tales como señales telefónicas, señales de Procedimientos de modulación en amplitud primeramente, en frecuencia seguidamente.

A medida que se perfeccionaban los aparatos periféricos las velocidades de transmisión aumentaban de 200 baudios a 1200 y a 2400 baudios. La distorsión de fase y ruido acumulados en la vía de transmisión analógica reducida seriamente a 2400 baudios el rendimiento, a causa de frecuentes repeticiones, que eran inevitables por el gran número de errores detectados.

En estas condiciones es normal dirigir la atención hacia una solución de principio conocida desde mucho tiempo atrás, que permitía la transmisión de la palabra bajo la forma de una serie de impulsos que constituían códigos como los utilizados en telegrafía.

Mientras que la calidad de las líneas sea suficiente para que los impulsos no se pierdan y que el ruido no simule impulsos indeseables el sistema mencionado permite la transmisión de la palabra con una degradación mínima y única que es independiente del soporte de transmisión.

La información de la señal transmitida en un sistema analógico, consiste en una representación continua de la señal original, mientras que la señal transmitida en el sistema digital, es una serie de impulsos que caracterizan la de origen.

A medida que la longitud de la ruta de transmisión aumenta la señal datos, de facsímile y de imágenes.

El sistema de radio enlace digital VIA MICROONDAS tiene varias ventajas en cuanto al costo, o la rapidez de construcción y a la confiabilidad de circuitos.

Para lo cual realizaremos un estudio minucioso de los problemas técnicos y caracteres distintivos de los sistemas de radio enlace digital en aplicaciones prácticas de circuitos digitales de microondas.



CAPITULO 1

AVANCE DE LAS TECNICAS DE TELECOMUNICACIONES Y TECNICAS DE SISTEMAS DE RADIOENLACE DIGITALES

1.1. AVANCE DE LAS TECNICAS DE TELECOMUNICACIONES

El origen de las telecomunicaciones fue la telegrafía en forma digital, pero después de la invención del teléfono por Graham Bell que puede transmitir la voz humana con alta fidelidad, se ha realizado rápidamente en todo el mundo la expansión de la red de telecomunicaciones analógicas que son convenientes para transmitir informaciones tales como la voz humana. Por lo tanto para transmitir informaciones digitales tales como datos de computadores, se ha tratado de transmitirlos por las redes telefónicas, porque las técnicas digitales eran primitivas, no económicas, y el tráfico de informaciones digitales era de poco volumen.

Sin embargo, en estos años, los computadores se usan en todos los campos de las actividades sociales y económicas por lo que la demanda de transmisión de datos enlazada con redes de comunicación ha hecho avanzar las técnicas de semiconductores tales como IC (Circuitos integrados) y LSI (Circuitos integrados en gran escala), y también las técnicas de procesamiento de señales digitales, y por otro lado se ha logrado la digitalización de señales telefónicas y de señales de imagen, entonces se espera formar la red de transmisión digital que es conveniente para tratar las señales digitales, lo que se ha conseguido realizar en forma económica y con buena calidad de transmisión.

Bajo estas circunstancias, para transmitir eficaz y económicamente señales telefónicas y señales de datos, de facsímil y de imágenes ahora se está construyendo el INS (Information Network System: Red digital de Servicios Integrados) de comunicación digital que podrá

ofrecer muchos servicios de telecomunicaciones económicas, útiles, y fáciles de utilizar.

El sistema de radio enlace digital tiene varias ventajas en cuanto al costo, a la rapidez de construcción y a la confiabilidad de circuito. Por tanto se espera que él pueda contribuir a la digitalización de las redes como un elemento para formar el jNS cuanto antes; aprovechando dichas ventajas.

1.2. HISTORIA DEL AVANCE DE LA TECNICA DE RADIOCOMUNICACION DIGITAL

Después de la Segunda Guerra Mundial, en los EE.UU., se llevó a cabo el primer experimento en la transmisión MIC (Modulación por Impulsos Codificados) por microondas TDX que utilizó la modulación de frecuencia (MF) en la banda de 1.1 GHz y en el año 1947, empezó a desarrollarse el sistema TD-2, con modulación MIC se llevaron a cabo varios experimentos en la transmisión de doce canales por microondas. Sin embargo, aquellos tiempos la tecnología de semiconductores no estaba avanzada y el espectro de frecuencias de la MIC es muy ancho, por lo que los equipos no fueron económicamente comerciables en comparación con los que usaban MF, por lo que este tipo de modulación comenzó a emplearse en equipos de microondas. Después de esto, la MF se ha empleado ampliamente en los sistemas de comunicación por microondas como el modo de modulación.

En Japón también el primer sistema de microondas que se desarrolló fue el sistema digital que empleó la modulación de impulsos en duración (MID) y transmitió 23 canales en la banda de 4 GHz.

Sin embargo, por razones antes señaladas, también en el Japón se ha empleado la MF en los sistemas de microondas.

Con el desarrollo de las técnicas de semiconductores, nuevamente comenzaron a investigar sobre la factibilidad de introducir la MIC en sistemas de microondas a base de que las técnicas de semiconductores y las de impulsos se desarrollaron bastante junto con los computadores y también el sistema cable de transmisión-MIC de capacidad de 21. Canales se

puso en uso comercial en los EE.UU. y en Japón. Gracias al avance de las técnicas en los dispositivos de los equipos, se volvió económica la fabricación de los terminales MIC. Y también comenzaron a emplearse en rutas con muchos sistemas de microondas que estuvieron diseñados para ser introducidos en rutas largas. Como consecuencia del incremento del costo de los terminales múltiplex MDF en comparación con los equipos radio—eléctricos hubo que hacer diseños de circuitos que incluyeran los terminales múltiplex, con lo cual se puede comparar su costo con los terminales MIC.

Según se iba expandiendo la red de microondas, el valor del ruido de interferencia llegó al límite admisible en las ciudades principales donde se cruzan varias rutas de microondas, las mencionadas anteriormente son las razones más importantes para el empleo de los sistemas digitales.

En el año de 1953, en la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones, Japón hizo la siguiente propuesta: Mediante el empleo de la técnica MIC en sistemas terrenales de microondas, se podrá reducir la interferencia mutua con sistemas espaciales y resultará posible la coexistencia de ambos sistemas.

Esta propuesta logró aprobaciones de muchas radio-administraciones entre las cuales se puede mencionar a los EE.UU., Rusia, Inglaterra, Alemania, Francia, Canadá, etc., a base de esta propuesta se decidió la recomendación de que: “En vista de que se reduce la interferencia mutua entre los sistemas espaciales y terrenales de microondas y de que se posibilita el desarrollo de ambos sistemas el CCIR estudiaría en el futuro sobre el empleo de la MIC como señal de banda base transmitida en sistemas terrenales de microondas”. Este hecho estimuló a varios países a aumentar esfuerzos para investigar el sistema MIC de radiocomunicación.

En Japón en 1962, la NTT (Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation: Empresa Pública Telegráfica y Telefónica del Japón), comenzó la investigación del sistema de radio enlace digital.

En 1964, se montó un equipo de ensayo y se llevaron a cabo varios experimentos básicos. A través de estos experimentos se aclararon varios aspectos sobre la calidad de transmisión en caso de que se transmitan señales MIC por microondas.

A continuación en 1965, y 1966 se llevaron a cabo varias pruebas de propagación entre Yokohama y Odawara, mediante las cuales se aclararon las características de propagación y finalmente en 1967, la NTT realizó un sistema MIC de microondas para ensayo total y logró la factibilidad para ponerlo en uso comercial.

En cuanto a la capacidad de transmisión del sistema, ésta se decidió que sea mediana o sea 240 canales y tal sistema de capacidad mediana fue considerado conveniente para el empleo en rutas interurbanas de corto alcance. En cuanto a la frecuencia, se empleó 2 GHz, porque el equipo radioeléctrico de frecuencia baja es fácil de fabricarse totalmente en estado sólido y es conveniente para la transmisión de capacidad mediana. Así en 1968, en dos rutas se puso en uso comercial el sistema MIC de microondas de 2 GHz por primera vez en el mundo. Los factores del sistema se muestran en la tabla 1.1. y las características técnicas principales son:

1. La modulación de fase directa en la banda de microondas;
2. La detección coherente;
3. La regeneración de la onda portadora de referencia del tipo modulación inversa; y
4. La modulación compuesta para transmitir señales de supervisión y control.

En 1971, el CCITT decidió que la velocidad del grupo secundario MIC de la jerarquía digital sea de 6.312 Mbits/s (equivalente a 96 canales), y por tanto en 1975, la NTT cambió la velocidad de bits según dicha recomendación reformó algunas partes de dicho sistema. Este tipo de sistema todavía se emplea en uso comercial.

Después del desarrollo del sistema MIC de microondas en la banda de 2GHz, en 1975, se desarrollaron unos sistemas MIC de microondas en las bandas de 11 GHz y 15 GHz y estas bandas de frecuencia se utilizaban en los sistemas MF de microondas para rutas de radio enlace a corto alcance. Estos sistemas MIC pueden transmitir dos series del grupo terciario

MIC de la jerarquía digital (32 Mb/s) o sea 61. Mb/s (equivalente a 960 canales) y se emplean entre centrales principales de ciudades y entre centrales de tránsito y centrales locales principales donde hay mucho tráfico telefónico.

En estos sistemas MIC se emplea la modulación de fase cuadrivalente (L.-pSK) en la banda de frecuencia intermedia (140 MHz), utilizando un modulador en anillo, para que tengan compatibilidad entre ellos excepto la parte de frecuencia.

En 1978, la función de estos sistemas fue mejorada para emitir más potencia de transmisión, empleando el oscilador de diodo de IMPATT de alta potencia y el modulador de fase cuadrivalente que modula microondas directamente. También la capacidad se aumentó hasta 100 Mb/s (equivalente a 1440 canales), al ser añadido el circuito compensador de la distorsión de retardo de tiempo que se genera en los trayectos de transmisión.

En los años 70, debido al crecimiento económico muy alto, la demanda de teléfonos se aumentó en gran escala y la red de telecomunicaciones se expandió con rapidez. En estos tiempos los que tenían un papel principal sobre enlaces de microondas eran los sistemas analógicos radioeléctricos que tienen más alta capacidad de transmisión, y especialmente los

TABLA N° 1.1.
FACTORES PRINCIPALES DEL PRIMER SISTEMA RADIOELÉCTRICO DIGITAL

ITEMES	FACTORES
banda de frecuencia	2.11 GHz ~ 2.29 GHz
capacidad de transmisión	7.876 Mb/s x 2 (240 ch)
número de sistemas	9 (trabajo) + 1 (reserva)
disposición de frecuencia	60 canales a intervalo 14 GHz
frecuencia de reloj	7.876 MHz
distancia patrón de repetición	25 Km
circuito ficticio de referencia	200 Km
método de modulación	PSK cuadrivalente
método de modulación	detector coherente
método de repetición	regenerativo en cada repetidor
potencia de transmisión	17 dBm (50 mW)
factor de ruido	10 dB
proporción de interrupción instantánea	$\leq 0.001\%$ / mes (BER = 10^{-6})
BER en horas normales	$\leq 1 \times 10^{-7}$

sistemas MF de microondas a largo alcance que emplean 4, 5 y 6 GHz se expandieron en todo el país. Sin embargo, para satisfacer la demanda creciente de transmisiones de datos, imágenes y teléfonos, llegó a ser necesario desarrollar nuevos sistemas en que se emplearían nuevas bandas de frecuencia.

En Japón, en la banda de 20 GHz el ancho de banda de frecuencia atribuido a la comunicación del servicio fijo es de 3.5 GHz (17.7 GHz - 21.2 GHz), el cual es superior al ancho total en las bandas de 2, 4, 5, 6, 11 y 15 GHz. Por tanto, para la transmisión de muy alta capacidad, esta banda (20 GHz) es muy atractiva. Como se sabe bien, la onda radioeléctrica cuya frecuencia es superior a 20 GHz se atenúa por lluvia y niebla, y por eso para asegurar la confiabilidad del circuito, el intervalo de repetición tiene que ser corto.

Por tanto para rutas de radio enlace largas que requieren muchos tramos repetidores, no es conveniente emplear los sistemas analógicos radioeléctricos donde se aumentan ruidos y distorsiones por el aumento de repeticiones. Entonces, para la banda de 20 GHz se decidió emplear la técnica de la MIC que no sufre la degradación de calidad de transmisión debida a las repeticiones.

En 1976, se desarrolló un sistema de microondas cuya capacidad es de ~ 400 Mbits/s (equivalente a 5.760 canales) por un canal radioeléctrico. En una ruta se puede meter ocho canales de trabajo y un canal de reserva, o sea, se puede transmitir 3.2 Gbits/s (equivalente a 46.000 canales). En este sistema fueron superados varios problemas técnicos tales como el establecimiento de la técnica del módem / por el cual pasan impulsos a la velocidad más alta que se ha logrado alcanzar de la técnica de los semiconductores a alta frecuencia y la aclaración de las características de propagación de la onda de 20 GHz en lluvia.

En los años posteriores a los 70 en que la demanda de teléfonos fue satisfecha en todo el país, comenzó a prevalecer la comunicación digital que es conveniente para la transmisión de datos o imágenes. También llegó a ser necesario introducir los sistemas de microondas digitales de

largo alcance que puedan realizar económicamente las rutas claves de radio enlace para el cumplimiento temprano del INS. Entonces a continuación de los desarrollos de los sistemas MIC de microondas en las bandas de 2 GHz, 11 GHz, 15 GHz y 20 GHz, la NTT comenzó a desarrollar los sistemas digitales en las bandas de 4 GHz y 6 GHz que se empleaban en los sistemas analógicos. Hubo dos problemas técnicos a superarse para realizar sistemas digitales que puedan tener la capacidad de transmisión igual que los sistemas analógicos (2.700 - 3.600 canales), o sea (1) el establecimiento de la técnica sobre el módem multinivel cuya capacidad es superior a la de la PSK de cuatro niveles (4-PSK Phase Shift Keying: Manipulación por desplazamiento de fase); (2) La compensación de la distorsión de la forma de onda que se debe al desvanecimiento para prolongar el intervalo de repetición hasta 50 Km. Estos problemas técnicos fueron bastante difíciles de superar para las técnicas derivadas de las que se disponían en aquellos tiempos. No obstante, mediante duras investigaciones de los ingenieros de la NTT, estos problemas fueron resueltos al realizar la técnica de 16-QAM (16 Values Quadrature Amplitude Modulation:

Modulación de Amplitud en Cuadratura de 16 niveles) cuya capacidad es doble de la 4-PSK y cuya S/N (relación señal/ruido) requerida es comparativamente pequeña, y la técnica de la compensación automática de varios tipos de desvanecimiento en la cual se emplean microprocesadores. En 1982, se desarrolló el sistema de microondas digital cuya capacidad es de 200 Mbits/s (equivalente a 2.880 canales) por un canal radioeléctrico en la banda de 5 GHz. La composición y diseño de este sistema es aplicable a otras bandas, o sea 4GHz y 6 GHz. Este Sistema satisface la alta eficiencia de utilización de espectro de frecuencia como 5 bits/Hz, y también puede compartir los edificios, torres y antenas con los sistemas analógicos de MF existentes y por tanto con este sistema se podrá construir la red digital a escala nacional temprano y económicamente.

1.3 PROBLEMAS TECNICOS Y CARACTERES DISTINTIVOS DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES

Como se ha explicado anteriormente, las telecomunicaciones han avanzado con rapidez

gracias a las técnicas analógicas y así se ha formado hasta hoy, una red telefónica muy grande. A esta red, desde 1965, seguimos introduciendo los sistemas de transmisión digitales y esto se debe a los siguientes caracteres distintivos pertenecientes a ellos:

1. No se merma calidad de transmisión en función del número de repeticiones, por lo cual se puede mantener una buena calidad de transmisión, aunque la longitud del circuito sea muy extensa o sea, no importa la longitud del circuito.
2. Los equipos terminales MIC (Codificador, decodificador), están compuestos de algunos elementos de producción masiva. Además los circuitos de los canales individuales están compuestos de filtros sencillos y semiconductores y la técnica de IC (Circuitos integrados) es aplicable a su producción. Por tanto, los equipos terminales MIC facilitan bajar el costo de producción en comparación con los de MDF (Multiplex por División de frecuencia) y se pueden construir circuitos de transmisión a bajo costo.
3. Las señales de transmisión son unos trenes de impulsos que representan "0" y "1" (espacio y marca), y por eso se puede transmitir en una forma idéntica toda clase de señales tales como teléfonos, datos e imágenes, sin tener en cuenta sus formas originales, o sea, existe así la llamada "transparencia".

Por otra parte, existen algunos problemas técnicos como sigue:

1. El espectro ocupado del sistema digital es más ancho que el del sistema analógico en caso de transmitir señales telefónicas.
2. Si las variaciones de las características de propagación exceden de cierto límite, la calidad de transmisión se perjudica bastante.
3. El sistema MIC sufre la influencia de la distorsión no lineal que se debe a la saturación de los amplificadores que es despreciable en el sistema MF.

No obstante, estos problemas se superarán mediante técnicas recién desarrolladas tales como la 16-QAM, varias técnicas de compensación y los elementos electrónicos de estado sólido

cuya linealidad es muy buena.

1.4 TENDENCIA DE LOS SISTEMAS DE RADIOENLACE DIGITALES EN EL CCIR

De conformidad con el avance de las técnicas digitales en estos años, el noveno grupo de estudio (SG—9) del CCIR discute principalmente sobre los sistemas de radio enlace digitales y hasta la sesión anterior (1978-1982) se adoptaban unas recomendaciones sobre el circuito (o trayecto) digital ficticio de referencia, la calidad del circuito, la atribución de la banda de frecuencias, etc.

El trayecto digital ficticio de referencia es un circuito establecido, ficticiamente para diseñar un sistema de comunicación, tomando en cuenta algunas composiciones de circuito en que se debe utilizar tal sistema o se utilizará en la mayoría de los casos. Para los sistemas de radioenlace digitales que tienen una capacidad mayor que el grupo secundario MIC de la jerarquía digital y que componen circuitos internacionales, el CCIR recomendó el circuito o (trayecto) digital ficticio de referencia que se muestra en la figura No 1.1., la recomendación (R-556). Como se entiende con ayuda de esta figura este circuito tiene 2.500 Km. de longitud y está compuesto de:

- a. Equipo convertidor múltiple del grupo primario....3 pares
- b. Equipo convertidor múltiple de otros grupos 9 pares (excepto el primario).

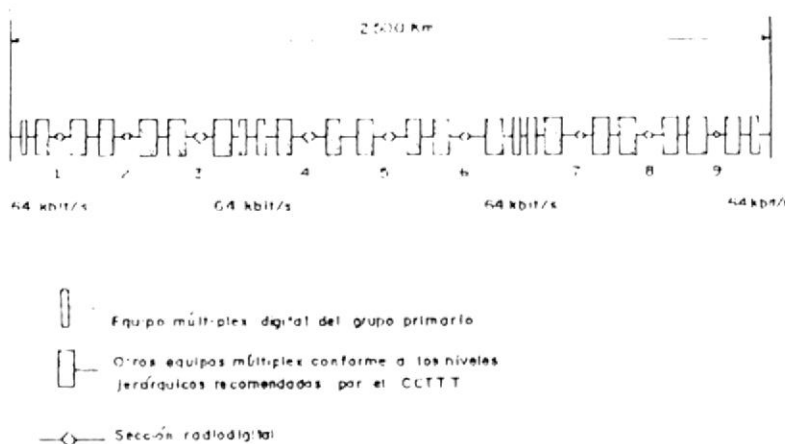


Fig. 1. 1 TRAYECTO DIGITAL FICTICIO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE RADIOENLACE CON CAPACIDAD DE MAS DEL NIVEL JERARQUICO SECUNDARIO

c. Sección repetidora de sistema de radioenlace digital...9 secciones.

En cuanto a la calidad del circuito para este circuito de referencia, el CCITT recomendó los objetivos de desempeño del circuito, bajo la condición de que ese circuito sea capaz de utilizarse, y los objetivos de disponibilidad, o sea la proporción de tiempo que mide el porcentaje de tiempo disponible para la utilización contra el tiempo total. Acerca del objetivo de la tasa de bits erróneos, (BER) que es uno de los objetivos de desempeño del circuito, en la sesión anterior del CCIR, varios países entregaron los resultados de sus estudios y se elaboró la siguiente recomendación (R594).

La tasa de bits erróneos (BER) no debe ser superior a los valores siguientes para el circuito (o trayecto) digital ficticio de referencia que se muestra en la figura N² I.1.

- a. 10×10^{-3} durante un tiempo mayor que 0.05 ~ de cualquier mes.
- b. 10×10^{-7} durante un tiempo mayor que 1 ~ de cualquier mes.

Esta recomendación indica los valores objetivos en caso de diseñar sistemas de radio enlace digitales, sin embargo, es normal que el circuito a construirse en realidad no deba ser necesariamente igual que tal circuito de referencia y tomarla otra composición. Acerca de la BER de tal circuito real, el CCIR todavía no ha hecho recomendaciones y al presente se está tratando este asunto en varias discusiones. No obstante, en el informe (Rep 930), está escrito que, en cuanto a la $BER = 10^{-3}$, es adecuado repartir la proporción de tiempo proporcionalmente a la longitud y en cuanto a la $BER = 10^{-7}$, es adecuado utilizar el mismo método que $BER=10^{-3}$ y también atribuir el menor valor (menor que 7) a la BER empleando métodos estadísticos.

Aparte de los objetivos de la BER, el CCITT estudia la introducción del EFS (error Free Seconds: (Segundos sin error), como objetivos sobre las señales no telefónicas a la ISDN (Integrated Services Digital Network: Red Digital de Servicios Integrados), según la recomendación (G-821) el EFS debe ser superior a 92 ~ para las conexiones ficticias de

referencia (Hypothetical Reference Connections: HRX) de 27.00 Km., de largo. También entre tres secciones de las HRX sobre el nivel de la calidad (o sea, grado alto, grado medio, grado local), acerca de la sección del grado alto (sección internacional de 25.000 Km.), el EFS debe ser superior a 96.8. Bajo estas situaciones para el CCIR el aclarar la relación entre la BER del circuito radioeléctrico y el EFS es un importante tema para el estudio futuro.

Por otra parte, en cuanto a los objetivos de disponibilidad, en la recomendación (R-557), esté decidido que: la proporción de disponibilidad debe ser superior a 99.7 % para el circuito de referencia mostrado en la figura № 1.1.

Sin embargo, la disponibilidad indica un estado del circuito en que la interrupción de señal o la BER superior a 10^{-5} continua por más de 10 segundos.



CAPITULO II

LAS TECNICAS DE IMPULSOS PARA SISTEMAS DE RADIOENLACE DIGITALES

Tradicionalmente en la comunicación las fuentes y receptores de información eran principalmente hombres. En la etapa primitiva de la comunicación, la voz emitida por el hombre y los escritos eran información y también los receptores recibían tales informaciones mediante las acciones de “escuchar” y “mirar”. Sin embargo, según el avance de la Electrónica y la expansión de las telecomunicaciones, las fuentes y receptores de información no necesariamente quedan limitados a hombres sino en muchos casos, al presente varias máquinas tales como computadores, robots y sensores llegan a tomar parte en la transmisión y recepción de información, pero de todos modos para pasarlas por la red de telecomunicaciones, hay que convertirlas en señales eléctricas (véase la figura No 2.1.). Esta conversión se lleva a cabo principalmente en los aparatos terminales. En caso de la comunicación digital, la forma de señal se representa por trenes de impulsos entonces si la información original tiene la forma analógica, se requiere no sólo la inversión en señal eléctrica sino la conversión analógica— digital (conversión *A/D*). En caso de digitalizar la señal vocal que es lo más común de la transmisión, se utiliza generalmente el método de la MIC en el cual la señal vocal se convierte en señal digital mediante los procesos de muestreo, cuantificación y codificación. Aparte de este método, se desarrollaron varios métodos de codificación de alta eficiencia que pueden convertir la señal vocal en señal digital a la más baja velocidad de transmisión aprovechando los caracteres distintivos de la voz humana. Al presente de algunos aparatos terminales salen señales que tienen la forma digital de origen tales como señal de computador y de facsímil. En este caso no se necesita la conversión *A/D*, pero se necesita la conversión de código (conversión de velocidad) para que la velocidad de bits se pueda adaptar a la jerarquía de la red digital.

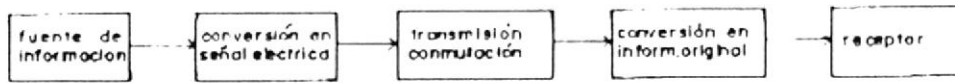


Fig. 2 1 CONCEPTO DE TELECOMUNICACIONES

2.1. JERARQUIA DIGITAL

Las velocidades de bits de señales digitales tales como señales y cables, datos e imágenes son distintas una de otra y cada señal tiene la velocidad adecuada a ella. Entonces para el caso en que estas señales se transmiten a través de circuitos digitales, no es económico transmitir las en sus circuitos propios separadamente, ni tampoco establecer varios sistemas de transmisión de acuerdo con sus velocidades de bits unificadas.

El CCITT sigue estudiando para informar varias condiciones de interfaces de conexión, considerando que las redes nacionales de telecomunicaciones van a conectarse con redes internacionales en el futuro. La jerarquía digital es uno de los temas para estudio. En la cuarta sesión (1969—1972) y quinta sesión (1973—1976) se intercambiaron las opiniones sobre la jerarquía, pero se fracasó al establecer una sola jerarquía, no obstante el CCITT recomendó dos tipos, de jerarquía digital tales como la jerarquía de filiación japonesa, norteamericana y canadiense y la de la CEPT (Conferencia Europea de Correos y Telecomunicaciones) como se muestran en la tabla 2.2. Los sistemas de transmisión digitales se desarrollan de acuerdo con estas jerarquías.

En la página siguiente podremos apreciar la tabla No. 2.2., la cual nos muestra la jerarquía digital.-

TABLA 2.2.
JERARQUIA DIGITAL

	0	1	2	3	4	5	6
JAPON				32.064 Mbit/s	97.728 Mbit/s	397.2 Mbit/s	16 Gbit/s
EE UU		1.544 Mbit/s	6.312 Mbit/s				
CANADA	64 Kbit/s			44.736 Mbit/s	274.176 Mbit/s		
PAISES EUROPEOS		2.048 Mbit/s	8.448 Mbit/s	34.368 Mbit/s	139.264 Mbit/s	564.992 Mbit/s	

 CCITT G 711
 CCITT G 703
 no recomendado

- 0 : grupo cero
- 1 : grupo primario
- 2 : grupo secundario
- 3 : grupo terciario
- 4 : grupo cuaternario
- 5 : grupo de quinto orden
- 6 : grupo de sexto orden

2.2. MULTIPLEXAJE DE SEÑALES DIGITALES (MULTIPLEXAJE SINCRONO Y MULTIPLEXAJE SINCRONO Y RED SINCRONA DIGITAL)

En caso de multiplicar señales digitales de la misma jerarquía y convertirlas en una señal digital de jerarquía superior, si las velocidades de bits de las señales a multiplicar se son las mismas, o sea si esté establecida la sincronización de los bits, se puede multiplicar las después de la sintonización de tramas. Esto se llama el multiplexaje sincrónico o la conversión múltiple sincrónica. Para establecer la sincronización de los bits de señales digitales a multiplicarse es necesario fijar las frecuencias de reloj de todas las señales a una frecuencia de reloj maestro en los puntos de conversión (o sea, estaciones terminales). Como los puntos de conversión estén esparcidos geográficamente, el fijar las frecuencias de reloj de las señales de estos puntos de conversión a una frecuencia de reloj significa que las frecuencias de reloj de todos los equipos convertidores multiplex digitales incluidos en una red digital se fijan a una sola frecuencia de reloj. Tal red es la red digital sincrónica, en la cual es fácil multiplicar y conmutar señales digitales. Para establecer la sincronización de la red digital,

hace falta mantener en un límite la diferencia de frecuencia de reloj entre los osciladores de reloj de las estaciones dadas en una red digital, en tal límite no se genera ningún deslizante de bit (o sea, no falta ni sobre ningún bit entre las señales digitales a multiplicarse. Si hay alguna diferencia de frecuencia no admisible, se rompe la sincronización a ciertos intervalos) en un tiempo fijo. Existen varios métodos, como sigue:

1. Sincronización dependiente; se instala un generador de reloj de frecuencia atómico en una estación maestra y dicha frecuencia de reloj se distribuye a través de circuitos digitales. En otras estaciones, aparte de la maestra, la frecuencia generada en un oscilador con enganche de fase (Phase Locked Oscillator:PLO) que da dependiente de la frecuencia de reloj.
2. Sincronización mutua; los osciladores con enganche de fase situados en todas las estaciones estén enlazados mutuamente.
3. Sincronización independiente; la sincronización se establece independientemente mediante la instalación de un generador de reloj de muy alta estabilidad en todas las estaciones, en el cual se utiliza el generador de frecuencia atómico.

En Japón al presente, la red conmutadora de datos digital emplea el método de la sincronización dependiente para establecer la sincronización de la red incluidos los aparatos terminales. Sin embargo, para realizar la red totalmente digitalizada con introducción de conmutadores digitales se necesita la frecuencia de reloj de más alta estabilidad.

2.3. CODIGOS CONVENIENTES A LA TRANSMISION REITERADA

2.3.1. Funciones fundamentales de la transmisión reiterada

En los sistemas MIC de transmisión, las señales multiplex se emiten en el circuito de transmisión en forma de combinaciones de impulsos "1" o "0" (marca o espacio, todo o

nada) o de señales positivas o negativas. En el extremo de recepción los impulsos o señales llegan deformados debido a distorsiones y ruidos en el circuito de transmisión. Por tanto si en el circuito de transmisión existen equipos repetidores a intervalos fijos que reajustan los impulsos deformados y remiten impulsos que tienen la misma forma que los impulsos en el extremo de transmisión, se puede transmitir la forma de impulsos con alta fidelidad. Este tipo de repetición se llama repetición regenerativa.

El repetidor con esta función se llama repetidor regenerativo. En la figura No 2.3., se muestra el principio de la ‘transmisión reiterada regenerativa. La reformación, el reajuste de temporización y la regeneración de los impulsos son las funciones fundamentales del repetidor regenerativo.

El repetidor regenerativo está compuesto de las tres partes principales que citamos a continuación:

1. Circuito que reforma los impulsos que llegan deformados (circuito reformador).
2. Circuito que genera los impulsos para la sincronización (circuito reajustador de temporización).
3. Circuito umbral que decide “1” ó “0” de impulso y regeneran los impulsos nuevamente (circuito regenerativo).

Aquí explicamos sobre las funciones de estos circuitos en detalle.

1. Circuito reformador

En este circuito los impulsos deformados en retardo de grupo y en amplitud se compensan y se amplifican, luego se envían al circuito regenerativo (Ver figura No 2.3.).

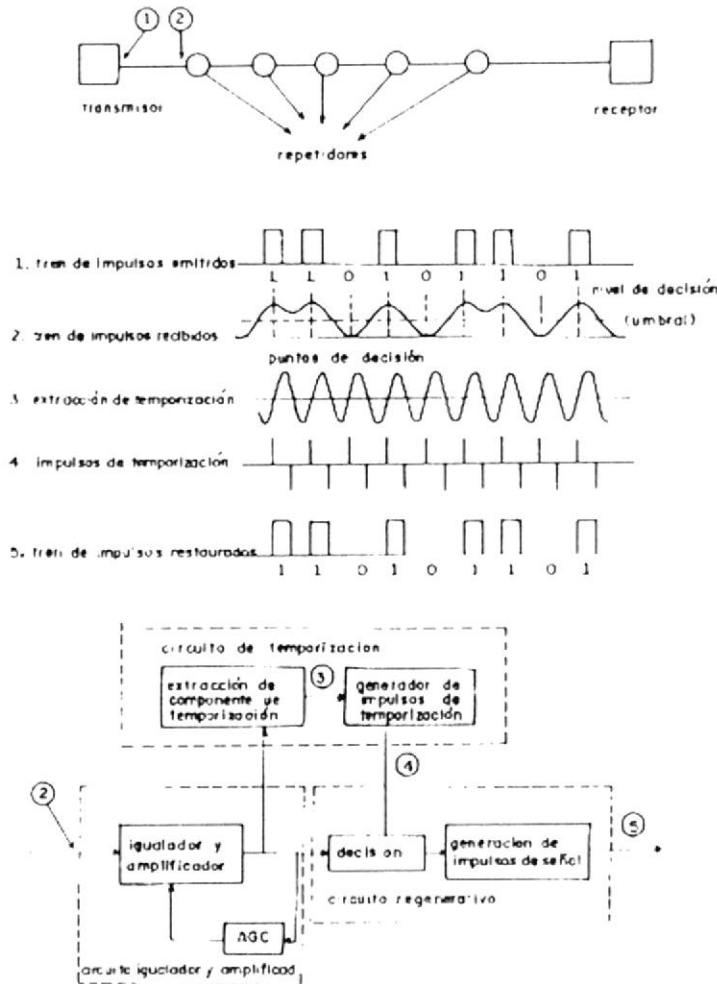


Fig. 2.3. PRINCIPIO DE LA TRANSMISIÓN REITERATIVA GENERATIVA DE IMPULSOS

2. Circuito reajustador de temporización

Es necesario que los momentos de decisión en que se decide "SI" ó "O" de un impulso deben coincidir precisamente con los centros de los impulsos llegados. Por esto en la estación repetidora hay que generar ciertos impulsos, que estén sincronizados con los impulsos llegados. Es tos impulsos se llaman impulsos de temporización. Para generarlos se emplea el método de autotemporización en el cual los impulsos de temporización se derivan de los impulsos llegados en si. Aunque el tren de impulsos llegados tiene forma irregular (o sea, le faltan unos impulsos), en las componentes de frecuencia del tren de impulsos está incluida la frecuencia equivalente al ciclo de repetición fundamental de impulsos, por tanto en circuito resonante de LC (Circuito tanque) se deriva tal frecuencia. Esto se llama extracción de temporización (Ver figura 2.3.).

La forma de onda a la salida de este circuito es sinusoidal. De esta onda sinusoidal se generan los impulsos de temporización mediante la diferenciación de ella para hacer funcionar el circuito de decisión (Ver figura 2.3.).

3. Circuito regenerativo

En el circuito de decisión se decide “1” o “0” de impulso de un tren de impulsos deformados utilizando dos referencias, o sea, momento de decisión y nivel de decisión. Si el nivel de impulso es superior al nivel de umbral en el momento de decisión, se decide que hay impulso (o sea marca), en cambio, si el nivel de impulso es inferior al de umbral, se decide que no hay impulso (o sea, espacio).

En cuanto al nivel de umbral que decide “1” ó “0” de impulso, la mitad del nivel de cresta de impulso está fijado como el nivel de umbral, porque aunque los impulsos están deformados debido a ruidos y distorsiones, el margen de decisión para “1” de impulso es igual al de decisión para “0” de impulso. Entonces hace falta mantener fijo el nivel de cresta de impulso. Para esto se emplea el circuito controlador automático de ganancia (AGC).

En el circuito generador de impulsos se generan los impulsos de nuevo según sea “1” ó “0” de impulso decidido en el circuito de decisión. Estos impulsos se sincronizan con los impulsos originales mediante los impulsos de temporización, por tanto se regenera un tren de impulsos, que es completamente igual al original (Ver figura No 2.3).

Así, en los sistemas MIC de transmisión reiterada salvo que ocurra decisión errónea de “1” ó “0” de impulso, a los impulsos se les pueden quitar los ruidos mediante la repetición regenerativa y no se les acumulan ruidos en función del número de repeticiones que sean necesarias, por tanto, se puede decir que el sistema MIC es adecuado a los circuitos de múltiples relevadores.

2.3.2. Condiciones necesarias para códigos de transmisión

El código más sencillo y fundamental que se transmite en los circuitos de transmisión es el código de dos niveles que se representa por “1” ó “0” de impulso (código binario). Sin

embargo, en realidad al transmitirse el código binario se convierte en otro código que es adecuado a las características de los circuitos de transmisión. Aquí explicamos sobre las condiciones necesarias para códigos de transmisión.

1. Cantidad de información:

Siendo m el número de los niveles de código, la cantidad de información I por un código se representa por:

$$I = \log_2 m$$

Comparando sencillamente el código de dos niveles con el de cuatro niveles, este último puede transmitir una cantidad de información de dos veces mayor que el primero a una misma velocidad de transmisión. Por tanto para transmitir mucha más información en un tiempo limitado es preferible reducir la redundancia de código y hacerlo multivalente.

2. Efecto del corte de baja frecuencia

En general, en los sistemas de transmisión en banda base, los repetidores regenerativos se conectan con cables a través de transformadores (o sea, la conexión a corriente alterna), entonces no puede pasar la corriente directa y de baja frecuencia y por ello los impulsos sufren la deformación debido al efecto del corte de baja frecuencia. Por tanto, es preferible que el código de transmisión contenga pocas componentes de corriente directa y de baja frecuencia.

3.-Supresión de las componentes de alta frecuencia.

En general en los circuitos de transmisión las componentes de alta frecuencia se atenúa

mucho conforme la frecuencia es mayor, por eso es preferible que el código de transmisión contenga pocas componentes de alta frecuencia. Además la cantidad de ruido térmico es proporcional al ancho de banda, entonces es preferible que sea estrecho el ancho de banda ocupado.

4.- Supresión de los impulsos de nivel cero continuos

En el repetidor regenerativo se emplea el método de auto temporización en el cual los impulsos de temporización se extraen de los impulsos recibidos. En este método si los impulsos de nivel cero continúan repitiéndose durante largo tiempo, se pierde la información de temporización. Entonces hace falta suprimir los ceros continuos.

5. Supresión de la fluctuación de fase

Los impulsos de temporización se generan en el circuito tanque y en el recortador. Por lo tanto en este caso las variaciones del nivel de los impulsos a la salida del circuito tanque se convierte en variaciones de fase de los impulsos de temporización, por lo que se genera la fluctuación de fase. Por tanto para reducirla es preferible que se disminuya las variaciones del nivel a la salida del circuito tanque, ósea , las variaciones de la densidad de los impulsos. Es efectivo hacer aleatorios los impulsos de transmisión para suprimir la fluctuación de fase. (Método de “aleatorización”).

2.3.3. Formatos de códigos de transmisión

Aquí explicamos sobre los códigos de dos niveles:

En la tabla 2.3., se indican los códigos de dos niveles más representativos.

En los sistemas de microondas existe el proceso de modulación por tanto, se emplean los códigos NRZL (Non Return to Zero Level: Sin retorno a Cero Nivel) que tiene pocas componentes de alta frecuencia y requiere un ancho de banda comparativamente estrecho.

Por otra parte en los sistemas de transmisión de

banda base se emplean los códigos RZL (Return to Zero Level: Retorno a cero nivel), especialmente el Código AMI (Alternate Mark Inversion) en vista de la supresión de la componente directa de corriente.

Entonces para transmitir señales digitales de un sistema de cable a un sistema de radio enlace o viceversa se necesita cambiar el formato de código uno por otro. En el caso de los códigos NRZL y AMI, algunas veces los ceros continúan repitiéndose durante un largo período con cierta probabilidad entonces para suprimir la continuación de los ceros se han inventado varios métodos. En la sección de radio enlace se emplea el método de "aleatorización que utiliza la codificación pseudoaleatoria y en la sección de la transmisión en banda base se emplean los códigos que suprimen los ceros continuos como se indica en la tabla 2.14. Tal conversión de códigos se llama BSI (Bit Sequence Independence: Independencia de la secuencia de Bits). La misma que se explicará más adelante en esta tesis.

TABLA 2.3 MODOS DE LOS CEROS DE TRANSMISION

Modos de códigos		forma de onda
NRZ (no return to zero sin retorno a cero)	unipolar	
	bipolar	
PZ (return to zero sin retorno a cero)	unipolar	
	bipolar	
	AMI (alternate mark inversion)	

TABLA 2.4 CÓDIGOS QUE SUPRIMEN LA CONTINUACION DE CEROS

Códigos	Velocidad de código	Caracteres Distintivos
AMI doblada	La misma que la de códigos binarios.	En este modo de código algunas partes de impulsos se doblan para que los ceros no continúen a largo tiempo en niveles cero.
AMI aleatorizada	"	Los códigos de AMI se aleatorizan para que los ceros no continúen a largo tiempo. Se usa el sistema cable coaxial.
LDDB	"	Un bloque de cuatro ceros sucesivos se convierte en una configuración de código especial.
BnZS	"	Un bloque de n ceros sucesivos se convierte en una configuración de código especial.
B41	La velocidad sube.	0 se representa por 10 y 1 se convierte por 11 ó 00 alternativamente, por lo que se evita que los ceros continúen.

2.4 ANALISIS DE FOURIER DE SEÑALES DE IMPULSOS

Las señales de impulsos se clasifican en tres clases principales como se muestran en la figura № 2.14., Cada una tiene su propia forma del espectro de frecuencia.

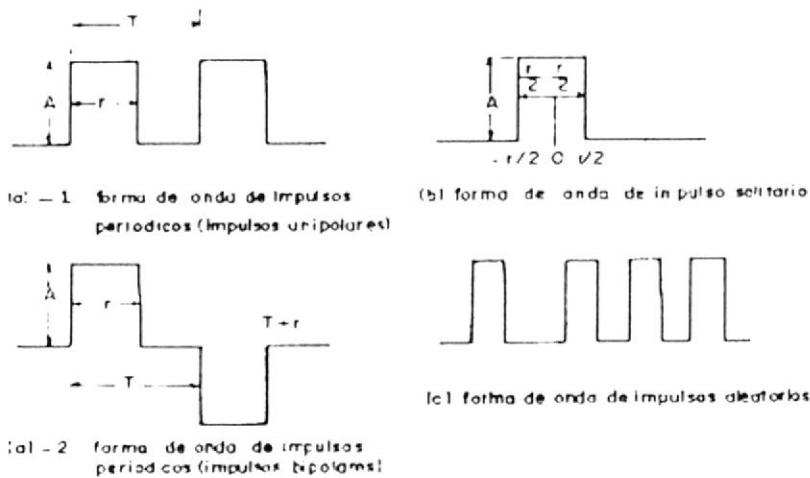


Fig. 2.4 CLASIFICACION DE SEÑALES DE IMPULSOS

2.4.1. Forma de onda de impulsos periódicos

La función del tiempo $f(t)$ cuyo período de repetición es T se representa por la serie de Fourier como se muestra en la ecuación (2.1)a.

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j \frac{2\pi n}{T} t} \quad (2.1)a$$

en donde,

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-j \frac{2\pi n}{T} t} dt \quad (2.1)b$$

Tomando en cuenta un tren de impulsos periódicos de amplitud A , de período T y de anchura τ ($\tau = \tau/T$ se llama factor de utilización), para el caso de impulsos unipolares, $f(t)$ se

representa por la ecuación (2.2)a.

$$f(t) = \frac{A_r}{T} + \frac{A_r}{T} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right) \cos n \omega t \quad (2.2)a$$

en donde:

$$\omega = 2\pi/T \quad x = n\omega t/2 \quad (2.2)b$$

O sea, $f(t)$ se representa por un grupo de ondas armónicas cuya onda fundamental es $\omega = 2\pi/T$. En la figura 2.5. se muestra el espectro de frecuencia de $f(t)$ representada por la ecuación (2.2)a.

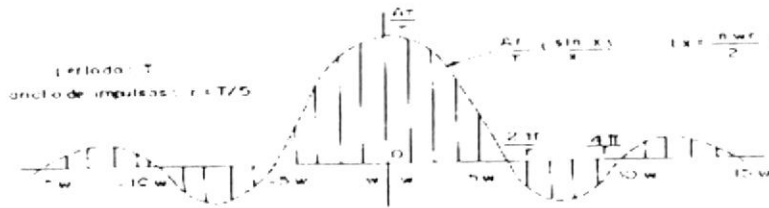


Fig. 2.5. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE IMPULSOS PERIODICOS



Fig. 2.6. FORMA DE ONDA DE 2N+1 IMPULSOS SOLITARIOS

Para el caso de impulsos bipolares (figura 2.3.) se tiene:

$$c_n = \frac{A}{2T} \int_0^T e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt + \frac{A}{2T} \int_T^{2T} e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt$$

si $n = 2m$ (número par), $c_n = 0$ y si $n = 2m+1$ (impar), c_n se representa por

$$c_n = \frac{2A}{T} \cdot \sin \frac{n\pi T}{2T} \cdot e^{-j \frac{n\pi T}{2T}}$$

Entonces se tiene:

O sea, $f(t)$ se representa por un grupo de ondas armónicas de orden impar cuya onda fundamental es

La ecuación $f(t)$ de impulsos bipolares es distinta de la de unipolares, o sea varía según n , por tanto las ondas armónicas no tienen la misma fase que la onda fundamental.

Así, la energía de un tren de impulsos que repite la misma forma a un periodo fijo está concentrada en frecuencias específicas, esto se llama espectro de rayas. Es decir, el espectro de frecuencia de una función periódica se representa por el espectro de rayas.

2.4.2. Impulso solitario

La forma de onda de un impulso solitario no se puede desarrollar en series de Fourier, por eso las componentes de frecuencia de él, se logran por la integral de Fourier. Las ecuaciones (2.4) y (2.5), que representan la conversión entre $f(t)$ y $F(j\omega)$ se llaman transformada de Fourier y transformada inversa de Fourier, respectivamente.

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.4)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.5)$$

Siendo:

A la amplitud del impulso

r el ancho del impulso

Se tiene:

$$F(j\omega) = \int_{-r/2}^{r/2} A e^{-j\omega t} dt = Ar \cdot \frac{\sin \omega r/2}{\omega r/2} \quad (2.6)$$

Entendemos que la forma $F(j\omega)$ coincide con la envolvente de la figura 2.5., y tiene el espectro continuo a lo largo de todas las frecuencias. En la ecuación (2.6), manteniendo $\Delta r = 1$, si se aproxima a 0 infinitamente, se tiene un impulso de Dirac (en estado limite). Aquí se tiene:

$$\lim_{r \rightarrow 0} F(j\omega) = \lim_{r \rightarrow 0} \left(\Delta r \cdot \frac{\sin \omega r / 2}{\omega r / 2} \right) = 1 \quad (2.7)$$

Es decir un impulso muy estrecho tiene un espectro uniforme a lo largo de todas las frecuencias.

A continuación para el caso en que existen $2N + 1$ impulsos solitarios, la transformada de Fourier se representa por la ecuación. (2.8)a.

$$F(j\omega) = \left\{ \int_{-r/2}^{r/2} f(t) e^{-j\omega t} dt \right\} \left(\sum_{k=-N}^N e^{-j\omega k r} \right) \quad (2.8)a$$

La transformada inversa se representa por la ecuación (2.8)b

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-r/2}^{r/2} f(t) e^{-j\omega t} dt \right] \left(\sum_{k=-N}^N e^{-j\omega k r} \right) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.8)b$$

Aquí pues que $N \rightarrow \infty$, se tiene

$$\frac{2\pi}{(2N+1)r} = d\omega$$

por lo que:

$$\sum_{k=-N}^N e^{-j\omega k r} = 1 + 2 \sum_{k=1}^N \cos \omega k r = \begin{cases} 2N+1 & (\omega T = 2\pi n) \\ 1 \cos^{-1}(\omega T \approx 2\pi n) \end{cases}$$

En donde:

N es número entero

Por tanto, en caso de $\omega T = 2\pi n$, la ecuación (2.8)b, se transforma en la ecuación (2.9).

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{T} \int_{-r/2}^{r/2} f(t) e^{-j \frac{2\pi n}{T} t} dt \right) e^{j \frac{2\pi n}{T} t} \quad (2.9)$$

Esta ecuación es la misma que la ecuación (2.1). Es decir, si a un periodo fijo T ocurren impulsos solitarios cuyo espectro es continuo, solamente las componentes de frecuencia de

n/T (n es número entero) se superponen una sobre otra en la misma fase, y las de otras frecuencias desaparecen eliminándose una a otra, por tanto se tiene el espectro de rayas.

2.4.3. Influencia del filtro limitador de la anchura de banda

El espectro de un impulso rectangular de ancho y de amplitud se representa por la ecuación (2.10), utilizando la ecuación (2.6).

$$S(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega}{2}} \quad (2.10)$$

Se sabe que en tal impulso están contenidas componentes infinitas de frecuencias.

En la práctica sin embargo, como en los circuitos verdaderos la anchura de banda está limitada, la forma del impulso recibido ya no puede ser rectangular y toma una forma de onda cuya parte interior se encuentra extendida a los lados. Este impulso extendido en anchura se superpone a los impulsos adyacentes e impide la función normal del circuito de decisión. Esto se llama interferencia ínter simbólica.

El más fundamental filtro limitador de la anchura de banda es el filtro ideal de pasa bajo como se muestra en la figura № 2.7. Cuando un impulso se representa por la ecuación (2.11). La curva de la respuesta se muestra en la figura № 2.8.

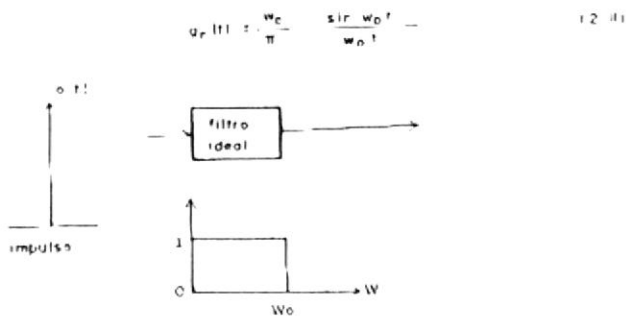


Fig. 2.7. FILTRO DE PASO BAJO IDEAL.

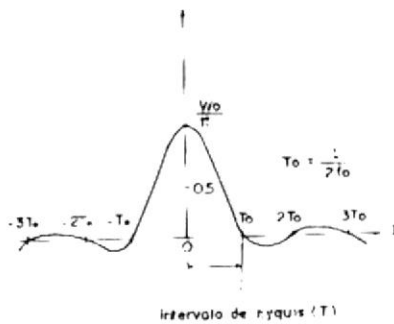


Fig. 2.8. RESPUESTA A UN IMPULSO DEL FILTRO DE PASO BAJO IDEAL.

Se nota que aparecen puntos ceros a intervalos de $T_0 (=1/2f_0)$: $T_0 \neq 0$. T_0 se llama intervalo de Nyquist, si a estos intervalos se transmite un tren de impulsos, se puede evitar la interferencia inter simbólica para el caso en que la detección del impulso se ejecuta instantáneamente en el centro del impulso recibido.

En el caso en que el intervalo de transmisión de los impulsos es más corto que el intervalo de Nyquist, la onda fundamental de los impulsos no puede pasar por el filtro, por eso el tren de impulsos no se puede transmitir por métodos ordinarios.

Es decir, la velocidad, de bits correspondiente al intervalo de Nyquist indica la capacidad límite de información que se puede transmitir en tal anchura de banda correspondiente. En realidad es difícil realizar tal filtro ideal de pasa bajo, entonces para lograr las características de tal filtro con circuitos físicos de transmisión, se aprovecha de la primera condición de

Nyquist. Según esta condición aunque el filtro ideal se superpone al filtro de simetría impar con respecto a la frecuencia angular de corte ω_0 como se muestra en la figura (2.9),

Los puntos de intersección entre la forma de onda producida por la respuesta a un impulso y el eje de tiempo siguen siendo los mismos tanto para el filtro compuesto como para el filtro ideal.

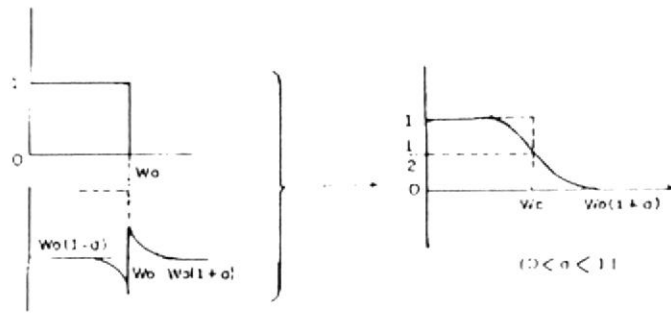


Fig. 2.9 LIMITACION DE ANCHURA DE BANDA QUE SATISFACE LA PRIMERA NORMA DE NYQUIST

Fig. 2.9 LIMITACION DE ANCHURA DE BANDA QUE SATISFACE LA PRIMERA NORMA DE NYQUIST

Generalmente es posible realizar la característica de filtraje mostrada en la figura (2.9), además este filtro no produce la interferencia inter simbólica en cuanto a impulsos con frecuencia de repetición $2f_0$. Existen un gran número de características de frecuencias del filtro de simetría impar a agregarse al filtro ideal de pasa bajo, es decir muchas maneras, por lo general se emplea el espectro de corte progresivo (roll off) que se representa por la ecuación (2.12).

$$\text{Roll}(\omega) = \begin{cases} 1 & \dots \dots \dots \omega \leq \omega_0(1-\alpha) \\ \frac{1}{2} \left[1 - \sin \left\{ \frac{\pi}{2\alpha\omega_0} (|\omega - \omega_0|) \right\} \right] & \dots \dots \omega_0(1-\alpha) \leq \omega \leq \omega_0(1+\alpha) \\ 0 & \dots \dots \dots \omega \geq \omega_0(1+\alpha) \end{cases} \quad (2.12)$$

En donde:

$\alpha(0 \leq \alpha \leq 1)$ es un coeficiente que índice el grado de la inclinación de la característica de filtraje y se llama coeficiente de corte progresivo. La parte inclinada de Roll (ω) se puede transformar como sigue:



$$Roll(w) = \cos^2 \left\{ \frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{w}{2W_0} - 0.5 + \frac{\alpha}{2} \right) \right\} \quad (2.13)$$

Por otra parte, como la forma de la parte inclinada coincide con la forma del coseno cuadrado, $Roll(w)$, se llama característica de corte progresivo de coseno. Además la respuesta a un impulso del filtro cuya característica es $Roll(w)$ se representa por la ecuación (2.14), utilizando la transformada inversa de Fourier.

$$g(t) = \frac{W_0}{\pi} \cdot \frac{\sin W_0 t}{W_0 t} \cdot \frac{\cos \alpha \sqrt{W_0 t}}{1 - (2\alpha W_0 t / \pi)^2} \quad (2.14)$$

Siendo α un parámetro variable, $Roll(w)$ y $g(t)$ se ilustran como se muestra en la figura (2.10).

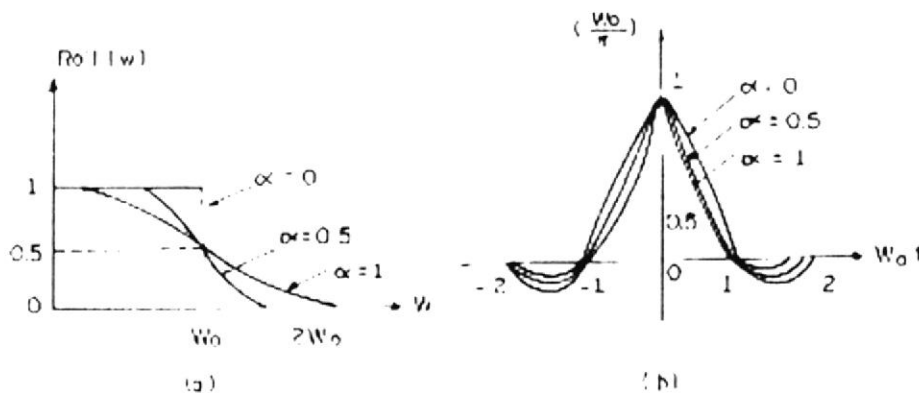


Fig. 2.10 (a) CARACTERÍSTICAS DE COSENO "roll-off" (b) RESPUESTA DE ELLA A UN IMPULSO

2.5. EFECTO DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS DE TRANSMISION

2.5.1. Ruidos y tasa de bits erróneos (BER)

1. Caracteres distintivos de los ruidos

En circuitos de transmisión se generan varios tipos de ruidos que causan errores de bits.

Existen por lo general ruidos impulsivos que se producen a momentos discretos y ruidos periódicos que se repiten a periodo fijo. Los que causan problemas principales en sistemas de microondas son ruidos cuya generación es constante y cuya tensión eléctrica varía al azar. El ruido térmico es representativo de ellos.

Por tanto de aquí en adelante tratamos de ruidos aleatorios principalmente.

Siendo $p(x) dx$ la probabilidad de que la tensión del ruido toma un valor entre x y $x + dx$ en un momento dado, la función de densidad de probabilidad $p(x)$ se representa por la siguiente ecuación.

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.15)$$

La ecuación (2.15), indica la distribución gaussiana, (o normal). Por esta razón el ruido aleatorio se llama ruido gaussiano. En esta ecuación σ representa el valor efectivo de la tensión de ruido y σ^2 representa la potencia efectiva de ruido (valor cuadrático medio).

A continuación la función de distribución de probabilidad $P(x < y)$ que representa la probabilidad de que la tensión de ruido x cae bajo V se puede lograr integrando $p(x)$ de menos infinito hasta V .

$$P(x < v) = \int_{-\infty}^v p(x) dx = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right\} \quad (2.16)$$

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-t^2) dt \quad (2.17)$$

En donde:

$\operatorname{erf}(z)$ es la función de error. La función mostrada en la siguiente ecuación se llama función

complementaria de error.

$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z) \quad (2.18)$$

En la figura N^o 2.11., se muestran las curvas de $p(x)$ y $P(x)$

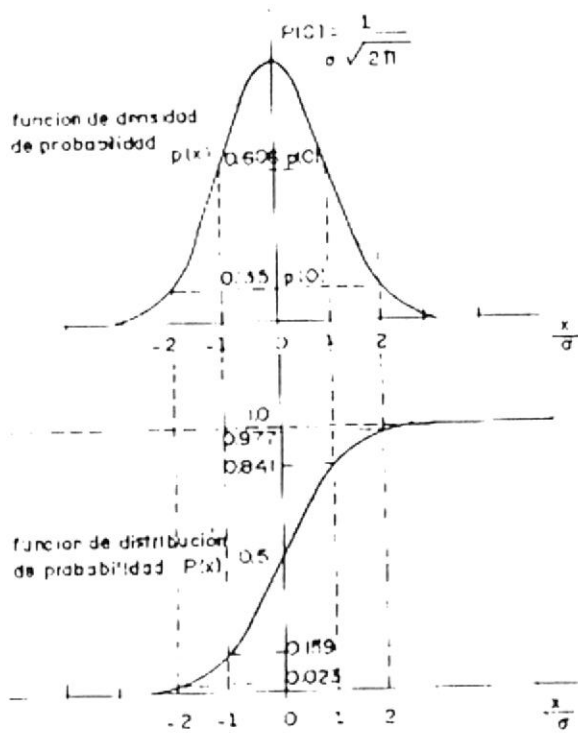


Fig 2.11. FUNCION DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD Y FUNCION DE DISTRIBUCION DE PROBABIL. DE LA TENSION DEL RUIDO GAUSSIANO

En la transmisión analógica el parámetro importante es la potencia media del ruido σ^2 que está contenido en la banda de la señal para evaluar la calidad de transmisión, pero en la transmisión digital la exactitud de la decisión entre “1” y “0” de impulso depende de la relación de magnitud entre las tensiones instantáneas de impulso y ruido en el momento de la decisión, por eso la forma de $p(x)$ en si tiene gran significancia.

2. Tasa de bits erróneos (BER) de la señal de dos niveles

El tren de impulsos unipolares (las tensiones de los impulsos son A y 0 , $A > 0$) y el de

impulsos bipolares (las tensiones son $A/2$ y $-A/2$) de NRZL se pueden considerar iguales uno a otro excepto por el nivel de decisión (para el unipolar $\dots A/2$, para el bipolar $\dots 0$), por tanto estudiaremos sobre BER del tren de impulsos unipolares.

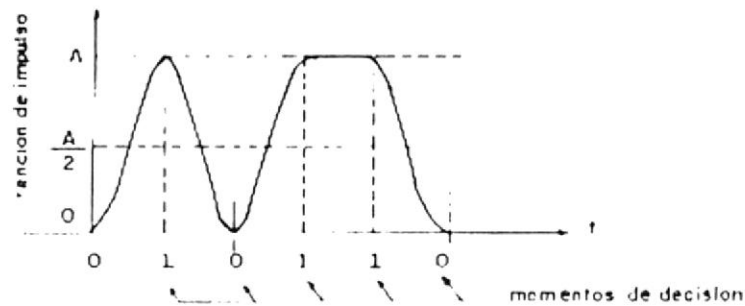


Fig. 2.12 FORMA DE ONDA DE IMPULSO UNIPOLARES

En la figura № 2.12., se muestra la forma de un tren de impulsos deformados debido a la limitación de la anchura de banda. La probabilidad (P_{em}) de que la tensión de un impulso A (marca) se toma por 0 (espacio) erróneamente debido al ruido es igual a la probabilidad de que la tensión de ruido cae bajo $-A/2$ ($P(x < -A/2)$), considerando que el nivel de decisión es $A/2$.

$$P_{em} = P(x < -\frac{A}{2}) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (2.19)$$

Igualmente la probabilidad (P_{es}) de que la tensión de un impulso 0 (espacio) se toma por A (marca) erróneamente debido al ruido es igual que la de que la tensión del ruido sube de $A/2$.

$$P_{es} = 1 - P(x < \frac{A}{2}) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) = P_{em} \quad (2.20)$$

Por tanto considerando que "marca" y "espacio" se generan igualmente, la tasa media de bits erróneos P_e se expresa por

$$P_e = \frac{1}{2} (P_{em} + P_{es}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (2.21)$$

La figura N° 2.13., explica los significados de las ecuaciones (2.19) y (2.20), de manera comprensible. $p_0(x)$ y $p_1(x)$ indican la densidad de probabilidad de la tensión de ruido y las áreas de las partes sombreadas corresponden a P_{es} y P_{em} respectivamente. De la ecuación (2.21) se sabe que la BER se decide por la relación entre la tensión de cresta del impulso A y la tensión efectiva del ruido σ . Por lo general la BER se representa por la función de la relación entre la potencia de la señal y la del ruido (S/N)

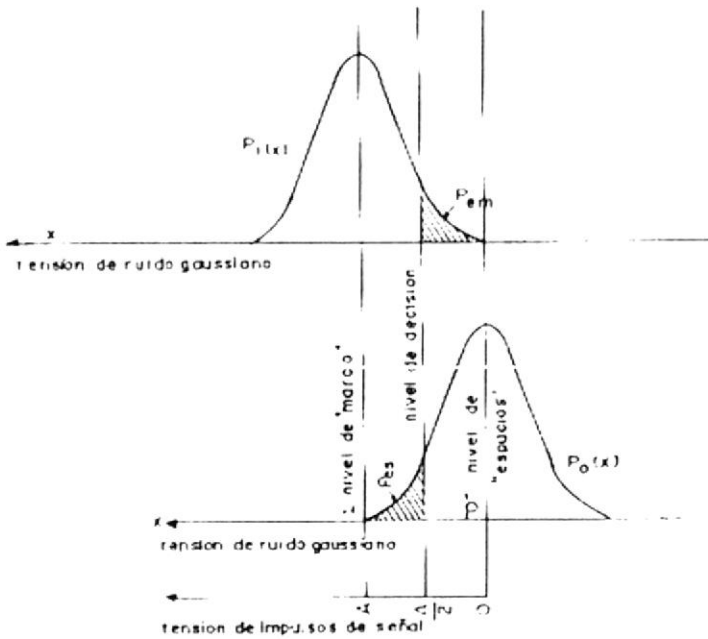


FIG. 2.13 TENSIONES DE SEÑAL Y RUIDO GAUSSIANO Y LÍMITES EN QUE OCURREN ERRORES

En este caso la potencia del ruido se expresa mediante -

el valor efectivo σ^2 y la de la señal se expresa por la potencia correspondiente a la tensión de cresta A en lugar del valor efectivo.

En la figura N° 2.14., se indica la curva de P_e , siendo $A/2\sqrt{2}\sigma$ expresado en dB el parámetro del eje horizontal.

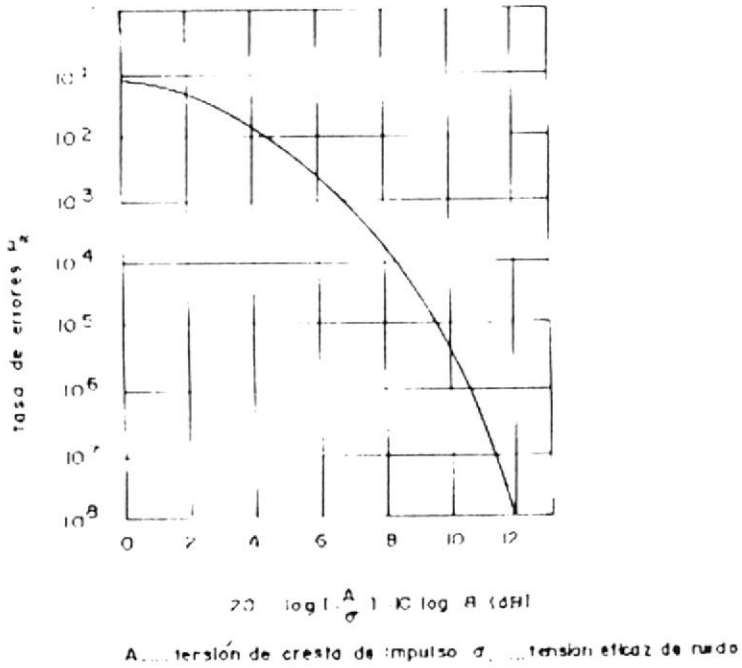


Fig. 2.14 TASA DE ERRORES DE IMPULSOS UNIPOLARES BIVALENTES

2.5.2. Distorsión de la forma de onda debida a las características de frecuencia

1. Característica de fase en función de la frecuencia (fase/ frecuencia).

Siendo $S(t)$ un tren de impulsos de RZL cuyo periodo es 1 y cuya tensión toma valores A o 0 uno después de otro, para poder entender cualitativamente las influencias que la característica fase/frecuencia imprime a la forma de onda, el desarrollo en series de Fourier de $S(t)$ se muestra por

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \frac{A}{2} + 2A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega t \\
 &= A \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t \dots \right) \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

En donde:

$$\omega = 2\pi/T$$

De la ecuación (2.22) , se sabe que $S(t)$ se representa por una corriente directa, una onda fundamental que se determina por la frecuencia de repetición de los impulsos y ondas armónicas de n-orden. En la práctica en los circuitos de transmisión reales las ondas armónicas de alto orden no se transmiten debido a la limitación de la anchura de banda. Además si entre esas ondas son distintos, los retardos de tiempo relativos correspondientes , se distorsionan los impulsos recibidos y su forma resulta distinta de la forma original.

Por lo general entre las características retardo de tiempo! frecuencia $\Phi(\omega)$ y la característica fase /frecuencia $\Phi(\omega)$ existe la siguiente relación:

$$T(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \Phi(\omega) \quad (2.23)$$

Por tanto si $\Phi(\omega)$ tiene la componente de segundo orden y las de más altos órdenes, $T(\omega)$ ya no es constante con respecto a ω .

En caso de que la forma de onda de un tren de impulsos esta compuesta de una onda fundamental y una onda armónica terciaria , si el circuito de transmisión tiene la característica fase /frecuencia como se muestra en la figura № 2. 15.a., la onda armónica terciaria se retarda en tiempo más que la onda fundamental, por eso el impulso se deforma como la línea de puntos mostrada en la figura № 2.15.b.

En los circuitos reales de transmisión los impulsos se generan al azar, y casi se puede apreciar la periodicidad de los impulsos. Entonces el espectro de frecuencia es aproximadamente Continuo, pero los mecanismos de generación de la distorsión de la forma de onda son iguales tanto para impulsos aleatorios como para impulsos periódicos.

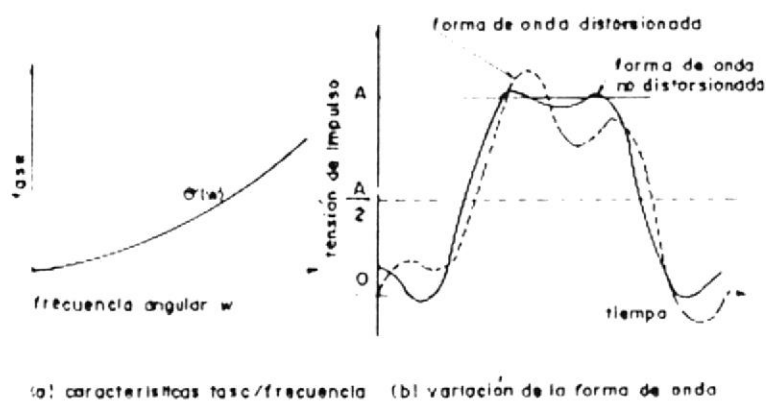


Fig. 2.15 DISTORSION DE LA FORMA DE ONDA DEBIDO A LA CARACTERISTICA FASE / FRECUENCIA

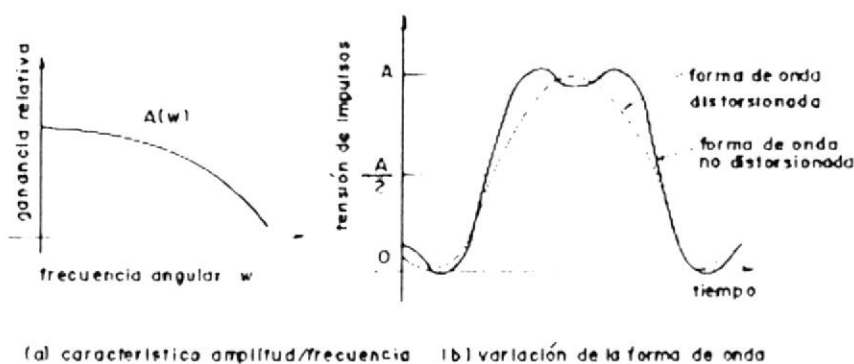


Fig. 2.16 DISTORSION DE LA FORMA DE LA ONDA DEBIDO A LA CARACTERISTICA AMPLITUD / FRECUENCIA

2. Características amplitud / frecuencia

Si la característica amplitud/frecuencia no es constante respecto a la frecuencia, se rompe la relación relativa de nivel entre las componentes de frecuencia del espectro, por lo que los impulsos se deforman.

Por lo general, la ganancia del circuito cae con la subida de frecuencia. En la figura Nº 2.15., se muestra la forma de onda distorsionada del caso en el que la onda armónica terciaria se atenúa debido a tal característica amplitud / frecuencia.

Siendo $G(\omega)$ la función de transferencia que representa tanto la característica fase/frecuencia como la característica amplitud/frecuencia, la influencia de ellas se escribe por lo general como sigue:

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (2.24)$$

En donde:

$S(t)$ indica la forma de onda de los impulsos emitidos

$S(\omega)$ indica la transformada de Fourier de $S(t)$.

Después de pasar por un circuito de transmisión cuya función de transferencia es $G(\omega)$, la forma de onda de los impulsos recibidos $S_0(t)$ se representa como sigue:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) G(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) A(\omega) \exp[j\{\omega t + \varphi(\omega)\}] d\omega \end{aligned} \quad (2.25)$$

en donde:

$$G(\omega) = A(\omega) \exp\{j\varphi(\omega)\}$$

$A(\omega)$ la característica amplitud/frecuencia

$\varphi(\omega)$ la característica fase/frecuencia

La distorsión de la forma de onda causa la interferencia ínter simbólica y afecta a la tasa de bits erróneos. En cuanto al tratamiento cuantitativo de estas características lo veremos más adelante en esta tesis.

2.5.3. Diagrama en ojo

En los repetidores los impulsos recibidos se deciden en "1" ó "0" en los momentos de decisión y se regeneran nuevos impulsos.

En este caso los ruidos y distorsiones afectan al proceso de decisión. El grado de tal influencia se puede observar empleando el diagrama en ojo como se muestra en la figura № 2.16., Este diagrama se logra captando los impulsos mediante sonda de osciloscopio antes del circuito de decisión y trazando la así lograda forma de onda de los impulsos en la pantalla del osciloscopio bajo la sincronización con el periodo de repetición de los impulsos.

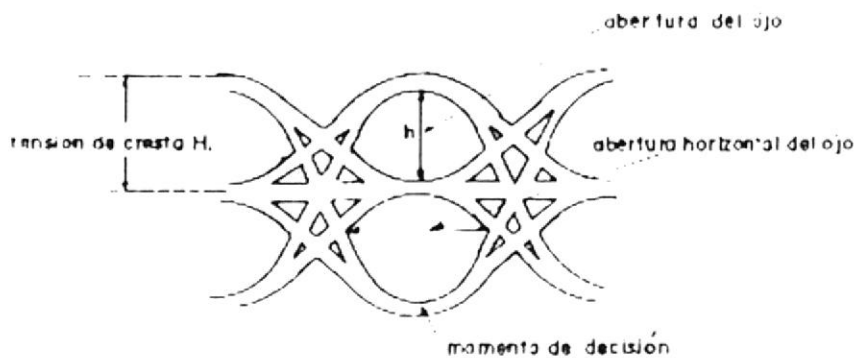


Fig. 2.17. DIAGRAMA EN FORMA DE OJO

En este diagrama en ojo se superponen una sobre otra todas las formas de onda que se puedan generar. La diferencia de tensión entre la parte mas superior y la mas inferior de este diagrama en el momento de decisión se llama abertura de ojo. El grado de su distancia indica el margen de ruido. Si la distancia es grande, el margen es también grande. En caso de que frecuencias características del circuito de transmisión, la abertura de ojo no queda constante. Por ejemplo si el nivel de los impulsos se reduce o la interferencia ínter simbólica se aumenta debido a la variación de las características de frecuencia, la abertura de ojo disminuye. En este caso el grado de empeoramiento equivalente de la $S/N(\Delta.p)$ se representa por

$$\Delta p = 20 \log \frac{H - h}{H} \quad (\text{dB}) \quad (2.26)$$

en donde:

H es la tensión de cresta de los impulsos h es la abertura de ojo.

Por otra parte la distancia horizontal del diagrama en ojo indica el margen contra el empeoramiento de la temporización debido a la fluctuación de señales de reloj , etc.

2.6. MEZCLARIZACION (ALEATORIZACION)

En sistemas de microondas digitales se emplea el método de aleatorización para hacer fácil la extracción de los impulsos de reloj y suavizar el espectro de frecuencia. La aleatorización, es el método en el cual en un tren de impulsos de transmisión

la aparición de los impulsos se hace aleatoria mediante el circuito "OR exclusivo" entre los impulsos a transmitirse y los impulsos de la secuencia de periodo máximo.

En los sistemas de transmisión que utilizan el método de autoextracción de los impulsos de temporización, si los impulsos de "marca" son pocos, desaparece la componente de frecuencia de temporización, en consecuencia los impulsos de reloj se pierden y se genera la desentonización de trama. Para evitar la distribución desigual de los impulsos de "marca", es eficaz hacer aleatoria la aparición de dichos impulsos de "marca". En cuanto a la secuencia de periodo máximo que se genera por medio de registros de desplazamiento del tipo realimentación de n etapas, el periodo es de $(2^n - 1)$ bits y en un periodo se contienen $(2^n - 1)$ "marcas" y $(2^n - 1) = 1$ "espacios". entonces si n es grande, la proporción de "marca" resulta ser un medio.

Siendo $p(1)$ y $p(0)$, las probabilidades de ocurrencia de "marca" y respectivamente para un tren de impulsos a transmitirse y siendo $q(1)$ y $q(0)$ las probabilidades de ocurrencia de "marca" y "espacio" para una secuencia aleatorizadora , la proporción de "marca" del tren de impulsos aleatorizado P_m se indica por la siguiente ecuación:

$$P_m = p(1) \cdot q(0) + p(0) \cdot q(1) \quad (2.27)$$

Haciendo que la proporción de “marca” de la secuencia aleatoria sea de $\frac{1}{2}$ (o sea, $q(1)$ sea de $\frac{1}{2}$), se tiene

$$P_m = p(1) \cdot \left(1 - \frac{1}{2}\right) + p(0) \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \{p(1) + p(0)\} = \frac{1}{2} \quad (2.28)$$

La proporción de “marca” del tren aleatorizado converge en $1/2$ independientemente de la proporción de “marca” del tren de entrada. Entonces se puede lograr la componente de frecuencia de temporización con alta probabilidad y también el espectro se hace suave, por eso se disminuye la interferencia entre canales adyacentes en los sistemas de radio enlace digitales

2.7.BSI (Bit Sequence Independence: INDEPENDENCIA DE LA SECUENCIA DE BITS)

La BSI significa que el tren de impulsos de entrada se transmite en forma exacta independientemente de las maneras de combinación

CAPITULO III

TECNICAS DE MODULACION Y DEMODULACION

3.1. MODULACIÓN

3.2.

3.1.1. Significado de la modulación

La modulación es una manipulación en que la forma de la señal se convierte en la forma conveniente al circuito de transmisión, y la manipulación inversa de la modulación es la demodulación.

En la radiocomunicación, primero se genera una onda radioeléctrica, o sea la onda portadora, después su amplitud, fase o frecuencia varía conforme a la tensión de la señal de la banda base (señal moduladora), esto es un método de la modulación fundamental. La información de la señal se traslada desde la gama de frecuencia de la banda base a la gama de la onda portadora mediante el modulador y se transmite a través de los equipos transmisores y receptores, después de esto mediante el demodulador la información se restaura en la gama de frecuencia de la banda base.

En la figura Nº 3.1., se muestra el proceso de la radiocomunicación digital, este proceso es igual que el proceso de la radiocomunicación analógica en su mayor parte. La única diferencia radica en la forma de la señal de la banda base (o sea, señal digital o analógica); entonces los métodos de modulación y demodulación son distintos conforme a la forma de la señal. En este capítulo, explicare, sobre las características de la modulación y demodulación digital que se emplean para transmitir señales digitales, por medio de los sistemas de radio enlace.

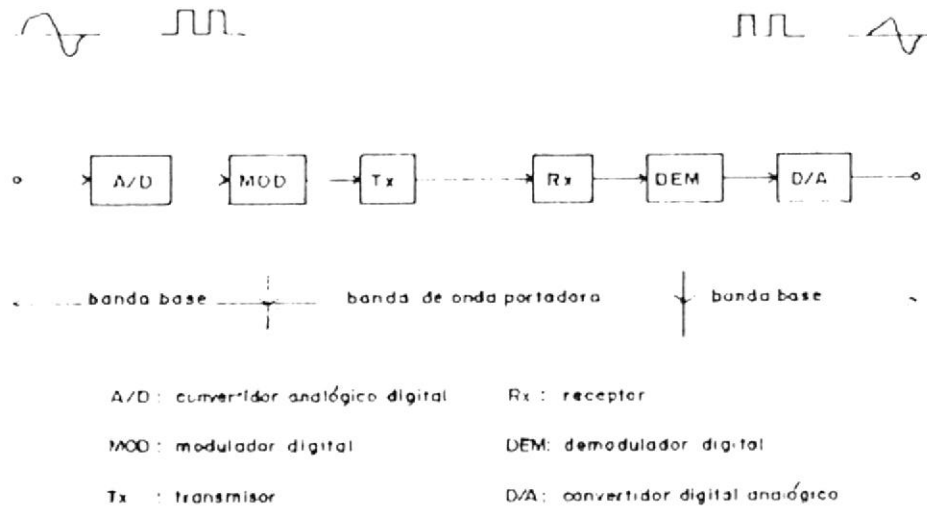


FIGURA 3.1

PROCESO DE MODULACION Y DEMODULACION DE SEÑAL DIGITAL

Los métodos de modulación fundamentales, para el caso en que una señal digital modula una onda portadora sinusoidal, se clasifican en la modulación de amplitud (AM), la de fase (PM) y la de frecuencia (FM), igualmente al caso de la señal analógica. Estas se llaman ASK (Amplitude Shift Keying: Manipulación por desplazamiento de amplitud), PSK (Phase Shift Keying: Manipulación por Desplazamiento de Fase) y FSK (Frequency Shift Keying: Manipulación por Desplazamiento de frecuencia), respectivamente.

3.1.2. Modulación de amplitud (COK, ASK)

Suponemos que una señal moduladora se representa por $S(t)$, (o sea, un tren de impulsos rectangulares de NRZL de amplitud unitaria cuyo intervalo T es igual que la anchura de impulso τ). Además a $S(t)$ se agregan las dos condiciones siguientes: la proporción de los impulsos ~"marca" es de $1/2$ y la aparición de los impulsos es aleatoria. En el Capítulo II, se explicó las características de tal señal de impulsos. En caso de que esta señal de impulsos modula en amplitud una onda portadora cuya frecuencia angular es ω_c la onda modulada

$E(t)$ se indica por:

$$E(t) = (1+k S(t)\cos(\omega_c t + \theta)) \quad (3.1)$$

en donde:

k es el índice de modulación $0 < K < 1$.

Por lo general para reducir la potencia de transmisión se emplea el método de modulación equilibrada, en la cual la componente de onda portadora está suprimida. En este caso $E(t)$ se muestra por:

$$E(t) = S(t)\cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.2)$$

La modulación indicada por la ecuación (3.2), se llama modulación de doble banda lateral (DSB: Double Side Band). Si $S(t)$ representa un tren de impulsos unipolares, la forma de onda de $E(t)$ resulta como se indica en la figura N° 3.2.a., en este caso “marca” se representa por “1/2” y “espacio” por “-1/2”. La forma de onda del caso (a) es igual que la forma lograda mediante la manipulación ON-OFF de la onda continua por el interruptor ideal, por eso se llama ON-OFF ASK o ON-OFF Keying (OOK). Por otra parte la modulación del caso (b) se llama ASK por inversión de fase.

En cuanto a la forma de onda del caso (b) la envolvente de amplitud no varía, sino que lo que varía es la fase por lo que se puede considerar como onda PSK.

Comparando (a) con (b), ambas señales de la banda base tienen la misma potencia media y la única diferencia está en que los niveles de la polarización de la corriente directa son distintos.



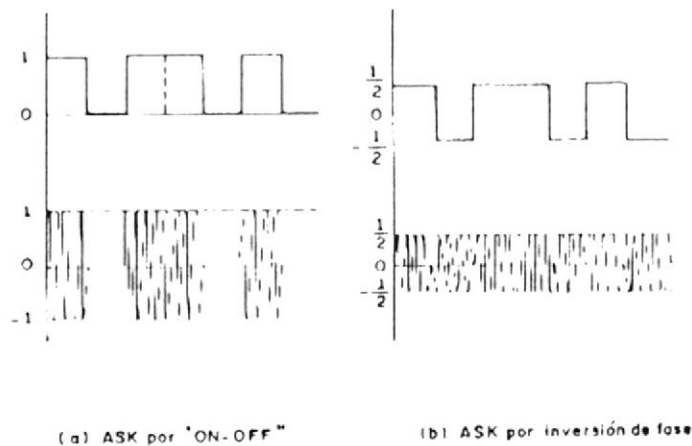


Figura N^o 3.2.- FORMA DE ONDA DE LA MODULACION DE AMPLITUD (ASK)

Como se nota de la figura vectorial N^o 3.3., la distancia (AB) entre "marca" y "espacio" del caso (a) es igual que la (CD) del caso (b), por tanto los márgenes de ruido contra errores de bits para ambos casos también son iguales. Sin embargo, en cuanto a los niveles de las ondas no moduladas que se indican por los radios de los círculos mostrados en la figura N^o 3.3., el nivel del caso (a) es mayor que el del caso (b), eso indica que, considerando la tasa de

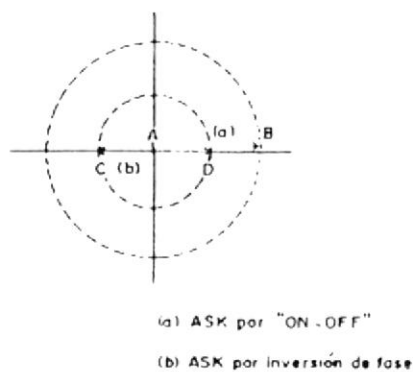


Figura N^o 3.3.-DIAGRAMA VECTORIAL DE UNA ONDA ASK

bits erróneos (BER), en relación con la S/N de la onda no modulada, el caso (a) requiere más potencia. Esto se debe a que la onda modulada del caso (b) contiene la información tanto en forma de amplitud como de fase, pero la del caso (a) contiene la información solamente en forma de amplitud. Así acerca de la relación entre la S/N y la BER el método (b) es favorable, pero por otra parte acerca de la facilidad de la de modulación.

Como se explicará mas adelante, el método (a) requiere de la detección de envolvente sencilla, pero el (b) requiere de la detección coherente para extraer la información contenida en forma de fase.

3.1.3 Modulación de fase (PM, PSK)

FORMULA FUNDAMENTAL:

Suponemos que la señal moduladora se representa por $S(t)$ igualmente al artículo anterior. Una onda PM de amplitud unitaria $E(t)$ cuya fase $\varphi(t)$, toma dos niveles 0 y π correspondiente a "1" y "0" de $S(t)$, se muestra por:

$$E(t) = \cos\{\omega_c t + \theta + \varphi(t)\} = \cos\{\omega_c t + \theta + \pi \cdot S(t)\} \quad (3.3)$$

Es decir: $E(t)$ toma $\cos(\omega_c t + \theta)$ o $-\cos(\omega_c t + \theta)$, con forma a $S(t)$.

Examinamos la acción del modulador de fase 0- π usando un diagrama vectorial cuyo eje de referencia corresponde a la fase de la onda portadora no modulada. En la figura N° 3.4 OP representa el vector de la onda portadora no modulada. Puesto que la anchura de banda es infinita, el punto extremo del vector de la onda modulada se traslada instantáneamente de P a Q, según varía $S(t)$, sin embargo, para el caso en que la anchura de banda está limitada, se traslada de P a Q con alguna demora. En tal caso, la onda modulada, en la cual el punto extremo del vector se mueve a lo largo de la circunferencia, representa una onda PM verdadera, y la onda modulada, en la cual el punto extremo del vector se mueve a lo largo de la línea POQ, representa una onda AM verdadera. En los moduladores ordinarios muchas veces el punto extremo se mueve a lo largo de caminos distintos (por ejemplo el punto R), por eso la onda modulada recibe AM y FM simultáneamente.

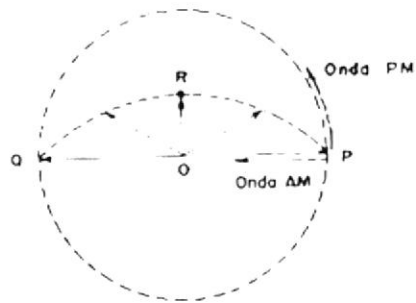


Figura N° 3.4.- DIAGRAMA TRANSITORIO VECTORIAL

En la transmisión digital los estados de una onda portadora, o sea los puntos P y Q, portan la información, entonces tal movimiento transitorio del vector no es tan importante para la transmisión de información, pero dependiendo del trazado del punto extremo del vector varia el espectro de la onda modulada. Al estudiar sobre la anchura de banda requerida esto hay que tomarlo en cuenta.

MODULACION DE FASE MULTINIVEL (PSK MULTINIVEL)

Ahora apreciaremos la modulación de fase multinivel

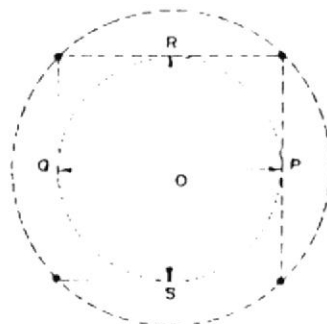


Figura N° 3.5.- ONDA 4-PSK (ONDA PSK CUADRIVALENTE)

Como se muestra en la figura № 3.5., al vector OP (OQ) de una onda PSK que toma dos niveles 0 y π , se agrega un vector OP (OS) ortogonal al vector OP (OQ.). Este nuevo vector puede agregarse y quitarse al vector anterior independientemente sin afectarle nada. Es decir la onda PSK cuadrivalente (4 PSK) compuesta de dos vectores tiene el mismo margen de ruido que la onda PSK bivalente (2-PSK), y tiene doble capacidad de transmisión. Sin embargo, la distancia entre un punto de código y el origen de las coordenadas resulta $\sqrt{2}$ veces mayor que la del caso de la 2-PSK, entonces se necesita más potencia de transmisión. La parte adicional es de 3 dB a lo más. Es claro que la PSK multinivel puede realizar el sistema de transmisión multinivel más eficazmente en comparación con la ASK multinivel.

Por lo general, el método que realiza la transmisión multinivel mediante n-puntos de código colocados a intervalos de $2\pi/n$ en una circunferencia que representa la fase de la onda portadora se llama PSK n-valente. Si $n=2^m$, se puede transmitir m-trenes de impulsos de dos niveles. En la figura № 3.6., se muestra la asignación de los elementos para la PSK de ocho niveles (8-PSK) y la PSK de 16 niveles (16-PSK).

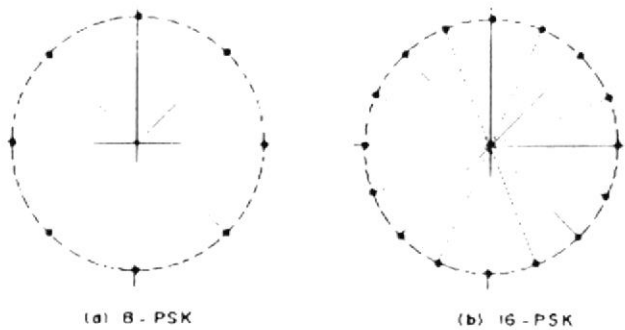


Figura № 3.6.-ASIGNACION DE CODIGO DE ONDA PSK MULTIVALENTE

3.1.14. Modulación de frecuencia (FM, FSK)

En caso de la modulación de frecuencia (FM o FSK), la frecuencia instantánea de la onda portadora se desplaza conforme a la tensión de la banda base. La forma de la onda FM se escribe como sigue:

$$f(t) = \cos(\omega_c t + \theta + \pi k_f \int^t s(t) dt)$$

La onda FSK se logra desplazando la frecuencia arriba y abajo de ω_c (frecuencia angular de la onda portadora). Es decir siendo $m_1 = 2\omega_c$ (ω_c es la frecuencia angular de excursión), para $S(t)$ que toma $\pm 1/2$ al azar, se tiene:

$$\text{Si } S(t) = \frac{1}{2} \quad E(t) = \cos\{(w_c + w_d)t + \theta\}$$

$$\text{Si } S(t) = -\frac{1}{2} \quad F(t) = \cos\{(w_c - w_d)t + \theta\}$$

En otra forma se tiene:

$$E(t) = \frac{1}{2} \cos\{(w_c - w_d)t + \theta\} + \frac{1}{2} \cos\{(w_c + w_d)t + \theta\} \\ + S(t) \cos\{(w_c - w_d)t + \theta\} - S(t) \cos\{(w_c + w_d)t + \theta\} \quad (3.5)$$

En esta ecuación, si $S(t)$ toma $1/2$ y $-1/2$ al azar, se tiene:

$$S(t) = 1/2: F(t) = \cos\{(w_c + w_d)t + \theta\}$$

$$S(t) = -1/2: F(t) = \cos\{(w_c - w_d)t + \theta\}$$

De la ecuación (3.5), se nota que; en caso de que las frecuencias se conmutan idealmente, la onda FSK se compone -tanto de dos ondas no moduladas cuyas frecuencias angulares son $\omega_c + \omega_d$ y $\omega_c - \omega_d$ como de dos ondas moduladas en amplitud por el tren de impulsos aleatorios $S(t)$ cuyas frecuencias angulares también son $\omega_c + \omega_d$ y $\omega_c - \omega_d$.

A continuación examinamos la forma de onda FSK un poco más detalladamente. La figura № 3.7., indica una onda FSK cuya frecuencia angular toma $\omega_c + \omega_d$ (marca) y $\omega_c - \omega_d$ (espacio) una después de otra. Como se muestra en esta figura, el hecho de que no se genere la variación brusca de fase en los puntos de cambio de estado (de frecuencia) entre dos intervalos de tiempo de los bits significa que esté satisfecha la condición de la continuidad de fase. Si la frecuencia angular varía en la forma de onda rectangular mostrada en la figura № 3.7.b., la fase se representa por la forma de onda de integración de ella, o sea, por la onda triangular mostrada en la figura № 3.7.c.

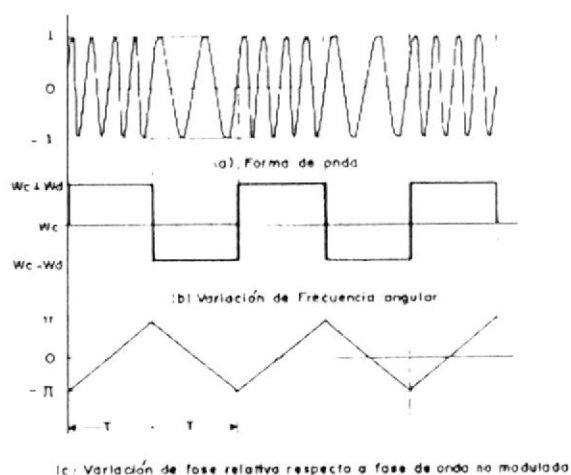


Figura N° 3.7.- VARIACIONES DE LA FORMA DE ONDA, DE LA FRECUENCIA ANGULAR Y LA FASE DE UNA ONDA FSK.

3.1.5 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM: Quadrature Amplitude Modulation)

En los métodos de modulación explicados hasta ahora solamente un parámetro de la onda portadora sinusoidal (amplitud, fase, frecuencia), varía conforme a la tensión de la señal moduladora.

Por otra parte, se sabe que variando dos parámetros simultáneamente se puede lograr algunos métodos de modulación más eficaz.

La modulación de amplitud en cuadratura (QAM) es un representante de ellos y en ella varía la amplitud y la fase de la onda portadora simultáneamente.

MODULACION DE FASE MEDIANTE LA QAM

Los caracteres distintivos de la QAM se pueden aprovechar principalmente en la transmisión multinivel cuyo número de niveles es superior a 16, aquí estudiamos sobre la transmisión cuadrivalente para facilidad de la explicación.

En la figura № 3.5., la onda PSK cuadrivalente (4PSK), se logra mediante la combinación de dos ondas PSK bivalentes (2-PSK) mutuamente ortogonales. Recordando que la onda 2-PSK puede ser generada por el método de la ASK bivalente logramos que la señal 4 PSK sea compuesta de dos señales ASK bivalentes y se tiene:

$$E(t) = e_1(t) + e_2(t)$$

$$= \frac{\psi_1(t)}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t + \theta) + \frac{\psi_2(t)}{\sqrt{2}} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.7)$$

En donde:

$\psi_1(t)$ y $\psi_2(t)$ representan las formas de onda de los impulsos de la banda base bivalentes independientes una de otra y $|\psi_1(t)| \leq 1$, $|\psi_2(t)| \leq 1$ también se muestra usando la envolvente (amplitud compuesta) y el ángulo de fase como sigue.

$$E(t) = \frac{1}{2} \sqrt{|\psi_1(t)|^2 + |\psi_2(t)|^2} \cos \left\{ \omega_c t + \theta + \tan^{-1} \frac{\psi_2(t)}{\psi_1(t)} \right\} \quad (3.8)$$

Como la anchura de banda de transmisión de las señales

$\Phi_1(t)$ y $\Phi_2(t)$, por lo general, está limitada, la altura del impulso resulta menor que 1 excepto el punto central del impulso (el momento de muestreo), por tanto el valor absoluto de $E(t)$ resulta menor que 1. Utilizando la figura № 3.8., se nota que el trazado de $E(t)$ se mueve a lo largo del cuadrado regular ABCD y de las diagonales AC y BD, por eso $E(t)$ no representa una onda PM verdadera

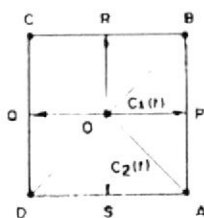


Figura N° 3.8.- ONDA 4-PSK PRODUCIDA POR COMBINACION ORTOGONAL DE DOS ONDAS AM BIVALENTES.

Pero en los momentos de muestreo la amplitud de $E(t)$, sigue siendo invariable, entonces la onda de $E(t)$ puede ser considerada como onda PSK.

Así la onda lograda mediante la combinación de dos ondas AM mutuamente ortogonales se llama onda QAM. La onda QAM se genera a base de onda AM que es la mas sencilla y es fácil de tratarse, y se puede elegir los puntos dados en el plano de fase como elementos de código, mediante esto se puede realizar la asignación ideal de los elementos de código. Por tanto la QAM juega un papel importante en la transmisión, multivalente.

QAM MULTIVALENTE

En la figura N° 3.9., se muestran varios métodos de la asignación de los elementos de código en el plano de fase bidimensional en cuanto a la modulación multivalente tomando la modulación de 16 niveles por ejemplo. Para discutir sobre la tasa de bits erróneos de ellos, basta lograr la razón entre la distancia A entre el origen de las coordenadas y el punto de un elemento de código más distante y la distancia d entre el origen y el punto de un elemento más cercano, o sea, A/d . Los resultados de los cálculos se indican en la tabla N° 3.1., aquí se nota que la asignación ideal de los elementos de código es la forma nido de abeja que se representa por el tipo II, pero este método requiere de un módem muy complicado y no es práctico. Por otra parte el método de la QAM (Asignación reticular) es comparativamente excelente en la característica de la S/N y se puede realizar utilizando la técnica de la modulación ortogonal que lleva información en las componentes de seno y coseno de la onda portadora por tanto aventaja a otros métodos en la facilidad de fabricación.

La QAM de la asignación reticular se logra componiendo dos ondas AM n-valentes ($n = 2 \uparrow m$) ortogonales en una onda, por eso el número de los elementos de código es n^2 .

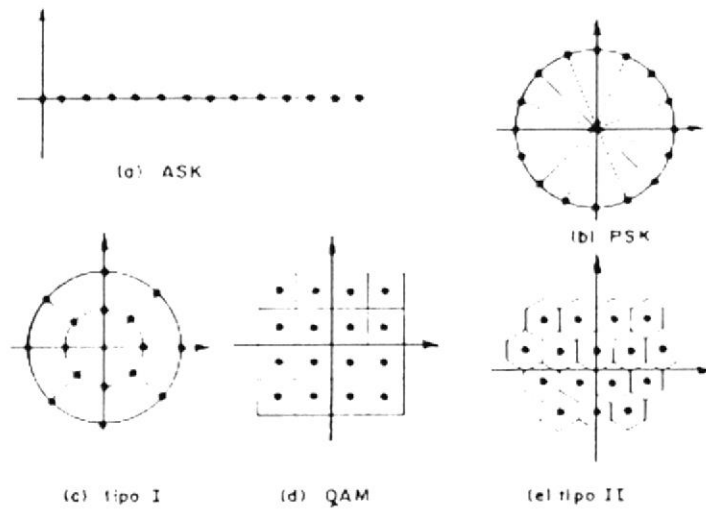


Figura N° 3.9.- ASIGNACIONES DE CÓDIGO DE VARIOS TIPOS DE MODULACION MULTIVALENTE

TABLA 3.1.

COMPARACION DE LAS POTENCIAS REQUERIDAS EN MODULACION MULTIVALENTE (16 NIVELLES)

Modos de modulación	ASK	PSK	Tipo I	QAM	Tipo II
A/d	16	2.56	2.61	2.12	1.64

Ahora siendo $\psi_1(t)$ y $\psi_2(t)$, las señales de la banda base que tienen amplitud n-valente, respectivamente y tomando $|\psi_1(t)| \leq 1$ y $|\psi_2(t)| \leq 1$, la onda QAM de amplitud unitaria $E(t)$ se representa también por la ecuación (3.7).

Suponemos que $E(t)$ tiene $2 \uparrow 2^m$ elementos de código. Si $m = 1$, todos los puntos (ósea , cuatro puntos) quedan a la misma distancia, desde el origen de las coordenadas y la asignación de los elementos de código coincide con la de la 4-PSK. En caso de $m=2$, se llama 16 QAM. La 16-QAM es un método de modulación que se emplea ampliamente hoy en día en sistemas de radio enlace digitales de alta eficiencia. Igualmente, en el caso de $m = 3$, y $m = 4$, se logran la 64.-QAM y la 256-QAM, respectivamente, en las cuales el número de los elementos de código aumenta bastante en comparación con el aumento de la información a transmitirse.

3.2. DEMODULACION Y CALCULO DE LA TASA DE BITS ERRONEOS (BER)

3.2.1. Métodos de demodulación fundamentales

La desmodulación es una manipulación en la cual la información trasladada en la banda de onda portadora mediante la modulación se traslada otra vez en la banda base. Existen dos métodos de desmodulación principales; o sea (1) el método en el cual la componente variable contenida en la onda modulada se detecta directamente; (2) el método en el cual, comparando la onda modulada con una onda no modulada, se detecta la parte de diferencia entre ellas. El primero, es un método de desmodulación que no requiere la referencia de fase para demodular la onda modulada y se llama detección no coherente. La detección de envolvente para la AM y la detección por el discriminador de frecuencia para la FM son representativas de la detección no coherente. El segundo en cambio, es un método que requiere una onda portadora de referencia cuya fase ya esté conocida para lograr la onda portadora originaria antes del proceso de modulación. Este método se llama detección coherente. La detección coherente se utiliza también tanto para la AM como para la FM. Para la PM solamente es aplicable la detección coherente. Empleando ciertas ecuaciones el proceso de desmodulación se representa como sigue: Suponiéndose que en la onda modulada $E_0(t)$ la amplitud y la fase varían simultáneamente (variación de amplitud ... $S_0(t)$, variación de fase... $\varphi_0(t)$) y siendo A la amplitud y θ la fase inicial de la onda portadora no modulada, se tiene,

$$E_0(t) = S_0(t) \cdot \cos\{ \omega_c t + \varphi_0(t) \} \quad (3.9)$$

En caso de la detección de envolvente se deriva la envolvente $S_0(t)$ directamente eliminándose la componente W_c . En caso de la detección coherente para sacar $S_0(t)$ o $\varphi_0(t)$ y lograr la señal de la banda base se emplea el método del producto en el cual la onda $E_0(t)$ se multiplica con una onda $E_1(t) = \cos(W_c t + \theta_1)$ cuya frecuencia angular es la misma que la de $E_0(t)$ y cuya fase es distinta de la de $E_0(t)$ en θ_1 . La detección coherente también se llama detección de producto. Es decir, se tiene:

$$E_1(t) \cdot E_0(t) = S_0(t) \cdot \cos(W_c t + \theta_1) \cos\{W_c t + \varphi_0(t)\} \\ = \frac{1}{2} S_0(t) \left[\cos\{\theta_1 - \varphi_0(t)\} + \cos\{2W_c t + \theta_1 + \varphi_0(t)\} \right] \quad (3.10)$$

Si se quita la componente de alta frecuencia, la señal de salida después de la detección coherente resulta proporcional tanto a la componente variable de amplitud $S_0(t)$ como al coseno de la diferencia de fase entre dos ondas portadoras $\{\theta_1 - \varphi_0(t)\}$.

Si $\varphi_0(t) = 0$ (no hay componente variable de fase), la señal de salida resulta proporcional a $S_0(t) \cdot \cos\theta_1$. Es decir, en caso de que $E_1(t)$ tiene la misma fase que $E_0(t)$ o sea, $(\theta_1 = 0)$, la señal de salida resulta máxima en amplitud. En cambio si la fase de $E_1(t)$ es perpendicular a la de $E_0(t)$, o sea $(\theta_1 = \pi/2)$, la señal de salida resulta ser 0. Estas son las características fundamentales de la detección coherente.

3.2.2. Relaciones entre la señal y ruido en la banda de frecuencia portadora

RUIDO DE BANDA-ESTRECHA

Se ha explicado en el Capítulo II, sobre el mecanismo mediante el cual el ruido se superpone a la señal de impulsos en la banda base, y se producen errores de bits. En la radiocomunicación los ruidos que causan errores de bits se generan principalmente en la banda de frecuencia portadora, por eso hay que tomar en cuenta las relaciones entre los ruidos y la señal en tal banda.

Ante todo, las características fundamentales del ruido aleatorio son como sigue. La distribución de la tensión instantánea del ruido $n_0(t)$ cuyo espectro es uniforme desde 0 Hz coincide con la distribución gaussiana como se muestra en la figura Nº 3.10.a. Por otra parte se sabe que el ruido resultante de banda estrecha $n(t)$ (que ha pasado por un filtro de pasa banda cuya frecuencia central es ω_c) torna una forma de onda semejante a la onda portadora (frecuencia angular ω_c) modulada en amplitud por el ruido de banda base, y la distribución de probabilidad sobre el valor de la envolvente de tal ruido se representa por la distribución del tipo Rayleigh. Por lo general, en los circuitos de transmisión prácticos la anchura de banda del ruido está limitada. Por tanto es necesario entender las características del ruido de banda estrecha $n(t)$. Dividiendo $n(t)$ en su componente en fase y en su componente ortogonal con respecto a la onda portadora de amplitud unitaria $\cos(\omega_c t)$ $n(t)$ se representa por

$$n(t) = x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (3.11)$$

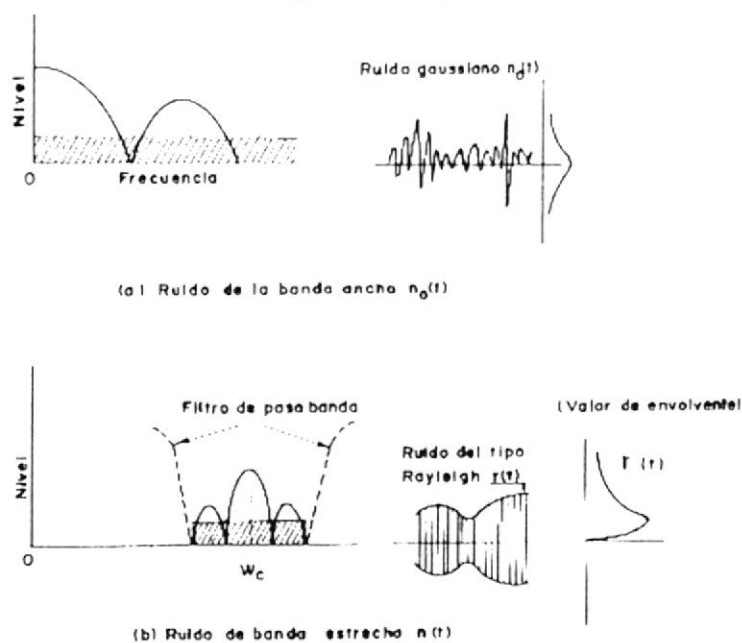


Figura Nº 3.10.- RUIDOS DE BANDA ANCHA Y DE BANDA ESTRECHA

En donde

$x(t)$ y $y(t)$ son funciones de tiempo que varían más lentamente que ω_c y obedecen a la distribución gaussiana.

En las coordenadas polares que utilizan como parámetros la envolvente y la fase instantánea $n(t)$ se expresa por:

$$n(t) = r(t) \cos \{ \omega_c t + \phi(t) \} \quad (3.12)$$

$$r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (3.13)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (3.14)$$

En donde:

$r(t)$ obedece a la distribución del tipo Rayleigh

$\phi(t)$ es uniforme entre 0 y 2π .

Además, siendo σ^2 la potencia de ruido, se tiene:

$$\sigma^2 = \overline{n^2(t)} = \overline{x^2(t)} = \overline{y^2(t)} = \frac{1}{2} \overline{r^2(t)} \quad (3.15)$$

DEFINICION DE LA RELACION SEÑAL/RUIDO (S/N)

A continuación analizamos la onda de señal $E_0(t)$ que ha pasado por un filtro de pasa banda como el mostrado en la figura № 3.10.b. $E_0(t)$ se expresa por una función cuya amplitud y fase varían simultáneamente como se muestra en la ecuación (3.9). La potencia media P_T de $E_0(t)$ se representa por:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T E_0^2(t) dt \quad (3.16)$$

En caso de que P_T se compara solamente con la potencia del ruido $n(t)$ en los momentos de muestreo, hay que considerar la potencia correspondiente al valor de cresta de la señal. Es decir en cuanto a $E_0(t)$ expresada por la ecuación (3.9), siendo Λ el valor de cresta ($\max |S_0(t)|$) de la envolvente $S_0(t)$, la potencia de la onda sinusoidal correspondiente a Λ es $\Lambda^2/2$. Con este valor la relación señal / ruido ρ después del filtro de pasa banda se define por:

$$\rho = \Lambda^2 / 2\sigma^2 \quad (3.17)$$

El valor de cresta de la envolvente de señal queda mantenido casi igual a la amplitud de la onda no modulada aunque una parte de la potencia de las ondas laterales incluidas en la señal se pierde debido al filtro de pasa banda, por lo cual se puede considerar que expresada por la ecuación (3.17), es igual a la C/N (relación portadora / ruido).

COEXISTENCIA ENTRE EL RUIDO DE BANDA ESTRECHA Y LA ONDA DE SEÑAL

En caso de que coexisten el ruido de banda estrecha $n(t)$ y la onda de señal $E_0(t)$ cuya potencia es suficientemente grande que la del ruido, la distribución de probabilidad del valor de la envolvente del vector compuesto de ellos tiene un significado importante en estadística. Siendo $x(t)$ la componente en fase y $y(t)$ la componente ortogonal del ruido con respecto a la onda de señal $E_0(t) = \Lambda \cos(\omega t)$, la amplitud del vector compuesto de señal y ruido $R(t)$, se expresa por:

$$R(t) = \sqrt{w^2(t) + y^2(t)} \quad (3.18)$$

$$w(t) = A \cos \omega_c t$$

Igualmente la fase $\alpha(t)$ se expresa por:

$$\alpha(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{w(t)} \quad (3.19)$$

Como $x(t)$ y $y(t)$ obedecen a la distribución gaussiana cuyo valor medio es de 0, la función de densidad de probabilidad (probability density function: PDF) Conjunta de $x(t)$ y $y(t)$ en las cercanías de los puntos de coordenadas (x,y) para el punto extremo del vector del ruido se representa por

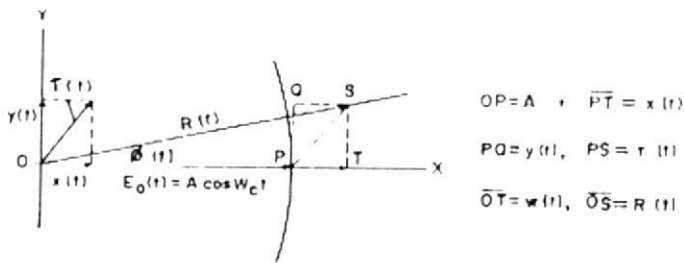


Figura N° 3.11.- SUPERPOSICION ENTRE SEÑAL Y RUIDO

$$P_0(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.21)$$

En donde:

$\sigma^2 = \overline{y^2} = \overline{x^2}$ es la potencia media del ruido.

Por tanto la PDF conjunta de w y Y se expresa por:

$$p_0(w, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \{(w-\Delta)^2 + y^2\}\right] \quad (3.22)$$

Mediante la substitución $w = R \cos\theta$ y $y = R \sin\theta$ se tiene la PDF conjunta siguiente $p(R, \theta)$, expresada en las coordenadas polares.

$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} (R^2 + \Delta^2 - 2\Delta R \cos\theta)\right] \quad (3.23)$$

La PDF $p(R)$ con respecto a R se logra mediante la integración de la ecuación (3.23), con respecto a todos los valores de θ .

$$p(R) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{R^2 + \Delta^2}{2\sigma^2}\right] \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{\Delta R \cos\theta}{\sigma^2}\right) d\theta \quad (3.24)$$

Aplicando la siguiente fórmula de función de Bessel al termino de integración.

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos\alpha) d\alpha \quad (3.25)$$

La ecuación (3.24) se simplifica como sigue:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} I_0\left(\frac{\Delta R}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{R^2 + \Delta^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.26.a)$$

Es la distribución de probabilidad que se llama distribución de Nakagami-Ric

La ecuación (3.26.a) puede transformarse como sigue :

$$p(k) = k I_0(k)$$

$$p(k) = k I_0(k \sqrt{2\rho}) \exp\left(-\frac{k^2 + 2\rho}{2}\right) \quad (3.26.b)$$

en donde:

$$k = R/\sigma$$

$I_0(z)$ puede expresarse por series infinitas

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} (n!)^2} = 1 + \frac{z^2}{4} + \frac{z^4}{64} + \dots \quad (3.27)$$

Si $A=0$ la ecuación (3.26.a.), se transforma en la siguiente.

$$p(r) = p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.28)$$

Esta distribución coincide con la del tipo Rayleigh bien conocida. En la figura N° 3.12., se indica el gráfico de $p(k)$ tomando $p = A^2/2a^2$ expresada en dB como parámetro.

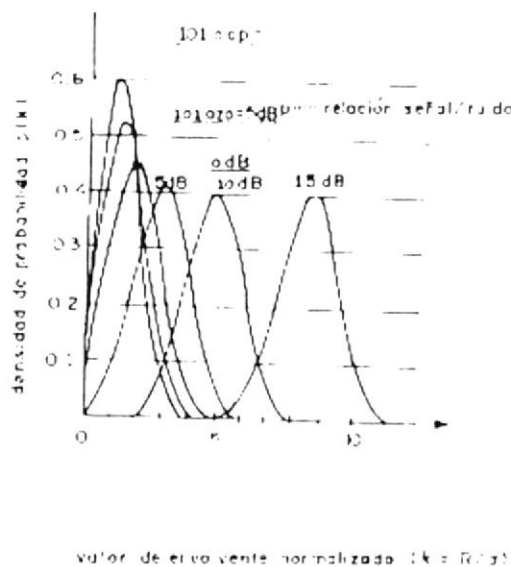


Figura N° 3.12.- DISTRIBUCION DE PROBABILIDAD DEL CONTORNO DE ENVOLVENTE DE UNA ONDA COMPUESTA DE ONDA SENOIDAL Y RUIDO DE BANDA ESTRECHA.

3.2.3. Desmodulación de la onda ASK

Aquí explico sobre la desmodulación de la onda 00K bivalente como representante de ondas ASK.

DETECCION NO COHERENTE (DETECCION DE ENVOLVENTE)

En el sistema de 00K bivalente, en caso de que la señal es "ON" (marca), se recibe una onda compuesta de ruido y onda sinusoidal de amplitud de cresta constante, y en caso de que la señal es "OFF" (espacio), se recibe sólo ruido. En la figura № 3.13., se muestra la composición fundamental del receptor para el caso en que tal onda compuesta se demodula mediante la detección de envolvente. Entonces a la entrada del detector de envolvente se alimentan una onda 00K bivalente y ruido gaussiano de banda estrecha y así se tiene,

$$\text{marca: } s(t) + n(t) = \{A \cos(\omega_c t)\} \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (3.29)$$

$$\text{espacio: } n(t) = x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (3.30)$$

En donde:

A es la amplitud de cresta de la señal

$x(t)$ y $y(t)$ representan ruidos gaussianos de banda estrecha, σ^2 es la potencia media del ruido.

La salida del detector de envolvente se expresa por el valor de envolvente de las ecuaciones (3.29) y (3.30), o sea, el valor absoluto de la amplitud compuesta, por tanto se

tiene,

$$\text{marca: } R(t) = \sqrt{\{A + x(t)\}^2 + y^2(t)} \quad (3.31)$$

$$\text{espacio: } r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (3.32)$$

Las distribuciones de probabilidad de $R(t)$ y $r(t)$ se expresan por la ecuación (3.26) (o sea, la distribución de Nakagami - Rice) y por la ecuación (3.28) (o sea, la distribución de tipo Rayleigh), respectivamente. La decisión entre "marca" y "espacio" se lleva a cabo comparando la tensión de salida del detector de envolvente con la de umbral β

Por tanto, cuando viene "marca", la probabilidad (P_{cm}) de que "marca" se tome por "espacio" erróneamente se representa por:

$$\begin{aligned}
 P_{cm} &= \int_0^{\beta} p(R) dR = 1 - \int_{\beta}^{\infty} p(R) dR \\
 &= 1 - \int_{\beta}^{\infty} \frac{R}{\alpha^2} I_0\left(\frac{\Delta R}{\alpha^2}\right) \exp\left(-\frac{R^2 + \Delta^2}{2\alpha^2}\right) dR \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

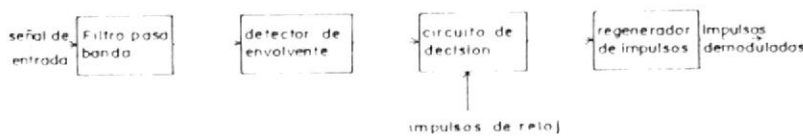


Figura N° 3.13.- DEMODULACION POR LA DETECCION DE ENVOLVENTE

Esta ecuación es bastante complicada, pero usando la función Q que se define por la ecuación (3.34), ella puede simplificarse y transformarse en la ecuación (3.35).

$$Q(a, b) = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sigma} I_0(a\tau) \exp\left(-\frac{\tau^2 + a^2}{2}\right) d\tau \quad (3.34)$$

$$P_{cm} = 1 - Q\left(\frac{A}{\sigma}, \frac{\beta}{\sigma}\right) = 1 - Q\left(\sqrt{2p}, \frac{\beta}{\sigma}\right) \quad (3.35)$$

En donde

$$p = A^2/2\sigma^2$$

La función Q se utiliza bien en la teoría de radar y es fácil de ejecutar integración numérica sobre ella. Por otra parte cuando viene "espacio" la probabilidad (P_{es}) de que "espacio" se tome por "marca" erróneamente se representa por:

$$\begin{aligned} P &= \int_{\beta}^{\infty} p(\tau) d\tau \\ &= \int_{\beta}^{\infty} \frac{\tau}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma^2}\right) d\tau = \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Por tanto, en caso de la detección de envolvente si la proporción de marca es de 1/2, la tasa de códigos erróneos P_c de la señal OOK se expresa por:

$$P_c = \frac{1}{2} (P_{cm} + P_{es}) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - Q\left(\sqrt{2p}, \frac{\beta}{\sigma}\right) \right\} + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.37)$$

Las curvas de $p(R)$ y $p(r)$ se muestran en la figura N° 3.14.

El área sombreada, que queda a la izquierda de $p(R)$ con respecto a la tensión de umbral (β),

indica P y el área sombreada a la derecha de $p(r)$ con respecto a β indica P_e

La tensión óptima de umbral (β_0) que hace mínima la suma de ellas (o sea, P_e) se indica por

el punto de intersección entre las dos curvas. Como las formas de distribuciones de $p(R)$ y

$p(r)$, son distintas, el punto de β_0 no coincide con la mitad de la tensión de cresta del impulso

"marca" y por lo general es mayor que ella. Es difícil calcular precisamente el valor de β_0

utilizando la igualdad $p(R) = p(r)$ pero aproximadamente se puede tener

$$\beta_0 = \frac{1}{2} \sqrt{2\sigma^2 + A^2} \quad (3.38)$$

En este caso si $A^2 > 2\sigma^2$, o sea la S/N es suficientemente grande, se puede considerar que

el valor de β_0 está aproximado a $A/2$. Tomando $\beta = \beta_0 = A/2$, la ecuación

(3.37), se transforma en

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - Q \left(\sqrt{2\rho}, \frac{A}{2\sigma} \right) \right\} + \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{A^2}{8\sigma^2} \right) \\ &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - Q \left(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\frac{\rho}{2}} \right) \right\} + \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\rho}{4} \right) \end{aligned} \quad (3.39)$$



En cuanto a la función de Q ., si a y b son grandes, $Q(a,b)$ se expresa aproximadamente por

$$Q(a, b) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{a-b}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.40)$$

Además en cuanto a la función de error complementaria, si z es grande, se tiene

$$\operatorname{erfc}(z) = \frac{1}{z\sqrt{\pi}} \exp(-z^2) \quad (3.41)$$

Por tanto si $p > 1$, el primer término del segundo miembro de la ecuación (3.39), se transforma en

$$\frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{p}}{2} \sqrt{\frac{c}{4}}\right) \right] = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{p}}{2} \sqrt{\frac{c}{4}}\right) = \frac{1}{2\sqrt{\pi c}} \exp\left(-\frac{c}{4}\right) \quad (3.42)$$

En consecuencia P_e se representa por:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\pi p}} \operatorname{erfc}\left(\frac{p}{4}\right) \right] \quad (3.43)$$

Esta es la ecuación aproximada que indica la tasa de códigos erróneos en relación con la detección de envolvente para el caso en que la S/N es grande y el nivel de umbral es óptimo.

DETECCION COHERENTE

La detección coherente se lleva a cabo multiplicando con la onda recibida una portadora de referencia cuya fase ya está conocida con respecto a la de la onda recibida. En los sucesivos artículos explicare sobre algunos métodos de generar la onda portadora de referencia, aquí provisionalmente suponemos que ya hemos obtenido tal onda portadora. La composición fundamental del detector coherente se muestra en la figura N° 3.15.

Para la mayor simplificación, suponemos que la diferencia de fase entre la onda recibida y la onda portadora es de 0, o sea, sus fases quedan completamente sincronizadas. En este caso, acerca del ruido, a la salida del detector aparece sola la componente en fase con la onda de señal $x(t)$. La componente ortogonal $y(t)$ se elimina en el detector. Por tanto para lograr la tasa de errores basta saber las magnitudes de la señal y el ruido solamente en el eje X de la figura N° 3.16.

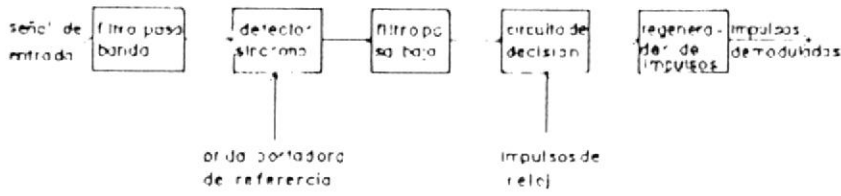


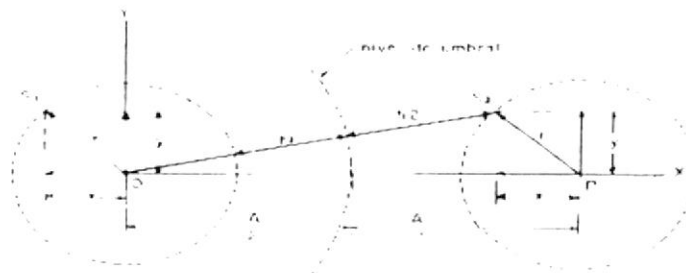
Figura N° 3.15. DEMODULACION POR LA DETECCION SINCRONA

Primero para el caso en que coexisten señal y ruido (o sea, “marca”O, siendo $w(t)$ la componente en el eje X de la amplitud de la onda compuesta de señal y ruido, se tiene:

$$w(t) = A + x(t) \tag{3.44}$$

Recordando que $X(t)$ toma la distribución gaussiana con valor medio 0 y variancia σ^2 , la función de densidad de probabilidad (pdf) de tal onda compuesta $p(w)$ se representa por:

$$p(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} (w-A)^2} \tag{3.45}$$



- \vec{A} = A = amplitud de señal
- \vec{B} = B = valor de envolvente de ruido
- \vec{R} = R = valor de envolvente de vector compuesto

Figura N° 3.16.- RELACION ENTRE EL VALOR DE ENVOLVENTE Y EL NIVEL DE UMBRAL RESPECTO A UN VECTOR DE RUIDO.-

Por otra parte, en caso de que existe sólo ruido (o sea, "espacio") a la salida aparece sólo $X(t)$, y la PDF $p(x)$ se representa por

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3.46)$$

Siendo β el nivel de umbral, la probabilidad P_{cm} de que W sea inferior a β se expresa por:

$$\begin{aligned} P_{cm} &= 1 - \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(w-A)^2\right\} dw \\ &= 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\beta-A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned} \quad (3.47)$$

También la probabilidad P_{es} de que sea superior a β se expresa por:

$$P_{es} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\beta}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (3.48)$$

Las ecuaciones (3.47) y (3.48), tienen la misma forma de distribución, solamente las posiciones de los ejes centrales son distintas (figura N° 3.17). El nivel de umbral óptimo (β_0) que hace mínima la suma de P_{cm} y P_{es} es dado por el punto de intersección entre las dos curvas. En este caso es obvia $\beta_0 = A/2$, Sustituyendo β por $A/2$ en las ecuaciones (3.47) y (3.48), se tiene:

$$P_{cm} = P_{es} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\sigma}}{2}\right) \quad (3.43)$$

en donde

$\rho = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ es la relación señal/ruido.

Por tanto la tasa total de códigos erróneos P_e se expresa por:

$$P_e = \frac{1}{2}(P_{em} + P_{es}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\rho}}{2} \right) \quad (3.50)$$

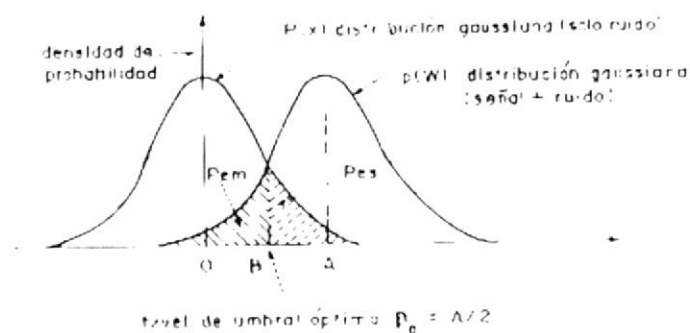


Figura N.º 3.17.-FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DEL CASO DE QUE UNA ONDA CON RUIDO SE DETECTA CORRECTAMENTE.

Al compararla con la ecuación aproximada (3.43), del caso de la detección de envolvente, utilizando la ecuación (3.41), la ecuación (3.50), puede transformarse aproximadamente en la función exponencial siguiente

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\rho}}{2} \right) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi\rho}} \exp \left(-\frac{\rho}{4} \right) \quad (3.51)$$

La ecuación (3.51) da el mismo resultado que la (2.21) la cual indica la relación entre la señal de impulsos de la banda base y el ruido gaussiano. Esta es la característica general de la detección coherente. Es

decir, en la detección coherente se requiere una onda portadora de referencia cuya fase está sincronizada completamente con la de la onda recibida, por tanto la onda portadora se elimina en la banda base y solamente quedan la señal moduladora y el ruido.

3.2.4. Desmodulación de la onda PSK

PSK BIVALENTE (2—PSK)

En este artículo logramos la relación entre el ruido y la tasa de errores en cuanto a la señal 2-PSK ($0-\pi$), que se muestra en la figura № 3.18. La desmodulación se lleva a cabo por el detector coherente cuya composición es la misma que la mostrada en la figura № 3.15.

En la señal PSK siempre existe una onda señal, esto es distinto del caso de la señal OOK, por eso a la entrada del detector se suministran una onda de señal y ruido independientemente de “marca” o “espacio”. Si la onda portadora de referencia está completamente sincronizada con la onda de señal recibida, a la salida del detector aparece una componente del ruido cuya fase es la misma que la onda portadora de referencia.

La distribución de probabilidad de su amplitud se indica por la distribución gaussiana cuyo centro es P o P' en el eje X como se muestra en la figura No 3.18. .

Estos procesos son los mismos que los de la detección coherente para la señal OOK que hemos logrado en el artículo anterior.

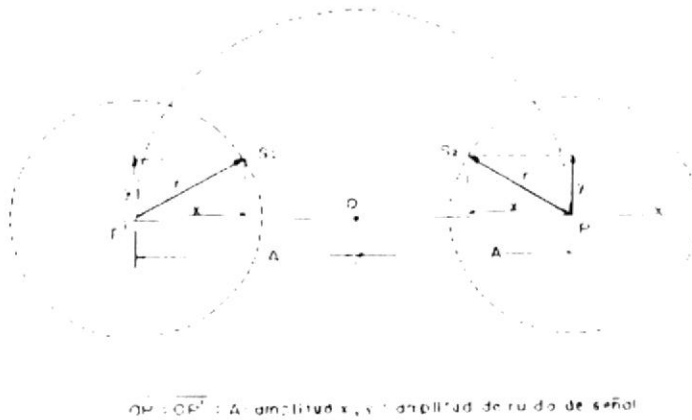


Figura № 3.18.- SUPERPOSICION ENTRE SEÑAL DE ONDA 2-PSK Y RUIDO

Sin embargo, la distancia entre dos elementos de código, o sea , entre “marca” y “espacio” es $2A$, y es el doble de la señal OOK. El nivel de umbral óptimo por el cual se decide “marca” y/ o “espacio” es el origen de las coordenadas “0” Es decir, la señal 2-PSK requiere justamente la mitad de la amplitud de la señal OOK (un cuarto de la potencia) para lograr la misma tasa de errores, por tanto de la ecuación (3.51), puede introducirse la ecuación siguiente:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho}) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\rho}} \int_{\rho}^{\infty} \exp(-\rho) \quad (3.52)$$

PSK MULTIVALENTE

Utilizando el método mediante el cual hemos logrado las ecuaciones (3.50) y (3.52) relacionadas con la tasa de errores para la detección coherente, también podemos obtener la tasa de errores sobre la señal PSK multivalente. Primero examinamos sobre él sistema PSK n -valente en que los elementos de código estén colocados a intervalos fijos en una circunferencia cuyo radio es A (amplitud de la señal) en el plano de fase como se muestra en la figura № 3.19. En caso de que la SIN es ciertamente grande, la tasa

de errores del

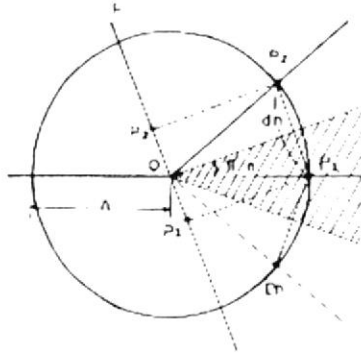


Figura N°- 3.10.- ASIGNACION DE CODIGO DE UNA SEÑAL n-PSK

sistema depende de los errores entre los elementos de código que están a la distancia mas corta uno a otro, por tanto en cuanto al elemento de código P basta lograr la tasa de errores relacionada con los elementos P_2 y P_n ,que están adyacentes al P_1 . La distancia mas corta entre dos elementos $(d_n = \overline{P_1 P_2})$ es igual que el largo de un lado del n-ésimo polígono equilátero y se expresa por :

$$d_n = 2A \sin \frac{\pi}{n} \quad (3.53)$$

En caso de que al vector de la señal OP se añade un ruido gaussiano cuya distribución de fase es uniforme, solamente la componente paralela a la línea PLP2 . causa errores de códigos entre los elementos de código P_1 y P_2 . Siendo $x(t)$ tal componente, también $x(t)$ toma una distribución gaussiana cuyo valor medio es de 0 y cuya variancia es σ^2 potencia de ruido) Para lograr una señal de salida del detector que hace máxima la distancia entre los elementos de código adyacentes ($P_1 P_2$) basta detectar la señal de entrada coherentemente utilizando una onda portadora de referencia cuya fase es paralela a

la línea $P_1 P_2$ (línea 1 de la figura № 3.19). Siendo P_1' y P_2' las señales de salida detección para el caso en que no hay ruido, es obvio que el nivel de umbral óptimo es el origen "0" que coincide con el punto central de la línea $P_1' P_2'$. La probabilidad P_{e1} de que $X(t)$ excede de este nivel, o sea de que el elemento de código P_1 se tome erróneamente por el P_2 se representa por:

$$P_{e1} = \int_{dn/2}^{\infty} \frac{1}{dn \cdot \sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{dn}{2\sqrt{2}\sigma}\right)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho} \cdot \sin \frac{\pi}{n}\right) \quad (3.54)$$

En cuanto a la probabilidad de que el elemento de código P_1 se tome por el P_n , logramos el mismo resultado, pero en este caso, como onda portadora de referencia hay que seleccionar una onda cuya fase es paralela a la línea $P_1 P_n$.

Por tanto considerando que respecto a un elemento de código existen dos elementos de código que están simétricamente ubicados a ambos lados de él a la distancia más corta, la tasa de códigos erróneos del sistema PSK n -valente se expresa por

$$P_e = 2 \cdot P_{e1} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho} \cdot \sin \frac{\pi}{n}\right) \quad (n > 2) \quad (3.55)$$

DETECCION RETARDADA (DETECCION POR COMPARACION DE FASE)

Hasta aquí para la detección coherente hemos supuesto que la onda portadora de referencia se genera

independientemente de la onda recibida, pero en realidad se la puede generar directamente mediante la onda recibida. La figura N.º.20., indica un sistema demodulador en el cual mediante la ramificación se extrae una parte de la onda recibida y retardándola en un intervalo de tiempo (one time slot) ella se transforma en onda portadora de referencia y después se lleva a cabo la detección de producto entre la onda así lograda y la onda de señal recibida.

En caso de la señal 2-PSK la salida de este detector está acompañada por $\cos(0) = 1$ como coeficiente para el caso en que entre dos intervalos de tiempo mutuamente adyacentes no hay cambio de fase o está acompañada por $\cos(\pi) = -1$ para el caso en que hay cambio de fase. Por tanto aunque la fase absoluta de la onda portadora de referencia (o sea, onda de recepción retardada en un intervalo de tiempo) sea desconocida, se puede detectar el cambio de fase entre los impulsos -adyacentes. Entonces si en el lado de transmisión se lleva a cabo alguna manipulación en la cual "1" ó "0" de impulso -se convierte en "0n" o "0FF" de tal cambio respectivo de fase, se puede transmitir la información de impulsos correctamente.

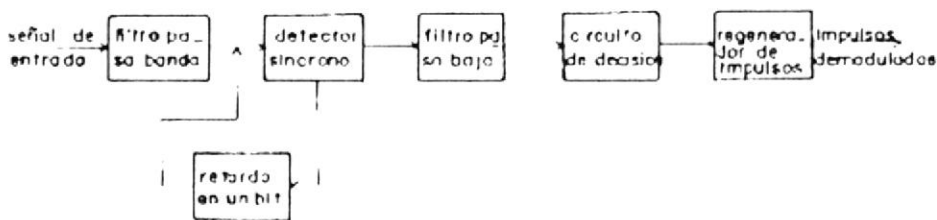


Figura N.º.20. - DEMODULACION POR LA DETECCION RETARDADA

Por ejemplo como se muestra en la tabla N.º 3.2., el tren de impulsos original (X_k) se convierte en (Y_k) mediante el cálculo binario entre los bits adyacentes, o sea:

$$Y_k = Y_{k-1} + X_k$$

Tabla N°-3.2.

PRINCIPIO DE LA CONVERSION DIFERENCIAL

impulsos originales $\{X_k\}$	0	1	1	0	1	0	0	1	
valor de desplazamiento de fase $\{Y_k\}$	π	π	0	π	π	0	0	0	π
$\{X_k\}$	1	1	0	1	1	0	0	0	1
$\{X_k\}$	0	1	1	0	1	0	0	1	

extremo de transmisión $Y_k = Y_{k-1} + X_k$

extremo de recepción $Y_k - Y_{k-1} = X_k$

En caso de que se lleva a cabo algún tipo de modulación en que conforme al valor de Y_k la fase de la onda portadora se desplaza con referencia a la fase de un BIT anterior, si tal información se transmite exactamente al extremo de recepción, después de la desmodulación mediante el cálculo inverso del cálculo ejecutado en un extremo de transmisión X_k puede reproducirse en el extremo de recepción. Esta manipulación se llama conversión diferencial

(PSK diferencial). En el método de desmodulación (detección retardada) mostrado en la figura N° 3.20., hay que emplear la conversión diferencial. También en caso de la detección coherente ordinaria, si se utiliza la conversión diferencial no hace falta la referencia de fase

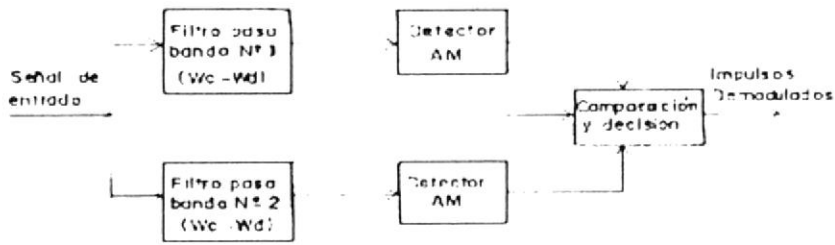


Figura N° 3.21.- COMPOSICION DEL DETECTOR DE LA ONDA FSK

absoluta y la composición del demodulador resulta sencilla, por tanto en varios sistemas se emplea tal método de conversión.

La decisión de “marca” o “espacio” se lleva a cabo comparando dos señales de salida de dos detectores AM después de haber pasado por los filtros. Por tanto mediante la combinación de dos filtros de pasa banda cuya característica de frecuencia esta ajustada adecuadamente y dos detectores AM, se realiza un proceso igual que la discriminación de frecuencia y de esta manera la desmodulación de la onda FSK puede tratarse como la de la onda ASK.

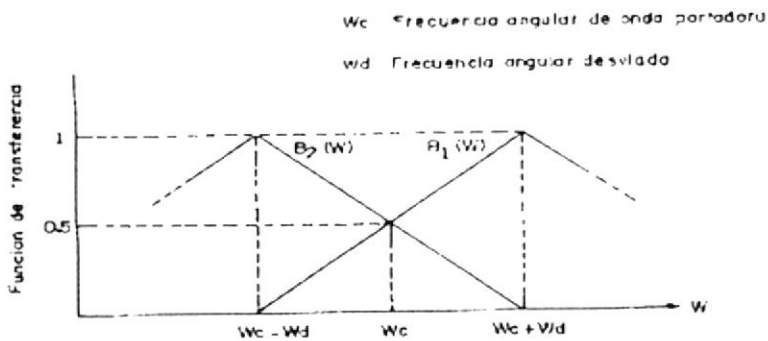


Fig. N° 3.22.- CARACTERISTICA DE PASA DEL FILTRO DE PASA BANDA

DETECCION NO COHERENTE

En el demodulador de la figura № 3.21., si se supone que la señal recibida es “marca”, toda la energía de la señal pasa por el filtro 1 cuya frecuencia central es $\omega_c + \omega_d$ en el momento de decisión. Por otra parte el ruido se divide en dos partes conforme a las características de los filtros mostradas en la figura № 3.22., y luego esas dos partes se alimentan en los dos detectores AM correspondientes a las mismas potencias. En este caso, la función de densidad de probabilidad (pdf) sobre el valor de envolvente R de la señal de salida del filtro 1 se representa por la ecuación (3.26) y también la de r del ruido de salida del filtro 2 se representa por la ecuación (3.28). Es decir si viene “marca” en el filtro 1 se tiene:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{AR}{\sigma^2} \right) \exp \left(-\frac{R^2 + A^2}{2\sigma^2} \right)$$

en el filtro 2, se tiene:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} \right)$$

A es la amplitud de la señal y σ^2 es la potencia del ruido de banda estrecha a la salida del filtro . Después de la detección ejecutada en los detectores de envolvente, R se compara con r en el comparador. Si se supone que $R > r$ da “marca” y $R < r$ da “espacio”, la tasa de errores se expresa por:

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^\infty F(H) \left\{ \int_R^\infty p(r) dr \right\} dR \\ &= \int_0^\infty \frac{R}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{AR}{\sigma^2} \right) \exp \left(-\frac{2R^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) dR \end{aligned} \quad (3.57)$$

Utilizando la función de Q(3.34), la ecuación (3.57), se transforma en:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) Q(\sqrt{\rho}, 0) \quad (3.58)$$

en donde: $\rho = A^2 / 2\sigma^2$

$\rho = A^2 / 2\sigma^2$ (relación señal/ruido)



Hasta aquí hemos logrado la tasa de errores habiendo supuesto que la señal es “marca”. Para el caso en que la señal es “espacio” también podemos lograr el mismo resultado, o sea, la ecuación (3.59).

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho}{2}}\right) \right\}$$

$$= \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \right\} \quad (3.59)$$

Uno de los caracteres distintivos de la detección retardada radica en que la onda recibida se utiliza directamente como onda portadora de referencia, por eso la onda de referencia recibe la influencia del ruido en el mismo grado que la onda de la señal, lo que hace complicado el cálculo sobre la tasa de códigos erróneos en el caso de la detección retardada. Aquí indicamos solamente el resultado omitiendo el proceso de cálculo, si ρ (o sea, la relación señal/ruido) es grande, se tiene:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\rho) \quad (3.56)$$

La tasa de errores P_e calculada aquí es para el tren de impulsos (Y_k) mostrado en la tabla N° 3.2., si un bit Y_k sufre error, dos bits X_k y X_{k+1} acaban por sufrirlo. Por tanto la tasa de errores P_e del tren de impulsos (X_k) se expresa por $P_e = 2P_e$

3.2.5. Desmodulación de onda FSK

La figura № 3.21., muestra un ejemplo de la composición del demodulador de onda FSK. Este método aprovecha que la onda FSK se genera fundamentalmente conmutando dos ondas de marca ($\omega_c + \omega_d$) y “espacio” ($\omega_c - \omega_d$). El demodulador se compone de dos filtros de pasa banda y dos detectores AM. Si el detector AM es el de envolvente, se lleva a cabo la detección no coherente, en cambio si es el de producto, se lleva a cabo la detección coherente. Para la simplificación suponemos que las frecuencias angulares centrales de dos filtros de pasa banda son $(\omega_c + \omega_d)$ y $(\omega_c - \omega_d)$ respectivamente y en cuanto a las funciones de transferencia $B_1(\omega)$ y $B_2(\omega)$ se tiene la relación

$$B_1(\omega) + B_2(\omega) = 1 \text{ para } (\omega_c - \omega_d) \leq \omega \leq (\omega_c + \omega_d) \text{ (Ver figura № 3.22).}$$

En los sistemas de transmisión prácticos la frecuencia angular varía continuamente aun en el período transitorio de “marca” a “espacio”, y la energía de la señal de entrada se divide en dos filtros con la proporción mostrada en la figura № 3.22., conforme a la frecuencia angular instantánea correspondiente.

DETECCION COHERENTE

Para ejecutar la detección coherente en el demodulador mostrado en la figura (3.21), primero la onda de señal se detecta mediante dos ondas portadoras de referencia ($\omega_c + \omega_d$) y ($\omega_c - \omega_d$) y segundo, de las señales detectadas se les quita la componente de alta frecuencia (o sea, onda portadora) por los filtros de pasa bajo, luego las salidas de los filtros se comparan una con otra igualmente al caso de la detección de envolvente. Si se supone que la señal es “marca”, la salida del filtro de pasa banda 1 $w_1(t)$ se compone de tal señal y la componente en fase del ruido respecto a la señal (onda portadora de referencia), y se expresa por:

$$w_1(t) = A + X_1(t) \tag{3.60}$$

Por otra parte, por el filtro 2 pasa sólo el ruido, entonces la salida $w_2(t)$ se expresa por:

$$w_2(t) = x_2(t) \quad (3.61)$$

$x_1(t)$ y $x_2(t)$ indican las amplitudes de los ruidos de banda estrecha cuyas anchuras de banda están limitadas por los filtros mostrados en la figura № 3.22., y se representan por la distribución gaussiana cuyo valor medio es de 0 y cuya variancia es σ^2 . Comparando las dos salidas, si w_1 (señal + ruido) es inferior a w_2 (ruido), ocurren errores. Es decir, la tasa de errores se expresa por:

$$P_e = P_{\text{prob}} [w_1 - w_2 < 0] \quad (3.62)$$

Aquí siendo $v = w_1 - w_2 = A + x_1 - x_2$, la variable v obedece a la distribución gaussiana. Su valor medio y variancia se representan por:

$$\bar{v} = A$$

$$\overline{v^2} = \overline{(v - \bar{v})^2} = \overline{(x_1 - x_2)^2} = \overline{x_1^2 + x_2^2} = 2\sigma^2 \quad (3.63)$$

Por tanto la PDF de v se expresa por:

$$p(v) = \frac{1}{2\sigma^2 \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{(v - A)^2}{4\sigma^2} \right\} \quad (3.64)$$

De esta ecuación, la tasa de errores P_e se calcula fácilmente y se tiene:

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{-\infty}^0 p(v) dv = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sigma} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\rho}{2}} \right) \\ &\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \exp \left(-\frac{\rho}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.65)$$

3.2.6 Desmodulación de la onda QAM

16-QAM

Hasta la parte anterior tenemos la tasa de errores y los métodos de desmodulación relacionados con la señal bivalente. Sin embargo, en cuanto a ondas QAM, solamente la onda QAM de 16 niveles (16-QAM) o de más altos niveles satisface la condición de que la amplitud y la fase llevan información simultáneamente (este es uno de los caracteres distintivos de ondas QAM), por tanto tratamos de la onda 16QAM como la representativa.

En la figura № 3.23., se muestra un ejemplo de los demoduladores 16-QAM. En los demoduladores prácticos además se necesita un proceso adicional en el cual se llevan a cabo procesamientos de impulsos tal como en la conversión diferencial.

En la figura № 3.24., se muestra la asignación de los elementos de código de una onda portadora recibida. La onda 16-QAM contiene información tanto en la fase como en la amplitud, entonces esta onda tiene que demodularse mediante la detección coherente. En el demodulador de la figura № 3.23., la onda recibida se divide en dos partes, las cuales se detectan coherentemente por dos ondas portadoras de referencia cuyas fases son distintas en 90° una de otra (los ejes de I y Q representan tales fases). Las salidas de detección en los ejes I y Q deciden cual elemento de código ha sido recibido de los 16 elementos de código, y según este elemento de código se restauran cuatro trenes de impulsos bivalentes.

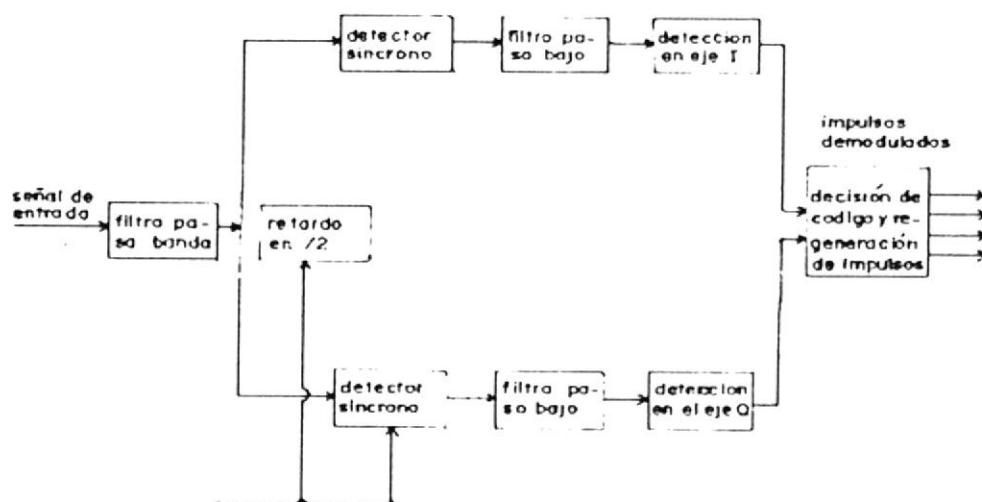


Fig. N° - 3.23.-COMPOSICION DEL DEMODULADOR DE LA ONDA 16-QAM

La tasa de códigos erróneos de la onda 16-QAM se logra mediante el mismo método de cálculo que en el caso de la onda PSK multivalente como se explicó en el Artículo 3.2.4. siendo A la amplitud máxima de la señal recibida, la distancia más corta entre los elementos dados de código d se expresa por:

$$d = \frac{\sqrt{2} A}{3} \quad (3.66)$$

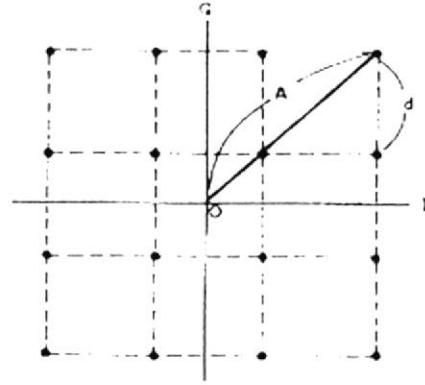


Fig. N.º 3.24.- ASIGNACION DE CODIGO DE ONDA 16-QAM

Por tanto la tasa de códigos erróneos (P_{eo}) que se generan entre dos elementos de código se representa por la siguiente ecuación aproximada

$$\begin{aligned}
 P_{eo} &= \int_{d/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{6\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2\rho}}{6}\right)
 \end{aligned} \tag{3.67}$$

Como la onda 16-QAM toma tres niveles de amplitud, la potencia media ρ se expresa por:

$$\rho = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{4} \Delta^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{5}}{3}\right)^2 \Delta^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3}\right)^2 \Delta^2 \right\} = \frac{5}{18} \Delta^2 \tag{3.68}$$

Entonces la relación señal/ruido ρ_0 para la potencia media se expresa por:

$$\rho_0 = \frac{1}{18\sigma^2} \operatorname{erfc} = \frac{5d^2}{4\sigma^2} \tag{3.69}$$

Según la posición del elemento de código difiere el número de los elementos de código que están a la distancia d desde el elemento de código contemplado, por lo que varía la tasa de códigos erróneos conforme a la posición del elemento de código. No obstante, la tasa de códigos erróneos media se expresa por:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \frac{1}{16} (4 \times 2P_{e0} + 8 \times 3P_{e0} + 4 \times 4P_{e0}) = 3P_{e0} \\
 &= \frac{3}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_{e0}}{10}} \right) \quad (3.71)
 \end{aligned}$$

QAM multivalente

En cuanto a la QAM multivalente cuyo número de niveles es mayor que 16, la composición fundamental del demodulador es la misma que la de la figura № 3.23. En cuanto a la onda QAM n -valente que tiene la asignación de código reticular como se muestra en la figura № 3.25., la distancia más corta entre dos elementos de código d_n se expresa por:

$$d_n = \frac{\sqrt{2P}}{\sqrt{n-1}} \quad (3.72)$$

Por tanto utilizando las ecuaciones (3.67) y (3.71), la tasa de códigos erróneos se expresa por:

$$P_{e0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\sqrt{2P}}{2\sqrt{n-1}} \right] \quad (3.73)$$

$$P_e = \frac{1}{n} \left\{ 4 \times 2P_{e0} + 8 \times 3P_{e0} + (n-12) \times 4P_{e0} \right\} = \frac{4(n-4)}{n} P_{e0} \quad (3.74)$$

Nota:

ρ es la S/N para la potencia de cresta de la señal.

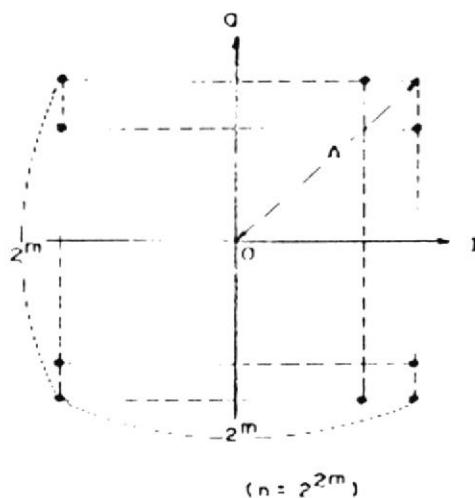


Fig. Nº 3.25.- ASIGNACION DE CODIGO DE ONDA QAM n-valente

3.2.7. Comparación entre las tasas de códigos erróneos

En las secciones 3.2.3 y 3.2.5., tenemos la tasa de códigos erróneos para los varios métodos de modulación y demodulación tomando principalmente la señal bivalente como ejemplo.

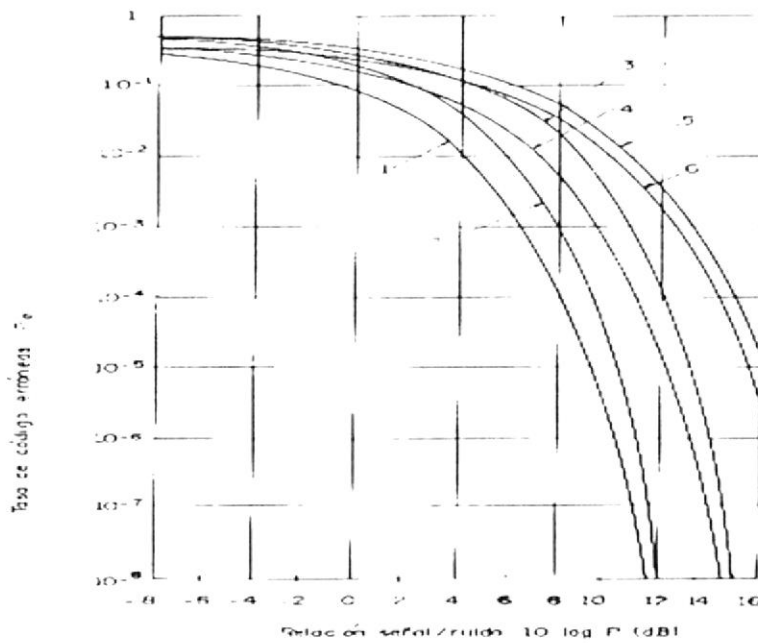
Estos resultados se indican en la tabla Nº 3.3.-

También en la figura Nº 3.26., se muestran las curvas sobre las tasas de códigos erróneos obtenidas mediante las ecuaciones de esa tabla siendo la relación señal / ruido ρ el parámetro del eje horizontal. De esta figura se nota que el método de desmodulación que da la tasa de códigos erróneos es mínima para una ρ dada es la detección coherente de la PSK. Entre los métodos de detección coherente para realizar la tasa de errores igual que la de la PSK, la PSK requiere la S/N 3dB mayor que la PSK, y la ASK requiere de 6dB mayor.

TABLA N° 3.3.

TASAS DE BITS ERRONEOS CONFORME A MÉTODO DE MODULACION Y DEMODULACION (SEÑAL BIVALLENTE)

	detección no sincrónica (fórmula aproximada que se expresa por función exponencial)	detección sincrónica	
		función de error	función exponencial (fórmula aproximada)
ASK	$\frac{1}{2} \exp(-\frac{\rho}{2}) \left\{ 1 + \frac{1}{\sqrt{\pi \rho}} \right\}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\rho}}{2} \right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi \rho}} \exp(-\frac{\rho}{4})$
FSC	$\frac{1}{2} \exp(-\frac{\rho}{2}) \left\{ 1 - \frac{\exp(-\frac{\rho}{2})}{\sqrt{2 \pi \rho}} \right\}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\rho}}{2} \right)$	$\frac{1}{\sqrt{2 \pi \rho}} \exp(-\frac{\rho}{2})$
PSK	(detección retardada) $\frac{1}{2} \exp(-\rho)$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho})$	$\frac{1}{2\sqrt{\pi \rho}} \exp(-\rho)$



1. detección coherente PSK
2. detección retardada PSK
3. detección no coherente FSK
4. detección coherente FSK
5. detección no coherente ASK
6. detección coherente ASK

Fig. N° - 3.26. - TASAS DE CÓDIGOS ERRONEOS DE SEÑAL BIVALENTE

En cuanto a la modulación multivalente podemos calcular la tasa de códigos erróneos bajo varias condiciones utilizando los mismos métodos que los explicados en el Art. 3.2.4., En la figura № 3.27., se muestran unas curvas sobre las tasas de códigos erróneos correspondientes al número de niveles en cuanto a la detección coherente de la PSK. Según se aumenta el número de niveles, aumenta también la S/N requerida para lograr una tasa de errores dada. Sin embargo también aumenta la magnitud de información contenida en un código, por tanto en caso de que la velocidad de información es fija, la modulación multivalente requiere de mayor velocidad de transmisión de códigos que la bivalente. La velocidad de transmisión de códigos es uno de los parámetros que deciden la forma de la envolvente de espectro de la onda portadora. Entonces hacer bajar la velocidad significa que la banda requerida puede ser estrechada.

Es decir la anchura de banda del caso de la modulación n-valente se reduce en $1 / \log_2 n$ en comparación con el caso de la modulación bivalente, por tanto suponiendo que el espectro de ruido es plano, la S/N se mejora en proporción a la disminución de la anchura de banda. Considerando esto la figura № 3.27., se transforma en la № 3.28., utilizando ρ_0 que se define por la siguiente relación:

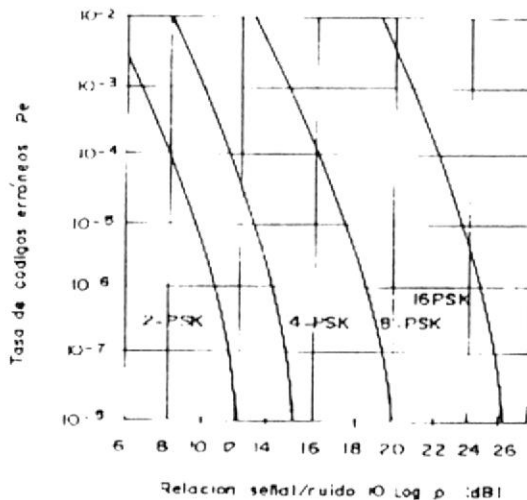


Fig. Nº 3.27.- TASAS DE CODIGOS ERRONEOS PARA DIVERSOS MODOS DE DETECCION COHERENTE PSK (ANCHURA DE BANDA ES CONSTANTE).

$$F_b = \frac{\rho}{\log_2 n} \quad (3.75)$$

Los métodos de transmisión multivalente cuyo número de nivel es mayor que 16, como se explicó en el Art. 3.1.5(2), la QAM de la tasa de errores menor que la PSK. La figura Nº 3.29 muestra las tasas de errores para los varios métodos de modulación y desmodulación en cuanto a la transmisión multivalente. Además la figura Nº 3.28., indica el crecimiento de la S/N requerida para lograr una tasa de errores dada comparando la PSK n-valente y la QAM n-valente con la PSK bivalente.

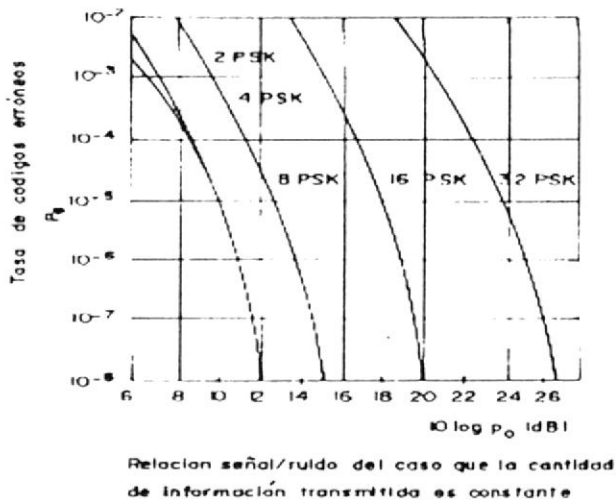


Fig. Nº 3.28. - TASAS DE CODIGOS ERRONEOS PARA DIVERSOS MODOS DE DETECCION COHERENTE PSK. (Cantidad de información transmitida es constante)

3.2.8. Tasa de códigos erróneos y tasa de bits erróneos (.BER)

Hasta aquí he explicado sobre la transmisión de “códigos” por onda portadora, y las “tasas de errores” que hemos calculado son las tasas de errores de “códigos”. Por otra parte en la transmisión multivalente un código corresponde a una combinación de impulsos bivalentes, entonces en caso de que un código

sufre error, dependiendo que por cual elemento de código se toma erróneamente, varía el número de bits erróneos que se generan en consecuencia en los trenes de impulsos bivalentes originales. La calidad de transmisión de un radio enlace debe apreciarse por medio de la tasa de errores respecto a trenes de impulsos bivalentes (esta se llama por lo general tasa de bits erróneos (BER) , por tanto hay que examinar la relación entre la tasa de códigos erróneos y la BER.

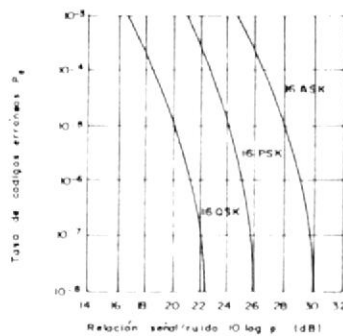


Fig. N° 3.29.- TASAS DE CÓDIGOS ERRÓNEOS PARA DIVERSOS MODOS DE MODULACION DE 16 NIVELES.-

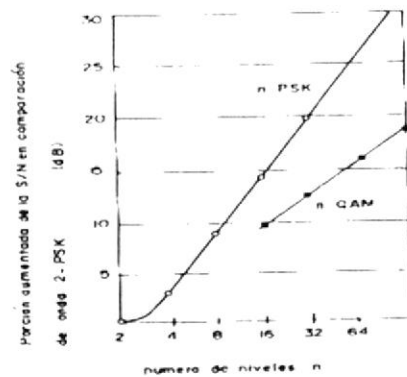


Fig. N° 3.30.- AUMENTO DE LA S/N REQUERIDA CONFORME AL NUMERO DE NIVELES.-

En caso de que m -trenes de impulsos bivalentes se transmiten por medio de códigos de n -elementos ($n=2^m$), un elemento de código representa una de las m -combinaciones de "1" y "0", lo que significa que un código tiene la información de m -bits. Si un código sufre error, el número de bits erróneos que se generan en los trenes de impulsos bivalentes después de la de modulación oscila entre 1 y m . En general, si un elemento de código se toma erróneamente por uno de los demás $n-1$ elementos de código, el número de los elementos de código que generan i - bits erróneos se expresa por mC_i . Poniendo los números de 1 a $(n-1)$ a los demás $(n-1)$ elementos de código, respectivamente siendo q_i la diferencia de número de bits entre el j -ésimo elemento de código y el elemento de código original, y siendo p_j la probabilidad de que el elemento original se tome erróneamente por el j -ésimo elemento de código, entonces el valor medio e_b de los bits erróneos que se generan por un código erróneo se expresa por:

$$e_b = \sum_{j=1}^{n-1} p_j \cdot q_j \quad (3.76)$$



Por lo general la tasa de códigos erróneos depende de la probabilidad de ocurrencia de errores (p_i) entre los dos elementos de código que se toman erróneamente uno por otro más frecuentemente. Por tanto representando tal (p_j) por $\text{Max } p_j$ para que la BER se vuelva mínima, basta asignar a los elementos de código que produce $\text{Max } p_j$ la combinación de código que hace que sea mínima (o sea, 1). En caso de que el número de elementos de código que dan $\text{Max } p_j$ es menor que m , se puede realizar tal asignación para todos los elementos de código. Los códigos así producidos se llaman códigos de Gray. La relación entre la tasa de códigos erróneos P_{ec} y la BER P_{eb} en cuanto a los códigos de Gray se expresa aproximadamente por:

$$E_{\text{eb}} = \frac{P_{\text{ec}}}{m} \quad (3.77)$$

Los códigos de Gray son los que hacen mínima la BER, y se emplean ampliamente en transmisión digital por microondas.

3.3. COMPOSICION DE MODULADOR Y DEMODULADOR

3.3.1. Modulador y demodulador de la PSK

COMPOSICION DE CODIGOS:

En la PSK n-valente existen varios métodos en cuanto a la correspondencia entre fases de onda portador y elementos de código, los más representativos son los códigos binarios naturales y los códigos de Gray. Una correspondencia entre elementos de código y fases se muestra en la-tabla № 3.4

Para el caso en que se comparan dos elementos de código cuyas fases correspondientes estén adyacentes una a otra en una circunferencia, en cuanto a los códigos binarios naturales existen algunos casos en que más de dos bits son distintos entre dos elementos de código adyacentes. Por otra parte en cuanto a los códigos de Gray sólo un bits es distinto entre cualquiera de los dos elementos de código adyacentes. Es decir para una tasa de “códigos” erróneos dada, la asignación de fases conforme a los códigos de Gray realiza la tasa de “bits” erróneos menor que la conformé a los códigos binarios naturales.

TABLA N° 3.4.
CORRESPONDENCIA ENTRE FASE Y CODIGO BINARIO NATURAL (O CODIGO
DE GRAY (a) 4-PSK

FASE	CODIGO BINARIO NATURAL		CODIGO DE GRAY	
	TREN 1	TREN 2	TREN 1	TREN 2
0	0	0	0	0
$\pi/2$	0	1	0	1
π	1	0	1	1
$3/2 \pi$	1	1	1	0

En la siguiente página apreciaremos la parte b de la tabla N° 3.4.

b) 8 - PSK

FASE	CODIGO BINARIO NATURAL			CODIGO DE GRAY		
	TREN 1	TREN 2	TREN 3	TREN 1	TREN 2	TREN 3
0	0	0	0	0	0	0
$\frac{\pi}{4}$	0	0	1	0	0	1
$\frac{\pi}{2}$	0	1	0	0	1	1
$\frac{3}{4} \pi$	0	1	1	0	1	0
π	1	0	0	1	1	0
$\frac{5}{4} \pi$	1	0	1	1	1	1
$\frac{3}{2} \pi$	1	1	0	1	0	1
$\frac{7}{4} \pi$	1	1	1	1	0	0

CONVERSION DIFERENCIAL:

En caso de que la onda portadora de referencia requerida para la desmodulación de la onda PSK se genera con referencia de una fase de la onda modulada de recepción, en cuanto a la PSK n-valente existen n-fases, por tanto dependiendo de que cuál fase se toma como fase de referencia, la salida de detección varía n-maneras. Entonces el método en que la variación de fase entre dos intervalos de tiempo mutuamente adyacentes lleva información es más útil que el método en que la fase instantánea por sí misma lleva información. Este método se llama manipulación por desplazamiento de fase diferencial (DPSK: Differential Phase Shift eying).

En este método los elementos de código compuestos por m-trenes de impulsos bivalentes ($m = \log_2 n$) se representan por los números en base n (x_k) que corresponden a los códigos de Gray, luego cada uno de x_k se hace corresponder a alguna diferencia de fase de transmisión como se muestra en la ecuación (3.78).

$$\Delta \sigma_k = \sigma_k - \sigma_{k-1} = \frac{2\pi}{n} \cdot x_k \quad (x_k = 0, 1, \dots, n-1) \quad (3.78)$$

σ_k : fase de modulación

σ_{k-1} : fase de modulación de un bit anterior

En este caso la señal de entrada en el modulador que corresponde directamente a σ_k tiene n-niveles, los cuales se representan por los números en base n y_k como sigue:

$$\sigma_k = \frac{2\pi}{n} \cdot y_k \quad (y_k = 0, 1, \dots, n-1) \quad (3.79)$$

De las ecuaciones (3.78) y (3.79) se tiene:

$$y_k = y_k + y_{k-1} = \sum_1^k x_k \quad (3.80)$$

Utilizando la ecuación (3.80), la señal de entrada se convierte en señal moduladora. La ecuación (3.80), se llama “cálculo por suma”

Siendo σ_k la fase detectada en el demodulador y siendo uno de los números en base n que corresponde a σ_k se tiene

$$\sigma_k = \frac{2\pi}{n} \gamma_k \quad (\gamma_k = 0, 1, \dots, n-1) \quad (3.81)$$

La diferencia de fase entre dos intervalos de tiempo mutuamente adyacentes en la señal demodulada (AO) corresponde a uno de los números en base n (x_k) del lado de transmisión y se expresa por:

$$\Delta \sigma_k = \sigma_k - \sigma_{k-1} = \frac{2\pi}{n} (\gamma_k - \gamma_{k-1}) = \frac{2\pi}{n} x_k \quad (3.82)$$

Por tanto se tiene:

$$x_k = \gamma_k - \gamma_{k-1} \quad (3.83)$$

Esta ecuación indica la manipulación en que la señal demodulada se convierte en la señal original. Esta manipulación se llama “cálculo por resta”. Es probable que γ_k no coincida con γ_k por tanto la ecuación (3.83), indica que la señal original se puede restaurar sin saber la fase absoluta de la señal transmitida. El “cálculo por suma” y el “por resta” forman un par de manipulaciones que se llama “conversión diferencial”.

COMPOSICION DEL MODULADOR

Existen varios moduladores que se utilizan en los sistemas de microondas digitales, o sea, los moduladores cuya fase frecuencia o amplitud varía proporcionalmente a la tensión, de la señal de banda base (característica lineal) y los moduladores que tienen la característica no lineal como la de saturación y la de conmutación.

En lo siguiente explicaremos sobre los moduladores del tipo longitud de trayecto (path length type) y del tipo anillo (ring type).

MODULADOR DEL TIPO LONGITUD DE TRAYECTO.

El modulador del tipo longitud de trayecto se compone de un circulador, una guía de ondas de cortocircuito y un interruptor de diodo como se muestra en la figura № 3.31. En este modulador, cuando una señal de impulso moduladora se aplica al interruptor de diodo, si la tensión de impulso es positiva, el diodo conduce corriente (cortocircuito) por lo que la onda portadora (o sea, microonda), se refleja por el diodo. Por otra parte si la tensión es negativa, el diodo 'no conduce corriente (circuito abierto)', por lo que la onda portadora entra en la guía de ondas y luego se refleja por la placa de cortocircuito.

Por tanto, siendo k la distancia entre el diodo y la placa de cortocircuito, mediante "ON" y "OFF" del diodo, la fase de la onda portadora se cambia en:

$$\Delta \phi = 2L \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3.84)$$

En donde:

λ_0 : es la longitud de onda en la guía de ondas. Entonces si $L = \lambda/4$, tenemos el modulador $[\phi - \pi]$ y si $L = \lambda/8$, tenemos el modulador $[\phi - \pi/8]$.

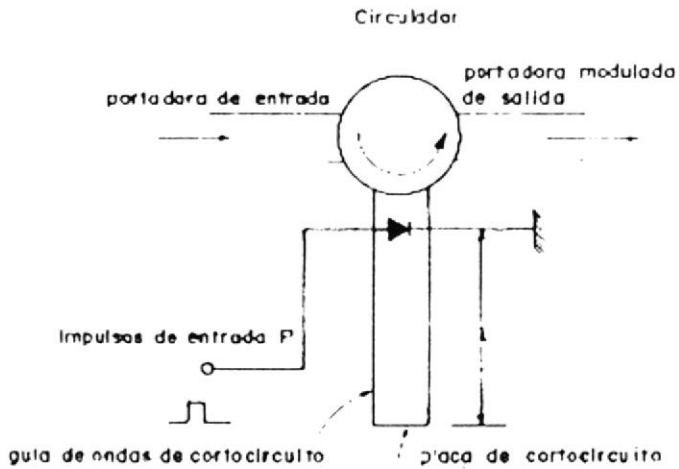


Fig. N° 3.31.- COMPOSICION FUNDAMENTAL DEL MODULADOR DEL TIPO
LONGITUD DEL TRAYECTO

Este tipo de modulador tiene varias ventajas tales como sencillez de composición modulación directa de microonda, etc. Para componer un modulador 4—PSK utilizando el modulador del tipo longitud de trayecto, basta conectar en serie dos moduladores

$$[0-\pi] \text{ y } [0-\pi/2] \quad (\text{Ver figura N}^\circ 3.32).$$

En este caso los números en base 4 (Z_k) tienen que corresponder a los códigos binarios naturales. Utilizando el circuito de "OR exclusivo" los códigos de Gray (p_1, p_2), se convierten en los

~ códigos binarios naturales (a_1, a_2) como se muestra en la figura (3.32). En la tabla N° 3.5., se indica la relación entre la señal moduladora de entrada en el modulador y la fase de la onda portadora de salida.

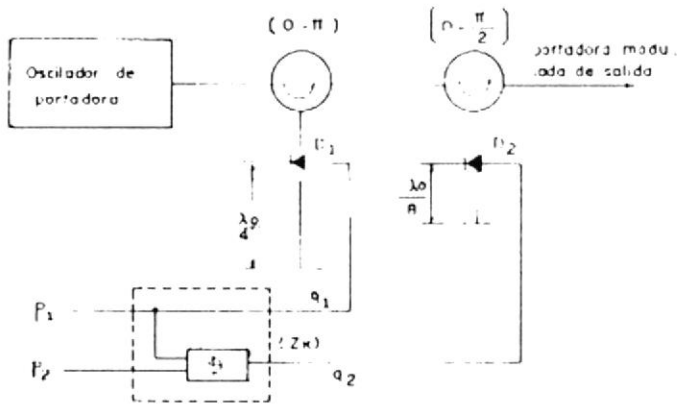


Fig.Nº3.32.- MODULADOR 4-PSK COMPUESTO DE DOS MODULADORES DE TIPO LONGITUD DEL TRAYECTO

TABLA N°3.5.

RELACION ENTRE FASE DE SALIDA Y CODIGO DE ENTRADA EN MODULADOR 4-PSK (TIPO EN SERIE)

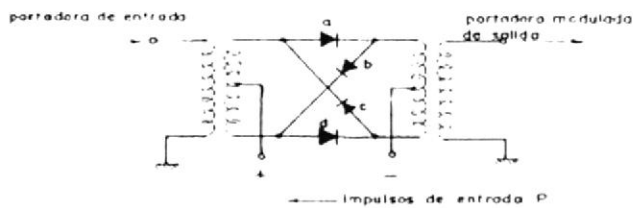
Código de Fase de entrada (p_1, p_2)	00	01	11	10
Código binario natural de modulación (a_1, a_2)	00	01	10	11
Número en fase de π ($Z\pi$)	0	1	2	3
Interruptor de diodo D ₁	OFF	OFF	ON	ON
Interruptor de diodo D ₂	OFF	ON	OFF	ON
Fase de salida	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3}{2}\pi$

MODULADOR EN ANILLO

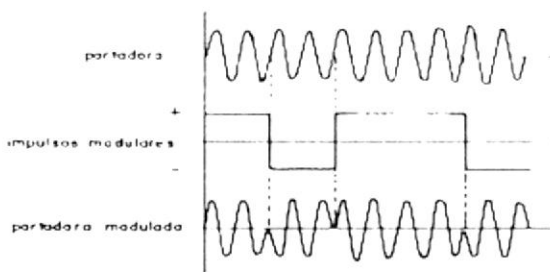
El modulador en anillo se compone de dos transformadores y cuatro diodos como se muestra en la figura Nº 3.33., y se utiliza como modulador de fase ampliamente en las bandas de VHF y UHF, porque las microondas no pasan por transformador debido a su característica de corte de frecuencia. Como se muestra en la figura Nº 3.33., si la tensión del impulso modulador es positiva, los diodos a y d conducen corrientes (ON) por lo que la onda portadora pasa directamente a la salida del modulador. Por otra parte si la tensión p es negativa, los diodos b y c conducen corrientes por lo que a la salida del

modulador aparece la onda portadora cuya fase ha sido invertida en π . Así el modulador en anillo funciona como modulador $(\pi - \pi)$ para la señal bipolar.

En la figura N° 3.34., se muestra la composición de un modulador 4-PSK, compuesto de dos moduladores en anillo. Esa composición es llamada de tipo paralelo. El proceso de modulación es como sigue: utilizando dos moduladores en anillo dos ondas cuyas fases son distintas en $\pi/2$, una de otra se modulan en fase, o sea 0 y π , y luego mediante la combinación de las dos ondas moduladas bifásicas se logra una onda de 4-PSK. En la tabla N° 3.6., se indica la relación entre la señal moduladora de entrada y la fase de la onda portadora de salida. De esta tabla se nota que en el modulador del tipo paralelo los códigos de Gray se utilizan directamente para la señal moduladora.



(a) Composición



(b) variación de la forma de onda

Fig. N° 3.33. -MODULADOR EN ANILLO (MODULADOR EQUILIBRADO)

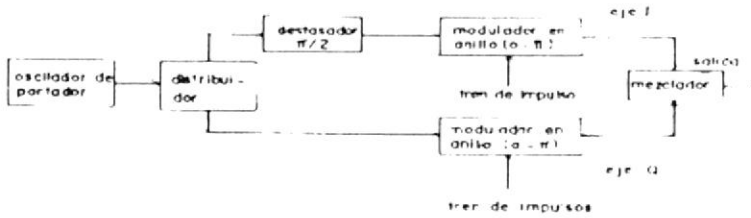


FIG. Nº 3.34. - COMPOSICION DEL MODULADOR 4-PSK (Tipo paralelo)

TABLA Nº 3.6.

RELACION ENTRE FASE DE SALIDA Y CODIGO DE ENTRADA EN MODULADOR 4-PSK (TIPO PARALELO)

Código de Gray de entrada (D_1, D_2)	00	01	11	10
Número en base de 4 respecto a código de Gray (X_N)	0	1	2	3
Modulador 1	1	1	-1	-1
Modulador 2	1	-1	-1	1
Fase de salida	$1/4 \pi$	$3/4 \pi$	$5/4 \pi$	$7/4 \pi$

COMPOSICION DEL DEMODULADOR

Para la desmodulación de la onda PSK se necesitan una onda portadora de referencia que da la referencia de fase, un detector de fase que detecta la diferencia de fase entre la onda de señal recibida y la onda portadora de referencia, un circuito de decisión y un generador de señal de reloj.

DETECTOR DE FASE

En el detector de fase la onda de la señal recibida se multiplica con la onda portadora de referencia por lo que se detecta la diferencia de fase entre ellas. El principio de este tipo de detección ya se explicó en el artículo 3.2.1.

En la figura Nº 3.35., se muestra la composición del detector de fase en anillo como un ejemplo de detector de fase.

En esta figura la relación de transformación entre dos transformadores es 1: 2k, entonces la tensión

aplicada al diodo D_1 se expresa por $V_{D1}=k(E_0-E_s)$ Por otra parte la tensión terminal V_a del resistor de carga R_L se logra mediante la rectificación de las tensiones de los términos cuadráticos de las componentes armónicas que se generan por la característica no lineal del diodo. Siendo V_0 la tensión rectificadada de la corriente que entra en D_1 , se tiene,

$$V_{01} = -\alpha k^2 (V_0^2 - V_s^2 - 2V_0V_s \cos(\theta_0 - \theta_s)) \tag{3.85}$$

$$V_{01} = -4\alpha k^2 |E_0 - E_s|^2$$

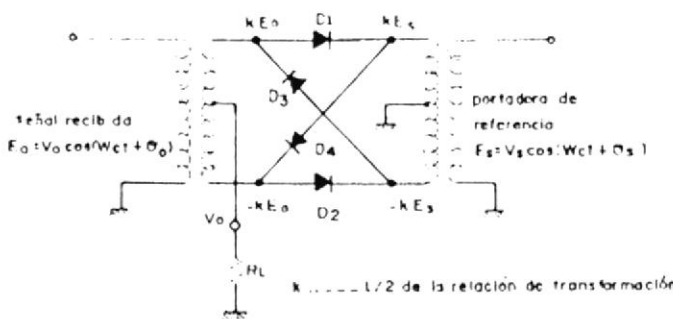


FIG. Nº 3.35. DETECTOR DE FASE DEL TIPO EQUILIBRADO

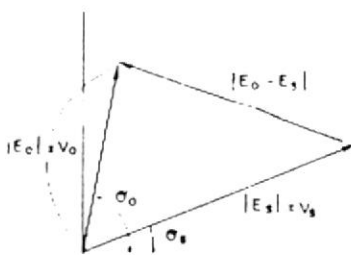


FIG. Nº 3.36.- ESQUEMA VECTORIAL DE UNA SEÑAL EN DETECTOR DE FASE.

En donde:

α : es el coeficiente de no linealidad.

La relación de la ecuación (3.85), se muestra en la figura vectorial 3.36.

De igual manera, se tienen:

$$V_{o2} = -1 \alpha \kappa^2 \{ V_o^2 + V_s^2 - 2 V_o V_s \cos(\sigma_o - \sigma_s) \} \quad (3.86)$$

$$V_{o2} = V_{o4} = 1 \alpha \kappa^2 \{ V_o^2 + V_s^2 + 2 V_o V_s \cos(\sigma_o - \sigma_s) \} \quad (3.87)$$

Por tanto la tensión terminal V_o se expresa por:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4} = 2 \alpha \kappa^2 V_o V_s \cos(\sigma_o - \sigma_s) \quad (3.88)$$

V_o es proporcional al producto interior entre la onda de señal recibida y la onda portadora de referencia. Es decir Si V_o es constante, este circuito funciona como detector de fase y si $V_o \cos(\sigma_o - \sigma_s)$ es constante, funciona como detector AM.

El método en que, utilizando dos detectores de fase de la figura № 3.34., y suministrándoles dos ondas portadoras de referencia cuyas fases son distintas en 90° una de otra, se logran dos trenes de impulsos de salida, se llama “detección ortogonal” y se utiliza ampliamente para la demodulación de la onda 4-PSK y la onda QAM. En la figura № 3.37. se muestra un ejemplo de la composición de un demodulador 4—PSK.

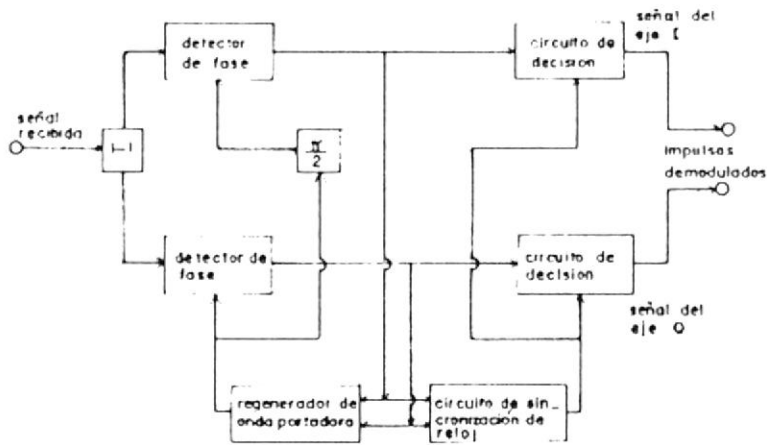


Fig. 3.37.- COMPOSICION DEL DEMODULADOR 4-PSK

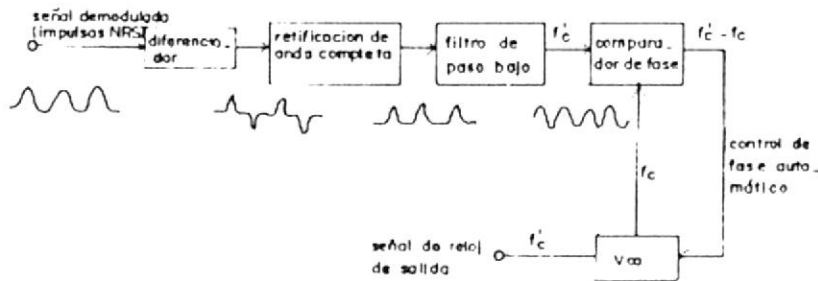
DECISION Y SINCRONIZACION DE RELOJES

Para restaurar de nuevo la señal original por el proceso de decisión, hay que ajustar correctamente el nivel de umbral por el cual se decide "1" ó "0" de impulso. En cuanto al método de decisión se emplea ampliamente la decisión instantánea en la cual "1" o "0" de impulso se decide detectando el nivel instantáneo del impulso en el momento que el impulso toma el nivel de cresta, pero algunas veces se emplea la decisión integral en la cual "1" ó "0" de impulso se decide detectando el nivel del impulso integrado durante el periodo de un BIT

Para que la decisión se lleve a cabo bien bajo la temporización correcta, hay que alimentar al circuito de decisión una señal de reloj cuyo período de repetición está sincronizado con el de los impulsos recibidos. Tal señal de reloj se extrae de la señal recibida. Para extraer sólo la componente de frecuencia de reloj de la señal recibida cuyo espectro es continuo, hace falta un filtro cuya banda es muy estrecha. Este filtro tiene que seguir a la variación de frecuencia que se genera en los circuitos de transmisión.

Tal filtro se realiza empleando el bucle de enganche de fase (PLL: Phase Locked Loop) que utiliza un oscilador controlado por tensión (VCO: Voltage Controlled Oscillator).

La figura Nº 3.38., indica un ejemplo de la composición del circuito sincronizador de reloj (circuito generador de señal de reloj). Aquí suponemos que el VCO está generando una onda sinusoidal sincronizada con una frecuencia previamente asignada (valor nominal). En cambio la onda lo grada mediante la diferencial y la rectificación de la señal demodulada no es onda sinusoidal pura y también su frecuencia f_c varía temporalmente y tiende a ser distinta de Entonces en ese circuito sincronizador la tensión que es proporcional a $\Delta f = f_c' - f_c$ se realimenta al VCO, por lo que el VCO se controla para generar una onda sinusoidal pura cuya frecuencia es f_c



Vco: oscilador controlado por tensión

Fig. Nº 3.38.- COMPOSICION DEL CIRCUITO DE SINCRONIZACION DE RELOJ.

REGENERACION DE LA ONDA PORTADORA DE REFERENCIA

Existen dos métodos, por los cuales se genera la onda portadora de referencia que da la fase de referencia para la detección coherente.

- a. En receptor se contiene un oscilador de onda portadora (VCO) cuya fase está controlada para ser constante, por el cual se genera la onda portadora de referencia.

- b. Se ramifica una parte de la onda de señal recibida, la misma que se demora en un intervalo de tiempo (Lo sea, en un bit), y tal onda demorada funciona como onda portadora de referencia para la onda de señal modulada por el impulso siguiente.

El método b es para la detección retardada que se explicó en el Artículo 3.2.4. y la composición de su circuito fundamental se muestra en la figura № 3.20. La detección retardada es una clase de detección coherente, pero por lo general el término "detección coherente" se usa para indicar el método a. Además "regeneración de onda portadora de referencia" significa el método a.

La fase de referencia tiene que extraerse de la onda recibida en el sistema de la detección coherente PSK, pero la fase de la onda recibida varía de momento en momento debido a la señal moduladora.

Por tanto hay que eliminar esta componente moduladora y realimentar una señal de control constante al

VCO. Si se representa la onda modulada de entrada $E_0(t)$ por:

$$E_0(t) = A \cos \{ \omega_c t + \sigma + \varphi(t) \} \quad (3.89)$$

la fase de modulación $\psi^{(t)}$ toma valores $n\pi/2$ ($n=0,1,2,3$) para la onda 4-PSK. Para eliminar el efecto de $\psi^{(t)}$ existen dos métodos, o sea, a) La onda modulada de entrada se demodula inversamente ($-\psi^{(t)}$) utilizando la señal demodulada; b) Se genera la componente de $4 \times \psi^{(t)} = 2n\pi$ mediante la multiplicación de frecuencia.

Aquí omitimos explicaciones detalladas sobre ellos en razón de su menor importancia.

3.3.2. Modulador y demodulador de 16-QAM

ASIGNACIONES DE CODIGO

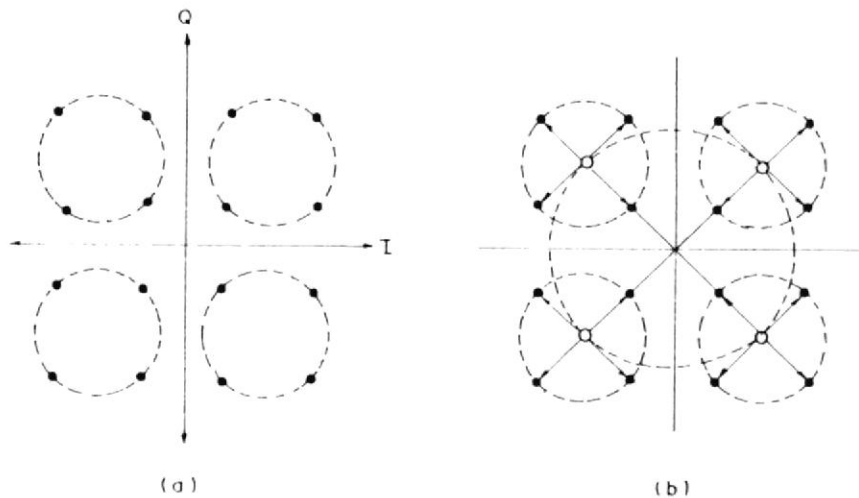


Fig.Nº-3.39. ASIGNACION DE CODIGO DE ONDA 16-QAM

Para demodular una señal 16-QAM con máxima abertura de ojo, la fase de la onda portadora de referencia tiene que coincidir con uno de los cuatro niveles de fase ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) con respecto al eje I) que son paralelos al eje I o al eje Q. Según cual fase se escoge entre las cuatro fases como fase de referencia, los elementos de código restaurados ocupan distintas posiciones en el plano de fase. En este caso solamente se cambia la relación de las posiciones de los cuadrantes mostrados en la figura Nº

3.39.a. Acerca de los elementos de código situados en un cuadrante, no se cambia la relación de las posiciones de ellos, ni tampoco ocurre remplazamiento de las posiciones de los elementos de código entre cuadrantes. Esto es un carácter distintivo importante de la Q-AM.

Llamamos a los dos primeros trenes de los cuatro trenes de impulsos bivalentes a transmitirse en un sistema 16-QAM el primer trayecto (α_1, α_2) y a los otros dos trenes el "segundo trayecto" (α_3, α_4) . Utilizándolos logramos dos ondas 4-PSK independientes una de otra. Después que la amplitud de la onda modulada por el segundo trayecto se ha disminuido en la mitad, estas dos ondas se superponen una sobre otra, entonces

se puede lograr la asignación de códigos de la 16-QAM, como se muestra en la figura № 3.39.b.

Por tanto, si consideramos que una onda 16-QAM se compone de dos ondas 4-PSK, podemos considerar que la fase de la onda modulada por el primer trayecto determina las posiciones de los cuatro cuadrantes en el plano de I-Q y la fase de la onda modulada por el segundo trayecto determina las posiciones de los cuatro elementos de un cuadrante. Aquí indicamos unos ejemplos de asignaciones de código a base de esta consideración.

ASIGNACION BINARIA NATURAL



Asignamos los elementos de código (00, 01, 10, 11), de dos trenes de impulsos (α_1, α_3) a las escalas del eje I $(-1.5, 0.5, 0.5, 1.5)$ y también asignamos los elementos de código (00, 01, 10, 11) de dos trenes de impulsos (α_2, α_4) a las escalas del eje Q $(-1.5, -0.5, 0.5, 1.5)$. En este caso las posiciones de los elementos de código se representan por la suma de los dos vectores que se indican por:

$$S_1 = 2^1 \cdot a_1 + 2^0 \cdot a_3 \quad (3.90)$$

$$S_0 = 2^1 \cdot a_2 + 2^0 \cdot a_4 \quad (3.91)$$

Nota: El origen de S_L , S_0 es $(-1.5, -1.5)$

De las ecuaciones (3.90) y (3.91), y la figura № 3.1.0, se nota que los niveles $(a_1 a_2)$ y $(a_3 a_4)$ corresponden al primer trayecto y al segundo, respectivamente. Por tanto la asignación de código integral viene dada como se muestra en la figura № 3.1.1.

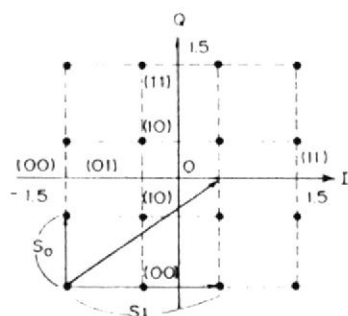
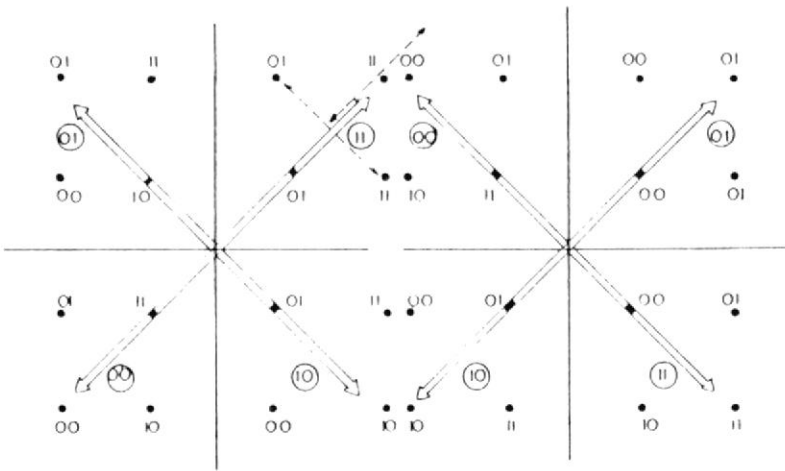


Fig. № 3.40.- MANERA DE REALIZAR LA ASIGNACION BINARIA NATURAL



(a) la fase portadora de referencia es 0° (b) la fase portadora de referencia es 90°

Fig. N^o 3.41.- COMPOSICION DE CODIGO POR LA ASIGNACION BINARIA NATURAL.

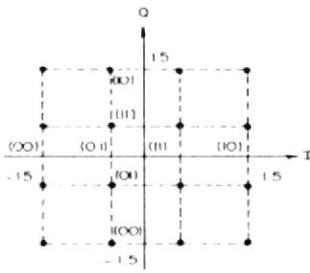
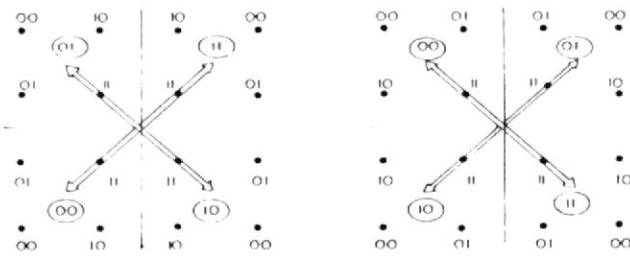


Fig. N^o 3.42.- MANERA DE REALIZAR LA ASIGNACION DE GRAY



(a) la fase de portadora de referencia es 0° (b) la fase de referencia es 90°

Fig. N^o 3.43.- COMPOSICION DE CODIGO POR LA ASIGNACION DE GRAY

ASIGNACION DE GRAY

Si asignamos los elementos de código (00, 01, 11, 10), a las escalas de los ejes I y Q, respectivamente como se muestra en la figura No 3.42., logramos dos pilas de código de Gray, en las cuales las posiciones de 11 y 10 están reemplazadas unas por otra en comparación con la asignación binaria natural. La asignación de código lograda mediante la combinación rectangular de esas dos pilas de código se muestran en la figura No3.43.a. En esta asignación se satisface la condición de Gray, o sea, entre cualquier elemento de código adyacentes (a la distancia más corta), sólo un bit es distinto.

COMPOSICION DEL MODULADOR

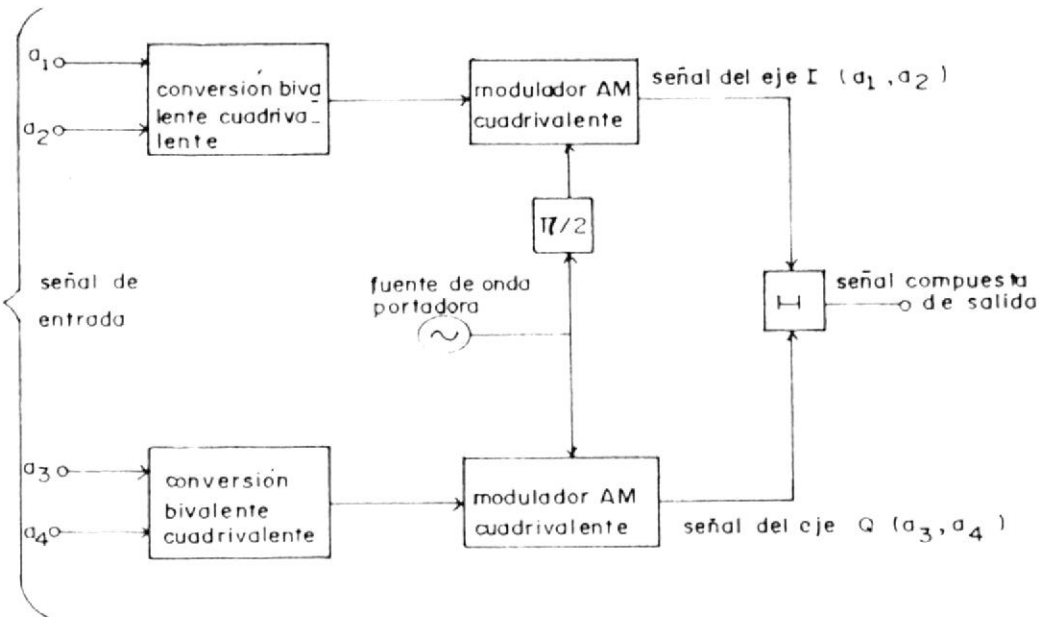
Por lo general una onda 16-QAM se logra componiendo dos ondas AM cuadrivalentes que son mutuamente ortogonales como se muestra en la figura No 3.41.a. Este método es popular para realizar el modulador 16-QAM. Por otra parte, se puede realizar lo también mediante el método en que dos ondas ¹-PSK entre las cuales la proporción de amplitud es de 2:1 se superpone una sobre otra como se muestra en la figura No 3.44.b . EL método a requiere menores moduladores AM que el b y tiene la composición sencilla.

En los moduladores prácticos se necesitan unos filtros para limitar la anchura de banda del impulso, los cuales estén omitidos en la figura No 3.44. Por lo general se utilizan unos filtros de pasa bajo en la banda base para reformar correctamente el espectro.

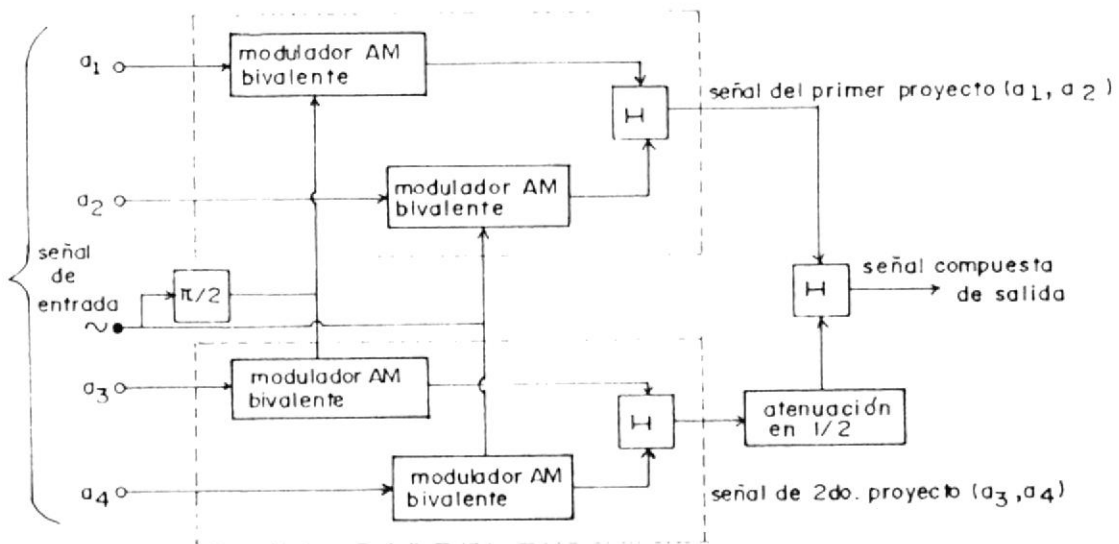
COMPOSICION DEL DEMODULADOR

En la figura No 3.45.-, se muestra la composición de un demodulador 16—QAM. Este demodulador corresponde al modulador mostrado en la figura 3.44.a. Una onda de señal recibida se divide en dos partes, las cuales se detectan coherentemente, por dos ondas portadoras de referencia cuyas fases son distintas en 900 una de otra. Los detectores síncronos funcionan fundamentalmente de igual manera que

el detector de fase explicado en el Art. 3.3.1., pero para la onda 16-QAM, esos detectores discriminan los cuatro niveles. El convertidor cuadrivalente bivalente tiene las funciones de circuito de decisión y de convertidor de código, o sea, convierte una señal AM cuadrivalente en dos trenes de impulsos bivalentes.



a. COMBINACION DE DOS SEÑALES AM CUADRIVALENTES



b. COMBINACION DE DOS SEÑALES 4-PSK

Fig. N° 3.44.- COMPOSICION DEL MODULADOR 16-QAM

CAPITULO IV

INTERFERENCIAS, DESVANECIMIENTOS Y TECNICAS DE DIVERSIDADES

4.1. INFLUENCIA DE LAS ONDAS INTERFERENTES

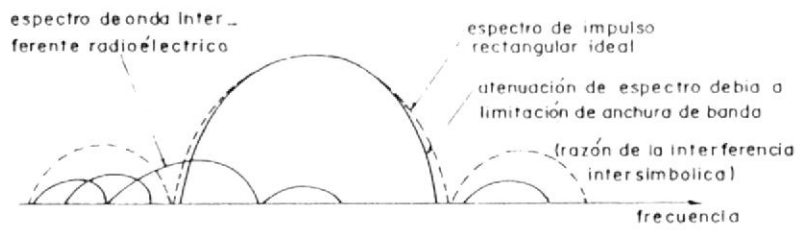
4.1.1. Ondas interferentes y errores de código

INTERFERENCIAS DE FRECUENCIAS:

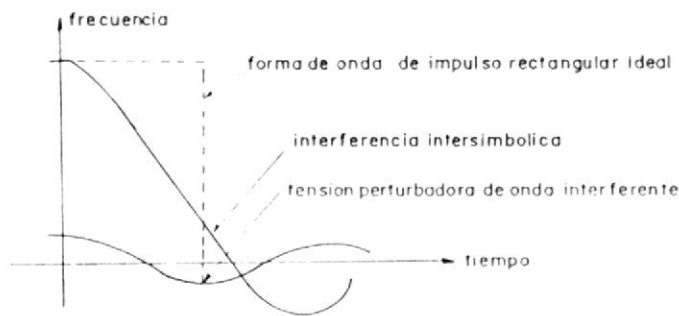
El fenómeno en el que sobre la onda de señal se superponen otras ondas como ondas perturbadoras se llama por lo general interferencia

La interferencia inter simbólica influye a la tensión del impulso en el momento de decisión, e incrementa la tasa de bits erróneos (BER). Igualmente la interferencia por frecuencias genera alguna tensión perturbadora después de la demodulación e influye a la BER (Ver figura № 4.1.).

Además de los circuitos de transmisión existen inevitablemente el ruido térmico, por eso la tensión perturbadora se produce tanto por el ruido térmico como por ruido de interferencia. En general el ruido térmico y el ruido de interferencia son independientes estadísticamente uno de otro, entonces la función de densidad de probabilidad (pdf) compuesta de dos ruidos se representa por la convolución de las dos PDFs.



a. Influencia a espectro de frecuencia



b. Influencia a forma de onda

Fig. N.º INFLUENCIA DE LA INTERFERENCIA RADIOELÉCTRICA

Es decir siendo $P_1(x)$ y $P_2(x)$ las PDFs del ruido térmico y del ruido de interferencia, respectivamente la función compuesta $P(x)$ se expresa por:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} P_1(y) \cdot P_2(x-y) dy \quad (9.1)$$

En donde:

$p_1(x)$ obedece a la distribución gaussiana cuyo valor promedio es de 0, o sea se expresa por:

$$p_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (9.2)$$

Por tanto si se sabe la forma de distribución de $p_1(x)$ podemos lograr $P(x)$ mediante la ecuación (4.1)

También para el caso en que existen dos clases de ruidos de interferencia aparece el ruido térmico, basta lograr la convolución de las PDF's correspondientes a las tres ondas. Es decir, $P(x)$ se expresa por:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_1(x) \cdot P_2(z) \cdot P_3(x-z) dz dx \quad (4.3)$$

Siendo σ_i^2 la potencia total de los ruidos de interferencia y σ_r^2 la potencia del ruido térmico, $P(x)$ se expresa por:

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_i^2 + \sigma_r^2)}} \exp \left\{ -\frac{x^2}{2(\sigma_i^2 + \sigma_r^2)} \right\} \quad (4.4)$$

De todos modos si se logra $P(x)$ utilizando los métodos explicados en el Capítulo III, podemos calcular la tasa de códigos erróneos conforme al método de modulación y demodulación.

CLASES DE ONDAS INTERFERENTES:

En los sistemas de radio enlace digitales que utilizan microondas se emplea el "sistema de dos frecuencias" en el cual un canal de microondas de ida y vuelta se realiza mediante dos ondas portadoras (o sea, dos frecuencias) aprovechando la gran directividad de antena.

En la figura № 14.2., se muestran los caminos de interferencia principales en una ruta de microondas utilizando las flechas (a) (g).

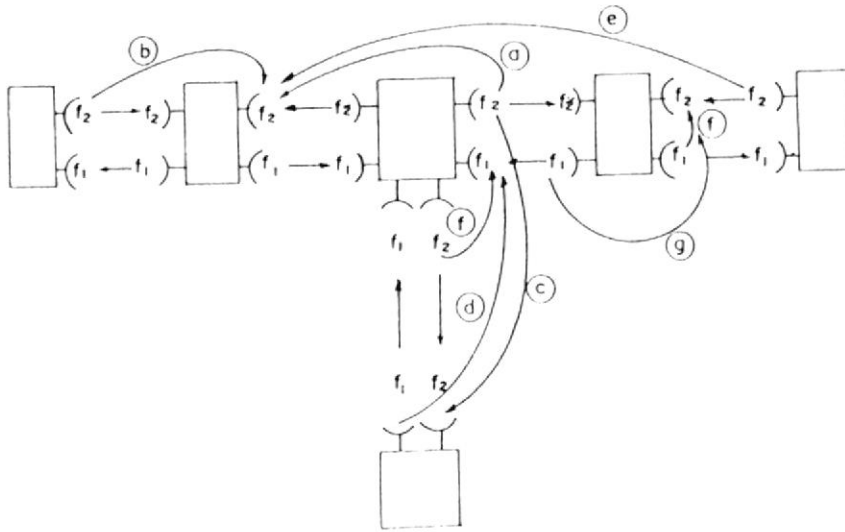


Fig. N° 4.2.- INTERFERENCIA EN EL SISTEMA DE DOS FRECUENCIAS

- a. Conexión "frente a espalda" de la antena de transmisión (F/B de transmisión).
- b. Conexión "frente a espalda" de la antena de recepción (F/B de recepción).
- c. Conexión "frente a lado" de la antena de transmisión (F/S de transmisión).
- d. Conexión "frente a lado" de la antena de recepción (F/S de recepción).
- e. Alcance extraordinario (sobrealcance) (O/R)
- f. Conexión "lado a lado" (S/S)
- g. Conexión "espalda a espalda" (B/B)

En los caminos (a) (e) de interferencia la onda interferente tiene la misma frecuencia que la onda interferida, en cambio los caminos (f) y (g), las frecuencias son distintas, por eso para estos caminos (f) y (g) es problemático solamente en el caso en que las frecuencias son muy próximas una a otra. El grado de interferencia en todas las interferencias depende tanto de la característica de directividad de las antenas como del grado de conexión entre las antenas. A continuación en cuanto a las interferencias que se generan en canales de microondas paralelos instalados en un tramo repetidor existen dos tipos de interferencias como se muestra en la figura N° 4.3

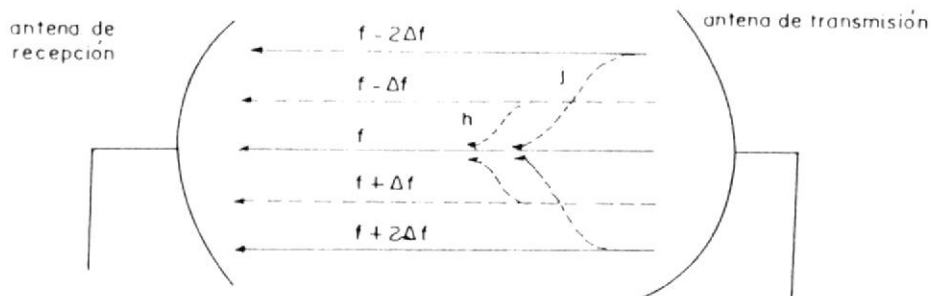


Fig. N^o 4.3.- INTERFERENCIA ENTRE SISTEMAS PARALELOS

- h. interferencia entre dos canales adyacentes
- i. interferencia entre dos canales subyacentes.

Después de la demodulación una onda sinusoidal interferente en la banda de RF (radiofrecuencia) se convierte en otra banda sinusoidal en la banda base y la PDP de su amplitud $P_2(x)$ se expresa por:

$$P_2(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{\alpha^2 - x^2}} & |x| \leq \alpha \\ 0 & |x| > \alpha \end{cases} \quad (4.5)$$

En donde:

α : es la amplitud de cresta de la onda sinusoidal.

Por tanto en caso de que esta onda sinusoidal se superpone sobre el ruido térmico cuya potencia media es $\sigma \cdot \sigma$ empleando la ecuación (4.1) la PDF de la onda compuesta $p(x)$ se expresa por:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) \right\} \left\{ \frac{1}{\pi\sqrt{A^2 - (x-y)^2}} \right\} dy \quad (4.6)$$

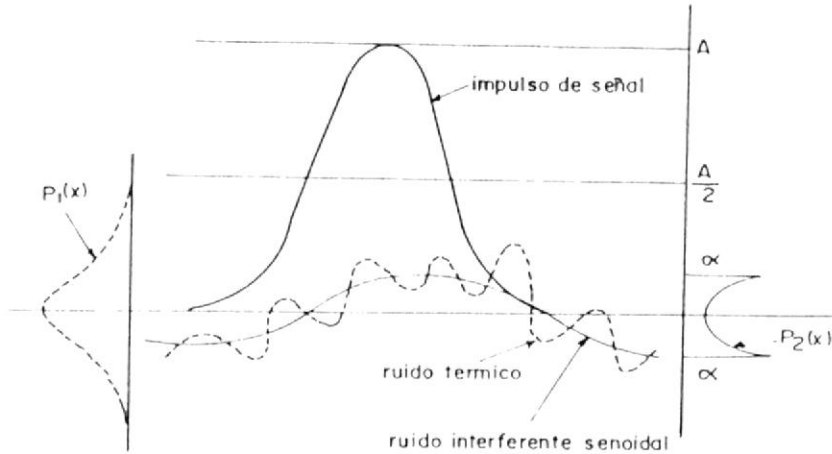


Fig.Nº4.4.- SUPERPOSICION DE RUIDO TERMICO SOBRE ONDA INTERFERENTE SENOIDAL SE SUPERPONE SOBRE LA ONDA INTERFERENTE SENOIDAL.

En la figura Nº 4.4., se presenta una muestra de los estados en que una onda sinusoidal interferente y el ruido térmico se superponen sobre la señal del impulso de amplitud A. Considerando que este estado representa "ON" (marca) y que otra muestra de estado en que la amplitud de la señal es cero representa "OFF" (espacio) y si se supone que ambos estados ocurren a la misma probabilidad (1/2) la tasa de códigos erróneos P_e utilizando $P(x)$ de la ecuación (4.6), expresa por:

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{-A/2} P(x) dx + \frac{1}{2} \int_{A/2}^{\infty} P(x) dx \quad (4.7)$$

En este caso si la onda perturbadora no tiene la componente de corriente directa, $P(x)$ resulta ser una función par y el primero y el segundo término del segundo miembro de la ecuación (4.7), son iguales uno a otro, por eso basta calcular uno de ellos. Entonces tratamos de resolver la ecuación (4.6). Al primero, sustituyendo $p_1(x)$ por $p_2(x)$ y viceversa (lo que no cambia el

resultado del calculo, la ecuación (4.6), se transforma en:

$$P(x) = \int_{-\alpha}^{\alpha} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(x-y)^2}{2\sigma^2}\right\} \cdot \frac{1}{\pi\sqrt{\alpha^2-y^2}} dy \quad (4.8)$$

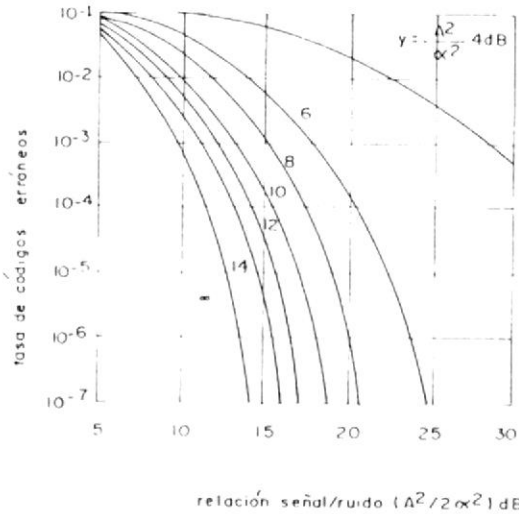


Fig. N° 4.5.- TASA DE CODIGOS ERRONEOS PARA EL CASO EN QUE EL RUIDO TERMICO SE SUPERPONE SOBRE LA SEÑAL.

INTERFERENCIA DE LA ONDA RECTANGULAR

En el caso en que una onda modulada por impulsos rectangulares interfiere a la onda de señal, el ruido térmico y ruido de interferencia se superponen sobre la señal del impulso como se muestra en la figura N° 4.6.

La PDF de la amplitud de la onda interferente $p_2(x)$ se expresa por:

$$p_2(x) = \frac{1}{2}\delta(x+a) + \frac{1}{2}\delta(x-\alpha) \quad (4.9)$$

En donde:

$$\delta(x) = \begin{cases} 1 & x = 0 \\ 0 & x \neq 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x) dx = 1 \quad (4.11)$$

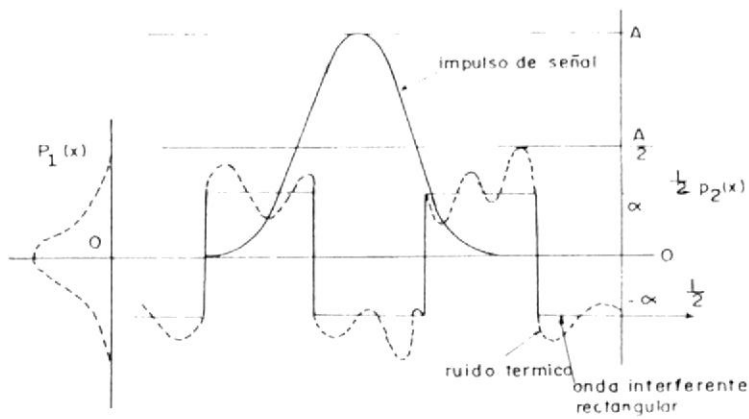


Fig. N^o 4.6. SUPERPOSICION DE RUIDO TERMICO SOBRE ONDA INTERFERENTE RECTANGULAR.

Resolviendo el segundo término del segundo miembro de la ecuación (4.7), la tasa de códigos

erróneos P se expresa por:

$$P_e = \int_{-A/2}^{\infty} P(x) dx = -\frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left(\int_{t_1}^{\infty} e^{-t^2} dt + \int_{t_2}^{\infty} e^{-t^2} dt \right) \quad (4.12)$$

$$= \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc}(t_1) + \operatorname{erfc}(t_2) \right\}$$

en donde:

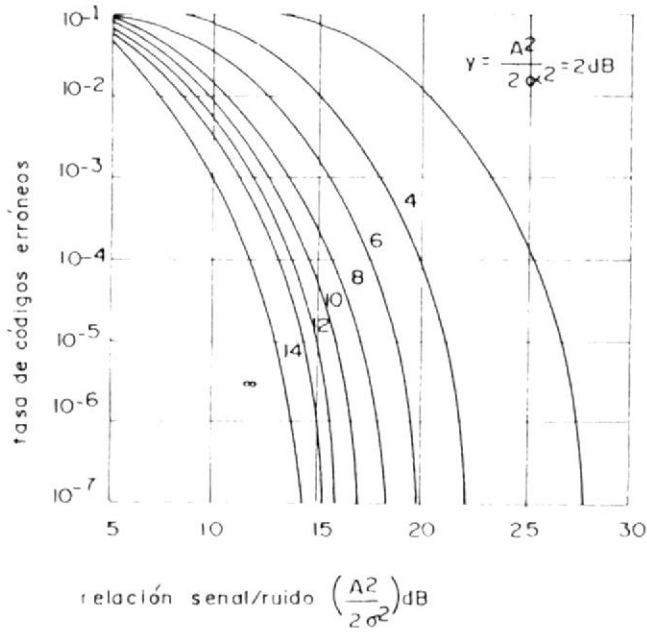
$$t_1 = \frac{A + 2\alpha}{2\sqrt{2}\sigma} = \frac{\sqrt{\rho}}{2} + \sqrt{\frac{\rho}{y}} \quad (4.13a)$$

$$t_2 = \frac{A - 2\alpha}{2\sqrt{2}\sigma} = \frac{\sqrt{\rho}}{2} - \sqrt{\frac{\rho}{y}} \quad (4.13b)$$

$$\rho = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (\text{relación señal/ruido térmico}) \quad (4.13c)$$

$$y = \frac{A^2}{2\alpha^2} \quad (\text{relación señal/ruido de interferencia}) \quad (4.13d)$$

La figura № 4.7., muestra la relación entre ρ y P_e tomando (y) como parámetro, es decir la tasa de códigos erróneos para el caso en que el ruido térmico se superpone sobre la onda interferente rectangular. Ver en la siguiente página.



4.2.

Fig. N° 4.7.- TASA DE CODIGOS ERRONEOS PARA EL CASO EN QUE EL RUIDO TERMICO SE SUPERPONE SOBRE LA ONDA INTERFERENTE RECTANGULAR.

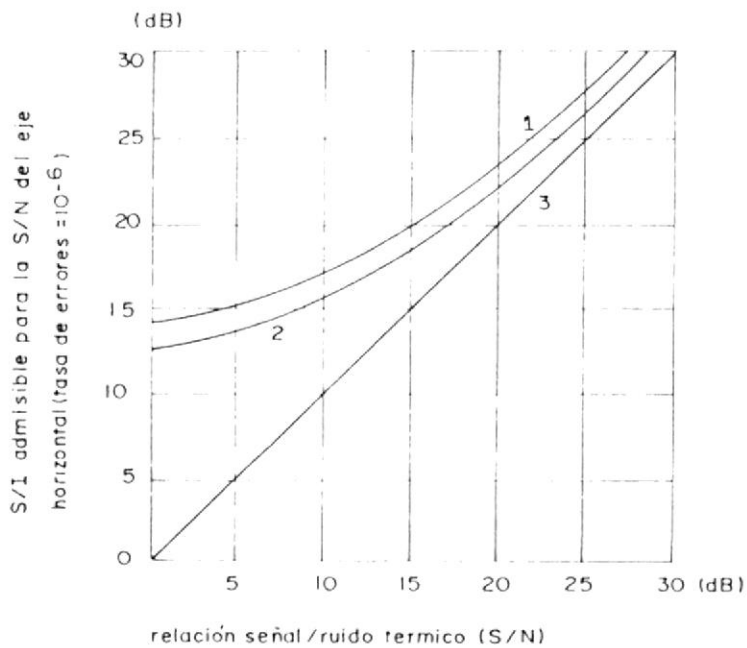


Fig. N° 4.8.- RELACION SEÑAL/RUIDO DE INTERFERENCIA (S/I) ADMISIBLE DE HASTA QUE LA TASA DE CODIGOS ERRONEOS LLEGUE A 10^{-6} EN CASO DE QUE LA S/N ESTA DADA.-

4.2 CARACTERES GENERALES DE DESVANECIMIENTOS

4.2.1. Clasificación de desvanecimientos

En cuanto a las variaciones atmosféricas existen la variación de la distribución de densidad de] aire, la de la forma de la capa reflectora, la lluvia, la nieve, etc. Si también se considera la atenuación de onda radioeléctrica producida por la lluvia como una clase de desvanecimiento, entonces los desvanecimientos se clasifican, según el origen de su generación en el desvanecimiento por interferencia, el por absorción, el por atenuación y el por difracción.

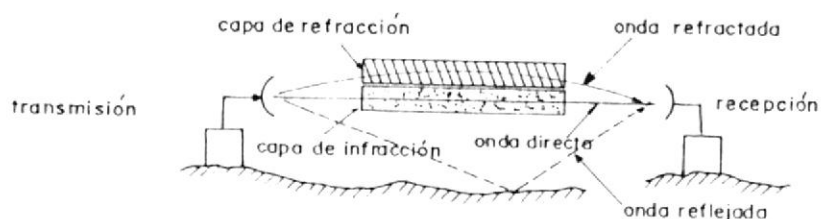


Fig. Nº 4.9.- MECANISMO DEL DESVANECIMIENTO POR INTERFERENCIA

El índice de refracción atmosférica en general disminuye conforme a la elevación de la altura sobre el mar. La tierra está cubierta por tales capas atmosféricas cuya forma es esfera concéntrica, entonces en general la onda radioeléctrica se propaga en el aire libre trazando un arco hacia abajo. En la atmósfera normal de la zona templada el radio de este arco es cuatro veces más grande que el radio de la tierra. Sin embargo, en diseños de trayecto de propagación es conveniente considerar el trayecto radioeléctrico como línea recta.

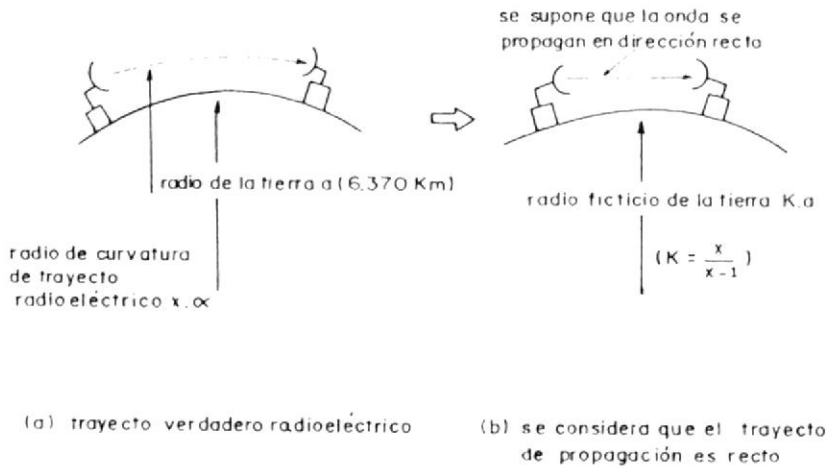


Fig. Nº 4.10. CONCEPTO DEL RADIO FICTICIO DE LA TIERRA

DESVANECIMIENTO POR ATENUACION:

Este tipo de desvanecimiento se produce debido a que ondas radioeléctricas se divergen o se concentran por el conducto atmosférico. Especialmente si las alturas de las antenas de transmisión y recepción son comparativamente bajas y la distancia entre ellas es muy larga, se produce a menudo tal conducto. Por ejemplo en caso de que produce un conducto sobre el suelo en el trayecto de propagación como se muestra en la figura Nº 4.11. y la antena de transmisión está dentro del régimen de este conducto, la onda radioeléctrica emitida hacia la dirección horizontal se refracta hacia abajo y propaga con centrándose en el conducto.

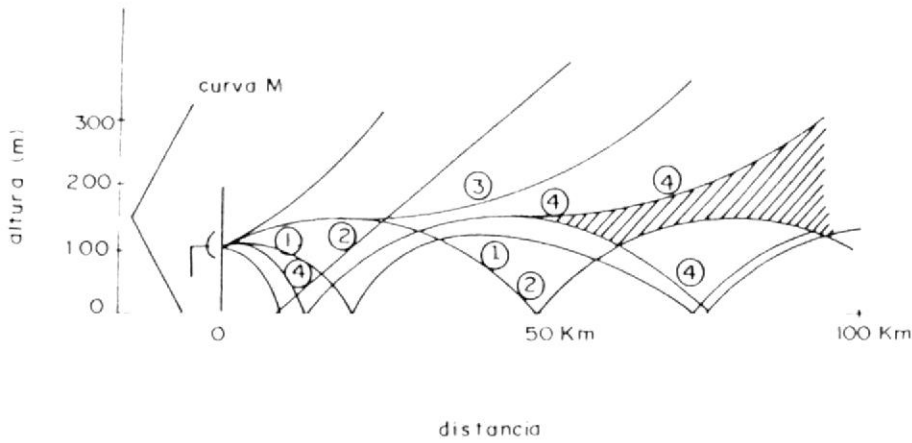


Fig. Nº4.11. DESVANECIMIENTO POR ATENUACION

Este tipo de desvanecimiento se produce debido a la generación del conducto y a la variación de k en el trayecto de propagación por difracción en que existen obstáculos difractores como montañas. En los sistemas de radio enlace digitales no se utiliza tanto del trayecto fuera de visibilidad, por eso omite la explicación detallada aquí.

DESVANECIMIENTO POR ABSORCION:

Este tipo de desvanecimiento se produce debido a que la onda radioeléctrica se absorbe y se dispersa por la lluvia, nieve niebla y moléculas de gas en el trayecto de propagación. Las frecuencias mayores que 10 GHz reciben la influencia de tal desvanecimiento. Principalmente la lluvia atenúa bastante la onda radioeléctrica como se muestra en la figura Nº 4.12. y es un elemento dominante en diseño de sistemas digitales.

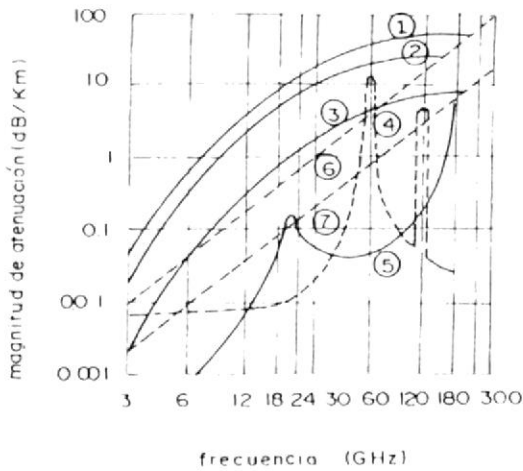


Fig. Nº 4.12. ATENUACION RADIOELECTRICA EN LA ATMOSFERA

4.2.2. Indicaciones estadísticas de los desvanecimientos

Se utilizan varios métodos estadísticos para indicar las características de la intensidad de campo eléctrico de la onda de recepción afectada por desvanecimientos. Las formas de distribución de los desvanecimientos son diversas, no obstante por lo general se clasifican principalmente en dos formas o sea

1. El valor de potencia expresado en dB toma la distribución logarítmica normal; 2. el valor real de potencia toma la distribución gamma. Estas distribuciones de densidad de probabilidad se representan por:

(distribución gamma)
$$f(x) = \frac{\lambda^\lambda}{\Gamma(\lambda)} \cdot x^{\lambda-1} e^{-\lambda x} \quad (4.14)$$

(distribución logarítmica-normal).

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.15)$$

En el diseño de sistemas de radio enlace de microondas, lo importante es el porcentaje de la probabilidad de que la potencia de recepción cae debajo de cierto nivel, por eso se usa principalmente la distribución acumulativa. En la figura No4.1. se muestran las distribuciones de densidad de probabilidad y las distribuciones logarítmica-normal como para la -distribución gamma. Sustituyendo I en el parámetro que indica la intensidad de desvanecimiento en relación con la distribución gamma, la intensidad de campo eléctrico de recepción se representa por la distribución del tipo Rayleigh.

4.2.3. Mecanismo sobre la generación del desvanecimiento por interferencia

El desvanecimiento por interferencia se produce interfiriéndose una a otra varias ondas radioeléctricas que pasan por trayectos múltiples como se muestra en la figura No 4.12.

Entonces como modelo de desvanecimiento hay que tomar en cuenta la onda compuesta de varias ondas, pero en general la proporción de tiempo en que la calidad del circuito de transmisión se degrada por el desvanecimiento producido por interferencia entre más de tres ondas es muy pequeña, por eso utilizando el modelo de dos ondas explicamos sobre el mecanismo de la generación del desvanecimiento, por interferencia.

4.2.4, Influencia del desvanecimiento para los sistemas de radio enlaces digitales.

Los sistemas de radio enlace digitales reciben las tres influencias siguientes del desvanecimiento.

1. Se aumenta el ruido térmico y ruido de interferencia con la bajada de la potencia recibida.
2. Se produce la distorsión de la forma de onda a la recepción de mas de dos ondas radioeléctricas cuyos trayectos de propagación son distintos.
3. Se degrada el factor de XPD por lo que se aumenta el ruido de interferencia.

4.3. DIVERSIDAD

La diversidad es un método de reducir la influencia de desvanecimiento mediante la combinación de las señales de salida de mas de dos receptores entre los cuales la correlación es pequeña (0 sea ello no sufren desvanecimiento simultáneamente), 0 mediante la selección de una de ellas.

4.3.1. Clasificación de los métodos de diversidad

-Diversidad de espacio:

La correlación espacial entre dos antenas se disminuye separándolas espacialmente.

- Diversidad de frecuencia:

La correlación de frecuencia se disminuye mediante la separación de frecuencias, 0 sea, aprovechamos que la probabilidad de que desvanecimientos ocurren simultáneamente en mas de dos radio canales separados en cierta frecuencia es muy pequeña. En este caso si cada radio

canal emplea la diversidad de frecuencia, la anchura de banda requerida resulta el doble y en vista de la utilización eficaz, del espectro de frecuencia, tal método no es adecuado. Entonces en realidad se emplea el método de "sistema de reserva" en el que se les atribuye un sistema de reserva a varios sistemas de trabajo como contramedidas frente a desvanecimientos y fallas de equipos.

4.3.2- Diversidad de espacio

Acercas de la diversidad de espacio existen dos métodos, o sea, la diversidad de espacio con conmutación (SD con conmutación) en la cual de las dos señales recibidas se selecciona una señal cuya calidad es mas buena que otra, y la diversidad de espacio con combinación con combinación (SD con combinación) en la cual las dos señales recibidas se combinan en una señal.

En la SD con conmutación es un problema la variación brusca de fase y amplitud de la señal en el momento de la conmutación y en cuanto a la distorsión de la forma de onda no se espera el efecto de cancelación de la onda interferente, el cual se puede realizar en la SD con combinación. Sin embargo, la SD con conmutación no requiere el circuito controlador de fase, para eso ella tiene una composición mas sencilla que la SD con combinación.

4.3.3. Diversidad de frecuencia

La diversidad de frecuencia aprovecha el hecho de que la probabilidad de ocurrencia simultanea de desvanecimientos en mas de dos frecuencias es pequeña. Por tanto en ella se emplean dos frecuencias distintas, lo que significa sin embargo, la eficiencia de la utilización de frecuencias es baja, que entonces este método se utiliza poco en circuitos reales.

La conmutación sin interrupción en los sistemas de radio enlace digitales significa la conmutación sincrónica, o sea, el sistema en falla se conmuta al sistema de reserva después de

que se hayan establecido la sincronización de bits y la de trama entre los dos sistemas. Para esto hay que tomar en cuenta las dos condiciones siguientes:

1. Reducción del tiempo de conmutación
2. Disminución de la diferencia de tiempo de propagación entre los sistemas de trabajo y de reserva.

4.3.4. Ecuilizador

Siendo $X(w)$ la función de transferencia del circuito de transmisión y $H(w)$ la función de transferencia total del sistema ($H(w) = X(w) \cdot C(w)$), la función del igualador es ajustar su propia función de transferencia $C(w)$

para que $H(f)$ sea una función de transferencia ideal (por ejemplo $H(f) = 1$). Existen dos tipos de igualador adaptativo como contramedidas frente a desvanecimiento.

- a. Igualador adaptativo en región de tiempo. Igual característica
- b. Igualador adaptativo en región de tiempo de la onda distorsionada por desvanecimiento.

4.3.5. Efectos de las técnicas contra desvanecimientos

De las técnicas contra desvanecimientos la diversidad de espacio aligera la magnitud de la caída de potencia de recepción y la distorsión de la forma de onda (la interferencia intersimbólica), y el igualador adaptativo aligera la distorsión.

En efecto de las técnicas para la compensación de desvanecimiento en relación con la distorsión de la forma de onda se evalúa para el aumento del coeficiente de correlación de frecuencia del aligeramiento de la probabilidad de ocurrencia de la dispersión de amplitud dentro de la banda.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Esta gran alternativa aplicable al diseño de circuitos digitales de microondas, merece ser analizada e investigada profundamente, ya que su uso y sus resultados beneficiaran a todos los sectores.

Hemos visto en esta tesis que sus diversas técnicas tanto las de modulación como las de desmodulación, así ; como las transmisiones de media de sistemas MIC que es la modulación de impulsos codificados.

Al analizar todos los problemas posibles, he llegado a la conclusión de que el sistema de microondas digital es conveniente, económico y factible.

Por lo cual se recomienda que los sistemas 4-PSK y 16-QAM, son los que al utilizar las frecuencias inferiores a 10 GHz son utilizables y aplicables.

El diseño de circuitos digitales de microondas es una alternativa para transmitir informaciones como las señales telefónicas, señales de datos, de facsímil y de imágenes, es decir que sus aplicaciones son prácticas.

APENDICES

1. DIGITALIZACION:

El creciente tráfico telefónico ha aumentado la necesidad de circuitos entre centrales.

Los cables tendidos hace/ varias décadas, muchas veces no pueden cumplir estos requisitos.

Puesto que el tender nuevos cables en redes urbanas normalmente es antieconómico y a veces impracticable, es importante tener acceso a un sistema de transmisión multicanal que pueda usar cables de pares antiguos aislados par papel como un media de transmisión.

MIC es un sistema de este tipo. Es cierto que los sistemas FDM también sirven para este propósito, pero la mayoría de los casos MIC es el método mas económico.

Existen razones para suponer que todas las redes de telecomunicaciones adoptaran finalmente la

transmisión digital, pero, par supuesto las grandes inversiones en las redes existentes han de utilizarse

en la medida de lo posible.

2. PRINCIPIOS FUNDAMENTALES:

MIC es un método de modulación mediante el cual la señal de fuente analógica se convierte a forma digital.

El método se caracteriza por tres procesos:

- muestreo
- cuantificación; y,
- codificación

Los dos últimos forman el concepto "Conversión analógica/digital"

Normalmente los sistemas MIC , tienen varios canales. El multiplexaje se logra mediante multiplex por división de tiempo , que significa que a los diferentes canales se les asigna determinados intervalos de tiempo, periódicamente recurrentes, que están retardados entre sí.

3. MUESTREO:

El muestreo es el primer paso hacia una conversión de la señal de habla a forma digital.

La razón por la que se necesita el muestreo es que la conversión A/D no. puede tener lugar instantaneamente/continuamente.

Un valor de señal instantáneo ha de obtenerse y convertirse y esto toma cierto tiempo. No puede tratarse una nueva muestra hasta que el procesamiento de la anterior este terminado.



4. CUANTIFICACION LINEAL:

Para convertir un valor analógico a una palabra digital, se requiere de un cierto tiempo. Este tiempo es creado por el muestreo, gracias al hecho de que es suficiente describir la señal analógica en puntos discretos en el tiempo.

El nivel de decisión es el límite entre dos intervalos de cuantificación. El nivel de cuantificación es el punto central del intervalo de cuantificación

5. CODIFICACION:

Después de la cuantificación le sigue la codificación en el proceso total de conversión A/D.

Codificación significa que a cada nivel de cuantificación se le da una cuantificación a partir del fondo, asignando así una descripción inequívoca a cada nivel de cuantificación.

En MIC, los niveles de cuantificación se designan, o mejor dicho se numeran, en forma binaria.

Por supuesto la secuencia de numeración, no tiene importancia desde el punto de vista de la inequívocidad, pero por diversas razones que se explicaran mas adelante, la numeración o codificación se organiza de otra manera.

6. CONVERSION A/D ITERATIVA:

La conversión A/D consta de cuantificación y codificación. En un convertidor A/D no se pueden separar estos procesos, ni tampoco, se puede asignar a los procesos partes separadas del volumen de componentes total.

Los procesos están entrelazados entre sí en la función de conversión A/D y se definen separadamente para poder dar una descripción teórica clara.

Durante el proceso de conversión la muestra es encerrada con precisión creciente. La primera decisión sobre polaridad es la muestra precisa y concierne al bit más significativo, el bit de polaridad

Después los bits se van determinando en orden decreciente de significado o con precisión creciente. Es por eso por lo que el método se define como una aproximación sucesiva.

7. DISTORSION DE CUANTIFICACION:

Cuantificación es la aproximación de una señal, la señal es sujeto de distorsión. Se puede considerar que la señal cuantificada consiste en dos señales superpuestas: la señal original $s(t)$ y una señal de error $e(t)$.

Por consiguiente la señal de error se define como sigue:

$$e(t) = s(t) - q(t)$$

La relación señal/distorsion SDR es:

$$SDR = 10 \text{ Log } S/N = \text{Log } 96 = 19,8 \text{ dB.}$$

8. CUANTIFICACION NO LINEAL:

En el contexto "lineal" significa que todos los intervalos de cuantificación tienen una separación igual.

Por consiguiente la conversión A/D "no lineal" significa que usan intervalos de cuantificación de tamaño variado.

La razón por la que se considera útil la cuantificación no lineal es que hace posible afectar la señal de error.

La cuantificación y la codificación se pueden realizar mientras se tenga un receptor para interpretar la señal entrante de acuerdo con la norma.

En sistemas MIC, la codificación no lineal se emplea para formar SDR como una función del nivel de entrada de forma que mejore la transmisión de habla.

La función de transmisión no lineal específica se denomina Ley de Compansor.

9. RUIDO EN CANALES EN REPOSO:

En lo referente a este ruido, el mecanismo MIC difiere del usado en sistemas analógicos.

Por ejemplo, en un sistema FDM, el ruido ocurrirá en canales en reposo debido a que el equipo electrónico (amplificadores, filtros, moduladores, demoduladores, etc.), producen ruido que se añade al ruido total del canal.

En la practica la imperfección de amplificadores, etc., puede causar superposición de la señal de habla en una tensión continua antes de que alcance al convertidor A/D.

Esto significa que las mediciones indicaran algunos canales que se comportan coma los canales que permanecen dentro de estos extremes.



BIBLIOGRAFÍA

1. DATA COMMUNICATIONS AND TELEPROCESSING SYSTEMS: TREVOR HOUSLEY, 1979
Prentice - Hall.
2. DATA TRANSMISSION: D. BACON & G.M.DULL, 1973.
3. MICROWAVE TRANSMISSION - LINE IMPEDANCE DATA:
M.A.R.GUNSTON, LONDON
COPIRIGHT, 1972.
4. ADVANCES IN MICROWAVES: LEO YOUNG and H. SOBOL, volumen 8,
COPIRINGHT 1.974.



A.F. 141790