

CONCEPTOS Y REFERENCIAS EN

TEORÍA DE LA INFORMACIÓN Y LAS TELECOMUNICACIONES:

ASPECTOS ANALÓGICOS



MSc. Fernando Vélez Varela
Editor científico

MSc. Ciro Antonio Dussan Clavijo
MSc. Yesid Eugenio Santafé Ramón
Coautores



EDITORIAL



Cita este libro:

Vélez Varela, F. (ed. científico). (2024). *Conceptos y Referencias en Teoría de la Información y las Telecomunicaciones: Aspectos Analógicos*. Cali, Colombia: Editorial Universidad Santiago de Cali.

Palabras Claves / Keywords:

Palabras clave: Señal, Ruido, Telecomunicaciones, Frecuencia, Tensión.

Keywords: Signal, Noise, Telecommunications, Frequency, Voltage.

Contenido relacionado:

<https://investigaciones.usc.edu.co/>



CONCEPTOS Y REFERENCIAS EN

TEORÍA DE LA INFORMACIÓN Y LAS TELECOMUNICACIONES:

ASPECTOS ANALÓGICOS

MSc. Fernando Vélez Varela
Editor científico

MSc. Ciro Antonio Dussan Clavijo
MSc. Yesid Eugenio Santafé Ramón
Coautores



EDITORIAL

Conceptos y Referencias en Teoría de la Información y las Telecomunicaciones: Aspectos Analógicos. Fernando Vélez Varela. [editor científico]. -- Santiago de Cali: Universidad Santiago de Cali, Sello Editorial, 2024.

249 páginas: ilustraciones; 24 cm.

Incluye referencias bibliográficas.

ISBN: 978-628-7770-25-6

ISBN (Digital): 978-628-7770-26-3

1. Señal, Ruido 2. Telecomunicaciones 3. Frecuencia 4. Tensión I. Ciro Antonio Dussan Clavijo II Yesid Eugenio Santafé Ramón. III. Universidad Santiago de Cali. Facultad de Ingenierías.

SCDD 621.382
JRGB/2025

CO-CaUSC



**Conceptos y Referencias en Teoría de la Información y las
Telecomunicaciones: Aspectos Analógicos**

© Universidad Santiago de Cali

© **Editor científico:** Fernando Vélez Varela

Coautores: Ciro Antonio Dussan Clavijo, Yesid Eugenio Santafé Ramón.

Edición 100 ejemplares.
Cali, Colombia-2024.

**Fondo Editorial
University Press Team**

Carlos Andrés Pérez Galindo
Rector
Claudia Liliana Zúñiga Cañón
Directora General de Investigaciones
Edward Javier Ordóñez
Editor en Jefe
Yuirubán Hernández
Coordinador Editorial

**Comité Editorial
Editorial Board**

Claudia Liliana Zúñiga Cañón
Edward Javier Ordóñez
Paula Andrea Garcés Constain
Jonathan Pelegrín Ramírez
Yuirubán Hernández
Milton Orlando Sarria Paja
Doris Lilia Andrade Agudelo
Ana María Soria
Odín Ávila Rojas

Proceso de arbitraje doble ciego:
“Double blind” peer-review

Recepción/Submission:
Octubre (October) 2023

**Evaluación de contenidos/
Peer-review outcome:**
Febrero (February) de 2024

**Correcciones de autor/
Improved version submission:**
Julio (July) de 2024

Aprobación/Acceptance:
Agosto (August) de 2024



La editorial de la Universidad Santiago de Cali se adhiere a la filosofía de acceso abierto. Este libro está licenciado bajo los términos de la Atribución 4.0 de Creative Commons (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>), que permite el uso, el intercambio, adaptación, distribución y reproducción en cualquier medio o formato, siempre y cuando se dé crédito al autor o autores originales y a la fuente <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

DEDICATORIA

Dedication

Hoy se puede decir que saber mucho no es lo mismo que ser inteligente. La inteligencia no es solo información, sino también tener un juicio maduro. Todos nos diferenciamos por la manera en que se recoge y se maneja la información...

La felicidad de un ser humano generalmente no se logra con grandes golpes de suerte, pero alguien siempre me decía que tuviera también Fe en todo, aunque estos golpes solo ocurran pocas veces; la realidad es que la gran parte del todo existencia se logra con todas esas pequeñas cosas que ocurren todos los días.

La resiliencia al ser humano lo vuelve capaz de hacerle frente a las adversidades de la vida, y con empoderamiento puede transformar todo aquello que es negativo en algo que define su superación y fortalecimiento; un alguien resiliente sabe que es el arquitecto de su propia alegría y su destino.

A mi hija Sara Lucía...

Porque verla siempre me da las ideas y el aliento,
y porque la vida me dio la oportunidad de tenerla,
a ella le dedico de forma muy especial estoeste compendio.

A Claudia Patricia Lemos Cano,

porque el tiempo siempre dice verdades, porque dijo quién eres para mí y sostienes mi mano sin pedírtelo, y contigo mi Corazón y Alma tienen Amor, Casa, Hogar y Familia; y tienes mi Gratitude y Yo te elijo siempre.

A Andrea,

por ser parte de los motivos que mueven y alimentan al Corazón y al Alma.

A mi Padre, Marino Vélez Varela

a quien le digo en donde esté, que no bajaré los brazos jamás...

A mi Madre, Franci Hellen Varela de Vélez

Para ella mi admiración infinita, por ser esa mujer que me dio la fuerza, y apoyó todos mis sueños, y además nunca me dejó solo...

Marino, Patricia Eugenia, Franci Hellen y Julian.

A mis hermanos que siempre me cuidan y protegen

A mi Tíos, Alfonso, Evacio, Martha, Jaime, Pedro, Antonio, Efraín, Leida, Lida, Gloria, Consuelo, y Nancy...

A ellos por ser mis referencias.

Fernando Vélez Varela

Doy las gracias a mi amigo, colega y compañero de trabajo de más de 20 años, el Ingeniero Fernando Vélez autor principal de este libro, quien con su empeño y dedicación al conocimiento ha dirigido esta obra, gracias por permitirme colaborar desde mi experiencia en el mundo de las telecomunicaciones. En segundo lugar, a mi familia, a mi esposa Angela María, quien me acompaña y apoya con su amor, a mis hijas Camila, Valeria y Sofia quienes son el motor que impulsa todas mis acciones y por quienes lucho día a día. A mi recordada madre Cecilia quien desde el cielo sé que me cuida y al maestro que ha sido mi padre Ciro Dussán que es un gran bastión y faro en mi camino.

Atentamente

Ciro Antonio Dussán Clavijo

AGRADECIMIENTOS

Acknowledgments

A la Universidad Santiago de Cali, y a la Universidad Libre Seccional Cali, por todo su apoyo.

A Luis Felipe Cadena Guevara

Por tanta enseñanza, y a los demás maestros de la Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca, porque es infinito el agradecimiento.

A las estudiantes Leidy Ortega Solarte y Yudi Liseth Álvarez Álvarez, por su colaboración.

Fernando Vélez Varela

Doy las gracias a mi amigo, colega y compañero de trabajo de más de 20 años, el Ingeniero Fernando Vélez autor principal de este libro, quien con su empeño y dedicación al conocimiento ha dirigido esta obra, gracias por permitirme colaborar desde mi experiencia en el mundo de las telecomunicaciones.

Y a mi familia, a mi esposa Angela María, quien me acompaña y apoya con su amor, a mis hijas Camila, Valeria y Sofia quienes son el motor que impulsa todas mis acciones y por quienes lucho día a día. A mi recordada madre Cecilia quien desde el cielo sé que me cuida y al maestro que ha sido mi padre Ciro Dussán que es un gran bastión y faro en mi camino.

Atentamente

Ciro Antonio Dussán Clavijo

TABLA DE CONTENIDO

Table of Contents

Resumen	23
Prólogo	25
Introducción	27

Capítulo 1

Clasificación de señales 29

1.1. Tipos fundamentales de sistemas de telecomunicaciones.....	30
1.2. Señales analógicas.....	30
1.3. Sistema de transmisión analógico	31
1.4. Señales digitales.....	31
1.5. Comunicaciones digitales.....	31
1.6. Señales determinísticas	32
1.7. Señales periódicas (estacionarias o perpetuas: $-\infty < t < +\infty$).....	33
1.8. Valor eficaz o root mean square (rms).....	34
1.9. Señales singulares: el impulso unitario	35
1.10. Selectividad del impulso	35
1.11. Señales aleatorias	35
1.12. Señales ergódicas	36
1.13. Señales de energía (normalizada)	37
1.14. Señales de potencia (normalizada)	37

Capítulo 2

Unidades de medida 39

2.1. Medidas de potencia en telecomunicaciones: Manejo de db	40
2.2. El decibel	40
2.3. Manejo de db, dbm, dbw, dbv	41
2.4. Manejo de una medida de referencia en un sistema	42
2.5. Presupuesto de potencias	42
2.6. De dbm a watts, carta de conversión	46

2.7. Unidades de medida: el decibelio [db].....	47
2.8. Unidades de medida: el dbm.....	47
2.9. Unidades de medida: el dbw	47
2.10. Unidades de medida: el dbr.....	48
2.11. Unidades de medida: el dbm0	49
2.12. Unidades de medida: el neper [np]	49
2.13. Unidades de medida: el dbu.....	50
2.14. Unidades de medida: el dbmv	50
2.15. Unidades de medida: el dbi	51

Capítulo 3

Calidad de transmisión 55

3.1. Telecomunicaciones o comunicar a distancia.....	56
3.2. Esquema de bloques de un sistema de telecomunicaciones genérico	57
3.3. Espectro de frecuencia.....	57
3.4. El canal de transmisión ideal	58
3.5. Condiciones ideales para la transmisión de información.....	60
3.6. Factores que afectan la calidad de la señal	60
3.7. El canal de transmisión ideal	61
3.8. Distorsión causada por dispositivos o medios no lineales	64
3.9. Factores que afectan la calidad de la señal	65
3.10. Tipos de ruido.....	66

Capítulo 4

El ruido 73

4.1. El ruido eléctrico.....	74
4.2. Naturaleza del ruido.....	75
4.3. Ruido externo	76
4.4. Ruido interno.....	76
4.5. Otro tipos de ruido interno.....	77
4.6. Voltaje del ruido	78

4.7. Voltaje (rms) del ruido	79
4.8. Otras fuentes de ruido	79
4.9. Relación de potencia de señal a ruido.....	79
4.10. Cifra de ruido (nf, noise figure).....	80
4.11. Efectos de ruido debido a la reactancia.....	81

Capítulo 5

Relación señal a ruido – signal to noise s/n83

5.1. Relación señal a ruido (s/n).....	84
5.2. Fuentes de ruido	85
5.3. Temperatura de ruido	86
5.4. Elementos en cascada	86
5.5. Fórmula de Friis	87
5.6. Factor de ruido (f) y cifra de ruido (nf)	87
5.7. Cifra de ruido (nf, noise figure).....	88
5.8. Ruido debido a amplificadores conectados en cascada.....	89
5.9. Aplicación de la fórmula de Friis.....	90

Capítulo 6

Conceptos de referencia en la teoría de las telecomunicaciones95

6.1. Definiciones	96
6.2. Comunicaciones electrónicas	97
6.3. Naturaleza de las señales.....	97
6.4. Línea del tiempo	97
6.5. Era de las comunicaciones.....	98
6.6. El proceso de la comunicación	98
6.7. Diagrama de un sistema de comunicaciones	99
6.8. Elementos de un sistema de telecomunicaciones.....	99
6.9. Efectos del medio.....	100
6.10. Elementos de un transmisor	100
6.11. Elementos de un receptor.....	101

6.12. Modos de transmisión	101
6.13. Modulación	102
6.14. Espectro de radio frecuencia	103
6.15. Tipos de modulaciones.....	104
6.16. Portadora de alta frecuencia	104
6.17. Diversas técnicas de modulación	105
6.18. Mezcla de señales	105
6.19. Factores que influyen en las comunicaciones electrónicas	112
6.20. Limitaciones en las comunicaciones	112
6.21. Capacidad de un canal	113
6.22. Ancho de banda de nyquist	113
6.23. El concepto de shannon – hartley	114
6.24. Capacidad de transmisión, y el límite de shannon	116
6.25. Capacidad para diferentes medios	117
6.26. Ley de hartley	119
6.27. Comparación de la capacidad de shannon con la ley de hartley	120

Capítulo 7

Transmisión en amplitud modulada 123

7.1. Adición lineal de dos ondas senoidales	124
7.2. Modulación am.....	126
7.3. Representación fasorial de una onda am.....	130
7.4. Coeficiente de modulación y porcentaje de modulación.....	131
7.5. Otra forma para obtener m	132
7.6. Consideraciones.....	132
7.7. Amplitudes máximas de las frecuencia superior e inferior	133
7.8. Sobremodulación.....	133
7.9. Efectos de la sobremodulación	134
7.10. Importancia de usar un alto porcentaje de modulación.....	135
7.11. Relación para cálculo de la potencia.....	136
7.12. Índice de eficiencia y modulación.....	137

7.13. Circuitos para generar am	137
7.14. Sistemas de transmisión am	143
7.15. Medidas de transmisión	145

Capítulo 8

Recepción en amplitud modulada 148

8.1. Características del receptor	148
8.2. Diagrama de un receptor am (simple)	148
8.3. Parámetros del receptor.....	148
8.4. Selectividad	149
8.5. Forma de describir la selectividad	149
8.6. Sensibilidad	149
8.7. Otros parámetros	150
8.8. Detección am	150
8.9. Receptor superheterodino	153
8.10. Sintonía superheterodina: tracking (rastreo)	158
8.11. Pasos para asegurar un buen tracking.....	159
8.12. Sintonía electrónica.....	160
8.13. Análisis superheterodino	160
8.14. Frecuencia imagen.....	161
8.15. Relación de rechazo de frecuencia.....	164
8.16. Circuitos receptores de am: amplificador de rf.....	164
8.17. Amplificadores rf	164
8.18. Características de un amplificador de rf.....	165
8.19. Amplificadores de if	165
8.20. Análisis en un sistema receptor.....	165

Capítulo 9

Sistemas de comunicaciones de banda lateral única: single sideband – ssb 169

9.1. Sistemas de banda lateral única (ssb o blu).....	170
---	-----

9.2. Modulación blu	171
9.3. Modulador por cambio de fase (cont.) Transformador de hilbert.....	172
9.4. Tipos de transmisiones ssb o blu	173
9.5. Análisis de la potencia - am convencional (dsbfc).....	173
9.6. Banda lateral única con portadora de máxima potencia (ssbfc)	173
9.7. Am de banda lateral única y portadora de máxima potencia (ssbfc)	174
9.8. Banda lateral única con portadora suprimida (ssbsc)	174
9.9. Banda lateral única con portadora reducida (ssbrc)	175
9.10. Am de banda lateral independiente (isb)	175
9.11. Banda lateral residual o vestigial (vsb o blv)	176
9.13. Desventajas de ssb.....	178
9.14. Generación de la banda lateral única	179
9.15. Filtros ssb	180
9.16. Otros tipos de filtros.....	181
9.17. Esquemas de transmisores de ssb	182

Capítulo 10

Modulaciones angulares 183

10.1. Modulación de fase y de frecuencia (i).....	184
10.2. Modulación de fase y de frecuencia (ii)	185
10.3. Modulación de fase y de frecuencia (iii)	186
10.4. Modulación de fase y de frecuencia (iv).....	186
10.5. Modulación angular de banda estrecha (i).....	187
10.6. Generación y demodulación (i).....	194
10.7. Modulación de fase	196
10.8. Modulación de frecuencia	197
10.9. Modulador	199
10.10. Demodulador: conversor fm en am.....	199
10.11. Índice de modulación angular	200
10.12. Índice de modulación de frecuencia.....	200
10.13. Modulación de frecuencia	201
10.14. Potencia de la señal modulada en frecuencia.....	204

10.15. Relación señal a ruido	204
10.16. Ventajas de la modulación de frecuencia para el canal de voz.....	204

Capítulo 11

Explicaciones adicionales: modulaciones angulares.....207

11.1. Relaciones fm/pm	208
11.2. Características de la señal fm/pm.....	209
11.3. Frecuencia instantánea.....	209
11.4. Máxima desviación en frecuencia	210
11.5. Índices de modulación de fase y frecuencia.....	210
11.6. Espectro de señales pm	211
11.7. Modulación pm de un tono	211
11.8. Funciones de Bessel de 1ª especie	212
11.9. Espectro de la señal pm.....	213
11.10. Regla de Carson	213
11.11. Modulación de fase de banda estrecha.....	214
11.12. Generación de señales fm.....	214
11.13. Generación nbfm.....	215
11.14. Generación de modulación de frecuencia de banda ancha (wbfm) o simplemente fm	215
11.15. Generación de fm basada en nbfm.....	217
11.16. Circuitos resonantes variables	218
11.17. Demoduladores.....	219
11.18. Aplicación	220
11.19. Transmisor fm	221
11.20. Receptor fm estéreo	222
11.21. Conclusiones.....	223

Capítulo 12

Modulación en frecuencia225

12.1. Conceptualización de la modulación angular: definición.....	226
12.2. Ventajas y desventajas	227
12.3. Generador fm simple	227
12.4. Efectos del circuito.....	228
12.5. Consideración de la grafica anterior representación de fm	228
12.6. Relación para la señal fm	229
12.7. Constante de desviación	229
12.8. Dos conceptos primordiales	230
12.9. Análisis pm.....	231
12.10. Índice de modulación y ecuación fm	232
12.11. Solución matemática para fm	232
12.12. La relación numérica de funciones de besel	232
12.13. Diferencia entre ancho de banda y desviación	234
12.14. Regla de carson's	238
12.15. Transmisión fm	239
12.16. Generadores fm. Tipos.....	241
Referencias bibliográficas	247
Acerca de los autores	253
Pares evaluadores	255

LISTA DE FIGURAS

List of figures

Fig. 1a. Información asociada a la amplitud	30
Fig. 1b. Información asociada a la frecuencia.....	30
Fig. 2. Distorsión de una señal en un sistema de transmisión analógico, La señal acumula ruido a medida que se propaga	31
Fig. 3. Información asociada a la secuencia de bits (Código “non return to zero”).....	31
Fig. 4. En las comunicaciones digitales, la información a transmitir Analógica es transformada en una secuencia de pulsos.	31
Fig. 5. Señal determinística y periódica	32
Fig. 6. Señal determinística y aperiódica.....	33
Fig. 7. Señales periódicas	33
Fig. 8. Valor rms	34
Fig. 9. Señal impulso	35
Fig. 10. Señal de voz	36
Fig. 11. Señal de ruido térmico	36
Fig. 12. Cálculo de energía en señal de discreta.....	37
Fig. 13. Estructura de un sistema.....	42
Fig. 14. Recorrido de una señal a nivel de potencias	44
Fig. 15. Esquema ejemplo 2.7.....	46
Fig. 16. Esquema ejemplo 2.8	47
Fig. 17. Esquema ejemplo 2.9.....	48
Fig. 18. Esquema ejemplo 2.10.....	48
Fig. 19. Esquema medida dbm0.....	49
Fig. 20. Esquema medida neper	49
Fig. 21. Esquema medida dbu.....	50
Fig. 22. Esquema medida dbmv.....	51
Fig. 23. Esquema medida dbi	51
Fig. 24a. Esquemas del problema 3	52
Fig. 24b. Esquemas del problema 3	52
Fig. 25a. Esquemas del problema 4	53
Fig. 25b. Esquemas del problema 4	53
Fig. 26. Canal de transmisión	57
Fig. 27. Esquema de un transmisor	57
Fig. 28b. Onda en el dominio de la frecuencia	58

Fig. 28a. Onda rectangular	58
Fig. 29a. En frecuencia	58
Fig. 29b. Espectro promedio de la señal vocal después del filtro telefónico	58
Fig. 30a. Onda de amplitud uniforme	59
Fig. 30b. Onda de variación lineal	59
Fig. 30c. Sistema de característica de entrada/salida lineal	59
Fig. 31a. Transmisión en el dominio del tiempo	60
Fig. 31b. Transmisión en el dominio de la frecuencia	60
Fig. 32. Factores que afectan un señal	60
Fig. 33. Señal $y(t)$ de ejemplo	61
Fig. 34. Señal de ejemplo 3.3 Y 3.4.	61
Fig. 35. Señal en diferentes fases y frecuencias	62
Fig. 36. Señal de ejemplo 3.5.	63
Fig. 37. Señal de ejemplo 3.6.	63
Fig. 38. Señal de ejemplo 3.5 Y 3.6.	63
Fig. 39. Canal no lineal	64
Fig. 40. Señal $x(t)$ y su respuesta en frecuencia	64
Fig. 41. Señal $y(t)$ y su respuesta en frecuencia	65
Fig. 42. Señal sinusoidal con ruido	65
Fig. 43. Señal ergódica	67
Fig. 44. Distribución normal	67
Fig. 45. Distribución normal del ruido térmico	68
Fig. 46a. Señal con valor medio variable	69
Fig. 46b. Señal con desviaciones estándar y varianzas variables	69
Fig. 47b. Espectro de potencia en frecuencia	70
Fig. 47a. Espectro de potencia	70
Fig. 48. Medición de potencia	70
Fig. 49. Medición de potencia de ruido en un canal	71
Fig. 50. Esquema visual de ruido en un tv	75
Fig. 51. Efecto del ruido en la primera y segunda etapa de un amplificador Receptor	76
Fig. 52. Resistencia generadora de ruido	77
Fig. 53. Esquemas de fuentes de ruido	85
Fig. 54. Temperatura de ruido	86
Fig. 55. Sistemas en cascada	86
Fig. 56. Análisis de ruido para un sistema	86
Fig. 57. Temperatura de ruido equivalente	87
Fig. 58. Temperatura de ruido equivalente en cascada	87

Fig. 59. Análisis de la cifra de ruido de un sistema	87
Fig. 60. Relación entre el ruido y la frecuencia	87
Fig. 61. Análisis de la fórmula de friis.....	90
Fig. 62. Cifra de ruido en amplificador de bajo ruido	92
Fig. 63. Temperatura de ruido equivalente del sistema.....	93
Fig. 64. Línea de evolución hasta 1999 de la telecomunicaciones	97
Fig. 65. Sistema de telecomunicaciones	99
Fig. 66. Partes básicas de un sistema de telecomunicaciones	99
Fig. 67. Sistema de telecomunicaciones con ruido	100
Fig. 68. Elementos de un transmisor.....	100
Fig. 69. Elementos de un receptor	101
Fig. 70. Modos de transmisión	101
Fig. 71. Concepto base de la modulación.....	102
Fig. 72b. Modulación discreta.....	102
Fig. 72a. Modulación continua.....	102
Fig. 73. Técnicas de modulación	105
Fig. 74. Mezcla de señales.....	105
Fig. 75. Concepto de mezcla de señales.....	106
Fig. 76. Resultado de una mezcla de señales (1)	108
Fig. 77. Resultado de una mezcla de señales (2)	110
Fig. 78. Resultado de una mezcla de señales (3).....	111
Fig. 79. Ubicación de la mezcla de señales en frecuencia (1).....	112
Fig. 80. Ubicación de la mezcla de señales en frecuencia (2)	114
Fig. 81. Mezcla de señales en frecuencia	117
Fig. 82. Velocidades en una señal de 600bps y 1200bps.....	117
Fig. 83. Correlación de la frecuencia y la longitud de onda para definir la Capacidad de un sistema.....	124
Fig. 84. Diagrama de un sistema de comunicación que incluye ruido	125
Fig. 85. Esquema de una sumatoria de ondas sinusoidales	125
Fig. 86. Mezcla no lineal de dos señales	126
Fig. 87. Forma de onda de am, bajo la variación de las condiciones de la Señal de información	127
Fig. 88. Portadora y componentes de frecuencia laterales resultantes En una forma de onda de am	128
Fig. 89. Modulación por una banda de frecuencias inteligentes.....	129
Fig. 90. Solución del ejemplo 7.1	130
Fig. 91. Espectro de frecuencias de am en dsbfc	131
Fig. 92. Representación de una onda de am, usando adición vectorial de fasores...	133

Fig. 93. Determinación del porcentaje de modulación.....	133
Fig. 94. Representación del ejemplo 8.3.....	133
Fig. 95. Sobremodulación	133
Fig. 96. Modulador de transistor simple. A) regiones de operación; b) Esquema circuital	138
Fig. 97. Moduladores de a) alto y de b) bajo nivel.....	141
Fig. 98. Amplificador de clase a para modulación en am.	142
Fig. 99. Diagrama en bloques de un transmisor am.....	144
Fig. 100. Receptor de am simple	148
Fig. 101. Detector a diodo (1)	150
Fig. 102. Detector a diodo (2)	151
Fig. 103. Detección de am sincrónica	152
Fig. 104. Entrada y salida de la detección de am sincrónica	153
Fig. 105. Esquema por etapas en la entrada y salida de una señal en la detección De am 64 sincrónica	155
Fig. 106. Proceso de conversión de frecuencias en am.....	155
Fig. 107. Ajuste de sintonía en la conversión de frecuencias de am	157
Fig. 108. Capacitancias de sintonía variable	158
Fig. 109. Diodo varactor	159
Fig. 110. Ilustración de la frecuencia imagen.....	160
Fig. 111. La frecuencia imagen no es inconveniente.....	162
Fig. 112. Diagrama en bloques de un sistema receptor	165
Fig. 113. Esquema de modulación para blu.....	171
Fig. 114. Esquema de traslaciones en frecuencia	171
Fig. 115. Modulador por cambio de fase	172
Fig. 116. Modulador por cambio de fase: transformador de hilbert.....	172
Fig. 117. Análisis de la potencia - am convencional (dsbfc)	173
Fig. 118. Banda lateral única con portadora de máxima potencia (ssbfc)	173
Fig. 119. Banda lateral única con portadora suprimida (ssbsc)	174
Fig. 120. Banda lateral única con portadora reducida (ssbrc)	175
Fig. 121. Am de banda lateral independiente (isb).....	175
Fig. 122. Banda lateral residual o vestigial (vsb o blv).....	176
Fig. 123. Esquema para difusión de imágenes en tv	177
Fig. 124. Señal de televisión analógica en blv	177
Fig. 125. Señal de televisión con portadora de video y audio.....	178
Fig. 126. Modulador balanceado.....	179
Fig. 127. Supresión de la banda lateral	180
Fig. 128. Diagrama en bloques de un transmisor ssb	182

Fig. 129. Modulación de fase y frecuencia	186
Fig. 130. Modulación de fase.....	187
Fig. 131. Modulación de frecuencia	187
Fig. 132. Modulación angular de banda estrecha (1).....	188
Fig. 133. Modulación angular de banda estrecha (2)	189
Fig. 134. Cálculo del espectro de una modulación angular	190
Fig. 135. Funciones de besse.....	191
Fig. 136. Cálculo del espectro de los términos de las funciones de besse (1)	192
Fig. 137. Cálculo del espectro de los términos de las funciones de besse (2).....	193
Fig. 138. Generalización de los resultados de ancho de banda: regla de carson	194
Fig. 139. Generación y demodulación de fm y pm	194
Fig. 140. Demodulador pm con detector de fase.....	195
Fig. 141. Demodulación de fm con discriminadores de frecuencia (1)	196
Fig. 142. Demodulación de fm con discriminadores de frecuencia (2)	196
Fig. 143. Modulación de fm y pm	197
Fig. 144. Modulación pm	198
Fig. 145. Modulación angular.....	199
Fig. 146. Proceso de modulación fm	199
Fig. 147. Demodulación: conversión de fm en am.....	199
Fig. 148. Índice de modulación en frecuencia	201
Fig. 149. Modulación en frecuencia ejemplo 10.1.....	203
Fig. 150. La señal modulada en frecuencia $\psi_{fm}(t)$ con modulante $f(t)$, Cuyo espectro $f(\omega)$	203
Fig. 151. Cálculo del umbral de ruido en una señal de fm.....	208
Fig. 152. Generación fm a partir de un modulador pm.....	209
Fig. 153. Generación pm a partir de un modulador fm.....	211
Fig. 154. Funciones de besse de 1ª especie.....	212
Fig. 155. Espectro de la señal pm	213
Fig. 156. Generación de señales fm	214
Fig. 157. Generación nbfm	215
Fig. 158. Modulador amstrong	216
Fig. 159. Circuitos basados en vco's.....	217
Fig. 160. Generación de fm basada en nbfm	217
Fig. 161. Circuitos resonantes variables	218
Fig. 162a. Demoduladores y discriminadores de frecuencia	219
Fig. 162b. Discriminador simple rl	219
Fig. 163. Discriminador simple rlc.....	220
Fig. 164. Transmisor de fm.....	221

Fig. 165. Piloto de fm	222
Fig. 166. Receptor de fm estéreo	222
Fig. 167. Generador de fm simple.....	228
Fig. 168. Representación de fm.....	228
Fig. 169. Curvas de las funciones de bessel	233
Fig. 170. Relación numérica de las funciones de bessel	234
Fig. 171. Términos j-esimos de las funciones de bessel	235
Fig. 172. Funciones de bessel para valores de β y n.....	236
Fig. 173. Espectro de frecuencia para fm (frecuencia de modulación Constante, desviación variable)	239
Fig. 174. Localización de estaciones en fm.....	239
Fig. 175. Oscilador hartley	242
Fig. 176. Modulador por diodo varactor	243
Fig. 177. Modulador por reactancia	243
Fig. 178. Transmisor de fm directo crosby	244
Fig. 179. Fm armstrong de banda ancha.....	244

RESUMEN

Abstract

Este libro se encarga de desarrollar los conceptos y referencias en teoría de la información y las telecomunicaciones, explicando lo básico para comprender el comportamiento de las señales en el ámbito continuo y analógico, las cuales se adaptarán de forma extrapolada a los eventos de la transmisión de voz, datos o imágenes, además se hace énfasis en las técnicas y tecnologías que se usan en establecimiento de los esquemas de manejo de sistemas transmisores y receptores en red, para disponer el uso de señales y datos, lo cual se dispone como una referencia obligada para quienes requieran introducirse en el ambiente dinámico de la transferencia de la información. Esto se explica de forma clara y sencilla, y además de manera objetiva, apoyándose en un manejo metodológico que se respalda en un recorrido experimental que tiene el autor acumulado en su práctica profesional como intérprete del uso de las tecnologías, además de la trayectoria docente de más de 20 años de trabajo. Este compendio de conceptos abarca de forma completa los conocimientos primarios necesarios en Telecomunicaciones, lo cual se estructura en doce capítulos, en los cuales se desarrollan los siguientes contenidos: Clasificación de Señales; las Unidades de Medida; la Calidad de Transmisión; El Ruido; la Relación Señal a Ruido; los conceptos de referencia en la Teoría de las Telecomunicaciones; transmisión en amplitud modulada; recepción en amplitud modulada; sistemas de comunicaciones de banda lateral única; modulaciones angulares; explicaciones adicionales. modulaciones angulares; modulación en frecuencia; como también los aspectos básicos iniciales de las comunicaciones digitales.

PRÓLOGO

No se puede negar la importancia e influencia de las tecnologías asociadas a las telecomunicaciones en la vida moderna. Se ha ganado madurez gracias a los años de investigación y desarrollo, en especial en los últimos años. Es una de las disciplinas tecnológicas de más alta importancia en la actualidad.

Podemos considerar que es prácticamente vertical a la vida y actividad de los seres humanos. Las tecnologías de las telecomunicaciones buscan mejorar la calidad de vida y el rendimiento de todo lo relacionado en los procesos de producción. Una de las características más sobresalientes de las Telecomunicaciones, es que soporta el avance y evolución de otras áreas del conocimiento.

Por ejemplo, concepto más reciente de convergencia que es el Internet en conjunto con el uso del uso estructurado de ordenadores y sistemas de procesamiento. La penetración de los procesos y herramientas de las Telecomunicaciones en la sociedad ha permitido que las personas constantemente cambien la forma como gestionan diferentes aspectos de su vida laboral y cotidiana.

Poco a poco se están sumando a las referencias actuales de las nuevas tecnologías, y están comenzando a hacer un uso intensivo de ellas. Un aspecto que potencia el uso de nuevas tecnologías son los terminales de comunicación de datos personales, los cuales han pasado a ser elementos cotidianos en todos los hogares.

Es por esto por lo que conocer y apropiarse de los conocimientos de base en Telecomunicaciones permiten hacer una mejor gestión del conocimiento. La gestión de información y conocimiento es de gran interés y tiene gran relevancia que impacta en las actividades y disciplinas dedicadas a la industria de las telecomunicaciones.

Industria que de forma pervasiva y ubicua se hace presente en aspectos como la educación, la salud y la medicina, el comercio, el

transporte, el gobierno, las finanzas, y el turismo. Para mencionar solo algunos campos y actividades que son importantes en lo económico en cualquier ámbito social.

En este texto se hace énfasis en la actividad educativa con la que se busca referenciar como eje temático vertical el desarrollo hacia una sociedad cinética, dinámica y moderna. Considerando lo anterior, esta obra presenta un referente que permite al lector introducirse en las bases de las Telecomunicaciones.

Ing. Milton Orlando Sarria Paja
PhD. Universidad Santiago de Cali

INTRODUCCIÓN

Si existe un área tecnológica que haya mostrado avances importantes en todas las épocas, han sido las telecomunicaciones. La historia muestra el paso de evolución de estas a partir del uso de los medios primitivos como el uso de la codificación de mensajes mediante señales de humo y de señales con fuego, después al paso del correo postal, y entrar en franca evolución con el telégrafo, la aparición de la telefonía, los medios como la radio y la TV, y lo que se define actualmente como el medio de convergencia ubicuo y pervasivo en todo como lo es Internet.

Es por esto por lo que las personas siempre están en la búsqueda de las formas y medios para estar en comunicación, buscando reducir lo relacionado con la distancia. Es algo que ya por la necesidad y por las coyunturas sociales que se da la obligación a través del tiempo de tener que colmar esta necesidad tecnológica de forma puntual y objetiva. Dentro de los principios de la teoría de las telecomunicaciones, se considera que el rol principal de estas es mover los paquetes de información de un sitio a otro.

Cuando un elemento transmisor y un elemento receptor se encuentran presentes de forma física en el mismo sitio, es trivial y fácil llevar a cabo dicha disposición; pero cuando dicho elemento transmisor como el receptor están distanciados, y está el imperante requerimiento de mover grandes volúmenes de información en poco tiempo, entonces se hace necesario tener que usar mecanismos que apoyen la forma de comunicarse y en esto lo más probable es que se vea en concurso del hardware y lo asociado a éste.

De esto nacen las telecomunicaciones, ya que se determina el diálogo apoyado por entes o máquinas, es decir la comunicación máquina a máquina, que es el método adecuado para llevar a ejecutar dicho proceso de comunicación, lo cual se hace mediante el envío de señales generadas electrónicamente.

La razón de usar de forma asociada a la electrónica es debido a la gestión que esta le puede dar a una señal emitida y recibida, que como es obvio, también mediante esta, dicha señal puede ser detectada y almacenada de forma temporal o permanente, y por consiguiente esto da la posibilidad de transmitir grandes volúmenes de información dentro en cortos periodos de tiempo.

Por ello, acá se define dentro del concepto base de la teoría de las comunicaciones manejadas mediante medios manipulados, en los que se define que una señal puede tener diferentes estados que pueden ser censados, detectados, procesados y gestionados. Dichos estados cuantificados representan la naturaleza de las cosas. Las combinaciones específicas de dichos estados y naturaleza de las señales representan una forma de información que puede ser transmitida por los esquemas de dispositivos y máquinas que interactúen en el proceso de las telecomunicaciones.

Con esto se da una inicial definición de las Telecomunicaciones, que considera todo aquello inmerso y relacionado dentro de esta como ejes de desarrollo, y es realmente la convergencia de muchas ciencias, con la que se desarrolla la ejecución de la transmisión y recepción de la información usando una variedad de medios en las que se manejan señales de naturaleza electromagnética; deseando transportar contenido de información de audio, vídeo o texto, o una mezcla de las tres.

Hoy en día con las tecnologías relacionadas en las telecomunicaciones, se va a definir el concepto de circuito de telecomunicaciones, como la base de entender cómo se van a relacionar los entes en sus extremos, como transmisor y receptor, interactuando en intercambios de información; y esto es lo que se considera conocer con la apropiación del concepto de la teoría en las telecomunicaciones.

CLASIFICACIÓN DE SEÑALES

Signal Classification

Resumen

Cuando se requiere implementar un circuito que soporte un proceso de telecomunicaciones, se dimensionan y se diseñan los circuitos electrónicos de soporte, los cuales van a manejar señales caracterizadas por su amplitud, frecuencia y fase, lo cual se tiene que analizar y proyectar para el debido manejo y funcionamiento del circuito, el cual debe gestionar la potencia de estas señales y la composición de sus frecuencias de la señal de información. Esto es factible usando procesos y métodos matemáticos aplicados en el análisis de las señales. Es claro que esta parte se va a encargar principalmente de las señales de carácter continuo, y los análisis hechos se fundamentan en el hecho de usar ondas senoidales o cosenoidales de una sola frecuencia, para considerar extrapolarse hacia el hecho de que todas las señales manejadas en las telecomunicaciones actuales no sean así, pero gracias a conceptos matemáticos como los de Fourier, cualquier cosa en la naturaleza se puede representar con una combinación de funciones de seno o de coseno.

Palabras Clave: Señal, Ruido, Telecomunicaciones, Frecuencia, Tensión.

Abstract

When it is required to implement a circuit that supports a telecommunications process, the electronic support circuits are dimensioned and designed, which will handle signals characterized by their amplitude, frequency, and phase, which must be analyzed and projected for the due management and operation of the circuit,

which must manage the power of these signals and the composition of their frequencies of the information signal. This is feasible using mathematical processes and methods applied in signal analysis. This part is going to be mainly in charge of the signals of a continuous nature, and the analyzes made are based on the fact of using sine or cosine waves of a single frequency, to consider extrapolating towards the fact that all the signals handled in Today's telecommunications are not like that, but thanks to mathematical concepts like Fourier's, anything in nature can be represented with a combination of sine or cosine functions.

Keywords: Signal, Noise, Telecommunications, Frequency, Voltage.

1.1. Tipos Fundamentales de Sistemas de Telecomunicaciones

Analógicos: Las señales transmitidas tienen amplitud (fase, frecuencia) que varía en un rango continuo.

Digitales: Las señales transmitidas tienen amplitud (fase, frecuencia) que cambia en un rango discreto (Abramson, 1986).

1.2. Señales Analógicas

A continuación, se muestran señales relacionadas con un comportamiento analógico y en donde se aprecia su desempeño continuo en el tiempo Ver Figuras 1a y 1b.

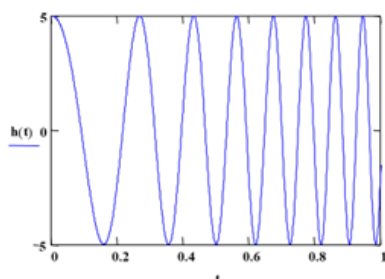


Fig. 1a. Información asociada a la amplitud.

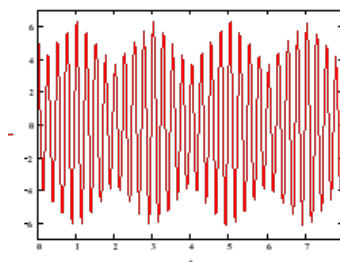


Fig. 1b. Información asociada a la frecuencia.

1.3. Sistema de Transmisión Analógico

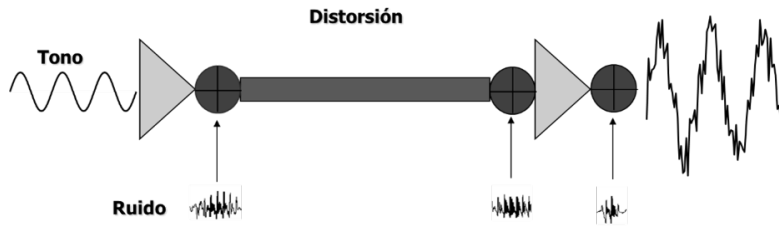


Fig. 2. Distorsión de una señal en un sistema de transmisión analógico, la señal acumula ruido a medida que se propaga.

1.4. Señales Digitales

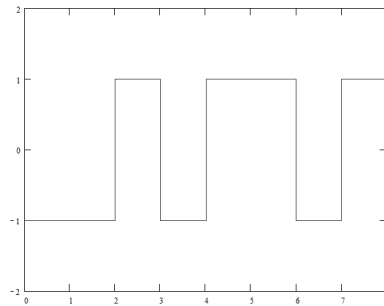


Fig. 3. Información asociada a la secuencia de bits (código “Non Return to Zero”)

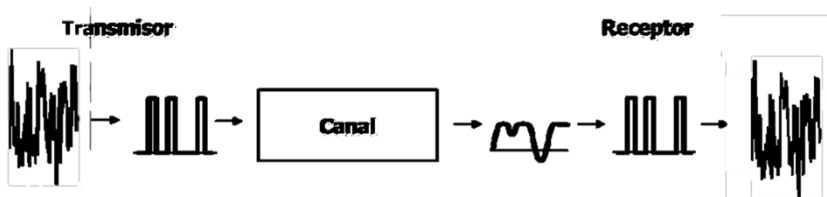


Fig. 4. En las comunicaciones digitales, la información a transmitir analógica es transformada en una secuencia de pulsos.

1.5. Comunicaciones Digitales

La información se relaciona con una de las propiedades de los pulsos (amplitud, duración, ubicación) o con una codificación específica de

estos pulsos. Si esta propiedad solo puede tener valores discretos, entonces la señal transmitida es digital.

Se busca una tasa de error mínima aceptable entre la secuencia de bits recibida y la secuencia de bits enviada, para que la forma de la señal original pueda ser recuperada con la máxima precisión posible (Abramson, 1986).

1.6. Señales Determinísticas

Son completamente especificables en términos de funciones de tiempo (es decir, para cualquier valor de tiempo, se puede conocer su valor).

Estas son periódicas, es decir que se repiten a cada intervalo regular de tiempo T :

$$-\infty < t < \infty \quad (T - t)x = (t)x$$

O aperiódicas, en caso de que la relación anterior no se satisfaga.

Ejemplo 1.1: Señal determinística y periódica.

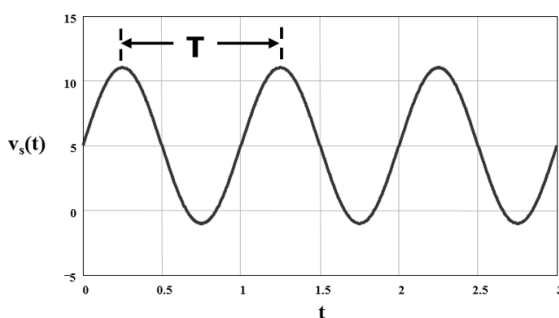


Fig. 5. Señal determinística y periódica.

$$V(s) = C + A * \cos(w_0 t + \Phi) \quad -\infty < t < \infty$$

$$T = \frac{2\pi}{w_0}$$

Ejemplo 1.2: Señal determinística y aperiódica.

$$w(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \forall \quad |t| < 1/2$$

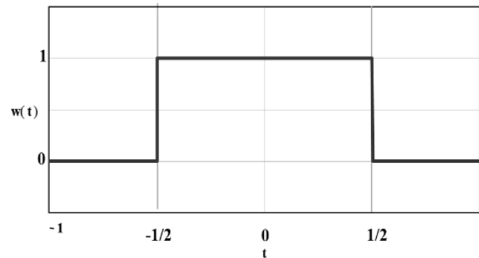


Fig. 6. Señal determinística y aperiódica.

1.7. Señales Periódicas (Estacionarias o Perpetuas: $-\infty < t < +\infty$)

La señal armónica simétrica: $V(t) = A \cos(\omega t + \phi)$

Ejemplo 1.3: $V(t) = 3 \cos(377t - 120^\circ)$

Tensión de pico positiva: $V_{p+} = 3V$

Tensión de pico negativa: $V_{p-} = -3V$

Tensión pico – pico: $V_{pp} = 6V$

Tensión media: $V_m = 0V$

$T = 17 \text{ mseg}$

$f = 60 \text{ Hz}$

$\omega = 377 \text{ rad/sec}$

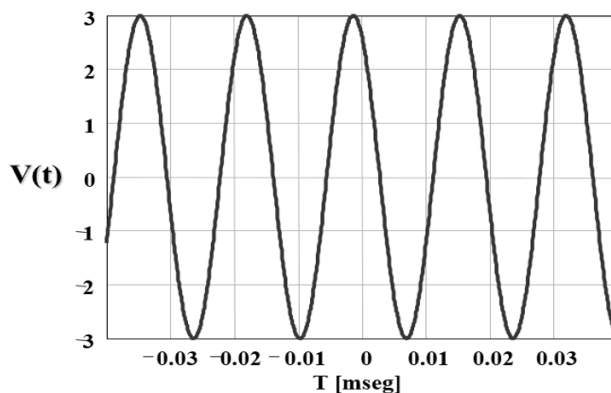


Fig. 7. Señales Periódicas.

1.8. Valor eficaz o root mean square (rms)

Es la raíz del valor cuadrático medio de la señal.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |v(t)|^2 dt}$$

El valor eficaz de una onda armónica es:

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$

Ejemplo 1.4: Encuentre el valor rms de la señal:

$$v(t) = 3 \cos(377t + 120^\circ)$$

Elevar al cuadrado un coseno hace que su porción de señal negativa se convierta en positiva, duplica la frecuencia y eleva al cuadrado la amplitud.

Tensión media: $V_m = 4,5V$

Valor eficaz: $V_{rms} = 2,12V$

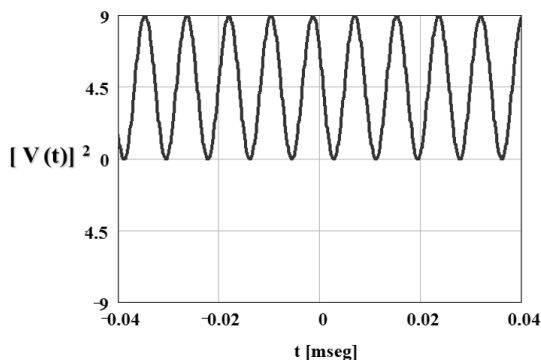


Fig. 8. Valor RMS.

1.9. Señales Singulares: El impulso unitario

$$\delta(t - t_0) = 0 \quad t \neq t_0$$

$$\int_{t_0-}^{t_0+} \delta(t - t_0) dt = 1 \quad t = t_0$$

Ejemplo 1.5: $v(t) = \delta(t - t_0)$

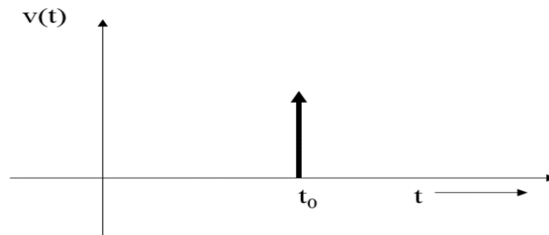


Fig. 9. Señal Impulso.

1.10. Selectividad del Impulso

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) * \delta(t - t_0) dt &= \int_{t_0-}^{t_0+} f(t) * \delta(t - t_0) dt \\ &= f(t_0) * \int_{t_0-}^{t_0+} \delta(t - t_0) dt = f(t_0) \end{aligned}$$

1.11. Señales Aleatorias

Son las que cambian aleatoriamente con el tiempo. En otras palabras, solo pueden describirse de manera probabilística, ya que toman valores de naturaleza aleatoria en cada instante.

Las señales aleatorias más importantes en telecomunicaciones incluyen ruido, señales de voz y señales de video (Carlson, 2007).

Ejemplo 1.6: Señal eléctrica de la voz humana, a la salida de un micrófono.



Fig. 10. Señal de voz.

Ejemplo 1.7: Ruido térmico.

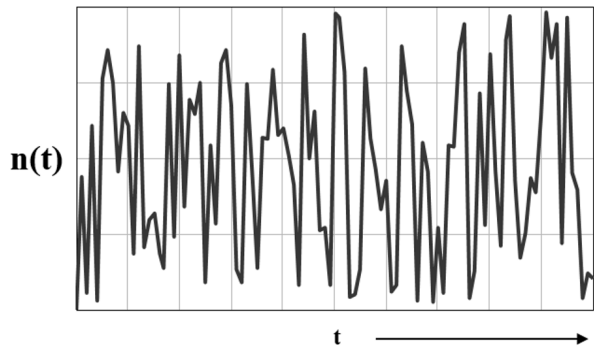


Fig. 11. Señal de ruido térmico

1.12. Señales Ergódicas

Las señales ergódicas son aquellas que pueden intercambiar un promedio de tiempo con un promedio estadístico (por ejemplo, ruido térmico) (Carlson, 2007).

$$\bar{x} = \frac{1}{T} * \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)dt$$

$$\overline{x^2} = \frac{1}{T} * \int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t)dt$$

Donde:	$m = \bar{x}$	— Componente de c.c.
	m^2	Potencia (normalizada) de la componente de c.c.
	$\overline{x^2}$	Potencia (normalizada) total de la señal ergódica.
	$\sigma^2 = \overline{x^2} - m^2$	Potencia (normalizada) de la componente alterna.

1.13. Señales de Energía (normalizada)

Se definen como señales de energía, que se miden en una resistencia de referencia de 1Ω y tienen energía finita porque tienen una duración finita (Tomasi, 2003) (Carlson, 2007).

$$E = \int_{t_1}^{t_2} g^2(t) dt$$

Ejemplo 1.8:

$$E = \int_{-1}^0 (-3)^2 dt + \int_0^1 (3)^2 dt$$

$$E = 18J$$

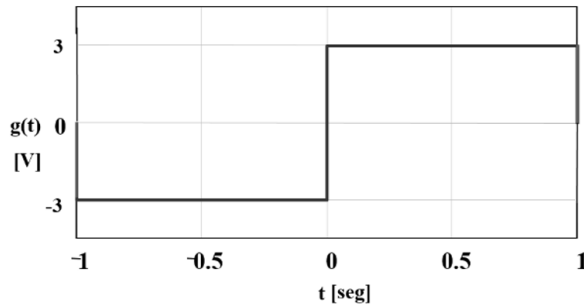


Fig. 12. Cálculo de energía en Señal de discreta

1.14. Señales de Potencia (Normalizada)

Se refieren a señales con energía infinita, como las señales periódicas. La potencia promedio normalizada de una señal periódica constante es la generada en los extremos de una resistencia de 1Ω . La potencia promedio se obtiene al promediar a lo largo de un período de la onda (Carlson, 2007) (Tomasi, 2003). Para una señal de tensión $v(t)$ periódica en un resistor de 1Ω , se desarrolla una potencia:

$$P = \frac{1}{T} * \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v(t)^2 dt \quad P = \langle v(t)^2 \rangle \quad P = V_{rms}^2$$

UNIDADES DE MEDIDA

Units of Measurement

Resumen

En telecomunicaciones se requieren procesos de medición, además de unidades de medición cuantitativas de acciones y procesos desarrollados entre emisor y receptor. Es por esto que se utilizan medidas de referencia, como los decibeles (dB), que son unidades de medida relativas aplicadas al contexto de las señales, simplificando el proceso de comparación y cálculo de niveles de señales eléctricas dispuestas en circuitos de telecomunicaciones. En cuanto a estas medidas, la escala se ordena mediante el uso de logaritmos, por lo que el comportamiento observado de las señales, y expresado en decibeles (dB), puede analizarse fácilmente con simples sumas o restas, además de la respuesta natural del oído humano, que también se caracteriza por niveles de señal que son aproximadamente logarítmicos. Por esta razón, los decibeles se utilizan principalmente para medir la fuerza de las referencias observables y cuantificables de una señal. El beneficio de rendimiento que ofrecen los rangos de decibeles es que éstos son una forma conveniente para que se describan las relaciones de potencia o voltaje entre la entrada y la salida de un cuadripolo.

Palabras clave: Decibel, Ruido, emisor, receptor, Potencia.

Abstract

In telecommunications, measurement processes are required, in addition to quantitative measurement units of actions and processes developed between sender and receiver. For this reason, reference measurements are used, such as decibels (dB), which are relative measurement units applied to the context of the signals, simplifying

the process of comparing and calculating levels of electrical signals arranged in telecommunications circuits. Regarding these measurements, the scale is ordered by the use of logarithms, so the observed behavior of the signals, and expressed in decibels (dB), can be easily analyzed with simple additions or subtractions, in addition to the natural response of the ear. human, which is also characterized by signal levels that are approximately logarithmic. For this reason, decibels are primarily used to measure the strength of a signal's observable and quantifiable baselines. The performance benefit offered by decibel ranges is that they are a convenient way for power or voltage relationships between the input and output of a quad pole to be described.

Keywords: Decibel, Noise, emitter, receiver, Power.

2.1. Medidas de Potencia en Telecomunicaciones, Manejo de dB

El Bel es una relación logarítmica de potencias, y no corresponde a una medida física como tal (Blake, 2006) (Tomasi, 2003) (Carlson, 2007).

$$Bel = \log \frac{P}{P_{ref}}$$

$$deciBel = dB = 10Bel = 10 \log \frac{P}{P_{ref}}$$

$$P(dB) = 10 \log \frac{P}{P_{ref}} = 20 \log \frac{V}{V_{ref}}$$

2.2. El Decibel

Para P_1, P_2 representan la potencia disipada que se representan por medio de la relación de I_1 e I_2 de acuerdo a R_1 y R_2 , y esta se da como:

$$10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{I_1^2 R_1}{I_2^2 R_2} = 20 \log \frac{I_1}{I_2} + 10 \log \frac{R_1}{R_2}$$

Una de las razones más importantes de tratar con estas referencias y es saber porque es necesario el decibel, para esto se analiza el nivel de la señal recibida desde un satélite: 0.00000000000000...000087 watts
Por ello sería más fácil escribir -200.6 dBW.

2.3. Manejo de dB, dBm, dBW, dBV

Cualquier nivel de energía puede ser expresado en dB's usando un valor de referencia.

Cuando se especifica una señal en dB, se debe indicar la referencia mediante un subíndice.

dBw (con respecto a 1w)

dBk (con respecto a 1kw)

dBm (con respecto a 1mw)

También se podría especificar respecto al voltaje: dBV, dBmV, dBuV.

Ejemplo 2.1:

$$P = 20W$$

$$dBW = 10 \log \frac{20W}{1W} = 13dBW$$

$$dBW = 10 \log \frac{20W}{1mW} = 10 \log \frac{20000mW}{1mW} = 43dBm$$

Otros Términos:

dBm(75) Una medición efectuada usando 1 mW como referencia con relación a una carga de 75Ω.

dBm(50) Una medición efectuada usando 1 mW como referencia con relación a una carga de 50Ω.

dBW Una medición realizada utilizando 1 W como referencia.

dBμV Una medición realizada utilizando 1 μV como referencia.

2.4. Manejo de una Medida de Referencia en un Sistema

Cuando se habla de un sistema, se establece una relación de Out/In o ganancia del sistema:

$$H = \frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{Y}{X} \quad H(\text{dB}) = 10 \log \frac{Y}{X}$$

$$H(\text{dB}) = Y(\text{dB}_{ref}) - X(\text{dB}_{ref})$$

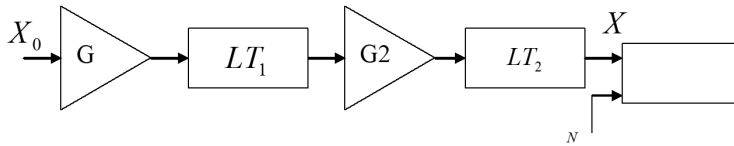


Fig. 13. Estructura de un sistema.

$$X(\text{dB}_{ref}) = X_0(\text{dB}_{ref}) + G_1(\text{dB}) - LT_1(\text{dB}) + G_2(\text{dB}) - LT_2(\text{dB})$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = X(\text{dB}_{ref}) - N(\text{dB}_{ref})$$

2.5. Aplicación del Valor del dB

Por lo general el dB es usado para especificar requerimientos de niveles de entrada o de salida para muchos sistemas de comunicación. Cuando se realiza una medida de dB, se especifica un nivel de referencia para esa aplicación en particular. Un ejemplo de esto es encontrado en las consolas de audio en los sistemas de radio, donde el nivel de 0 dBm es usualmente especificado como requerimiento para la entrada/salida en un 100% de modulación (Buehler & Lunden, 1966).

Nótese que la letra m se añadió a la unidad dB, esto indica que el nivel dB es relativo a la referencia de 1mW.

Ejemplo 2.2: Muestra que cuando se hace una medida de dBm, un valor medido de 1mW resultará en 0 dBm nivel de potencia.

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \log_{10} \frac{1\text{mW}}{1\text{mW}} = 0\text{dB} \text{ ó } 0\text{dBm}$$

La expresión 0 dBm indica que la medida fue realizada tomando 1mW de valor de referencia

Ejemplo 2.3: La salida de un diodo láser es +10 dBm. Convierte este valor a:

a) Watts

b) dBW

Solución: a) $+10dBm = 10 \log \frac{P_2}{0.001}$

$$\log^{-1} 1 = \frac{P_2}{0.001} \qquad 10 = \frac{P_2}{0.001}$$

$$P_2 = 0.01W$$

b) Resolver (sol. $-20dBW$)

2.5.1. Presupuesto de Potencias

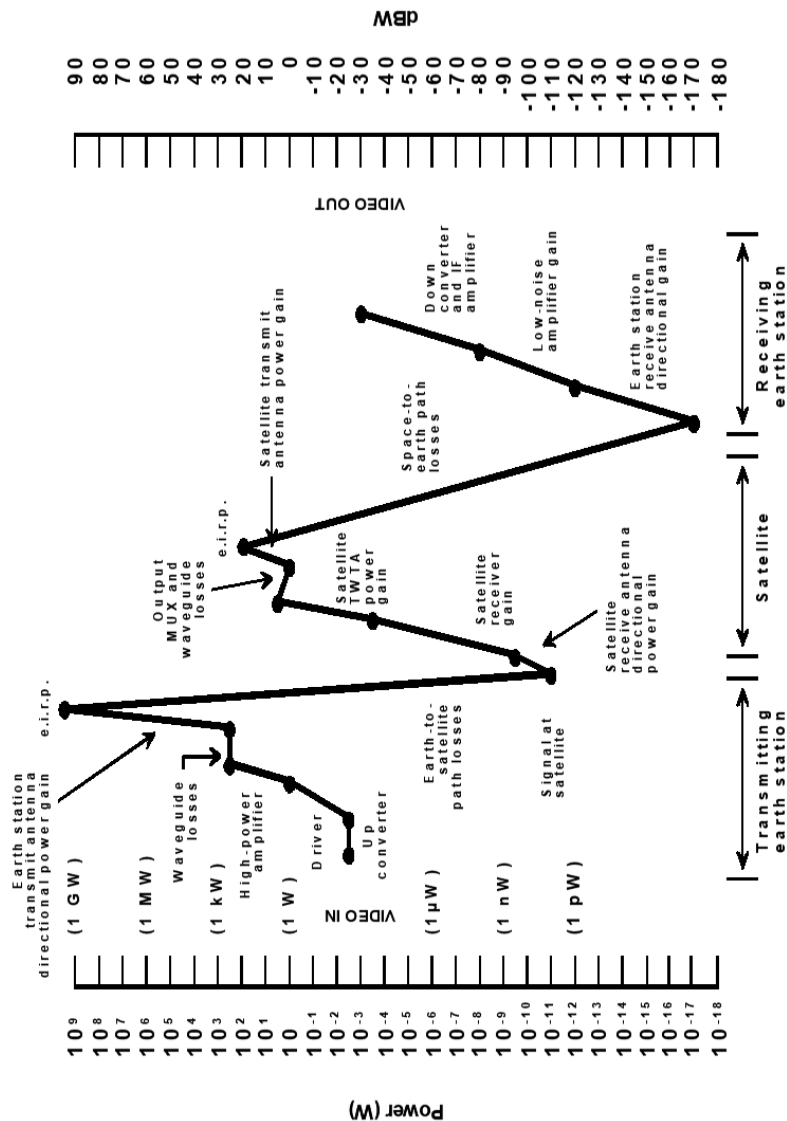


Fig. 14. Recorrido de una señal a nivel de potencias.

Ejemplo 2.4: Transmisión de una señal en términos de Watts y dBs:

Sistema	Medida en Watts		Medida en dBs	
Transmisor	20 W	Tx output power	+ 43	dBm Tx output power
	x0.50	α , line loss	- 3	dB line loss
Trans. Línea	10 W	antenna input	+ 40	dBm antenna input
Antena	x20	antenna Gain	+ 13	dB antenna Gain
	=200 w	ERP	+ 53	dBm ERP
	x0.000,000,000,000,000,1585	Prop. loss	-158	dB Prop. loss
Antena	=0.000,000,000,000,031,7	received power	-105	dBm received power
	x20	antenna Gain	+ 13	dB antenna Gain
Trans. Línea	=0.000,000,000,000,634 W		- 92	dBm line power input
	x0.50	α , line loss	- 3	dB line loss
Receptor	= 0.000,000,000,000,317 W	Rx Input power	- 95	dBm Rx Input power

2.5.2 De dBm a Watts, Carta de Conversión

DB	Unidades de Medida de Potencia					
	dBm	Watts	dBm	Watts	dBm	Watts
1,000,000,000	+90		16	40 mW	32	1.6 W
100,000,000	+80		17	50 mW	33	2.0 W
10,000,000	+70		18	63 mW	34	2.5 W
1,000,000	+60		19	79 mW	35	3.2 W
100,000	+50		20	100 mW	36	4.0 W
10,000	+40		21	126 mW	37	5.0 W
1,000	+30		22	158 mW	38	6.3 W
100	+20		23	200 mW	39	8.0 W
10	+10		24	250 mW	40	10 W
4	+ 6	5	25	316 mW	41	13 W
2	+ 3	6	26	398 mW	42	16 W
1	0	7	27	500 mW	43	20 W
0.5	- 3	8	28	630 mW	44	25 W
0.25	- 6	9	29	800 mW	45	32 W
0.1	-10	10	30	1.0 W	46	40 W
0.01	-20	11	31	1.3 W	47	50 W
0.001	-30	12				
0.0001	-40	13				
0.00001	-50	14				
0.000001	-60	15				
0.0000001	-70					
0.00000001	-80					
0.000000001	-90					

Ejercicio 2.5: Demostrar que el voltaje registrado a lo largo de una resistencia de 600 Ω en correspondencia con un nivel de 0 dBm equivale a 0.775 V.

Nota: Una línea de audio balanceada de 600 Ω es un estándar para los profesionales de sistemas de comunicación, transmisiones y de audio, no obstante 0 dBm no es exclusivo para impedancias de 600 Ω .

Ejercicio 2.6: En un sistema de microondas, se necesita un nivel de señal de audio de +8 dBm para lograr una modulación completa al 100%. Calcula el voltaje necesario para generar un nivel de +8 dBm, teniendo en cuenta que se trata de un sistema de audio con una impedancia de 600Ω .

Planteamiento de Preguntas:

- Si se transmite una potencia igual a 1000W,
¿Qué es lo que se representa en dBW?
- Si a lo largo de una ruta las pérdidas son iguales a 1×10^{-19} ,
¿Cuál es su representación en dB?
¿Cuál es la diferencia entre dBi y dBK?
¿Cuál es la relación entre dBi y dBd?

2.6. Unidades de Medida: el Decibelio (dB)

Es una unidad de medida relativa que expresa, en términos logarítmicos, la relación entre las potencias presentes en dos ubicaciones diferentes dentro de un sistema. Los valores positivos en decibelios denotan ganancia, mientras que los valores negativos indican atenuación (Proakis & Salehi, 2002).

$$X \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

Ejemplo 2.7: $P_1=2\text{W}$ y $P_2=1\text{W}$



Fig. 15. Esquema ejemplo 2.7.

$$L(\text{dB}) = 10 \log 0,5 = 10(-0,3) = -3\text{dB}$$

2.7. Unidades de Medida: el dBm

Es una medida absoluta que indica la relación logarítmica entre la potencia (en mW) en un punto específico del sistema y 1 mW. Un valor positivo en dBm indica una potencia superior a 1 mW, un valor negativo señala una potencia inferior, y un valor de 0 dBm representa exactamente 1 mW (Proakis & Salehi, 2002).

$$P(\text{dBm}) = 10 \log [P(\text{mW}) / 1 \text{mW}]$$

Ejemplo 2.8: $P_1 = 50 \text{mW}$ y $P_2 = 17 \text{dBm}$

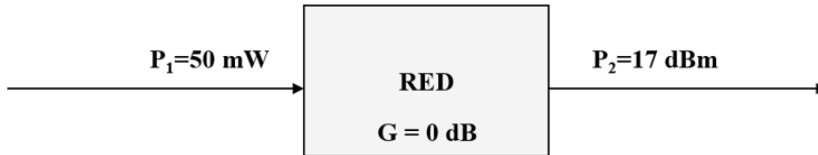


Fig. 16. Esquema ejemplo 2.8.

$$10 \log (P_2 / 1 \text{mW}) = 17 \text{dBm}$$

$$P_2 = 101,7 \cdot 1 \text{mW} = 50 \text{ mW}$$

$$P_1 (\text{dBm}) = 10 \log (50) = 17 \text{dBm}$$

2.9. Unidades de Medida: el dBW

Es una medida de valor absoluto que refleja la relación logarítmica entre la potencia presente en un punto específico del sistema y 1 W. Un valor positivo en dBW indica una potencia superior a 1 W, un valor negativo señala una potencia inferior y un valor de 0 dBW representa precisamente 1 W (Proakis & Salehi, 2002).

$$P(\text{dBW}) = 10 \log \left[\frac{P(\text{W})}{1 \text{W}} \right]$$

Ejemplo 2.9: $P_1=15\text{W}$ y $P_2=20\text{dBW}$

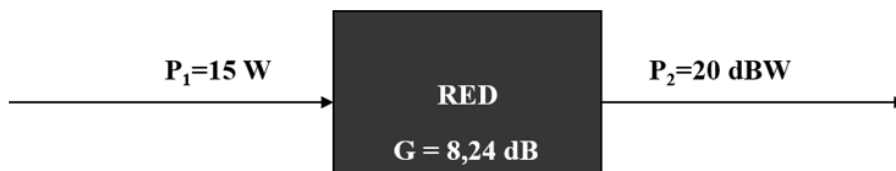


Fig. 17. Esquema ejemplo 2.9.

$$10\log(P_2/1)=20\text{dBW}$$

$$P_2=10^2=100\text{ W}$$

$$P_1(\text{dBW})=10\log(15)=11,76\text{dBW}$$

¿Y en dBm?

2.10. Unidades de Medida: el dBr

Es una medida de la disminución (o aumento) de potencia que una señal experimenta en un punto dado (X) del sistema en comparación con el nivel de potencia disponible en un punto de referencia (PNT0) (Proakis & Salehi, 2002).

$$\text{NPx(dBr)}=10\log[P_x/P(\text{PNT0})]$$

Ejemplo 2.10:



Fig. 18. Esquema ejemplo 2.10.

- En el ejemplo, X es un punto dentro del sistema con una potencia de 6 decibelios referida a una referencia.
- Comparado con PNT0, en primer lugar, se reduce la potencia en 4 dB y luego se aumenta en 10 dB.

2.11. Unidades de Medida: el dBm0

Es una medida absoluta que indica la potencia relativa a 1 mW presente en el punto de referencia PNT0. Se calcula sumando algebraicamente la potencia de la señal (en dBm) en cualquier punto del sistema y el nivel de potencia (en dBr) de ese punto (Proakis & Salehi, 2002).

$$P_{\text{PNT0}}(\text{dBm0}) = P_x(\text{dBm}) + NP_x(\text{dBr})$$

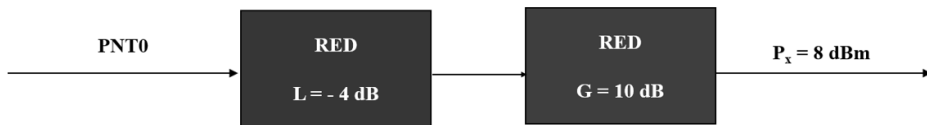


Fig. 19. Esquema Medida dBm0.

$$P_{\text{PNT0}} = 8(\text{dBm}) - 6(\text{dBr}) = 2(\text{dBm0})$$

2.12. Unidades de Medida: el Neper [Np]

Es una medida relativa que representa la relación entre las potencias presentes en dos puntos diferentes del sistema según valores logarítmicos naturales (basados en e). Un valor positivo de Nepers representa una ganancia y un valor negativo representa una atenuación (Proakis & Salehi, 2002).

$$X(\text{Np}) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$



Fig. 20. Esquema Medida Neper.

$$L(\text{Np}) = 0,5 \ln(0,5) = 0,5(-0,693) = -0,347 \text{ Np}$$

Factores de conversión:

$$\text{Np} \rightarrow \text{dB}: 8,68 \quad \text{dB} \rightarrow \text{Np}: 0,1151$$

2.13. Unidades De Medida: el dBu

Esta es una unidad de medida que expresa la relación entre el voltaje rms que existe en un punto del sistema y el voltaje rms de referencia de 0.775 V, produciendo 1 mW de potencia en una resistencia de 600 Ω (Proakis & Salehi, 2002).

$$X(\text{dBu}) = 20 \log[E_{\text{rms}} / 0.775]$$

Ejemplo 2.11:

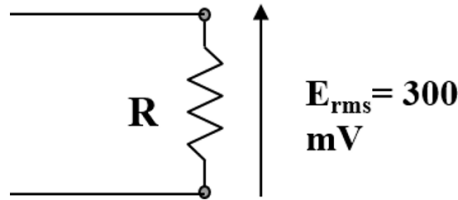


Fig. 21. Esquema Medida dBu.

$$\frac{V_{\text{rms}}^2 \cdot 600}{R \cdot 0.775^2} = \frac{P_R}{1 \text{ mW}}$$

$$P(\text{dBm}) = 10 \log\left(\frac{P_R}{1 \text{ mW}}\right)$$

$$P(\text{dBm}) = 10 \log\left(\frac{V_{\text{rms}}}{E}\right) + 10 \log\left(\frac{600}{R}\right)$$

$$P(\text{dBm}) = V(\text{dBu}) + 10 \log\left(\frac{600}{R}\right)$$

$$X(\text{dBu}) = 20 \log(0.3 / 0.775)$$

$$X(\text{dBu}) = -8.244 \text{ dBu}$$

2.14. Unidades De Medida: el dBmV

Es una unidad de medida absoluta que refleja la relación entre el voltaje presente en un punto del sistema y 1 mV, ambos medidos a través de una resistencia de 75 Ω . Esta unidad se emplea principalmente en la transmisión de video (Proakis & Salehi, 2002).

$$E(\text{dBmV}) = 20 \log[E(\text{mV}) / 1 \text{ mV}]$$

Ejemplo 2.12:

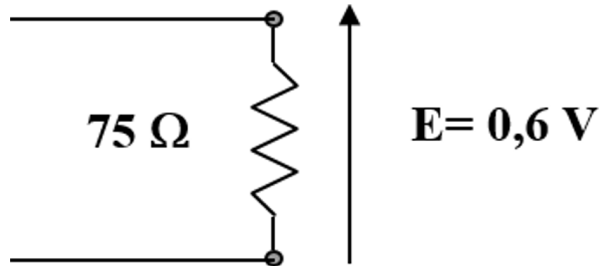


Fig. 22. Esquema Medida dBmV.

$$E(\text{dBmV}) = 20 \log(600)$$

$$E(\text{dBmV}) = 55,56 \text{ dBmV}$$

2.15. Unidades de Medida: el dBi

Es una unidad de medida relativa que representa la eficacia de una antena al comparar la potencia irradiada por la antena en un ángulo sólido específico con la potencia irradiada por una antena isotrópica en la misma dirección y con la misma fuente de alimentación. Se suele hablar de $G_{\text{máx}}$ (dBi), es decir, ganancia en la dirección de máxima radiación (Alvin, 1965).

$$G(\text{dBi}) = 10 \log [DP_{(j,q)} / D_{\text{Pi}}]$$

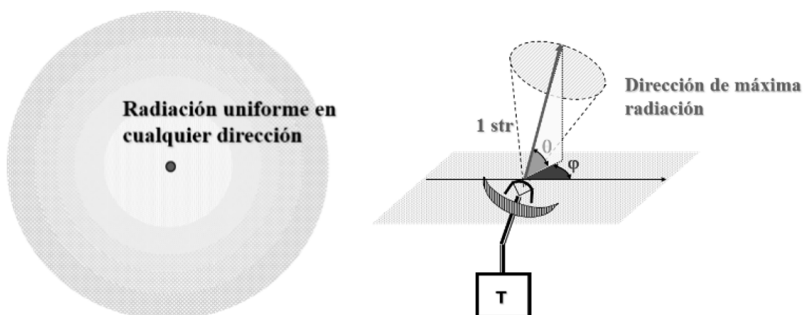


Fig. 23. Esquema Medida dBi.

Ejemplos de Unidades de Medida:

• Problema 1:

Expresar en dBm_0 una potencia de 12 dBm medida en un punto de nivel +2dBr.

Solución:

$$P_{\text{PNT0}} = 12 - 2 = 10 \text{ dBm}_0$$

• Problema 2:

Expresar en dBm_0 una potencia de -4 dBW medida en un punto de nivel -7dBr.

Solución:

$$P(\text{dBm}) = P(\text{dBW}) + 30\text{dB}$$

$$P(\text{dBm}) = -4 + 30 = 26\text{dBm}$$

$$P_{\text{PNT0}} = 26 + 7 = 33 \text{ dBm}_0$$

• Problema 3:

Indique los niveles de potencia, la atenuación o ganancia señalados en la figura.

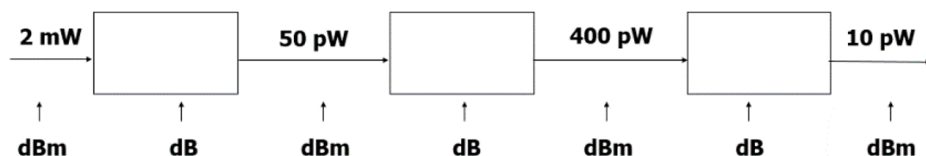


Fig. 24a. Esquemas del problema 3.

Solución:

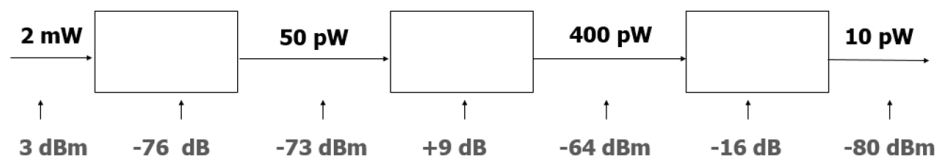


Fig. 24b. Esquemas del problema 3.

• Problema 4:

Indique los niveles de potencia, atenuación y ganancia señalados en la figura.

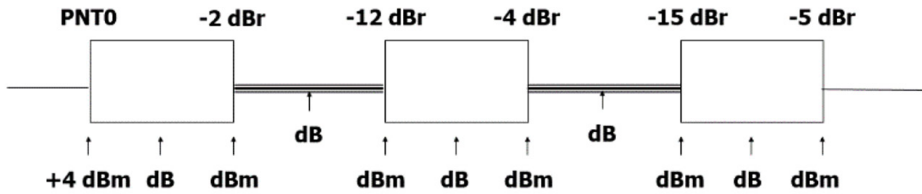


Fig. 25a. Esquemas del problema 4.

Solución:

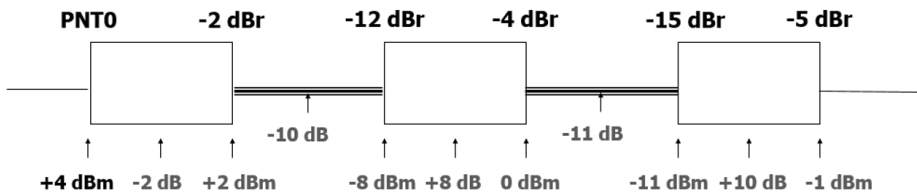


Fig. 25b. Esquemas del problema 4.

CALIDAD DE TRANSMISIÓN

Transmission Quality

Resumen

La Calidad de Transmisión, es algo a construir en todos los sistemas de Telecomunicaciones, lo cual se dispone para especificar la calificación de los niveles de servicio. Esto depende de la capacidad de trasladar flujos de información y señales en un concepto asociado como tráfico, que se caracteriza por tener esquemas de ganancias, pérdidas y demoras en el manejo de las señales, y de los factores asociados al proceso de las telecomunicaciones, en donde intervienen, recursos, facilidades, y seguridad en el funcionamiento, lo cual se relaciona de forma combinada con los aspectos de disponibilidad, fiabilidad, mantenibilidad y logística de mantenimiento, por ende es de referencia medible respecto al comportamiento de un elemento en telecomunicaciones que se encuentra realizando una función específica. Es importante considerar como algo determinante, que la característica de propagación se refiere a la aptitud y capacidad del medio en uso para manejar niveles de señales, de forma acorde a las tolerancias deseadas. Existen otros factores como la gestión de recursos y facilidades, en lo que se incluyen cosas como la planificación y el aprovisionamiento de recursos. Esto subraya la importancia que tiene el aprovisionamiento y planificación de los sistemas de telecomunicaciones; esto define de forma general lo relacionado con los aspectos técnicos que deben ser tenidos en cuenta para definir el concepto de Calidad de Servicio (QoS).

Palabras clave: Espectro, Frecuencia, Canal, QoS, Ganancia.

Abstract

Transmission Quality is something to be built in all Telecommunications systems, which is available to specify the qualification of service levels, this depends on the ability to transfer information and signal flows in an associated concept such as traffic, which is characterized by having profit, loss and delay schemes in the handling of signals, and the factors associated with the telecommunications process, in which they intervene, resources and facilities, operational safety, which is related in a way combined with the aspects of availability, reliability, maintainability and maintenance logistics, which is a measurable reference regarding the behavior of an element in telecommunications that is performing a specific function. It is important to consider as something determining that the propagation characteristic refers to the aptitude and capacity of the medium in use to handle signal levels, in accordance with the desired tolerances. There are other factors like resource and facility management, including things like planning and resource provisioning. This underscores the importance of provisioning and planning for telecommunications systems; This defines in a general way what is related to the technical aspects that must be considered to define the concept of Quality of Service (QoS).

Keywords: Spectrum, Frequency, Channel, QoS, Gain.

3.1. Telecomunicaciones o Comunicar a Distancia

Las telecomunicaciones se refieren a un conjunto de tecnologías que posibilitan la transmisión de información a distancia. En la actualidad, la transformación de información en forma de ondas electromagnéticas representa el método más eficaz y ampliamente adoptado en el campo de las telecomunicaciones (Tanenbaum, 2003).

La información (voz, audio, imágenes, video, datos, etc.) debe convertirse en señales electromagnéticas para poder ser transmitida. En el destino, la señal electromagnética debe volver a convertirse

en información fuente comprensible para el ser humano (Tropena, 2006).



Fig. 26. Canal de Transmisión.

3.2. Esquema de Bloques de un Sistema de Telecomunicaciones Genérico

Los sistemas de telecomunicaciones distorsionan la forma de una señal viajera y crean una señal no deseada: ruido eléctrico (Stremmler, 2008).

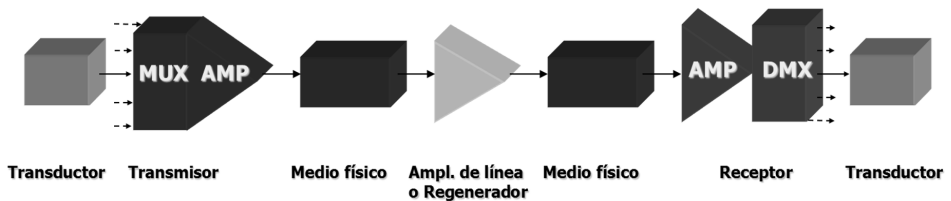


Fig. 27. Esquema de un Transmisor.

El propósito de la ingeniería de telecomunicaciones es trasladar la información manteniendo su integridad, de manera que en el receptor final sea completamente comprensible.

3.3. Espectro de Frecuencia

En el ámbito de las telecomunicaciones, es beneficioso concebir una señal como el resultado de la combinación de sus componentes de Fourier. A esta representación en términos de frecuencia se le denomina "espectro de frecuencia". En el caso de una señal periódica, se manifiesta un "espectro de amplitud de línea", donde

los componentes de Fourier corresponden a frecuencias que son múltiplos de la frecuencia fundamental (Pierce & Michael Noll, 1995).

Ejemplo 3.1: la onda rectangular

$$g(t) = \frac{4A}{\pi} \left[\cos(2\pi * f_0) - \frac{1}{3} \cos[3 * (2\pi * f_0)] + \frac{1}{5} \cos[5 * (2\pi * f_0)] - \dots \right]$$

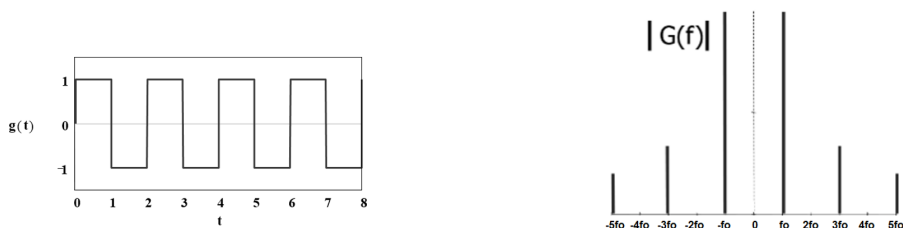


Fig. 28a. Onda Rectangular. Fig. 28b. Onda en el dominio de la frecuencia.

Una señal aleatoria presenta un espectro de amplitud continuo, ya que sus componentes de Fourier están divididos por intervalos de frecuencia infinitesimal.

Ejemplo 3.2: La señal vocal.

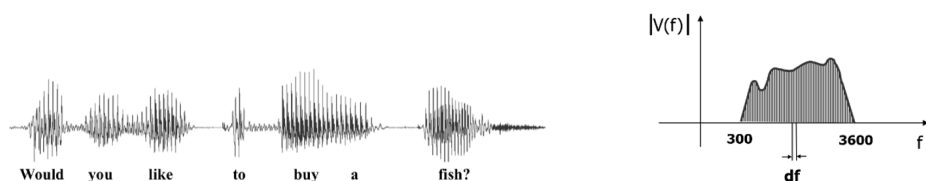


Fig. 29a. En frecuencia.

Fig. 29b. Espectro promedio de la señal vocal después del filtro telefónico.

3.4. El Canal de Transmisión Ideal

Un canal de transmisión es la combinación de dispositivos y medios físicos mediante los cuales la información se envía desde el emisor hasta el receptor (Tomasi, 2003).

Característica:

$$H(f) = H_0 * e^{-j2\pi f t_0}$$

Para evitar la distorsión de la señal, es necesario que el canal presente una respuesta de amplitud uniforme en todo el espectro de frecuencia.

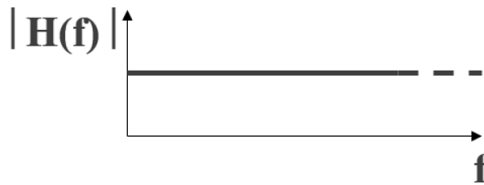


Fig. 30a. Onda de amplitud uniforme.

- Tener una variación de fase lineal con la frecuencia.

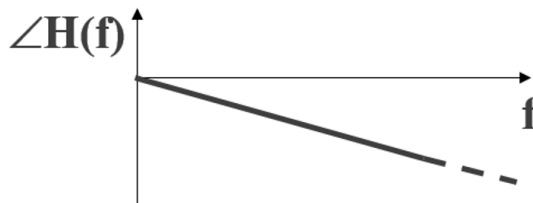


Fig. 30b. Onda de variación lineal.

- Tener una característica entrada/salida lineal.



Fig. 30c. sistema de característica de entrada/salida lineal.

3.5. Condiciones Ideales para la Transmisión de Información

La señal recibida debe mantener una amplitud proporcional a la señal original y un retardo de propagación uniforme para todas sus componentes espectrales (Tomasi, 2003).

El canal ideal se caracteriza por:

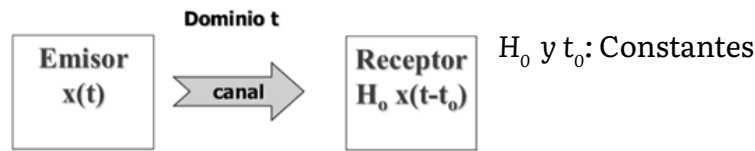


Fig. 31a. Transmisión en el dominio del tiempo.

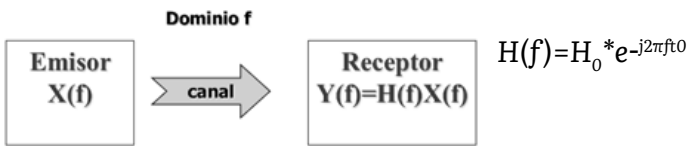


Fig. 31b. Transmisión en el dominio de la frecuencia.

3.6. Factores que Afectan la Calidad de la Señal

Distorsión de amplitud: Esta distorsión es causada por una respuesta desigual en amplitud en relación con la frecuencia del canal.

Ejemplo 3.3: $x(t)=5*\cos(2\pi*1000t)+4*\cos(2\pi*3000t)$

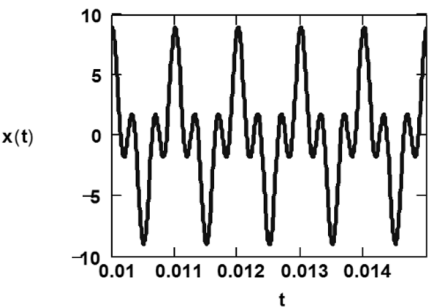


Fig. 32. Factores que afectan un señal.

Ejemplo 3.4: $y(t)=5*\cos(2\pi*1000t)+2*\cos(2\pi*3000t)$

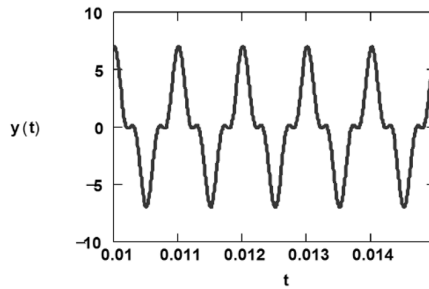


Fig. 33. Señal $y(t)$ de ejemplo.

Respuesta en Frecuencia para el Ejemplo 3.3 y 3.4:

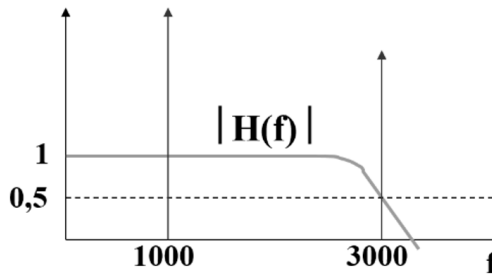


Fig. 34. Señal de ejemplo 3.3 y 3.4.

3.7. El Canal de Transmisión Ideal

Si todas las componentes espectrales avanzan a la misma velocidad (denominada tasa de fase, que es la velocidad a la que avanza un punto de fase constante) a lo largo del canal, llegarán al receptor al mismo tiempo y se sumarán aquí conservando sus relaciones iniciales de fase. Si no existen otros factores de distorsión, será posible reconstruir la señal original. Esto se puede expresar también al afirmar que todas las componentes deben experimentar el mismo retardo en su transmisión desde la fuente hasta el destino (Tomasi, 2003).

A continuación, se presenta un retardo de transmisión uniforme para todas las componentes, lo que sugiere una característica de fase lineal decreciente del canal (Lathi, 2004).

Si el retraso de propagación de A a B a través del canal es igual a un cuarto de período (T_0) de la frecuencia fundamental (F_0) para tres ondas armónicas con frecuencias constantes de F_0 , $2F_0$ y $3F_0$, entonces:

Se nota que la fase de la onda fundamental cambia en -90° , mientras que el segundo armónico cambia en -180° y el tercer armónico en -270° , lo que equivale a 2ϕ y 3ϕ respectivamente. Se puede deducir que, si el retardo de propagación se mantiene uniforme en relación con la frecuencia, la característica de cambio de fase/frecuencia del canal se reduce de manera lineal (Feher, 2004).

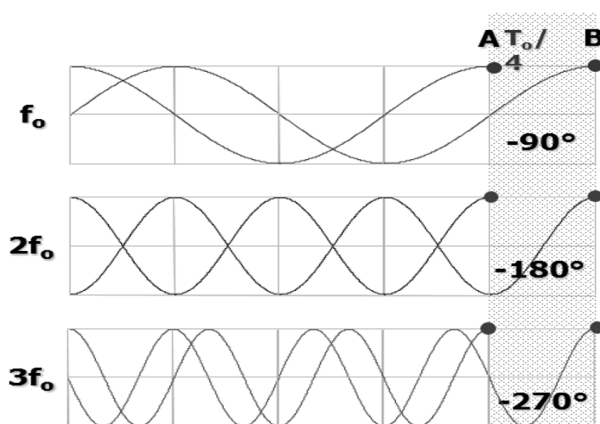


Fig. 35. Señal en diferentes fases y frecuencias.

Distorsión de fase: esta distorsión surge debido a las disparidades en las velocidades a las que los componentes espectrales de la señal avanzan a través del canal. Esto provoca que lleguen al receptor en momentos distintos y, en consecuencia, se reconstruyan con relaciones de fase divergentes.

Ejemplo 3.5: $x(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 1000t) + 4 \cos(2\pi \cdot 3000t)$

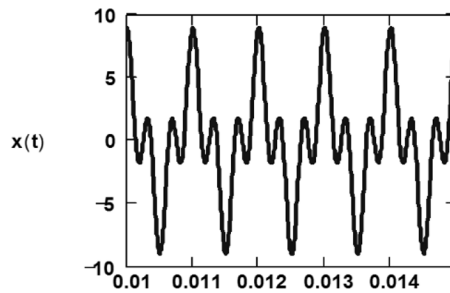


Fig. 36. Señal de ejemplo 3.5.

Ejemplo 3.6: $y(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 1000t) + 2 \cos(2\pi \cdot 3000t)$

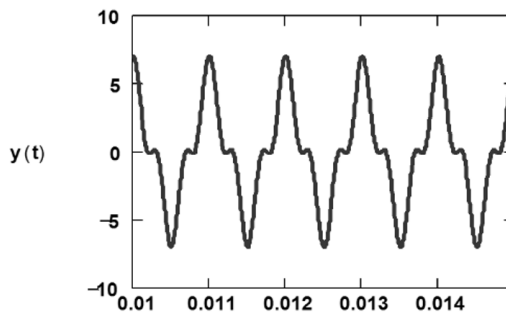


Fig. 37. Señal de ejemplo 3.6.

Respuesta en Fase para el Ejemplo 3.5 y 3.6:

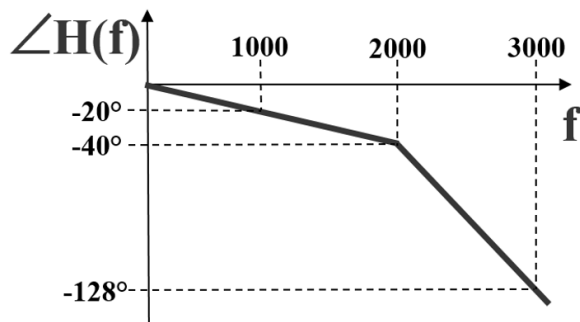


Fig. 38. Señal de ejemplo 3.5 y 3.6.

3.8. Distorsión Causada por Dispositivos o Medios no Lineales

Ejemplo 2.7: $x(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 1000t) + 4 \cos(2\pi \cdot 4000t)$

Dónde: $f_1 = 1000$; y $f_2 = 4000$

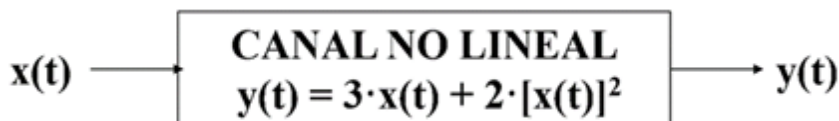


Fig. 39. Canal No Lineal.

$$y(t) = 15 \cos(2\pi \cdot 1000t) + 12 \cos(2\pi \cdot 4000t) + 50 \cos(2\pi \cdot 1000t)^2 + 32 \cos(2\pi \cdot 4000t)^2 + 40 \cos(2\pi \cdot 1000t) \cos(2\pi \cdot 4000t)$$

$$y(t) = -41 + 15 \cos(2\pi \cdot 1000t) + 12 \cos(2\pi \cdot 4000t) + 25 \cos(2\pi \cdot 2000t) + 16 \cos(2\pi \cdot 8000t) + 20 \cos(2\pi \cdot 5000t) + 20 \cos(2\pi \cdot 3000t)$$

Dónde:

$cc = -41$	$2f_1 = 2000$
$f_1 = 1000$	$2f_2 = 8000$
$f_2 = 4000$	$f_2 + f_1 = 5000$
$f_2 - f_1 = 3000$	

Además de las frecuencias originales, surgen los siguientes efectos:

- Frecuencias que son múltiplos de las originales (distorsión armónica).
- Frecuencias que son sumas y diferencias de las originales (distorsión de intermodulación).

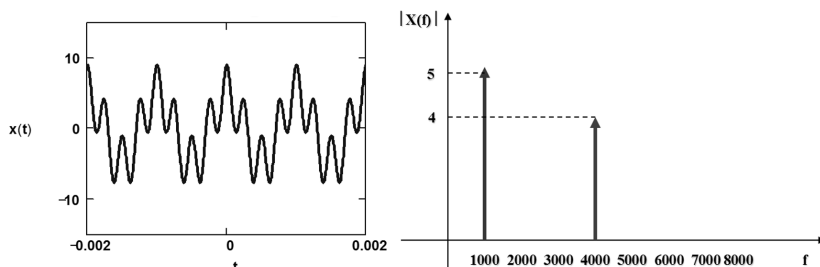


Fig. 40. Señal $x(t)$ y su respuesta en frecuencia.

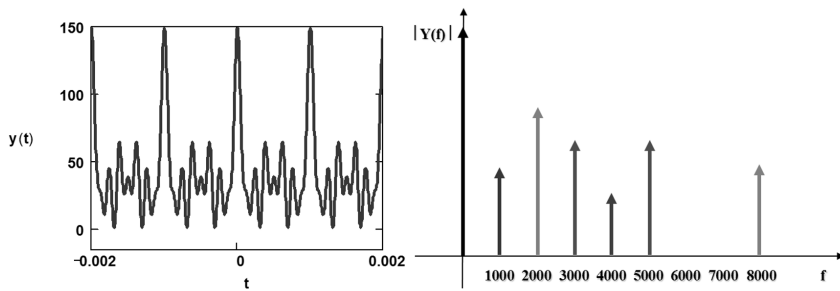


Fig. 41. Señal $y(t)$ y su respuesta en frecuencia.

3.9. Factores que Afectan la Calidad de la Señal

El factor principal que impacta en la calidad de la información es el ruido eléctrico en sus diversas formas, que penetra en el canal de comunicación. Esto conlleva a la degradación de las formas de onda analógicas y a la aparición de errores en la decodificación en el caso de la información digital (Carlson, 2007).

Ejemplo 3.8: Señal sinusoidal con ruido.

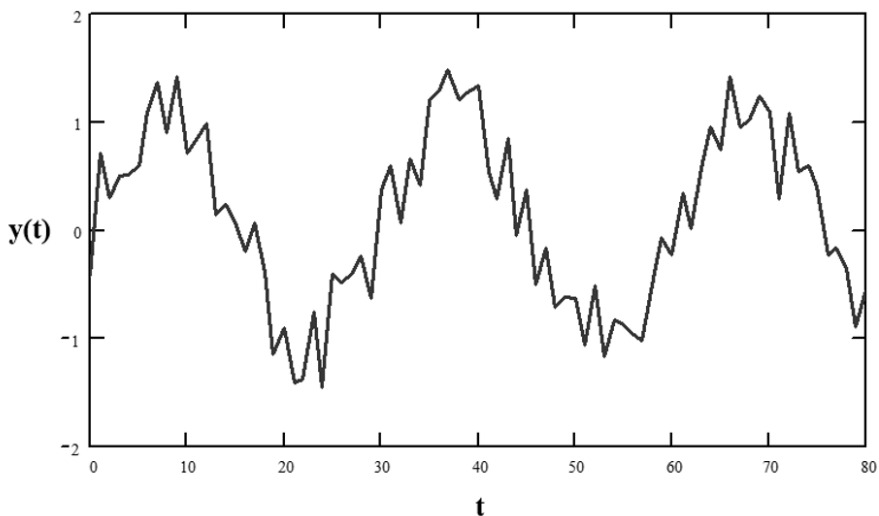


Fig. 42. Señal sinusoidal con ruido.

3.10. Tipos de Ruido

El ruido se refiere a la incorporación de señales indeseadas en la información transmitida. Existen tres tipos fundamentales de ruido (Buehler & Lunden, 1966):

Ruido térmico, que resulta del movimiento aleatorio de los electrones en un conductor debido a la agitación térmica.

Interferencia (crosstalk), causada por la interferencia no deseada entre diferentes canales de comunicación. Puede ser de naturaleza eléctrica o magnética, o surgir debido a problemas de filtrado entre canales cercanos.

Ruido impulsivo, caracterizado por la aparición súbita de picos aleatorios de corta duración. Principalmente, afecta a los sistemas de transmisión de datos cuando aumenta la tasa de error (Buehler & Lunden, 1966).

3.10.1. Ruido Térmico

- El ruido térmico se trata de una señal de voltaje o corriente aleatoria, lo que implica que asume un valor aleatorio en cada instante. Debido a esto, no puede ser caracterizado mediante fórmulas específicas, sino que se describe a través de estadísticas.
- Su distribución estadística (conocida como función de densidad de probabilidad) sigue una curva gaussiana o normal.
- Es llamado también ruido blanco porque su potencia está distribuida de manera uniforme en todo el espectro de frecuencias, similar a la luz blanca.
- Esta señal es ergódica, dado que su promedio temporal es equivalente a su promedio estadístico (Buehler & Lunden, 1966).

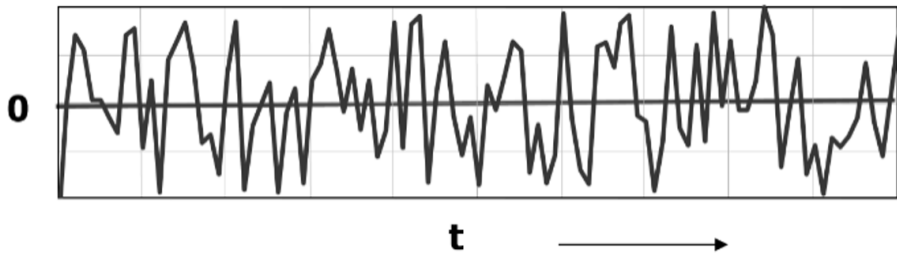


Fig. 43. Señal Ergódica.

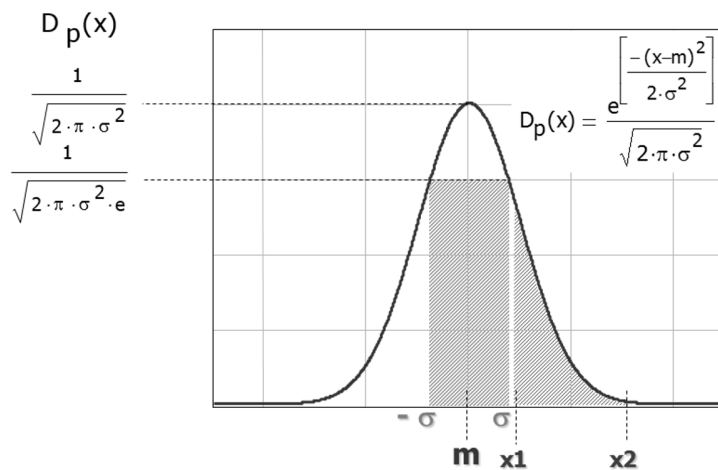


Fig. 44. Distribución Normal.

3.10.2. Distribución Normal

Valor medio:

$$\text{Valor medio: } m = \bar{x}$$

$$\text{Varianza: } \sigma^2 = (\bar{x} - m)^2$$

$$\sigma^2 = \bar{x}^2 - 2\bar{x}m + m^2$$

$$\sigma^2 = \bar{x}^2 - 2m + m^2$$

$$\sigma^2 = \bar{x}^2 - m^2$$

$$\text{Desviación estándar: } s = \sqrt{\sigma^2}$$

$$P(x1 < x < x2) = \int_{x1}^{x2} Dp(x) dx$$

Ejemplo 3.10: Distribución Normal.

$$P(-\sigma < x < \sigma) = 68.26\%$$

$$P(-2\sigma < x < 2\sigma) = 95.46\%$$

$$P(-3\sigma < x < 3\sigma) = 99.73\%$$

3.10.3. Distribución Normal del Ruido Térmico

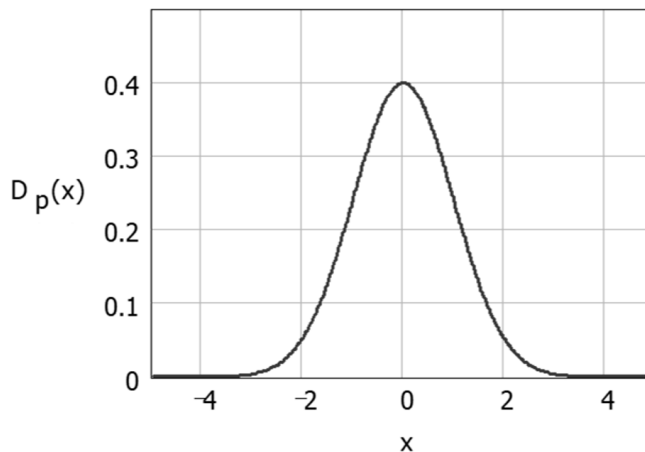


Fig. 45. Distribución Normal del Ruido Térmico.

Valor medio:	$m = 0$: (componente continua)
Varianza:	σ^2 (valor cuadrático medio)
Desviación Estándar:	σ (valor rms)

3.10.4. Ruido Térmico como Señal Aleatoria Estacionaria

El ruido térmico es un proceso estadístico fijo, en el sentido de que m , σ y $2\sigma^2$ no varían con el tiempo (Buchman, 1962).

Ejemplo 3.11: Señales aleatorias no estacionarias.

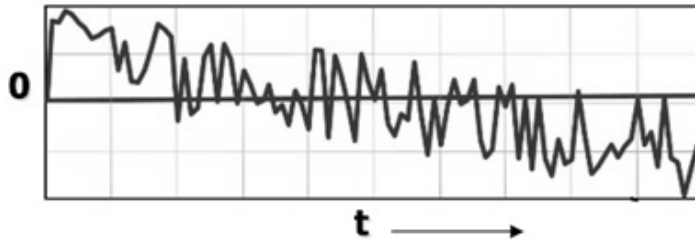


Fig. 46a. Señal con valor medio variable.

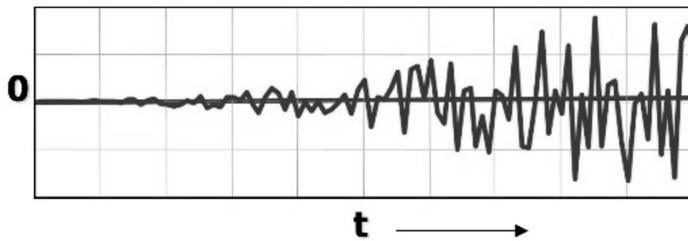


Fig. 46b. Señal con desviaciones estándar y varianza variables.

3.10.5. Ruido Térmico o Ruido Blanco

También se conoce como "ruido blanco" y se caracteriza por un espectro de densidad de potencia uniforme entre 0 y ∞ (Buehler & Lunden, 1966).

$$N_0 = k * T \left[\frac{W}{Hz} \right]$$

$$k = 1.3803 * 10^{-23} \left[\frac{J}{K} \right] \quad \text{constante de Boltzmann}$$

$T[K]$ temperatura absoluta de la fuente de ruido

Basándose en el espectro de densidad de potencia, es viable calcular la potencia de ruido N que está presente en la salida de un canal de comunicación con un ancho de banda B , siempre y cuando este canal no agregue ruido extra y exhiba una ganancia de potencia (representada por la función de transferencia al cuadrado) ideal y

unitaria. Cabe mencionar que, en realidad, la banda de ruido puede diferir del ancho de banda del canal (Buchman, 1962) (Menso, 2020).

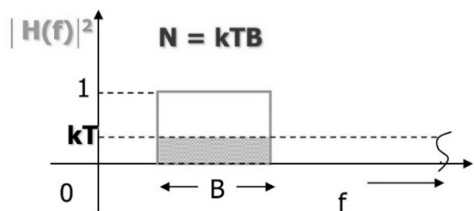
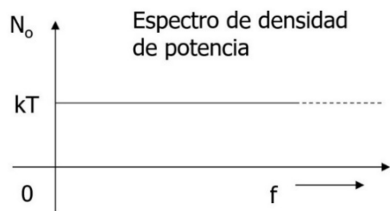


Fig. 47a. Espectro de Potencia. Fig. 47b. Espectro de Potencia en frecuencia.

3.10.6. Lectura del Voltímetro y Máxima Potencia

Lectura del voltímetro: $V_{rms} = \frac{\sqrt{4 \cdot R_s \cdot k \cdot T \cdot B}}{2}$

Máxima potencia o potencia disponible que puede transferir la fuente:

$$N = k \cdot T \cdot B$$

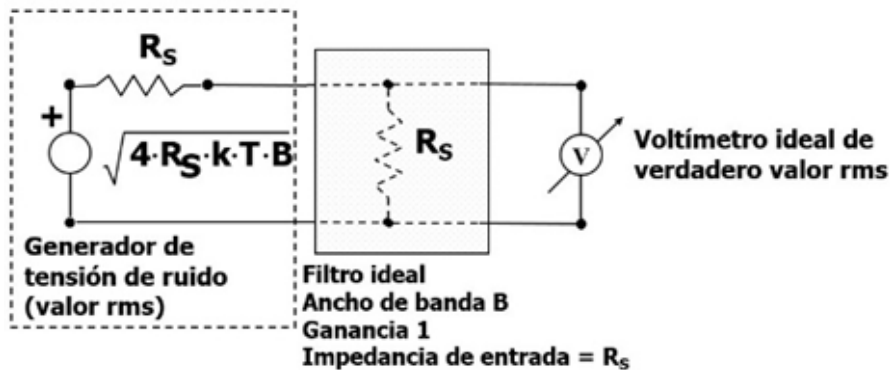


Fig. 48. Medición de Potencia.

Si el sistema de transmisión está acoplado ($R_{\text{entrada}} = R_{\text{salida}} = R_s$), el canal absorberá la potencia de ruido disponible N_1 de la fuente y el receptor

la potencia de ruido disponible N_2 del canal (Buchman, 1962).

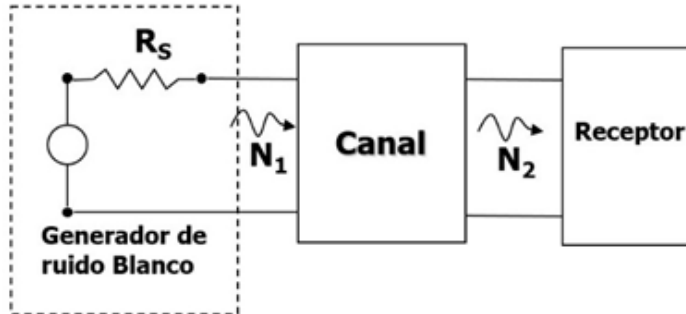


Fig. 49. Medición de Potencia de ruido en un canal.

EL RUIDO

The Noise

Resumen

Se entiende que este elemento está presente como señal, en todo el espectro, desde la frecuencia más baja hasta la más alta. Es cualquier componente de voltaje o corriente no deseado que se superpone al componente de la señal utilizada o procesada y, por lo tanto, es un comportamiento indeseable que dificultará el desarrollo o la medición. En esta parte se trata lo relacionado con las magnitudes que se utilizan para describir y caracterizar el ruido, las fuentes de producción de este y su comportamiento, y con esto se pueden determinar las técnicas básicas para reducir los fenómenos de interferencia con los procesos de telecomunicaciones, que ya sean de naturaleza eléctrica o magnética. Lo importante es considerar lo relacionado con las bases técnicas que permitan diseñar las capas apropiadas de aislamiento o blindaje que optimicen el diseño para reducir la fuente que genera el ruido; es importante mencionar que siempre hay un cierto nivel de ruido intrínseco en los circuitos de telecomunicaciones. Es por esto por lo que es importante disponer técnicas de cuantificación y valoración de los niveles de ruido, así como las metodologías para determinar lo necesario para componer un sistema, aun así, estos fenómenos hayan sido generados por los componentes del sistema o hayan sido introducidos por el propio sistema de medición.

Palabras clave: Ruido, Amplificador, Voltaje, Potencia, Frecuencia.

Abstract

It is understood that this element is present as a signal, in the entire spectrum, from the lowest to the highest frequency. It is any

unwanted voltage or current component that is superimposed on the used or processed signal component and is therefore undesirable behavior that will make development or measurement difficult. This part deals with the magnitudes that are used to describe and characterize noise, the sources of its production and its behavior, and with this the basic techniques can be determined to reduce the phenomena of interference with telecommunications processes, whether electrical or magnetic in nature. The important thing is to consider what is related to the technical bases that allow designing the appropriate layers of insulation or shielding that optimize the design to reduce the source that generates the noise; It is important to mention that there is always a certain level of intrinsic noise in telecommunication circuits. This is why it is important to have techniques for quantification and assessment of noise levels, as well as methodologies to determine what is necessary to compose a system, even so, these phenomena have been generated by the components of the system or have been introduced. by the measurement system itself.

Keywords: Noise, Amplifier, Voltage, Power, Frequency.

4.1. El Ruido Eléctrico

Se define como voltajes o corrientes indeseables que acaban apareciendo en la salida del receptor. Para el que escucha este ruido eléctrico por lo general se manifiesta como estática, pudiendo ser molesto y se puede presentar de forma ocasional o continua (Buchman, 1962; Carlson, 2007; Tomasi, 2003).

4.2. Naturaleza del Ruido

Ruido externo: Corresponde al ruido que se origina en la entrada del receptor y se introduce a través del medio de transmisión.

Ruido interno: Se refiere al ruido que el receptor genera por sí mismo. (Bhooshan, 2022).

4.3. Ruido Externo

Existen cuatro tipos de ruido externo que son descritos a continuación.

Ruido Man-Made: Este ruido proviene del encendido del motor, las luces, el sistema de encendido y las líneas de transmisión de energía, entre otros (como, por ejemplo, en un mezclador). Se propaga por la atmósfera en frecuencias cercanas a los 500 MHz. (Mikolajick, 2021)

En zonas alejadas de las ciudades, este tipo de ruido tiende a ser más tenue, por lo cual estaciones de comunicación particularmente sensibles, como los receptores de satélite, se instalan en áreas remotas.

Ruido Atmosférico: Este tipo de ruido es originado por fenómenos naturales como tormentas eléctricas y relámpagos, siendo más notable en frecuencias bajas.

Ruido Espacial: Este ruido se origina en el espacio y se clasifica en ruido solar y ruido cósmico (proveniente de otras estrellas). Impacta en rangos de frecuencia que van desde 8 MHz hasta 1.5 GHz.

Ruido Blanco: Esta imagen en blanco y negro también se considera ruido blanco, ya que sus píxeles no tienen correlación y su densidad espectral de potencia es uniforme. Si la imagen tiene color, entonces la "nieve" presentará colores aleatorios.

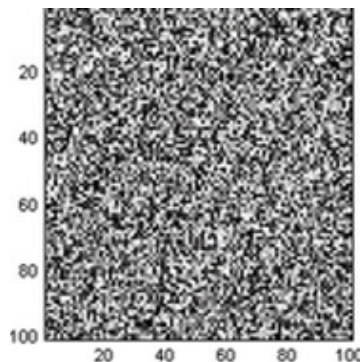


Fig. 50. Esquema visual de ruido en un TV.

Esta es la imagen característica que aparece en una pantalla de TV analógica cuando no se sintonizan canales. La señal captada por el demodulador puede tratarse como ruido blanco, ya que resulta de la combinación de interferencia electromagnética del canal de radio y ruido generado por los circuitos electrónicos del televisor. Este ruido consiste en muchas señales de baja intensidad, todas independientes entre sí. En este último caso, la "nieve" no será estática, sino que cambiará continuamente en el tiempo debido a que la señal de televisión es una secuencia de imágenes sucesivas [a una tasa de 25 imágenes por segundo, por ejemplo] (Carlson, 2007).

4.4. Ruido Interno

La mayor contribución de ruido en el receptor ocurre en la primera etapa de amplificación, aquí es donde la señal útil está en su punto más bajo y el ruido introducido en esta etapa será enorme en proporción a la señal inteligente (Tomasi, 2003; Lathi, 2004). Todas las demás etapas del receptor también generan ruido, pero menos que la primera etapa, como se muestra en la Figura 51 a continuación (Carlson, 2007).

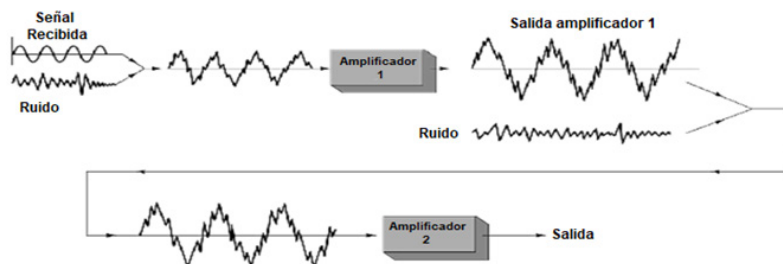


Fig. 51. Efecto del ruido en la primera y segunda etapa de un amplificador receptor.

4.5. Otros Tipos de Ruido Interno

Ruido Térmico (Ruido de Johnson, Ruido Blanco): Surge debido a la agitación térmica entre los electrones libres y los iones en el conductor. Se denomina ruido blanco debido a que generalmente

abarca todo el espectro de frecuencias (como el blanco contiene todas las frecuencias de colores). Johnson logró confirmar que la amplitud de este ruido está determinada por:

$$P_n = kT\Delta f$$

Donde: k = constante de Boltzmann [1.38×10^{-23} J/K]

T = temperatura de la resistencia (en kelvin – K)

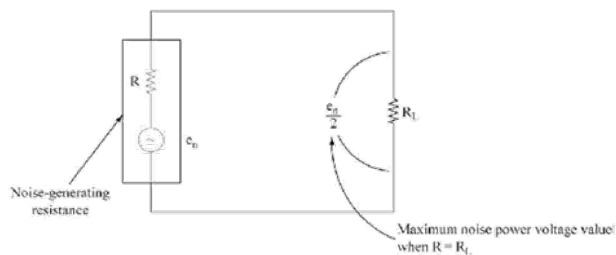
Δf = ancho de banda de frecuencia del sistema
que está siendo considerado

Ruido del Transistor (De Disparo, Shot Noise): Este ruido se origina por la presencia al azar de portadores de carga (electrones y huecos) en el elemento de salida (como una unión pn) de dispositivos electrónicos como transistores y diodos bipolares, así como efectos de campo. Este ruido cambia de forma aleatoria y se superpone a la señal preexistente. Cuando se amplifica, da la impresión de ser como si las gotas de metal cayeran sobre un tejado de hojalata (Buehler & Lunden, 1966; Delavernhe, Rossi, & Sevaux, 2023).

El cálculo del ruido térmico no se realiza mediante una fórmula específica. En consecuencia, los usuarios deben consultar la hoja de datos proporcionada por el fabricante para obtener detalles sobre las características de este tipo de ruido (Buchman, 1962; Faraz Ul Abrar & Michelusi, 2023).

4.6. Voltaje del Ruido

La figura 52 muestra el circuito equivalente de una fuente de ruido:



4.7. Voltaje (rms) del Ruido

Según la ecuación de la potencia del ruido y con las consideraciones de la figura anterior se tiene:

$$P_n = \frac{(e_n/2)^2}{R} = kT\Delta f$$

$$\frac{e_n^2}{4} = kT\Delta f R$$

$$e_n = \sqrt{4kT\Delta f R}$$

Ejemplo 4.1: Para un componente electrónico en funcionamiento a 17°C, con un ancho de banda de 10 kHz, realizar los siguientes cálculos:

Determinar la potencia del ruido térmico en unidades de vatios y en decibelios (dBm).

Calcular el valor del voltaje eficaz (RMS) del ruido, tomando en cuenta dos situaciones: una resistencia interna de 100Ω y otra de 100Ω de carga.

Solución

$$T(\text{kelvin}) = 17^\circ\text{C} + 273 = 290^\circ\text{K}$$

$$P_n = kT\Delta f = (1.38 \times 10^{-23})(290)(1 \times 10^4) = 4 \times 10^{-17} \text{W}$$

Potencia del ruido en dBm

$$dBm = 10 \log_{10} \frac{P_2}{0.001} = 10 \log_{10} \frac{4 \times 10^{-17}}{0.001} = -134 \text{dBm}$$

Voltaje rms del ruido

$$e_n = \sqrt{4kT\Delta f R} \quad \text{donde} \quad kT\Delta f = 4 \times 10^{-17}$$

$$e_n = \sqrt{4(4 \times 10^{-17})(100)} = 0.1265 \mu\text{V}$$

4.8. Clasificación - Fuentes de ruido eléctrico

- 1) Ruido correlacionado
 - i) Distorsión no lineal
 - (a) Distorsión armónica
 - (b) Distorsión por intermodulación
- 2) Ruido no correlacionado
 - i) Externo
 - (a) Atmosférico
 - (b) Extraterrestre
 - 1. Solar
 - 2. Cósmico
 - (c) Causado por el hombre
 - (d) Pulso
 - (e) Interferencia
 - ii) Interno
 - (a) Térmico
 - (b) Disparo
 - (c) Tiempo de tránsito

4.9. Relación de Potencia de Señal a Ruido

Hasta ahora, se ha analizado diferentes tipos de ruido sin mostrar realmente cómo lidiar con ellos (Carlson, 2007; Tomasi, 2003).

La relación fundamental más frecuentemente empleada es la relación entre señal y ruido (S/N). Esta relación, a menudo referida como S/N, puede ser expresada en términos matemáticos de la siguiente forma:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{signal power}}{\text{noise power}} = \frac{P_s}{P_n}$$

Puede ser expresado también en dB.

Ejemplo 4.2: Para un amplificador que presenta una potencia de salida de señal de 10 vatios y una potencia de salida de ruido de 0,01 vatios, es necesario calcular la relación entre la señal y el ruido (S/N).

Solución:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{10}{0.01} = 1000$$

Para expresarla en dB sería:

$$\frac{S}{N} (dB) = 10 \log \frac{P_s}{P_n} = 10 \log \frac{10}{0.01} = 30dB$$

4.10. Cifra de Ruido (NF, Noise Figure)

El término Noise Figure se usa a menudo para describir con precisión el volumen de un dispositivo. Definido de la siguiente manera:

$$NF = 10 \log \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = 10 \log NR$$

Donde S_i/N_i denota la relación de potencia señal a ruido en la entrada

y S_o/N_o representa la relación de potencia señal a ruido en la salida.

El término $\frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$ generalmente es conocido como el Factor de Ruido

(Noise Ratio, NR). En el caso de un dispositivo ideal, este factor sería 1, y por ende el valor de NF (Figura de Ruido) sería 0 dB. Sin embargo, en la realidad, no es factible alcanzar esta cifra en la práctica (Gibson, 2023).

Ejemplo 4.3: Un transistor amplificador exhibe una relación de potencia de señal a ruido (S/N) de 10 en la entrada y de 5 en la salida.

- Calcula NR
- Calcula NF

Solución:

$$NR = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{10}{5} = 22 \quad NF = 10 \log \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = 10 \log NR = 10 \log 2 = -3dB$$

4.11. Efectos de Ruido Debido a la Reactancia

En teoría la reactancia no introduce ruido al sistema, esto es verdad para capacitores e inductores ideales que no contienen componentes resistivos, pero esto no ocurre en la realidad. Sin embargo, afortunadamente sus elementos resistivos tienen efectos insignificantes comparado con otros elementos (Lathi, 2004; Proakis & Salehi, 2002).

El efecto significativo de los circuitos reactivos sobre el ruido es la limitación que tienen en sus respuestas en frecuencia, ya que la respuesta de los circuitos RC, LC y RLC sufrirán variaciones con respecto a la frecuencia.

El ancho de banda (con una atenuación de 3 dB) que se utiliza en cálculos de ruido con circuitos reactivos es proporcionado por:

$$\Delta f_{eq} = \frac{\pi}{2} BW$$

4.12. Ruido Debido a Amplificadores Conectados en Cascada

Cuando se interconectan en serie dos o más amplificadores, el ruido total resultante es la suma de sus características de ruido individuales. El cálculo del ruido total en varios amplificadores en cadena se realiza mediante la aplicación de la fórmula de Friiss.

$$NR_T = NR_1 + \frac{NR_2 - 1}{P_{G1}} + \dots + \frac{NR_n - 1}{P_{G1} \times P_{G2} \times \dots \times P_{G(n-1)}}$$

Donde: NR= factor de ruido de cada una de las etapas

P_G = ganancia de potencia.

RELACIÓN SEÑAL A RUIDO O SIGNAL TO NOISE S/N

Resumen

La relación entre la señal y el ruido (S/N) desempeña un papel crucial en la evaluación de la calidad de una señal en un sistema, y su valor depende tanto del nivel de la señal recibida como del nivel total de ruido presente. En esencia, la relación S/N abarca tanto el ruido proveniente de fuentes externas como el ruido originado en el propio sistema. En consecuencia, se busca maximizar la relación señal/ruido, ya que esto contribuye a la calidad deseada. En el ámbito de las telecomunicaciones, definir las capas en las que operan las diversas aplicaciones representa un desafío que implica costos considerables al implementar un sistema. Un valor óptimo para esta relación S/N se traduce en una distinción clara entre la señal recibida y el ruido, con un margen mínimo de error. En el contexto de la transmisión de audio, resulta fundamental asegurar que la señal recibida refleje fielmente la información originalmente transmitida. Esto implica la consideración de niveles de ruido bajos y distorsión que respeten las cualidades subjetivas vinculadas a una percepción auditiva aceptable. Por lo tanto, al abordar las señales en el ámbito de las telecomunicaciones, el enfoque inicial radica en resolver los desafíos asociados con la relación señal/ruido. Es crucial recordar que esta relación se evalúa mediante la reducción del ruido en lugar de la división de la intensidad de la señal. La medida de esta relación se expresa en decibelios, lo cual para la mayoría de las personas es una representación del tamaño o magnitud de una entidad.

Palabras clave: Ruido, Señal, Relación, Potencia, Transmisión.

Abstract

The Signal-to-Noise (S/N) ratio plays a crucial role in assessing the quality of a signal within a system, and its value depends on both the received signal level and the total present noise level. Essentially, the S/N ratio encompasses noise from both external sources and noise originating within the system itself. Consequently, maximizing the signal-to-noise ratio is sought after, as it contributes to the desired quality. In the field of telecommunications, defining the layers in which various applications operate presents a challenge that involves considerable costs when implementing a system. An optimal value for this S/N ratio translates to a clear distinction between the received signal and the noise, with minimal room for error. In the context of audio transmission, ensuring that the received signal faithfully reflects the originally transmitted information is paramount. This involves considering low noise levels and distortion that respect the subjective qualities associated with an acceptable auditory perception. Therefore, when addressing signals in the realm of telecommunications, the initial focus lies in addressing the challenges associated with the signal-to-noise ratio. It is crucial to remember that this ratio is evaluated by reducing noise rather than dividing the signal intensity. The measurement of this ratio is expressed in decibels, which for most people represents the magnitude or size of an entity.

Keywords: Noise, Signal, Ratio, Power, Transmission.

5.1. Relación Señal A Ruido (S/N)

El cociente de la relación Señal/Ruido (S/N), es una de las métricas más utilizadas para evaluar la calidad de un canal de comunicación. En cualquier punto a lo largo de la ruta de comunicación, supera el valor absoluto de la potencia de la señal o el valor absoluto de la potencia de audio. Establecer la correlación entre estos valores es fundamental, ya que valores mayores indican una mayor calidad de comunicación. Esta relación significa que la intensidad de la señal supera el ruido eléctrico.

No es factible emplear señales de medición de potencia de tipo ruido (Blake, 2006; Carlson, 2007; Tomasi, 2003; Jing & Xiao, 2022).

5.2. Fuentes de Ruido

$N=kT_0 B$: La potencia de ruido se determina mediante la medición de la temperatura T_0 de la resistencia, expresada en grados Kelvin (Ver Fig. 53).

$N=kT_{sky} B$: Dentro de la potencia de ruido disponible, la temperatura de la fuente T_{sky} se refiere a la temperatura equivalente del ruido cósmico captado por la antena.

$N_v=kT_{Neq} B$: Potencia de ruido virtual disponible en la entrada de los dispositivos activos. En la cual T_{Neq} es la temperatura equivalente del ruido introducido por el dispositivo que provoca la potencia del ruido en la salida $N_s=kT_{Neq} Bg$.

$N_v=kT_{Neq} B$: La potencia de ruido aparente presente en la entrada del dispositivo pasivo, donde T_{Neq} es igual a: $T_{ref} \left(\frac{1}{I} - 1 \right)$

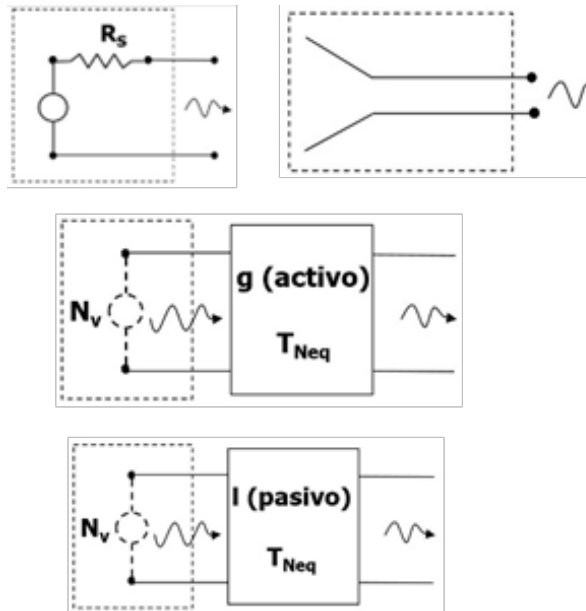


Fig. 53. Esquemas de Fuentes de ruido.

5.3. Temperatura de Ruido

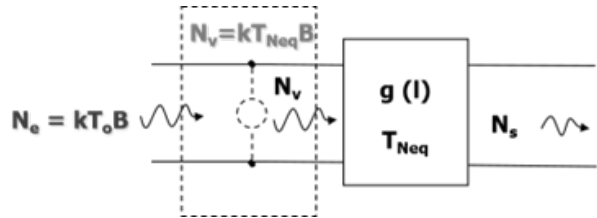


Fig. 54 Temperatura de ruido.

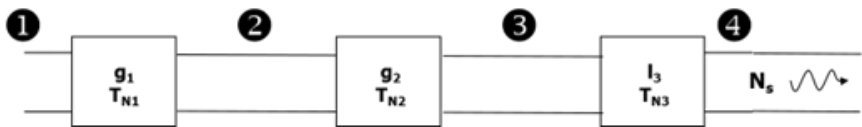
Nivel de Ruido Equivalente: $k(T_o + T_{Neq}) B$

Nivel de Ruido Efectivo: kT_{oB} $k(T_o + T_{Neq}) g B$

La temperatura de ruido del dispositivo no guarda relación con la temperatura física. Más bien, representa una medida del nivel de ruido originado por el dispositivo. Esta temperatura se relaciona directamente con el factor de ruido y también puede emplearse en cálculos. Esta concepción resulta valiosa, dado que cualquier dispositivo eléctrico puede ser considerado como un generador de ruido, con una potencia de ruido (generador virtual) presente en su entrada, expresada en $kT_N B$ (Buchman, 1962; Hosseinalipour et al., 2022).

5.4. Elementos en Cascada

Fig. 55 Sistemas en cascada.



Es factible simplificar los elementos en cascada a un único elemento equivalente (Ver Figs. 5.5 – 5.8):

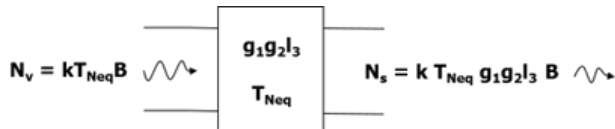
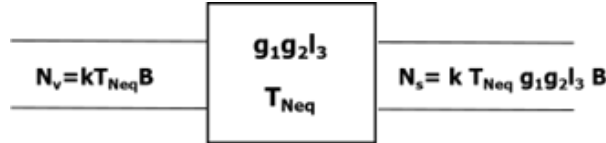


Fig. 56 Análisis de ruido para un sistema.

¿Cuál es el valor del T_{Neq} equivalente en función de T_{N1} , T_{N2} y T_{N3} ?

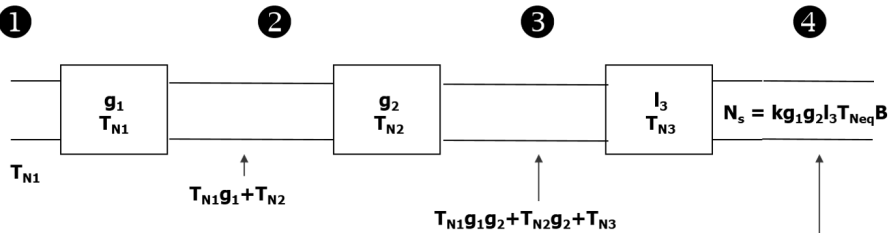
5.5. Fórmula de Friis

Fig. 57 Temperatura de ruido equivalente.



Se toma en cuenta únicamente la temperatura de ruido de los elementos para determinar T_{Neq} :

Fig. 58 Temperatura de ruido equivalente en cascada.



$$\text{Fórmula de Friis: } T_{\text{Neq}} = T_{N1} + \frac{T_{N2}}{g_1} + \frac{T_{N3}}{g_1 g_2} + \frac{T_{N4}}{g_1 g_2 l_3} \dots$$

5.6. Factor de Ruido (F) y Cifra de Ruido (NF)

Los dispositivos electrónicos, en particular los amplificadores, generan ruido, lo que resulta en un aumento del Nivel de ruido (Ver Fig. 59 y 60). Si el Nivel de la señal se equipara al Nivel de Ruido en un punto específico del sistema, ello implica que la calidad de la señal se ha deteriorado irremediablemente, sin opción de recuperación (Buehler & Lunden, 1966).

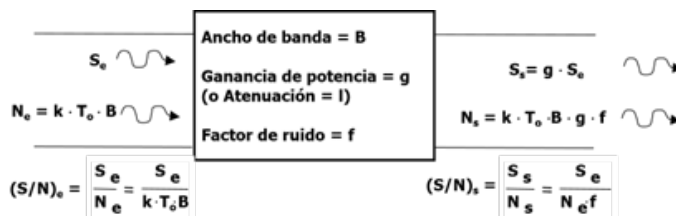


Fig. 60. Relación entre el ruido y la frecuencia.

$$\begin{aligned}
N_s &= kT_0 Bgf = kT_0 Bg + N_{v_g} \\
kT_0 Bgf &= kT_0 Bg + kT_{Neq} Bg \\
f &= 1 + T_{Neq}/T_0 \\
T_{Neq} &= T_0 (f-1)
\end{aligned}$$

Fórmula de Friis en función de f :

$$f_{eq} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} \dots$$

5.7. Cifra de Ruido (NF, Noise Figure)

El término Noise Figure generalmente se utiliza para determinar el nivel de ruido exacto del dispositivo. Se define de la siguiente manera:

$$NF = 10 \log \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = 10 \log NR$$

Donde S_i/N_i representa la relación de potencia de señal a ruido en la entrada y S_o/N_o denota la relación de potencia de señal a ruido en la salida. La expresión $\frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$ suele ser conocida como Factor de Ruido (Noise Ratio, NR). En el caso hipotético de que el dispositivo fuera ideal, este factor sería igual a 1 y la Figura de Ruido (NF) equivaldría a 0 dB. Sin embargo, es evidente que este valor no es alcanzable en la práctica (Stremmler, 2008) (Varga, 2022).

Ejemplo 5.1: Un amplificador de transistor exhibe una relación de potencia de señal a ruido (S/N) de 10 en la entrada y de 5 en la salida.

- Calcula NR
- Calcula NF

Solución:

$$NR = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{10}{5} = 2$$

$$NF = 10 \log \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = 10 \log NR = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

Ejemplo 5.2: Para un amplificador no ideal con los siguientes parámetros, calcular:

- Relación S/N en la entrada en dB
- Relación S/N en la salida en dB
- Factor de ruido (NR) y la cifra de ruido (NF).

Datos: Potencia de la señal de entrada = $2 \times 10^{-10} \text{ W}$

Potencia de ruido en la salida = $2 \times 10^{-18} \text{ W}$

Ganancia de potencia = 1,000,000

Ruido interno = $6 \times 10^{-12} \text{ W}$

Solución:

->80dB

->74 dB

->NR = 4 y NF = 6dB

Comentarios: Los resultados obtenidos en los ejemplos anteriores son valores típicos de NF en transistores comerciales, sin embargo, para proyectos que requieren NF muy bajo, por debajo de 1dB, hay dispositivos disponibles a fracciones de precios muy especiales.

5.8. Ruido Debido a Amplificadores Conectados en Cascada

Al enlazar en serie dos o más amplificadores, la figura de ruido total equivale a la suma de las figuras de ruido individuales. La fórmula de Friiss se emplea para calcular la figura de ruido total de múltiples amplificadores en cascada (Romero et al., 2016; Tomasi, 2003).

$$NR_T = NR_1 + \frac{NR_2 - 1}{P_{G1}} + \dots + \frac{NR_n - 1}{P_{G1} \times P_{G2} \times \dots \times P_{G(n-1)}}$$

Donde: NR= factor de ruido de cada una de las etapas

P_G = ganancia de potencia

Ejemplo 5.3: Un amplificador de tres etapas tiene un ancho de banda de 3dB de 200kHz determinado por un circuito sintonizador LC en la entrada, y opera a 22°C. La primera etapa tiene una ganancia de 14 dB y un NF de 3dB. La segunda y tercera etapa son idénticas, con una ganancia de 20 dB y un NF de 8dB. La carga de salida es de 300Ω. El ruido de entrada es generado por una resistencia de 10kΩ. Calcular:

- El voltaje y la potencia del ruido en la entrada y en la salida, asumiendo que son amplificadores ideales.
- El NF de todo el sistema.
- El voltaje y la potencia existente en la salida.

Solución:

- $P_{n(entrada)} = 1.28 \times 10^{-15} W, V_{n(entrada)} = 7.15 \mu V$
 $P_{n(salida)} = 3.23 \times 10^{-10} W, V_{n(salida)} = 0.311 mV$
- $NF_{total} = 3.45 dB$
- Considerando el efecto del ruido de las etapas,
 $P_{n(salida)} = 7.11 \times 10^{-10} W, V_{n(salida)} = 0.462 mV$

5.9. Aplicación de la fórmula de Friis

Ejemplo 5.4: Usando el diagrama de bloques proporcionado en la figura, calcule la relación señal a ruido en la salida del amplificador en decibelios, junto con la potencia de la señal en milivatios, Ver Fig. 6. (Romero et al., 2016; Tomasi, 2003; Jiachenget al, 2024).

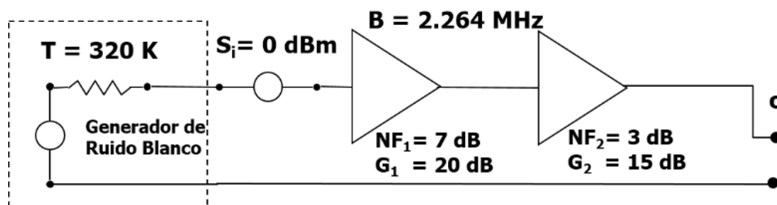


Fig. 61. Análisis de la Fórmula de Friis.

Solución

- Realización del cálculo de la potencia de ruido disponible en la entrada de la cascada. Se nota la presencia del término $10\log(103)$, utilizado para convertir los decibelios-watio (dBW) en decibelios-milivatio (dBm).

$$N_i = 10 \log(1.3803 \times 10^{-23}) + 10 \log(320) + 10 \log(2.26 \times 10^6) + 10 \log(10^3)$$

$$N_i = -110.01 \text{ dBm}$$

- Para determinar la Cifra de Ruido Equivalente del sistema en cascada, se requiere calcular los antilogaritmos de NF1, NF2 y G1.

$$F_1 = 5.01 \quad F_2 = 2 \quad G_1 = 100$$

- Utilización de la fórmula de Friis para el cálculo. Determine la Cifra de Ruido y el Factor de Ruido equivalente. Se observa que el primer amplificador prácticamente define el Factor de Ruido equivalente. Los subsiguientes Factores de Ruido se dividen por la ganancia del primer amplificador en la fórmula de Friis, teniendo un aporte mínimo al Factor de Ruido Equivalente. Esta es la razón por la cual es común instalar un amplificador de alta ganancia en la entrada del receptor.

$$F_{eq} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad F_{eq} = 5.02$$

$$NF_{eq} = 10 \log(F_{eq}) \quad NF_{eq} = 7.01 \text{ dB}$$

- Determinación de la potencia de ruido en la entrada de la línea, empleando la Cifra de Ruido equivalente y la ganancia total de la cadena de amplificación.

$$N_0 = N_i + 20 + 15 + NF_{eq} \quad N_0 = -68 \text{ dBm}$$

- Cálculo de la potencia de la señal en la entrada de la línea, expresado en dBm y en mW.

$$S_0 = 0 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} + 15 \text{ dB} \quad S_0 = 35 \text{ dBm} \quad S_0 = 3160 \text{ mW}$$

- Cálculo de la relación señal a ruido (S/N) en la entrada de la línea, expresado en dB.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{0dB} = S_0 - N_0 \qquad \left(\frac{S}{N}\right)_{0dB} = 103dB$$

Ejemplo 5.5: Un receptor de radio Rx, que se alimenta mediante un amplificador de bajo ruido ABR con una amplificación de 50 dB y una temperatura de ruido de 90 grados Kelvin, presenta una figura de ruido NFRX de 12 dB. Realice el cálculo de la temperatura de ruido equivalente para la combinación en cascada de estos dos componentes (Ver Fig. 62).

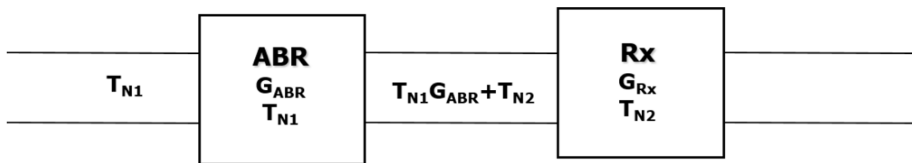


Fig. 62. Cifra de Ruido en amplificador de bajo ruido.

Solución

- La temperatura de ruido equivalente del receptor, evaluada a una temperatura de fuente de 290 grados Kelvin, se calcula como:

$$T_{N2} = \left(10^{\frac{NF_{Rx}}{10}} - 1\right) * T_0 \qquad T_{N2} = 4.306 \times 10^3 K$$

- Siguiendo la fórmula de Friis, la temperatura de ruido equivalente del sistema se expresa como:

$$T_{Neq} = T_{N1} + \frac{T_{N2}}{\frac{G_{ABR}}{10^{10}}} \quad T_{Neq} = 90.043K$$

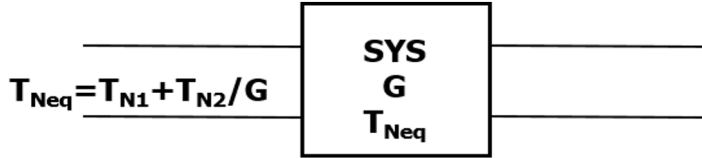


Fig. 63. Temperatura de ruido equivalente del sistema.

Obsérvese cómo el amplificador de baja interferencia (Ver Fig. 63), prácticamente establece la temperatura de ruido del sistema, a pesar de la temperatura más alta del receptor (Haykin, 2005).

CONCEPTOS DE REFERENCIA EN LA TEORÍA DE LAS TELECOMUNICACIONES

Resumen

En un sistema de telecomunicaciones, la información debe transmitirse entre dos puntos mediante ondas electromagnéticas. Las posibles aplicaciones en el ámbito de las telecomunicaciones están restringidas únicamente por las necesidades, metas e imaginación de las personas. Un sistema de comunicación debe ser evaluado desde la perspectiva de la teoría de sistemas, tomando en cuenta su estructura que incluye múltiples componentes y su diversidad, incluso cuando la integración total sea más significativa que la suma individual de dichos componentes. De hecho, existen muchas especializaciones correspondientes a su análisis, modelado y creación. Esto es coherente con los procesos de conversión de energía e integra la teoría de redes, señales e información, así como la teoría de probabilidades, la electrónica y el electromagnetismo.

Palabras clave: Sistema, Telecomunicaciones, Etapa, Transmisor, Receptor.

Abstract

In a telecommunications system, information must be transmitted between two points using electromagnetic waves. The possible applications in the field of telecommunications are restricted only by the needs, goals, and imagination of people. A communication system must be evaluated from the perspective of systems theory, considering its structure that includes multiple components and its

diversity, even when the total integration is more significant than the individual sum of said components. In fact, there are many specializations corresponding to its analysis, modeling, and creation. This is consistent with energy conversion processes and integrates network, signal, and information theory, as well as probability theory, electronics, and electromagnetism.

Keywords: System, Telecommunications, Stage, Transmitter, Receiver.

6.1. Definiciones

- i. *Comunicación*: Es el proceso mediante el cual la información se transmite desde un punto denominado fuente, en el espacio y el tiempo, hacia otro punto, que es el destino o receptor.
- ii. *Sistema de comunicación*: Es un conjunto de mecanismos y enlaces diseñados para garantizar la transmisión de información entre un origen y un destino.
- iii. *Sistema de comunicación eléctrica*: Se refiere a aquel en el cual la función de comunicación se logra mediante dispositivos y fenómenos eléctricos.
- iv. *Mensaje*: Es la representación física de la información generada por la fuente, que será transmitida a través del sistema de comunicación.
- v. *Banda base*: Se trata de la señal eléctrica generada por el convertidor a partir de la fuente de información original.
- vi. *Bandpass*: Se refiere al proceso de elevar la señal de banda base a frecuencias más elevadas mediante la modulación (Tomasi, 2003; Umeloet al, 2022).

6.2. Comunicaciones Electrónicas

El propósito principal de un sistema electrónico de comunicaciones es la transferencia de información de una ubicación a otra.

Definición: “Comunicación electrónica es la transmisión, recepción y procesamiento de información entre dos o más lugares, mediante circuitos electrónicos” (Tomasi, 2003).

6.3. Naturaleza de las señales

Las señales de información pueden tener una naturaleza tanto analógica como digital (Ver Fig. 64). No obstante, independientemente de su forma, es necesario transformar todas las formas de información en energía electromagnética antes de que puedan ser transmitidas a través de un sistema de comunicación electrónica (Tomasi, 2003; Stremler, 2008).

6.4. Línea del Tiempo

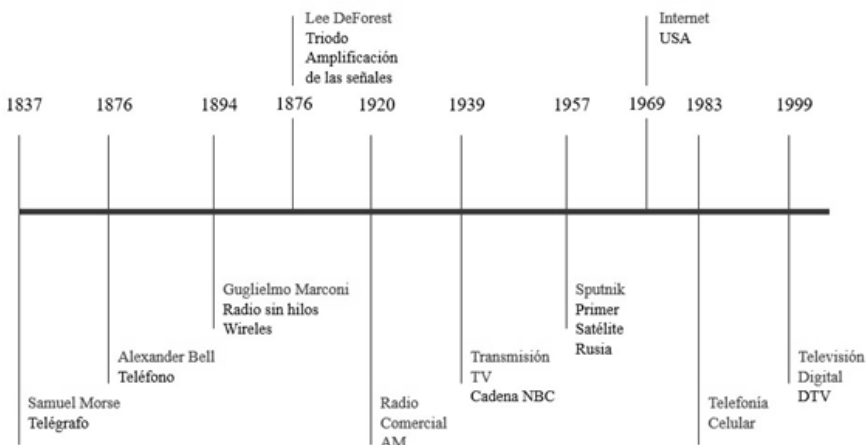


Fig. 64. Línea de Evolución hasta 1999 de la Telecomunicaciones.

6.5. Era de las comunicaciones

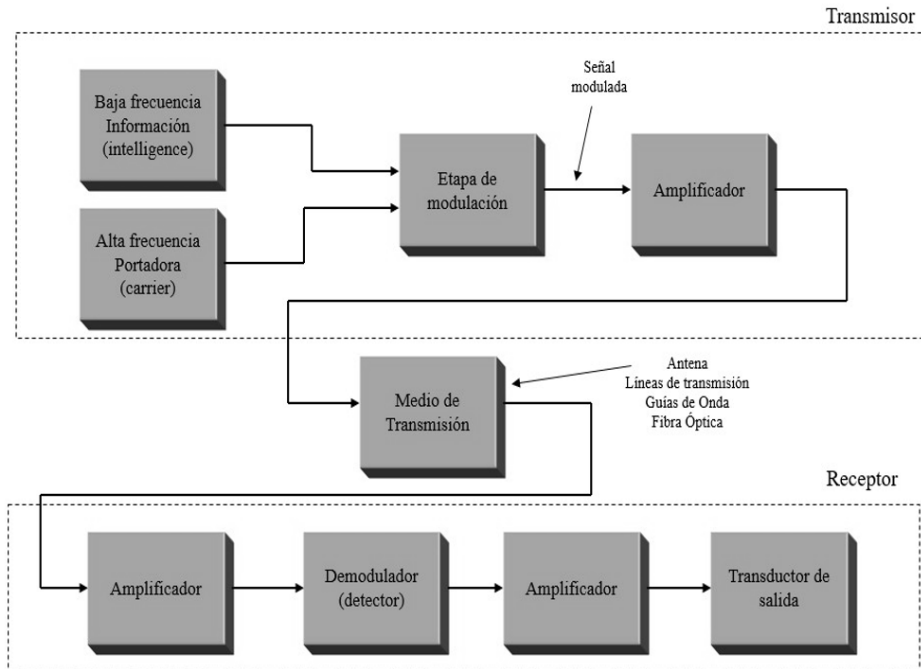
Este crecimiento ha desencadenado un efecto de ampliación continua en la industria de las comunicaciones, generando sistemas de comunicación que abarcan todo el globo e incluso se extienden más allá de nuestro planeta. Esto ha impulsado un desarrollo económico y social de mayor envergadura, llevando consigo una complejidad creciente en diversas actividades.

La lista de aplicaciones que están de alguna manera involucradas en la utilización de las comunicaciones es prácticamente interminable (Pierce & Michael Noll, 1995; Kokhanov, 2023).

6.6. El Proceso de la Comunicación

- Generación de una señal (mensaje): esto puede ser voz, imagen, música o datos.
- Representación de esa señal de mensaje a través de un conjunto de símbolos: estos símbolos pueden ser eléctricos, auditivos o visuales.
- Conversión de estos símbolos en una forma apropiada para la transmisión.
- Envío de los símbolos codificados al destino previsto.
- Decodificación y reproducción de los símbolos originales.
- Restauración de la señal del mensaje original, con una disminución definible en la calidad (Haykin, 2005).

6.7. Diagrama de un Sistema de Comunicaciones (Ver Fig. 65 y 66)



6.8. Elementos de un sistema de Telecomunicaciones

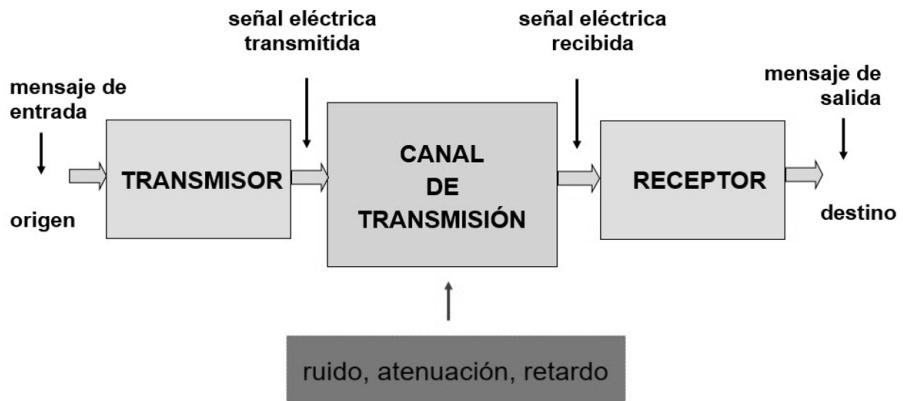


Fig. 66. Partes Básicas de un Sistema de Telecomunicaciones.

6.9. Efectos del medio (Ver Fig. 67)

Atenuación: es la reducción de la intensidad de la señal a medida que se propaga, sin alterar su forma de onda.

Distorsión: se refiere a cambios en la señal causados por una respuesta imperfecta del sistema, aunque estos efectos desaparecen cuando la señal se retira.

Interferencia: se produce cuando señales no deseadas, a menudo artificiales y similares en apariencia a la señal deseada, contaminan la transmisión.

Ruido: son señales eléctricas aleatorias e impredecibles que pueden presentarse dentro o fuera del sistema. Estas señales no pueden eliminarse por completo ni en teoría (Buehler & Lunden, 1966) (Lim, y otros, 2019).

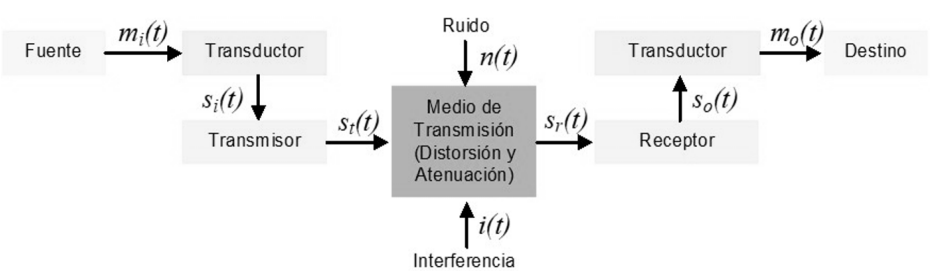


Fig. 67. Sistema de Telecomunicaciones con Ruido.

6.10. Elementos de un Transmisor

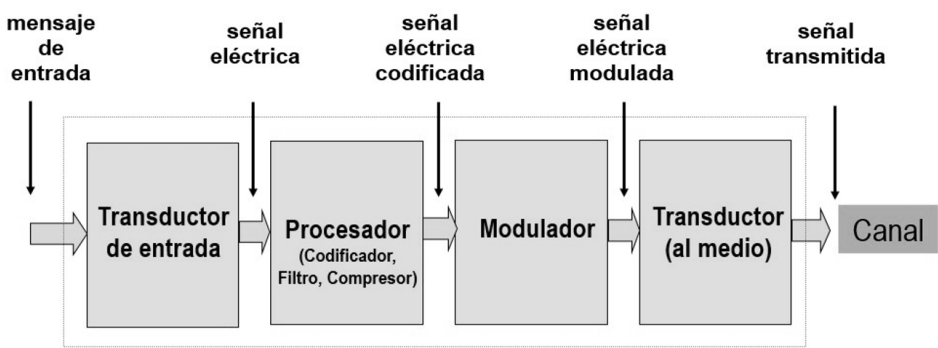


Fig. 68. Elementos de un Transmisor.

6.11. Elementos de un Receptor

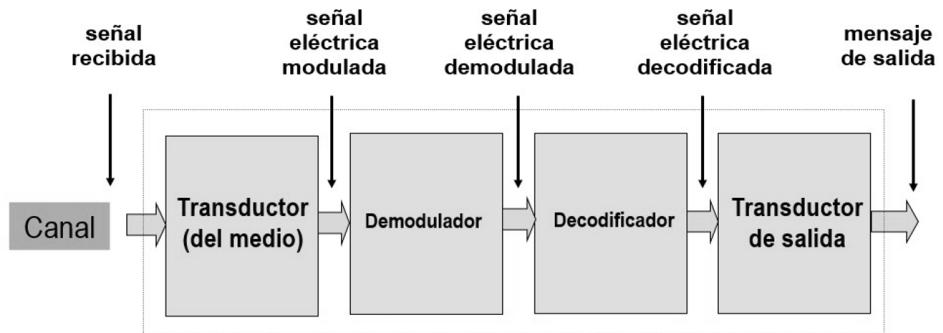


Fig. 69. Elementos de un Receptor.

6.12. Modos de Transmisión (Ver Fig. 70)

Punto a punto: sistema de comunicación con antena fija de gran ganancia, establecido para conectar directamente dos puntos.

Enlace de datos: una conexión de comunicación que conecta un lugar específico o una estación celular con un nodo central para transferir información.

Punto a multipunto: Transmisión desde un punto central a múltiples receptores, como en la radiodifusión de AM, FM, TV y pagers (radio beep) (Carlson, 2007).

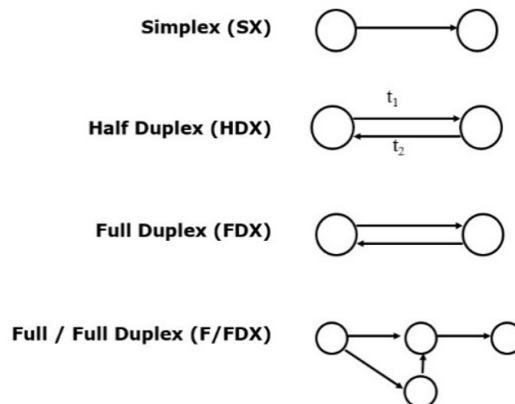


Fig. 70. Modos de Transmisión.

Multipunto a multipunto: Comunicación simultánea entre múltiples usuarios, como en la telefonía celular y las redes inalámbricas LAN (Kumar et al, 2023).

Simplex: Unidireccional, como en la difusión de radio y televisión.

Half-duplex: Comunicación bidireccional en la que solo una parte puede transmitir a la vez, como en los Walkie Talkies.

Full-duplex: Comunicación bidireccional en la que ambas partes pueden transmitir y recibir simultáneamente, como en la telefonía celular y los sistemas de radio punto a punto (Tanenbaum, 2003).

6.13. Modulación

Se modifica una onda portadora para adecuar sus características al medio de transmisión y así representar el mensaje (Ver Fig. 71, 72 a y b).

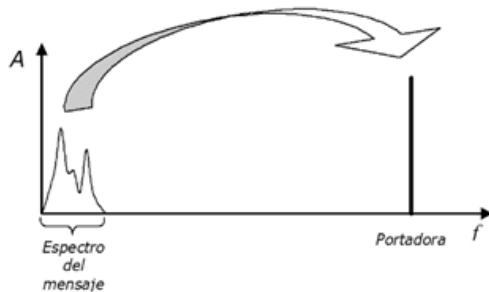
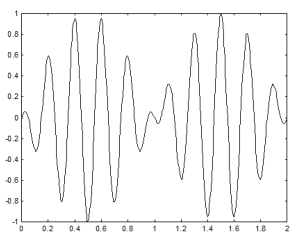
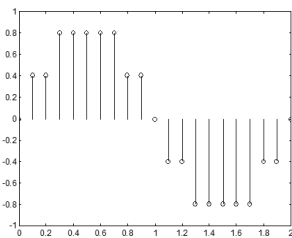


Fig. 71. Concepto base de la modulación.



De onda continua o analógica: La portadora es una onda senoidal continua.

Fig. 7.2.a. Modulación Continua.



De pulsos, digital o codificada: La portadora es un tren periódico de pulsos

Fig. 7.2.b. Modulación Discreta.

La modulación es un concepto esencial en el ámbito de las comunicaciones (Miller, 2002; Pierce & Michael, 1995).

Definición: Se refiere al procedimiento de incorporar información (señal inteligente) en una onda portadora de alta frecuencia (portadora) con el propósito de transmitirla. Una vez que la señal es recibida, es necesario separar la señal inteligente de la portadora de alta frecuencia, en un proceso llamado demodulación.

Justificación para que se module una señal: Facilidad de radiación, reducción de ruido e interferencias, asignación de frecuencias, multicanalización y limitaciones de los equipos.

Las señales de audio no se pueden transmitir directamente como información, ya que el espectro del habla suele estar entre 20 y 3000 Hz. Si todas las señales se transmitieran directamente como ondas de radio, surgiría un grave problema de interferencia entre todas las señales (Yadav et al., 2023).

Otra limitación que tiene la misma importancia es que estas bajas frecuencias no se pueden transmitir ya que el tamaño de la antena necesaria para realizar la transmisión será de varios kilómetros de altura (Stremmer, 2008).

6.14. Espectro de Radio Frecuencia

Frecuencia	Designación	Abreviación
30-300 Hz	Extrema baja frecuencia	ELF
300-3000 Hz	Frecuencia de voz	VF
3-30 kHz	Muy baja frecuencia	VLF
30-300 kHz	Baja frecuencia	LF
300 kHz-3 MHz	Media frecuencia	MF
3-30 MHz	Alta frecuencia	HF
30-300 MHz	Muy alta frecuencia	VHF
300 MHz-3 GHz	Ultra alta frecuencia	UHF
3-30 GHz	Súper alta frecuencia	SHF
30-300 GHz	Extra alta frecuencia	EHF

6.15. Tipos de Modulaciones

Las frecuencias de portadora se eligen cuidadosamente para permitir que solo un transmisor transmita en una frecuencia específica y evitar así las interferencias. Además, estas frecuencias se seleccionan de manera que sean lo suficientemente altas para que las antenas tengan un tamaño manejable (Sundberg, 1986; Trojovský & Dehghani, 2022).

Existen tres métodos básicos para inyectar información en una señal de alta frecuencia:

- Variando su amplitud (amplitude modulation, AM)
- Variando su frecuencia (frequency modulation, FM)
- Variando su fase (Phase modulation, PM)

6.16. Portadora de Alta Frecuencia

La siguiente ecuación es la expresión matemática de una onda senoidal, que se puede considerar como una representación de una portadora de alta frecuencia.

$$v(t) = V_p \text{sen}(\omega t + \varphi)$$

Dónde: v = valor instantáneo

V_p = Valor pico

ω = Velocidad angular = $2\pi f$

φ = Desplazamiento de fase (radianes)

6.17. Diversas Técnicas de Modulación

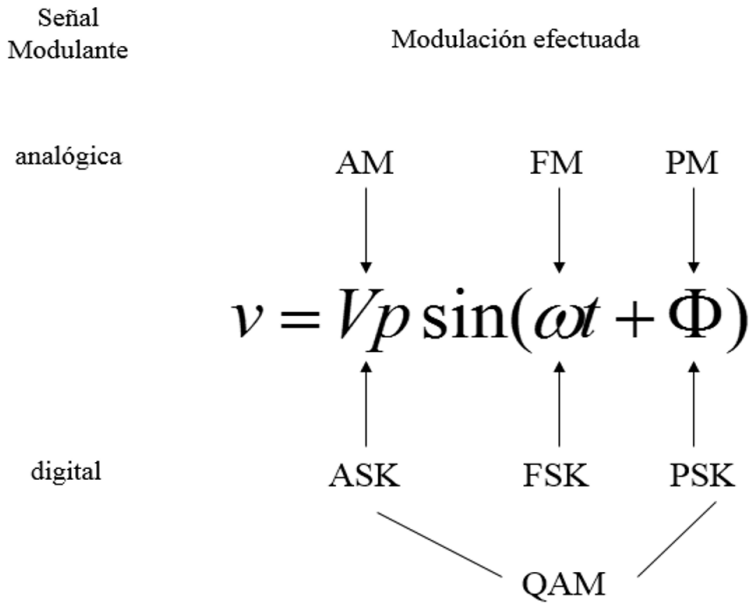


Fig. 73. Técnicas de Modulación

6.18. Mezcla de Señales

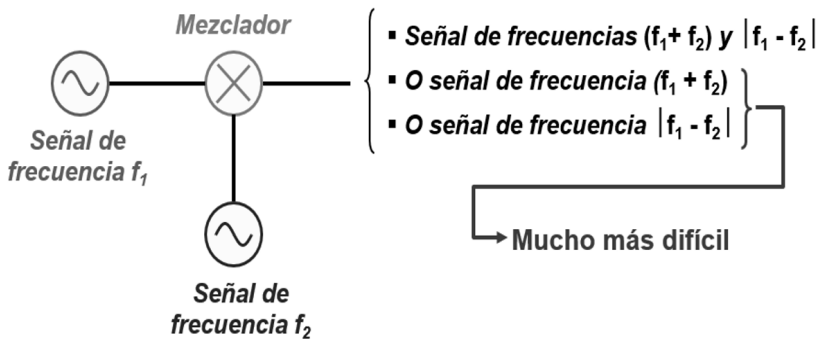


Fig. 74. Mezcla de Señales.

El concepto central consiste en generar una señal cuya frecuencia sea el resultado de la suma o la diferencia de las frecuencias de otras dos señales (Ver Fig. 74).

Mezclador que genera (f_1+f_2) y $|f_1 - f_2|$

$$f_1 = 3 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 5 \text{ MHz}$$

$$f_2 - f_1 = 2 \text{ MHz}$$

$$f_1 + f_2 = 8 \text{ MHz}$$

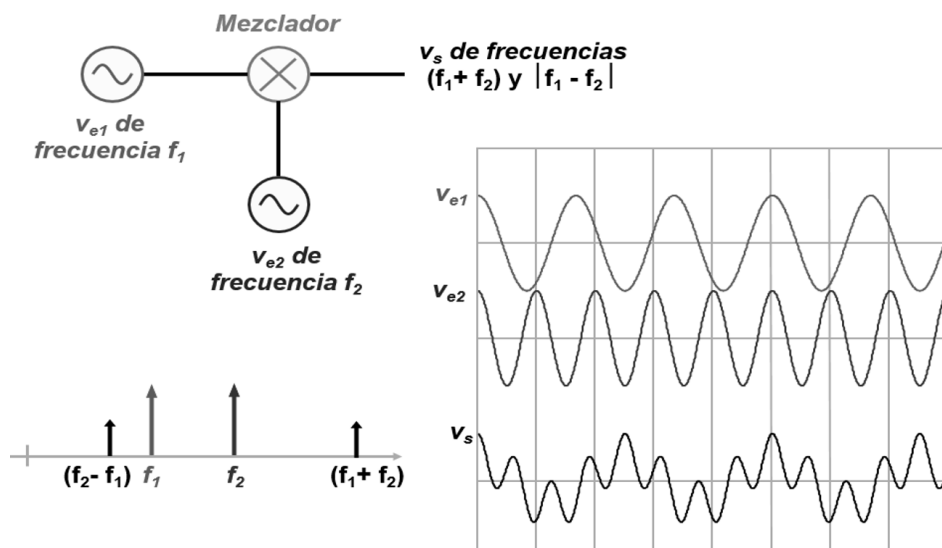


Fig. 75. Concepto de Mezcla de Señales.

¿Cómo generar una señal con frecuencias (f_1+f_2) y $|f_1 - f_2|$ partiendo de dos de frecuencias f_1 y de f_2 ?

Un poco de trigonometría:

$$\cos(A+B) = \cos A \cdot \cos B - \sin A \cdot \sin B$$

$$\cos(A-B) = \cos A \cdot \cos B + \sin A \cdot \sin B$$

Luego:

$$\cos A \cdot \cos B = 0,5 [\cos(A+B) + \cos(A-B)] \quad (1)$$

$$\text{sen}A \cdot \text{sen}B = 0,5[\cos(A-B) - \cos(A+B)] \quad (2)$$

$$\text{sen}(A+B) = \text{sen}A \cdot \cos B + \text{sen}B \cdot \cos A$$

$$\text{sen}(A-B) = \text{sen}A \cdot \cos B - \text{sen}B \cdot \cos A$$

Luego:

$$\text{sen}A \cdot \cos B = 0,5[\text{sen}(A+B) + \text{sen}(A-B)] \quad (3)$$

$$\text{sen}B \cdot \cos A = 0,5[\text{sen}(A+B) - \text{sen}(A-B)] \quad (4)$$

$$\cos(2A) = \cos^2 A - \text{sen}^2 A$$

$$1 = \cos^2 A + \text{sen}^2 A$$

Luego:

$$\cos^2 A = 0,5[1 + \cos(2A)] \quad (5)$$

$$\text{sen}^2 A = 0,5[1 - \cos(2A)] \quad (6)$$

Se particulariza al caso de señales (usando la expresión (1)):

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t = 0,5 \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t + 0,5 \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

Donde: $\omega_1 + \omega_2$ es la componente de frecuencia $f_1 + f_2$

$\omega_1 - \omega_2$ es la componente de frecuencia $|f_1 - f_2|$

Simplemente multiplicar las señales es suficiente para obtener la señal deseada. Lo mismo ocurre con las expresiones (2) a (4), pero con ciertos desfases.

¿Qué ocurre si las señales que se combinan no están en sincronía de fase?

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos(\omega_2 t + f) = 0,5 \cdot \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + f] + 0,5 \cdot \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - f]$$

Donde: $\omega_1 + \omega_2$ es la componente de frecuencia $f_1 + f_2$

$\omega_1 - \omega_2$ es la componente de frecuencia $|f_1 - f_2|$

El desfase 'f' solo ocasiona discrepancias o desfases en la fase, sin generar nuevas componentes (Sundberg, 1986).

6.18.1. ¿Cómo multiplicar dos señales (I)?

Usando un multiplicador analógico clásico $\mathcal{P}$ no adecuado para alta frecuencia.

Usando dispositivos de respuesta cuadrática:

$$v_s = V_0 + k(V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t)^2 =$$

$$V_0 + k \cdot (V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2V_1 \cos \omega_1 t \cdot V_2 \cos \omega_2 t); \text{ se usan (1) y (5):}$$

$$v_s = V_0 + 0,5kV_1^2 + 0,5kV_2^2 + 0,5kV_1^2 \cos(2\omega_1 t) + 0,5kV_2^2 \cos(2\omega_2 t) \\ + kV_1 V_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + kV_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

Donde: $V_0 + 0,5kV_1^2 + 0,5kV_2^2$ es la componente continua

$0,5kV_1^2 \cos(2\omega_1 t)$ es la componente de frecuencia $2f_1$

$0,5kV_2^2 \cos(2\omega_2 t)$ es la componente de frecuencia $2f_2$

$kV_1 V_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t$ es la componente de frecuencia $f_1 + f_2$

$kV_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ es la componente de frecuencia $|f_1 - f_2|$

Acá sobran las componentes de continua y de frecuencias $2f_1$ y $2f_2$.

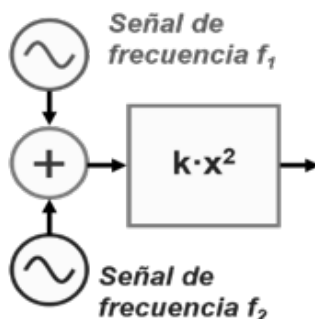


Fig. 76. Resultado de una Mezcla de Señales (I).

6.18.2. ¿Cómo multiplicar dos señales (II)?

Usando dispositivos de respuesta proporcional + cuadrática:

$$v_s = V_0 + k_A (V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t) + k_B (V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t)^2 =$$

$V_0 + k_A (V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t) + k_B (V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2V_1 \cos \omega_1 t \cdot V_2 \cos \omega_2 t)$; se usan (1) y (5):

$$v_s = V_0 + 0,5k_B V_1^2 + 0,5k_B V_2^2 + k_A V_1 \cos \omega_1 t + k_A V_2 \cos \omega_2 t + 0,5k_B V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + 0,5k_B V_2^2 \cos(2\omega_2 t) + k_B V_1 V_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + k_B V_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

Donde: $V_0 + 0,5k_B V_1^2 + 0,5k_B V_2^2$ es la componente continua

$k_A V_1 \cos \omega_1 t$ es la componente de frecuencia f_1

$k_A V_2 \cos \omega_2 t$ es la componente de frecuencia f_2

$0,5k_B V_1^2 \cos(2\omega_1 t)$ es la componente de frecuencia $2f_1$

$0,5k_B V_2^2 \cos(2\omega_2 t)$ es la componente de frecuencia $2f_2$

$k_B V_1 V_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t$ es la componente de frecuencia $f_1 + f_2$

$k_B V_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ es la componente de frecuencia $|f_1 - f_2|$

Acá sobran las componentes de continua y de frecuencias $f_1, f_2, 2f_1$ y $2f_2$.

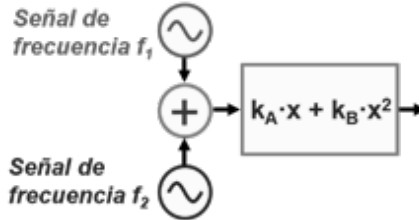


Fig. 77. Resultado de una Mezcla de Señales (2).

6.18.3. ¿Cómo multiplicar dos señales (III)?

Usando dispositivos de respuesta no lineal (en general):

$$v_s = V_0 + k_A (V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t) + k_B (V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t)^2 + k_C (V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t)^3$$

Se fija en el último término:

$$(V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t)^3 = V_1^3 \cos^3 \omega_1 t + V_2^3 \cos^3 \omega_2 t + 3V_1^2 \cos^2 \omega_1 t \cdot V_2 \cos \omega_2 t + 3V_1 \cos \omega_1 t \cdot V_2^2 \cos^2 \omega_2 t$$

Se analiza cada término:

$$\cos^3 \omega_1 t = \cos \omega_1 t \cdot 0,5[1 + \cos(2\omega_1 t)] = 0,75\cos \omega_1 t + 0,25\cos(3\omega_1 t)$$

$$\cos^3 \omega_2 t = 0,75\cos \omega_2 t + 0,25\cos(3\omega_2 t)$$

$$\cos^2 \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t = 0,5[1 + \cos(2\omega_1 t)] \cdot \cos \omega_2 t = 0,5 \cdot \cos \omega_2 t + 0,5 \cdot \cos(2\omega_1 t) \cdot \cos \omega_2 t = 0,5 \cdot \cos \omega_2 t + 0,25 \cdot \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + 0,25 \cdot \cos(2\omega_1 - \omega_2)t$$

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos^2 \omega_2 t = 0,5 \cdot \cos \omega_1 t + 0,25\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + 0,25\cos(2\omega_2 - \omega_1)t$$

Finalmente habrá componentes:

Deseadas: $(f_1 + f_2)$ y $|f_1 - f_2|$

Indeseadas: $f_1, f_2, 2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2, 4f_1, 4f_2, \dots, (2f_1 + f_2), |2f_1 - f_2|, (2f_2 + f_1), |2f_2 - f_1|, (3f_1 + f_2), |3f_1 - f_2|, (3f_2 + f_1), |3f_2 - f_1|, (2f_1 + 2f_2), |2f_1 - 2f_2|, \dots$

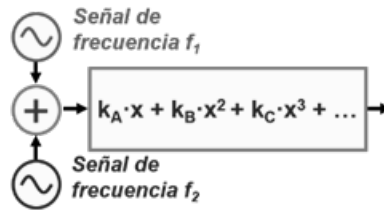


Fig. 78. Resultado de una Mezcla de Señales (3).

Ejemplo 6.1: Dispositivo cuadrático con: $V_0=0$ $V_1=V_2$ $k=0,5$.

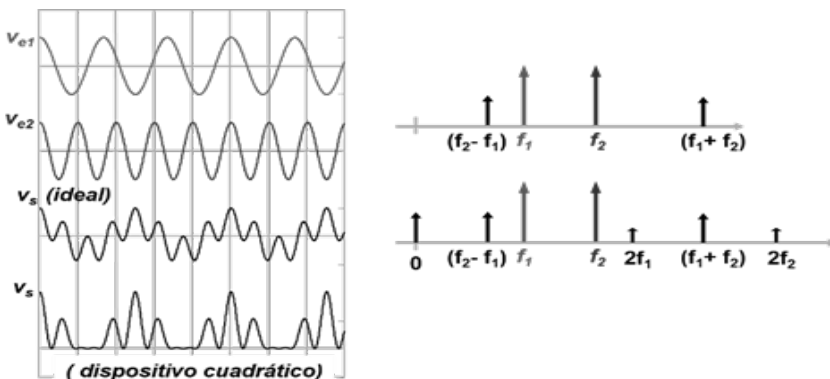


Fig. 79. Ubicación de la Mezcla de Señales en frecuencia (1).

Es más complejo hacer el proceso de filtrado del caso real (cuadrático) para aislar una única frecuencia.

Ejemplo 7.2: Dispositivo proporcional + cuadrático con:

$$V_0=0 \quad V_1=V_2 \quad k_A=0,25 \quad k_B=0,5$$

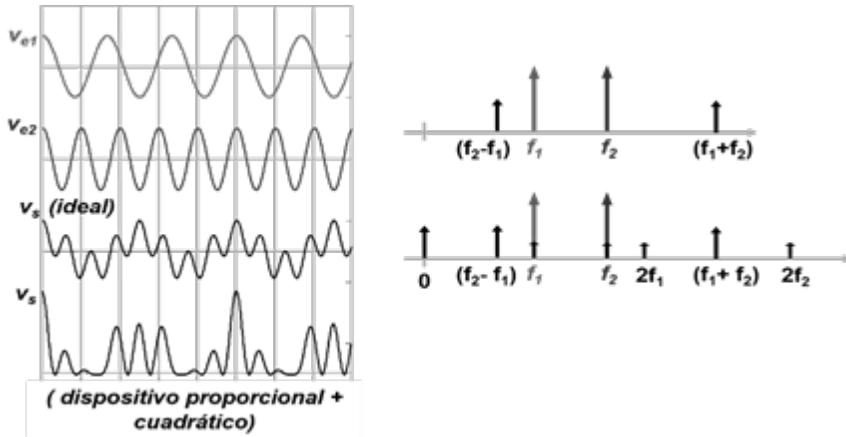


Fig. 80. Ubicación de la Mezcla de Señales en frecuencia (2).

Más difícil de filtrar para aislar una única frecuencia.

¿Cuál es la razón detrás de la importancia de que el mezclador produzca la menor cantidad de componentes posible en su mezcla?

Esto es esencial para simplificar el proceso de filtrado y, aún más crucial, para facilitar el filtrado en situaciones donde las señales de entrada no son puras señales senoidales (Tomasi, 2003, Stremler, 2008).

Mezclador ideal. Componentes de frecuencias:

$$(f_{1A}+f_2), (f_{1B}+f_2), |f_{1A}-f_2| \text{ y } |f_{1B}-f_2|$$

Mezclador cuadrático. Componentes de frecuencias:

$$0, (f_{1A}+f_2), (f_{1B}+f_2), |f_{1A}-f_2|, |f_{1B}-f_2|, 2f_{1A}, 2f_{1B} \text{ y } 2f_2$$

Mezclador proporcional + cuadrático. Componentes de frecuencias:

$$0, (f_{1A}+f_2), (f_{1B}+f_2), |f_{1A}-f_2|, |f_{1B}-f_2|, f_{1A}, f_{1B}, f_2, 2f_{1A}, 2f_{1B} \text{ y } 2f_2$$

Aún más difícil de filtrar para aislar una única frecuencia.

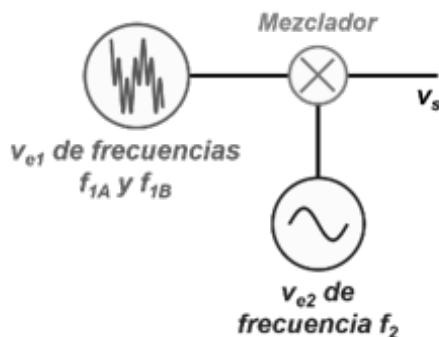


Fig. 81. Mezcla de Señales en frecuencia.

6.19. Factores que Influyen en las Comunicaciones Electrónicas

Antes de adentrarse en los pormenores de cada uno de los elementos relacionados con las comunicaciones, resulta fundamental tener un conocimiento previo de varios factores que ejercen influencia en las comunicaciones, tales como (Tomasi, 2003):

- La medida que generalmente mide el desempeño en las comunicaciones es el dB (decibel)
- El Ruido Eléctrico
- El Ancho de Banda.

6.20. Limitaciones en las comunicaciones

Existen los tecnológicos y los físicos.

En los físicos influye:

- Ancho de banda (BW): $B = f_{max} - f_{min}$
- Ruido: Térmico y de disparo

La capacidad del sistema se puede analizar con:

- Ley de Hartley: $I \propto B \times t$
- Ley de Shannon: $C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$ y $C = 3.32 \log_{10} \left(1 + \frac{S}{N} \right)$

6.21. Capacidad de un Canal

La capacidad de un canal se conoce como su velocidad, medida en bps (bits por segundo), y representa la velocidad a la que se pueden transmitir datos en el canal o línea de comunicación. Las restricciones de ancho de banda provienen de las propiedades físicas del medio de transmisión o de las limitaciones deliberadas aplicadas al transmisor para prevenir interferencias con otras fuentes que comparten el mismo medio.

A medida que el ancho de banda aumenta, también aumenta el costo del canal. El objetivo es alcanzar la máxima velocidad posible dentro de un ancho de banda limitado, sin sobrepasar la tasa de error permitida. Sin embargo, el principal obstáculo para lograr esto es la presencia de RUIDO (Carlson, 2007; Tomasi, 2003; Sze, 2021).

6.22. Ancho de banda de Nyquist

Nyquist postuló en su teorema un canal que estuviera libre de ruido en su forma ideal, lo que significa que el límite de la velocidad de transmisión en ese canal está determinado únicamente por su ancho de banda (Carlson, 2007; Tomasi, 2003; Lee, et al., 2023).

El teorema de Nyquist establece que la velocidad máxima de transmisión en bits por segundo para un canal (libre de ruido) con un ancho de banda B (Hz) es:

$$C = 2B \log_2 M$$

Donde: M = número de niveles de la señal

Si $M=2$ entonces $\log_2(2)=1$, por lo tanto: $C=2B$

Ejemplo 6.2 Nyquist: Si asumimos que un canal de voz con un ancho de banda de 3100 Hz se emplea con un módem para transmitir datos digitales utilizando 2 niveles de señalización, la capacidad C del canal sería igual a $2B$, lo que equivale a 6200 bps (bits por segundo), $2B=6200$ bps.

En caso de que se utilicen señales con más de 2 niveles, lo que significa que cada elemento de la señal puede representar más de 2 bits, como, por ejemplo, si se emplea una señal con cuatro niveles de voltaje en la modulación, en este caso cada elemento de la señal podría representar dos bits, conocidos como "dibits" (Carlson, 2007; Tomasi, 2003; Rashed, 2023).

Si aplicamos la fórmula de Nyquist a esta situación, obtenemos:

$$C=2B\log_2 (4)=2(3100)(2)=12,400bps$$

6.23. El concepto de Shannon – Hartley

A medida que aumenta la velocidad de transmisión en presencia de un nivel de ruido constante, también tiende a aumentar la tasa de errores en la comunicación.

Ejemplo 6.3 Shannon – Hartley: Existen dos velocidades y hay un ruido de 0.5 seg en las dos

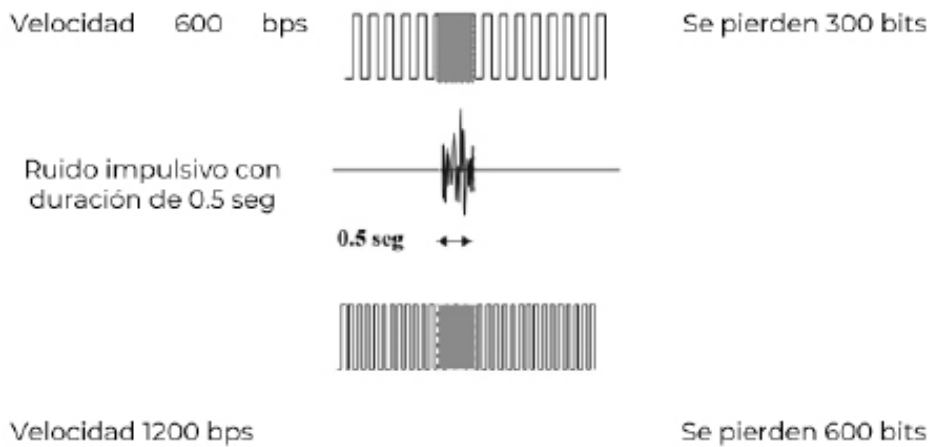


Fig. 82. Velocidades en una señal de 600bps y 1200bps.

El teorema de Shannon determina que:

$$C=B*\log(1+S/N)$$

Donde: C= capacidad teórica máxima en bps

B= ancho de banda del canal Hz.

S/N= relación de señal a ruido, S y N dados en watts.

Ejemplo 6.3 Shannon: Supóngase que el espectro de un canal está situado entre 3Mhz y 4Mhz y que la SNR es de 24 dB.

$$B=4\text{Mhz}-3\text{Mhz}=1\text{Mhz}$$

$$\text{SNR}=24\text{dB}=10\log_{10}(\text{SNR})=251$$

Usando la fórmula de Shannon se tiene que:

$$C=10^6 \log_2(1+251)=8\text{Mbps}$$

Este es un límite teórico difícil de alcanzar.

Según Nyquist para alcanzar este límite ¿Cuántos niveles serán requeridos?

$$C=2B \log_2 M=8*10^6=2*10^6* \log_2 M$$

$$4=\log_2 M \text{ entonces } M=16 \text{ niveles}$$

Para un nivel de ruido determinado, parece posible aumentar la velocidad en baudios al incrementar tanto la intensidad de la señal como el ancho de banda. Sin embargo, conforme la energía de la señal se incrementa, también aumenta la no linealidad del sistema, generando un aumento en el ruido de intermodulación. Dado que se asume que el ruido es de tipo blanco, un aumento en el ancho de banda introduce más ruido en el sistema. Consecuentemente, al aumentar B, la relación señal/ruido (SNR) disminuye (Carlson, 2007; Tomasi, 2003; Mahdi et al., 2023).

6.24. Capacidad de transmisión, y el Límite de Shannon

Resumiendo, entonces de acuerdo con las limitaciones en las comunicaciones la capacidad de transmisión, y el límite de Shannon.

La capacidad de transmisión (C , information rate) de un sistema, se mide en $\text{bits/seg}(\text{bps})$, y representa la cantidad de información que el canal puede transportar, y también mide la velocidad a la que se está transmitiendo la información. En otras palabras, es la cantidad de bits transmitidos por unidad de tiempo. La Ley de Shannon-Hartley establece que la capacidad máxima de transmisión C de un canal con ruido, en función de la relación de potencia señal a ruido, se expresa como:

$$C = BW \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 BW} \right) \text{ bits/seg}$$

Donde: BW = ancho de banda

P = potencia promedio de la señal recibida

N_0 = densidad espectral de potencia de ruido

Por lo tanto $N_0 BW$ = potencia promedio del ruido recibido

La capacidad de un específico canal (que es una medida de T_{xon}) se mide en bits/seg y está limitada por la anchura de banda BW y por la relación S/N . En términos de eficiencia resulta:

$$E = \log_2 (1 + S/N) \text{ bps/hz} (E = V_t/BW)$$

Se cumple por tanto que:

$$C = BW * E$$

Es decir, la eficiencia máxima depende de la calidad del canal:

$$C = BW \log_2 (1 + S/N)$$

Ejemplo 3.4: Dentro de un sistema telefónico convencional se usa una relación de ruido de 30dB que equivalen a un $S/N=1000/1$. Por tanto:

$$C = 2 * 3100 * \log_2 (1 + 1000) = 30.894 \text{ bps.}$$

6.25. Capacidad para diferentes medios

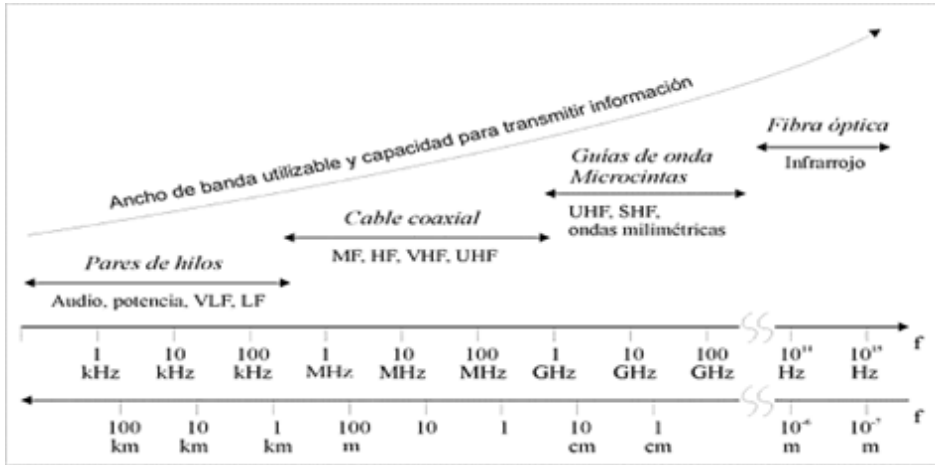


Fig. 83. Correlación de la frecuencia y la longitud de onda para definir la capacidad de un sistema.

De acuerdo con las limitaciones en las comunicaciones la Capacidad de transmisión, y el Límite de Shannon:

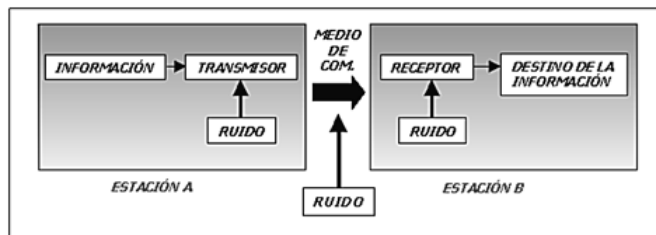


Fig. 84. Diagrama de un sistema de comunicación que incluye ruido.

En la teoría de la información, el teorema de Shannon-Hartley se aplica a canales con ruido y es una derivación del teorema de codificación. Un escenario común implica un canal de comunicación analógico continuo en el tiempo con ruido gaussiano. El teorema establece un límite superior en la capacidad del canal, determinando la máxima cantidad de datos digitales que se pueden transmitir sin error. Estos datos pueden ser transmitidos como elementos de información a

través del enlace de transmisión con un ancho de banda específico y en presencia de interferencias (Couch, 2013; Moparthi et al., 2023).

La capacidad de transmisión (C, tasa de información) de un sistema se mide en bits por segundo (bps) e indica cuánta información el canal puede transportar. Esta medida también representa la velocidad de transmisión de información, es decir, el número de bits transmitidos en una unidad de tiempo (Blake, 2006; (Mulaosmanovic, 2020).

El teorema de Shannon-Hartley establece que la máxima capacidad de transmisión alcanzable C de un canal con ruido, en términos de la relación señal/ruido de potencia, se expresa de la siguiente manera:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \left[\frac{\text{bits}}{\text{seg}} \right] [\text{bps}]$$

Donde: W = ancho de banda

P = Potencia promedio de la señal recibida

N_0 = Densidad espectral de potencia de ruido

Por lo tanto $N_0 W$ = potencia promedio del ruido recibido

La capacidad de un canal (que es una medida de Txon) se mide en bits\seg y está limitada por la anchura de banda W y por la relación S/N. En términos de eficiencia resulta:

$$C = \log_2 (1+S/N) \text{ bps/hz (E=Vt/W)}$$

Se cumple por tanto que:

$$C = W * E$$

Es decir, la eficiencia máxima depende de la calidad del canal:

$$C=W\log_2 (1+S/N)$$

Ejemplo: En el sistema telefónico convencional se maneja una relación de ruido de 30dB que equivalen a un:

$$S/N=1000/1.$$

Por tanto: $C = 2*3100*\log_2 (1+1000)=30.894\text{bps.}$

6.26. Ley de Hartley

En el mismo año, Hartley desarrolló una técnica para cuantificar la información y su velocidad de transmisión por un canal de comunicación. Esta técnica, luego denominada la ley de Hartley, se convirtió en un precursor significativo del complejo concepto de la capacidad del canal de Shannon (Tomasi, 2003; Tropena, 2006).

Hartley estableció que la cantidad máxima de pulsos discretos que pueden ser transmitidos y recibidos de manera confiable a través de un canal de comunicación está limitada por el rango dinámico de la amplitud de la señal y la precisión con la cual el receptor puede diferenciar entre niveles de amplitud diferentes (Lathi, 2004; Pérez Santacruz, 2022).

De manera especial, si la amplitud de propagación de la señal está limitada a un intervalo de valores definido como $[-A \dots +A]$ voltios y la precisión del receptor es de $\pm \Delta V$ voltios, entonces habrá un número distinto de pulsos, y la relación estaría dada por:

$$M = 1 + \frac{A}{\Delta V}$$

Utilizando la información como el logaritmo de la cantidad de mensajes únicos que pueden ser transmitidos, Hartley procedió a desarrollar una medida de la información que está relacionada con el ancho de banda del canal y el tiempo utilizado. En ocasiones, estas proporciones solo se consideran al citar la ley de Hartley (Tomasi, 2003).

Luego, Hartley combinó la observación de Nyquist con su propia cuantificación de la calidad del canal o del ruido en términos del número de niveles de pulsos que pueden ser distinguidos de manera confiable, denominados "M", para llegar a una medida de la velocidad a la que la información puede ser obtenida (Carlson, 2007).

La ley de Hartley se expresa cuantitativamente de manera convencional como la tasa de información alcanzable de R bits por segundo (bits/seg):

$$R = 2B \log_2(M)$$

6.27. Comparación de la capacidad de Shannon con la ley de Hartley

Al comparar la capacidad del canal con la tasa de información definida en la ley de Hartley, es posible determinar el número de niveles "M" que pueden ser efectivamente distinguibles:

$$2B \log_2(M) = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad M = \sqrt{1 + \frac{S}{N}}$$

La raíz cuadrada efectivamente convierte la relación de potencia a voltaje, lo que hace que el número de niveles esté aproximadamente en proporción a la relación entre la raíz cuadrada media de la amplitud de la señal y la desviación estándar del ruido. La semejanza entre la capacidad de Shannon y la ley de Hartley no debe explicarse porque los niveles de pulso "M" puedan ser transmitidos literalmente sin confusión. Se necesitan más niveles para permitir el cifrado redundante y la corrección de errores, pero la tasa de datos netos alcanzable mediante el cifrado es equivalente a la utilización de "M" en la ley de Hartley (Blake, 2006).

Aproximaciones

Para las relaciones señal/ruido que sean grandes o de tamaño pequeño y que tengan un comportamiento constante, la fórmula de la capacidad puede ser aproximada:

$$\text{Si} \quad \frac{S}{N} \gg 1,$$

$$\text{Entonces} \quad C \approx 0.332 \cdot B \cdot SNR(\text{endB})$$

$$\text{Donde} \quad SNR(\text{en dB}) = 10 \log_{10} \frac{S}{N}$$

$$\text{De manera análoga, si } S/N \ll 1, \text{ entonces } C \approx 1.44 \cdot B \cdot \frac{S}{N}$$

En esta simplificación poco precisa de la SNR (relación señal-ruido), la potencia resulta independiente del ancho de banda cuando el ruido es blanco y su densidad espectral es de N_0 vatios por hercio (W/Hz). En este contexto, la potencia total del ruido es:

$$C \approx 1.44 \cdot \frac{S}{N_0}$$

El teorema de Shannon-Hartley establece que es posible transmitir información sin interferencias, es decir, sin ruido, siempre que la tasa de información no exceda la capacidad del canal. En consecuencia, a medida que disminuye la relación S/N (señal-ruido), es decir, cuando la calidad de la señal se acerca más al ruido, la capacidad del canal también se reduce. No obstante, este poder máximo es inalcanzable en la práctica, ya que la fórmula de Shannon no considera factores como el ruido impulsivo, la atenuación o la distorsión, que son comunes en situaciones reales. En realidad, representa un límite teórico máximo que no puede alcanzarse en condiciones reales (Feher, 2004; Abasi et al., 2023).

Ejemplo 8.3: Definir cuánto nivel de S/N se requiere para transmitir sobre la capacidad del canal telefónico, en el caso de 56,000 bps.

De la fórmula de Shannon:

$$C = B \log_2 \left(\frac{S}{N} + 1 \right) = \text{bps} = B \log_2 \left(10^{\frac{\text{dB}}{10}} + 1 \right)$$

Despejando los dB:

$$\frac{\text{bps}}{B} = \log_2 \left(10^{\frac{\text{dB}}{10}} + 1 \right)$$

$$2^{\frac{\text{bps}}{B}} = 10^{\frac{\text{dB}}{10}} + 1$$

$$10^{\frac{\text{dB}}{10}} = 2^{\frac{\text{bps}}{B}} - 1$$

$$\frac{dB}{10} = \log_{10} \left(2^{\frac{bps}{B}} - 1 \right)$$

$$dB = 10 * \log_{10} \left(2^{\frac{bps}{B}} - 1 \right)$$

Sustituyendo:

$$B = 3,000 \text{ y } bps = 56,000$$

$$dB = 10 * \log_{10} \left(2^{\frac{56,000}{3,000}} - 1 \right)$$

$$dB = \frac{S}{N} = 56.2 \text{ dB}$$

Esto implica que, si se pretende superar el límite establecido por el teorema de Shannon, es necesario incrementar el nivel de relación señal-ruido (S/N) (Carlson, 2007; (Haykin, 2005; Tomasi, 2003).

TRANSMISIÓN EN AMPLITUD MODULADA

Resumen

La modulación se describe como el procedimiento de insertar una señal de baja frecuencia con información en una señal portadora de alta frecuencia. Esta señal portadora óptima se refiere a menudo como una señal de radiofrecuencia (RF). Si se fusionan dos ondas sinusoidales de distintas frecuencias de manera lineal, asimilando una señal inteligente y una portadora, el resultado sería una simple suma algebraica de sus amplitudes, como se ilustra a continuación.

Palabras clave: Señal, Portadora, Superposición, Frecuencia, Modulador.

Abstract

Modulation is described as the procedure of inserting a low-frequency information signal into a high-frequency carrier signal. This optimal carrier signal is often referred to as a radio frequency (RF) signal. If two sine waves of different frequencies were merged in a linear fashion, assimilating a smart signal and a carrier, the result would be a simple algebraic sum of their amplitudes, as illustrated below.

Keywords: Signal, Carrier, Superposition, Frequency, Modulator.

7.1. Adición lineal de dos ondas senoidales

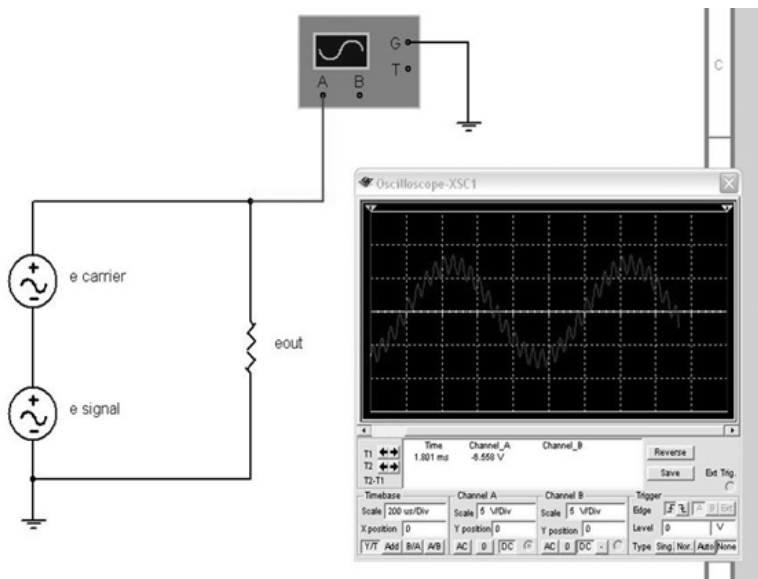


Fig. 85. Esquema de una Sumatoria de ondas sinusoidales.

7.1.1. Consideraciones

La señal resultante de la suma lineal no es apropiada para la transmisión. Si se envía de esta manera, el receptor solo percibirá la señal portadora, ya que las señales de baja frecuencia no se propagan tan eficazmente como las ondas de radio.

7.1.2. El método

El método empleado para fusionar la señal inteligente con la señal portadora implica el uso de un dispositivo no lineal. La unión de estas dos señales a través de un dispositivo no lineal ocasiona (Blake, 2006):

- Un nivel de corriente continua (DC).
- Componentes inherentes a las dos frecuencias fundamentales.
- Componentes resultantes de la suma y resta de las frecuencias fundamentales.
- Armónicos derivados de las dos frecuencias originales.

7.1.3. Combinación No Lineal

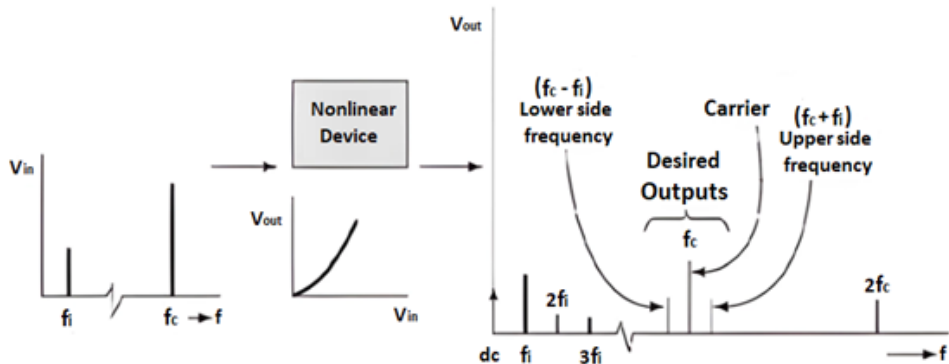


Fig. 86. Mezcla no lineal de dos señales.

7.1.4. Resultado

Como resultado de la combinación no lineal se obtiene lo visto en la diapositiva anterior

Las componentes de frecuencia obtenidas son:

- $(f_c - f_i)$ es llamada de lower-side frequency
- f_c es llamada carrier frequency (frecuencia de portadora)
- $(f_c + f_i)$ es llamada de upper-side frequency

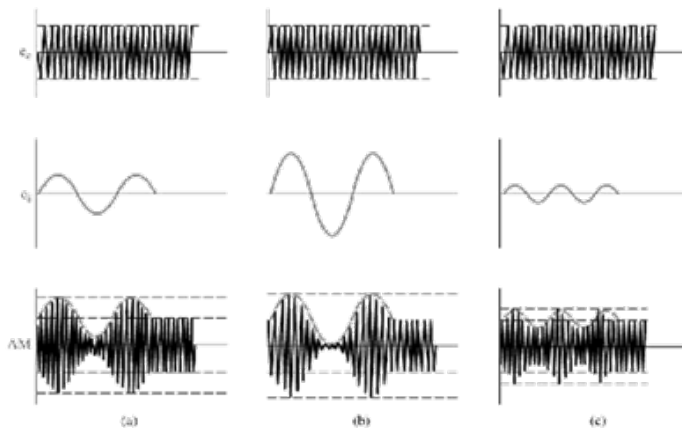


Fig. 87. Forma de onda de AM, bajo la variación de las condiciones de la señal de información.

7.2. Modulación AM

Basándonos en lo que hemos observado previamente, podemos llegar a la conclusión de que tanto la parte superior como la inferior de la envolvente de la forma de onda de modulación de amplitud (AM) reflejan la amplitud y la frecuencia de la señal inteligente. Es importante destacar que existen situaciones en las que se produce un cambio de fase de 180° (Miller, 2002).

7.2.1. Ecuación AM

La ecuación para la forma de onda AM (envolvente) será:

$$e = (E_c + E_i \sin \omega_i t) * \sin \omega_c t$$

La multiplicación de la forma de onda de la portadora con la señal inteligente dará como resultado la suma y la diferencia de las dos frecuencias.

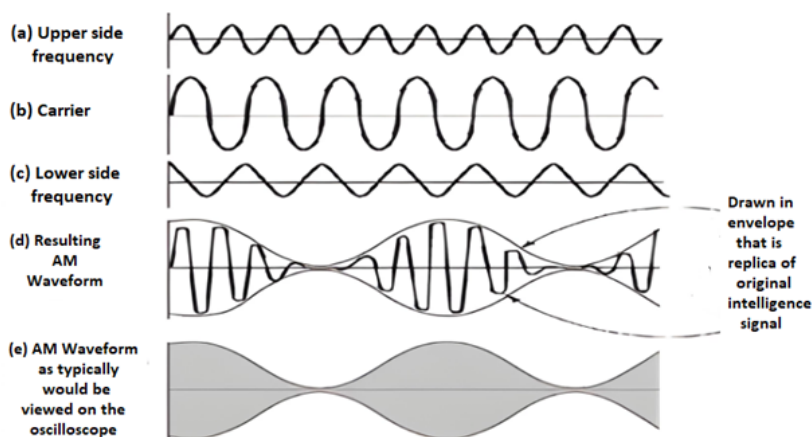


Fig. 88. Portadora y componentes de frecuencia laterales resultantes en una forma de onda de AM.

7.2.2. Consideraciones

La envolvente es el resultado de combinar de manera no lineal la portadora con dos señales de menor amplitud, situadas a cada lado de la portadora y espaciadas en frecuencia.

Hasta ahora se ha presentado la portadora de modulación con una señal inteligente puramente sinusoidal. Sin embargo, en la mayoría de los sistemas, la señal inteligente es una forma de onda más compleja que contiene múltiples componentes de frecuencia (Enrique, 2004; Feng, 2023).

7.2.3. Modulación por una Banda de Frecuencias Inteligentes

Por ejemplo, la voz humana contiene componentes de frecuencia que van desde 200 Hz hasta 3 kHz. Si esta señal se utiliza para modular, se generarán bandas amplias de frecuencia a ambos lados de la portadora.

Estas dos bandas generadas son conocidas como Banda Lateral Inferior y Banda Lateral Superior.

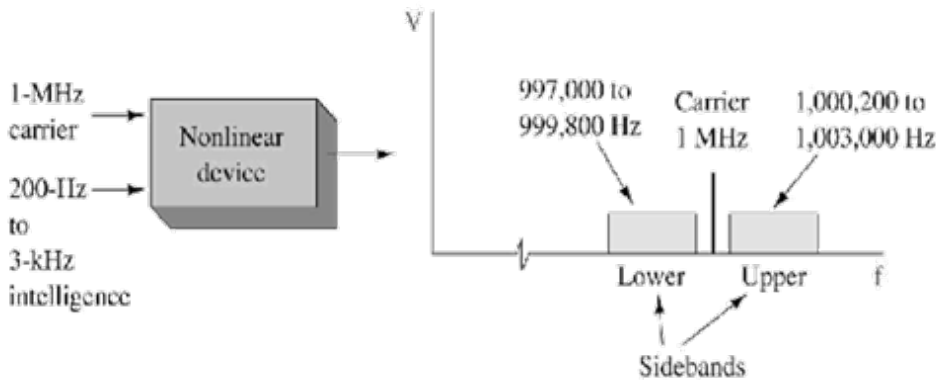


Fig. 89. Modulación por una banda de frecuencias inteligentes.

Ejemplo 7.1: Una señal portadora con una frecuencia de 1.4 MHz es sometida a modulación por una señal de música que abarca un rango de frecuencias desde 20 Hz hasta 10 kHz. En este contexto, se busca determinar el intervalo de frecuencias que emerge como resultado de las bandas laterales inferior y superior en el proceso de modulación.

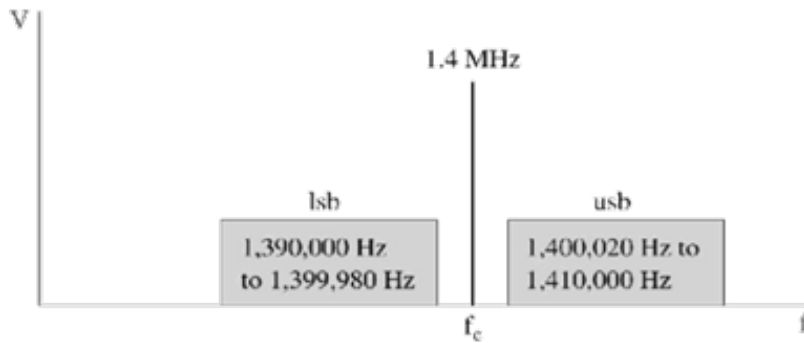


Fig. 90. Solución del ejemplo 7.1.

Solución:

- La banda lateral superior:

$$1,400,000 \text{ Hz} + 20\text{Hz} = 1,400,020 \text{ Hz}$$

$$1,400,000 \text{ Hz} + 10,000 \text{ Hz} = 1,410,000 \text{ Hz}$$

- La banda lateral inferior:

$$1,400,000 \text{ Hz} - 10,000 \text{ Hz} = 1,390,000 \text{ Hz}$$

$$1,400,000 \text{ Hz} - 20\text{Hz} = 1,399,980 \text{ Hz}$$

7.2.4. AM – DSBFC (Double Sideband Full Carrier)

Aunque existen diversas formas de modulación de amplitud, una de las más comunes es la modulación de amplitud de portadora de máxima potencia con doble banda lateral (DSBFC, por sus siglas en inglés), también conocida como AM convencional o simplemente AM (Tomasi, 2003; Simon, 2022).

7.2.5. Espectro de Frecuencias de una Onda AM (DSBFC)

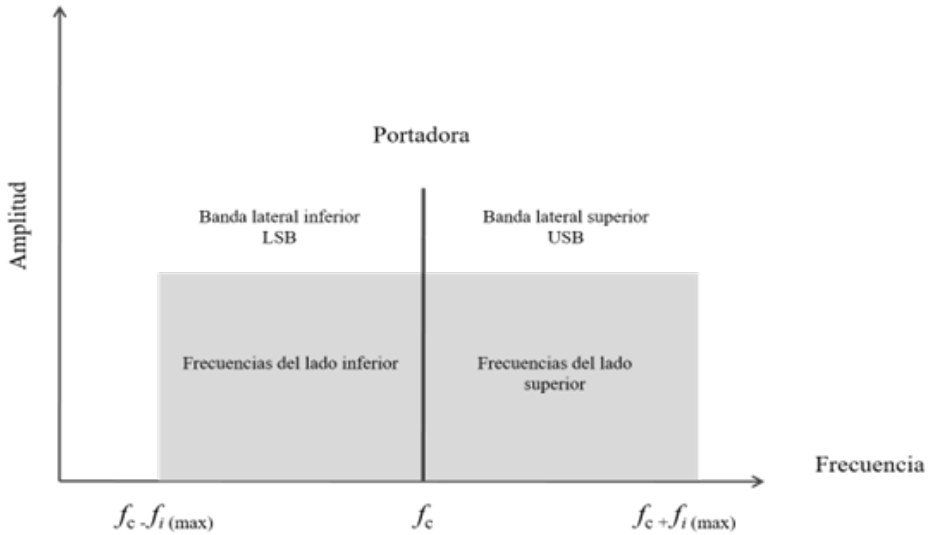


Fig. 91. Espectro de Frecuencias de AM en DSBFC.

7.2.6. Ancho de banda para AM - DSBFC

La amplitud de la banda (BW) de la onda AM DSBFC se calcula como la diferencia entre la frecuencia máxima en el lado superior y la frecuencia mínima en el lado inferior, lo que equivale a 12 veces la frecuencia máxima de la señal inteligente (la señal modulante):

$$BW=2f_i(max)$$

Para transmitir ondas de radio, la portadora y todas las frecuencias en la banda lateral deben ser lo suficientemente altas para viajar lo suficientemente lejos y elevadas en la atmósfera, para poder propagarse (Tomasi, 2003).

Ejemplo 7.2: Un problema propuesto, puede ser tener un modulador DSBFC de AM con frecuencia de portadora de 100 kHz y una señal inteligente con frecuencia máxima de 5 kHz, como una labor se puede determinar:

- Límites de frecuencia de las bandas laterales
- Ancho de banda
- Frecuencias de lado superior e inferior, que se producen cuando la señal inteligente es un tono de frecuencia única de 3 kHz
- Trazar el espectro de frecuencias de salida

7.3. Representación Fasorial de una Onda AM

La envolvente de la modulación AM, con una señal inteligente de frecuencia única, surge de la suma vectorial entre la portadora y las frecuencias de la banda lateral superior e inferior. Estas dos frecuencias laterales se combinan de manera que su resultado se acopla al vector de la portadora. El concepto de fase total es útil para comprender cómo se entrelazan la portadora y las bandas laterales para crear la onda AM. Esta noción también facilitará la comprensión de otros conceptos en el campo de las comunicaciones (Carlson, 2007).

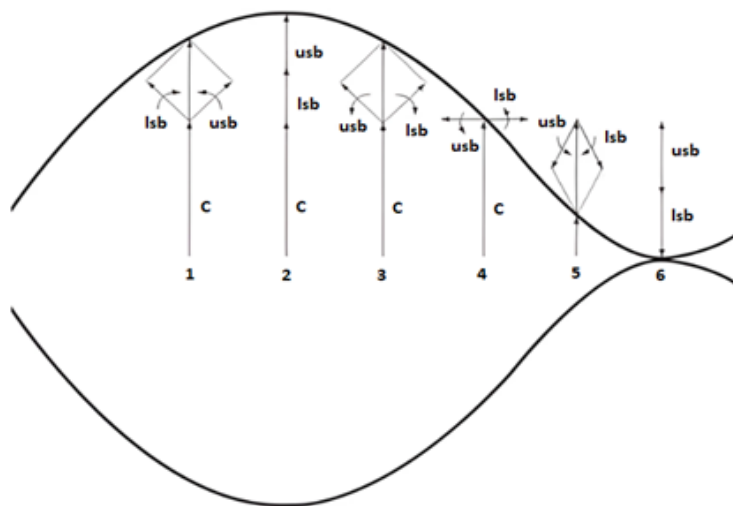


Fig. 92. Representación de una onda de AM, usando adición vectorial de fasores.

7.4. Coeficiente de Modulación y Porcentaje de Modulación

El Coeficiente de Modulación (m) es un término que caracteriza la cantidad de variación de amplitud (modulación) presente en una forma de onda AM. El Porcentaje de Modulación se refiere al factor de modulación expresado en forma de porcentaje. La descripción matemática del coeficiente es:

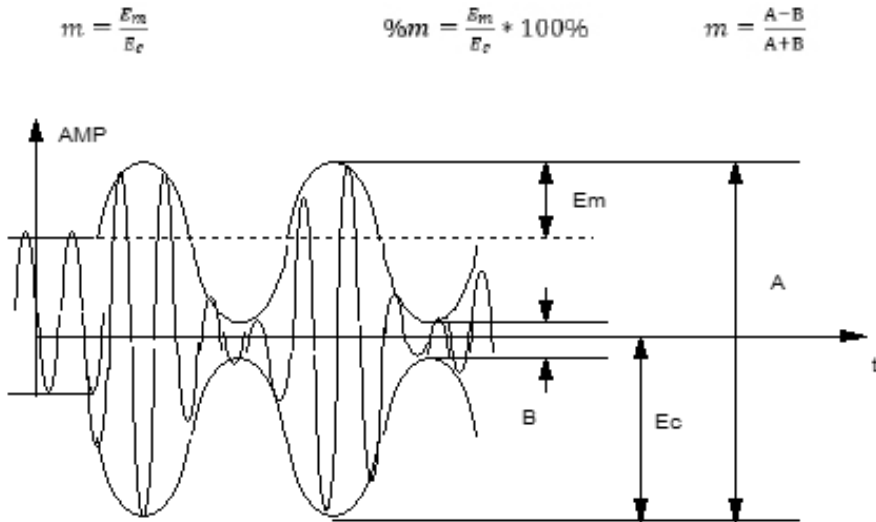


Fig. 93. Determinación del Porcentaje de Modulación.

Los casos son que:

$m > 1$ o puede ser que $m = 1$ o en otras circunstancias que $m < 1$

$$\%m = \frac{A - B}{A + B} * 100\%$$

Este enfoque resulta más práctico cuando se aplica a soluciones gráficas, como las que se presentan en los osciloscopios (Lathi, 2004).

7.5. Consideraciones

Si la señal modulada es una onda sinusoidal pura de una sola frecuencia y la modulación es simétrica (es decir, la diferencia de amplitud de la envolvente positiva y negativa es igual), podemos deducir lo siguiente:

$$E_i = \frac{1}{2}(V_{\max} - V_{\min})$$

$$E_c = \frac{1}{2}(V_{\max} + V_{\min})$$

$$\text{Donde: } V_{\max} = E_c + E_i \quad V_{\min} = E_c - E_i$$

7.6. Amplitudes Máximas de las Frecuencia Superior e Inferior

De las ecuaciones anteriores se puede inferir las amplitudes de las frecuencias superior e inferior.

$$E_{usb} = E_{lsb} = \frac{E_i}{2} = \frac{\frac{1}{2}(V_{\max} - V_{\min})}{2} = \frac{1}{4}(V_{\max} - V_{\min})$$

Ejemplo 7.3: Con respecto a la figura presentada, se busca determinar varios aspectos:

- La amplitud máxima de las frecuencias en el lado superior e inferior.
- La amplitud máxima de la portadora sin modular.
- El cambio máximo en la amplitud de la envolvente.
- El coeficiente de modulación.
- El porcentaje de modulación.

Es relevante tener en cuenta que la información se basa en la figura proporcionada. Considera que en la figura E_m es E_i

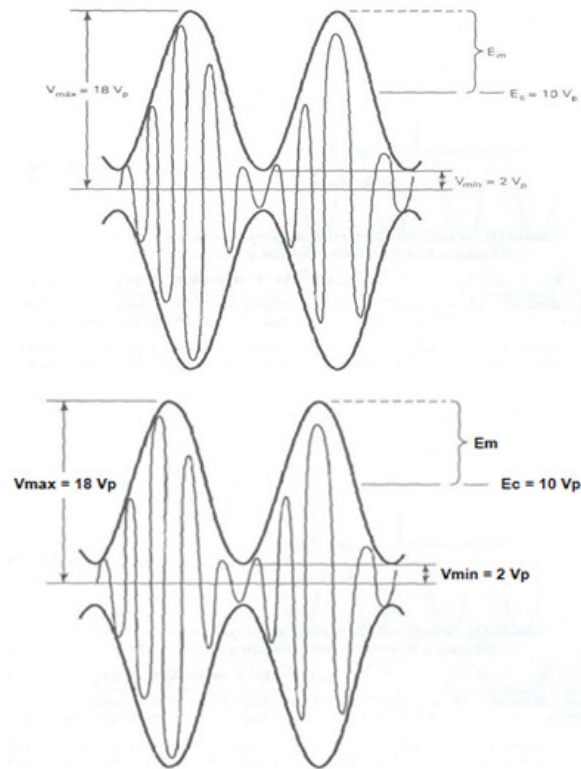


Fig. 94. Representación del Ejemplo 7.3.

7.8. Sobremodulación

La sobremodulación se presenta cuando la señal inteligente supera la capacidad de la señal modulada, resultando en un porcentaje de modulación que excede el 100% (Carlson, 2007).

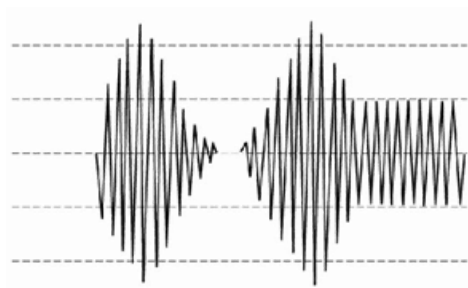


Fig. 95. Sobremodulación.

7.9. Efectos de la sobremodulación

La sobremodulación causa una desviación conocida como "sideband splatter", lo que resulta en la transmisión de frecuencias que exceden el ancho de banda normal de la estación (overbandwidth). Esto es inaceptable y puede generar interferencias significativas en otras estaciones (Tomasi, 2003).

El Valor Instantáneo de una onda AM se define como:

$$e = (E_c + E_i \sin \omega_i t) * \sin \omega_c t = E_c (1 + m * \sin \omega_i t) * \sin \omega_c t$$

Como se ve (e) es el producto obtenido al multiplicar dos ondas senoidales. Esta multiplicación puede ser desarrollada mediante una relación trigonométrica:

$$\sin x * \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)]$$

Lo que resultará en:

$$e = \underbrace{E_c \sin \omega_c t}_{a)} + \underbrace{\frac{mE_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_i) t}_{c)} + \underbrace{\frac{mE_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_i) t}_{b)}$$

Esta ecuación demuestra que la onda AM está compuesta por tres términos: a) la portadora, b) la banda superior y c) la banda inferior. También confirma que la amplitud instantánea de las frecuencias laterales es igual a $\frac{mE_c}{2}$

Además, se puede inferir que el ancho de banda necesario para transmitir AM era el doble de la frecuencia máxima de la señal inteligente. En el caso de una portadora modulada con una señal sinusoidal pura, se puede demostrar que con una modulación del 100%, las amplitudes de las frecuencias superior e inferior son la mitad de la amplitud de la portadora (Abramson, 1986; Alvin, 1965).

$$E_{SF} = \frac{mE_c}{2}$$

Ejemplo 7.4: Determinar la potencia máxima de las bandas laterales, si la salida de la portadora es de 1kW, con esto, se debe calcular la potencia total transmitida.

Solución

La potencia máxima de las bandas laterales se alcanza cuando $m = 1$, lo que significa que el porcentaje de modulación es del 100%. En esta situación, la amplitud de las frecuencias en ambos lados es la mitad de la amplitud de la portadora. Dado que la potencia es proporcional al cuadrado del voltaje, cada banda lateral tendrá $\frac{1}{4}$ de la potencia de la portadora, es decir, $\frac{1}{4} \times 1 \text{ kW}$, lo que equivale a 250 W. Por lo tanto, la potencia total de las bandas laterales será de 500 W (250 W para cada banda lateral) y la potencia total de transmisión será de $1 \text{ kW} + 500 \text{ W} = 1,5 \text{ kW}$.

7.10. Importancia de usar un alto porcentaje de modulación

Es crucial emplear un porcentaje de modulación elevado, al mismo tiempo que se garantiza que no se genere ningún fenómeno de sobremodulación. Las bandas laterales constituyen las franjas que albergan la información y adquieren mayor intensidad a medida que se acerca al 100% de modulación (Carlson, 2007; Tomasi, 2003; Zhang et al., 2023).

Consulte la relación comparativa para el caso previo utilizando modulación al 100% y al 50%:

Relación Comparativa para para análisis de una modulación al 100% y al 50%

m	Potencia de la portadora (kW)	Potencia en una banda lateral (W)	Potencia total en las bandas laterales (W)	Potencia total transmitida (kW)
1.0	1	250	500	1.5
0.5	1	62.5	125	1.125

Aunque la potencia total de transmisión se reduce a solo 1.5 kW en lugar de 1125 kW, la eficacia de la transmisión se disminuye a una cuarta parte con una modulación del 50%.

Debido a estas consideraciones, la mayoría de los transmisores de AM mantienen una modulación en el rango del 90% al 95%, lo cual representa un equilibrio entre la eficiencia y el riesgo de sobremodulación.

7.11. Relación para cálculo de la potencia

Esta ecuación puede ser adaptada para utilizar corriente en lugar de potencia, lo cual puede resultar más conveniente ya que la corriente es un parámetro más sencillo de medir en una antena transmisora.

$$I_t = I_c \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

$$P_t = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Donde: P_t = potencia total transmitida

P_c = potencia de la portadora

m = coeficiente de modulación

Ejemplo 7.5:

- Si una portadora inicial de 500 W es sometida a una modulación del 90%, determine la potencia total transmitida. (R=702.5 W)
- En el caso de una estación transmisora de AM que opera en su máxima salida de 50 kW y con un nivel de modulación del 95%. ¿Cuánto de su potencia de transmisión corresponden a la señal inteligente en las bandas laterales? (R=15.5 kW)

- Si la corriente en una antena de AM es de 12 Amp sin modulación y aumenta a 13 Amp con modulación, estima el coeficiente de modulación (%m) (R=59%).

7.12. Índice de Eficiencia y Modulación

Si la portadora está modulada por más de una señal sinusoidal, el factor de modulación efectivo se calculará utilizando la siguiente expresión:

$$E_{ff} = \frac{m^2}{2 + m^2} \times 100\%$$
$$E_{ffmax} = 33.33\% \quad \{m = 1\}$$
$$m_{eff} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + \dots + m_n^2}$$

Ejemplo 7.6: Un transmisor que emite una potencia de portadora de 10 kW incrementa su potencia a 11.2 kW al ser modulado por una única señal senoidal. Calcular el coeficiente de modulación si la portadora es modulada al mismo tiempo por otra señal senoidal con un factor de modulación m2 del 50%. También, determinar la potencia total transmitida.

Solución

Coeficiente de modulación para la primera señal m1 = 0.49,

Potencia total transmitida Pt = 12.45 kW).

7.13. Circuitos para generar AM

De acuerdo con la definición original, la modulación de amplitud (AM) se desarrolló al combinar la frecuencia de portadora y la señal inteligente en un dispositivo no lineal. Aunque los diodos también

tienen una región no lineal, no se utilizan en esta función debido a su naturaleza pasiva y a la falta de ventajas significativas. En cambio, los transistores, al proporcionar operaciones no lineales con polarización real y amplificación, son ideales para este propósito (Medina Delgado et al., 2017; Zhao et al., 2022).

7.13.1. Simple modulación con transistor.

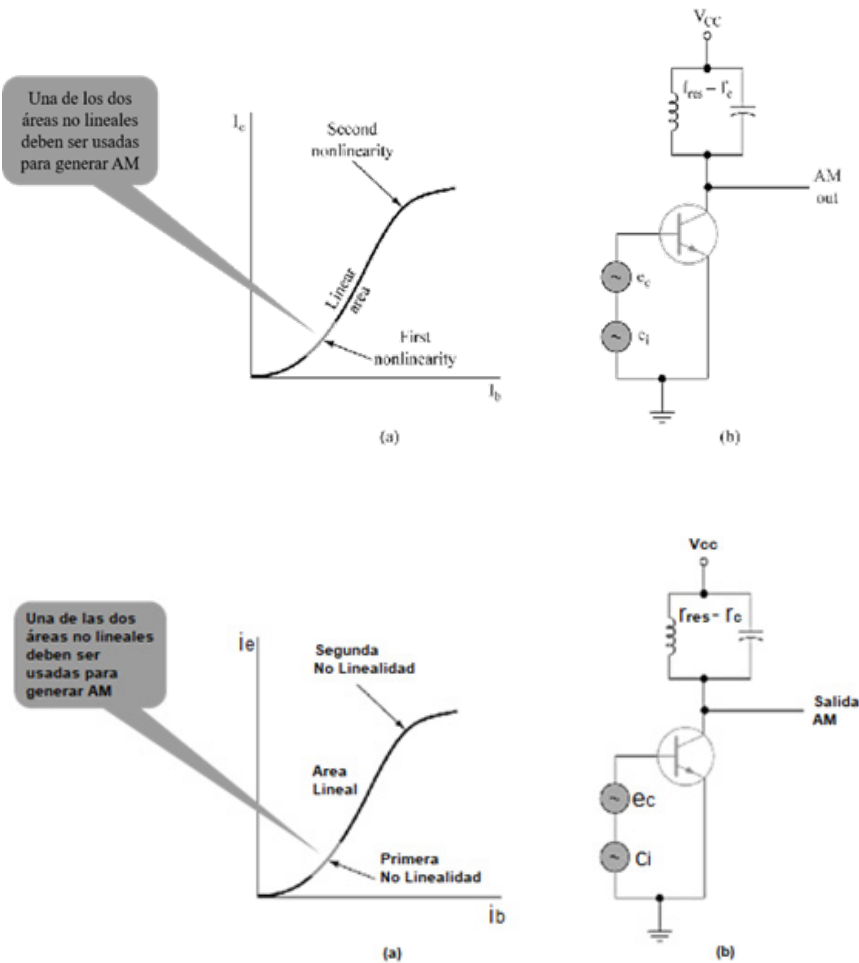


Fig. 96. Modulador de transistor simple.
Nota: a) Regiones de operación; b) Esquema circuital

7.13.2. Explicación del circuito

Este diseño opera sin requerir una polarización de la base y depende exclusivamente de los picos positivos de las señales e_i y e_c para establecer la polarización del transistor en su región no lineal inicial. Los niveles de señal deben ser ajustados y configurados con precisión, y es esencial que estos niveles sean bajos. Además, la señal inteligente debe tener una potencia que sea la mitad o incluso menor que la de la portadora para lograr una modulación del 100% o menos (Medina et al., 2017).

En el receptor, se emplea un circuito resonante paralelo que se sintoniza con la frecuencia de la portadora. Este circuito permite sintonizar las tres frecuencias deseadas: la portadora, así como las bandas laterales superior e inferior. Las frecuencias generadas que no se encuentran en estas bandas serán filtradas por este circuito (Medina Delgado et al., 2017).

Ciertamente, existen diversas maneras de lograr la modulación de amplitud. En el ejemplo observado, se ha aplicado una señal inteligente a la base del transistor, lo que resulta en la obtención de la modulación de base. Sin embargo, también es posible lograr la modulación a través del colector o el emisor del transistor (Carlson, 2007).

7.13.3. Moduladores de Alto y de Bajo Nivel

En un transmisor, la ubicación en la que se lleva a cabo la modulación determina si el diseño es un transmisor de bajo o alto nivel.

Modulación de bajo nivel: En la modulación de bajo nivel, este proceso se realiza antes del componente de salida de la última etapa del transmisor. Específicamente, ocurre antes del colector del transistor de salida, o si el diseño utiliza un transistor FET, se efectúa antes del drenaje de dicho transistor.

Modulación de alto nivel: Por otro lado, la modulación de alto nivel se realiza en el último componente de la última etapa del transmisor.

Aquí, la señal portadora alcanza su pico de amplitud, lo que conlleva la necesidad de una señal inteligente de mayor amplitud para lograr un nivel de modulación razonable.

7.13.4. Ventajas y desventajas

Una ventaja significativa de la modulación de bajo nivel radica en el hecho de que se requiere una potencia menor de la señal de modulación para alcanzar una alta relación de modulación. Sin embargo, en la modulación de alto nivel, el amplificador de señal inteligente debe eventualmente proporcionar toda la potencia de la banda lateral, la cual podría representar hasta el 33% de la potencia total transmitida.

Un inconveniente evidente de la modulación de bajo nivel se manifiesta en aplicaciones de alta potencia, donde todos los amplificadores posteriores a la etapa de modulación deben ser lineales, resultando en una ineficiencia considerable (Zhong, 2022).

7.13.5 Criterio

La elección entre usar un modulador de bajo o alto nivel dependerá en gran medida de la potencia de salida requerida, y para aplicaciones de alta potencia como las transmisiones de radio convencionales, donde las salidas se miden en kilovatios en lugar de vatios, la modulación de alto nivel se presenta como la alternativa más adecuada.

En algunas situaciones que demandan altas frecuencias y potencias de salida, los tubos al vacío aún prevalecen como la opción preferida (Pierce & Michael Noll, 1995).

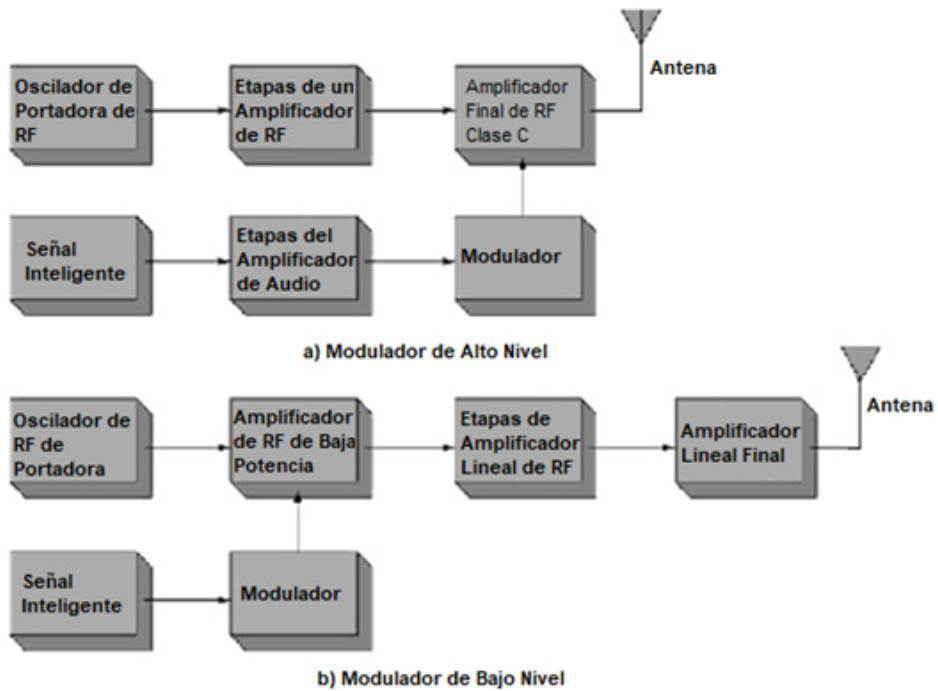


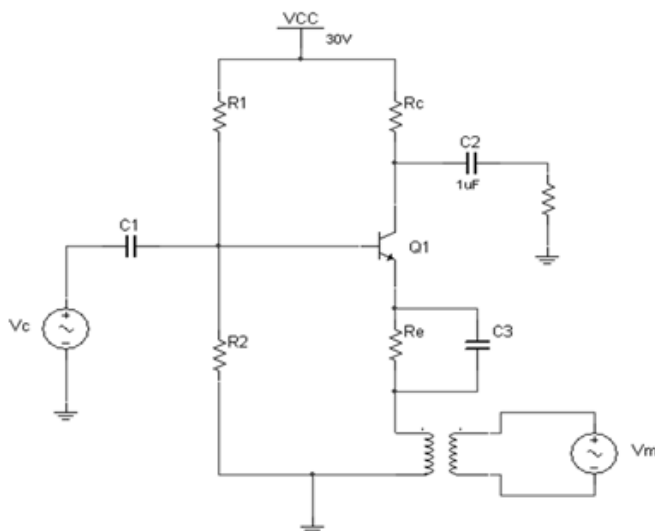
Fig. 97. Moduladores de a) Alto y de b) Bajo Nivel

7.13.6. Resumiendo

La modulación de alto nivel demanda una señal inteligente de mayor potencia para inducir la modulación, pero otorga una amplificación de la portadora de manera eficiente.

Por otro lado, la modulación de bajo nivel posibilita el uso de señales inteligentes de menor potencia, aunque las etapas posteriores deben emplear configuraciones menos eficientes pero lineales (no de tipo C), lo que a menudo se traduce en una solución más económica (Pinto García, 2015).

7.13.7. Modulador por emisor



La ilustración previa exhibe un amplificador de clase A que puede ser empleado para la modulación de amplitud (AM).

Este modulador presenta dos entradas: una para la portadora y otra para la señal inteligente. Cuando no hay presencia de señal inteligente, el circuito opera como un amplificador lineal de clase A, y la salida corresponde únicamente a la portadora multiplicada por la ganancia.

En el caso de que exista una señal modulada (inteligente), el amplificador funciona en modo no lineal, efectuando así la multiplicación de la señal. La señal modulada modifica la ganancia del amplificador con una frecuencia sinusoidal que coincide con su propia frecuencia (Pinto García, 2015).

La ganancia de voltaje del modulador generador se expresa mediante la ecuación:

$$A_v = A_q [10m * \text{sen}(2\pi * f_m * t)]$$

Donde: A_v = ganancia de voltaje del amplificador con modulación
 A_q = ganancia de voltaje del amplificador en reposo
(sin modulación)

Considerando que el $\sin(2\pi \cdot f_m \cdot t)$ va desde un valor máximo de +1 hasta uno mínimo de -1. Esto reduce a:

$$A_v = A_q[1 \pm m]$$

$$A_{v_{\max}} = 2A_q$$

$$A_{v_{\min}} = 0$$

Ejemplo 7.7: Para un modulador AM de bajo nivel que presenta un coeficiente de modulación de 0.8, una ganancia de voltaje en estado de reposo de 100, una frecuencia de portadora de 500 kHz con una amplitud de 5 mV y una señal inteligente de 1000 Hz, se pueden calcular los aspectos siguientes:

- Determinar la ganancia máxima y mínima de voltaje.
- Calcular las amplitudes máximas y mínimas en la salida (V_{sal})
- Graficar la envolvente de la AM de salida.

Solución

$$A_{\max} = 100(1+0.8)=180$$

$$A_{\min} = 100(1-0.8)=20$$

$$A_{\text{sal}}(\max) = 180(0.005)=0.9V$$

$$A_{\text{sal}}(\min) = 20(0.005)=0.1V$$

7.14. Sistemas de transmisión AM

Hasta el momento, se ha analizado y explorado a diversos circuitos para generar modulación de amplitud (AM). No obstante, estos circuitos representan solo un componente del sistema de transmisión.

Es fundamental obtener una perspectiva integral de una unidad de transmisión considerando todos los elementos y etapas involucradas en el proceso de transmisión de la señal modulada, garantizando así un sistema de transmisión eficiente y de alta calidad (Danizio, 2019; 2020).

7.14.1. Diagrama en bloques de un transmisor AM

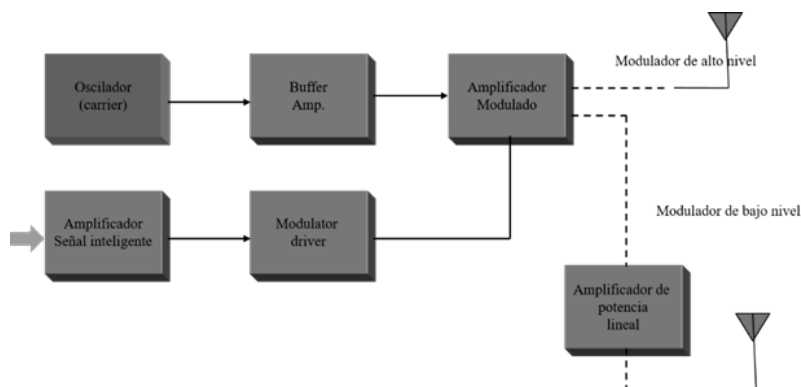


Fig. 99. Diagrama en bloques de un transmisor AM.

7.14.2. Elementos del Transmisor

El generador de señal portadora, también conocido como oscilador, es responsable de crear la portadora que se utilizará para la modulación. Después de esto, se introduce un amplificador de buffer conectado al oscilador. Este amplificador cumple dos propósitos principales: en primer lugar, brinda una alta impedancia de carga para minimizar cualquier influencia en la frecuencia del oscilador; en segundo lugar, proporciona una ganancia suficiente para alimentar el amplificador de modulación. Esta última etapa puede estar compuesta por una o varias etapas y es crucial para gestionar la etapa posterior (Carlson, 2007).

El amplificador de señal inteligente recibe la señal proveniente de un convertidor de entrada, comúnmente un micrófono (Tomasi, 2003).

La etapa encargada de realizar la modulación AM se conoce como amplificador de modulación. En sistemas de alta potencia, esta etapa

puede actuar como la salida del modulador. Por otro lado, en sistemas de bajo nivel, esta etapa está seguida por uno o varios amplificadores lineales [clase A o B] (Carlson, 2007; Tomasi, 2003).

7.14.3. Transmisores de AM

Los transmisores de bajo nivel se emplean en aplicaciones de baja potencia, como intercomunicadores inalámbricos, controles remotos, buscapersonas y radios de corto alcance. Por otro lado, los transmisores de alto nivel son utilizados en situaciones que requieren alta potencia y alcance extendido (Blake, 2006).

7.15. Medidas de Transmisión

Existen diversas técnicas de medición disponibles para evaluar el rendimiento de un transmisor, siendo las más comunes:

- Patrones trapezoidales
- Medidores de AM
- Analizadores de espectro
- Medición de distorsión armónica

Ejemplo 7.8: Para el ejemplo propuesto en el caso del modulador AM, se plantea dejar planteado y resolver lo siguiente, dada una portadora con una potencia de 5 kW, determinar:

- Frecuencia de la portadora
- Espectro de frecuencia generado
- Ancho de banda
- Coeficiente y porcentaje de modulación
- Valores máximos y mínimos de voltaje de la portadora y señal modulante
- Potencia total transmitida.

RECEPCIÓN EN AMPLITUD MODULADA

Resumen

La demodulación de amplitud modulada (AM) es el proceso que revierte la modulación AM. Un receptor de AM de doble banda convierte la forma de onda modulada en amplitud nuevamente en la información original de la fuente. Para lograr esto, el receptor debe tener la capacidad de recibir, amplificar y demodular las ondas AM. Además, es esencial que pueda restringir el espectro de frecuencias de radio a un rango específico. Este proceso de ajuste se conoce como sintonización del receptor.

Palabras clave: Amplitud, Modulación, Demodulación, Frecuencia, Modulador.

Abstract

Amplitude modulated (AM) demodulation is the process that reverses AM modulation. A dual band AM receiver converts the amplitude modulated waveform back to the original source information. To achieve this, the receiver must have the ability to receive, amplify, and demodulate AM waves. Also, it is essential that you can restrict the radio frequency spectrum to a specific range. This tuning process is known as receiver tuning.

Keywords: Amplitude, Modulation, Demodulation, Frequency, Modulator.

8.1. Características del Receptor

Amplificación: La señal recogida por la antena suele ser débil, por lo que se necesita amplificarla. Este amplificador debe tener bajo nivel de ruido y estar ajustado para aceptar solo la portadora y las frecuencias de las bandas laterales. Esto ayuda a eliminar interferencias de otras estaciones y a reducir el ruido de entrada. Una vez que se detecta una señal inteligente, se requiere amplificación adicional para suministrar suficiente potencia, por ejemplo, para controlar un zumbador u otro dispositivo.

Detección: Después de aplicar la ganancia adecuada, es esencial contar con un circuito para detectar la señal inteligente que acompaña a la señal de radiofrecuencia (Clark, 1966).

8.2. Diagrama de un receptor AM (simple)

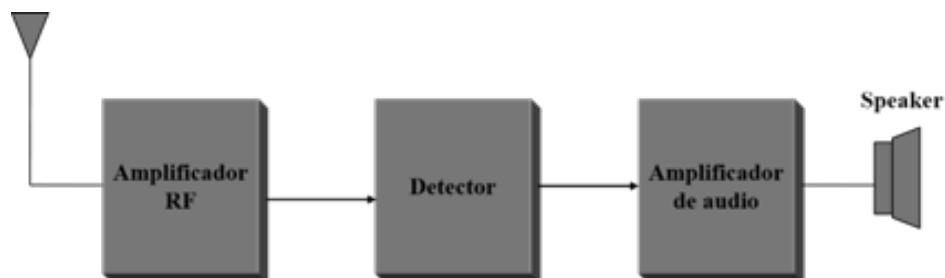


Fig. 100. Receptor de AM Simple.

Las primeras estaciones comerciales de radio que adoptaron este diseño fueron llamadas TRF o receptores de radiofrecuencia sintonizada.

8.3. Parámetros del Receptor

Existen diversos parámetros ampliamente empleados para medir la capacidad de un receptor para recuperar una señal de radio mediante la demodulación. Entre los más cruciales se encuentran la selectividad y la sensibilidad (Stremmler, 2008).

8.4. Selectividad

Este parámetro evalúa la capacidad del receptor para distinguir entre una señal deseada y otras, así como para aceptar una banda de frecuencia específica y rechazar las demás.

Por ejemplo, en la modulación de amplitud (AM), a cada estación se le asigna un ancho de banda de 10 kHz. Para que el receptor seleccione únicamente las frecuencias designadas para un canal, debe limitar su ancho de banda a 10 kHz. En este contexto, es crucial considerar las implicaciones que surgirían si el ancho de banda fuese más amplio o estrecho (Proakis & Salehi, 2002).

8.5. Forma de Describir la Selectividad

Una manera común de especificar el ancho de banda de un receptor es en los puntos de atenuación de -3 dB y -60 dB. La relación entre estos dos anchos de banda se conoce como factor de forma, y se calcula usando la siguiente fórmula:

$$SF = \frac{B_{-60dB}}{B_{-3dB}}$$

En un escenario ideal, los anchos de banda en los puntos de -3 dB y -60 dB serían iguales, resultando en un factor de forma de 1. En la práctica, los factores de forma normalmente oscilan entre valores cercanos a 1 y 2.

8.6. Sensibilidad

La sensibilidad de un receptor se refiere al nivel mínimo de señal de radiofrecuencia (RF) que puede ser detectado en la entrada del receptor, generando una señal útil de información. El rango de sensibilidad varía desde unos pocos milivoltios en receptores económicos hasta la región de nano voltios en dispositivos altamente complejos. En términos generales, la calidad de la señal recibida

y su utilidad se evalúan mediante la relación señal/ruido (S/N) y la intensidad de la señal en la salida de audio. En receptores convencionales, una relación señal/ruido de al menos 10 dB, junto con una potencia de salida de audio de al menos $\frac{1}{2}$ W (27 dBm), se considera satisfactoria (Carlson, 2007).

8.7. Otros Parámetros

El margen dinámico se refiere a la diferencia en decibelios entre el nivel mínimo de entrada necesario para distinguir la señal y el valor de entrada que satura el receptor, provocando distorsión.

La fidelidad se define como la capacidad de un sistema de comunicación para reproducir en la salida del receptor una réplica precisa de la información original proveniente de la fuente (Lathi, 2004).

8.8. Detección AM

8.8.1. Detectores con diodo

La detección de envoltura es el tipo más simple y efectivo de detección de señales AM. También es conocida como detección de envoltura de señal.

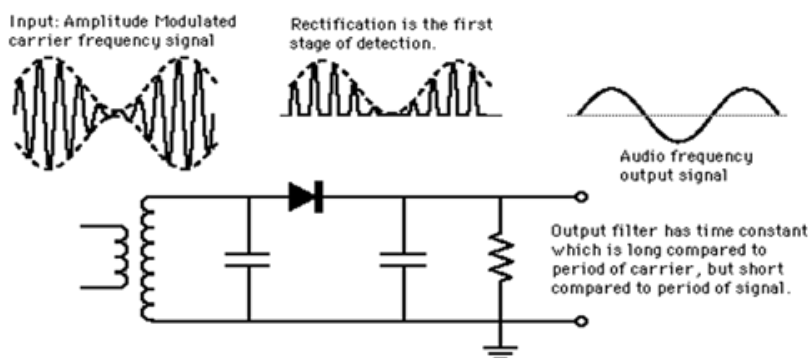


Fig. 101. Detector a Diodo (1).

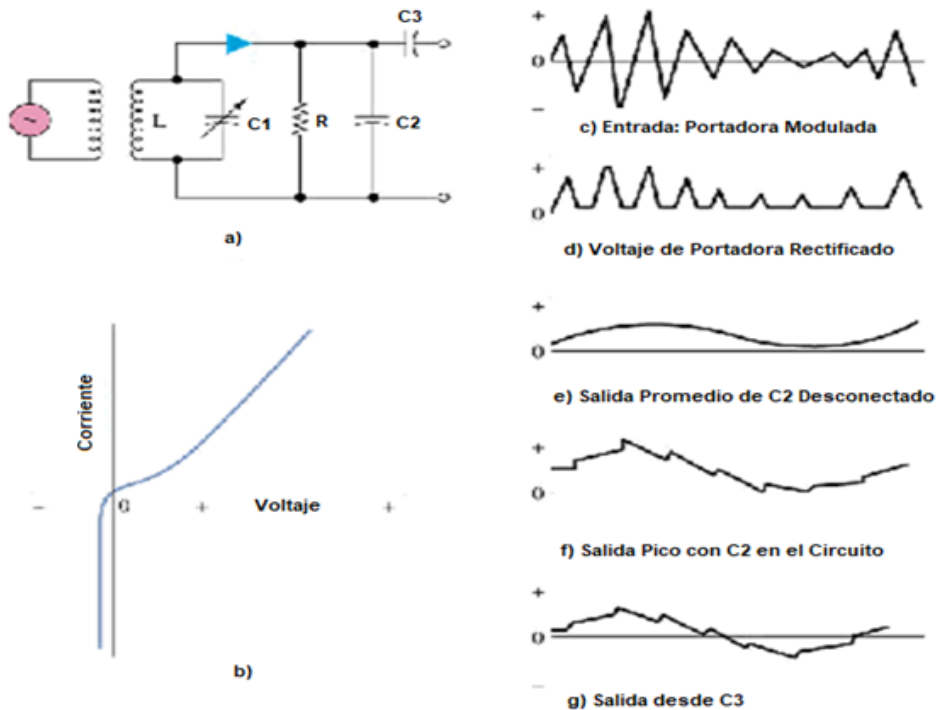


Fig. 102. Detector a Diodo (2).

8.8.2. Ventajas

Los detectores de envolvente presentan varias ventajas significativas:

- Pueden manejar señales de potencia relativamente alta, ya que no hay un límite estricto en la amplitud de la señal de entrada.
- La distorsión generada es aceptable para la mayoría de las aplicaciones de modulación AM.
- Son altamente eficientes, pudiendo alcanzar hasta un 90% de eficiencia cuando están diseñados correctamente.
- Generan un voltaje de corriente continua (DC) que puede utilizarse para aplicaciones de control automático de ganancia (AGC) (Tomasi, 2003).

8.8.3. Desventajas

Sin embargo, es importante mencionar que los circuitos reguladores de este tipo tienden a absorber energía, lo que puede reducir el factor de calidad (Q) y la selectividad del circuito regulador de entrada. En estos circuitos, no se produce amplificación de señal.

8.8.4. Características

En cuanto a los diodos utilizados en estos circuitos, en aplicaciones no críticas se pueden emplear diodos estándar de tipo pn como el 1N914 o el 1N4148. Sin embargo, es necesario ser muy cuidadoso en la selección de componentes, especialmente al calcular la constante de tiempo RC2. Los detectores de diodos se utilizan en la mayoría de los esquemas de modulación AM (Tomasi, 2003).

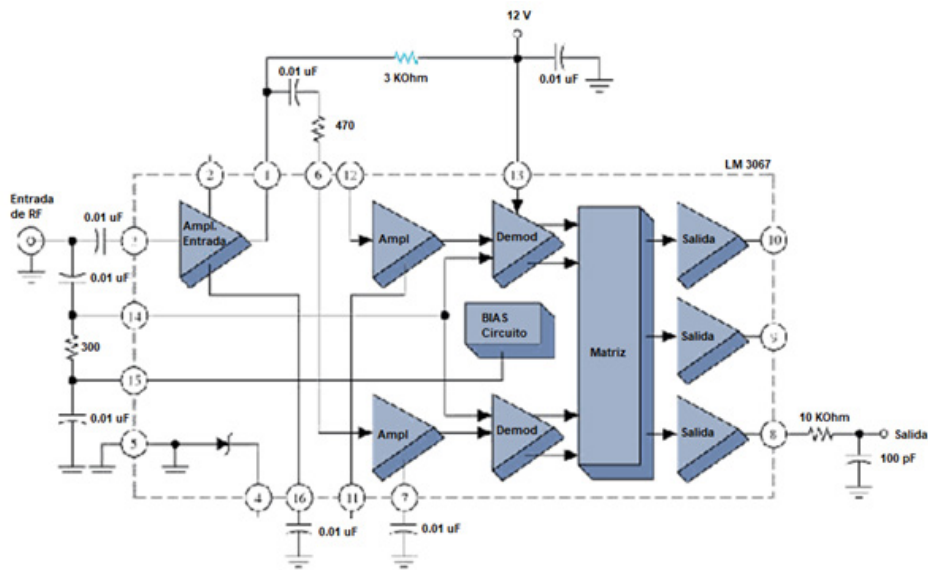


Fig. 103. Detección de AM sincrónica.

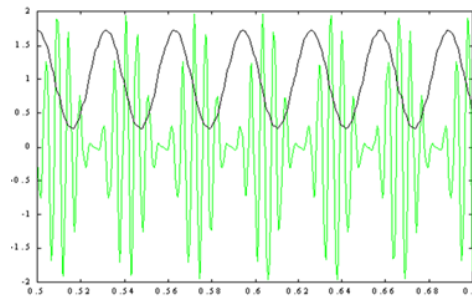


Fig. 104. Entrada y Salida de la Detección de AM sincrónica.

8.9. Receptor Superheterodino

Una desventaja de los detectores de diodos se puede superar con el uso de este tipo de receptor. El término "heterodinar" hace referencia a la mezcla de dos frecuencias en un dispositivo no lineal o al proceso de trasladar una frecuencia a otra mediante una mezcla no lineal (Cook, 1967).

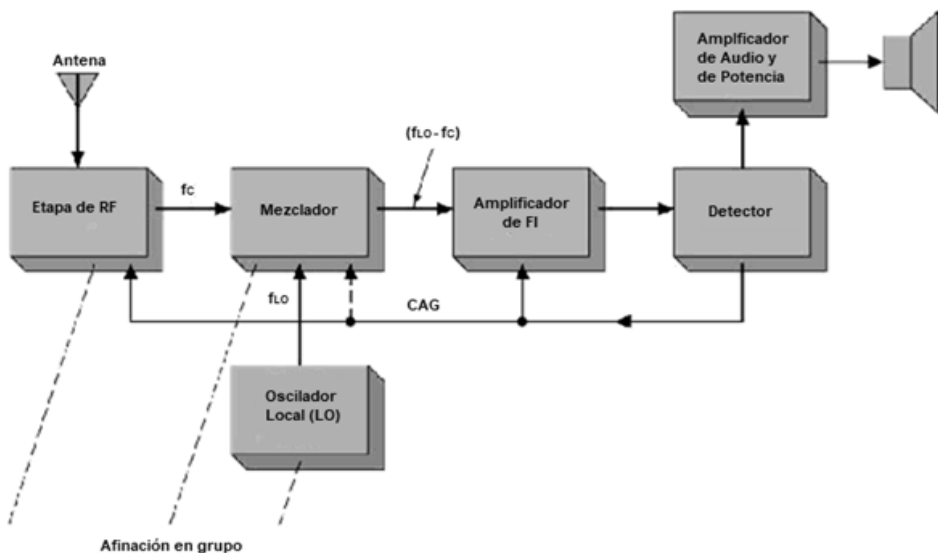


Fig. 105. Esquema por etapas en la Entrada y Salida de una señal en la detección de AM sincrónica.

8.9.1. Sección RF

El proceso de recepción AM involucra una etapa de preselección y un amplificador. El preselector, que es un filtro de paso de banda sintonizado (BPF) de banda ancha con frecuencia central ajustable, se ajusta a la frecuencia portadora deseada. Su función es establecer un límite inicial de banda para evitar que una frecuencia no deseada, conocida como frecuencia de imagen, penetre. Por su parte, el amplificador de RF inicialmente establece la sensibilidad del receptor, brindando beneficios tales como (Miller, 2002):

- Un aumento de ganancia que se traduce en mayor sensibilidad.
- Una mejor capacidad de rechazar frecuencias no deseadas (frecuencia imagen).
- Una mejora en la relación señal-ruido.
- Una mayor selectividad.

8.9.2. Sección de mezclado

Es un dispositivo no lineal y su propósito es convertir frecuencias de radio a frecuencias intermedias (traducción de RF a IF). La heterodinación tiene lugar durante la fase de mezcla y la frecuencia de radio se reduce a una frecuencia intermedia. Para esto se requiere de un oscilador local (Stremmler, 2008).

8.9.3. Sección FI (*amplificador de IF*)

Es un componente no lineal cuyo objetivo radica en transformar frecuencias de radio a frecuencias intermedias, llevando a cabo así una conversión de RF a IF (frecuencia intermedia). El proceso de heterodinación se ejecuta durante la etapa de mezcla, reduciendo la frecuencia de radio a una frecuencia intermedia. La realización de este proceso requiere la incorporación de un oscilador local.

8.9.4. Sección de Detector

La finalidad de la etapa de detección es revertir las señales de frecuencia intermedia a la información original de la fuente. A menudo, al dispositivo se le nombra "detector de audio" o "segundo detector" en un receptor que abarca un rango de transmisión. El diseño del detector puede variar desde algo simple como un diodo hasta algo más complejo, como un circuito de sincronización de fase o un demodulador balanceado.

8.9.5. Sección de Amplificador de Audio

Involucra una serie de amplificadores en cascada y uno o más altavoces. La cantidad de amplificadores empleados depende de la potencia deseada en la señal de audio.

8.9.6. Conversión de Frecuencias

La modificación de la frecuencia en la etapa de mezcla se asemeja a la realizada en la etapa de modulación del transmisor. Sin embargo, en el receptor, en lugar de una conversión como en el transmisor, las frecuencias se disminuyen. Durante el proceso de mezcla, las señales de radiofrecuencia se unen con la frecuencia proveniente del oscilador local, todo esto en un componente sin linealidad (Tomasi, 2003).

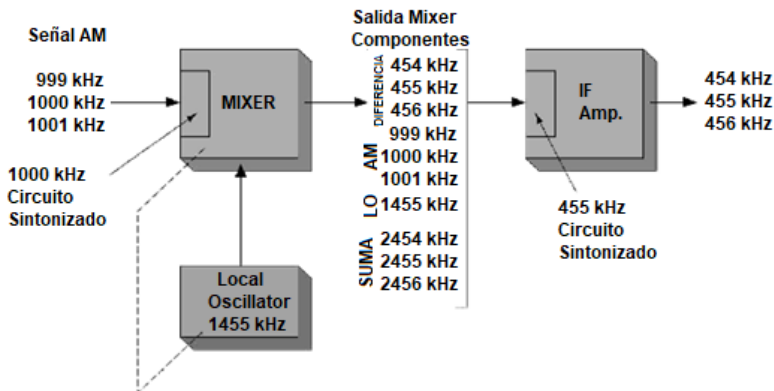


Fig. 106. Proceso de Conversión de Frecuencias en AM.

8.9.7. Conversión de Frecuencia

Imagina la situación ilustrada en la figura anterior. La señal que llega al proceso de mezclado tiene una frecuencia portadora de 1000 kHz y ha sido sometida a modulación por una señal adicional de 1 kHz, generando frecuencias laterales de 999 kHz y 1001 kHz. El Oscilador Local (LO) opera a 1455 kHz.

8.9.8. Resultado del Mezclado

Dado que el mezclador es un componente no lineal, generará las siguientes componentes de frecuencia:

- Las frecuencias originales de entrada: 999 kHz, 1000 kHz, 1001 kHz y 1455 kHz.
- Sumas y diferencias de todas las componentes originales: $1455 \text{ kHz} \pm (999 \text{ kHz}, 1000 \text{ kHz}, 1001 \text{ kHz})$.
- Las armónicas de todas las frecuencias obtenidas en los pasos 1 y 2, junto con una componente de corriente continua (DC).

8.9.9. El amplificador IF

En este escenario, el amplificador de Frecuencia Intermedia (IF) está equipado con un circuito sintonizador que solo admite componentes cercanas a 455 kHz, es decir, 454 kHz, 455 kHz y 456 kHz. Esto se debe a que en la etapa de mezclado se mantiene de manera proporcional la amplitud de la señal AM original. La señal que atraviesa el amplificador de IF es una réplica precisa de la señal AM original, siendo la única diferencia que la portadora es ahora de 455 kHz, aunque la envolvente permanece idéntica a la AM original (Stremmler, 2008).

8.9.10. Ajuste del circuito de sintonía

Ahora, si se considera modificar el circuito de sintonización en la entrada del mezclador para sintonizar una estación de radio a 1600

kHz, esto se lograría ajustando la capacitancia o la inductancia para cambiar la frecuencia central de 1000 kHz a 1600 kHz, como se representa en la figura siguiente (Lathi, 2004).

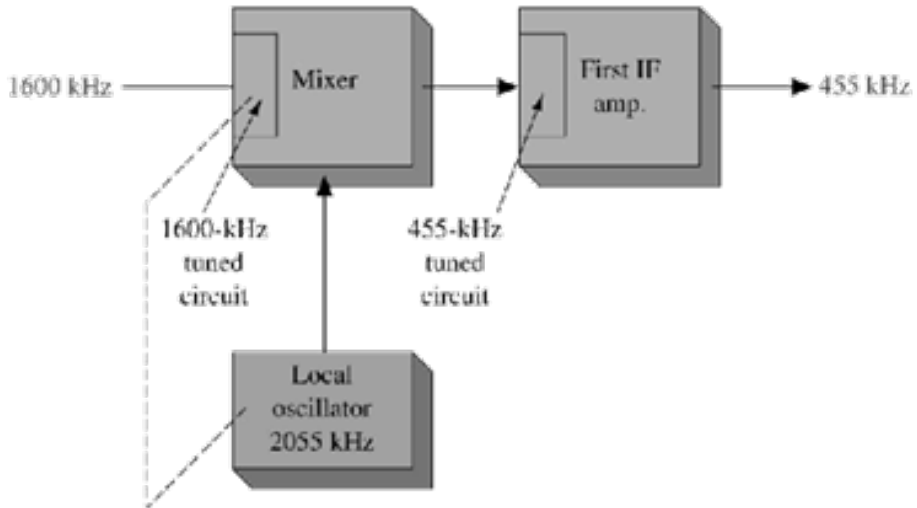


Fig. 107. Ajuste de Sintonía en la Conversión de Frecuencias de AM.

8.9.11. Ajuste Del Circuito De Sintonía

Si se decide reducir la capacitancia en el circuito del Oscilador Local de manera simultánea, provocando así un aumento de 600 kHz en la frecuencia del oscilador, se crearía la situación ilustrada en la figura. En este escenario, en la salida del mezclador aún persistiría la componente de 455 kHz, así como otras frecuencias adicionales que no serían admitidas por el amplificador de Frecuencia Intermedia [IF] (Buchman, 1962).

8.9.12. La clave

Por lo tanto, la clave en la operación de un receptor superheterodino es hacer que la frecuencia del oscilador local haga un rastreo (tracking, sintonía amarrada) con el circuito de sintonía de la entrada

del mezclador, para que la diferencia sea una constante en la entrada del amplificador IF (Haykin, 2005).

Por lo general estos circuitos son sintonizados por un mecanismo mecánico (capacitores amarrados) como lo muestra la siguiente figura:

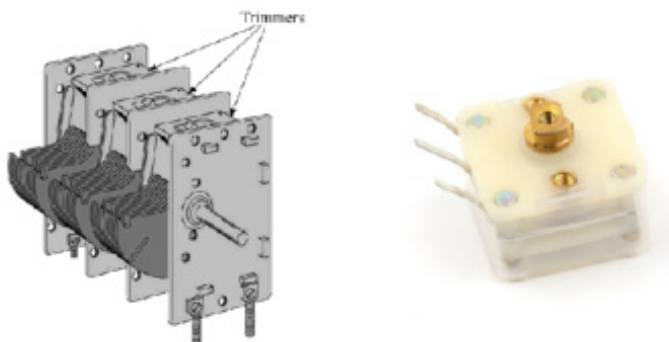


Fig. 108. Capacitancias de Sintonía Variable.

8.10. Sintonía Superheterodina. Tracking (rastreo)

No es posible hacer que un receptor haga un tracking sobre todo un rango de frecuencias.

La situación perfecta ocurre cuando el amplificador de RF y el circuito de sintonía del mezclador están exactamente juntos y el oscilador local está arriba de estos dos por una cantidad exactamente igual a la frecuencia del amplificador de IF (inyección de oscilación superior). Para obtener un grado práctico del tracking, se debe pasar por los siguientes pasos (Haykin, 2005).

8.11. Pasos para Asegurar un Buen Tracking

Uso de un trimmer, este elemento es un pequeño capacitor variable que se pone en paralelo con cada sección del capacitor amarrado, su función es dar al sistema un funcionamiento apropiado en las altas frecuencias.

Uso de un capacitor padder, este es un capacitor variable que va en serie con los capacitores amarrados para proveer al receptor un casi perfecto tracking en las bajas frecuencias.

El ajuste final es hecho en las frecuencias medias por un ligero ajuste de la inductancia en cada tanque (Tomasi, 2003).

8.12. Sintonía Electrónica

El tamaño y el costo de los capacitores amarrados ha hecho que este tipo de sistemas sea remplazado por técnicas más sencillas como la sintonía electrónica.

La mayoría de los diseños actuales usa esta aproximación llamada de síntesis de frecuencias electrónicas.

Los sistemas de control electrónico utilizan circuitos de estado sólido, que son más pequeños, más baratos, más precisos y relativamente insensibles a los cambios ambientales, también son más fáciles de adaptar para el control remoto y el ajuste de botones digitales (Carlson, 2007).

Los circuitos que usan sintonía electrónica usan diodos de estado sólido y de capacitancia variable (diodo varactor), estos diodos son fabricados específicamente para este tipo de aplicaciones, también son llamados de varicap, diodos varactores y diodos VVC (Stremmler, 2008).

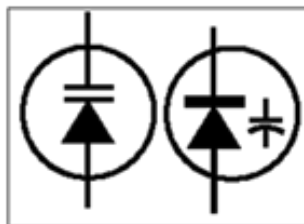


Fig. 109. Diodo Varactor.

8.13. Análisis superheterodino

La frecuencia imagen se refiere a una frecuencia que, si se le permite ingresar al receptor y se mezcla con el oscilador local, resulta en una frecuencia de cruce que es igual a la frecuencia intermedia, lo que significa que no puede ser filtrada por la etapa IF. Esto puede llevar a que dos estaciones diferentes se reciban y demodulen simultáneamente, generando dos conjuntos de información (Proakis & Salehi, 2002).

8.14. Frecuencia imagen

Considera un receptor sintonizado a 20 MHz que usa una FI de 1 MHz, en este caso el oscilador local debe ser de 21 MHz para generar una componente de frecuencia de 1 MHz. Ver la siguiente figura:

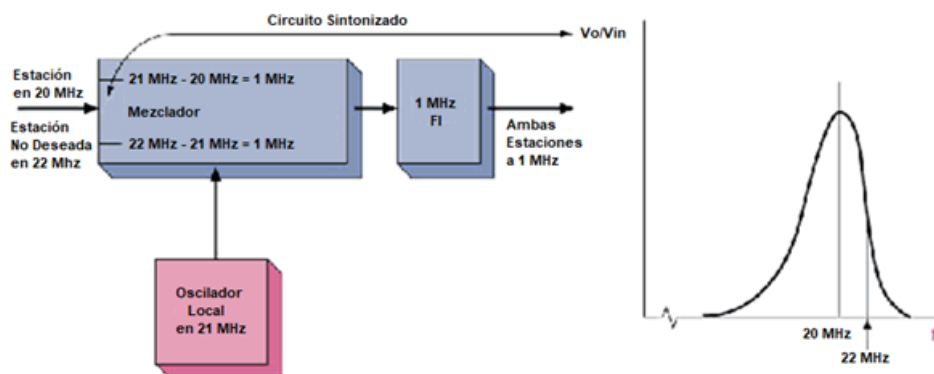


Fig. 110. Ilustración de la Frecuencia Imagen.

Si una estación, no deseable de 20 MHz está en el aire, es posible para esta estación llegar al mezclador.

El efecto de la mezcla entre la señal deseada de 20 MHz y la señal indeseada de 22 MHz podrá resultar desde una leve interferencia hasta la pérdida completa de la estación deseada.

Ejemplo 8.1: Determinar la frecuencia imagen en un receptor de transmisión estándar que utiliza una frecuencia intermedia (IF) de 455 kHz y que está sintonizado en una estación de radio de 620 kHz:

Solución

El primer paso es para determinar la frecuencia del oscilador local (LO). La frecuencia LO menos la frecuencia de la estación deseada debe ser igual a la frecuencia IF de 455 kHz, Así:

$$LO - 620 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$$

$$LO = 1075 \text{ kHz}$$

Ahora hay que determinar que otra frecuencia, cuando se mezcla con LO (1075 kHz) produce una componente de 455 kHz.

$$X - 1075 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$$

$$X = 1075 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz}$$

$$X = 1530$$

Así, se tiene que 1530 kHz es la frecuencia imagen en esta situación.

8.15. Relación de Rechazo de Frecuencia

La tasa de rechazo de frecuencia de imagen (IFRR - Image Frequency Rejection Ratio) es un valor numérico que indica la capacidad del preselector para eliminar la frecuencia imagen. En el caso de un selector de sintonía simple, el IFRR se calcula como la relación entre la ganancia deseada de la señal de radiofrecuencia (RF) y la ganancia de la señal de la frecuencia imagen. La definición precisa del IFRR es (Carlson, 2007):

$$IFRR = \sqrt{1 + Q^2 \rho^2}$$

$$\text{Donde: } \rho = \left(\frac{f_{im}}{f_{RF}} \right) - \left(\frac{f_{RF}}{f_{im}} \right)$$

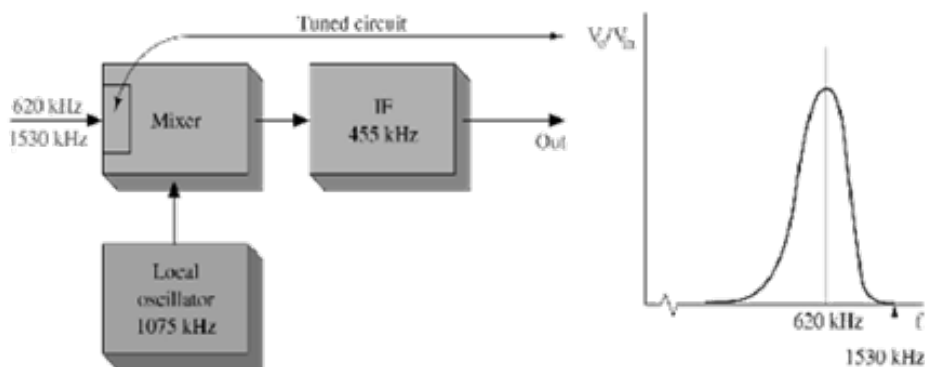
$$\text{En dB: } IFRR_{dB} = 10 \log IFRR$$

Ejemplo 8.2: para un receptor de radiofrecuencia superheterodino de AM en la banda comercial, con frecuencias intermedias (FI), de radiofrecuencia (RF) y de oscilador local de 455 kHz, 600 kHz y 1055 kHz respectivamente, calcular lo siguiente:

- La frecuencia imagen (R: 1510 kHz)
- La IFRR para una Q del preselector de 100 (R: 212.15 ó 23.25 dB)

Consideraciones

- Es muy importante, en el diseño de receptores superheterodinos, considerar un alto grado de rechazo de frecuencias imagen.
- Normalmente, en la banda de transmisión estándar, la frecuencia imagen no plantea grandes dificultades (ver diagrama)
- Lamentablemente, esta situación se vuelve más compleja en frecuencias más altas, que son utilizadas por muchos receptores de comunicación. En este escenario, se recurre a otra técnica conocida como Doble Conversión para abordar este problema (Blake, 2006).



Ejemplo 8.3: Para un receptor de banda civil con inyección lateral superior y una portadora de radiofrecuencia (RF) de 27 MHz y una

frecuencia central de la etapa de frecuencia intermedia (FI) de 455 kHz, calcular:

- La frecuencia del oscilador local
- La frecuencia imagen
- La tasa de rechazo de frecuencia de imagen (IFRR) para un factor de calidad (Q) del selector igual a 100
- El factor de calidad (Q) del preselector necesario para lograr la misma tasa de rechazo de frecuencia de imagen (IFRR) que la obtenida con una portadora de 600 kHz, como se planteó en el problema anterior.

Solución

- Para un receptor con inyección lateral superior:

$$f_{lo} = f_{RF} + f_{FI}$$

$$f_{lo} = 27 \text{ MHz} + 455 \text{ kHz} = 27.455 \text{ MHz}$$

- Para la frecuencia imagen se tiene que:

$$f_{im} = f_{lo} + f_{FI}$$

$$f_{im} = 27.455 \text{ MHz} + 455 \text{ kHz} = 27.91 \text{ MHz}$$

- Remplazando los datos en la ecuación de la IFRR se tiene:

$$\text{IFRR} = 6.7 \text{ ó } 8.25 \text{ dB}$$

- Reordenando la ecuación de la IFRR para despejar Q se tiene que Q para una RF de 600 kHz es:

$$Q = 3.139$$

Consideraciones de los ejemplos

En los ejemplos vistos, se ve que cuanto mayor es la frecuencia de la portadora de RF, más difícil es evitar que la frecuencia de la imagen

entre en el receptor. Para la misma IFRR, una portadora de RF de mayor frecuencia requiere un filtro preseleccionado de mucha mejor calidad.

8.16. Circuitos Receptores de AM. Amplificador de RF

El uso de amplificadores RF en receptores superheterodinos varía desde ninguno, en aplicación de baja demanda, hasta tres o cuatro etapas en receptores sofisticados. Incluso, los receptores que no tienen amplificadores RF tienen una sección RF en el circuito de sintonía en la entrada del mezclado (Cook, 1967)r.

Los mayores beneficios en usar amplificadores o secciones de RF son:

- Mejora el rechazo de la frecuencia imagen
- Aumenta la ganancia, mejora la sensibilidad
- Mejora las características de señal - ruido

8.17. Amplificadores RF

Estos amplificadores generalmente están diseñados con un transistor FET como componente activo, se puede usar un transistor BJT, pero se prefiere FET debido a la alta impedancia de entrada, lo que mejora en gran medida la sensibilidad del circuito (Buehler & Lunden, 1966).

8.18. Características de un Amplificador de RF

- Bajo ruido térmico
- Baja cifra de ruido
- Ganancia de moderada a alta
- Baja distorsión por intermodulación y armónica (tener operación lineal)
- Selectividad moderada
- Alta relación de rechazo de frecuencia imagen

8.19. Amplificadores de IF

Los amplificadores de IF proveen lo grueso de la ganancia del sistema receptor, por eso es necesario vigilar mayormente sus características de sensibilidad y selectividad.

El amplificador IF no es muy diferente de los amplificadores de RF, la diferencia es que este opera en una frecuencia fija. El número de etapas en este amplificador varía, pero de dos a cuatro es lo típico (Proakis & Salehi, 2002).

8.20. Análisis en un Sistema Receptor

Es conveniente considerar la ganancia de potencia o de atenuación de las diferentes etapas de un receptor en términos de decibeles que esté relacionado a un determinado nivel de potencia.

Como visto en los apartados anteriores, las referencias más usadas son el dBm y el dBW.

El ejemplo siguiente muestra este proceso (Proakis & Salehi, 2002).

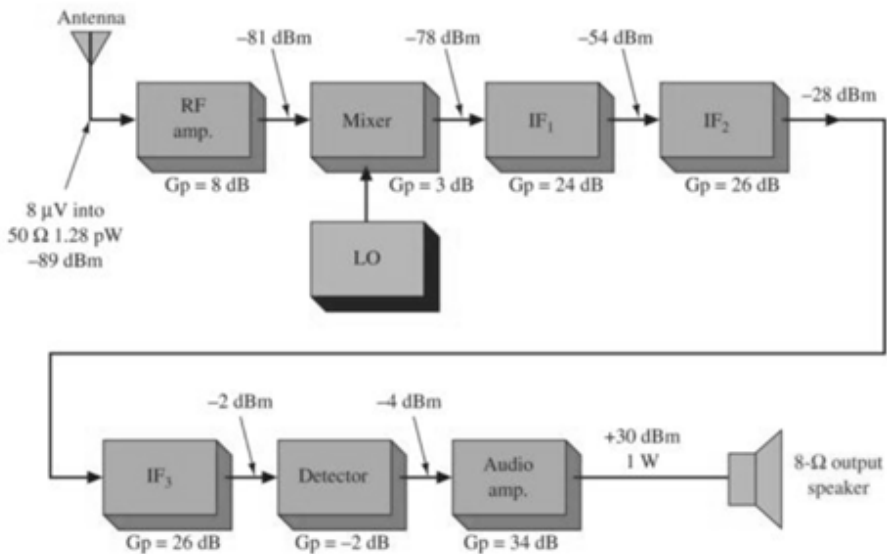


Fig. 112. Diagrama en Bloques de un Sistema Receptor.

Ejemplo 8.4: La figura anterior muestra un receptor de radio. La antena recibe una señal de $8 \mu V$ en una impedancia de entrada de 50Ω .

- Calcula la potencia de entrada en watts, dBm y dBW.
- Calcula la potencia que llega a la bocina.

Solución

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{8\mu V^2}{50\Omega} = 1.28 \times 10^{-12} W$$

$$dBm = 10 \log \frac{P}{1mW} = 10 \log \frac{1.28 \times 10^{-12} W}{1mW} = -89dBm$$

$$dBW = 10 \log \frac{P}{1W} = 10 \log \frac{1.28 \times 10^{-12} W}{1W} = -119dBW$$

Para determinar la potencia que llega a la bocina hay que sumar las ganancias y restar las perdidas (en dB) por todo el camino del sistema:

$$P_{out}(dBm) = -89dBm + 8dB + 3dB + 24dB + 26dB + 26dB \\ - 2dB + 34dBm = 30dBm$$

Convirtiéndolo a watts resulta en $P_{out} = 1W$

Finalmente

Receptores de AM en circuito integrado lineal:

- Los circuitos integrados lineales ahora están disponibles en un solo circuito integrado, de varios fabricantes, y realizan todas las funciones del receptor, excepto el filtrado de RF e IF y el control de volumen.
- Un ejemplo es el circuito integrado LM1820 de National Semiconductors Corporation, para radio AM. Incorpora etapas de amplificador de RF, mezclador, oscilador local y amplificador

de FI. Sin embargo, la selectividad de RF e IF se logra sintonizando las bobinas de sintonización en los circuitos reguladores o transformadores, que están conectados externamente (Menso, 2020).

SISTEMAS DE COMUNICACIONES DE BANDA LATERAL ÚNICA, SINGLE SIDEBAND – SSB

Resumen

Los sistemas de modulación AM de doble banda lateral, como se ha explicado hasta este punto, presentan dos inconvenientes notables. En primer lugar, la potencia asignada a la portadora representa dos tercios o incluso más de la potencia total de transmisión. Este aspecto resulta desfavorable ya que la portadora no lleva información útil. En segundo lugar, los sistemas AM convencionales emplean un ancho de banda duplicado en comparación con los sistemas de banda lateral única. Esto se debe a que la información contenida en la banda lateral superior es idéntica a la de la banda lateral inferior, lo que hace innecesaria la transmisión de ambas. El propósito aquí es adentrarnos en los sistemas de modulación de banda lateral única y discutir las ventajas y desventajas de su elección, en comparación con la modulación AM convencional con portadora de potencia pico máxima y doble banda lateral. Un ejemplo destacado de aplicación para los sistemas de banda lateral única con supresión de portadora es su implementación en sistemas de comunicación multicanal que emplean la técnica de multiplexación por división de frecuencia (FDM), tal como ocurre en los sistemas telefónicos de larga distancia.

Palabras clave: Portadora, Modulación, Amplitud, Lateral, Modulador, Frecuencia.

Abstract

Double sideband AM modulation systems, as explained up to this point, have two notable drawbacks. First, the power assigned to the carrier represents two thirds or even more of the total transmission power. This aspect is unfavorable since the carrier does not carry useful information. Second, conventional AM systems use twice the bandwidth compared to single-sideband systems. This is because the information contained in the upper sideband is identical to that of the lower sideband, which makes the transmission of both unnecessary. The purpose here is to delve into single-sideband modulation systems and discuss the advantages and disadvantages of their choice, compared to conventional double-sideband maximum peak power carrier AM modulation. A prominent application example for carrier suppression single-sideband systems is their implementation in multi-channel communication systems using the frequency division multiplexing (FDM) technique, such as in long-distance telephone systems.

Keywords: Carrier, Modulation, Amplitude, Lateral, Modulator, Frequency.

9.1. Sistemas de Banda Lateral Única (SSB o BLU)

Los conceptos básicos de la SSB se entendieron ya en 1914, pero no fue hasta 1923 que se otorgó la primera patente y se estableció un buen vínculo de comunicación entre Gran Bretaña y los Estados Unidos (Couch, 2013).

Hoy en día, la comunicación SSB juega un papel muy importante en las comunicaciones por radio debido a sus ventajas sobresalientes sobre los sistemas AM convencionales. Las agencias de comunicaciones actualmente requieren que la mayoría de las líneas en la banda de frecuencia de 2-30 MHz usen SSB (Pinto García, 2015).

9.2. Modulación BLU

Definición y generación por filtrado:

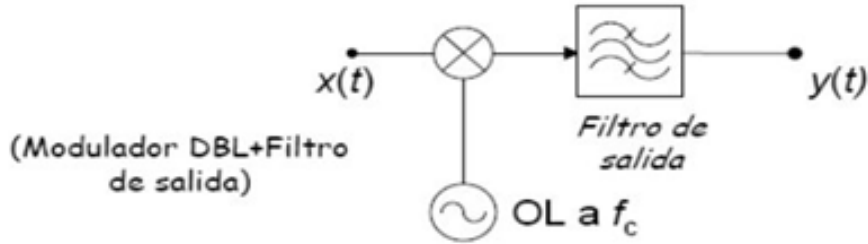
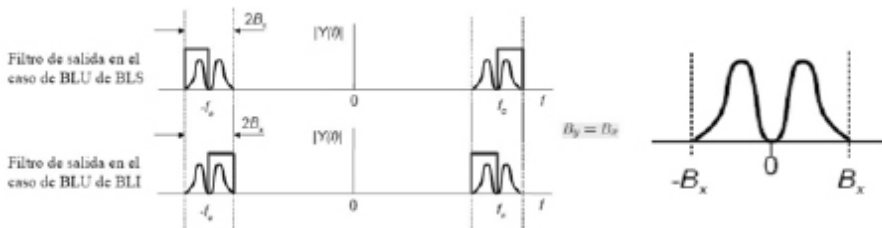


Fig. 113. Esquema de Modulación para BLU.

Consiste en una modulación DBL en la que se elimina bien la Banda Lateral Superior (BLS) o bien la Banda Lateral Inferior (BLI):



Esta modulación utiliza de manera óptima los recursos.

- Sin embargo, requiere filtros muy abruptos.
- Esta restricción se relaja si la señal de información tiene un espectro sin información cerca de $f=0$:

Eficiencia de potencia: $E_p = \frac{\text{Pot. de señal de información}}{\text{Pot. transmitida}} \times 100 = 100\%$

Eficiencia espectral: $E_c = \frac{B_x}{B_y} \times 100 = 100\%$

Otra forma de modulador es por cambio de fase:

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t) = BLI$$

$$y(t) = x(t) \cos \omega_c t + \hat{x}(t) \sen \omega_c t = BLI$$

$$y(t) = y_1(t) - y_2(t) = BLS$$

$$y(t) = x(t) \cos \omega_c t - \hat{x}(t) \sen \omega_c t = BLI$$

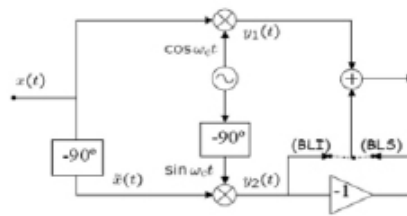


Fig. 115. Modulador por Cambio de Fase.

9.3. Modulador por Cambio de Fase (cont.) Transformador de Hilbert

El desfasador de 90° para la señal de $x(t)$ es un tipo de filtro que debe funcionar para todas las frecuencias de la señal de entrada (filtro complejo que solo se puede aproximar). Se conoce como transformador de Hilbert y su función de transferencia ideal es (Carlson, 2007):

$$H(f) = -j \text{sign}(f)$$

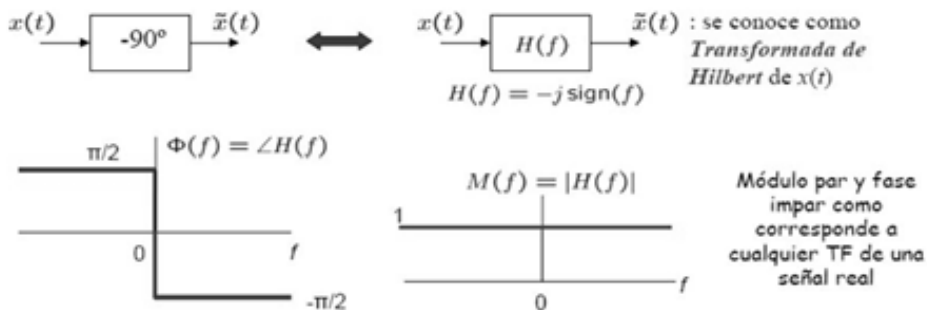


Fig. 116. Modulador por Cambio de Fase. Transformador de Hilbert.

El demodulador BLU es como el demodulador DBL y necesita un oscilador coherente con la portadora, en este caso, además, sin ningún tipo de deriva de fase (incluso aunque sea constante). Para simplificar la recepción a veces se añade un piloto de portadora como en DBL-CP y se llama BLU compatible (BLUC) u BLU-CP (Miller, 2002).

9.4. Tipos de Transmisiones SSB o BLU

- AM de Banda Lateral Única y Portadora de Máxima Potencia
- AM de Banda Lateral Única y Portadora Suprimida
- AM de Banda Lateral Única y Portadora Reducida
- AM de Banda Lateral Independiente
- AM de Banda Lateral residual

9.5. Análisis de la Potencia - AM convencional (DSBFC)

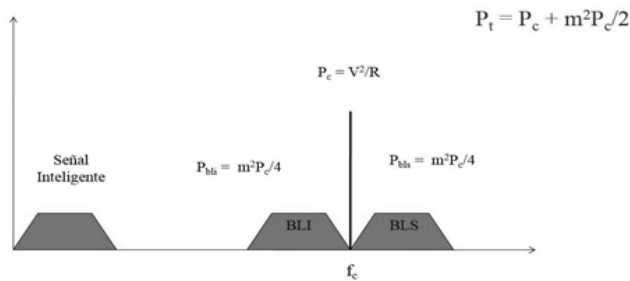


Fig. 117. Análisis de la Potencia - AM convencional (DSBFC).

9.6. Banda Lateral Única con Portadora de Máxima Potencia (SSBFC)

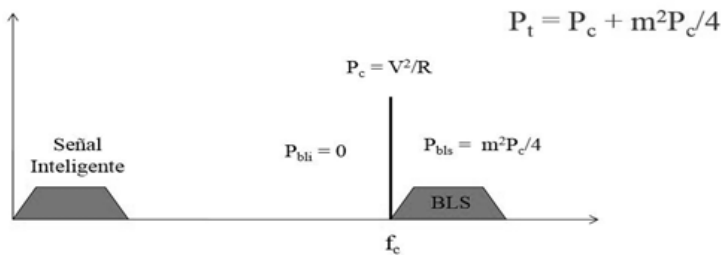


Fig. 118. Banda Lateral Única con Portadora de Máxima Potencia (SSBFC).

9.7. AM de Banda Lateral Única y Portadora de Máxima Potencia (SSBFC)

Este es un sistema de modulación AM en el cual la portadora es transmitida a su máxima potencia y solamente una de las bandas laterales es transmitida. Este enfoque permite el aprovechamiento de la mitad del ancho de banda en comparación con la modulación AM convencional. Cuando la modulación alcanza el 100%, la potencia de la portadora representa un 80% de la potencia total, mientras que solo un 20% de la potencia se encuentra en la banda lateral. Sin embargo, en la práctica, la proporción de energía utilizada en la señal inteligente es menor, a pesar de que el sistema SSBFC requiere menos potencia en teoría (Miller, 2002).

9.8. Banda Lateral Única con Portadora Suprimida (SSBSC)

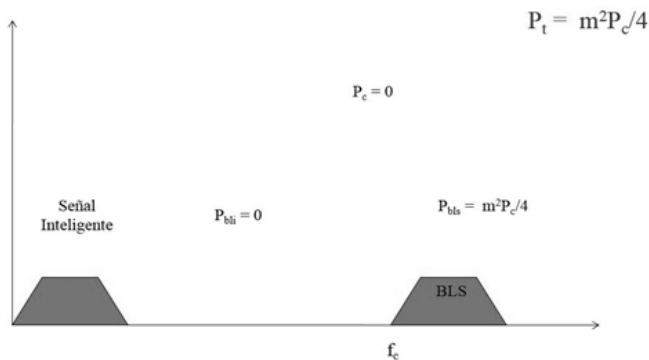
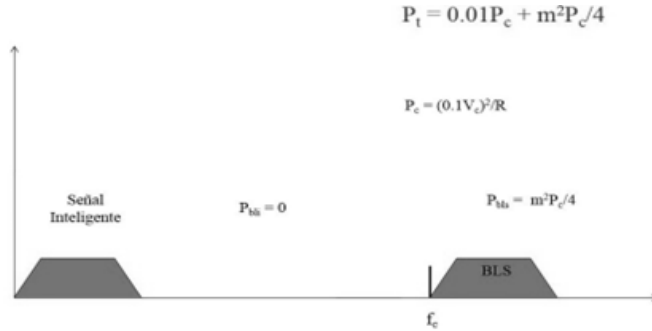


Fig. 119. Banda Lateral Única con Portadora Suprimida (SSBSC).

En SSBSC (Banda Lateral Única con Portadora Suprimida), la portadora es eliminada por completo y una de las bandas laterales también es suprimida. Esto resulta en la necesidad de la mitad del ancho de banda requerido por la modulación AM convencional, junto con una disminución significativa en la potencia de transmisión. En este caso, el 100% de la potencia de transmisión está contenida en la banda lateral (Pierce & Michael Noll, 1995).

9.9. Banda Lateral Única con Portadora Reducida (SSBRC)



En SSBRC (Banda Lateral Única con Portadora Reducida), una de las bandas laterales es eliminada, y el voltaje de la portadora se reduce a aproximadamente el 10% de su amplitud no modulada. De esta forma, hasta el 96% de la potencia total transmitida se encuentra en la banda lateral restante. Para lograr este efecto de portadora reducida, la portadora se suprime completamente durante la modulación y luego se reconstituye con una amplitud reducida. Es por esta razón que este sistema es denominado "portador reensamblado". El término "usuario piloto" se refiere al usuario principal en este contexto (Romero et al., 2016).

9.10. AM de Banda Lateral Independiente (ISB)

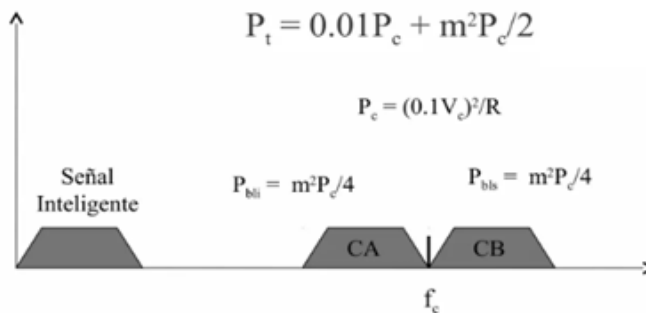
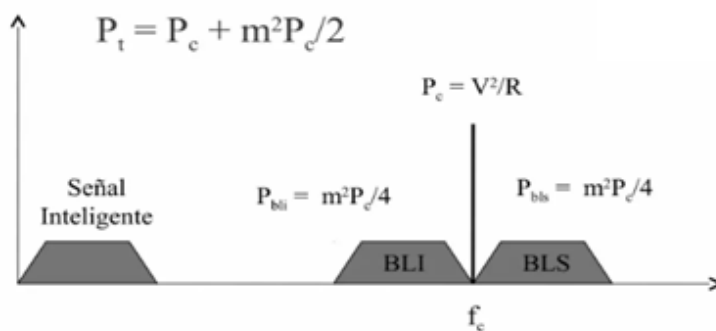


Fig. 121. AM de Banda Lateral Independiente (ISB).

Este es un tipo de sistema ampliamente utilizado en las comunicaciones militares es el conocido como twin-sideband suppressed carrier o independent sideband (ISB). En estos sistemas, se transmiten dos bandas laterales, cada una conteniendo diferentes señales inteligentes, mientras que la portadora se reduce a un nivel específico. El ISB es una técnica empleada para transmitir señales de radio AM en estéreo (Feher, 2004).

9.11. Banda Lateral Residual o Vestigial (VSB o BLV)



VSB (Vestigial Sideband Modulation) es una forma de modulación de amplitud en la cual se transmite tanto la portadora como la banda lateral con máxima potencia, pero solo una parte de la segunda banda lateral es transmitida. En este contexto, VSB se utiliza principalmente para transmitir señales de video en la televisión comercial. Cuando la señal transporta una cantidad considerable de información en bajas frecuencias, el uso de SSB puede ser complicado (Haykin, 2005).

En estos casos, se deja pasar de manera controlada algo de la banda eliminada: la banda lateral vestigial.

$$B_y > B_x$$

En el receptor, teniendo en cuenta esto, se hace un procesamiento adecuado para recuperar la señal

Este es un esquema clásico para difundir las imágenes en TV

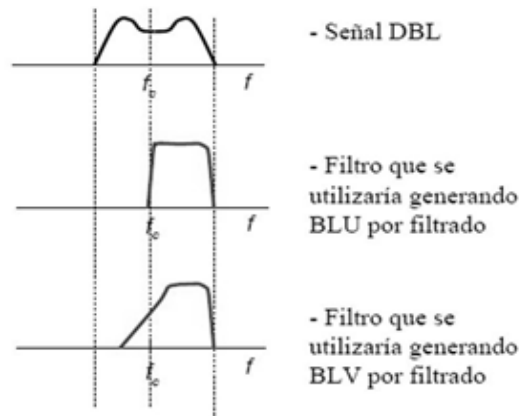


Fig. 123. Esquema para difusión de imágenes en TV.

Señal de televisión analógica en BLV: Espectro de la señal transmitida de un canal de televisión analógica.

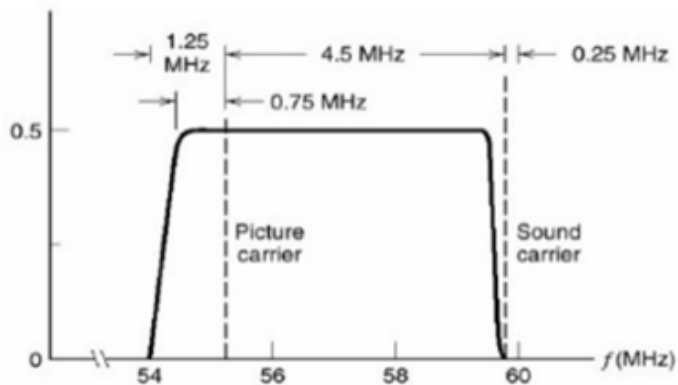


Fig. 124. Señal de televisión analógica en BLV.

Filtro que confirmaría el espectro de la señal de televisión transmitida y utilizando en el receptor para la demodulación.

9.12. Ventajas del SSB

La principal ventaja fundamental del sistema SSB radica en su uso altamente eficiente del espectro de frecuencias, lo cual es de particular importancia en un entorno comercial donde las frecuencias ya se encuentran saturadas debido a los anchos de banda existentes. Una ventaja adicional significativa es su menor susceptibilidad al fenómeno de desvanecimiento selectivo (Lathi, 2004).

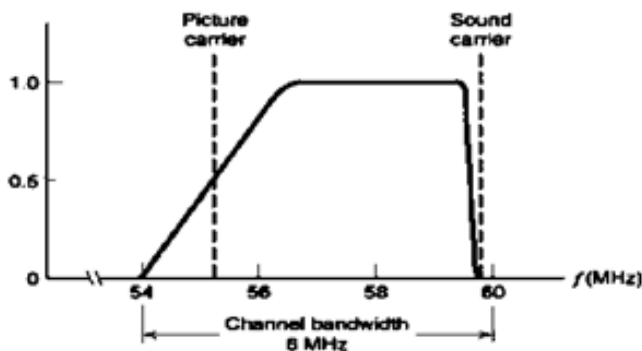


Fig. 125. Señal de televisión con portadora de video y audio.

Otro beneficio destacado del SSB es su capacidad para ahorrar energía al evitar la transmisión de la portadora o de una de las bandas laterales. Esto es especialmente relevante en dispositivos móviles donde la eficiencia energética es crucial. Además, esta técnica contribuye a la reducción de ruido al disminuir el ancho de banda utilizado. Tomando en cuenta todas estas ventajas, la implementación de SSB puede lograr un aumento promedio de 10 a 12 dB en comparación con la modulación AM convencional (Herrera, 2004).

9.13. Desventajas de SSB

Receptores sofisticados: Los sistemas de banda lateral única demandan receptores de mayor complejidad y coste en comparación con los receptores de AM convencionales. Estos receptores no pueden

hacer uso de detectores de envolvente, sino que necesitan recuperar y sincronizar la portadora mediante técnicas como la síntesis de frecuencia y los lazos de fase de bucle cerrado (PLL). Esto conlleva un incremento en el costo, la complejidad y el tamaño de los receptores (Menso, 2020).

Desafío en la sintonización: Los receptores SSB requieren una sintonización más precisa y elaborada en comparación con los receptores AM convencionales. Para abordar este desafío, es necesario emplear circuitos de regulación más exactos, los cuales son más costosos, pero también más precisos (Sundberg, 1986).

9.14. Generación de la Banda Lateral Única

9.14.1. El Modulador Balanceado

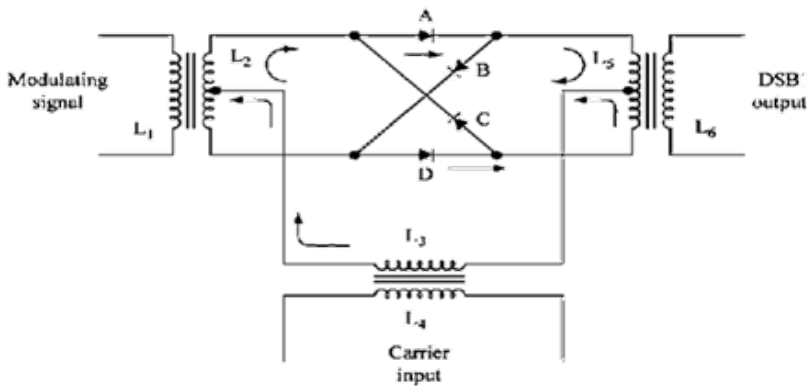


Fig. 126. Modulador Balanceado.

El propósito fundamental de un modulador balanceado es eliminar o cancelar la portadora, permitiendo así que solo las bandas laterales (DSBSC) sean transmitidas. En ocasiones, este tipo de modulador recibe el nombre de "modulador de anillo balanceado" o simplemente "modulador de anillo" (Clark, 1966).

Este modulador se ha convertido en uno de los circuitos útiles y ampliamente utilizados en la comunicación electrónica, además de ser utilizado en SSBSC, también se utiliza en esquemas de modulación de fase y frecuencia y en sistemas digitales. Este modulador esta apto y en capacidad de suprimir la portadora en un nivel de hasta 60 dB (Stremmler, 2008).

9.14.2. Otros moduladores para generar SSBSC

Se tienen los siguientes:

- i. Modulador balanceado en contrafase
- ii. Modulador de puente balanceado
- iii. Moduladores balanceados de circuitos integrados lineales, muchos de los cuales están disponibles comercialmente, incluido el LM 1596 de National Semiconductors.

9.15. Filtros SSB

Cuando la portadora es eliminada, es necesario suprimir una de sus bandas laterales sin que la otra se vea afectada. Esto demanda la utilización de un filtro altamente preciso, como se ilustra en la Figura 127 que sigue (Cook, 1967).

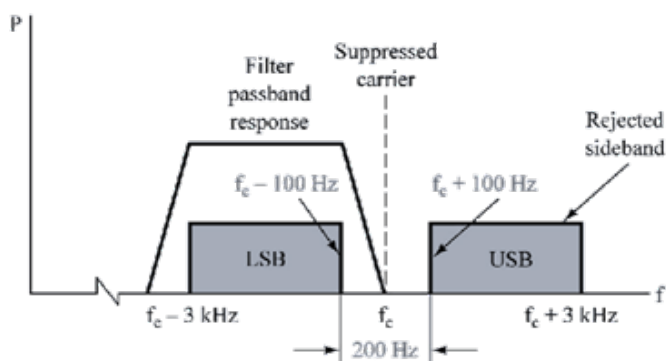


Fig. 127. Supresión de la Banda Lateral.

Ejemplo 9.1: En la figura anterior se muestra la actuación de un filtro para una transmisión de audio con frecuencias de 100 Hz a 3 kHz. De esta forma las bandas laterales estarán separadas por 200 Hz. El factor de calidad (Q) del filtro depende de la presente frecuencia portadora, y del espacio de separación de la banda lateral y la atenuación que se requiere de la misma banda lateral no deseada, y esta se puede calcular de la siguiente manera (Cook, 1967):

$$Q = \frac{f_c \left(\log^{-1} \frac{dB}{20} \right)^{1/2}}{4\Delta f}$$

Donde dB es la supresión de la banda no deseada.

Ejemplo 9.2: Calcula la Q requerida para la situación de la figura número 127 Supresión de la Banda Lateral

Con una portadora de 1 MHz y 80 dB de supresión (R: 125,000)

Con una portadora de 100 kHz y una supresión de 80 dB (R: 12,500)

9.16. Otros Tipos de Filtros

Filtros de cristal: se utilizan comúnmente para reducir las bandas laterales no deseadas debido a su alto Q. Los cristales con una Q de 50.000 están disponibles.

Filtros cerámicos: utilizan elementos de efecto piezoeléctrico como el vidrio, pero están hechos de otros materiales, tienen un índice Q de 2000. Son más baratos y pequeños.

Filtro mecánico: Tienen excelentes características de rechazo, tienen un tamaño pequeño para los casos de la miniaturización y Q de 10.000 (Pinto García, 2015).

9.17. Esquemas de Transmisores de SSB

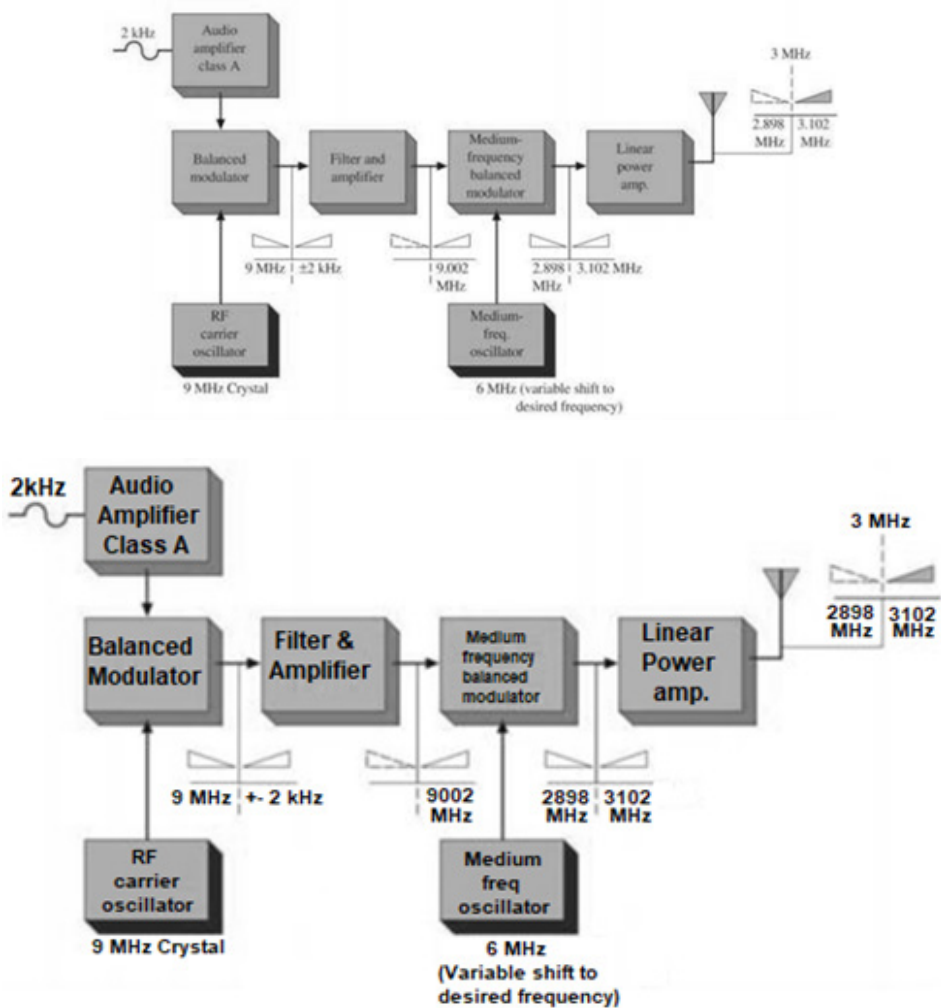


Fig. 128. Diagrama en Bloques de un transmisor SSB.

De forma ilustrativa, en la figura se ve un único tono de 2000 Hz como señal inteligente que está siendo enviado en el sistema, por lo general la señal que se envía es una señal más compleja. Se usa un oscilador de 9 MHz de cristal (Buehler & Lunden, 1966).

MODULACIONES ANGULARES

Resumen

El concepto de modulación angular fue introducido en 1931 como una alternativa a la modulación de amplitud. Se ha argumentado que las formas de onda con modulación angular son menos susceptibles a interferencias en comparación con la AM, lo que podría mejorar el rendimiento de las comunicaciones por radio. Tanto la modulación de frecuencia como la de fase se consideran mecanismos de modulación angular. A menudo, estas formas de modulación angular se denominan simplemente como FM, aunque en realidad existen notables diferencias entre ellas. Se ha reconocido que existen varias ventajas al emplear la modulación angular en lugar de la modulación de amplitud. Estos beneficios incluyen la reducción del ruido, la mejora en la fidelidad del sistema y el aumento de la eficiencia. Sin embargo, tanto FM como PM presentan algunas desventajas, como la necesidad de mayor ancho de banda y la utilización de circuitos más complejos en tanto el transmisor como el receptor. En la modulación angular, la amplitud de la señal modulada es constantemente determinada, y la frecuencia y la fase de la señal modulada no coinciden con la fase de la portadora. Estos valores se transforman de acuerdo con la información contenida en la forma de onda.

Palabras clave: Angular, Modulación, Amplitud, Fase, Modulador, Frecuencia.

Abstract

The concept of angular modulation was introduced in 1931 as an alternative to amplitude modulation. It has been argued that

angular modulated waveforms are less susceptible to interference compared to AM, which could improve the performance of radio communications. Both frequency and phase modulation are considered angular modulation mechanisms. Often these forms of angular modulation are referred to simply as FM, although there are notable differences between them. It has been recognized that there are several advantages to employing angular modulation instead of amplitude modulation. These benefits include noise reduction, improved system fidelity, and increased efficiency. However, both FM and PM have some disadvantages, such as the need for greater bandwidth and the use of more complex circuitry in both the transmitter and the receiver. In angular modulation, the amplitude of the modulated signal is constantly determined, and the frequency and phase of the modulated signal do not coincide with the phase of the carrier. These values are transformed according to the information contained in the waveform.

Keywords: Angular, Modulation, Amplitude, Phase, Modulator, Frequency.

10.1. Modulación de Fase y de Frecuencia (I)

Definiciones de los elementos de una portadora.

Portadora modulada angularmente: la información se codifica en la fase de la portadora, y esta codificación se define de la manera siguiente:

$$y(t) = A_e \cos(\omega_c t + \varphi(t)) = A_e \cos(\theta(t))$$

Donde: $\omega_c t$ = Pulsación portadora

$\varphi(t)$ = Desviación de fase

$\theta(t)$ = Fase total

La amplitud de la portadora es A_c . Para las modulaciones angulares es constante.

$$\text{Desviación de frecuencia: } f_d(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} [Hz]$$

$$\text{Desviación de fase: } \varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_d(\tau) d\tau [rad]$$

$$\text{Frecuencia instantánea: } f_{ins}(t) = \frac{1}{2\pi} \omega_{ins}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_c + f_d(t)$$

$$\text{Donde: } f_{ins}(t) = \text{Frecuencia instantánea}$$

$$\omega_{ins}(t) = \text{Pulsación instantánea}$$

$$f_c = \text{Frecuencia portadora}$$

$$f_d(t) = \text{Desviación de frecuencia}$$

10.2. Modulación de fase y de frecuencia (II)

Las modulaciones angulares son aquellas en las que la información se transmite mediante la variación de la fase de la portadora, cuyo módulo se mantiene constante. Si consideramos la señal de información como $x(t)$, que puede ser normalizada al valor máximo como (Herrera, 2004):

$$x_N(t) = \frac{x(t)}{x_{max}} \qquad x_{max} = |x(t)|_{max}$$

Def. Modulación de fase (PM, Phase Modulation), caracterizada por el parámetro β (ó K_p):

$$\varphi(t) = K_p x(t) = \beta x_N(t) \qquad y_{PM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta x_N(t))$$

$$f_d(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{K_p}{2\pi} \frac{dx(t)}{dt} = \frac{\beta}{2\pi} \frac{dx_N(t)}{dt}$$

Máxima desviación de fase o índice de modulación: $\beta = K_p x_{\max}$

Def. Modulación de frecuencia (FM, Frequency Modulation), caracterizada por f_d (ó K_f):

$$f_d(t) = K_f x(t) = f_D x_N(t) \quad y_{PM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + 2\pi f_D \int_{-\infty}^t x_N(\tau) d\tau)$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_d(\tau) d\tau = 2\pi K_f \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau = 2\pi f_D \int_{-\infty}^t x_N(\tau) d\tau$$

Máxima desviación de frecuencia: $f_D = K_f x_{\max}$

10.3. Modulación de Fase y de Frecuencia (III)

Señales en el tiempo:

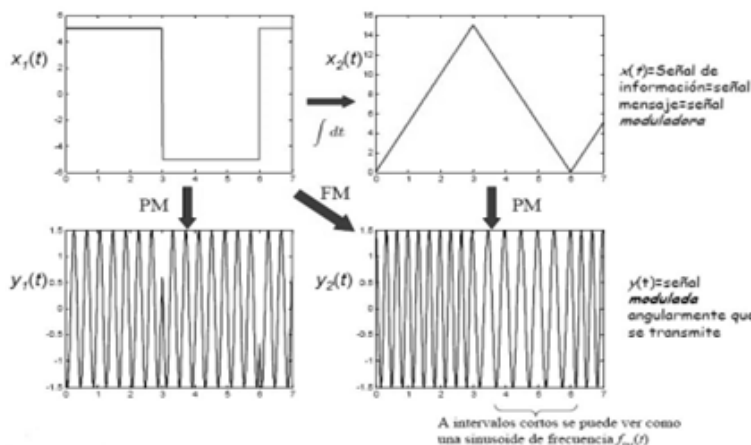


Fig. 129. Modulación de Fase y Frecuencia.

10.4. Modulación de fase y de frecuencia (IV)

Relación entre los dos tipos de modulaciones:

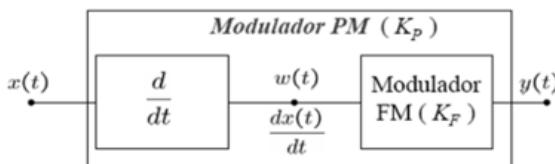


Fig. 130. Modulación de Fase.

$$f_d(t) = K_F \omega(t) = K_F \frac{dx(t)}{dt}$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_d(\tau) d\tau$$

$$\varphi(t) = (2\pi K_F) x(t)$$

$$\text{Donde: } K_p = 2\pi K_F$$

K_p y K_F Son constantes de desviación de fase
y frecuencia, respectivamente

$$y_{PM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + K_p x(t)) = A_c \cos(\omega_c t + \beta x_N(t))$$

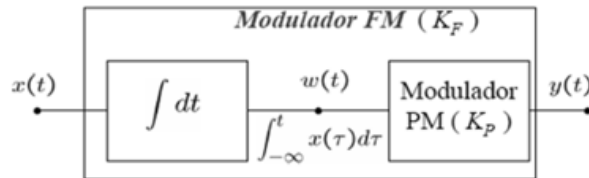


Fig. 131. Modulación de Frecuencia.

$$\varphi(t) = K_p \omega(t) = K_p \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau$$

$$f_d(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$$f_d(t) = \left(\frac{1}{2\pi} K_p\right) x(t)$$

$$\text{Donde: } K_F = \frac{1}{2\pi} K_p$$

$$y_{PM}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + 2\pi K_F \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau\right) = A_c \cos\left(\omega_c t + 2\pi f_D \int_{-\infty}^t x_N(\tau) d\tau\right)$$

10.5. Modulación Angular de Banda Estrecha (I)

Señal paso banda general:

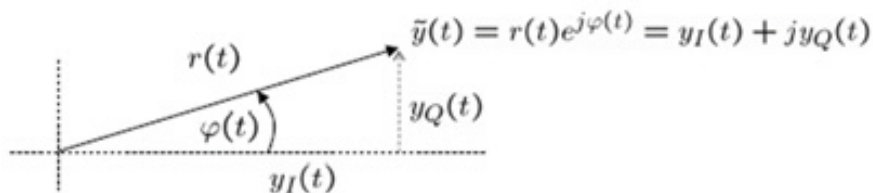


Fig. 132. Modulación Angular de Banda Estrecha (1)

$$y(t) = \Re\{\tilde{y}(t)e^{j\omega_c t}\} = r(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) = y_1(t) \cos \omega_c t - y_2(t) \sin \omega_c t$$

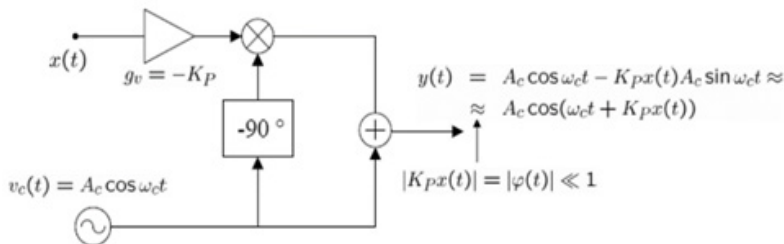
Portadora modulada en fase (por tanto, de amplitud constante) con desviación de fase $\ll 1$:

$$\begin{cases} \varphi(t) = K_P x(t) \\ |\varphi(t)| \ll 1 \end{cases} \quad \begin{array}{c} \tilde{y}(t) = A_c(1 + j\varphi(t)) \\ r(t) = A_c \\ y_C(t) = A_c \sin(\varphi(t)) \approx A_c \varphi(t) \\ y_F(t) = A_c \cos(\varphi(t)) \approx A_c \end{array} \quad |\varphi(t)| \ll 1$$

$$y(t) = \Re\{A_c(1 + j\varphi(t))e^{j\omega_c t}\} = A_c[\cos \omega_c t - K_P x(t) \sin \omega_c t]$$

10.5.1. Modulación Angular de Banda Estrecha (II)

Modulador Armstrong:



La señal resultante en la salida se convierte en una modulación angular de banda estrecha cuando el valor absoluto de K_P multiplicado por $x(t)$ es significativamente menor que 1, es decir, es $|K_P x(t)| \ll 1$. Por esta razón, esta forma de modulación es adecuada para generar señales de tipo PM (o FM) cuando los valores de β son pequeños (Tomasi, 2003).

El cálculo del espectro en esta situación es bastante sencillo (a diferencia de otros casos más complejos que se analizan en escenarios específicos). En este caso particular, el espectro mostrará una fuerte presencia de la portadora (lo que resulta en una eficiencia de potencia baja), ya que se asume que $|K_P x(t)| \ll 1$ (Carlson, 2007).

10.5.2. Cálculo del Espectro (I)

El espectro de una señal que ha sido modulada angularmente no presenta una relación simple con el espectro de la señal moduladora, excepto en el caso de la modulación angular de banda estrecha que se discutió anteriormente (Buehler & Lunden, 1966).

Cálculo del espectro para el caso anterior en el que la señal moduladora es un tono, el cálculo del espectro se realiza de manera específica:

PM:

$$x(t) = A_x \sin \omega_x t$$

$$\varphi(t) = K_P x(t) = K_P A_x \sin \omega_x t = \beta \sin(\omega_x t) \quad \beta = K_P A_x$$

$$f_d(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{\beta \omega_x}{2\pi} \cos \omega_x t = f_D \cos(\omega_x t) \quad f_D = \frac{\beta \omega_x}{2\pi} = \beta f_x$$

FM:

$$x(t) = A_x \cos \omega_x t$$

$$f_d(t) = K_F x(t) = K_F A_x \cos \omega_x t = f_D \cos(\omega_x t) \quad f_D = K_F A_x$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_d(\tau) d\tau = \frac{2\pi f_D}{\omega_x} \sin \omega_x t = \beta \sin(\omega_x t) \quad \beta = \frac{2\pi f_D}{\omega_x} = \frac{f_D}{f_x}$$

En ambos casos, la señal modulada exhibe la misma forma y una envolvente compleja.

$$y(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(\omega_x t)) = \Re\{A_c e^{j\beta \sin \omega_x t} e^{j\omega_c t}\} = \Re\{\tilde{y}(t) e^{j\omega_c t}\}$$

$$\text{Donde: } \tilde{y}(t) = A_c e^{j\beta \sin \omega_x t}$$

10.5.3. Cálculo del Espectro (II)

En esta situación, la envolvente compleja se refiere a una señal periódica con un período fundamental.

$T_x = 2\pi/\omega_x \rightarrow$ se puede representar por un desarrollo en series de Fourier en elementos armónicos $n f_x$.

$$\hat{y}(t) = A_c e^{j\beta \sin \omega_x t} = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_x t} \quad T_N = \frac{2\pi}{\omega_x} = \frac{1}{f_x}$$

$$f_{\text{periodica}}(t) \quad z = \omega_x t$$

$$\text{Coeficientes del DSF: } c_n = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} e^{j\beta \sin \omega_x t} e^{-jn\omega_x t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\beta \sin z} e^{-jnz} dz =$$

$$J_n(\beta)$$

La función de Bessel de primera especie se especializa en el índice de modulación β (n), donde n es el orden del coeficiente y la función.

En resumen, esto conduce a una nueva formulación para las señales:

$$\hat{y}(t) = A_c e^{j\beta \sin \omega_x t} = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_x t} \quad \hat{y}(t) e^{j\omega_c t} =$$

$$A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{j(\omega_c + n\omega_x)t}$$

$$y(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(\omega_x t)) = \Re\{\hat{y}(t) e^{j\omega_c t}\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos((\omega_c + n\omega_x)t)$$

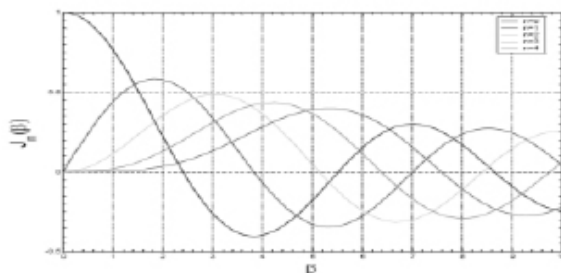
Con la ventaja de que su espectro se puede obtener ahora de inmediato:

$$Y(f) = \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) (\delta(f - f_c - n f_x) + \delta(f + f_c + n f_x))$$

10.5.4. Cálculo del Espectro (III)

Funciones de Bessel de primera especie de orden entero y argumento real:

$$\begin{cases} J_n(-\beta) = (-1)^n J_n(\beta) \\ J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta) \end{cases}$$



10.5.5. Cálculo del Espectro (IV)

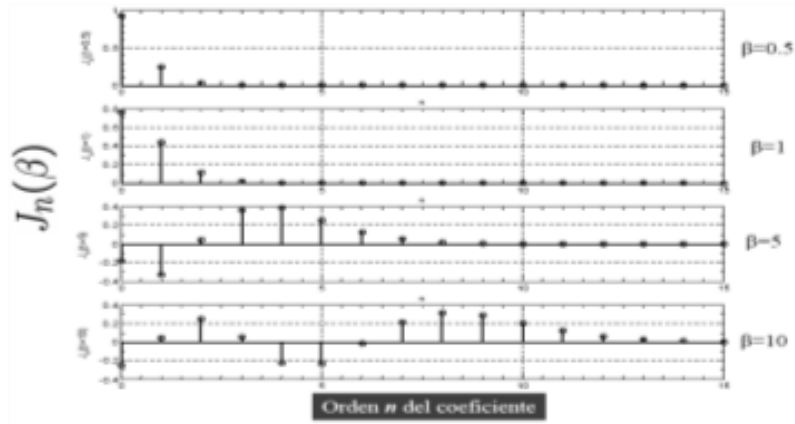
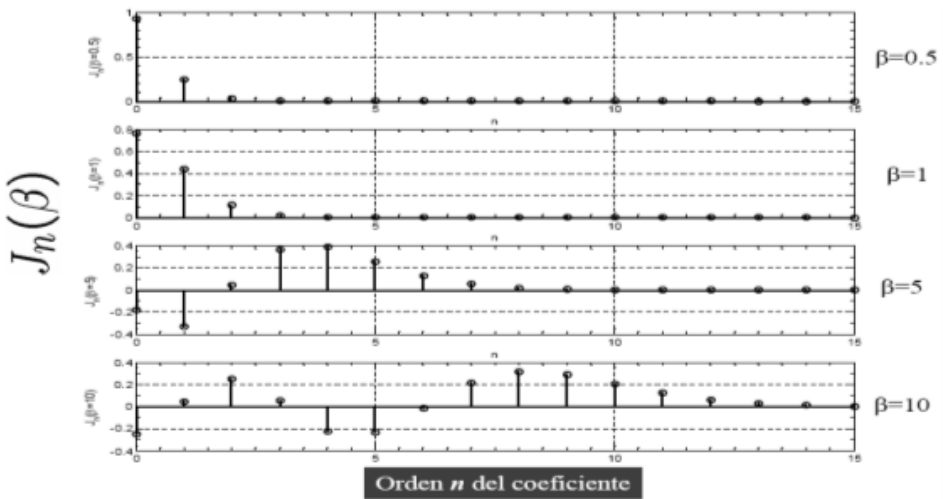


Fig. 136. Cálculo del Espectro de los términos de las funciones de Bessel (1)



10.5.6. Cálculo del Espectro (V)

El espectro (parte positiva) de una portadora modulada angularmente con un tono de frecuencia f_x , que se expresa para dos índices de modulación (Sundberg, 1986):

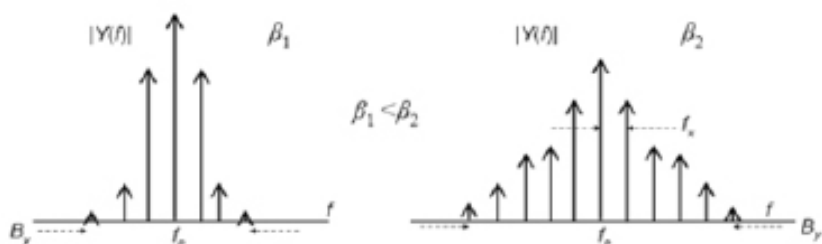


Fig. 137. Cálculo del Espectro de los términos de las funciones de Bessel (2)

$$Y(f) = \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) (\delta(f - f_c - n f_x) + \delta(f + f_c + n f_x))$$

Espectro sintonizado con la portadora adicionado a un número infinito de deltas separados por valores que son múltiplos enteros de la frecuencia del tono de modulación $f_x \rightarrow$ ancho de banda infinito en teoría. El espectro es par alrededor de f_c ya que $|J_n(\beta)| = |J_{-n}(\beta)|$.

A medida que se desarrollan estas series matemáticas, la amplitud de los valores delta aumenta, lo que lleva a la suposición de un ancho de banda limitado en la práctica de: $B_y \approx 2(\beta+1) f_x$ (Couch, 2013).

El 98% de la potencia se encuentra dentro de esta banda, lo que significa que la amplitud crece junto con el valor de β . Para $\beta \rightarrow 0$, se estaría en el caso de un tipo de modulación angular de banda estrecha y solo la primera δ a izquierda y derecha de la portadora son las que serían relevantes $B_y \approx 2f_x$ (Tomasi, 2003).

10.5.7. Cálculo del Espectro (VI)

En la Generalización de los resultados sobre el ancho de banda, particularmente en relación con la Regla de Carson, calcular el espectro de una señal modulada en PM o FM cuando la señal de información es de naturaleza arbitraria resulta complicado, y es en este contexto que los resultados anteriores son generalizados (Carlson, 2007; Tomasi, 2003).

La Regla de Carson establece que el ancho de banda aproximado de una señal transmitida (modulada por PM/FM) depende de manera funcional del ancho de banda de la señal de información (Carlson, 2007; Tomasi, 2003).

$$\text{Caso PM: } B_y = 2(\beta + 1)B_x$$

$$\text{Caso FM: } B_y = 2(D + 1)B_x$$

Relación de desviación:

$$D = \frac{\text{Desviación de frecuencia máxima}}{\text{Ancho de banda de } x(t)} = \frac{f_D}{B_x}$$

B_x hace el papel de f_x y D hace el papel de β

La regla de Carson es consistente con la modulación angular de banda estrecha. Si:

$$D, \beta \ll 1, B_y \approx 2B_x$$

Aproximación cuasi estática. Si $D \gg 1$ ($B_x \ll f_D$), $B_y \approx 2D B_x = 2f_D$. En estas condiciones la portadora se puede ver como un tono cuya frecuencia va cambiando lentamente entre

$$f_c - f_D \text{ y } f_c + f_D$$

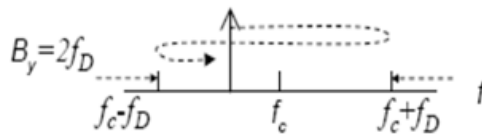


Fig. 138. Generalización de los resultados de ancho de banda. Regla de Carson.

10.6. Generación y Demodulación (I)

Generación con multiplicadores de frecuencia:

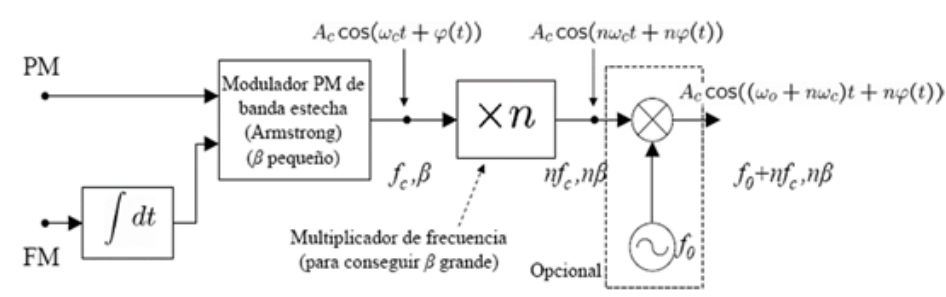


Fig. 139. Generación y Demodulación de FM y PM.

Creación de un oscilador de frecuencia variable mediante un voltaje controlado (VCO): La frecuencia producida por el oscilador está determinada por la señal de control aplicada. Esta configuración permite la creación de un modulador de frecuencia (FM). Si se utilizan como dispositivos de cambio de fase controlados por voltaje, se pueden emplear para generar modulación de fase (PM) (Clark, 1966).

Generación utilizando un bucle de fase cerrada (PLL - Phase Locked Loop): Presenta características complejas y costosas, pero también ofrece ventajas significativas y un rendimiento destacado (Buehler & Lunden, 1966).

10.6.1. Generación y Demodulación (II)

Demodulador PM con detector de fase (coherente):

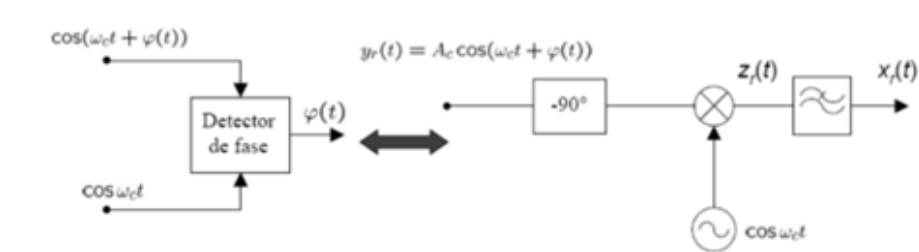


Fig. 140. Demodulador PM con detector de fase.

$$z_r(t) = A_c \sin(\omega_c t + \varphi(t)) \cos \omega_c t = \frac{A_c}{2} \sin \varphi(t) + \frac{A_c}{2} \sin(2\omega_c t + \varphi(t))$$

$$\rightarrow \text{filtrado paso-bajo} \rightarrow z_r(t) = \frac{A_c}{2} \sin \varphi(t) \approx \frac{A_c}{2} \varphi(t)$$

El demodulador requiere un oscilador coherente con la portadora.

Si $y_r(t)$ llevaba una modulación PM $\varphi(t) = K_p x(t)$, entonces $x_r(t) = \frac{A_c}{2} K_p x(t)$

Si $y_r(t)$ llevaba una modulación FM $f_d(t) = K_f x(t)$, habrá que añadir un bloque diferenciador.

10.6.2. Generación y Demodulación (III)

Demodulador de frecuencia modulada (FM) con discriminador de frecuencia: Estos circuitos generan una salida de voltaje que es proporcional a la variación de frecuencia presente en la señal de entrada. En otras palabras, se introduce una señal FM modulada en su entrada (Carlson, 2007).

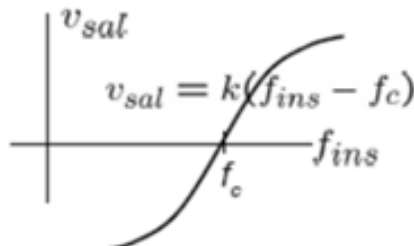


Fig. 141. Demodulación de FM con discriminadores de frecuencia (1)

$$f_d(t) = f_{ins} - f_c = K_f x(t), \text{ su salida será}$$

$$v_{sal}(t) = k f_d(t) = k K_f x(t)$$

Si se aplica una señal modulada PM a su entrada, se debe agregar un integrador. La discriminación de frecuencia se puede hacer de la siguiente manera:

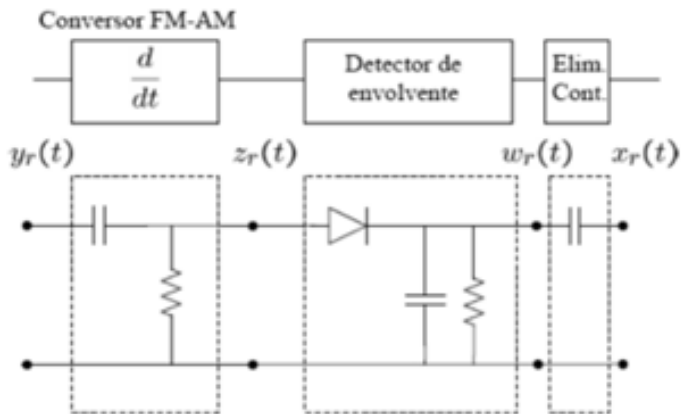


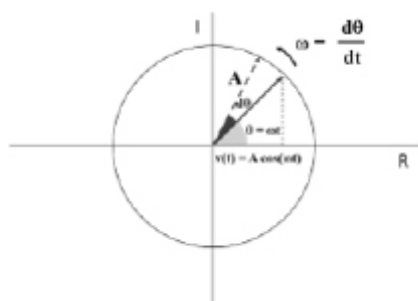
Fig. 142. Demodulación de FM con discriminadores de frecuencia (2).

$$y_r(t) = A_e \cos \left(\omega_c t + 2\pi K_F \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \right)$$

$$z_r(t) = -A_e \{ \omega_c + 2\pi K_F x(t) \} \times \sin \left(\omega_c t + 2\pi K_F \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \right)$$

$$\omega_r(t) = -A_e \{ \omega_c + 2\pi K_F x(t) \}$$

$$x_r(t) = -A_e 2\pi K_F x(t)$$



10.7. Modulación De Fase

Portadora

$$p(t) = A \cos \omega_p t$$

Ángulo de la portadora

$$\theta(t) = \omega_p t$$

Ángulo de la portadora modificado
linealmente por la señal modulante
constante de desviación angular (rad/V)
Señal modulada en fase

$$\theta_i(t) = \omega_p t + k_a f(t)$$

$$k_a:$$

$$\psi_{ma}(t) = A \cos[\omega_p t + k_a f(t)]$$

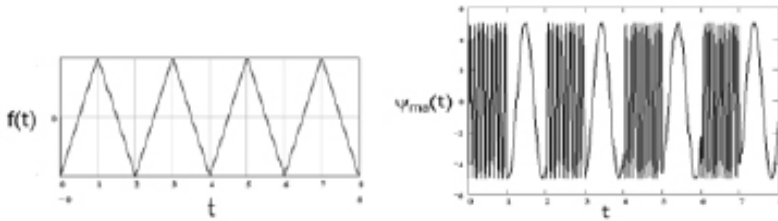


Fig. 144. Modulación PM.

10.8. Modulación De Frecuencia

$$f_i = f_c + k_f f(t)$$

Donde: k_f : constante de desviación de frecuencia (rad/seg V)

La frecuencia angular ω_i instantánea es la derivada del valor instantáneo del ángulo θ_i de la portadora

$$\frac{d}{dt} \theta_i(t) = [\omega_p + 2\pi k_f f(t)]$$

Valor instantáneo del ángulo de la portadora

$$\theta_i(t) = \omega_p t + 2\pi k_f \int f(t) dt$$

Señal modulada en frecuencia

$$\psi_{mf}(t) = A \cos[\omega_p t + 2\pi k_f \int f(t) dt]$$

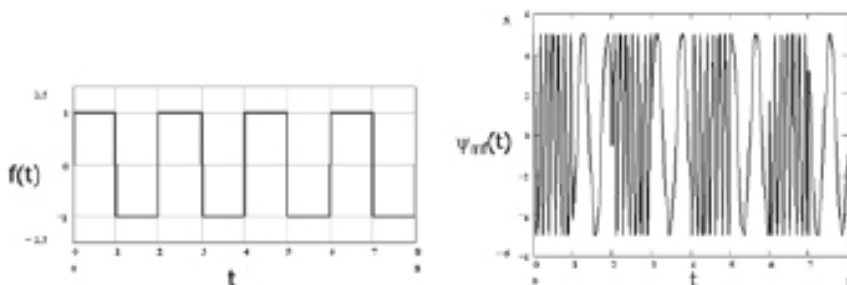


Fig. 145. Modulación Angular.

Esta expresión matemática permite generar una señal modulada en frecuencia utilizando un enfoque similar a la técnica de modulación de fase. Si se observa que las fórmulas de las funciones ψ_{ma} y la ψ_{mf} son idénticas, con la única diferencia de que en la señal modulada en fase se realiza una integración de la señal moduladora. Por lo tanto, para obtener una señal modulada en frecuencia, es necesario llevar a cabo la integración de la señal moduladora en primer lugar, y luego aplicar técnicas de modulación de fase a esta señal resultante (Menso, 2020).

De hecho, la forma de onda cuadrada que se muestra en el ejemplo gráfico es el resultado de integrar la forma de onda triangular utilizada previamente para ilustrar la técnica de modulación de fase. Esto conduce al mismo resultado en términos de obtener una señal modulada en frecuencia (Buchman, 1962).

Cabe mencionar que la sustitución directa en $f_i = f_c + k_f f(t)$ para representar la frecuencia instantánea de la portadora FM es un error.

10.9. Modulador

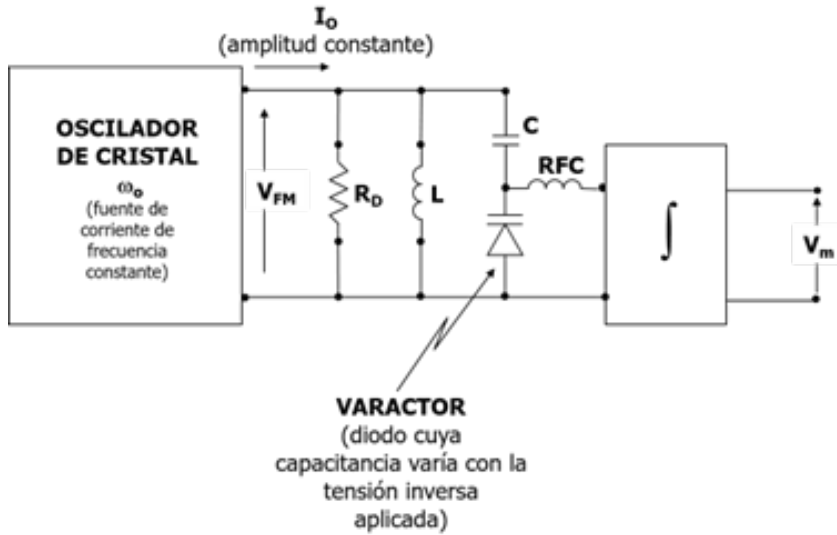


Fig. 146. Proceso de Modulación FM.

10.10. Demodulador. Conversor FM en AM

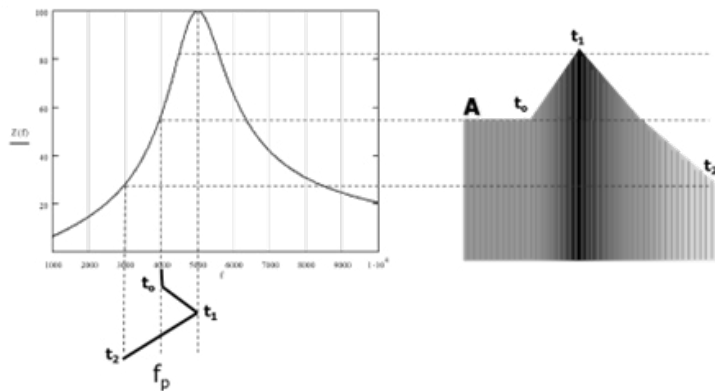


Fig. 147. Demodulación. Conversión de FM en AM

10.11. Índice de modulación angular

El índice de modulación angular representa la máxima desviación causada en el ángulo de la portadora como resultado de la influencia de la señal modulada, aplicable tanto a la modulación de fase (PM) como a la modulación de frecuencia (FM) (Stremmler, 2008).

PM

$$i_{PM} = k_a |f(t)|_{\max}$$

FM

$$i_{FM} = k_f \left| \int f(t) dt \right|_{\max}$$

Caso de señal modulante cosenoidal: $f(t) = A \cos \omega_m t$

$$i_{PM} = k_a A$$

$$\int A \cos(\omega_m t) dt = A \frac{\sin \omega_m t}{\omega_m}$$

Es importante notar que el índice de modulación de fase se mantiene constante, mientras que el índice de modulación de frecuencia varía según la frecuencia de la señal de modulación. Debido a esta característica, la modulación de frecuencia se considera una forma de modulación no lineal (Cook, 1967).

10.12. Índice de modulación de frecuencia

$$\omega_i = \omega_p + k_f f(t)$$

Desviación pico desde el valor
estático de la frecuencia angular
de la portadora

$$\Delta\omega_{\text{pico}} = k_f |f(t)|_{\max}$$

Frecuencia angular instantánea
de la portadora

Supóngase que el espectro de la señal en banda base sea $F(w)$:

$\omega_{\max}$ La más elevada componente de frecuencia de la señal
modulante $f(t)$

Índice de modulación de frecuencia: $m_f = \frac{\Delta\omega_{pico}}{\omega_{m\acute{a}x}}$

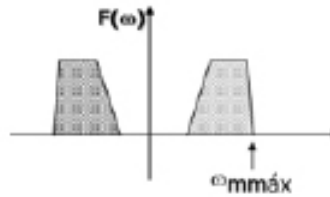


Fig. 148. Índice de Modulación en Frecuencia.

10.13. Modulación De Frecuencia

Calcular el espectro de una señal modulada en frecuencia, especialmente cuando los valores del índice de modulación de frecuencia son altos, no es una tarea sencilla. Incluso si la señal modulada es una onda sinusoidal de frecuencia FM, los cálculos involucrados son complejos y requieren el uso de funciones de Bessel de primera clase. Los resultados se ilustran en la figura para tres diferentes índices de modulación de frecuencia. Es importante destacar que, en términos estrictos, el espectro de una señal modulada en frecuencia es infinito (Lathi, 2004).

Para determinar el ancho de banda de la señal, se considera la banda de frecuencia que contiene el 98% de la potencia total de la señal. Con esta consideración, Carlson propuso una fórmula ampliamente aceptada para calcular el ancho de banda de una señal de frecuencia modulada.

Es relevante tener en cuenta que, mediante la selección adecuada del índice de modulación o la analogía del desplazamiento de frecuencia máximo, es posible minimizar la portadora que transmite la mayor parte de la potencia de la señal hacia las bandas laterales. Esta limitación contiene información útil.

Cuando el índice de modulación de frecuencia es mucho menor que la unidad, según la fórmula de Carlson, el ancho de banda de la

señal modulada es aproximadamente dos veces el componente de frecuencia más alto presente en la señal modulada. En este contexto, en términos de ancho de banda, una señal de frecuencia modulada de banda estrecha no difiere fundamentalmente de una señal de amplitud modulada.

Para lograr los beneficios sobresalientes de la modulación de frecuencia en cuanto a relación señal/ruido, es necesario emplear modulación de banda ancha, lo que implica un alto índice de modulación. En este caso, el ancho de banda de la señal es el doble del desplazamiento de frecuencia pico (Carlson, 2007).

El espectro unilateral de la señal modulada en frecuencia, con una señal modulante en forma de onda cosenoidal $A \cos(2\pi f_m t)$, está limitado a la banda que contiene el 98% de la potencia total.

$$\psi_{FM}(t) = A_p \cos \left[2\pi f_p t + \int A_m \cos(2\pi f_m t) dt \right]$$

Ejemplo 10.1: Las regulaciones internacionales, como las establecidas por la FCC, indican que la máxima desviación de frecuencia permitida para la transmisión de FM comercial es de 75 kHz. Si se considera modulación de banda ancha, el ancho de banda de la señal FM es de 150 kHz, independientemente del ancho de banda de la señal modulante en banda base. No obstante, si este último es de 15 kHz, entonces el índice de modulación de frecuencia es 5. Dado que no es considerablemente mayor que 1, se debe aplicar la fórmula de Carlson con precisión, lo que resulta en un valor de ancho de banda de 180 kHz. (El ancho de banda nominal de los canales de transmisión FM es de 200 kHz) (Carlson, 2007).

Ancho de banda (aprox.) de la señal modulada en frecuencia $\psi_{FM}(t)$ con modulante $f(t)$, cuyo espectro $F(\omega)$ de banda base se indica a continuación:

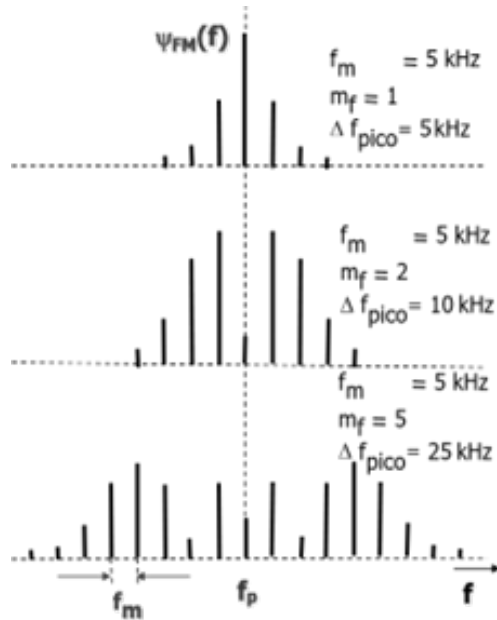


Fig. 149. Modulación en Frecuencia Ejemplo 10.1.

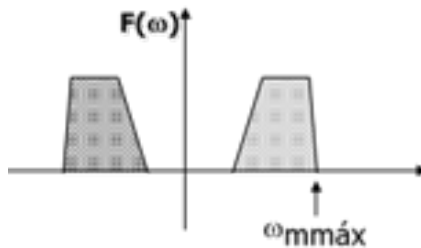


Fig. 150. la señal modulada en frecuencia ψ_{FM} (t) con modulante $f(t)$, cuyo espectro $F(\omega)$

Fórmula de Carlson: Ancho de banda W de la señal $\psi_{\text{FM}}(t)$

$$W = 2(\Delta\omega_{\text{pico}} + \omega_{\text{mmáx}})$$

$$W = 2(m_f + 1) \omega_{\text{mmáx}}$$

Para $m_f \ll 1$ (Modulación de banda estrecha)

$$W \cong 2\omega_{\text{m\acute{a}x}}$$

Para $m_f \gg 1$ (Modulación de banda estrecha)

$$W \cong 2\Delta\omega_{\text{pico}}$$

10.14. Potencia De La Señal Modulada En Frecuencia

La señal modulada en frecuencia es una forma de onda cosenoidal cuya frecuencia varía en cada instante mientras mantiene una amplitud constante, similar a la portadora. Su potencia es equivalente a la de la señal portadora. Al examinar los diversos espectros de frecuencia de la señal FM (en casos de modulación con una señal coseno puro), se nota que la potencia total se distribuye entre la portadora y las bandas laterales (Cook, 1967).

Dada la portadora:

$$p(t) = A \cos \omega_p t$$

La potencia (normalizada)

asociada a la misma es:

$$P_p = \frac{1}{2} A^2$$

Entonces la potencia de la señal

FM es:

$$P_{\psi FN} = \frac{1}{2} A^2$$

10.15. Relación Señal a Ruido

$$\frac{S}{N} = \frac{\frac{1}{2} A^2}{kTB} \rightarrow \frac{C}{N}$$

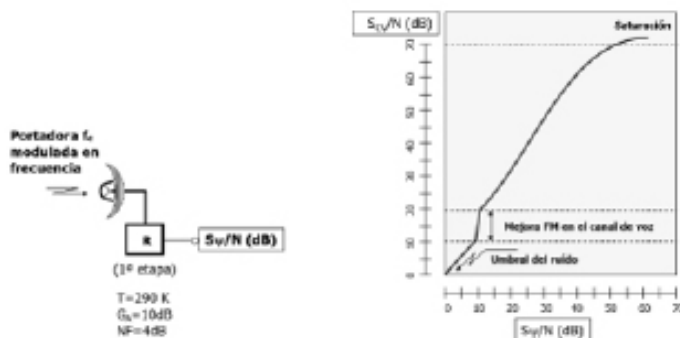
$$\frac{S}{N_g} = \frac{\frac{1}{2} A^2}{kT} \rightarrow \frac{C}{N_g}$$

Donde: N_g es la densidad de ruido.

10.16. Ventajas de la Modulación de Frecuencia para el Canal de Voz

Si la relación entre la potencia de la portadora y el ruido está 10 dB por encima del nivel de ruido en la salida de la primera etapa del

receptor, habrá un aumento de 10 dB en la relación señal/ruido en el canal de voz. En consecuencia, es esencial conocer el nivel de ruido base del receptor para determinar la cantidad de señal modulada en frecuencia que debe estar presente en la salida de la primera etapa del receptor (ya sea el mezclador o el amplificador de radiofrecuencia). Esta cantidad debe ser al menos 10 dB mayor que el umbral de ruido para aprovechar la modulación de frecuencia. Además, se recomienda agregar al menos otros 40 dB como margen de seguridad para compensar cualquier interferencia, degradación de la señal debido a reflexiones múltiples u otros factores. A continuación, se proporciona un ejemplo de cómo calcular el umbral de ruido (Stallings, 2004).



Ejemplo: Calcular el nivel del umbral del ruido, si la señal que se está transportando por la portadora es un Supergrupo Estándar, el cual contiene 60 canales de voz.

$$N = kTB_{\psi}FG_A$$

Donde: $k = 1.3803 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

$$G_A = 10 \text{ dB}$$

$$T = 290 \text{ K}$$

$$F = 2.52$$

Es esencial tener información sobre el ancho de banda de la señal modulada, y esto se puede lograr utilizando la fórmula de Carlson. Para aplicar esta fórmula, es necesario conocer la frecuencia máxima del componente $f_{m\acute{a}x}$ del Supergrupo (552 kHz). Sin embargo, la desviación de pico es desconocida en este momento, lo que significa que es necesario recurrir a fórmulas y relaciones numéricas específicas que han sido recomendadas por organizaciones como la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT). A continuación, se presenta la fórmula, donde N representa el número de canales de voz en el Supergrupo (60 para este caso), y d es la desviación máxima del tono piloto (100 kHz en el caso del Supergrupo) (Stallings, 2004).

$$\Delta f_{pico} = 4.47d \left[10^{\frac{-15+10 \log N}{20}} \right] = 615.72 \text{ kHz}$$

El subíndice de modulación es:

$$m_f = \frac{\Delta f_{pico}}{f_{m\acute{a}x}} = 1.115$$

Finalmente:

$$B_\psi = 2(m_f + 1)f_{m\acute{a}x} = 2.335 \text{ MHz}$$

Sustituyendo:

$$N = 0.234 \text{ pW} \quad \text{y} \quad N_{dB} = -126.313 \text{ dB}$$

EXPLICACIONES ADICIONALES. MODULACIONES ANGULARES

Resumen

El propósito de este análisis es establecer la relación entre la modulación de frecuencia y la modulación de fase, además de ilustrar algunos de los métodos utilizados para generar ondas moduladas angularmente. Esto permitirá una comparación entre el rendimiento de la modulación angular y la modulación en amplitud. Tanto la modulación de frecuencia (FM) como la modulación de fase (PM) se emplean extensamente en sistemas de telecomunicaciones, aunque FM es más común y se utiliza ampliamente en radiodifusión. Un aspecto clave es que las modulaciones angulares permiten una mayor resistencia al ruido y una discriminación más eficiente del mismo, en contraste con la modulación en amplitud. Esto está estrechamente relacionado con la necesidad de que el ancho de banda de la señal modulada sea mayor en comparación con la modulación en amplitud. En este contexto, la modulación angular ofrece un enfoque que permite un equilibrio entre el rendimiento del ancho de banda y la reducción del ruido. La ventaja principal de FM y PM sobre AM es la notable mejora en la relación señal/ruido, pero esto se logra a costa de un mayor ancho de banda, ya que la señal FM puede requerir un ancho de banda superior al necesario para la señal AM.

Palabras clave: Ancho de Banda, Modulación, Frecuencia, Fase, Modulador, Señal.

Abstract

The purpose of this discussion is to establish the relationship between frequency modulation and phase modulation, as well as to illustrate some of the methods used to generate angularly modulated waves. This will allow a comparison between the performance of angular modulation and amplitude modulation. Both Frequency Modulation (FM) and Phase Modulation (PM) are widely used in telecommunication systems, although FM is more common and widely used in broadcasting. A key aspect is that angular modulations allow greater resistance to noise and more efficient noise discrimination, in contrast to amplitude modulation. This is closely related to the need for the bandwidth of the modulated signal to be larger compared to amplitude modulation. In this context, angular modulation offers an approach that allows a balance between bandwidth performance and noise reduction. The main advantage of FM and PM over AM is the marked improvement in signal-to-noise ratio, but this is achieved at the cost of increased bandwidth, as the FM signal may require more bandwidth than is necessary for the signal. A.M.

Keywords: Bandwidth, Modulation, Frequency, Phase, Modulator, Signal.

11.1. Relaciones FM/PM

Equivalencias entre la señal moduladora en FM y PM

$$m_f(t) = \frac{D_p}{D_f} \frac{d m_p(t)}{dt}; \quad m_p(t) = \frac{D_f}{D_p} \int_{-\infty}^t m_f(\lambda) d\lambda$$

Generación FM a partir de un modulador PM:

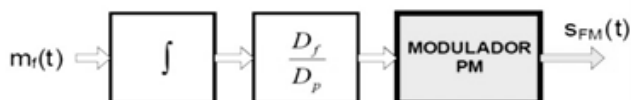


Fig. 151. Generación FM a partir de un modulador PM.

Generación PM a partir de un modulador FM:

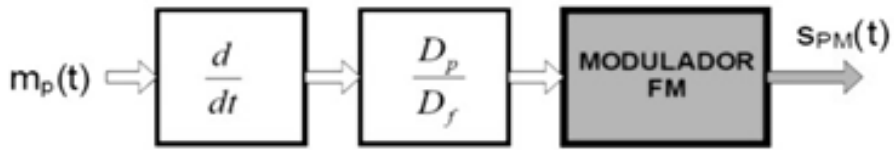


Fig. 152. Generación PM a partir de un modulador FM.

11.2. Características de la señal FM/PM

La expresión general de una señal modulada en FM/PM será:

$$s_{PM-FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta(t))$$

Amplitud constante (A)

Potencia Media constante: $P = A_c^2/2$

11.3. Frecuencia Instantánea

$$s_{PM-FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta(t))$$

Es la frecuencia de la señal modulada en el instante “t”.

$$\psi(t) = (\omega_c t + \theta(t))$$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt} = f_c + \frac{d\theta(t)}{2\pi dt}$$

La señal FM/PM se compone de una señal una portadora que va cambiando de forma instantánea alrededor de la f_c , que está en función de la señal de información. Su transformada “instantánea” será una delta (Cook, 1967).

¿Qué significa $S(f)$?: Esta se define como un promedio de las componentes en frecuencia de la señal. De forma general, se hace muy complejo hacer su cálculo (Cook, 1967).

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{j2\pi f t} dt$$

11.4. Máxima Desviación en Frecuencia

Para el caso FM

$$\text{Desviación en Frecuencia: } df(t) = f_i(t) - f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\Delta F = \max \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{d\theta(t)}{dt} \right\}$$

$$\text{Máxima Desviación en Frecuencia: Si } \frac{d\theta(t)}{dt} = D_f m(t) \text{ y } \max\{m(t)\} = V_p$$

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi} D_f V_p$$

Para el caso PM

$$\text{Máxima Desviación de Fase: } \Delta\theta = \max\{\theta(t)\}$$

$$\text{Si } \theta(t) = D_p m(t) \text{ y } \max\{m(t)\} = V_p$$

$$\Delta\theta = D_p V_p$$

Interpretación de (ΔF)

Si $V_p \uparrow$ entonces $\Delta F \uparrow$ la potencia promedio o media (constante) se reparte en espacios de intervalos de frecuencias de nivel mayor.

Si $V_p \downarrow$ entonces $\Delta F \downarrow$ la potencia promedio o media (constante) se reparte en espacios de intervalos de frecuencias de nivel menor.

En cualquier caso ΔF (equivalente al índice de modulación en AM) no afecta a la potencia que se transmite. En las señales de AM si hay afectación.

11.5. Índices de Modulación de Fase y Frecuencia

PMI. Phase Modulation Index (β_p): $\beta_p = \Delta\theta$

FMI. Frequency Modulation Index (β_f): $\beta_p = \Delta F/B$

Donde: B se define como el Ancho de banda de m(t) (señal de información)

Al tener un mayor índice de modulación, es mayor el nivel desviación en frecuencia para un mismo B (ancho de banda) (Haykin, 2005).

11.6. Espectro de señales PM

Se busca el desarrollo de la Transformada de Fourier de una señal modulada en fase (PM). Para esto, se utiliza la notación compleja de una señal PM:

$$s_{PM}(t) = A e^{j[\omega_c t + \theta(t)]} = g(t) e^{j\omega_c t} \rightarrow \text{Transformada } \frac{1}{2} [G(f - f_c) + G(f + f_c)]$$

$$g(t) = A e^{j\theta(t)} \rightarrow \text{Transformada} \rightarrow G(f)?$$

¿Cómo se calcula G(f)?

G(f) y q(t), se tiene que estas dos señales que no tienen una relación lineal, entonces no es posible aplicar el principio de superposición entre las señales. Así, no es posible obtener una expresión general de G(f)

Se estudia un caso simple donde $m_p(t) = A_m \sin \omega_m t$

11.7. Modulación PM de un tono

Características de la señal de información:

$$m_p(t) = A_m \sin \omega_m t$$

$$\theta(t) = D_p A_m \sin \omega_m t$$

$$\beta_p = D_p A_m$$

g(t) es periódica $T_m = 1/f_m$, se puede hacer el desarrollo matemático en series de Fourier de la señal g(t) y después se calcula G(F):

$$g(t) = A e^{j\beta_p \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_m t}$$

$$C_n = \frac{A}{T_m} \int_{-T_m/2}^{T_m/2} e^{j\beta_p \sin \omega_m \tau} e^{jn\omega_m \tau} d\tau$$

$$C_n = A \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\beta_p \sin(\alpha) - jn\alpha} d\alpha \right] = A J_n(\beta_p)$$

Donde: $J_n \beta_p$ Función de Bessel de 1ª clase y orden n. Cálculo numérico.

La envolvente compleja $g(t)$ se puede expresar como una serie de Fourier quedando:

$$g(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_p) e^{jn\omega_m t}$$

Aplicando las propiedades de la transformada.

$$G(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(f - nf_m) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_p) \delta(f - nf_m)$$

Interpretación:

$G(f)$ está formada por señales tipo delta, que están situadas alrededor de la referencia de nf_m cuya magnitud está controlada por la función de Bessel $J_n(\beta)$.

Si $(\beta) \downarrow$ entonces J_n decrece de forma rápida y las componentes resultantes en frecuencia se pueden concentrar.

Si $(\beta) \uparrow$ entonces J_n decrece de forma lenta y las componentes resultantes en frecuencia se expanden. El parámetro β controla el ancho de banda de la señal PM.

11.8. Funciones de Bessel de 1ª Especie

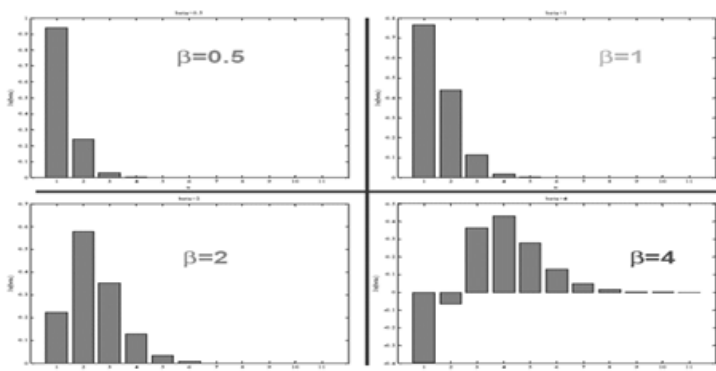


Fig. 154. Funciones de Bessel de 1ª especie

11.9. Espectro de la señal PM

Se representa el espectro normalizado ($A/2$)

Para $\beta = 0.2$ aspecto de delta en f_c

Si $\beta \uparrow$ entonces $BW \uparrow$

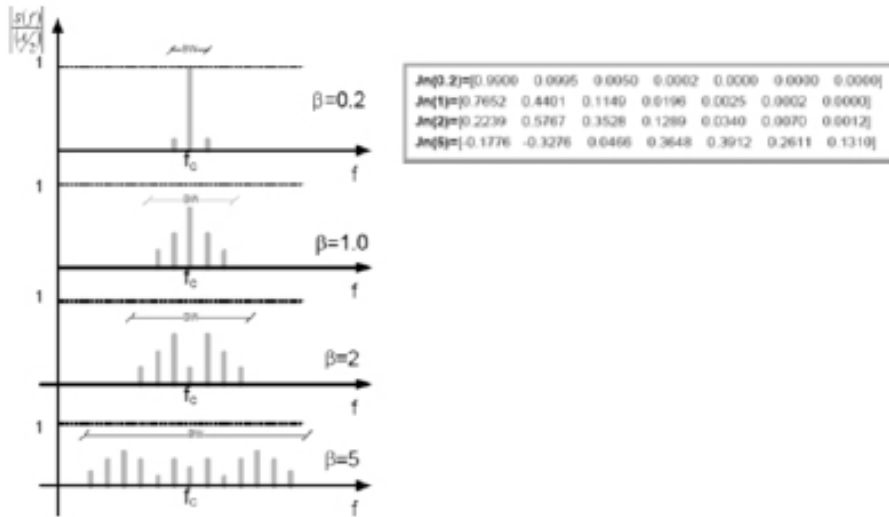


Fig. 155. Espectro de la señal PM.

11.10. Regla de Carson

La definición del ancho de banda (BW) de una señal en FM/PM, va a depender del índice de modulación (β). Se determina que la realización del cálculo de BW_{3dB} sería muy complejo. Con esto se demuestra entonces que el 98% de la potencia de la señal se calcula dentro un intervalo de frecuencias que esta dado por: $BW=2(\beta+1)B$ (Stremmler, 2008).

Donde: B es el ancho de banda de la señal de información
 β es el índice de modulación

Aunque esta una regla que usa métodos de aproximación resulta muy útil y sencilla de hacer su aplicación.

11.11. Modulación de Fase de Banda Estrecha

Partiendo de la expresión de la envolvente compleja de una señal PM/FM y suponiendo variación de fase muy pequeños ($|\theta(t)| < 0.2 \text{ rad}$):

$$g(t) = Ae^{j\theta(t)} \cong A[j\theta(t)]$$

La señal modulada tendrá la forma:

$$s(t) = \text{real}\{g(t)e^{j(\omega_c t)}\} \cong A \cos \omega_c t - A\theta(t) \sin \omega_c t$$

La señal NBPM (Modulación de Fase de Banda Estrecha) se distingue por ser una portadora pura y una señal AM de Doble Banda Lateral desfasada 90 grados en relación con la portadora original. Estas señales NBPM pueden ser generadas utilizando circuitos moduladores de Amplitud Modulada (AM).

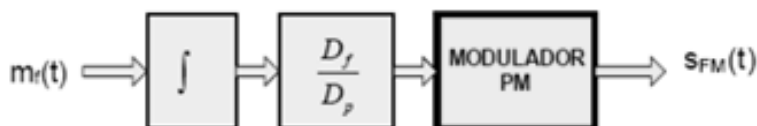
11.12. Generación de señales FM

Consideraciones generales: Existen dos enfoques principales para la generación de señales FM:

Moduladores Directos: Estos generan señales de Modulación de Frecuencia (FM) a partir de moduladores FM.

Moduladores Indirectos: Estos generan señales de FM utilizando circuitos generadores de Modulación de Fase (PM).

Fig. 156. Generación de señales FM.



En este contexto, se emplearán sistemas que varían en el tiempo y se explorarán diferentes métodos para generar señales:

NBFM (Modulación de Frecuencia de Banda Estrecha)

WBFM (Modulación de Frecuencia de Banda Ancha), también conocida como FM convencional.

11.13. Generación NBFM

$$s_{NBPM}(t) = A \cos \omega_c t - A\theta(t) \sin \omega_c t$$

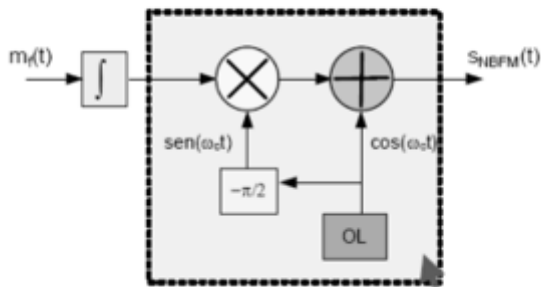


Fig. 157. Generación NBFM.

Se utilizará un esquema basado en un modulador de NBPM (Modulación de Fase de Banda Estrecha), así como moduladores de DSB-AM (Amplitud Modulada de Doble Banda Lateral) previamente discutidos. Además, se explicará cómo es posible generar señales NBFM utilizando los moduladores DSB-AM (Carlson, 2007).

OL: Oscilador Local

11.14. Generación de Modulación de Frecuencia de Banda Ancha (WBFM) o simplemente FM

Para generar una señal de Modulación de Frecuencia de Banda Ancha (FM), podemos basarnos en el enfoque de Modulación de Frecuencia de Banda Estrecha (NBFM) y agregar un multiplicador de frecuencias. En este proceso, se emplea un dispositivo conocido como "Modulador Armstrong". Este modulador incorpora el multiplicador

de frecuencias, que es un componente no lineal fundamental en la generación de FM.

El multiplicador de frecuencias es un elemento que, al introducir la señal moduladora, crea un efecto de modulación no lineal que aumenta el índice de modulación de la señal de FM resultante. Este enfoque de modulación no lineal es lo que permite lograr una mayor amplitud de desviación en la frecuencia, característica distintiva de la Modulación de Frecuencia de Banda Ancha (Alvin, 1965).

En esencia, este proceso amplía el ancho de banda de la señal y permite transmitir más información a través de la variación de la frecuencia portadora en función de la señal moduladora. La inclusión del multiplicador de frecuencias en el modulador Armstrong es crucial para lograr la amplitud de desviación deseada en una señal de Modulación de Frecuencia de Banda Ancha.

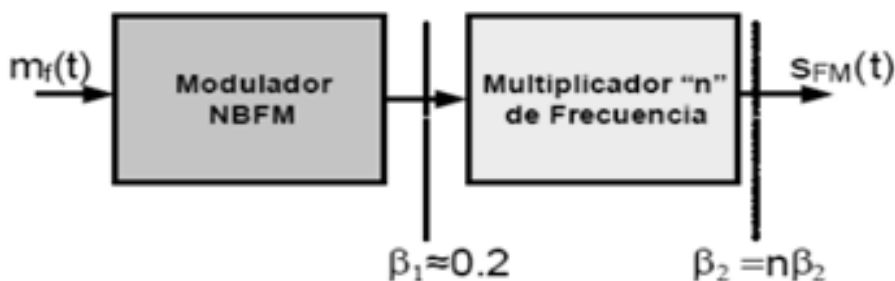


Fig. 158. Modulador Armstrong.

Basado en circuitos VCO's, Voltage Controlled Oscillators (VCO): Los VCO son circuitos diseñados para generar una señal sinusoidal cuya frecuencia puede ser controlada mediante una entrada de voltaje. Estos osciladores son ideales para tener un comportamiento lineal, lo que significa que la variación en la frecuencia de salida es proporcional a la variación en el voltaje de entrada. Los VCO son ejemplos de circuitos realimentados, lo que significa que una porción de la señal de salida se redirige y se mezcla con la señal de entrada

para mantener una operación estable y predecible (Buchman, 1962). En la mayoría de los casos, los VCO son componentes cruciales en la generación de señales moduladas, como la Modulación de Frecuencia (FM) y la Modulación de Fase (PM). La capacidad de ajustar la frecuencia de salida mediante un voltaje de control permite la variación precisa de la señal modulada en función de la señal moduladora.

Los VCO encuentran aplicaciones en una amplia gama de sistemas de comunicación y electrónica, ya que son elementos esenciales para la generación de señales portadoras y moduladas en diversas aplicaciones, incluyendo transmisión de datos, radiodifusión, telecomunicaciones y más. Su linealidad y capacidad de ajuste los hacen valiosos en la creación de sistemas de comunicación eficientes y flexibles (Carlson, 2007).



Fig. 159. Circuitos basados en VCO's.

11.15. Generación de FM basada en NBFM

Ejemplo: Multiplicador de frecuencia

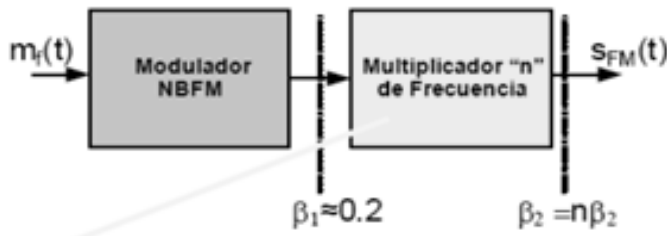


Fig. 160. Generación de FM basada en NBFM.

$$v_{out}(t) = v_{in}^2(t)$$

$$v_{in}(t) = \sin(\omega_c t + \theta(t))$$

$$\theta(t) = \beta_{in} m(t) \quad v_{out}(t) = \sin^2(\omega_c t + \beta_{in} m(t))$$

$$v_{out}(t) = \frac{1}{2} \{1 + \cos(2\omega_c t + 2\beta_{in} m(t))\}$$

$$\beta_{out} = 2\beta_{in}$$

11.16. Circuitos Resonantes Variables

VCO's con circuitos resonantes: basados en LC que oscilan dadas unas condiciones iniciales.

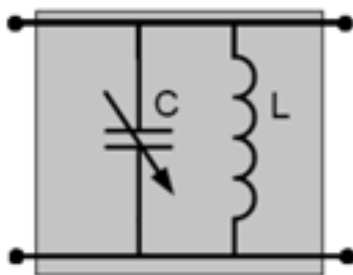


Fig. 161. Circuitos Resonantes Variables.

Frecuencia de oscilación (resonancia): $\omega_i = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Si el condensador varía con la señal de información: $C = C_o + a m(t)$

La frecuencia de oscilación (aprox. Por Taylor):

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{LC_o \left\{1 + \frac{a}{C_o} m(t)\right\}}} = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \left(1 - \frac{a}{2C_o} m(t)\right)$$

$$\omega_i = \omega_o + k_f m(t)$$

Donde: $k_f = -\frac{a\omega_o}{2C_o}$

11.17. Demoduladores

Basados en dos elementos:

Discriminador de Frecuencias: Dispositivo que proporciona una ganancia proporcional a la frecuencia de la señal de excitación.

Detector AM: Generalmente se empleará un detector de envolvente.



Fig. 162a. Demoduladores y Discriminadores de Frecuencia.

Basado en discriminador simple RL:

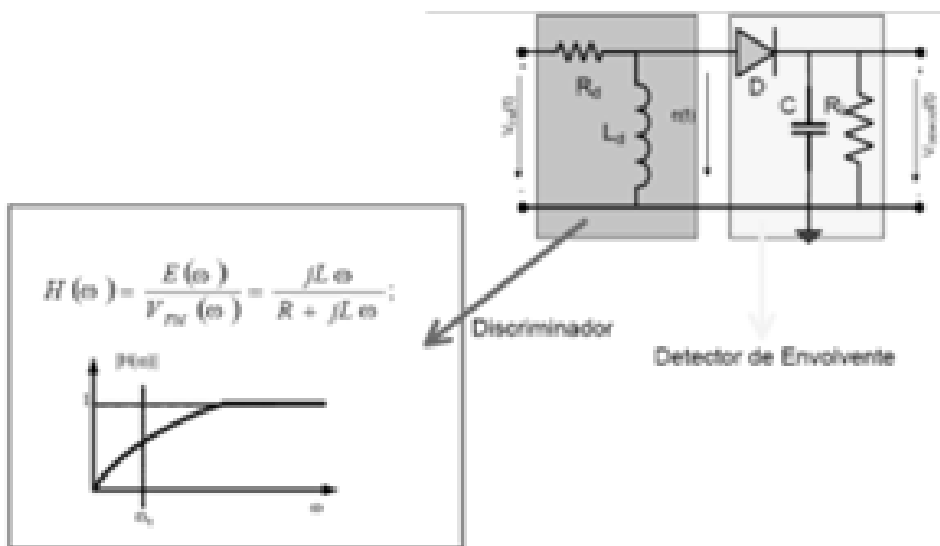


Fig. 162b. Discriminador Simple RL

Basado en discriminador simple RLC:

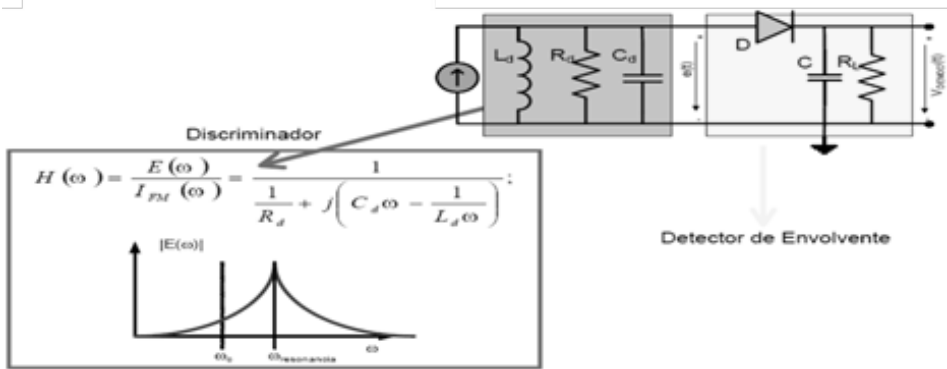


Fig. 163. Discriminador Simple RLC.

11.18. Aplicación

El sistema de radiodifusión FM estéreo ha sido objeto de estudio y análisis exhaustivo, lo que ha permitido determinar su existencia en el contexto de las estaciones de FM mono ya establecidas. En el caso del FM estéreo, se transmiten simultáneamente dos fuentes de sonido, logrando así una sensación auditiva de profundidad y amplitud:

Canal R (Right): Representa el audio o sonido correspondiente al canal derecho.

Canal L (Left): Representa el audio o sonido correspondiente al canal izquierdo.

Este sistema de FM estéreo utiliza la técnica de multiplexación por división de frecuencia (FDM, por sus siglas en inglés), en la cual cada fuente de información es sintonizada en una frecuencia portadora distinta para evitar la superposición en el espectro y permitir su recuperación de manera adecuada. Algunas características distintivas de la radiodifusión FM estéreo son las siguientes, que es un rango de frecuencias de portadora: Desde 88.1 MHz hasta 107.9 MHz.

Se encuentran disponibles en total 100 canales separados, cada uno con una separación de 200 kHz. El índice de modulación máximo se encuentra determinado por la máxima desviación de frecuencia. El ancho de banda de la señal de información está relacionado con la desviación de frecuencia máxima y el índice de modulación (Lathi, 2004).

En resumen, el sistema de radiodifusión FM estéreo aprovecha la técnica de multiplexación por división de frecuencia para transmitir dos fuentes de sonido de manera simultánea, proporcionando una experiencia auditiva más rica y envolvente. Su operación se basa en un conjunto de características específicas que determinan su rendimiento y eficiencia en la transmisión de contenido estéreo (Proakis & Salehi, 2002).

Características de la FM-estéreo:

Frecuencias de portadora: 88.1MHz a 107.9MHz.

Existen un total de 100 canales (emisoras) separadas cada 200kHz.

Índice de Modulación $\beta=5$. Máxima desviación $\Delta F=75\text{kHz}$.

Ancho de banda de la señal de información $B=15\text{kHz}$ entonces $BW=180\text{kHz}$.

11.19. Transmisor FM

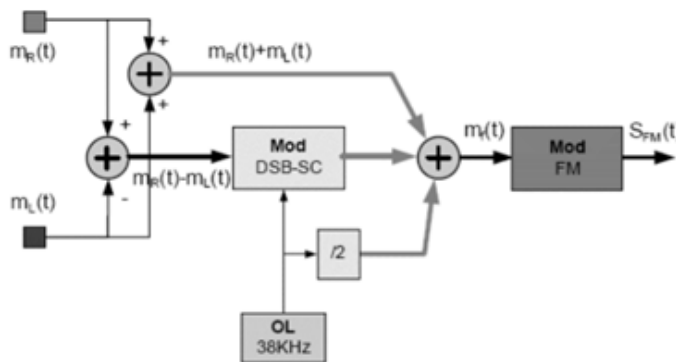


Fig. 164. Transmisor de FM.

$m_R(t)$ y $m_L(t)$: son las fuentes de audio.

Mod. DSB-SC: Modulador Double Side Band AM Carrier Supressed

OL: Oscilador Local

Mod. FM: Modulador WBFM en la banda 88.1 – 107.9 MHz

A la entrada del Modulador FM la señal $m_f(t)$ estará compuesta por:

$m_R(t) + m_L(t)$ sin procesar

$m_R(t) - m_L(t)$ sin procesar modulada en DSB-AM con portadora de 38 kHz

Un solo piloto a $36 \text{ kHz}/2 = 18 \text{ kHz}$. Este tono permite la demodulación coherente y que el receptor sepa que la emisión es FM estéreo.

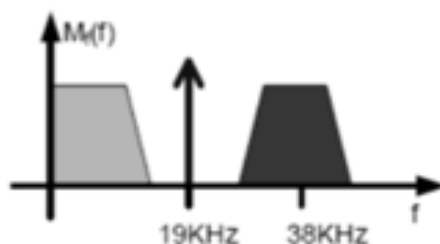


Fig. 165. Piloto de FM.

11.20. Receptor FM Estéreo

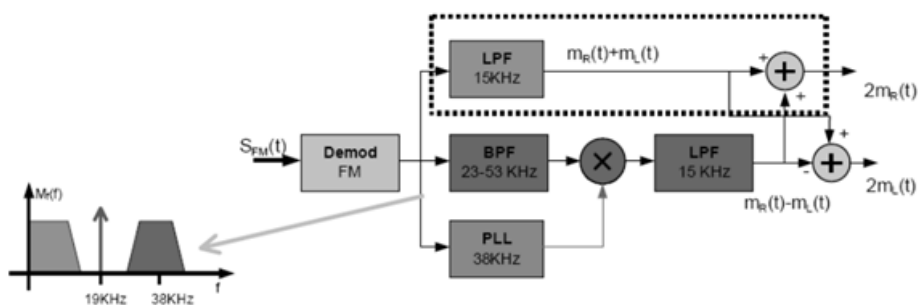


Fig. 166. Receptor de FM Estéreo.

Demodulación FM: La obtención de la información "mono" compuesta por $m_R(t) + m_L(t)$ implica filtrar las componentes a baja

frecuencia utilizando un filtro paso bajo de 15 kHz. Luego, se realiza la demodulación coherente de la señal $m_R(t)$ - $m_L(t)$ al recuperar la portadora a través de un PLL, seguido de un proceso de filtrado. Este procedimiento se utiliza para lograr la obtención exitosa de las componentes R-L.

11.21. Conclusiones

La técnica de modulación FM/PM se basa en la transferencia de información mediante cambios en la frecuencia y fase de la señal portadora. Sin embargo, surge una dificultad al considerar la frecuencia instantánea, ya que calcular la transformada de Fourier de señales FM/PM (con componentes de frecuencia fija) es complejo. A diferencia de la amplitud, la señal FM/PM mantiene una potencia media constante que no depende del índice de modulación. El ancho de banda (BW) de una señal FM/PM está relacionado tanto con el ancho de banda de la señal de información como con el índice de modulación, conforme a la regla de Carson. Existe un tipo específico de modulación PM conocido como NBPM, que guarda similitudes con la modulación AM. En el ámbito comercial, se encuentran disponibles generadores y detectores FM/PM, que se emplean en sistemas de FM estéreo ampliamente utilizados en la actualidad (Armstrong, 1984).

MODULACIÓN EN FRECUENCIA

Resumen

Como se ha establecido, una onda sinusoidal posee tres parámetros fundamentales que permiten la transmisión de señales de información: la amplitud, la frecuencia y la fase. Los dos últimos están intrínsecamente relacionados, ya que cambiar uno afectará al otro. Ambos entran en la categoría de modulación angular, que en el caso de la modulación de frecuencia (FM) implica transmitir información a través de variaciones en la frecuencia de una portadora. En la modulación FM, estos cambios en la frecuencia ocurren en saltos que corresponden a las variaciones de voltaje en la señal de información. Las características clave de la modulación FM incluyen la propagación directa de la onda y su modulación, debido a su ubicación en la banda de frecuencia VHF. En esta porción del espectro, se forman subbandas cuya posición y amplitud dependen de la amplitud de la señal modulante. Estas subbandas laterales amplían el ancho de banda utilizado en comparación con la modulación en onda media. En la síntesis de FM, se emplean un oscilador modulante y un oscilador portador sinusoidal. El oscilador modulante ajusta la frecuencia de la onda generada por el oscilador portador dentro del rango de frecuencias de interés, dando origen a nuevos armónicos. Estos armónicos se manifiestan como las bandas laterales en la señal modulada.

Palabras clave: Oscilador, Modulación, Frecuencia, banda lateral, Señal, Angular.

Abstract

As established, a sinusoidal wave has three fundamental parameters that allow the transmission of information signals: amplitude, frequency, and phase. The last two are intrinsically related, as changing one will affect the other. Both fall into the category of angular modulation, which in the case of frequency modulation (FM) involves transmitting information through variations in the frequency of a carrier. In FM modulation, these frequency changes occur in steps that correspond to voltage variations in the information signal. The key characteristics of FM modulation include the direct propagation of the wave and its modulation, due to its location in the VHF frequency band. In this portion of the spectrum, subbands are formed whose position and amplitude depend on the amplitude of the modulating signal. These sub-sidebands broaden the bandwidth used compared to half-wave modulation. In FM synthesis, a modulating oscillator and a sinusoidal carrier oscillator are used. The modulating oscillator adjusts the frequency of the wave generated by the carrier oscillator within the frequency range of interest, giving rise to new harmonics. These harmonics manifest as sidebands in the modulated signal.

Keywords: Oscillator, Modulation, Frequency, sideband, Signal, Angular.

12.1. Conceptualización de la Modulación Angular.

Definición: La conocida técnicamente como Angle Modulation, se define como el tipo de modulación en la que el ángulo de la señal portadora cambia con respecto a su valor de referencia. Esta tiene dos subcategorías:

Modulación de Fase (PM): Es una forma de modulación angular en la cual la fase de la portadora es desplazada respecto a su valor de referencia en proporción al valor de la señal moduladora.

Modulación de Frecuencia (FM): En esta modulación angular, la frecuencia instantánea de la portadora cambia en proporción al valor de la señal moduladora.

$$v = V_p \sin(\omega t + \varphi)$$

La frecuencia inteligente ayuda a determinar la proporción de la tasa de variación de la señal de FM. La amplitud de la señal inteligente, que es la que contiene la información, determina la tasa de cambio de frecuencia en una señal de FM.

12.2. Ventajas y Desventajas

La Modulación Angular ofrece varias ventajas en comparación con la Modulación de Amplitud:

- Disminución del impacto del ruido.
- Mejor preservación de la fidelidad del sistema.
- Uso más eficiente de la potencia de transmisión.

Sin embargo, también presenta algunas desventajas:

- Requiere un ancho de banda más amplio.
- Implica el uso de circuitos más complejos tanto en los transmisores como en los receptores.

12.3. Generador FM simple

En la Figura 166 siguiente se muestra un ejemplo de un transmisor FM simple. Este sistema se compone de un circuito LC que, en conjunto con un circuito oscilador, genera una señal sinusoidal como salida. El componente variable en el circuito LC es un condensador variable, que está formado por un micrófono de condensador.

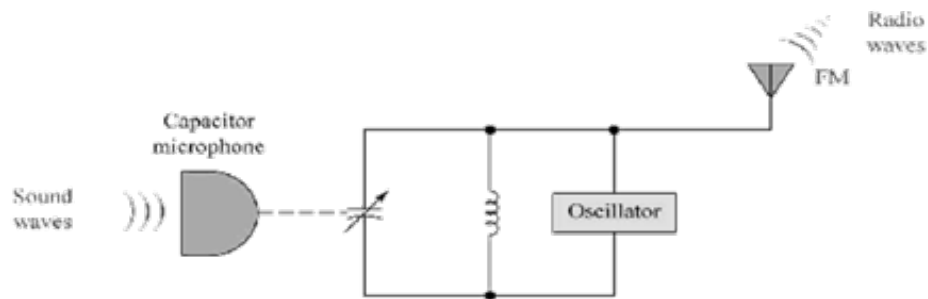


Fig. 167. Generador de FM Simple.

12.4. Efectos del circuito

Debido a que la configuración y el efecto de la capacitancia cambian, se obtienen dos consideraciones importantes:

- La frecuencia del impacto de la onda de sonido en el micrófono, determinando la causa (relación) del cambio de frecuencia.
- Impacto de la amplitud de las ondas sonoras, lo que determina la variación de la frecuencia.

12.5. Consideración de la Grafica Anterior Representación de FM

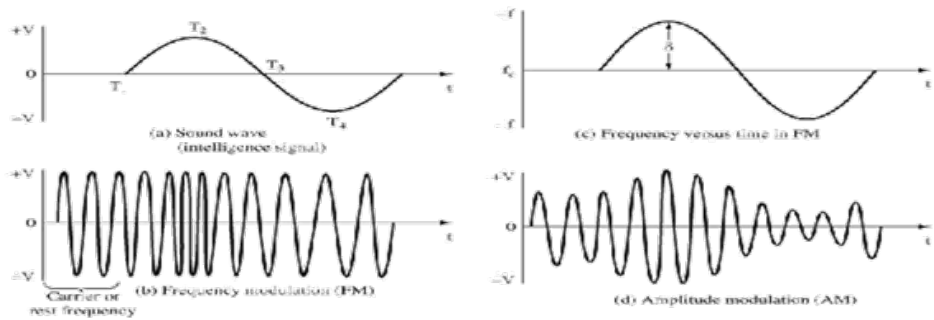


Fig. 168. Representación de FM.

En la figura 167, se muestra la representación de una onda de FM, en la que se determina (a): Es una señal inteligente, hasta T1, la señal del oscilador es constante en amplitud y frecuencia FM representation

(b), esto corresponde a la frecuencia de la portadora o frecuencia de descanso (f_c) así llamada en los sistemas FM, en este punto la señal FM representation (a) se incrementa y alcanza su máximo valor en T2, durante este periodo, la frecuencia del oscilador es gradualmente aumentada y alcanza su máxima frecuencia también en T2. De ese punto hasta T4, la onda va del valor máximo positivo a un máximo negativo y como resultado la frecuencia del oscilador va de un valor máximo arriba de la frecuencia de descanso hasta un valor máximo debajo de esta frecuencia (Sundberg, 1986).

12.6. Relación para la Señal FM

La relación entre la señal de Frecuencia Modulada (FM) y el comportamiento del capacitor del micrófono se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$f_{out} = f_c + k e_i$$

Donde: f_{out} es la frecuencia de salida instantánea
 f_c es la frecuencia de la portadora
 k es la constante de desviación [kHz/V]
 e_i es la entrada de la señal inteligente (modulante)

12.7. Constante de desviación

La siguiente ecuación ilustra cómo la frecuencia de salida (f_{out}) se relaciona con la amplitud y frecuencia de la señal modulante (e_i), así como con el desplazamiento de frecuencia causado por el micrófono (k). La constante k , conocida como constante de compensación, determina la magnitud de cambio en la frecuencia de la portadora para un nivel de voltaje dado. Sus unidades son en kHz/V (Buehler & Lunden, 1966).

Ejemplo 12.1: Por ejemplo, si consideramos un valor de k de 1 kHz/10 mV, una señal de entrada de 20 mV causará desviaciones de frecuencia

de 2 kHz. Si la señal modulante es una onda senoidal, la tasa de cambio de la frecuencia dependerá de la frecuencia de la señal modulante. Si aplicamos una señal de 20 mV y 500 Hz al micrófono, la portadora experimentará desviaciones de ± 2 kHz a una tasa de 500 Hz.

Ejemplo 12.2: Si tenemos una señal senoidal de 25 mV y 400 Hz aplicada a un micrófono capacitor con una constante de desviación de 750 Hz/10 mV, podemos determinar la frecuencia de desviación generada para un nivel de 25 mV y la proporción en la que la frecuencia de la portadora experimenta desviaciones, con esto, determinar:

- La frecuencia de desviación generada para un nivel de 25 mV.
- La razón (proporción) en que la frecuencia de la portadora sufre desviaciones.

Solución

Desviación positiva de frecuencia = $25 \text{ mV} \times (750 \text{ Hz}/10 \text{ mV}) = 1875 \text{ Hz}$

Desviación negativa = $-25 \text{ mV} \times (750 \text{ Hz}/10 \text{ mV}) = -1875 \text{ Hz}$

La desviación total se escribe como $\pm 1.87 \text{ kHz}$ para la señal de entrada dada.

La frecuencia de entrada es 400 Hz, por lo tanto, la señal de la portadora será desviada de $\pm 1.87 \text{ kHz}$ a una razón de 400 Hz.

12.8. Dos conceptos primordiales

Desviación de frecuencia: La cantidad de frecuencia que oscila hacia arriba y hacia abajo alrededor de la portadora se denomina compensación de frecuencia, δ . El concepto de desviación de frecuencia es fundamental. Es la cantidad de frecuencia que oscila alrededor de la portadora y está determinada por la amplitud y frecuencia de la señal inteligente. Además, la tasa de cambio del desplazamiento afecta la frecuencia de la portadora. Esta desviación se muestra en la Figura 167, en la parte (c), en función del tiempo. La amplitud de la señal inteligente determina cuánto se desvía de la

frecuencia portadora. La frecuencia de la señal inteligente determina la tasa de cambio que el desplazamiento da a la frecuencia de la portadora (Couch, 2013).

Ejemplo 12.3: Una señal FM que oscila entre 100.001 MHz y 99.999 MHz a 100 veces por segundo, la frecuencia de la señal inteligente sería de 100 Hz. La amplitud de la señal inteligente dependerá de la constante de polarización de cada señal de FM. Si la desviación de frecuencia cambia entre 100.002 MHz y 99.998 MHz, la amplitud de la señal inteligente se duplicará debido al doble de la frecuencia de compensación.

Determinar:

- La frecuencia de la señal inteligente
- La amplitud de la señal inteligente
- ¿Qué sucede a la amplitud de la señal inteligente si la desviación de la frecuencia cambia entre 100.002 MHz y 99.998 MHz?

Solución

Dado que la señal de FM experimenta cambios a una velocidad de 100 veces por segundo, la frecuencia de la señal inteligente será de 100 Hz. No es posible determinar directamente la amplitud actual de una señal inteligente. Esto estará influenciado por la constante de polarización específica de cada señal de FM. Si la frecuencia de compensación se duplica, esto implica que la amplitud de la señal inteligente se incrementará al doble de su valor original.

12.9. Análisis PM

Para la modulación de fase (PM), la ecuación para el voltaje instantáneo es:

$$e=A \sin(\omega_c t+m_p \sin \omega_i t)$$

Donde: e es el voltaje instantáneo

A es el valor pico de la portadora original

ω_c es la frecuencia angular de la portadora ($2\pi f_c$)

m_p es el máximo cambio de fase ocasionado por la señal inteligente (medida de la extensión de la variación que una señal inteligente puede provocar en la portadora)

ω_i es la frecuencia angular de la señal inteligente ($2\pi f_i$)

12.10. Índice de modulación y ecuación FM

La siguiente ecuación muestra el equivalente para FM.

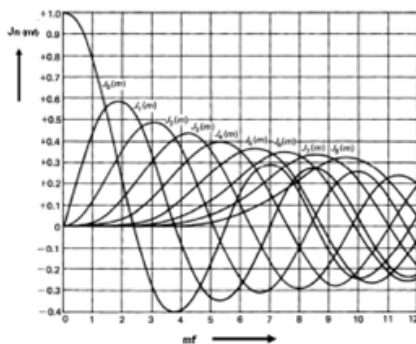
$$e = A \sin(\omega_c t + m_f \sin \omega_i t)$$

Todos los términos son iguales con excepción de m_f , que es el índice de modulación para FM y es igual a: $m_f = \delta / f_i$

Donde: δ es la máxima desviación

12.11. Solución matemática para FM

Las ecuaciones que hemos explorado hasta este punto pueden resultar más complejas de lo que aparentan. Para abordar las diversas componentes de frecuencia presentes en las ondas FM, se requiere una herramienta matemática avanzada conocida como funciones de Bessel. Estas funciones matemáticas son utilizadas para calcular de manera precisa el ancho de banda de una señal de FM (Armstrong, 1984).



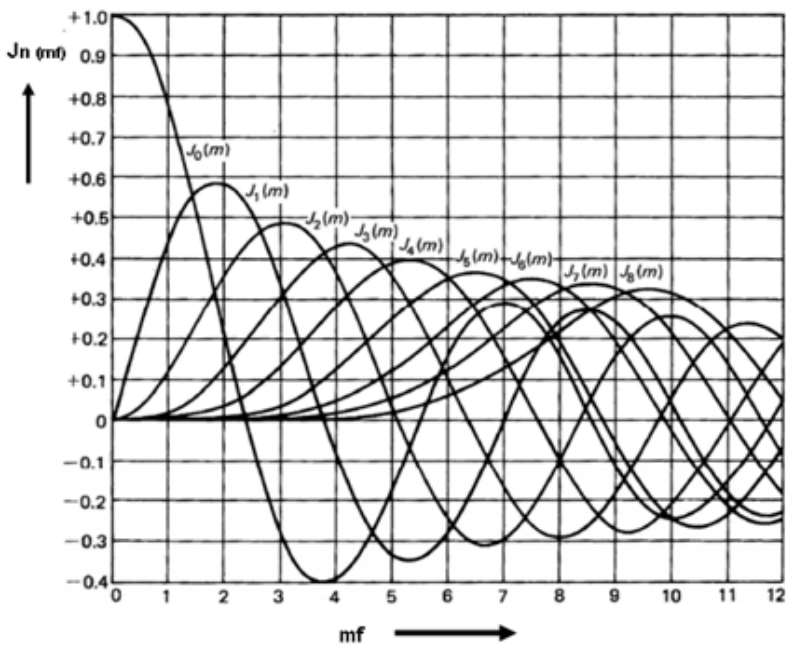


Fig. 169. Curvas de las funciones de Bessel.

mf	Orden																
↓	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}	J_{15}	J_{16}
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	0.40	0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	0.18	0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	0.30	0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	0.11	0.29	0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-

mf

	Orden																
	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}	J_{15}	J_{16}
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	0.40	0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	0.18	0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	0.30	0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	0.11	0.29	0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-

Fig. 170. Relación numérica de las funciones de Bessel.

12.12. La relación numérica de funciones de Bessel

Las Figuras 169 y 170 (Tomasi, 2003), muestra las soluciones en una forma ordenada, que representa a la función de Bessel para diferentes índices de modulación y muestra las magnitudes de los componentes del lado de la frecuencia para estos niveles de índices. Se dice que la señal de FM produce un número infinito de bandas laterales (Stremler, 2008).

Ejemplo 12.4: Determina el ancho de banda requerido para transmitir una señal FM con $f_i = 10\text{ kHz}$ y una máxima desviación $\delta = 20\text{ kHz}$.

Solución

$$m_f = \frac{\delta}{f_i} = \frac{20\text{ kHz}}{10\text{ kHz}} = 2$$

De la Figura 169 (Tomasi, 2003), se ve que para un índice de modulación de 2 se obtienen las siguientes componentes significantes: J_0, J_1, J_2, J_3, J_4

Esto significa que aparte de la portadora, J_1 existirá ± 10 kHz, J_2 existirá ± 20 kHz, J_3 existirá ± 30 kHz, J_4 existirá ± 40 kHz. Por lo tanto, el ancho de banda total es 2×40 kHz = 80 kHz.

Ejemplo 12.5: Considere repetir el ejemplo anterior con el cambio de f_i ahora en 5 kHz.

Solución

$$m_f = \frac{\delta}{f_i} = \frac{20 \text{ kHz}}{5 \text{ kHz}} = 4$$

De acuerdo con la Figura 169, se puede ver que, para un índice de modulación de 4, el componente de subfrecuencia será más grande, por lo que si rodea a la señal portadora con $\pm 7 \times 5$ kHz, el ancho de banda requerido será 2×35 kHz = 70 kHz.

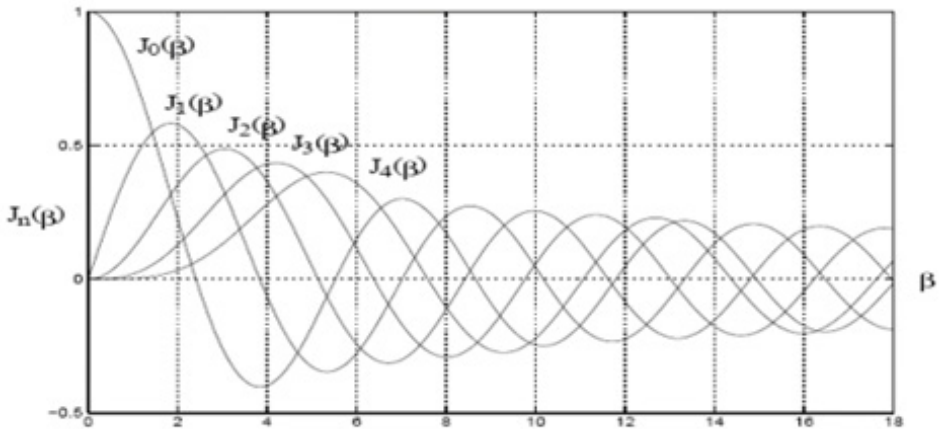


Fig. 171. Términos J-Esimos de las funciones de Bessel

Para visualizar cómo se representa el espectro de una señal de FM, se examinará la función de Bessel. En la Figura 172, se puede apreciar cómo estas funciones varían en relación con diferentes valores de n y β . Estos datos también están presentes en la Figura 172, reflejando la correlación entre n y β . Además, se pueden emplear los siguientes atributos:

Para valores pares de n , la ecuación (12.1) es válida, mientras que para valores impares se emplea la ecuación (12.2). Estas dos ecuaciones pueden ser consolidadas en una sola expresión, la ecuación (12.3).

$$J_n(\beta) = J_{-n}(\beta) \tag{12.1}$$

$$J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta) \tag{12.2}$$

$$J_n(\beta) = (-1)^n J_{-n}(\beta) \tag{12.3}$$

$n \backslash \beta$	0.5	1	2	3	4	6	8	10	12
0	0.9385	0.7652	0.2239	-0.2601	-0.3971	0.1506	0.1717	-0.2459	0.0477
1	0.2423	0.4401	0.5767	0.3391	-0.0660	-0.2767	0.2346	0.0435	-0.2234
2	0.0306	0.1149	0.3528	0.4861	0.3641	-0.2429	-0.1130	0.2546	-0.0849
3	0.0026	0.0196	0.1289	0.3091	0.4302	0.1148	-0.2911	0.0584	0.1951
4	0.0002	0.0025	0.0340	0.1320	0.2811	0.3576	-0.1054	-0.2196	0.1825
5		0.0002	0.0070	0.0430	0.1321	0.3621	0.1858	-0.2341	-0.0735
6			0.0012	0.0114	0.0491	0.2458	0.3376	-0.0145	-0.2437
7			0.0002	0.0025	0.0152	0.1296	0.3206	0.2167	-0.1703
8				0.0005	0.0040	0.0565	0.2235	0.3179	0.0451
9				0.0001	0.0009	0.0212	0.1263	0.2919	0.2304
10					0.0002	0.0070	0.0608	0.2075	0.3005
11						0.0020	0.0256	0.1231	0.2704
12							0.0005	0.0096	0.0634
13							0.0001	0.0033	0.0290
14								0.0010	0.0120

Fig. 172. Funciones de Bessel para valores de β y n .

Para valores pequeños de β , se pueden aplicar las aproximaciones que vienen dadas por las ecuaciones (12.4), (12.5) y (12.6).

$$J_0(\beta) \approx 0 \tag{12.4}$$

$$J_1(\beta) \approx \beta/2 \tag{12.5}$$

$$J_n(\beta) \approx 0 \quad n > 1 \tag{12.6}$$

Se cumple para todo β la ecuación (12.7).

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1 \tag{12.7}$$

Haciendo uso de las propiedades y de la información proporcionada por la Figura 171 o la Figura 173, obtenemos el espectro de una señal de FM cuando el modulador se basa en una única frecuencia. Esto se refleja en la ecuación (12.1).

El espectro de FM consta de una componente representada por la portadora f_c y un número infinito de bandas laterales dispuestas

simétricamente con respecto a las frecuencias f_m , $2f_m$, $3f_m$ y así sucesivamente. Esta es una gran diferencia con la señal de AM, ya que tiene solo tiene dos bandas laterales. Para el caso específico donde β es pequeño con respecto a la unidad, solo los coeficientes $J_0(\beta)$ y $J_1(\beta)$ son significativos, por lo que la señal de FM consiste en la portadora f_c y solo dos bandas laterales ubicadas en $f_c \pm f_m$.

Se está tratando aquí con el escenario de FM de banda angosta. La variación en la amplitud de la portadora en relación con β es reflejada por la función $J_0(\beta)$. A diferencia de la modulación de amplitud (AM), en la modulación de frecuencia (FM), la amplitud de la portadora está sujeta al índice de modulación. La explicación subyacente de esta propiedad es que, debido a la constancia de la envolvente, tanto la potencia de la portadora como la de la señal de FM son equiparables (Buehler & Lunden, 1966).

La potencia de la portadora es sencilla ver que viene dada por la ecuación (12.8).

$$P_c = A_c^2/2 \quad (12.8)$$

A partir de la ecuación (12.1) es fácil determinar la potencia de la señal de FM, gracias a la propiedad de la función de Bessel dada por la ecuación (12.6), finalmente tenemos la ecuación (12.9).

$$P_s = \frac{A_c^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = \frac{A_c^2}{2} \quad (12.9)$$

Es debido a esta propiedad que la potencia de la señal de FM es equivalente a la potencia de la portadora, y la potencia de las bandas laterales emerge solo debido a la extracción de la potencia del componente portador. Por lo tanto, ya que la conservación de la potencia demanda que la potencia de las bandas laterales sea influenciada por el índice de modulación, también la potencia y la amplitud de la portadora asociada deben estar afectadas por el índice de modulación. En realidad, hay valores del índice de modulación en

los cuales el componente de frecuencia portadora en la señal de FM desaparece (con una amplitud de cero). Esto ocurre cuando la función de Bessel $J_0(\beta)$ se anula, una situación que puede ser observada en la Figura 171 (Medina Delgado et al., 2017).

12.13. Diferencia entre ancho de banda y desviación

Los ejemplos previos resaltan un aspecto que puede generar confusión en el análisis de FM. La desviación y el ancho de banda son conceptos relacionados pero distintos. Existen vínculos entre ellos en el sentido de que la desviación determina el índice de modulación, el cual a su vez determina las parejas de componentes laterales de banda significativas. No obstante, el ancho de banda se calcula en función de las parejas de bandas laterales y no de la desviación o el desplazamiento de frecuencia. Aunque la desviación no es directamente equivalente al ancho de banda, sí tiene un impacto en este último.

12.14. Regla de Carson's

Esta regla es comúnmente utilizada para determinar el ancho de banda requerido en una señal de FM.

$$BW \cong 2(\delta_{max} + f_{imax})$$

Problema Integrador Propuesto

Una señal FM, $2000 \sin(2\pi \times 10^8 t + 2 \sin \pi \times 10^4 t)$ es aplicada a una antena de 50Ω , determinar:

- La frecuencia de la portadora
- La potencia transmitida
- m_f y f_i
- BW (por los dos métodos)
- -Potencia en la mayor y menor banda lateral que se puede predecir a nivel de relaciones numéricas y con métodos computacionales.

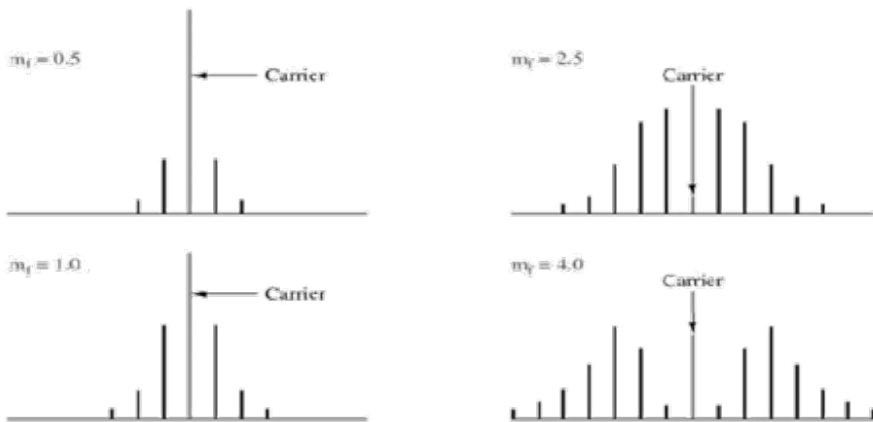


Fig. 173. Espectro de Frecuencia para FM
(Frecuencia de Modulación Constante, Desviación Variable)

12.15. Transmisión FM

Las transmisiones de FM suelen emplear un ancho de banda de 200 kHz por estación (Ver Fig. 174). Esta cifra representa un ancho de banda sustancial, considerando que una estación de radio FM puede acomodar varias estaciones de AM en el mismo espacio. Este enfoque brinda una calidad de sonido superior y un rendimiento de audio más elevado (Lathi, 2004).

12.15.1. Localización de dos estaciones adyacentes en la FM comercial

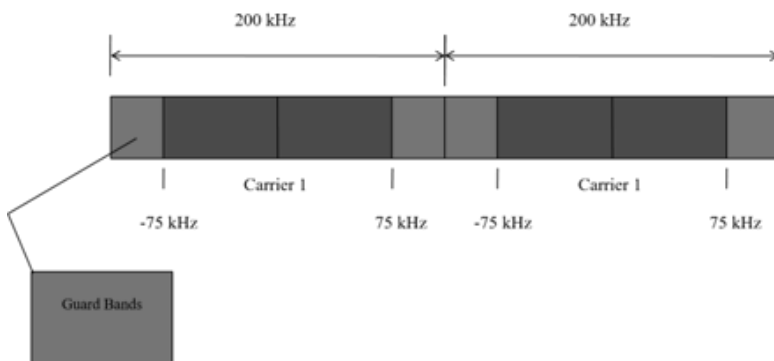


Fig. 174. Localización de Estaciones en FM.

12.15.2. Aspectos técnicos

La amplitud máxima permitida para la desviación es de ± 75 kHz. Para mitigar la interferencia con estaciones vecinas, se establece una banda de protección y seguridad (guard band) de 25 kHz. La portadora mantendrá su frecuencia con una precisión de ± 2 kHz. Es importante tener en cuenta que durante la modulación se generan infinitas subfrecuencias cuyas amplitudes disminuyen gradualmente a medida que se alejan de la portadora (Miller, 2002).

12.15.3. Razón de Desviación

Otra manera de describir el índice de modulación es utilizando la relación de desviación (deviation ratio, DR). Esta DR es el resultado de dividir el cambio máximo de frecuencia posible entre la frecuencia máxima de entrada.

$$DR = \frac{\text{Máxima desviación de frecuencia posible}}{\text{Máxima frecuencia de entrada}} = \frac{f_{dev(max)}}{f_{i(max)}}$$

El término DR se utiliza frecuentemente en la transmisión de TV y FM. En la transmisión FM, con un desplazamiento máximo permitido de ± 75 kHz y una frecuencia de entrada de audio máxima de 15 kHz, la DR es 5. En el caso de la transmisión de TV, para NTSC TV, la DR es 1.67, con una desviación máxima de ± 25 kHz y una frecuencia de entrada de audio máxima de 15 kHz (Cook, 1967).

12.15.4. Banda estrecha

La modulación de FM se usa ampliamente en los sistemas de comunicación utilizados por la policía, la aviación, los taxis, los servicios meteorológicos y la industria privada. Estos sistemas se conocen como FM de banda estrecha y se proporciona un solo intervalo con un ancho de banda de 10 a 30 kHz.

Ejemplo 12.6: Calcular el rango aceptable para el índice de modulación máximo en una transmisión FM comercial que abarca desde 30 Hz hasta 15 kHz en sus frecuencias de modulación. Realizar el mismo proceso para un sistema de banda estrecha que permite una desviación máxima de 1 kHz y una frecuencia modulante de 100 Hz a 2 kHz. Hallar la relación de desviación (DR) para el sistema mencionado en el segundo caso.

Solución

La máxima desviación en transmisiones FM es de 75 kHz.

$$m_f = \frac{\delta}{f_i} = \frac{75 \text{ kHz}}{30 \text{ Hz}} = 2500$$

Para $f_i = 15 \text{ kHz}$

$$m_f = \frac{\delta}{f_i} = \frac{75 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 5$$

Ejemplo 12.7: Para un modulador FM con una desviación máxima de 10 kHz, una frecuencia de señal inteligente de 10 kHz, una amplitud de portadora de 10 V y una frecuencia de portadora de 500 kHz, se busca:

- Determinar el ancho de banda mínimo mediante la relación numérica de funciones de Bessel.
- Estimar el ancho de banda aproximado utilizando la regla de Carson.
- Graficar el espectro de frecuencias de salida utilizando la aproximación de Bessel.

12.16. Generadores FM. Tipos.

El transmisor de FM genera una forma de onda de salida en la que el desplazamiento de frecuencia es proporcional a la señal modulada. En consecuencia, el oscilador portador debe ser modulado directamente.

A continuación, se ilustra un ejemplo práctico de generadores en funcionamiento (Buehler & Lunden, 1966):

- Generador con diodo varactor
- Generador con oscilador controlado por voltaje (VCO)
- Modulador Crosby

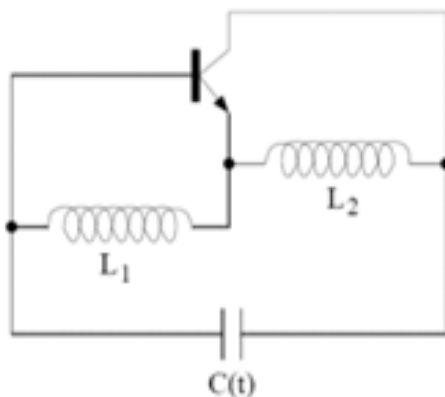


Fig. 175. Oscilador Hartley.

En este enfoque, la frecuencia instantánea de la portadora varía directamente con la variación temporal de la señal de banda base, lograda a través de un componente llamado oscilador controlado por voltaje (VCO). Sin embargo, para sistemas de FM con tasas de bits medias y altas, el oscilador no puede ser un cristal, dado que su frecuencia de oscilación no es muy adaptable. Esto afecta la estabilidad de la transmisión en tiempo real. Para solventar esta situación, se emplea el control automático de frecuencia (AFC).

Una forma de implementar este dispositivo consiste en utilizar un oscilador de onda sinusoidal cuya frecuencia es determinada por una red reactiva impulsada por el factor Q . En esta red, la frecuencia de resonancia se ajusta mediante una técnica de transformación simétrica de los componentes de respuesta. Un ejemplo de tal dispositivo es el oscilador Hartley, cuyo esquema simplificado se

muestra en la Figura 176. La Figura 177 muestra un modulador que dispone como elemento principal a un Diodo Varactor, el cual está conectado por el colector del transistor, en tanto en la Figura 176 se bosqueja un modulador que dispone de reactancias, las cuales están dispuestas, una en un circuito tanque tipo LC ubicado entre base y colector del transistor, y la otra por una simple capacitancia que está colocada en el emisor del mismo transistor (Carlson, 2007).

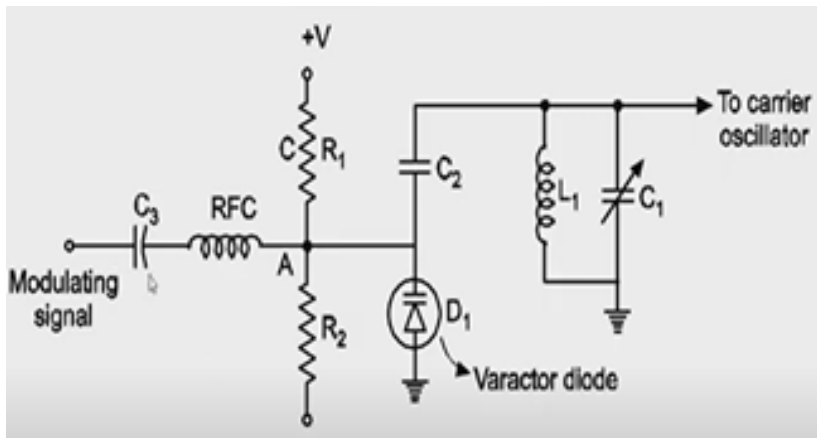


Fig. 176. Modulador por Diodo Varactor.

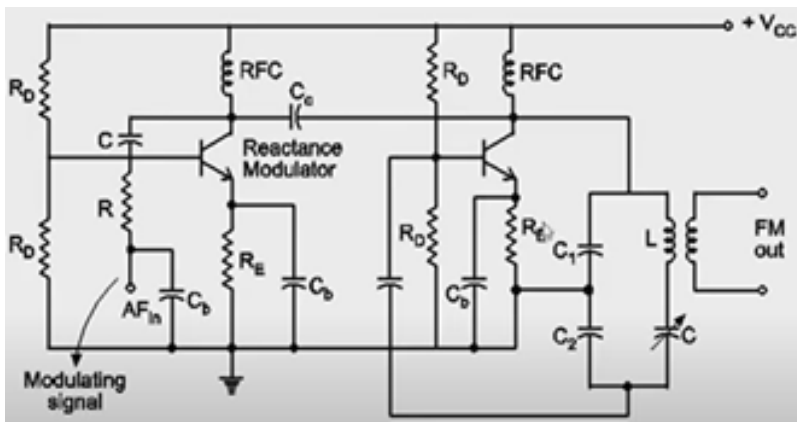


Fig. 177. Modulador por Reactancia.

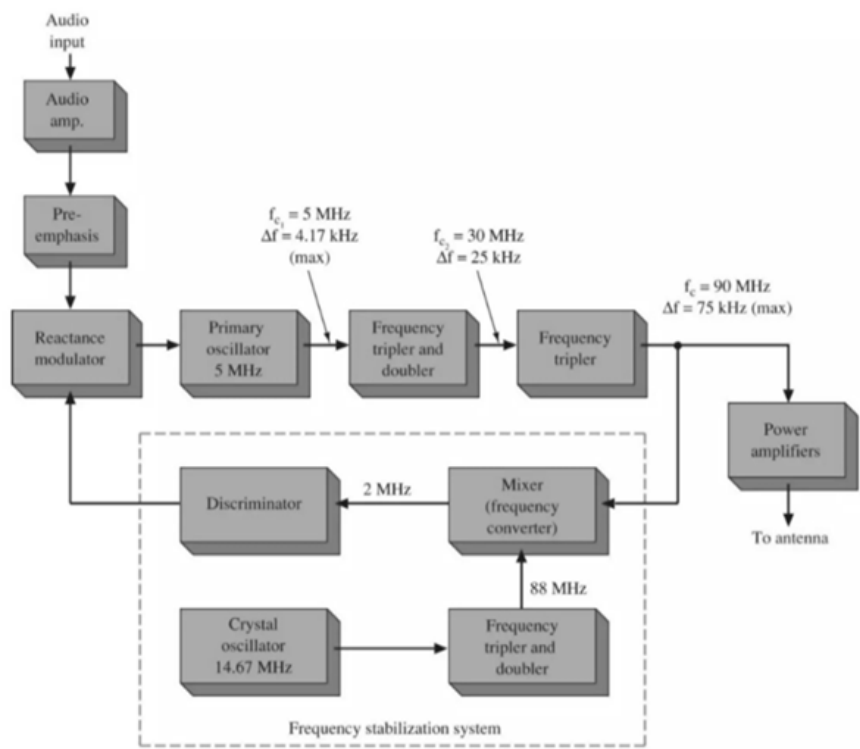


Fig. 178. Transmisor de FM Directo Crosby.

Por otro lado, los transmisores FM indirectos generan una forma de onda de salida donde la diferencia de fase es proporcional a la señal modulada. Esto significa que el oscilador portador no se modula directamente. En consecuencia, el oscilador portador puede ser un cristal, ya que el propio oscilador no actúa como modulador. Por esta razón, estos generadores pueden cumplir con las regulaciones de la FCC sin necesidad de utilizar circuitos AFC (Carlson, 2007).

Generadores Indirectos

Principales aplicaciones de las transmisiones FM (Tomasi, 2003).
La modulación de frecuencia (FM) se utiliza en cinco categorías principales:

1. Transmisiones no comerciales que operan en el rango de frecuencia de 88 a 90 MHz.
2. Transmisiones comerciales que utilizan un ancho de banda de 200 kHz y se encuentran en el rango de 90 a 108 MHz.
3. Transmisión de la señal de audio para la televisión, con un ancho de banda de 50 kHz, abarcando las frecuencias de 54 a 88 MHz, 174 a 216 MHz y de 470 a 806 MHz.
4. Servicios de banda estrecha para el público en general, operando en el rango de 108 a 174 MHz y por encima de los 806 MHz.
5. Uso de banda estrecha en la radioafición, con canales en frecuencias como 29.6 MHz, 52 a 53 MHz, 144 a 147.99 MHz, 440 a 450 MHz y frecuencias superiores a 902 MHz.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Abasi, A. K., Makhadmeh, S. N., & Al-Betar, M. A. (2023). Lemurs Optimizer: A New Metaheuristic Algorithm for Global Optimization. machine learning faculty publications, Vol. 304.

Abramson, N. (1986). Teoría de la Información y Codificación (6 ed.). Madrid, España: Paraninfo.

Alvin, A. L. (1965). Designing the RFI Shielded Package (Vol. 24). Chicago: Weson.

Armstrong, E. (1984). A Method of Reducing Disturbances in Radio Signaling by a System of Frequency Modulation. Proceedings of IEEE, 72(8), 1042-1062.

Bhooshan, S. (2022). Fundamentals of Analogue and Digital Communication Systems. Singapore: Springer Nature.

Blake, R. (2006). Sistemas Electrónicos de Comunicaciones (3 ed.). Mexico DF: Thompson.

Buchman, A. S. (1962). Noise Control in Low Level Data Systems (Vol. 6). USA.

Buehler, W. E., & Lunden, C. D. (1966). Signature of Man-made High-frequency Radio Noise (Vol. 8). USA: IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility.

Carlson, A. B. (2007). Sistemas de Comunicaciones. Mexico DF: McGraw-Hill / Interamericana de México.

Clark, R. (1966). The Rationalization of United States Overseas Communications and Its Potential Impact on Electromagnetic Compatibility (Vol. 8). USA: IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility.

Cook, D. V. (1967). RFI Suppression, Part I (Vol. 11). Electromechanic Design.

Couch, L. W. (2013). *Sistemas de Comunicaciones Digitales y Analógicas*. New York: Pearson.

Danizio, P. E. (2019). *Sistemas de comunicaciones*. Serie Ingeniería, SISTEMAS Y TEORIA n° 1. Cordoba, Argentina: Editorial Cientifica Universitaria de Cordoba.

Danizio, P. E. (2020). *Teoría de las comunicaciones*. Serie Ingeniería, SISTEMAS Y TEORIA n° 3. Cordoba, Argentina: Editorial Cientifica Universitaria de Cordoba.

Delavernhe, F., Rossi, A., & Sevaux, M. (2023). An online method for robust target tracking using a wireless sensor network. *Expert Syst Appl*, 230:120549.

Faraz Ul Abrar, M., & Michelusi, N. (2023). Analog-digital Scheduling for Federated Learning: A Communication-Efficient Approach. *Arxiv*.

Feher, K. (2004). *Digital Communications, Microwave Applications*. Chicago: Prentice-Hall.

Feng, S. (2023). VIMOT: a tightly coupled estimator for stereo visual-inertial navigation and multiobject tracking. *IEEE Trans Instrum Meas*, 72: 1-14.

Gibson, J. (2023). *Amplitude Modulation*. In: *Analog Communications. Synthesis Lectures on Communications*. Springer, Cham.

Haykin, S. (2005). *Sistemas de Comunicación*. Mexico DF: Limusa Wiley.

Herrera, E. (2004). *Comunicaciones II: Comunicación Digital y Ruido*. Mexico DF: Limusa Noriega.

Hosseinalipour, S., Azam, S. S., Brinton, C. G., Michelusi, N., Aggarwal, V., Love, D. J., & Dai, H. (2022). Multi-stage hybrid federated learning over large-scale d2d-enabled fog networks. *IEEE/ACM Trans. on Networking*, 1569–1584.

Jiacheng, Y., Weihong, X., Zhaohui, Y., Xiaohu, Y., Mehdi, B., & H.

- Vincent, P. (2024). Digital versus Analog Transmissions for Federated Learning over Wireless Networks. ArXiv, abs/2402.09657.
- Jing, S., & Xiao, C. (2022). Federated learning via over-the-air computation with statistical channel state information. IEEE Trans. on Wireless Comms., 9351–9365.
- Kokhanov, A. &. (2023). HARTLEY AMPLITUDE MODULATION. Sworld-Us Conference proceedings, 16-20.
- Kumar, S., Singh, A., Benslimane, A., Chithaluru, P., Albahar, M. A., Rathore, R. S., & Álvarez, R. M. (2023). An optimized intelligent computational security model for interconnected blockchain-IoT system & cities. Ad Hoc Netw, 151:103299.
- Lathi, B. P. (2004). Introducción a la teoría y sistemas de comunicación. Mexico DF: Limusa Wiley.
- Lee, S. H., Cheng, C. H., Lin, C. C., & Huang, Y. F. (2023). PSO-based target localization and tracking in wireless sensor networks. Electronics, 12(4): 905.
- Lim, W. Y., Luong, N. C., Hoang, D. T., Jiao, Y., Liang, Y. C., & Yang, Q. (2019). Federated learning in mobile edge networks: A comprehensive survey. IEEE Comms. Surveys & Tutorials, 2031–2063.
- Mahdi, A., Shishehgarhaneh, M. B., Basiri, M., & Moehler, R. C. (2023). Squid Game Optimizer (SGO): a novel metaheuristic algorithm. Scientific Reports, Article number: 5373.
- Medina Delgado, B., Gómez Rojas, J., & Camargo Ariza, L. L. (2017). Telecomunicación Analógica: Principios de simulación y tratamiento de señal. . Santa Marta, Colombia.: Universidad del Magdalena.
- Menso, E. J. (2020). Medios de Enlace : Un Enfoque Práctico (COMUNICACIÓN TELECOMUNICACIÓN | SISTEMAS Y TEORIA nº 9). Cordoba, Argentina: Editorial Científica Universitaria de Cordoba.

Mikolajick, T. e. (2021). 20 years of reconfigurable field-effect transistors: from concepts to future applications. *Solid State Electron*, 186, 108036.

Miller, G. (2002). *Modern Electronic Communication* (7 ed.). Toledo, Ohio, USA: Prentice Hall.

Moparthi, N., Krishna, B., Chithaluru, P., Morarjee, K., & Kumar, M. (2023). An improved energy-efficient cloud-optimized load-balancing for IoT frameworks. *Heliyon*, 9(11): 1-13.

Mulaosmanovic, H. e. (2020). Frequency mixing with HFO₂-based ferroelectric transistors. *ACS Appl. Mater. Interfaces* 12, 44919–44925.

Pérez Santacruz, J. (2022). *Analog Radio-over-Fiber for 5G/6G Millimeter-Wave Communications*. Eindhoven: Eindhoven University of Technology.

Pierce, J. R., & Michael Noll, A. (1995). *Señales: la ciencia de las telecomunicaciones*. Barcelona: Editorial Reverté.

Pinto García, R. A. (2015). *Fundamentos de sistemas de comunicación analógicas*. Santa Fe de Bogota: Universidad Piloto de Colombia.

Proakis, J. G., & Salehi, M. (2002). *Communications Systems Engineering*. Boston: Prentice Hall.

Rashed, A. (2023). *Analog and Digital Communication Systems Lab Manual: A Hands-on Guide using MATLAB*. Taif: Taif University.

Romero, H., Contreras Muñoz, J. T., & Aguirre, C. (2016). *Introducción a los Sistemas de Comunicaciones Electrónicas: Un enfoque didáctico para las Telecomunicaciones*. Barranquilla, Colombia: Amazon Books.

Simon, M. M. (2022). Three-to-one analog signal modulation with a single back-bias-controlled reconfigurable transistor. *Nature Communications*.

Stallings, W. (2004). Comunicaciones y Redes de Computadores (7 ed.). Madrid: Pearson Prentice Hall.

Stremmler, F. (2008). Introducción a los Sistemas de Comunicación. Mexico DF: Pearson.

Sundberg, C. W. (April de 1986). Continuous Phase Modulation. IEEE Commun. Mag., 25–38.

Sze, S. M. (2021). Physics of Semiconductor Devices. John Wiley & Sons.

Tanenbaum, A. S. (2003). Redes de Computadoras (Cuarta Edición ed.). México DF: Pearson Educación, ISBN 970-260-162-2.

Tomasi, W. (2003). Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Mexico DF: Pearson Educación.

Trojanovský, P., & Dehghani, M. (2022). Pelican optimization algorithm: A novel nature-inspired algorithm for engineering applications. Sensors, 22, 855.

Tropena, F. (2006). Introducción al procesamiento y transmisión de datos. Buenos Aires: Librería Alsina.

Umelo, N. H., Noordin, N., R. M., Geok, T. K., & Hashim, F. (2022). Grouping based radio frequency identification anti-collision protocols for dense internet of things application. Int J Elect Comput Eng., 5848-5860.

Varga, D. (2022). Full-Reference Image Quality Assessment Based on an Optimal Linear Combination of Quality Measures Selected by Simulated Annealing. Imaging, 8, 224.

Yadav, A., Ali Albahar, M., Chithaluru, P., & al., e. (2023). Hybridizing artificial intelligence algorithms for forecasting of sediment load with multi-objective optimization. Water, 15(3): 522.

Zhang, D., Sun, G., Zhang, J., Zhang, T., & Yang, P. (2023). Offloading approach for mobile edge computing based on chaotic quantum

particle swarm optimization strategy. *Ambient Intell Humanized Comput.*, 14(10): 14333-14347.

Zhao, Z., Xia, J., Fan, L., Lei, X. K., & Nallanathan, A. (2022). System optimization of federated learning networks with a constrained latency. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1095 - 1100.

Zhong, D. (2022). An ALOHA-based algorithm based on grouping of tag prefixes for industrial internet of things. *Secur Commun Netw*, 2022(2):1812670.

Velez Varela, Fernando. (2024). *Notas de Teoría de la Información y las Telecomunicaciones*.

https://www.youtube.com/@FernandoVelez_profile

ACERCA DE LOS AUTORES

About the authors

Fernando Vélez Varela, MSc. (*Editor científico*)

© <https://orcid.org/0000-0002-4525-0965>.

El autor es egresado en Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones en 1997 y con Especialidad en Redes y Servicios Telemáticos en 1999, de la Universidad del Cauca, Magíster en Ingeniería con énfasis en Electrónica en 2017 con la Universidad del Valle. Miembro de Cisco Networking Academy e Instructor CISCO CCNA/CCAI/ITQ. Miembro del Grupo de trabajo de gestión distribuida (DMTF). Profesor, investigador, consultor y formador en el Área de Redes de Datos y Telecomunicaciones, miembro del Grupo de Investigación GITEL, de la Universidad Libre Seccional Cali.

Ciro Antonio Dussan Clavijo, MSc. (*Coautor*)

El coautor es egresado en Ingeniería Electrónica en 2004, con Especialidad Gestión de Proyectos Informáticos en 2015, Magíster en Controles Industriales en 2019 con la Universidad de Pamplona, miembro de un grupo de investigación GIEIAM de la Universidad Santiago de Cali, donde también es profesor. Miembro IEEE SPS.

Yesid Eugenio Santafé Ramón, MSc. (*Coautor*)

El coautor es egresado en Ingeniería Electrónica en 2004, con Especialidad Gestión de Proyectos Informáticos en 2015, Magíster en Controles Industriales en 2019 con la Universidad de Pamplona, miembro de un grupo de investigación GIEIAM de la Universidad Santiago de Cali, donde también es profesor. Miembro IEEE SPS.

PARES EVALUADORES

peer reviewers

Marco Alexis Salcedo Serna

Investigador junior (IJ)

Universidad Nacional de Colombia

© <https://orcid.org/0000-0003-0444-703X>

Alfonso Lucas Rojas Muñoz

Confenalco Valle del Cauca

© <https://orcid.org/0000-0002-2746-3465>

Margareth Mejía Genez

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

© <https://orcid.org/0000-0002-5142-5813>

Nancy Gómez Torres

Universidad del Tolima

© <https://orcid.org/0000-0002-0111-8778>

Luis Alfredo Rodríguez González

Investigador Junior (IJ)

Universidad del Valle

© <https://orcid.org/0000-0002-1170-8579>

Isabel Giraldo Quijano

Observatorio para la Equidad de las Mujeres

<https://orcid.org/0009-0001-5872-5675>

**Distribución y Comercialización /
Distribution and Marketing:**

Universidad Santiago de Cali
Publicaciones / Editorial USC
Bloque 7 - Piso 5
Calle 5 No. 62 - 00
Tel: (57+) (2+) 518 3000
Ext. 323 - 324 - 414
editor@usc.edu.co
publica@usc.edu.co
Cali, Valle del Cauca
Colombia

Diagramación / Design & Layout by:

Diego Pablo Guerra Gonzalez
diagramacioneditorialusc@usc.edu.co
Tel: (57+) (2+) 518 3000 Ext. 9131

Este libro se diagramó utilizando fuentes tipográficas
Literata en sus respectivas variaciones a 11 puntos en el
contenido y Firas Sans, para los capitulares 17 puntos.

Impreso en el mes de Abril.
Editorial Díké S.A.S
Tel: (+57) 301 242 7399
Bogotá - Colombia
2025

Fue publicado por la Facultad de Ingeniería de la
Universidad Santiago de Cali.

Este libro se encarga de desarrollar los conceptos y referencias en teoría de la información y las telecomunicaciones, explicando lo básico para comprender el comportamiento de las señales en el ámbito continuo y analógico, las cuales se adaptarán de forma extrapolada a los eventos de la transmisión de voz, datos o imágenes, además se hace énfasis en las técnicas y tecnologías que se usan en establecimiento de los esquemas de manejo de sistemas transmisores y receptores en red, para disponer el uso de señales y datos, lo cual se dispone como una referencia obligada para quienes requieran introducirse en el ambiente dinámico de la transferencia de la información. Esto se explica de forma clara y sencilla, y además de manera objetiva, apoyándose en un manejo metodológico que se respalda en un recorrido experimental que tiene el autor acumulado en su práctica profesional como intérprete del uso de las tecnologías, además de la trayectoria docente de más de 20 años de trabajo.

VIGILADA
MINISTERIO DE EDUCACIÓN

USC
UNIVERSIDAD
SANTIAGO
DE CALI

EDITORIAL

ISBN: 978-628-7770-27-0



9 786287 770270