

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA

Facultad de Ciencias y Humanidades

Disminución de ruido por correlación en
transmisión redundante de señales de frecuencia modulada
a través de la red eléctrica.

Trabajo de investigación presentado por Sergio José
Barrios Martínez para optar al grado de Licenciado en
Ingeniería Electrónica

Guatemala

2003

Disminución de ruido por correlación en
transmisión redundante de señales de frecuencia modulada
a través de la red eléctrica.

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA

Facultad de Ciencias y Humanidades

Disminución de ruido por correlación en
transmisión redundante de señales de frecuencia modulada
a través de la red eléctrica.

Trabajo de investigación presentado por Sergio José
Barrios Martínez para optar al grado de Licenciado en
Ingeniería Electrónica

Guatemala

2003

PREFACIO

Los sistemas de comunicaciones son esenciales para que las actividades de la sociedad actual puedan llevarse a cabo. La tecnología permite que estos sistemas sean de mucho más capacidad y al mismo tiempo más eficientes. Dicha tecnología es el resultado de investigación sobre nuevos sistemas, todas con el objetivo primordial de satisfacer la necesidad de comunicación. Como es de esperar, el diseño específico del sistema de comunicación depende en gran parte del medio físico de transmisión que utilice. En general, es el medio de transmisión el responsable de la mayor parte de las limitaciones asociadas al sistema. Por ello parte de la investigación se enfoca a nuevos métodos de lograr una transmisión en el medio físico en particular. De allí que cualquier investigador en el campo de las comunicaciones debe entender la forma en que el medio va a conducir la transmisión. Luego debe idear métodos para reducir las limitaciones que éste representa para su objetivo. Dependiendo del medio de propagación de la transmisión, debe cambiarse la forma de la información para que las limitaciones antes mencionadas no impidan la comunicación. En teoría de sistemas de comunicaciones, la solución a los problemas que surgen por las limitaciones del medio físico se encuentra en la modulación de las formas de señales que transmiten información.

Este trabajo de investigación se desarrolló con la idea de encontrar una nueva manera de transmisión, utilizando una modulación básica y conocida, a través de un medio físico que no es habitual en comunicaciones: la red de distribución de energía eléctrica. El utilizar una red eléctrica como medio de transmisión, además de representar un campo de estudio muy amplio, despierta curiosidad sobre la manera de lograr la comunicación por este medio; es decir, el acople a la red eléctrica. De hecho, el campo de prueba para transmisiones sobre la red eléctrica que se desarrolló se debe en gran medida a la solución del problema del acople. El acople entendido como la manera de unir un sistema de comunicación FM a una red eléctrica potencialmente peligrosa. El sistema FM debía ser modificado para lograr el acople.

El interés del análisis de transmisiones en la red eléctrica radica en que es una línea susceptible a ruidos de diversas características, causados por transientes de potencia, dispositivos conectados a la red, longitud de la línea, etc. Es un medio cuyas posibilidades de análisis son grandes, en las que se incluyen anchos de banda de transmisiones, estudio de los ruidos presentes en una línea de tendido eléctrico, la caracterización de los mismos por medio de modelos matemáticos, el diseño de sistemas moduladores-demoduladores menos susceptibles al ruido, etc.

El campo de prueba para el estudio de transmisiones redundantes, utilizando frecuencia modulada en la línea de tendido eléctrico, se presenta con las partes más básicas de circuitos conocidos de modulación – demodulación. Es un hecho que un sistema simple facilita el análisis y comprensión del mismo, por lo que la división en etapas permite comprender cómo cambia de forma la señal transmitida a medida que es transportada por el sistema.

La razón de ser del sistema que se describe en este trabajo es la presencia del ruido que afecta a las transmisiones en los sistemas de comunicación. Dicho ruido es descrito utilizando estadística descriptiva simple, para establecer una base de comparación entre el ruido del sistema que aquí se presenta y ruido que afecta al sistema simple de FM sobre la red eléctrica ya existente.

Se agradece la colaboración del Dr.-Ing. Manuel López, Director del Departamento de Electrónica de la Facultad de Ciencias y Humanidades en la Universidad del Valle de Guatemala, por los lineamientos proveídos para el modelaje matemático de las señales transmitidas y para la presentación de los resultados por medio de estadística descriptiva en el análisis de ruido en las transmisiones. También por asesorar el presente trabajo de investigación.

CONTENIDO

	Página
PREFACIO	iv
LISTA DE ILUSTRACIONES	xi
RESUMEN	xiv

Capítulos

I. INTRODUCCIÓN	1
A. Objetivos	3
B. El sistema de frecuencia modulada.....	3
1. La modulación en frecuencia.....	3
2. El modulador en frecuencia.....	4
3. El VCO.....	4
4. El demodulador en frecuencia.....	5
5. El PLL.....	5
6. El sistema de frecuencia modulada.....	6
7. La transmisión redundante de señales.....	6
8. Diagrama de bloques del transmisor de frecuencia modulada.....	8
9. Diagrama de bloques del receptor de frecuencia modulada.....	9
C. Resultados esperados en el sistema con dos portadoras.....	10
D. Consideraciones de diseño.....	10
1. Frecuencia máxima generada por un VCO.....	10
2. Frecuencia máxima de enganche de un PLL.....	11

3. Ancho de banda de los filtros resonadores en el receptor.....	8
4. Ancho de banda de la modulación FM y del PLL.....	11
5. Frecuencias mínimas para acoplar y desacoplar de una red eléctrica a 60 Hz.	12
II. RUIDO	14
A. Ruido térmico o de Johnson	14
B. Ruido gaussiano blanco	18
C. Ruido de disparo.....	20
D. Ruido de contacto.....	21
E. Ruido popcorn.....	22
F. Ruido eléctrico.....	23
III. DISEÑO DEL MODULADOR FM EN DOS PORTADORAS	25
A. Modulador en dos portadoras.....	25
1. Ancho de banda de la transmisión.....	26
2. Sensibilidad del modulador.....	27
3. Acople a la red eléctrica.....	28
4. El circuito modulador.....	30
a. Modulador.....	30
b. Amplificador.....	32
c. Etapa de acople magnético (transformadores de FI).....	33
d. Etapa de acople condensativo.....	34
IV. DISEÑO DEL DEMODULADOR DE FM EN DOS PORTADORAS.....	35
A. Diseño del demodulador en dos portadoras.....	35
1. Circuito demodulador.....	35

<i>a.</i> Etapa de desacople condensativo.....	35
<i>b.</i> Acople magnético.....	37
<i>c.</i> Etapa de resonancia con transformador FI.....	37
<i>d.</i> El limitador.....	38
<i>e.</i> Etapa de amplificación de portadora.....	40
<i>f.</i> El demodulador PLL.....	41
<i>g.</i> Amplificador de salida (normalizador).....	45
<i>h.</i> Circuito de suma.....	46
V. ANÁLISIS DE LA TRANSMISIÓN.....	48
A. Análisis de la transmisión	48
1. El muestreo.....	49
2. Metodología del análisis.....	49
3. Aproximación y modelo.....	51
4. Modelo matemático.....	52
5. Herramienta de aproximación.....	53
6. Finalización del proceso de aproximación.....	54
7. Restricciones en Solver.....	55
8. Análisis con Solver.....	59
9. Forma normalizada.....	62
10. Ruido (ruido normalizado).....	63
B. Métrica de una señal muestreada.....	63
C. División del tiempo total de señal en ventanas temporales	66
D. Histogramas y curvas de porcentaje acumulado.....	67
E. Metodología del cálculo de potencias de ruido.....	68
F. Histograma.....	70
G. Polígonos de frecuencia y curvas de frecuencia absoluta.....	72
H. Distribución Gamma.....	72

I. Distribución Erlang.....	74
J. Comparación de potencias de ruido entre portadoras.....	75
K. Transmisiones de corta distancia.....	77
L. Transmisiones de larga distancia.....	79
VI. DISCUSIÓN DE RESULTADOS	82
A. Transmisión de corta y larga distancia	82
B. Distribución de potencias de ruido y sus modelos.....	83
C. Características de las curvas de porcentaje acumulado.....	84
D. Curvas de porcentaje acumulado de corta distancia.....	85
E. Curvas de porcentaje acumulado de larga distancia.....	86
F. Comparación final de curvas de porcentaje acumulado.....	89
VII. IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA EN DOS DIRECCIONES.....	90
A. Reducción del ancho de banda de las transmisiones.....	92
B. Dificultades prácticas de la segmentación del ancho de banda disponible.....	92
VIII. CONCLUSIONES	94
A. El acople de una señal FM a la red eléctrica de 110V / 60 Hz....	94
B. Frecuencias centrales de portadoras.....	94
C. Ruidos en la red eléctrica.....	95
D. Distribución de las potencias de ruido.....	95
E. Comparación de curvas de frecuencia acumulada.....	96

F. Recomendaciones.....	96
IX. BIBLIOGRAFÍA	98
X. APÉNDICES.....	99
A. Gráficos.....	99
B. Código de cálculo de potencia normalizada de ruido.....	100
C. Código de comparación de curvas de porcentaje acumulado.....	105
D. El modulador FM con VCO.....	108
E. El demodulador FM con VCO.....	114

LISTA DE ILUSTRACIONES

Figura	Página
1. Diagrama de boques del transmisor de frecuencia modulada a través de la red eléctrica.....	8
2. Diagrama de boques del receptor de frecuencia modulada a través de la red eléctrica.....	9
3. Modelo del ruido térmico (fuente de voltaje en serie).....	14
4. Modelo del ruido térmico (fuente de corriente en paralelo).....	15
5. Gráfica: voltaje térmico vrs. variación de resistencia y ancho de banda.....	15
6. Circuito disipador de energía con reactancia pura.....	16
7. Circuito disipador de energía con resistencias puras.....	17
8. Función de densidad de probabilidad del ruido térmico.....	18
9. Respuesta y ancho de banda equivalente de ruido en un circuito filtro pasabajas.....	19
10. Respuesta y ancho de banda equivalente de ruido en un circuito filtro pasabanda.....	19
11. Ruido popcorn.....	22
12. Densidad espectral del ruido popcorn contra frecuencia.....	23
13. Función de transferencia del modulador lineal.....	31
14. Respuesta del modulador lineal.....	31
15. Función de transferencia del amplificador del modulador.....	32
16. Respuesta del amplificador del modulador.....	33
17. Respuesta frecuencial de la etapa de resonancia y acople magnético con transformador de frecuencia intermedia.....	34

18. Acoples condensativos a 60 Hz.....	36
19. Impedancias equivalentes a 60 Hz.....	36
20. Acoples condensativos a 100 kHz.....	36
21. Impedancias equivalentes a 100 kHz.....	37
22. Etapa de desacople magnético con transformador de frecuencia intermedia y circuito de resonancia.....	38
23. Circuito limitador.....	39
24. Respuesta del circuito limitador.....	40
25. Función de transferencia del circuito limitador.....	41
26. Diagrama simplificado del sistema esclavo PLL.....	41
27. Circuito demodulador de frecuencia modulada con PLL.....	43
28. Respuesta del circuito demodulador con PLL.....	44
29. Función de transferencia del circuito demodulador de frecuencia modulada con PLL.....	45
30. Circuito normalizador de señales.....	46
31. Circuito mezclador o sumador de señales.....	47
32. Hoja electrónica del análisis de aproximación.....	56
33. Ventana de parámetros de Solver.....	60
34. Señal demodulada de frecuencia modulada a 100 kHz.....	61
35. Cuadro de potencias de ruido en ventana temporal y su agrupación en clases.....	69
36. Histograma de potencias de ruido normalizado y curva de porcentaje acumulado.....	71
37. Distribución de probabilidad Gamma.....	74
38. Distribución de probabilidad Erlang.....	74
39. Distribución Gamma al variar el parámetro de forma.....	75
40. Ancho de banda de transmisión y recepción en un sistema de dos direcciones.....	91
41. Circuito modulador de frecuencia modulada con oscilador.....	108
42. Respuesta del circuito modulador de frecuencia modulada con oscilador a una señal senoidal.....	110

43. Circuito amplificador de portadora.....	111
44. Respuesta del circuito amplificador de portadora.....	111
45. Circuito de acople de portadora a la red eléctrica.....	112
46. Señal de potencia en la red eléctrica al ser utilizada como medio de transmisión.....	113
47. Circuito de desacople, filtración y limitación.....	114
48. Respuesta del filtro del demodulador.....	115
49. Respuesta amplificada del filtro del demodulador.....	116
50. Respuesta del circuito limitador.....	117
51. Circuito amplificador de diferencias.....	118
52. Respuesta del circuito amplificador de diferencias.....	119
53. Circuito demodulador básico de frecuencia modulada con PLL	120
54. Respuesta del circuito demodulador básico de frecuencia modulada con PLL.....	122
55. Circuito filtro de portadora y normalizador.....	123
56. Circuito sumador transistorizado.....	124
57. Respuesta del circuito sumador transistorizado.....	125

RESUMEN

El presente trabajo de tesis investiga un método de reducción de ruido eléctrico sobre un sistema de comunicación que utiliza la red de energía eléctrica como línea de transmisión. El sistema es similar a un intercomunicador de uso común que soporta transmisiones de voz y de datos. Dicho método se basa en la transmisión redundante de una señal en dos canales o frecuencias portadoras distintas y la mezcla de las mismas en un receptor. Esto puede compararse a la sintonización de dos emisoras de radio de forma simultánea. El estudio comprende tanto el diseño como la implementación de un sistema de frecuencia modulada: un circuito modulador y un circuito demodulador en dos portadoras. También se realiza un análisis en el que se incluye un método de modelaje de una señal eléctrica de entrada a partir de una señal demodulada en el receptor. Se estudia el cálculo de potencias de ruido eléctrico en la señal demodulada en las portadoras por separado y la señal redundante. Finalmente se fabrican histogramas para describir y comparar las distribuciones de los valores de potencias de ruido encontradas.

Este procedimiento se realiza para dos tipos de transmisiones: una transmisión de corta distancia y una transmisión de larga distancia. En cada tipo de transmisión, se cambia la frecuencia de la señal sinusoidal introducida en el modulador. Se realizaron transmisiones a corta distancia con 11 valores distintos de frecuencia de la señal de entrada. Las transmisiones a larga distancia se realizaron con 9 valores distintos de frecuencia de la señal de entrada.

Finalmente se muestran los resultados en gráficos con el propósito de comparar entre el ruido del sistema de una portadora y el ruido del sistema redundante. Se encuentra que la transmisión redundante efectivamente reduce el ruido eléctrico total.

I. INTRODUCCIÓN

Una red es una topología particularmente útil tanto en sistemas de distribución energética como en sistemas de comunicación. La ventaja está en la interconexión de terminales, cada una de ellas con una conexión potencial con todas las demás en la red. En la actualidad los sistemas de distribución y de comunicación, en su mayoría, utilizan una red. Por ejemplo, la red eléctrica de distribución de energía, una red de telefonía, internet, una red celular de comunicación, etc. Una red eléctrica está presente en prácticamente cualquier domicilio, y sería lógico preguntarse si puede utilizarse dicha red para un uso alternativo, como por ejemplo una red de comunicación. La respuesta es afirmativa, pues existen sistemas de comunicación que trabajan sobre las redes de distribución energética. El sistema de comunicación que resuelve el intercomunicador de frecuencia modulada por la red eléctrica utiliza la mencionada red como medio de transmisión. Esto evita la instalación de las líneas dedicadas al sistema, y aprovecha que las redes de distribución de energía se encuentran en casi cualquier infraestructura.

Como en cualquier línea de transmisión, dependiendo de parámetros como la longitud, su localización, ruidos, etc. se produce una distorsión de la información, la cual hace que muchas veces dicha información sea irrecuperable en los receptores. En sistemas de comunicación conocidos, la interferencia que se escucha en el teléfono cuando llueve, o una conexión a internet a determinada velocidad que no funciona porque el cable es muy largo, o la interferencia que se escucha en un radio de amplitud modulada cuando ocurre una descarga atmosférica, etc. Todos éstos son ejemplos del problema de interferencias y del medio físico de transmisión que representan un ruido para el sistema de comunicación que afectan. Este problema de sistemas de comunicación tiene como solución el cambio en la forma de las señales de información, a otra que no sea susceptible a los distintos tipos de interferencias, que facilite su recuperación en los receptores, una codificación de la señal denominada modulación.

Para seleccionar el tipo de modulación son necesarias consideraciones del medio físico de transmisión. En este caso particular, se considera el medio como una línea simple de cobre con 2 hilos, susceptible a señales aleatorias denominadas ruidos debidos a radiofrecuencia, dispositivos conectados a la red eléctrica, y la propia señal de potencia presente en la línea. La modulación analógica en frecuencia permite que la información pueda ser acoplada fácilmente a la línea del tendido eléctrico, también facilita su desacople de la misma, sin embargo, aún es susceptible a ruidos. Este ruido es la causa de que el alcance de los intercomunicadores de frecuencia modulada por la red eléctrica sea menor, y que la recepción sea de menor calidad.

Los ruidos son formas de onda de voltaje que se caracterizan por ser erráticas, aleatorias, impredecibles y variables en el tiempo. Una señal acompañada de dicha forma de onda se describe como contaminada o corrupta por ruido. Este tipo de señal y su naturaleza se discuten en el segundo capítulo de este trabajo.

Este trabajo de investigación se basa en este sistema de modulación por frecuencia a través de la red eléctrica. Estudia un método de correlación de señales para disminuir el efecto del ruido presente en estas líneas y en el receptor. Para el propósito se efectúan cambios no solamente en el demodulador o receptor, sino también en el modulador o transmisor; cambios que permitan estudiar la posibilidad de lograr una distancia de la señal al ruido mayor y aumentar la distancia del enlace de comunicación. La idea general es utilizar dos canales o frecuencias de transmisión en el mismo medio físico (la red eléctrica) y medir la potencia de ruido en el receptor al sumar los dos canales. Esto permitirá investigar si existe una correlación entre los ruidos que afectan a cada uno, y si el método de utilizar una transmisión redundante funciona para disminuir el ruido en la recepción.

A. Objetivos

- Diseñar y construir un circuito de transmisión de señales que utilice una modulación en frecuencia o FM en dos canales o frecuencias.
- Acoplar la señal de FM a una red eléctrica y utilizarla como línea de transmisión.
- Diseñar y construir un circuito de recepción de señales que utilice una demodulación de señales de FM en dos canales o frecuencias.
- Realizar un muestreo de la señal a modular en el transmisor y de la señal demodulada en el receptor, con un canal y con dos canales.

B. El sistema de frecuencia modulada

El sistema de comunicación del intercomunicador de frecuencia modulada por la red eléctrica resuelve el problema de reproducir la señal que se introduce en la línea eléctrica del lado del transmisor en el receptor. Este sistema provee un campo de prueba para el estudio de transmisión redundante de señales. Se espera una disminución del efecto del ruido en el sistema, un aumento del alcance de la transmisión y una mayor nitidez de la señal demodulada. Para lograrlo, se trabajará sobre un sistema de frecuencia modulada o FM que a continuación se describe, modificándolo para una transmisión redundante de la señal.

1. La modulación en frecuencia (FM). Una modulación en frecuencia relaciona la magnitud de una señal con la frecuencia de otra señal, la cual se denomina portadora. Por lo tanto, una variación de frecuencia de la portadora representa una variación en la magnitud de la señal que se está modulando. En el receptor, es necesaria

una demodulación o decodificación de la señal modulada utilizando la portadora que se recibe. Este sistema se implementa con la utilización de dos dispositivos electrónicos: un modulador y un demodulador. Un dispositivo modulador en frecuencia ampliamente utilizado se conoce con el nombre de VCO (Voltage Controlled Oscillator), y el demodulador se conoce como PLL (Phase-Loop Locked).

2. El modulador en frecuencia. Un modulador de frecuencia eléctrica es un dispositivo electrónico que produce una señal periódica cuya frecuencia es una función de la magnitud de un voltaje en la entrada. La modulación ocurre alrededor de una frecuencia de reposo o frecuencia portadora que se genera cuando el voltaje en la entrada es nulo; al aumentar la magnitud del voltaje en la entrada, debe cambiar (ya sea aumentar o disminuir) la frecuencia de la portadora e igualmente al disminuir el voltaje en la entrada, la frecuencia portadora debe cambiar (ya sea disminuir o aumentar).

3. El VCO. Un VCO es un dispositivo electrónico generador de señales o formas de onda periódicas cuya frecuencia es una función lineal de un voltaje de control o de mando. Al aumentar la magnitud del voltaje de control, aumenta proporcionalmente la frecuencia del oscilador. De forma similar el período de la señal generada es proporcionalmente más grande al disminuir el mando. Estos osciladores pueden construirse con componentes discretos combinando etapas complementarias, de integración y de comparación con histéresis; así mismo pueden encontrarse en circuito integrado, cuya aplicación es precisamente funcionar como moduladores en frecuencia. Un VCO se caracteriza por su curva de transferencia, es decir, una recta que muestra las características de frecuencia de portadora contra voltaje de mando, de la cual leemos los parámetros de frecuencia de reposo o frecuencia generada por el VCO cuando el mando es nulo, la desviación de frecuencia que es precisamente la pendiente de la recta en Hz/Voltio. Dicha recta es modificable cambiando los valores de los componentes de resistencia y capacidad en el circuito.

4. El demodulador en frecuencia. Un demodulador en frecuencia es un dispositivo electrónico que produce una señal de salida cuya magnitud es proporcional a la desviación de la frecuencia instantánea de la señal en su entrada respecto de una portadora. Por ejemplo, si la frecuencia portadora es f_0 , entonces se requiere una relación lineal entre la señal de salida y la magnitud $(f - f_0)$, con f la frecuencia instantánea de la señal de entrada. Esta linealidad se requiere al menos en el rango que cubre la máxima desviación de frecuencia a la que puede estar sujeta la señal portadora.

5. El PLL. Un PLL (Phase-Locked Loop) es un dispositivo electrónico, específicamente un sistema esclavo que incluye a un VCO dentro de un lazo cerrado, el cual lo sincroniza con una señal oscilante en una de sus entradas. La sincronía en este caso, se entiende como una condición en la que la frecuencia de la señal oscilante de entrada es igual a la frecuencia del VCO dentro del lazo del PLL. El sistema compara la fase de la señal oscilante de la entrada con la señal localmente generada por el VCO, generando una señal que en promedio es proporcional a la diferencia de fases. Luego, a partir de ésta última, genera una señal de colocación para el VCO local (dentro del PLL) haciendo variar su mando y por lo tanto la frecuencia de la señal que éste produce, para luego volver a comparar las fases.

Si las frecuencias son distintas, las diferencias de fase cambiarán su magnitud constantemente, provocando que el mando del VCO en el PLL varíe. Este proceso se repite hasta que las frecuencias se enclavan o se igualan, es decir, en el momento que la diferencia de fase entre ellas es constante (un mando constante en el VCO local). La señal de colocación del VCO local corresponde pues a una señal que varía de forma aproximadamente proporcional con la frecuencia de la señal oscilante en la entrada. Si la señal en la entrada es una señal modulada en frecuencia, es decir, de FM, entonces esta señal de colocación en el PLL es, con buena aproximación, la señal de FM demodulada.

6. El sistema de frecuencia modulada. Este sistema de frecuencia funciona sin presencia de ruido, pero en sistemas reales, el ruido es una de las principales causas por las cuales las recepciones son de mala calidad y algunas veces imposibles. Los esfuerzos encaminados a reducir el efecto del ruido en sistemas de FM se han basado en variaciones de potencia de transmisión, y modificaciones en el circuito demodulador. Un ejemplo de esto es el limitador.

En un sistema de FM, la señal a modular modifica únicamente la frecuencia de la portadora. Por lo tanto, cualquier variación en la amplitud de la portadora sólo puede deberse al ruido. Un circuito electrónico conocido como limitador es usado para suprimir dicha variación de amplitud debida al ruido. El limitador está conformado por dos etapas, cuyo orden es dependiente del tipo de demodulador que se esté utilizando. Una de ellas es un limitador de amplitud, y la otra es un filtro pasa bandas. Básicamente, un limitador de amplitud limita la amplitud de la señal portadora contaminada con ruido a un rango relativamente pequeño, tan reducido que una señal perfectamente senoidal puede observarse prácticamente cuadrada luego de pasar por un limitador. Por lo tanto, la salida tiene una forma de onda que es casi completamente independiente de cambios en la amplitud de la portadora. Luego, un filtro pasa bandas, recupera la componente de frecuencia fundamental de la señal cuadrada, produciendo una señal cuya amplitud es prácticamente independiente de la amplitud de la portadora entrante, pero tiene la misma frecuencia instantánea que tiene la portadora. En el caso de un demodulador PLL de circuito integrado, puede utilizarse una señal cuadrada como portadora entrante, y por lo tanto, puede aislarse primero la frecuencia fundamental con un filtro pasa bandas y luego hacerla pasar por un limitador de amplitud. Para realizar el estudio, se modificó el transmisor y el receptor, implementando no solo el limitador, si no también un segundo transmisor y receptor, para transmitir de forma redundante una señal.

7. **La Transmisión Redundante de Señales.** El estudio sobre la transmisión redundante de señales a través de la red eléctrica se basará sobre un sistema de modulación y demodulación FM que utiliza dos frecuencias eléctricas para poder

modular la misma señal, y que recupera las mismas para demodularlas y mezclarlas en una sola. La señal a modular se acoplará con condensador a dos osciladores de circuito integrado, con el objeto de modularla en frecuencia en dos canales distintos. Luego, se acoplan las señales moduladas a la red eléctrica. En el receptor, las señales se demodularán extrayéndolas de la red eléctrica, separando los canales por medio de filtros (sintonizándolos) y luego introduciéndolas a dos circuitos integrados decodificadores. La señal de salida del PLL se hará un muestreo para los dos canales en los que se reciba.

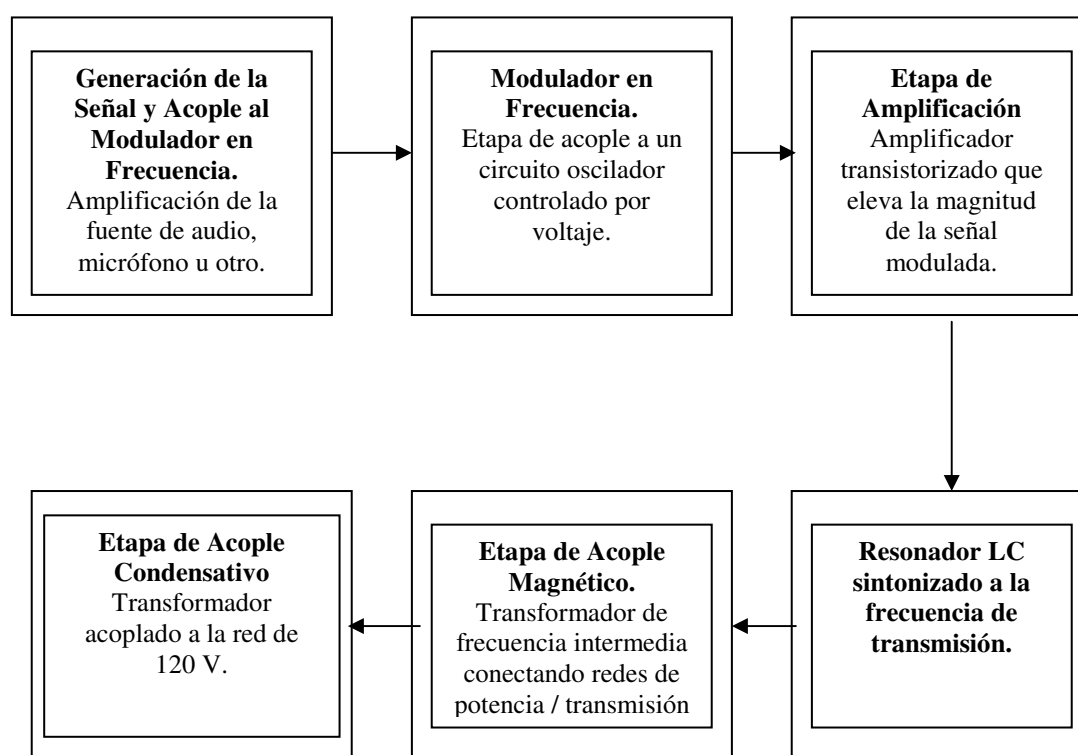
Para construir éste sistema de prueba, se trabajó en ganar un estimado sobre las frecuencias más adecuadas para la transmisión, basándose en facilidades de acople y dispositivos existentes en el mercado. También se incluyó una investigación sobre las frecuencias centrales y voltajes máximos de osciladores y decodificadores comerciales disponibles y estimación de la distancia máxima que se puede alcanzar entre el transmisor y el receptor del sistema.

El diseño del circuito incluye el desarrollo sobre la forma de acople de una señal a una línea de la red eléctrica de una instalación y la recuperación de la misma. Al estar el dispositivo conectado a la red eléctrica es importante encontrar dos frecuencias de portadoras, de forma que no se interfieran una con otra y su magnitud sea adecuada para el acople y desacople a la red eléctrica. Para transmitir de forma redundante fue necesaria la utilización de dos osciladores y dos decodificadores para estas portadoras y obtener gráficas a partir de muestras de la señal en el receptor. Una de las herramientas que mejor se adecua para demostrar la mejora en las transmisiones es un análisis matemático de las señales muestreadas, realizando posteriormente el cálculo de la potencia de ruido en cada portadora y en la señal redundante. Finalmente se lleva a cabo el análisis estadístico de la potencia de ruido en cada portadora y la señal redundante.

8. Diagrama de bloques del transmisor de frecuencia modulada

Figura No. 1

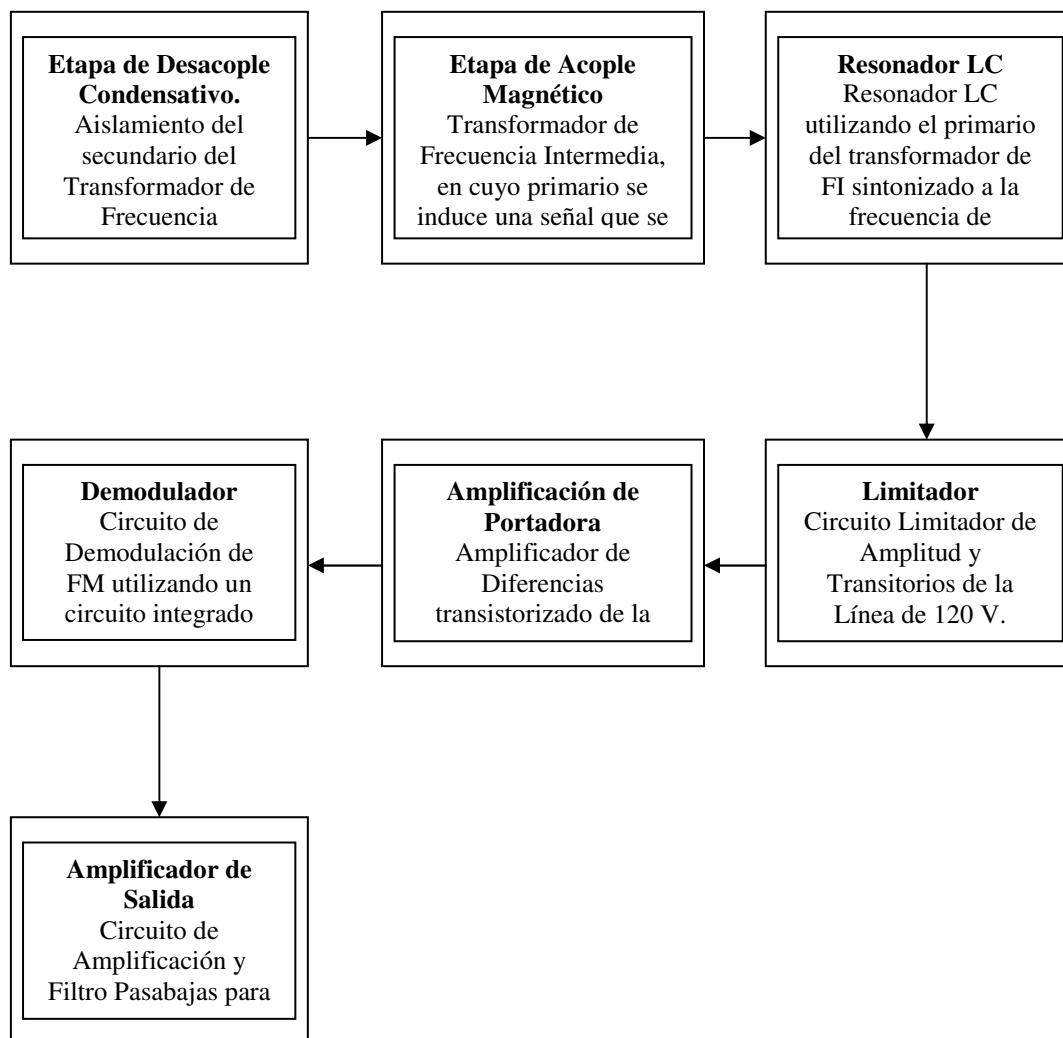
Transmisor de frecuencia modulada a través de la red eléctrica.



9. Diagrama de bloques del receptor de frecuencia modulada

Figura No. 2

Receptor de frecuencia modulada a través de la red eléctrica.



C. Resultados esperados en el sistema FM con dos portadoras

Se espera encontrar un par de frecuencias portadoras de FM cuyo acople y recuperación hacia y desde la red eléctrica sea posible con componentes discretos existentes en el mercado. Esto se busca con el objetivo de que el ruido que afecta a una de las portadoras en un instante determinado no tenga correlación con el ruido que afecta a la otra portadora en el mismo instante.

En las señales al no existir correlación, al realizar una operación de suma de las señales demoduladas en el receptor, la contribución total de potencia del ruido en la señal redundante disminuyan; pero que la señal transmitida redundantemente, al estar correlacionada totalmente consigo misma, duplique su nivel de potencia. Por lo tanto, se busca que el resultado final sea la disminución del efecto del ruido en el receptor del sistema.

D. Consideraciones de diseño

La investigación sobre el campo de prueba para el estudio de la transmisión redundante de señales de frecuencia modulada, se basó en el sistema de comunicación de frecuencia modulada antes mencionado. El diseño de dichos circuitos resultó en los valores de dos frecuencias portadoras. Dichas frecuencias están determinadas por varios factores encontrados durante la investigación, los cuales se mencionan a continuación:

1. Frecuencia máxima generada por un VCO. Los osciladores de circuito integrado tienen un amplio rango de frecuencias de la señal que pueden generar limitados por una frecuencia máxima. La frecuencia generada por un VCO de circuito integrado está determinada por dos componentes discretos externos: un condensador y una resistencia. La frecuencia de portadora es pues, una función de los valores comerciales de capacidad y resistencia. Sin embargo, no cualquier combinación de valores de estos componentes genera una frecuencia deseada. El fabricante especifica una frecuencia máxima a la cual puede mantenerse estabilidad en la oscilación de la señal, y sin problemas de atenuación. Con componentes discretos, y el VCO de

circuito integrado utilizado, la cota máxima para la frecuencia generada es de 800 kHz aproximadamente.

2. Frecuencia máxima de enganche de un PLL. Un PLL de circuito integrado también posee un amplio rango de frecuencias centrales o frecuencias a las cuales el servo sistema puede engancharse a su entrada, limitado también por una frecuencia máxima. Esta frecuencia máxima es una característica que da el fabricante y a la vez es función de los parámetros discretos externos de resistencia y capacidad. En este caso, está limitada a 500 kHz. Una frecuencia central más allá de los 500 kHz haría que el PLL no enganche y la demodulación de la señal fuera imposible.

3. Ancho de banda de los filtros resonadores en el receptor. Los filtros en el receptor, formados básicamente por un circuito de resonancia de inductor y condensador (circuito LC), son necesarios para distinguir las dos portadoras. El receptor de una portadora no debe recibir interferencia de la otra portadora, aún cuando las dos portadoras comparten el mismo medio físico de transmisión. El filtro LC sintonizado una frecuencia central tiene características de frecuencia con frecuencias de corte inferior y superior, las cuales definen el rango de frecuencias que dejarán pasar sin atenuación significativa (atenuación menor a 3 dB). Debido a que se utiliza un transformador de frecuencia intermedia para desacoplar las señales moduladas de la red eléctrica de potencia, la resonancia se realiza con un circuito LC directamente en el secundario del transformador. Un filtro de este tipo tiene características de frecuencia con un ancho de banda amplio; es decir, que dos frecuencias portadoras con magnitudes cercanas no son distinguibles al utilizar este tipo de filtro. Esto impuso otra restricción para la selección de las frecuencias portadoras, exigiendo una separación mínima entre ellas de 200 kHz para evitar que se interfieran en el receptor.

4. Ancho de banda de la modulación FM y del PLL. Los PLL's de circuito integrado pueden enganchar frecuencias en un rango limitado alrededor de una

frecuencia central. Es decir, existe una desviación de frecuencia máxima y una mínima con respecto a la frecuencia central que puede ser detectada y enganchada por el PLL. Esta desviación máxima y mínima está determinada por componentes discretos de resistencia y capacidad. Esto también impone una restricción adicional al seleccionar las frecuencias portadoras, pues hay que tomarla en consideración en la separación que habrá entre las mismas.

5. Frecuencias mínimas para acoplar a una red eléctrica a 60 Hz. La existencia de filtros en el transmisor y el receptor es necesaria para separar al menos tres frecuencias presentes en el mismo medio físico. La frecuencia de la señal de potencia a 60 Hz, la frecuencia de la portadora menor y la frecuencia de la portadora mayor. El acople y desacople de las portadoras a la red se realiza de forma capacitiva, requiriendo condensadores de alto voltaje para evitar peligros provocados por falta de aislamiento.

Como se recordará, la carga que almacena un condensador es proporcional a su voltaje en el valor de su capacidad. Un condensador de mayor valor almacena mayor carga a un voltaje determinado que otro condensador de menor valor al mismo voltaje. Es por ello que es más sencillo encontrar condensadores de menor valor de capacidad para alto voltaje en el mercado, pues el aislamiento necesario es menor. Sin embargo, condensadores de baja capacidad representan una mayor impedancia para una frecuencia determinada.

Debido a la configuración utilizada de condensadores e inductor en serie del lado de la red eléctrica, una mayor impedancia en los condensadores produce una mayor caída de potencial en ellos, y por lo tanto el voltaje en el inductor es menor. Esto es indeseable pues se busca que el voltaje en el inductor del primario del transformador sea máximo para lograr recuperar la señal en el secundario del mismo. Esto impone otra restricción, más específicamente una cota inferior para la frecuencia de portadora menor, pues ésta no puede ser muy baja para evitar la caída de potencial en los condensadores.

La separación entre las dos portadoras se fijó en un mínimo de 250 kHz. Esta distancia fue determinada a través de pruebas, tomando en cuenta el ancho de banda de la transmisión (más adelante se determina este ancho de banda) y empezando desde una diferencia entre frecuencias centrales de 50 kHz e incrementándola hasta el punto en que las dos portadoras pudieran distinguirse por medio de los filtros en el receptor. A esta distancia, que resultó de aproximadamente 200 kHz, se agregaron 50 kHz para el ancho de banda de la transmisión, debido a que en el demodulador se utilizó un circuito limitador muy sensible. Es decir, señales de amplitud del orden de cientos de milivoltios son detectadas por el circuito limitador, y para evitar interferencias es necesario atenuar una de las portadoras aún más. Esto se logra separando más las frecuencias centrales de las portadoras, para lograr que en un filtro la portadora correspondiente no se afecte, pero que la otra se atenúe significativamente y no interfiera.

Tomando en cuenta las limitaciones anteriormente mencionadas que se encontraron al construir los circuitos de modulación y demodulación, se eligieron las dos frecuencias portadoras que cumplen con todas las consideraciones. Estas fueron:

Portadora menor: 100 kHz. Portadora superior: 350 kHz.

II. Ruido

Existen diferentes fuentes intrínsecas de ruido que afectan a los circuitos electrónicos de toda naturaleza. Dependiendo de su naturaleza y del modelo que se utiliza para describirlos, se encuentran varios tipos de ruido. Éstos se estudian desde el punto de vista del mecanismo físico que los genera, su espectro de frecuencia y su distribución de amplitud.

A. Ruido térmico o de Johnson

Este tipo de ruido tiene su origen en el movimiento térmico aleatorio de los electrones en un resistor. Este ruido no está afectado por la presencia o ausencia de corriente directa, ya que las velocidades típicas de conducción o desplazamiento de los electrones son mucho menores que sus velocidades térmicas. Como es de esperar, la cantidad de ruido térmico depende de la temperatura absoluta T del componente. Éste ruido también recibe el nombre de ruido Johnson, debido a J.B. Johnson, quien lo descubrió en 1928. También en 1928, Nyquist describió este ruido matemáticamente, utilizando razonamiento termodinámico. En un resistor R , el ruido térmico puede ser representado por una fuente de voltaje en serie, o una fuente de corriente en paralelo como se muestra a continuación:

Figura No. 3

Modelo del ruido térmico con fuente de voltaje en serie.

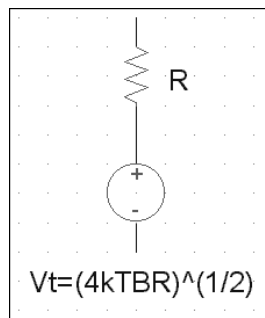
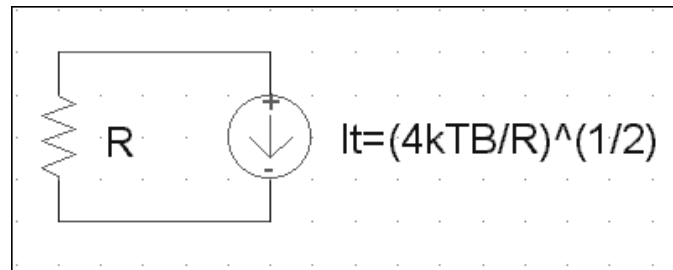


Figura No. 4

Modelo del ruido térmico con fuente de corriente en paralelo.



En donde:

k: constante de Boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°K

T: temperatura absoluta en °K

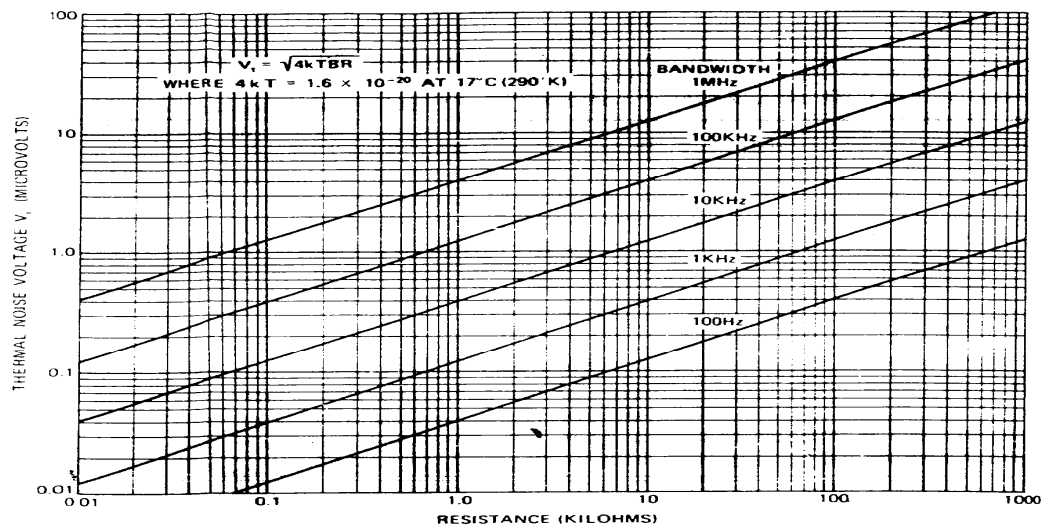
B: ancho de banda equivalente de ruido en Hz

R: valor de la resistencia en ohmios

A temperatura ambiente (290°K), $4kT = 1.6 \cdot 10^{-20}$ W/Hz. En la siguiente figura se puede observar la variación del voltaje de ruido térmico como función de la resistencia y del ancho de banda:

Figura No. 5

Voltaje térmico contra. variación de resistencia y ancho de banda

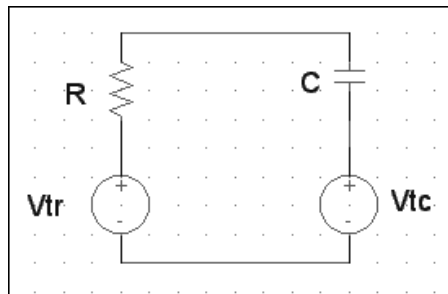


Fuente: Ott, Henry W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* (2da ed. New York: John Wiley & Sons. 1988) pág 45.

Para reducir el voltaje de ruido térmico, se debe minimizar la resistencia y el ancho de banda del sistema, hasta donde sea posible. Si aun así se presentan problemas por ruido térmico, éste se puede reducir considerablemente operando el circuito a temperaturas extremadamente bajas (cerca al cero absoluto). El ruido térmico es una función universal, independiente de la composición de la resistencia. Por ejemplo, un resistor de carbón de 1KW tiene exactamente la misma cantidad de ruido térmico promedio que un resistor de película delgada de tantalio. Este tipo de ruido establece un límite mínimo de ruido en cualquier sistema electrónico. Los elementos de un circuito electrónico sólo pueden producir ruido térmico si son capaces de disipar energía. Por lo tanto, una reactancia pura (ideal) no produce ruido térmico. Esto se puede demostrar considerando el siguiente circuito:

Figura No. 6

Circuito disipador de energía con reactancia pura.



En este caso, se supone erróneamente que el condensador genera un voltaje de ruido térmico V_{tc} . La potencia que esta fuente entrega a la resistencia estaría dada por:

$$P_{cr} = V_{tc}^2 \left(\frac{RCs}{RCs + 1} \right)^2 / R \quad (1)$$

La potencia que la fuente V_{tr} entrega al condensador es cero, ya que una capacidad no disipa potencia. Para tener equilibrio termodinámico, la potencia que la resistencia entrega al condensador debe ser igual a la potencia que el condensador entrega a la resistencia. De no ser así, la temperatura de un componente se incrementaría y la del

otro componente decrecería.

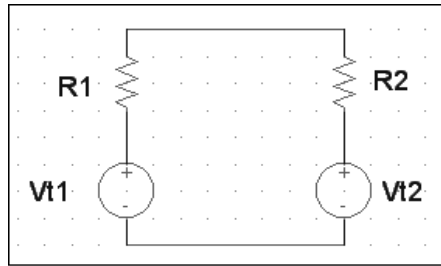
Por lo tanto:

$$P_{cr} = V_{tc}^2 \left(\frac{RCs}{RCs+1} \right)^2 / R = P_{rc} = 0 \quad (2)$$

De aquí se concluye que $V_{tc}=0$; por lo tanto el condensador no puede generar ruido térmico. A continuación se presenta el caso de dos resistencias diferentes (a la misma temperatura) conectadas en paralelo:

Figura No. 7

Circuito disipador de energía con resistencias puras.



La potencia que V_{t1} entrega a $R2$ es:

$$P_{12} = \frac{R2}{(R1+R2)^2} V_{t1}^2 = \frac{4kTB R1 R2}{(R1+R2)^2} \quad (3)$$

Similarmente, la potencia que V_{t2} entrega a $R1$ es:

$$P_{21} = \frac{R1}{(R1+R2)^2} V_{t2}^2 = \frac{4kTB R1 R2}{(R1+R2)^2} \quad (4)$$

Se nota que $P_{12} = P_{21}$, por lo que ambas resistencias están en equilibrio termodinámico.

La potencia que V_{t1} entrega a $R1$ y V_{t2} entrega a $R2$ no se deben considerar, ya que estas potencias son generadas y disipadas por la misma resistencia correspondiente.

$$P_{12} = P_{21} = P_n = \frac{V_t^2}{4R} = \frac{4kTB R}{4R} = kTB \quad (5)$$

Cuando $R_1 = R_2 = R$, se tiene la máxima transferencia de potencia entre ambas resistencias. A esta potencia máxima se le conoce como potencia de ruido disponible y es independiente del valor de la resistencia. A temperatura ambiente, la potencia de ruido es $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz. Para conexiones arbitrarias más complejas de elementos pasivos, el ruido térmico generado es igual al que generaría una resistencia con valor igual a la parte real de la impedancia equivalente de la red.

B. Ruido gaussiano blanco

La distribución de frecuencia de la potencia de ruido térmico es uniforme. Para un ancho de banda específico en cualquier lugar del espectro, la PRD (potencia de ruido disponible) es constante e independiente del valor de la resistencia. Aunque el valor RMS para el ruido térmico está bien definido, el valor instantáneo sólo se puede definir en términos de probabilidad. La amplitud instantánea del ruido térmico tiene una distribución de probabilidad normal o Gaussiana como se muestra:

Figura No. 8

Función de densidad de probabilidad del ruido térmico.

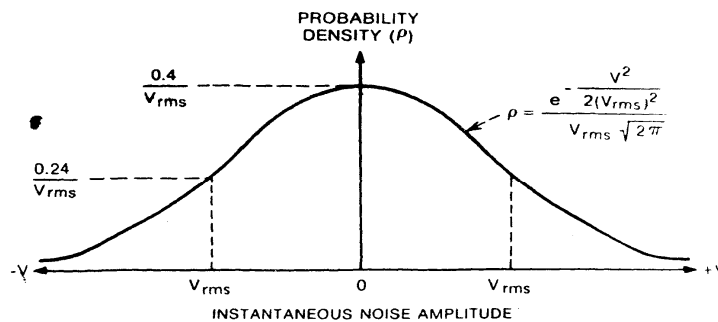


Figure 8-6. Probability density function for thermal noise (Gaussian distribution).

Fuente: Ott, Henry W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* (2da ed. New York: John Wiley & Sons. 1988) pág 88.

El ancho de banda equivalente de ruido B se define como la ganancia de voltaje al cuadrado del circuito o sistema que se esté considerando. Es decir, para cualquier función de transferencia $A(f)$, se tiene un ancho de banda equivalente de ruido con una magnitud constante A_0 y B queda definido por:

$$B = \frac{1}{|A_0|} \int_0^{\infty} |A(f)|^2 df \quad (6)$$

En el caso de ruido Gaussiano blanco, el ancho de banda del ruido se puede obtener fácilmente mediante un método gráfico a partir de la gráfica de magnitud de la función de transferencia considerada como se muestra a continuación:

Figura No. 9

Respuesta y ancho de banda equivalente de ruido en un circuito filtro pasabajas.

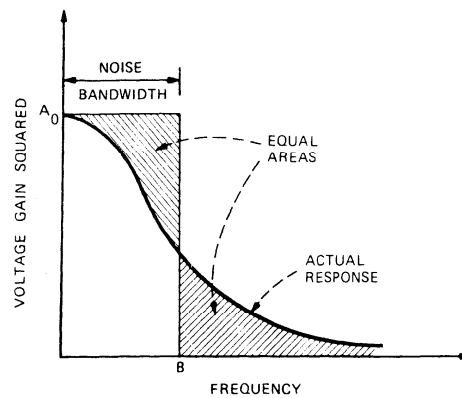
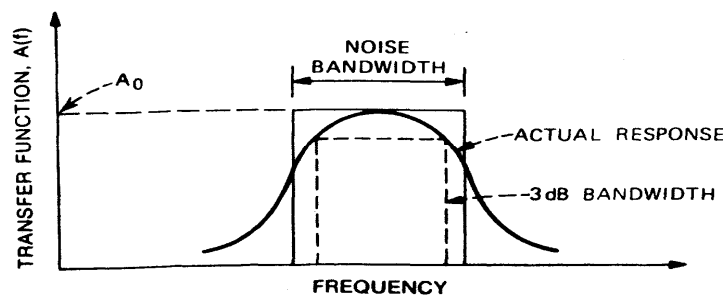


Figure 8-9. Actual response and equivalent noise bandwidth for low-pass circuit. This curve is drawn with a linear scale.

Fuente: Ott, Henry W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* (2da ed. New York: John Wiley & Sons. 1988) pág 90

Figura No. 10

Respuesta y ancho de banda equivalente de ruido en un circuito filtro pasabanda.



Fuente: Ott, Henry W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* (2da ed. New York: John Wiley & Sons. 1988) pág 90

C. Ruido de disparo

Este tipo de ruido está asociado con el flujo de corriente a través de una barrera de potencial. Se debe a la fluctuación de corriente alrededor de un valor promedio, lo cual es resultado de la emisión aleatoria de electrones o huecos; este ruido está presente tanto en tubos de vacío como en semiconductores. En tubos de vacío, el ruido de disparo proviene de la emisión aleatoria de electrones desde el cátodo. En semiconductores, está causado por la difusión aleatoria de portadores a través de la base de un transistor y la generación y recombinación aleatoria de electrones.

Este efecto de disparo fue analizado teóricamente por W. Schottky en 1918. Él mostró que la corriente RMS de ruido es igual a:

$$I_{sh} = \sqrt{2q_0 I_{rms} B} \quad (7)$$

donde:

q_0 : carga de un electrón = $1.6 \cdot 10^{-19}$

I_{rms} : corriente promedio a través de la unión en amperios

B : ancho de banda equivalente de ruido en Hz

La densidad de potencia para el ruido de disparo es constante con la frecuencia y la amplitud instantánea tiene una distribución gaussiana. Dividiendo la ecuación anterior por la raíz cuadrada del ancho de banda, se obtiene que la corriente de ruido por raíz del ancho de banda es sólo función de la corriente RMS a través del dispositivo. Por lo tanto, midiendo esta corriente se puede obtener con bastante precisión la cantidad de ruido de disparo. Para medir la respuesta al ruido de amplificadores y otros dispositivos, se puede utilizar el ruido de disparo a través de un diodo como una fuente variable de ruido blanco.

D. Ruido de contacto

El ruido de contacto se origina por la conductividad fluctuante debido a un contacto imperfecto entre dos materiales. Se presenta tanto en switches y relés como en transistores, diodos y circuitos integrados, debido a contactos imperfectos. Este ruido es directamente proporcional al valor de la corriente RMS. La densidad espectral de potencia varía en función del recíproco de la frecuencia y su distribución de amplitud es Gaussiana. La corriente de ruido I_f por raíz cuadrada del ancho de banda se puede expresar como:

$$I_f = \sqrt{\frac{K_1 I_{rms}^a B}{f^b}} \approx \sqrt{\frac{K_1 I_{rms} B}{f}} \quad (8)$$

donde:

I_{rms} : valor promedio de la corriente en amperios

f : frecuencia de la corriente en Hz

K_1 : constante dependiente del tipo de material y su geometría

B : ancho de banda de ruido, centrado alrededor de la frecuencia f

Se debe notar que la magnitud del ruido de contacto puede hacerse muy grande a bajas frecuencias debido a su característica $1/f$. Debido a esta característica, el ruido de contacto es una de las más importantes fuentes de ruido en circuitos de baja frecuencia. Las resistencias de carbón estándar son especialmente ruidosas debido a que están construidas de muchas partículas pequeñas de carbón moldeadas. A diferencia del ruido térmico y el ruido de disparo, el ruido de contacto no tiene un valor medio definido en términos de constantes físicas bien determinadas. En contraposición, depende de una constante K_1 que puede variar en orden de magnitud de un dispositivo a otro, e incluso entre diferentes transistores o circuitos integrados de una misma oblea de silicio, que ha pasado por el mismo proceso de fabricación. Esto se debe a la dependencia del ruido de contacto en las contaminaciones e imperfecciones del cristal que pueden variar aleatoriamente en el mismo trozo de silicio.

E. Ruido popcorn

Este tipo de ruido fue descubierto inicialmente en diodos semiconductores y ha aparecido recientemente también en circuitos integrados. El ruido popcorn se debe a un defecto de manufactura, usualmente una impureza metálica cerca de una unión PN del dispositivo semiconductor. Puede ser eliminado casi totalmente mediante el mejoramiento de las técnicas de manufactura. Este ruido ocurre en pulsos discretos, usualmente a una frecuencia audible (pocos kHz) y produce un sonido parecido al de las palomitas de maíz si se amplifica a través de un parlante, con el ruido térmico de fondo. La corriente RMS equivalente del ruido "popcorn" tiene la forma:

$$I_f = \sqrt{\frac{K_2 I_{rms}^x B}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \approx \sqrt{\frac{K_2 I_{rms} B}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (9)$$

donde:

K_2 : constante del dispositivo particular (dependiente del material y la geometría)

I_{rms} : corriente promedio

x : constante en el rango de 0.5 a 2; usualmente $x = 1$

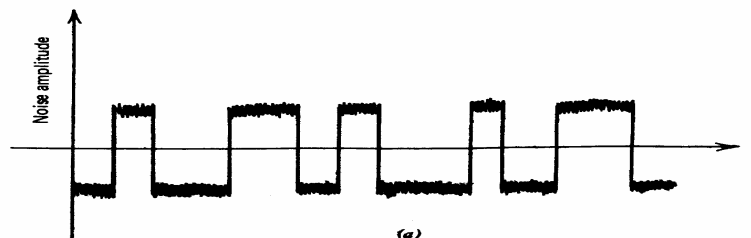
f : frecuencia de la corriente promedio

f_c : frecuencia central del ancho de banda de ruido

B : ancho de banda equivalente de ruido

Figura No. 11

Ruido popcorn.



La densidad espectral de este tipo de ruido tiene la siguiente forma:

Figura No. 12

Densidad espectral del ruido popcorn contra frecuencia.

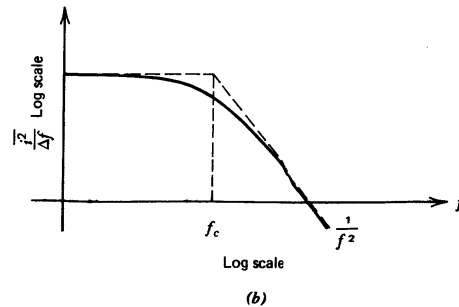


Fig. 11.9 (a) Typical burst noise waveform. (b) Burst noise spectral density versus frequency.

Fuente: Ott, Henry W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* (2da ed. New York: John Wiley & Sons, 1988) pág 90

F. Ruido eléctrico

En una red de distribución de energía eléctrica, la naturaleza del ruido se encuentra en la variedad de dispositivos que se alimentan de la misma. Este ruido eléctrico se presenta en las siguientes formas:

1. **Picos de voltaje.** Son cambios rápidos de alta energía sobrepuestos en la línea de voltaje. Son de corta duración, del orden de nano y microsegundos, lo cual contribuye a un efecto no medible en RMS. Aunque este evento parezca pequeño, sus consecuencias son devastadoras en componentes de computación y equipos electrónicos, por la alta energía que maneja.

2. **Transitorios de voltaje.** Estos eventos de elevación o de disminución de voltaje ocurren por periodos de largo y corto tiempo causados por repentinos cambios de carga sobre la línea de energía, como el encendido de motores, fuentes de poder, cortos circuitos o altas corrientes en el consumo eléctrico.

3. **Distorsión armónica.** Problema que se presenta en la onda senoidal de la línea de voltaje debido a cargas con factor de potencia no lineal. Cada ciclo de voltaje alterno externo es afectado, y con esto, la frecuencia y onda senoidal pueden sufrir armónicos peligrosos para equipos electrónicos. Las redes de computo y cualquier equipo son notablemente afectadas por estas variaciones de voltaje, provocando la pérdida de información, daños en fuentes de alimentación, etc.

4. **Ruido de modo común.** Este tipo de ruido es más frecuente, debido a que es provocado por otras cargas conectadas directamente a la misma instalación eléctrica, que no cuenta con tierra física adecuada o existen desbalanceos de cargas. Esto puede ocasionar que cuando se enciendan o apaguen cargas dentro de la misma línea, los picos y transientes de voltaje sean conducidos por el propio neutro o tierra física hasta los equipos electrónicos. Por lo tanto, cuando se efectúe una instalación eléctrica es necesario tomar en cuenta la colocación de la tierra física con las adecuadas especificaciones y que no se una con el neutro.

5. **Ruido de modo normal.** El ruido eléctrico de modo normal es provocado básicamente por encendidos y apagados de cargas en la red eléctrica con el que se crean fuertes picos y transitorios de voltaje.

III. Diseño del Modulador FM en dos portadoras

A. Modulador en dos portadoras

El diseño del modulador en dos frecuencias es simplemente el diseño de dos moduladores separados en dos frecuencias distintas, con sus salidas acopladas al mismo par de cobre de la red eléctrica. Un diseño a 100 kHz y el otro a 350 kHz, ambas clasificadas en la banda de muy baja frecuencia. Como se mencionó con anterioridad, el modulador es básicamente un generador de señales u oscilador controlado por voltaje VCO de circuito integrado. Para ello se utilizó la sección de VCO que se encuentra en el servo sistema PLL de circuito integrado LM565. Los parámetros que determinan la frecuencia instantánea del VCO a un voltaje determinado son una resistencia, un condensador y el voltaje de alimentación, según la siguiente función:

$$Frecuencia (V_{cc}, V_c, R_t, C_t) = \frac{[2.4 * (V_{cc} - V_c)]}{[(R_t * C_t * V_{cc})]} \text{ Hz.} \quad (10)$$

donde,

R_t = Resistencia externa de control de frecuencia.

C_t = Condensador externo de control de frecuencia.

V_{cc} = Voltaje de alimentación.

V_c = Voltaje de control del VCO.

La fuente de alimentación es fija en 12 V provenientes de un regulador de voltaje. Como los capacitores variables comerciales pueden cambiar su valor solamente en un rango limitado, se escogió fijar el valor de capacidad y variar el valor de resistencia por medio de un potenciómetro. Los valores de capacidad y resistencia se diseñaron para lograr la frecuencia de portadora requerida a un voltaje de referencia V_c fijo en cada modulador. El voltaje de referencia es simplemente un nivel DC de potencial que se conecta a la entrada del VCO. La frecuencia generada a este nivel se ajusta por medio del potenciómetro hasta lograr la frecuencia central de portadora deseada.

Posteriormente, sobre este nivel DC, se acopla una señal de mayor frecuencia a través de un condensador. Esta señal oscila sobre este nivel DC haciendo que la frecuencia instantánea de la señal generada por el VCO se incremente o decremente sobre la frecuencia central de portadora, proporcionalmente al nivel de la oscilación. Esto hace que efectivamente, se module en frecuencia la señal oscilante en la entrada.

1. **Ancho de banda de la transmisión.** En todos los sistemas de frecuencia modulada, existe un rango finito de frecuencias en el cual puede variar la frecuencia de la señal modulada. Este rango se denomina *ancho de banda*. En este caso particular, existe un ancho de banda para cada una de las portadoras. El ancho de banda de la transmisión en cada portadora es la máxima desviación en frecuencia (Hz) que se produce en la señal generada por el VCO.

Según la función de frecuencia (10), existe una proporción directa entre cualquiera de las frecuencias generada por el VCO y el voltaje de control. El ancho de banda de la señal modulada en frecuencia es directamente proporcional al voltaje de control del VCO.

Al fijar todos los demás parámetros de la función, un valor máximo de voltaje de control generará una desviación máxima de frecuencia en el VCO. Es necesario pues, definir una magnitud que indique la cantidad de desviación por unidad de voltaje de control en el VCO.

$$\delta = V_m * K_0 \quad (11)$$

donde,

K_0 = sensibilidad del modulador, en Hz / Volt.

V_m = Amplitud pico del voltaje de control del VCO.

δ = Desviación máxima de frecuencia de la señal modulada.

Por ejemplo, si $V_m = \frac{1}{2}$ V pico, y $K_0 = 50$ kHz/Volt, entonces la desviación máxima de frecuencia será:

$$\delta = V_m * K_0 = (0.5 \text{ V}) * (50 \text{ kHz/V}) = 25 \text{ kHz.}$$

2. Sensibilidad del Modulador. Esta magnitud constante en un modulador puede ser encontrada utilizando la función de frecuencia del mismo. La sensibilidad del modulador es la cantidad de desviación de frecuencia por unidad de voltaje de la señal en la entrada.

En este caso particular, el modulador es una función lineal respecto del voltaje de control V_c , y por lo tanto, se puede encontrar la sensibilidad derivando parcialmente la función de frecuencia respecto del voltaje de control:

$$K_0 = \partial F / \partial V_c \quad (12)$$

Aplicando la derivada parcial (3) en (1), encontramos que:

$$K_0 = \frac{-2.4}{R_t * C_t * V_{cc}} \text{ (Hz/V)} \quad (13)$$

Nótese que esta derivada parcial es de valor negativo siempre, indicando que un incremento en el voltaje de control en el VCO modulador decrementa la frecuencia del oscilador, y que un decremento en nivel de voltaje de control, incrementa la frecuencia de la señal modulada.

La sensibilidad de los moduladores, calculada con (12) es la siguiente:

Portadora de 100 kHz: $K_0 = -92.293 \text{ kHz / V.}$

Portadora de 350 kHz: $K_0 = -196.369 \text{ kHz / V.}$

Se eligen sensibilidades diferentes con el objetivo de realizar el estudio sobre dos señales con naturaleza distinta en cuanto al ancho de banda de su modulación. En general, en el estudio de señales de frecuencia modulada, un mayor ancho de banda facilita la demodulación con mayor fidelidad, pues se produce una señal demodulada de mayor amplitud a la salida del PLL. Con base en esto, aprovechando que la portadora de 350 kHz es la de mayor frecuencia, se puede asociar a su modulador más sensibilidad. Se espera estudiar cuál es el efecto del ruido al intencionalmente proveer esta diferencia de ancho de banda entre los canales.

Al fijar la señal de entrada en aproximadamente 0.5 V pico, se obtienen anchos de banda de aproximadamente 92 kHz para la portadora de 100 kHz y de 196 kHz para la portadora de 350 kHz.

Es decir, se moduló en frecuencia alrededor de 100 kHz para la primera portadora, con valores extremos de desviación de frecuencia de 54 kHz y 146 kHz; e igualmente para la segunda portadora, alrededor de 350 kHz con valores extremos de desviación de frecuencia de 252 kHz y 448 kHz. En general, al incrementar el voltaje pico de la señal de entrada, puede llegarse hasta el punto en el que el ancho de banda de ambas portadoras se interfiera o sea tan grande que imposibilite la demodulación, porque se acaba el ancho de banda disponible. Esto ocurriría, por ejemplo, si a la portadora de 100 kHz se le asociara un ancho de banda de 101 kHz.

3. El acople a la red eléctrica. La salida del VCO es una señal de frecuencia modulada de forma cuadrada de aproximadamente 6 V p-p, la cual debe acoplarse a la red eléctrica. Inicialmente, se eleva la tensión por medio de un amplificador transistorizado en configuración de emisor común, el cual es una variación de un circuito de resonancia LC, o circuito tanque sintonizado. En este circuito, la señal modulada se hace pasar por la derivación asimétrica del secundario de un transformador de frecuencia intermedia de 455 kHz, con el objetivo de acoplar magnéticamente la señal a la red de alta tensión. El primario del transformador se acopla con condensador a la red eléctrica,

para introducir la señal de FM sobre el par de cobre de la red y lograr la transmisión. Si se observa la señal en el osciloscopio a la salida en el primario del transformador de FI, se observará que la señal ya no es cuadrada, sino senoidal, esto debido a que las componentes de alta frecuencia de la señal cuadrada (que son las que dan la forma cuadrada a la onda) son atenuadas por el filtro de resonancia LC conectado en el secundario del transformador. Sin embargo, esto no afecta en nada la modulación. En FM la forma de la onda es irrelevante, siempre y cuando su frecuencia no se afecte por los circuitos de modulación-demodulación. La única componente importante de la señal cuadrada en cualquier frecuencia es la frecuencia fundamental, la cual es una onda senoidal de la misma frecuencia de la señal cuadrada. Esta frecuencia es la que variará de acuerdo a la señal de entrada y por lo tanto es posible la demodulación.

Esta última componente fundamental es introducida a la red eléctrica por medio de un acople condensativo. Un condensador, en el análisis de frecuencias, representa una impedancia que es inversamente proporcional a la magnitud de la frecuencia. Esto es, a una frecuencia alta, el condensador tiene una impedancia baja. A una frecuencia nula, el condensador es un abierto en cualquier circuito, representando una impedancia infinita.

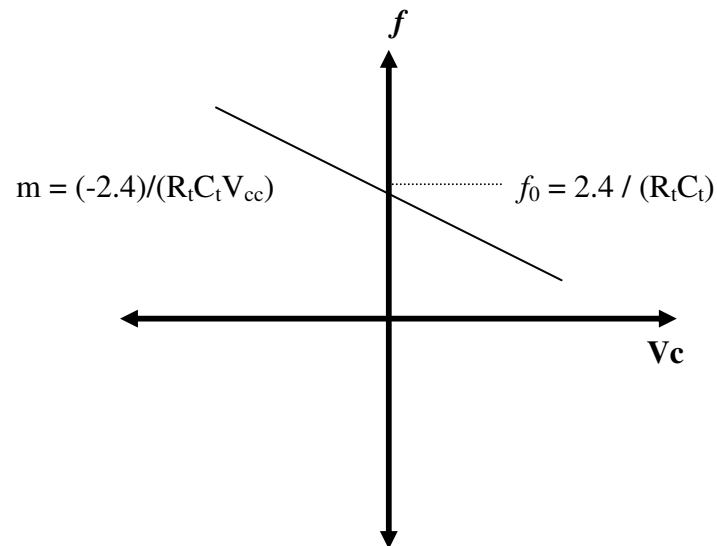
Estas características del condensador se aprovechan, de forma que a la frecuencia de 60 Hz de la red eléctrica sea considerada como una frecuencia baja para el condensador de acople, es decir, una impedancia grande a 60 Hz. Por lo tanto, la caída de potencial de la componente de 60 Hz en el condensador de acople es más grande que a cualquier frecuencia mayor a 60 Hz. Esto tiene el efecto de aislar los circuitos moduladores-demoduladores de la frecuencia de 60 Hz de la señal de potencia de la red eléctrica. Entre más grande sea la frecuencia presente en la red eléctrica, menor es la impedancia de los condensadores de acople y por lo tanto, menor la caída de potencial debida a los mismos. Esto tiene el efecto de actuar como línea de transmisión para frecuencias altas. Las portadoras de 100 kHz y de 350 kHz son lo suficientemente altas para que el condensador represente prácticamente un corto circuito; es decir, deje pasar las componentes de las dos portadoras prácticamente sin atenuación.

Del lado del transmisor, puede considerarse el acople condensativo como una suma analógica de componentes frecuenciales. Si se observa en un osciloscopio la señal presente en la red eléctrica cuando se ha introducido una portadora, puede observarse cómo ésta oscila alrededor de la señal de potencia de 60 Hz, de manera similar a una operación de suma entre dos señales. De esta forma ocurre un aprovechamiento de la línea de la red eléctrica conocido como multiplexación en frecuencia. Es decir, el mismo medio físico de transmisión transporta señales en 3 distintos canales, cada canal corresponde a cada frecuencia: 60 Hz, 100 kHz y 350 kHz. La transmisión en los tres distintos canales se realiza de manera simultánea, sin embargo, sólo los canales de 100 kHz y 350 kHz son de interés, por lo cual se construye un filtro pasabandas por cada portadora en el receptor.

4. El circuito modulador. Este circuito de modulación en dos portadoras se basa en dos moduladores separados, uno con portadora de 100 kHz y otro con portadora de 350 kHz.

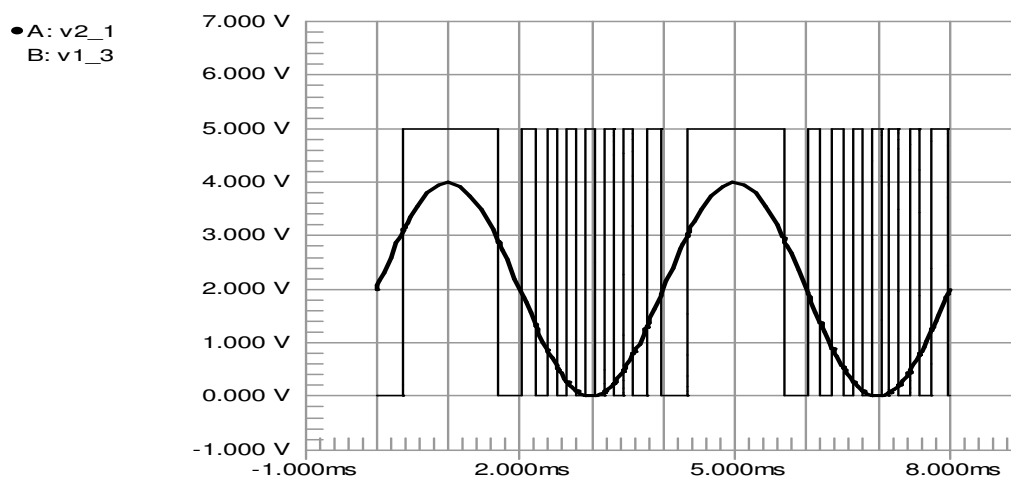
a. Modulador. Cada modulador está construido utilizando un oscilador de circuito integrado incluido dentro del PLL LM565CN. Se fija la frecuencia central con un nivel DC de voltaje con un potenciómetro conectado al pin 7 de control del VCO. Las entradas 2 y 3 se conectan a un potencial fijo, para impedir que ruido se introduzca al PLL. La combinación de valores R_t conectado al pin 8 y C_t al pin 9 determinan la frecuencia de reposo del VCO, conjuntamente con el voltaje de control. Luego se acopla con condensador la señal de entrada sobre el nivel DC para modularla en frecuencia. Una cantidad considerable de energía de radiofrecuencia proveniente del VCO se fuga del pin 7 del LM565CN. Es por ello que se incluye un filtro pasabajas para prevenir que esta energía regrese a la entrada y cause una retroalimentación indeseada. La descripción del modulador en términos de la señal de entrada vrs. la señal de salida puede realizarse fácilmente, pues se conoce la forma de la señal de salida, por lo tanto, se habla de una frecuencia de salida.

Figura No. 13
Función de transferencia del modulador lineal



La anterior figura muestra la frecuencia fundamental f de la señal cuadrada de salida del modulador básico en función del voltaje de control V_c de entrada. La frecuencia de reposo del modulador f_0 , es decir, la frecuencia existente cuando $V_c = 0$, se fija con los parámetros externos R_t y C_t . La pendiente m de la figura no. 13 representa la razón de cambio en Hz por Voltio del modulador.

Figura No. 14
Respuesta del modulador lineal

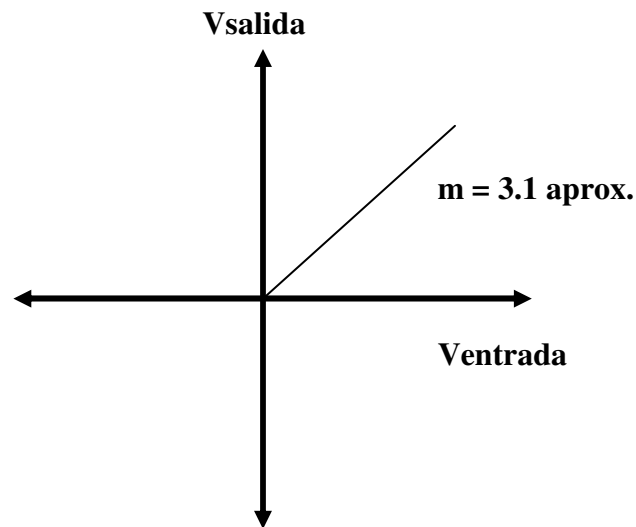


La figura anterior muestra una señal cuadrada de salida cuya frecuencia fundamental varía de forma inversamente proporcional al nivel de potencial de una señal sinusoidal de entrada. Nótese que para voltajes grandes, la frecuencia de la señal de salida es baja. Así mismo, un decremento del nivel de potencial en la entrada provoca un aumento en la frecuencia de la señal de salida, o señal portadora.

b. Amplificador. La salida del oscilador se acopla con condensador al amplificador. El amplificador está conformado por un transistor BJT NPN con el código ECG123AP. El puerto de entrada está formado por la resistencia de base y el potencial de tierra. El puerto de salida está formado por el colector y la fuente de alimentación. Se coloca un diodo 1N4148 para impedir voltajes negativos en la base del transistor.

Figura No. 15

Función de transferencia del amplificador del modulador

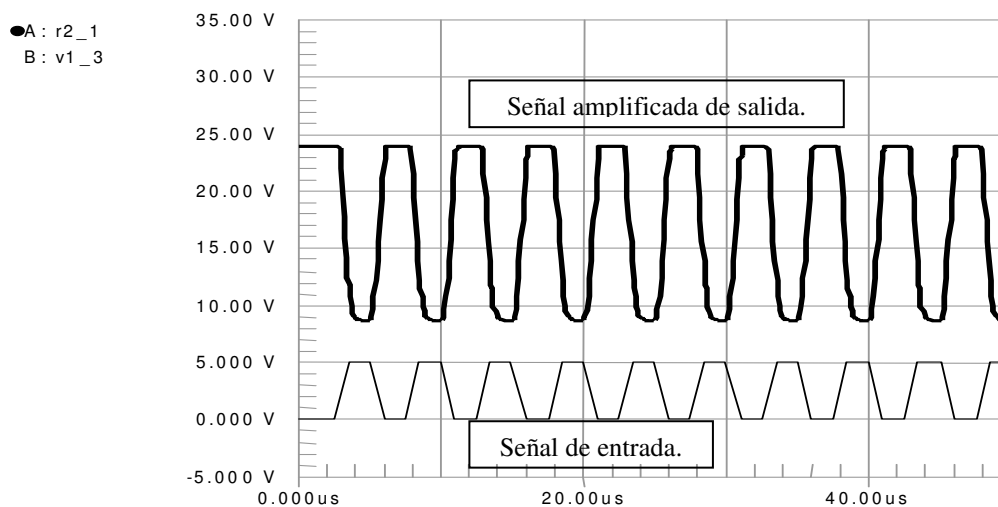


En la figura anterior se muestra el voltaje de salida del amplificador en función del potencial en su entrada. Puede observarse que no existen voltajes de salida negativos, debido a la acción del diodo en la base del transistor amplificador. El factor de amplificación está dado por la pendiente de la recta m y es de aproximadamente 3. Instantáneamente, para una señal de entrada cuadrada, la salida es una señal cuadrada

amplificada por 3 con polaridad inversa. Esta respuesta de amplificación se mantiene solamente en cierto ancho de banda, pues para frecuencias altas (en este particular caso, arriba de los 500 kHz), la amplificación es menor hasta llegar a una atenuación de la señal de la entrada. Las señales portadoras de entrada no superan los 500 kHz, y por ello la amplificación es de 3 para ambas. La figura No. 16 muestra una señal de entrada de baja amplitud y su respectiva amplificación en la salida de la etapa:

Figura No. 16

Respuesta del amplificador del modulador



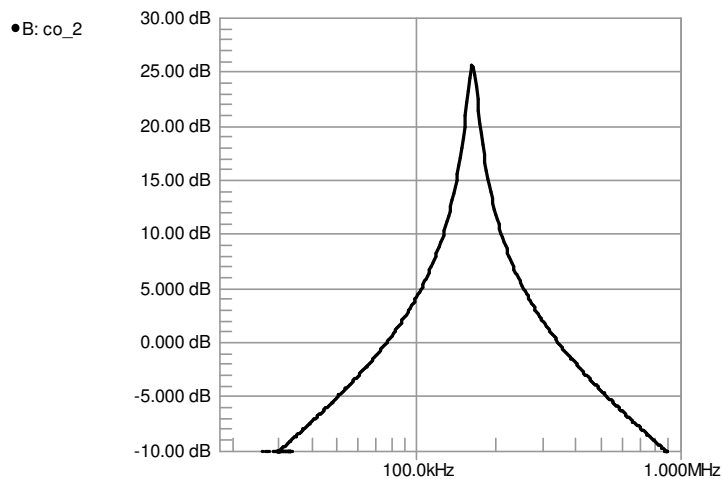
c. Etapa de acople magnético (transformadores FI). Para realizar el acople magnético, se utilizaron transformadores de FI o de frecuencia intermedia. Estos transformadores son utilizados ampliamente en circuitos de resonancia en radios AM. Son de tamaño reducido pues no están diseñados para convertir mucha potencia. Tienen un primario con una derivación asimétrica; es decir, la bobina del primario se divide en dos partes de distinta inductancia. En este caso particular, se utilizó un transformador FI para 455 kHz, que se caracterizan por el núcleo de color amarillo. El transformador de FI resuena como cualquier circuito de resonancia LC, sin embargo, por tener un núcleo de ferrita ajustable, se puede ajustar la resonancia del mismo (en un rango limitado) sin

necesidad de cambiar el valor del condensador de resonancia. La salida del amplificador se hace pasar por la derivación menor del primario. En los extremos del primario, se conecta el condensador de resonancia, el cual se sintoniza a la frecuencia central del VCO. La inducción en el secundario será máxima a la frecuencia de resonancia, y a frecuencias cercanas la atenuación no es significativa.

Sin embargo, atenuará frecuencias lejanas a la frecuencia central. Esto tiene por objetivo evitar que el ruido ingrese a la línea de transmisión por el extremo del modulador. Este circuito de acople magnético tiene características de un filtro, pero de ancho de banda grande en comparación con los circuitos LC sintonizados. La respuesta de esta etapa es típica de un resonador LC sintonizado. La figura No. 17 muestra la respuesta de amplitud en decibeles contra la frecuencia de la señal de entrada.

Figura No. 17

Respuesta frecuencial de la etapa de resonancia y acople magnético con transformador de frecuencia intermedia.



d. Etapa de acople condensativo. Esta etapa acopla el devanado secundario del transformador de FI con la red eléctrica de alta tensión. Fue necesario utilizar condensadores de alto voltaje para introducir la señal inducida en el secundario del transformador a la línea y aislar al mismo del alto voltaje.

IV. Diseño del demodulador de FM en dos portadoras

A. Diseño del demodulador en dos portadoras

Para distinguir los canales de interés correspondientes a cada portadora, se necesitan dos demoduladores de FM sintonizados a las frecuencias portadoras. El demodulador de FM en dos portadoras es el diseño de dos demoduladores de FM separados, agregando un circuito de suma para producir una sola señal con las características de las dos señales demoduladas.

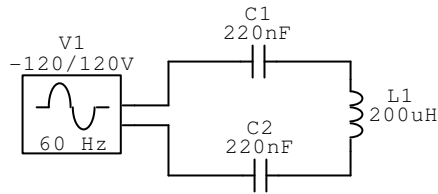
1. El circuito demodulador. Este circuito de demodulación de FM se basa en el sistema de retroalimentación PLL por sus siglas en inglés (phase-locked loop), cuyos componentes básicos de detección de fase y el oscilador controlado por voltaje (VCO) fueron introducidos con anterioridad. Cada circuito de demodulación consta de ocho etapas, descritas a continuación:

a. Etapa de desacople condensativo. La etapa de desacople condensativo se construye con condensadores de alto voltaje conectados a la línea de alta tensión. El valor de los condensadores es del orden de nanofaradios (10^{-9}), por lo cual, a 60 Hz de la señal de potencia, su impedancia es grande; pero a 100 kHz o más, su valor de impedancia es pequeño, permitiendo que estas frecuencias pasen a la siguiente etapa sin atenuación. Se utilizan dos condensadores, conectados un extremo a cada hilo de la red eléctrica. El otro extremo está conectado al secundario de un transformador de frecuencia intermedia, similar al utilizado en el circuito modulador. El objetivo principal del desacople condensativo es impedir el flujo de potencia de la línea al modulador a frecuencias bajas, como lo es la señal de potencia de 60 Hz; pero permitir que se transfiera potencia a frecuencias altas, del orden de kHz, para demodular con facilidad la información en las portadoras. A continuación se muestra un breve análisis del desacople.

Considere la siguiente red:

Figura No. 18

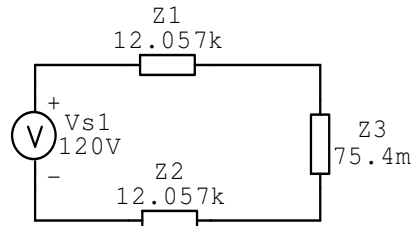
Acople condensativo del transformador a 60 Hz



Aplicando transformada de Laplace al circuito, a 60 Hz:

Figura No. 19

Impedancias equivalentes a 60 Hz

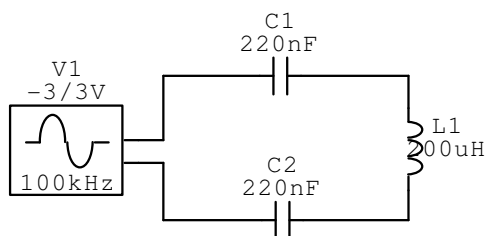


Nótese que la magnitud de la impedancia de los condensadores a 60 Hz es grande en comparación con la inductancia que representa el secundario del transformador de FI. La potencia que pasa al transformador es mínima pues la caída de potencial es prácticamente nula en la inductancia, y la corriente en el circuito es del orden de 5 mA.

Considere ahora la siguiente red:

Figura No. 20

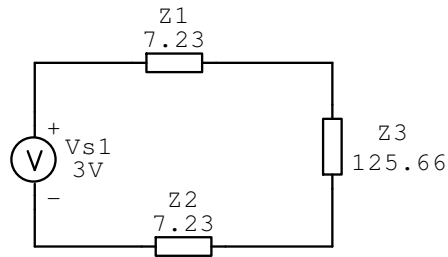
Acople condensativo del transformador a 100 kHz



Utilizando Laplace, a 100 kHz:

Figura No. 21

Impedancias equivalentes a 100 kHz



La potencia transferida al secundario del transformador de FI es mayor, pues la caída de potencial en el inductor es del 90% del total y la corriente es de aproximadamente 20 mA. El resultado es un filtro pasa altas (que permite el paso de frecuencias altas). Esto ocurrirá en mayor proporción a una frecuencia de 350 kHz. Es así como se aísla el transformador de la frecuencia de 60 Hz de la red eléctrica, pero a la vez es posible transferir potencia a una frecuencia mayor utilizando el mismo medio.

b. Acople Magnético. Esta etapa de acople magnético se realiza utilizando un transformador de FI para 455 kHz, idénticos a los utilizados en el modulador. Esto tiene dos ventajas importantes: aislar eléctricamente la red de alta tensión del circuito demodulador y amplificar la portadora por medio de un resonador en el primario.

Se acopla la señal de alta frecuencia de cada portadora del secundario del transformador de frecuencia intermedia al primario del mismo, a través de inducción magnética como en un transformador de voltaje convencional. El núcleo de este transformador, como se mencionó con anterioridad, es de ferrita y además ajustable, lo que permite variar en un rango limitado la frecuencia de corte del filtro pasaaltas que resulta de la red mostrada en la etapa de desacople condensativo.

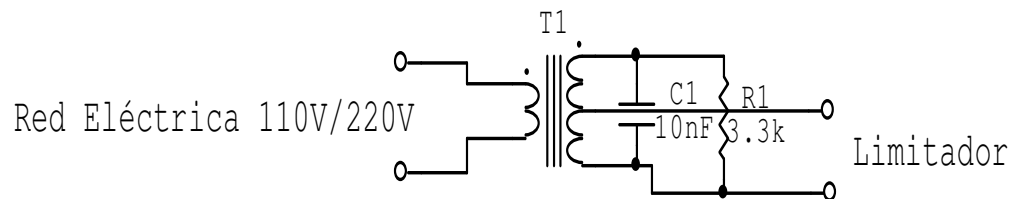
c. Etapa de resonancia con transformador FI. Al lado primario del transformador de FI se conecta un condensador en paralelo. Dicho condensador se coloca con el objetivo de formar un par LC con la inductancia del primario y producir

resonancia. Su resonancia se ajusta o sintoniza a la frecuencia de portadora correspondiente, escogiendo un valor adecuado de capacidad y ajustando el núcleo de ferrita del transformador. La resonancia ocurre a la frecuencia en que las impedancias del inductor y del condensador son iguales en magnitud. Esto hace que la caída de potencial debida a la combinación en paralelo del condensador y el inductor sea máxima a la frecuencia de resonancia.

Adicionalmente a la combinación en paralelo del inductor y condensador, se agrega una resistencia limitadora también en paralelo. Dicha resistencia tiene por objetivo limitar el ancho de banda del filtro, para que los posibles transitorios de la línea, con componentes frecuenciales dentro del ancho de banda del filtro, no pasen a la etapa posterior, causando distorsión. La gráfica de respuesta ganancia en dB vrs. frecuencia es la misma que en los filtros del modulador.

Figura No. 22

Etapa de desacople magnético con transformador de frecuencia intermedia y circuito de resonancia.



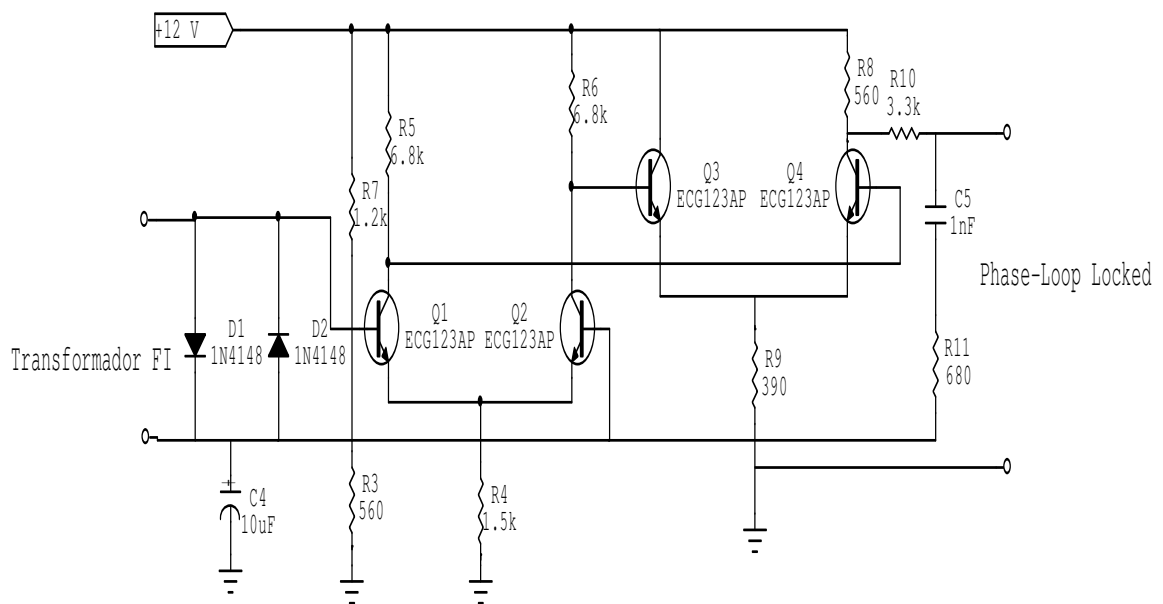
d. El limitador. En un sistema FM, la señal de banda base varía únicamente la frecuencia de la portadora. Por lo tanto, cualquier variación de amplitud de la portadora sólo puede deberse al ruido. El circuito limitador es usado para suprimir dicho ruido de variación de amplitud. En un limitador, diodos, transistores u otros dispositivos son usados para construir un circuito en el cual la señal de voltaje de salida tenga la misma frecuencia que la entrada, sin importar la forma de ésta. Es decir, la salida sigue a la entrada solamente en un rango limitado, alrededor de su cruce por cero. En el limitador, la amplitud de la portadora es muy grande en comparación con el rango

limitado de seguimiento del limitador. Como consecuencia, la forma de onda de salida es una onda cuadrada. Por lo tanto, la salida posee una forma de onda que es casi enteramente independiente de cambios modestos en la amplitud de la portadora. El filtro LC que se encuentra antes del limitador recupera la frecuencia fundamental de la portadora que se recibe de la red eléctrica, con posiblemente ruido afectando su amplitud. Pero con el limitador, la señal de salida tiene una amplitud que es independiente de la amplitud de la portadora; sin embargo su frecuencia es casi totalmente dependiente de la frecuencia de la portadora.

A continuación se muestra el limitador y su amplificador de diferencias transistorizado, el cual genera una onda cuadrada de aproximadamente 1 Vp-p, cuya frecuencia instantánea es igual a la frecuencia de la portadora.

Figura No. 23

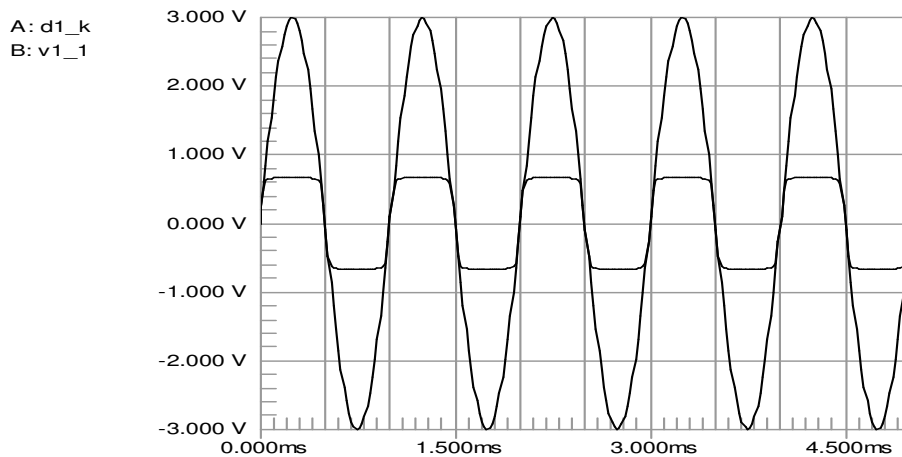
Circuito limitador.



El limitador opera de la siguiente manera:

Figura No. 24

Respuesta del circuito limitador.



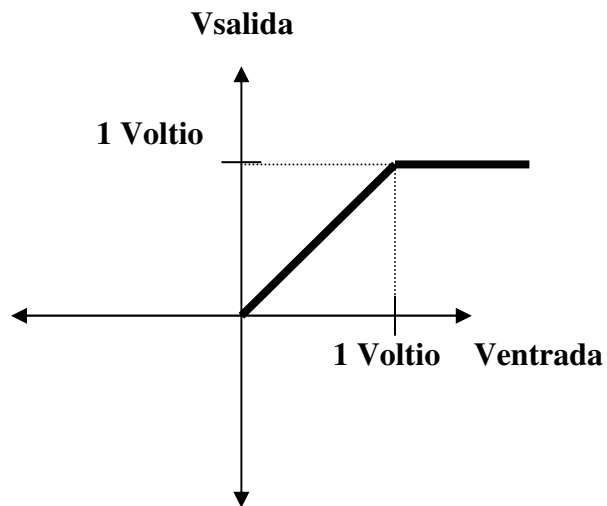
Observe cómo la portadora oscila entre -3 y 3 Volts, mientras que el limitador genera una onda cuadrada que oscila entre -0.65 y 0.65 Volts, con la misma frecuencia que la portadora, en la figura, 1 kHz. El limitador se construyó con dos diodos conectados ánodo con cátodo y cátodo con ánodo como se muestra en la figura. Si la amplitud de la portadora se decrementa por debajo del voltaje de conducción de los diodos (en este caso, diodos de silicio, con voltaje de conducción de aproximadamente 0.65 V), entonces la señal de salida del limitador es una copia de la señal de entrada. Por lo tanto es necesario un amplificador que no importando el nivel de entrada, genere una onda cuadrada a una misma amplitud siempre.

e. Etapa de amplificación de portadora. Esta etapa de amplificación que sigue al circuito limitador está formada por dos amplificadores de diferencias, mostrados como cuatro transistores en la figura No. 6. Son cuatro transistores BJT NPN código ECG123AP. Amplifica señales del orden de cientos de milivoltios y limita señales de varios voltios, para producir una salida de 1 Vp-p cuadrada. El funcionamiento se basa en la diferencia de potencial entre sus dos entradas. Cada entrada se encuentra en la base de cada transistor. Los valores de resistencia de emisor se escogen para limitar la

corriente que se demanda de las entradas, y los valores de resistencias de colector para determinar la amplificación que se dará a la señal de entrada.

Figura No. 25

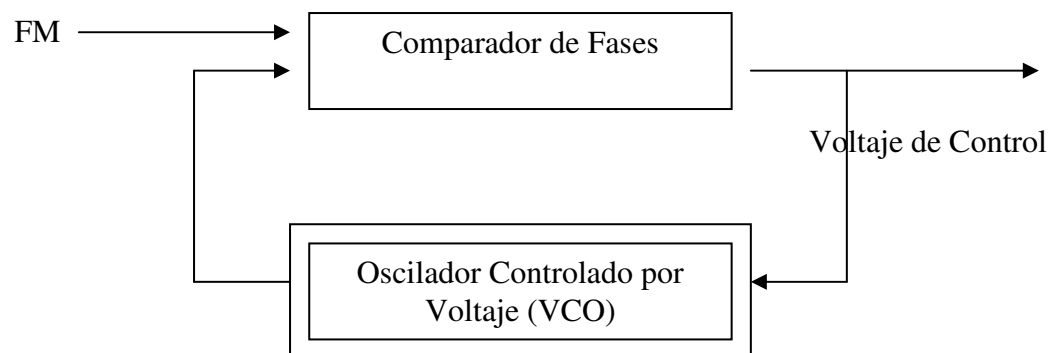
Función de transferencia del circuito limitador.



f. El demodulador PLL. Se utilizó un PLL LM565CN como demodulador de FM. El nivel de la señal proporcionado por el amplificador de portadora permite que ésta señal pueda conectarse a la entrada del detector de fase del PLL.

Figura No. 26

Diagrama simplificado del servosistema PLL.

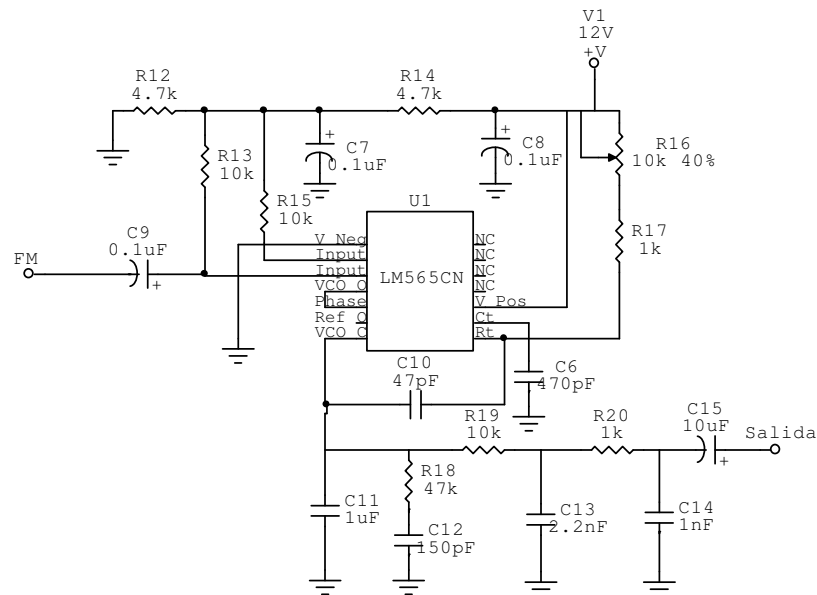


La señal de FM se introduce en una de las entradas del PLL. En este caso, el LM565CN es un PLL doblemente balanceado, es decir, en un pin se conecta la señal FM y en la otra entrada se conecta el nivel DC de potencial sobre el cual oscila la señal de FM. Esto permite que pueda detectar los cruces por cero y sea posible la comparación de fases. El comparador de fases es un circuito electrónico cuya salida es un nivel DC que es proporcional a la diferencia de fases entre sus entradas. El término fase se utiliza en general para describir un desplazamiento temporal de una forma de onda senoidal. Estrictamente, el término no debería utilizarse para señales de formas distintas a la senoidal, pues el desplazamiento temporal no puede relacionarse directamente como un parámetro de fase en una función seno o coseno. Sin embargo, su uso en los textos es general y por lo tanto en este estudio se hará también, aunque debe recordarse que el término no es aplicable en todas las formas de onda.

El comparador de fases es en realidad un comparador de desplazamientos temporales entre los cruces por el nivel de referencia (en muchos casos cero) de las dos señales de entrada. El sistema es retroalimentado por un VCO como se muestra en la figura No. 26. En teoría de sistemas de control se demuestra que para diferencias de fase menor o igual a 90° , la salida del detector de fases es tal que genera una salida que hace que la frecuencia del VCO dentro del PLL sea idéntica a la frecuencia de la señal de entrada. Es decir, se enganchan las frecuencias. Este enganche de frecuencias implica que la diferencia de fases entre la señal generada por el VCO y la señal de entrada al PLL es constante, y por lo tanto, la salida del detector de fases es también constante hasta que la frecuencia de la señal de entrada cambie. Esto hará que la salida del detector de fases fuerce al VCO a cambiar la frecuencia de su salida para que mantenga la diferencia de fases de nuevo constante, y se enganche a la nueva frecuencia. Este sistema es, aunque no formalmente demostrado en esta breve explicación, estable. La señal de salida del detector de fases es la señal de control del VCO dentro del PLL. Y si la igualación de frecuencias es posible (diferencia entre las fases constante), entonces esta señal es una copia de la señal original modulada en el transmisor.

Figura No. 27

Circuito demodulador de frecuencia modulada con PLL.



La frecuencia de reposo del VCO se determina con los valores C6 y R16 + R17 de forma similar al VCO en el modulador. Esta frecuencia de reposo debe ser igual o muy cercana a la portadora que se desea sintonizar.

La señal de FM se acopla con condensador en una entrada del referencia para el detector de fase (pin 3) a través de C9. Como el PLL está operando con una sola fuente de alimentación, las resistencias R12 y R14 son utilizadas para dividir el voltaje en dos e introducirlo a la otra entrada (pin 2). C7 y C8 funcionan como tierras a frecuencias altas, impidiendo que la referencia en el pin 2 y pin 3 sea afectada por radiofrecuencias provenientes de la portadora de entrada y la generada por el VCO local.

El voltaje de control del ciclo en el pin 7 del LM565CN contiene dos componentes: un nivel de voltaje directo correspondiendo a la frecuencia promedio que ingresa al PLL gracias al modulador de FM y un nivel alterno superpuesto al nivel DC anterior, que es la señal de información detectada.

Esta señal AC surge por la acción de corrección automática que se produce en el sistema esclavo; al desviar el transmisor su frecuencia hacia arriba o hacia abajo, el PLL intenta forzar al VCO a seguir esta frecuencia exactamente, variando su voltaje de control. Los componentes C11, C12 y R18 forman el filtro de ciclo, que determinan los parámetros de operación del ciclo (rango de captura, frecuencia natural, etc), apropiadamente para la demodulación de una señal FM. La señal en el pin 7 del LM565CN contiene frecuencia de portadora adicionalmente al nivel AC y DC anteriormente mencionados. Los componentes R19, R20, C13 y C14 forman un filtro pasa bajas para atenuar la componente de portadora. La salida final es desacoplada con condensador, dejando únicamente la señal demodulada en la salida.

Figura No. 28

Respuesta del circuito demodulador con PLL.

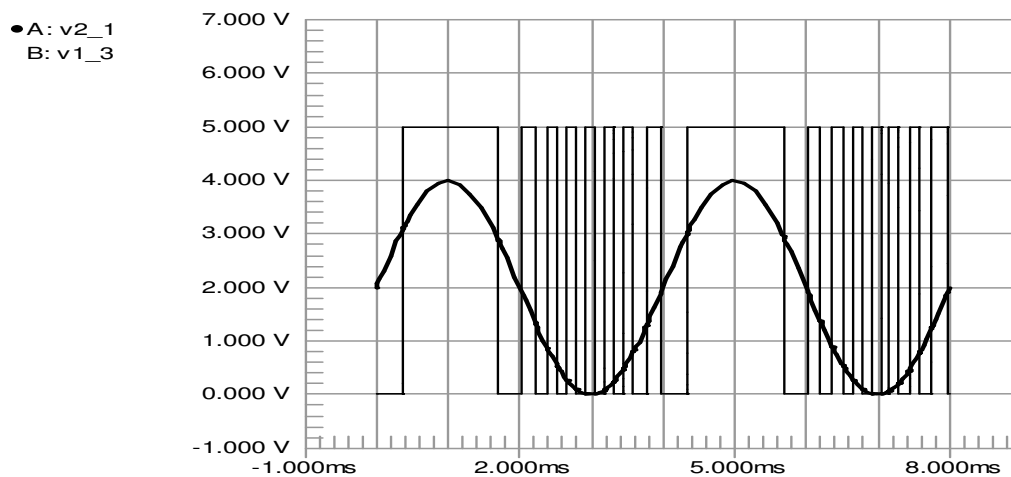
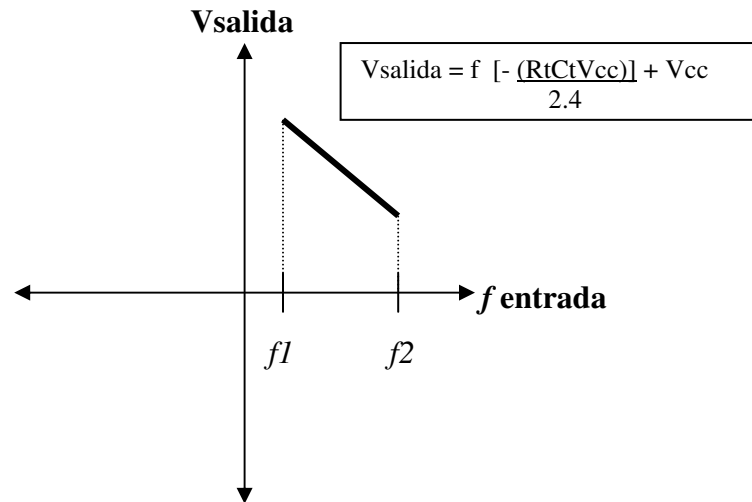


Figura No. 29

Función de transferencia del circuito demodulador de frecuencia modulada con PLL.

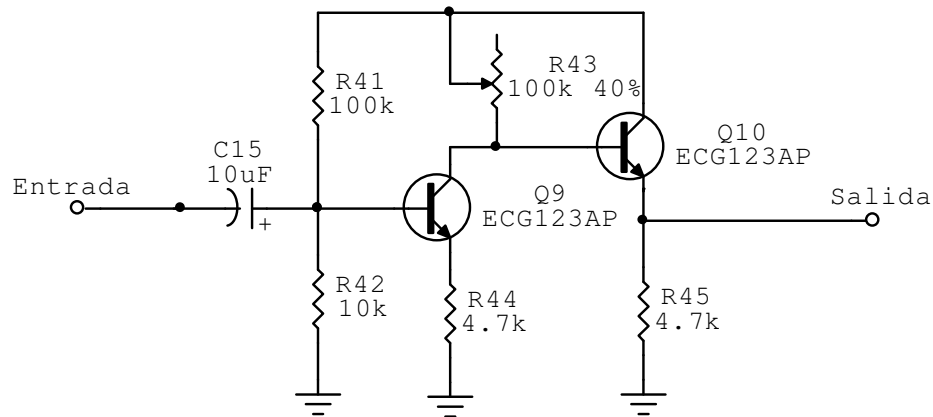


En donde $f1$ y $f2$ muestran el rango de frecuencias a las que el PLL puede engancharse para producir una demodulación lineal, según la ecuación mostrada. Fuera de este rango, la demodulación no es lineal, lo cual resulta en un voltaje de salida distorsionado.

g. Amplificador de salida (normalizador). Dependiendo de los filtros en el demodulador, la señal en la salida del PLL puede tener distintas amplitudes a determinada frecuencia demodulada (el PLL en sí mismo es un filtro). La amplitud de la salida en el demodulador de la portadora de 100 kHz no es exactamente de la misma amplitud que la salida en el demodulador de la portadora de 350 kHz. Es por ello necesaria una etapa de amplificación, que permita ajustar el nivel de las dos señales demoduladas con el objetivo de igualar su amplitud. Esto se logró construyendo un amplificador transistorizado en configuración de emisor común, como se muestra a continuación:

Figura No. 30

Circuito normalizador de señales.

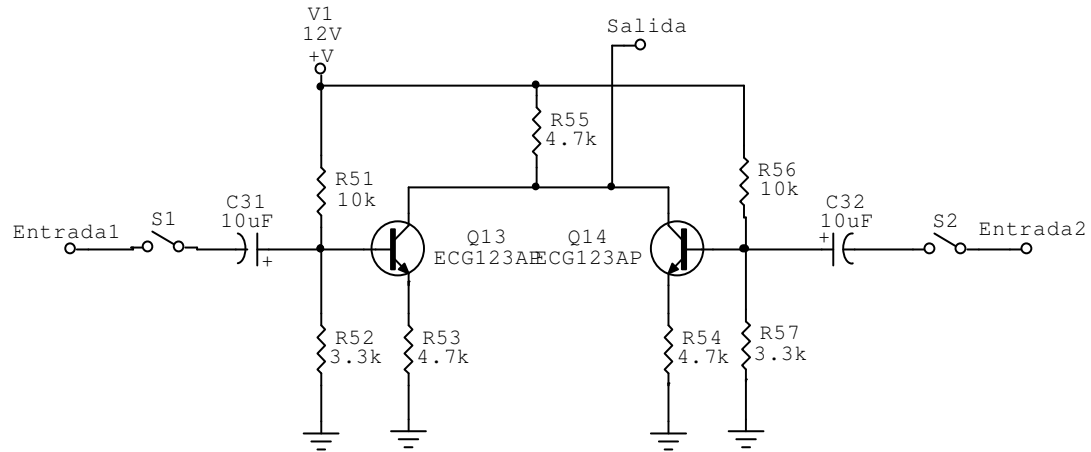


Se fijó la corriente de emisor en aproximadamente 100 μ A, con el objetivo de que con un potenciómetro de 100 $k\Omega$ el voltaje de colector oscilara alrededor de los 7 V. Para fijar la corriente de emisor, se dividió el voltaje de alimentación con R41 y R42, y se asumió que este voltaje menos la caída en la unión base-emisor aparecía en el emisor del transistor. Se encontró la resistencia de emisor y se fijó en 4.7 $k\Omega$. La señal a amplificar se superpone sobre un nivel DC formado por el divisor de voltaje entre R41 y R42, y la salida se toma del colector del transistor. Para desacoplar la salida del amplificador, se utiliza un segundo transistor en configuración de seguidor de emisor. Esta configuración sirve para reducir la impedancia de salida de la etapa de amplificación.

h. Circuito de suma. Con el objetivo de correlacionar las dos señales de salida de cada demodulador, se implementó un circuito de suma transistorizado. Las entradas son precisamente cada señal demodulada, y la salida es la suma de sus entradas multiplicada por un factor de amplificación, que para el estudio es irrelevante, pues afecta de igual forma a la señal y al ruido presente en la misma. La proporción entre las dos señales se mantiene. En la figura No. 31 se muestra el circuito de suma.

Figura No. 31

Circuito mezclador o sumador de señales.



El diseño es similar a un amplificador de emisor común. La señal demodulada en cada portadora se acopla con condensador al nivel DC de potencial que forma el divisor de voltaje de la combinación de resistencias R51 y R52, R56 y R57. Esta señal es seguida por el emisor de cada transistor, produciendo una corriente de emisor a través de las resistencias R53 y R54. Un voltaje oscilante en una de las entradas producirá una corriente de emisor en el transistor correspondiente. Al conducir la unión entre la base y el emisor de un transistor, el colector empezará a conducir igualmente. Si la señal presente en la base de cada transistor fuera distinta, entonces la corriente que pasa por el colector de cada uno también sería distinta. Si ambas corrientes salen de un mismo nodo, el tramo que antecede al nodo siempre conducirá la suma de las dos corrientes. Este nodo, formado por los colectores unidos de los transistores, conducirá la suma amplificada de las corrientes que se demanden en cada uno de los emisores. Se hace pasar esta suma de corrientes por la resistencia común de colector R55 y se produce una señal de voltaje, proporcional a la suma de los voltajes en la base de cada transistor.

V. Análisis de la Transmisión

Hasta este punto, se tiene el campo de prueba para realizar el estudio de una transmisión redundante de señales, moduladas en frecuencia, a través de una red eléctrica de baja frecuencia. Se ha incluido un circuito de suma, que permite relacionar una señal demodulada en un canal con otra demodulada en otro canal. Si la entrada a los dos moduladores es la misma, entonces se logra la redundancia buscada, y por lo tanto, se puede analizar la transmisión.

A. Análisis de la transmisión

La transmisión se realiza conectando una señal de interés al modulador FM en dos portadoras. Con el objetivo de facilitar el análisis de aproximación que se realizará posteriormente, es recomendable que dicha señal tenga una dependencia temporal representable por medio de una función matemática. La señal se modula en frecuencia, se transmite en dos portadoras a través de la red eléctrica, las cuales se demodulan por separado en el receptor del sistema y luego se mezclan a través del circuito sumador. La señal de salida mezclada en el demodulador es la señal que contiene la información de la señal de interés más la distorsión causada por ruido.

Cada señal demodulada tiene sus propias características. Dichas características pueden ser representadas por medio de componentes frecuenciales, entre las cuales se encuentran las componentes frecuenciales de la señal que se introduce en el modulador (la que idealmente se desea recuperar en el demodulador). También se incluyen las componentes frecuenciales del ruido, donde se clasifican todas las demás componentes de frecuencia, que para la demodulación en general representan interferencia. Por ejemplo, las componentes frecuenciales de portadora (la forma de demodular se basa en un PLL, que aún con un filtro eléctrico, la señal muestra rastros de frecuencia portadora),

transientes de la línea, ruidos provocador por una gran variedad de dispositivos que posiblemente estén conectados a la red, etc.

Por ello es necesario hacer una distinción entre los dos conjuntos de componentes frecuenciales de la señal demodulada. Si la dependencia temporal de la señal de interés que se modula tiene una representación en forma de una función matemática, entonces se puede aproximar la misma; y a través de una resta entre la señal aproximada y la obtenida, encontrar el ruido que el sistema y el medio introduce en la transmisión.

Para facilitar este procedimiento, la señal de entrada seleccionada fue una sinusoidal pura de un generador de funciones, a distintas frecuencias.

1. **El muestreo.** Para encontrar la función matemática que aproxima a la señal introducida en el modulador, es necesario un muestreo de la señal de salida del demodulador. El muestreo se utiliza para relacionar la magnitud de la señal con el tiempo transcurrido. Para ello se empleó un osciloscopio digital, el cual basa sus mediciones en un muestreo de la señal de entrada. Para cada ventana temporal del osciloscopio, se toman 10,000 muestras de la señal de entrada, de forma periódica.

2. **Metodología del análisis.** Una línea de transmisión se caracteriza por parámetros físicos que varían dependiendo de su longitud. En algunos casos, esta variación de los parámetros es proporcional a su longitud, por ejemplo, la impedancia por metro, la capacidad por metro, o la inductancia por metro. En todos los casos, éstos parámetros son determinantes en un transmisión, pues son los que impiden que la misma se realice a grandes distancias. Son causa no sólo de que la señal en la línea pierda potencia, sino también de que la forma de la señal se distorsione, y por lo tanto, dificulte la recepción de información.

El modulador construido utiliza la red eléctrica como una línea de transmisión de dos hilos. Esta característica hace que no sólo importen los parámetros físicos de la línea, sino también todos los dispositivos que utilizan energía eléctrica, pues éstos pueden introducir ruido en la red, y por lo tanto afectar la transmisión. En general, cuanto más distancia exista entre el modulador y el demodulador del sistema, más dispositivos pueden estar alimentándose de la red en el tramo que los conecta, los cuales representan más fuentes de ruido para el sistema. En algunos casos, el ruido que introducen los dispositivos conectados a la red eléctrica tienen mayor potencia que cualquier otro ruido que exista en la línea, y por lo tanto una transmisión a larga distancia no será afectada de igual forma por el ruido que una transmisión de corta distancia.

De aquí la necesidad de distinguir entre una transmisión de corta distancia y una de larga distancia, para poder realizar el análisis de cada una adecuadamente. Una instalación eléctrica de un domicilio generalmente está formada por varios circuitos que alimentan a los ambientes de la estructura. La transmisión es posible en todos los tomacorrientes que estén conectados al mismo circuito, o que al menos estén físicamente conectados por un par de hilos de cobre. Esto determina una distancia máxima a alcanzar en cada instalación eléctrica, la cual depende del diseño de la misma.

Para realizar las pruebas del presente estudio, se utilizó como línea de transmisión el circuito de una red eléctrica. Se distinguió entre dos transmisiones: de corta distancia y de larga distancia.

La transmisión de corta distancia se realizó entre dos tomacorrientes contiguos, es decir, el modulador conectado a un tomacorriente en una pared y el demodulador conectado a otro tomacorriente en la pared adyacente. En este caso la transmisión es de corta distancia y los dispositivos conectados cerca del modulador y demodulador son pocos.

Para la prueba de larga distancia se colocaron el modulador y el demodulador en los extremos del circuito (la distancia más grande existente en un circuito de la red), con una gran variedad de dispositivos conectados a la línea que los comunica. En este caso, el modulador conectado al tomacorriente de un ambiente y el demodulador conectado al tomacorriente de otro ambiente en los extremos del circuito. Esto con el propósito de afectar la transmisión tanto por la longitud de la línea como por los dispositivos conectados a la misma.

La señal transmitida fue una sinusoidal, a varias frecuencias en el rango audible (entre 100 Hz y unos 10 kHz), a corta y larga distancia. Cada frecuencia transmitida fue muestreada periódicamente en el receptor con un osciloscopio digital, tomando 10,000 muestras de cada señal demodulada. Estas transmisiones fueron sometidas a un análisis de aproximación y un análisis estadístico con el objetivo de inferir acerca de la potencia de ruido presente en la misma.

3. **Aproximación y modelo.** Las ventajas de transmitir una señal cuya dependencia temporal pueda ser descrita matemáticamente son evidentes en este punto. Una señal con ésta característica puede ser aproximada por una función, y por lo tanto modelada con la misma. En general, lo que se necesita es encontrar un modelo o función con parámetros que puedan aproximar bien el conjunto de muestras. Logrado esto, se utiliza una herramienta de solución de problemas que modifica los parámetros de la función, con el objetivo de minimizar el error que se comete al modelar la señal con una función matemática. Es decir, una herramienta que modifica los parámetros de la función modelo y que encuentra los valores que corresponden a la mejor aproximación de la señal muestreada.

En el caso que se presenta, la señal introducida al sistema es una senoide pura, lo cual facilita su aproximación y modelaje a través de una función seno.

4. **Modelo matemático.** Ya definido el método de la aproximación, debe encontrarse el modelo que mejor se ajuste a los datos. Para ello se definen los parámetros de la función de aproximación, en este caso particular, una función seno.

Considere la siguiente función de voltaje:

$$\text{Señal}(\text{Offset}, A, f, t, \phi) = \text{Offset} + A * \text{seno}(2 * \pi * f * t + \phi) \quad (14)$$

cuyos parámetros son Offset, A, f, t y ϕ , que representan:

- Offset:** Nivel de voltaje directo sobre el cual oscila la función seno. Representa un desplazamiento vertical positivo o negativo de toda la función.
- A:** Amplitud máxima que alcanza la oscilación de la función. La función seno cuyo contradominio se encuentra en [-1,1] alcanza en éste caso [-A,A].
- f:** Frecuencia de la función.
- t:** Parámetro de tiempo. En el caso de un muestreo periódico, la dependencia es del número de muestra n , pues $t = nT$ con T el período de muestreo.
- ϕ :** Desplazamiento temporal de la función, en este caso particular, llamado fase de la función seno.

Con un muestreo periódico con frecuencia $1/T$, la función final es:

$$\text{Señal}(\text{Offset}, A, f, t, \phi) = \text{Offset} + A * \text{seno}(2 * \pi * f * n * T + \phi). \quad (15)$$

Este modelo, con la mejor selección de valores para sus parámetros, aproxima sin error a una función senoidal con una sola frecuencia, función que se introduce en el modulador. De esta forma, al aproximar con la función antes descrita la señal demodulada, se puede encontrar la señal introducida en el modulador, y por lo tanto, el error a consecuencia del ruido.

Al encontrar un modelo que aproxima sin error a la señal introducida en el modulador, se puede realizar una resta entre los valores de las muestras según el demodulador y los valores de las muestras según el modelo. El resultado es el ruido que afecta a la transmisión.

Esta función de aproximación se evalúa para tiempos múltiplos del tiempo de muestreo T , es decir, para $t = nT$, con $n = 0, 1, 2, 3, \dots, 9,999$. Esto resulta en muestras de una señal pura senoidal que aproxima a la señal introducida en el modulador.

El método de aproximación evita utilizar parámetros determinados por mediciones de la señal introducida en el modulador, es decir, su frecuencia, amplitud, fase y Offset; los cuales podrían no ser exactos por incertidumbres en la medición, variación de los parámetros, etc. y por lo tanto afectar el análisis. Se toma como base la señal demodulada y se encuentra la mejor aproximación de la frecuencia de mayor amplitud, la cual es la señal demodulada sin presencia de ruido.

5. Herramienta de aproximación. Para encontrar los parámetros del modelo, se utiliza un algoritmo de aproximación. Este algoritmo de aproximación se encuentra en la herramienta de análisis del programa de computadora de hoja electrónica Microsoft Excel, y se denomina Solver. La herramienta Solver se utiliza para encontrar el valor de una variable que más se acerque al valor deseado por el usuario, modificando el valor de las variables independientes que, con una función, se relacionan con la variable dependiente.

El problema de Solver se plantea indicando qué variable se tomará como referencia para la aproximación, y cuales son las variables independientes cuyo valor puede modificarse para tal efecto. Microsoft Excel Solver utiliza el código de optimización no lineal GRG2 desarrollado por la Universidad Leon Lasdon de Austin (Texas) y la Universidad Allan Waren (Cleveland), implantado por John Watson y Dan Fylstra de

Frontline Systems, Inc. El algoritmo no se discutirá en el presente trabajo, por no ser de relevancia para el análisis, pero sí se explicará lo que realiza sobre los datos.

La aproximación se realiza generando soluciones tentativas, cambiando los valores de las variables independientes. Se inicia la aproximación con los valores iniciales de las variables indicados por el usuario. Es importante mencionar que no cualquier selección de valores iniciales produce los resultados esperados. Una mala selección de valores iniciales para las variables independientes puede resultar en una divergencia, y por lo tanto en un fracaso en la aproximación. En este caso particular se puede iniciar el proceso con una buena aproximación observando las gráficas de las muestras. Se puede asignar valores cercanos a los reales, tomando los parámetros que se pueden apreciar en las gráficas. De esta forma el algoritmo modifica los valores iniciales, y la convergencia de la variable dependiente, al valor indicado al inicio del análisis, se da con menos soluciones tentativas.

6. Finalización del proceso de aproximación. El proceso utilizado de aproximación se finaliza cuando se llega a una de las siguientes condiciones:

- El valor de la variable dependiente es exactamente el deseado por el usuario.
- Las variaciones relativas de la variable dependiente en las últimas cinco iteraciones se encuentra dentro de un rango de tolerancia indicado por el usuario. En este caso se considera que más variaciones de las variables independientes no producirán cambios más grandes en el valor final de la variable dependiente, y por lo tanto el proceso finaliza.
- El número de iteraciones del algoritmo ha sobrepasado el número de iteraciones indicado por el usuario.
- El tiempo de aproximación que se ha tomado el algoritmo ha sobrepasado el límite de tiempo indicado por el usuario.

7. Restricciones en Solver. Como se mencionó con anterioridad, en general no cualquier valor inicial en las variables independientes produce una convergencia en el algoritmo de Solver. El algoritmo puede finalizar sin producir una solución válida aun cuando se han seleccionado aparentemente valores iniciales correctos. Para ayudar al algoritmo a converger, se imponen restricciones sobre las variables independientes. Las restricciones no hacen más que definir rangos de valores que son permitidos para las variables independientes. Esto se puede utilizar para evitar que las variables independientes tomen valores que no están definidos en la función o que se alejen mucho de los valores esperados. Una buena selección de valores iniciales, combinado con restricciones adecuadas harán que el algoritmo converja en una solución válida en menos tiempo (menos iteraciones). Se dice entonces que el proceso encontró una solución válida y se muestra el valor final, tanto de la variable dependiente, como el de las variables independientes. Con cada conjunto de muestras para cada frecuencia de la señal de entrada, a corta y a larga distancia, se realizaron gráficos. Con éstos gráficos puede ganarse un estimado de la amplitud que debería tener la función seno del modelo, así como parámetros de frecuencia y fase. Gracias a esto se logró la convergencia del algoritmo de Solver y se encontraron los parámetros adecuados para cada una de las frecuencias de entrada.

A continuación se muestra un ejemplo de la hoja electrónica a la cual se aplicó el algoritmo de Solver para la determinación de los parámetros del modelo.

Figura No. 32

Hoja electrónica del análisis de aproximación.

Parámetros de aproximación				Error de aproximación			
<i>Amplitud</i>	0.44222684			5.738771184			
<i>Frecuencia</i>	221.712719						
<i>Fase</i>	5.0812384			Número de Ventanas	Número de Clases		
<i>Offset</i>	0.00223081			100	10		
tiempo	T desplazado	amplitud	aproximación	cuadrado del error	Forma normalizada	Ruido	
-0.01	0	-0.388	-0.410253082	0.0004952	-0.882422283	0.05032051	
-0.009998	2E-06	-0.368	-0.409807257	0.001747847	-0.837196625	0.09453804	
-0.009996	4E-06	-0.388	-0.409358235	0.000456174	-0.882422283	0.04829701	
-0.009994	6E-06	-0.424	-0.408906017	0.000227828	-0.963828469	-0.03413177	
-0.009992	8E-06	-0.416	-0.408450608	5.69933E-05	-0.945738206	-0.01707131	
-0.00999	1E-05	-0.416	-0.407992011	6.41279E-05	-0.945738206	-0.01810833	
-0.009988	1.2E-05	-0.412	-0.407530229	1.99789E-05	-0.936693074	-0.01010742	
-0.009986	1.4E-05	-0.416	-0.407065267	7.98295E-05	-0.945738206	-0.02020396	
-0.009984	1.6E-05	-0.452	-0.406597127	0.002061421	-1.027144392	-0.10266874	
-0.009982	1.8E-05	-0.404	-0.406125815	4.51909E-06	-0.918602811	0.00480707	
-0.00998	2E-05	-0.412	-0.405651332	4.03056E-05	-0.936693074	-0.01435613	
-0.009978	2.2E-05	-0.384	-0.405173683	0.000448325	-0.873377152	0.04787969	
-0.009976	2.4E-05	-0.408	-0.404692872	1.09371E-05	-0.927647942	-0.00747835	
-0.009974	0.000026	-0.388	-0.404208901	0.000262728	-0.882422283	0.03665291	
-0.009972	2.8E-05	-0.384	-0.403721776	0.000388948	-0.873377152	0.04459652	

Los datos de la hoja electrónica se obtuvieron de un archivo separado por comas (archivo de datos correlacionados con magnitudes separadas por comas, cuya extensión es CSV) que corresponde al muestreo realizado por un osciloscopio digital. El muestreo relaciona una magnitud de amplitud de voltaje de la señal demodulada con una cantidad de tiempo. Dos magnitudes coordinadas. El osciloscopio genera, a partir de la gráfica que muestra en su pantalla, cada punto coordinado (tiempo, amplitud). En el eje coordinado del osciloscopio, existen amplitudes que se muestrearon antes de un tiempo de referencia, el cual define como el tiempo cero. Esta es la razón de que existan amplitudes con tiempos correspondientes negativos. Sin embargo, al ser periódico el muestreo, entre dos muestras siempre transcurre la misma cantidad de tiempo, la cual es el período de muestreo del osciloscopio.

Es importante mencionar que para muestrear las distintas frecuencias de la señal que se quiere observar en el osciloscopio, éste debe ajustar el período de muestreo de forma adecuada para que se pueda reproducir en pantalla la forma de la señal. Esto quiere decir que éste período de muestreo no es constante, pues cambia de acuerdo con la frecuencia de la señal muestreada. Esto es tomado en cuenta en los algoritmos de cálculo de potencias que se explican más adelante, pues se toma el período de muestreo que el osciloscopio utiliza en cada caso particular.

La hoja electrónica, en su parte de análisis de aproximación, se divide en las siguientes columnas:

- Tiempo.
- Tiempo desplazado.
- Amplitud.
- Aproximación.
- Cuadrado del Error.
- Forma normalizada.
- Ruido.

Cada columna cuenta con 10,000 celdas, correspondientes a cada una de las muestras tomadas por el osciloscopio. Las columnas contienen magnitudes que se explican a continuación.

Tiempo. La columna Tiempo contiene las magnitudes de tiempo que se relacionan con cada una de las muestras tomadas por el osciloscopio. La dimensión de estas cantidades son segundos. Como puede observarse en los archivos que se incluyen en el CD adjunto a este trabajo, el muestreo en el osciloscopio es periódico, esto es, entre dos celdas contiguas de la columna Tiempo siempre transcurre la misma cantidad de tiempo.

Tiempo Desplazado. Esta columna contiene los datos de la columna Tiempo desplazados por una cantidad tal que la primera muestra ocurre en el tiempo cero. Es decir, se desplaza el eje temporal para evitar la utilización de tiempos negativos. Esto se logra sumando la cantidad de la primera celda de la columna Tiempo a todos los datos de la misma columna.

Amplitud. Esta columna contiene los datos de amplitud que se relacionan con el tiempo correspondiente en la columna Tiempo. Estos datos se relacionan ahora con la columna Tiempo Desplazado, para que las muestras comiencen en el tiempo cero.

Las siguientes columnas sirven para realizar los gráficos de señal muestreada y los gráficos del modelo, así como para el análisis con Solver.

Aproximación. La columna Aproximación contiene los datos predichos por el modelo, los cuales representan las muestras de la señal modulada sin presencia de distorsiones por ruido. Los datos se calculan con la función de aproximación (15) mostrada con anterioridad.

Cuadrado del error. Esta columna se calcula elevando al cuadrado la diferencia entre la magnitud de la señal muestreada y la magnitud de la señal del modelo. Este error representa el efecto del ruido en cada muestra. La razón de elevar al cuadrado este error es porque se utiliza la suma de estos errores como la variable dependiente en Solver. Los errores negativos cancelarían parcial o totalmente a los errores positivos de la aproximación, lo cual es indeseable porque no es una medida real del error que se comete al aproximar la señal muestreada con el modelo. Al elevar al cuadrado el error, la cantidad resultante siempre es una medida positiva, y por lo tanto la suma de las celdas de esta columna acumula el error cometido en cada una de las celdas de la aproximación.

Las celdas de los parámetros de aproximación contienen los parámetros del modelo sinusoidal. En estas celdas se encuentran los parámetros de amplitud, frecuencia, fase y Offset de la función de aproximación. Estas celdas son las variables independientes en el análisis con Solver, es decir, Solver cambiará el valor de éstas celdas de forma que se minimice el valor de la celda Error de Aproximación que se describe a continuación.

La celda llamada Error de Aproximación contiene la suma acumulada en todas las muestras del error al cuadrado. Es decir, la suma de la columna Cuadrado del Error. Esta celda es la que se utiliza como celda objetivo o variable dependiente en el análisis con Solver.

8. **Análisis con Solver.** Solver muestra una ventana donde se le indica las celdas que utilizará en el análisis. Los nombres de las celdas son: Celda Objetivo y Celdas Ajustables. Se indica también qué es lo que se desea para la celda objetivo: un máximo, un mínimo o un valor específico. También incluye una ventana la ventana de restricciones, donde se indican los rangos permitidos para las variables independientes o celdas ajustables.

Figura No. 33
Ventana de parámetros de Solver.



Se indica la celda Error de Aproximación como la celda objetivo. Puede seleccionarse valores de 0 o mínimo para la celda objetivo. En caso de seleccionarse Valores de 0 para la celda objetivo, el algoritmo puede no hallar una solución válida, sin embargo, encontrará un mínimo pues la celda objetivo es el resultado de una suma de cuadrados.

El campo Cambiando las Celdas se utiliza para indicar el rango de celdas que contienen las variables independientes del modelo, o las celdas que Solver puede ajustar para lograr el valor requerido para la celda objetivo.

Al resolver el problema planteado de encontrar un mínimo para la suma de cuadrados del error, se utiliza la solución propuesta por Solver, que contiene el valor adecuado de los parámetros de amplitud, frecuencia, fase y Offset que mejor se adecuan al objetivo requerido. El minimizar la suma de cuadrados del error, que constituye un

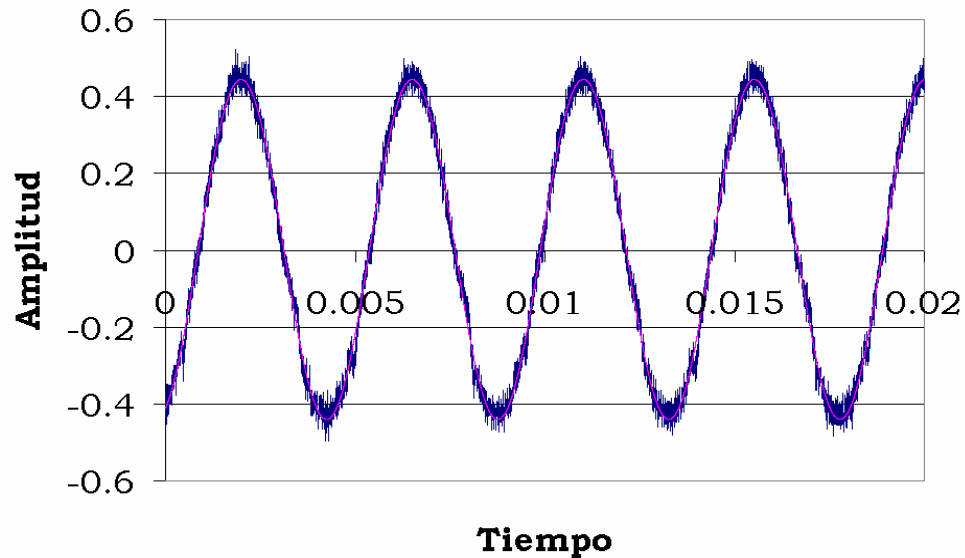
criterio de aproximación, se encuentra la forma de la señal sinusoidal que mejor se aproxima a la forma recuperada en el demodulador.

A continuación se muestra un gráfico ejemplo construido a partir de las muestras de la señal demodulada de la portadora de 100 kHz de una señal sinusoidal de 400 Hz y los datos producidos por el modelo aproximado con Solver.

Figura No. 34

Señal demodulada de frecuencia modulada a 100 kHz.

400 Hz a 100 kHz



Se considera que estos parámetros definen la mejor aproximación de la señal que se introdujo en el modulador del sistema. Estos parámetros son de utilidad en el análisis posterior, como se explica a continuación.

9. Forma normalizada. Con el objetivo de encontrar el ruido que afecta la transmisión, se aproximó la señal introducida en el modulador a partir de un muestreo de la señal recuperada en el demodulador. Este ruido, sin embargo, pasa por todas las etapas del circuito, que amplifican o atenúan la señal. Una comparación entre la cantidad de ruido en la señal en una portadora y el ruido en otra portadora no es correcta, pues la amplificación o atenuación que sufre la señal de cada portadora es distinta. Es necesaria una normalización en las señales de las portadoras, para que pueda establecerse una cantidad de ruido que pueda ser comparable, y no caer en el error de comparar, por ejemplo, un ruido posiblemente amplificado en una portadora con un ruido atenuado en la otra portadora. Esta normalización es posible en el circuito gracias a la etapa de amplificación que antecede al circuito de suma. En el análisis del muestreo, se logra gracias a los parámetros de amplitud y Offset encontrados con Solver.

La columna llamada Forma Normalizada contiene la forma normalizada de la señal demodulada. Esta forma se calcula con las columna de *Amplitud* como sigue:

$$Forma_normalizada_{Columna} = \frac{(Amplitud_{Columna} - Offset_{Solver})}{Amplitud_{Solver}} \quad (16)$$

Se centra la oscilación de la señal en 0 V restando la cantidad Offset (encontrada con la aproximación de Solver) de las muestras del osciloscopio. Luego, se normaliza la señal dividiendo por el parámetro amplitud encontrado también por Solver. Si la señal demodulada no fuera afectada por ruido, entonces esta normalización resultaría en una señal que oscila en el rango de amplitudes [-1,1]. Este no es el caso, pues el ruido afecta la amplitud de la señal demodulada. Por ello, para encontrar este ruido, es necesario realizar una resta entre una señal sinusoidal centrada en cero, y con amplitud de 1 V_{pico} y la forma normalizada de la señal recuperada en el demodulador. La forma normalizada de la señal demodulada incluye las componentes de ruido, y es necesaria para encontrar

la magnitud de ruido normalizado, que puede ser utilizado para comparar con el ruido normalizado en la otra portadora.

10. Ruido (ruido normalizado). La columna de Ruido contiene los datos de ruido normalizado, el cual resulta de la resta entre la columna llamada *Forma Normalizada* y una señal sinusoidal normalizada con los parámetros encontrados con Solver. La columna se calcula como sigue:

$$Ruido_{Col} = Forma\ normalizada_{Col} - \text{seno}(2 * \pi * frecuencia_{Solver} * t_{Col} + \phi_{Solver}). \quad (17)$$

Como se mencionó con anterioridad, al tener la mejor aproximación de la señal en el modulador a partir de los parámetros de Solver, una resta de este tipo resultaría en un diferencia cero o muy cercana a cero. Sin embargo, la forma normalizada de la señal demodulada tiene componentes de ruido, y por lo tanto la resta resulta en muestras distintas de cero correspondientes al ruido normalizado.

Las columnas de la hoja electrónica mostradas hasta ahora forman parte del análisis de aproximación a partir del muestreo del osciloscopio. Se obtiene como resultado importante la forma normalizada del ruido que afecta a la modulación. El análisis posterior puede ser sometido a comparación con los resultados en otra portadora gracias a esta normalización. Este análisis es el cálculo de la potencia del ruido normalizado, la organización de los valores en histogramas y la interpretación de los resultados.

B. Métrica de una señal muestreada

En análisis de sistemas de comunicaciones, se encuentra frecuentemente que, para una forma de señal $v(t)$, siempre se estará interesado en la cantidad $\overline{v(t)}^2$ donde la barra superior indica el valor promedio en el tiempo de $v(t)$. En caso de señales periódicas, la promediación en el tiempo se realiza sobre un ciclo. Si dicha señal apareciera a través de

un resistor de 1Ω , entonces la potencia disipada en ese resistor sería $\overline{v(t)^2} / 1\Omega = W$ watts, donde W sería numéricamente igual al valor numérico de $\overline{v(t)^2}$, el valor medio al cuadrado de $v(t)$. Por esta razón a $\overline{v(t)^2}$ se le conoce con el nombre de potencia normalizada de $v(t)$.

Debe tenerse en cuenta que la dimensión de la potencia normalizada es volts² y no watts. Esta definición es aplicable para señales de tiempo continuo, cuya forma es conocida. En los textos de sistemas de comunicaciones, a la potencia normalizada simplemente se le llama potencia.

Para señales de tiempo discreto, es decir, cuando $t = nT$ con $n \in \mathbb{Z}^+$ y T el período de muestreo, existen las siguientes definiciones para la métrica de una señal de N muestras.

La media de una señal x (más precisamente la media de sus muestras) se define como su valor promedio:

$$\mu_x = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x_n. \text{ (La media de } x \text{)} \quad (18).$$

La energía total de una señal x está definida como la suma de sus módulos al cuadrado:

$$E_x = \sum_{n=0}^{N-1} \|x_n\|^2. \text{ (Energía de } x \text{)} \quad (19).$$

Energía es la capacidad de realizar trabajo. En Física, energía y trabajo están en unidades de fuerza por distancia, o masa por velocidad al cuadrado, u otras unidades equivalentes.

- La potencia promedio de una señal x se define como la energía por muestra:

$$P_x = (E_x / N) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} \|x_n\|^2 \quad (19).$$

La potencia está siempre en unidades físicas de energía por unidad de tiempo. Por ello tiene sentido definir la potencia promedio de una señal como la energía total de la señal dividida por su longitud. Normalmente se trabaja con señales que son funciones del tiempo.

Sin embargo, si la señal es en cambio una función de la distancia (por ejemplo, muestras de desplazamiento a lo largo de una cuerda vibrante), entonces la potencia como se define aquí todavía tiene la interpretación de una densidad de energía espacial. La potencia, en cambio, es una densidad de energía temporal. Obviamente, en este caso particular, la señal fue modelada con una función que depende del tiempo, por lo tanto se utiliza la definición de densidad de energía temporal para el cálculo de potencia. Esto es, para un período de tiempo τ múltiplo entero del período de muestreo T en el que se toman N muestras, la potencia promedio de la señal es entonces:

$$P_x = (1/\tau) \sum_{n=0}^{N-1} \|x_n\|^2 = (1/NT) \sum_{n=0}^{N-1} \|x_n\|^2. \quad (20).$$

Esto es, la energía promedio en el tiempo total del período $\tau = NT$.

Esta ecuación es la base del cálculo y análisis de potencia de ruido normalizado que a continuación se describe. La segunda parte de la hoja electrónica de análisis utiliza esta ecuación para calcular potencias promedio de ruido eléctrico normalizado utilizando un

programa que se ajusta al intervalo de tiempo τ indicado por el usuario. En lo que sigue, se discute la razón de dividir en intervalos de tiempo la señal muestreada, con el objetivo de calcular la potencia de ruido normalizado durante la longitud de este intervalo, y observar cómo las potencias de ruido se distribuyen alrededor de un promedio, formando curvas de distribución (normal, Erlang, etc.) que se aproximan utilizando histogramas que agrupan a estos promedios.

C. División del tiempo total de señal en ventanas temporales

Considérese una señal afectada por una potencia de ruido en un intervalo de tiempo T . En este período, la potencia calculada depende de forma inversamente proporcional con el tiempo. Tomando el intervalo total de tiempo T para el cálculo de la potencia de ruido, se podría obtener una sola potencia total. Si tomamos un intervalo más pequeño de tiempo, por ejemplo $T/2$, se podría calcular dos potencias promedio en cada intervalo. Así, sucesivamente, al dividir el intervalo total en n intervalos, se pueden calcular n potencias de ruido. Los n valores de potencias obedecen a distribuciones de frecuencias conocidas, por ejemplo, distribuciones normales, distribuciones Erlang, etc., que se asocian a la naturaleza del ruido. Esto es, los valores de potencia calculados se distribuyen con algunas de estas formas de distribución alrededor de una frecuencia de ocurrencia máxima.

En este trabajo no se discutirán las distribuciones de probabilidad, más bien, se mostrarán los resultados de agrupar las distintas potencias calculadas en clases o intervalos de valores. Para ello es necesario calcular varias potencias de ruido, dividiendo el intervalo total de tiempo en un número de intervalos, cuyas potencias asociadas resulten mejor para reconocer la distribución a la que obedece el ruido. En otras palabras, modificar el número de intervalos de tiempo o ventanas temporales de

forma que al agrupar en clases los valores de potencias de ruido obtenidos, pueda reconocerse alguna de las formas típicas de distribución. No es un objetivo de este trabajo explicar por qué el ruido obedece a estas distribuciones de probabilidad, si no usar la forma conocida de estas distribuciones para que al reconocerlas se pueda fijar la longitud de la ventana temporal y el número de clases del análisis.

Para ello se debe disponer de una herramienta de análisis que pueda fácilmente modificar la longitud de estas ventanas temporales. También que sea posible cambiar la longitud de las clases en las que se agruparán las potencias calculadas a partir de estas ventanas; para que quede al criterio del usuario en qué valor fijar los números de ventanas y clases al reconocer la forma de alguna distribución conocida. Es importante mencionar que para comparar entre el ruido de las portadoras y la señal redundante, se debe utilizar el mismo número de ventanas temporales y número de clases en los tres casos. De esta forma se evita cualquier tipo de error que pueda surgir al promediar potencias en intervalos de tiempo más cortos o más largos y agrupar en distinto número dichas potencias.

En el presente trabajo, se ajusta el número de ventanas temporales y el número de clases hasta ver de forma aproximada una distribución normal para ruidos de naturaleza aleatoria o una distribución Erlang para ruidos técnicos. Estas distribuciones, como se mostrará más adelante, son las dos distribuciones que se distinguieron en los análisis de corta y larga distancia respectivamente.

D. Histogramas y curvas de porcentaje acumulado

La herramienta estadística a utilizar será una representación gráfica simple en histogramas de frecuencias y su curva de porcentaje acumulado asociada. La representación gráfica de la información se utiliza por varias razones. La primera es la síntesis, pues se pueden percibir a simple vista las características principales de la serie de valores de potencias. Otra razón es que permite destacar características, pues se puede

hacer resaltar los hechos esenciales, demarcar las tendencias, observar dispersión de datos. También ayuda al control, porque permite ver a simple vista las anomalías que puedan tener el conjunto total de datos. Finalmente sirve para comparación, pues las gráficas permiten hacer confrontaciones entre dos o mas series de datos.

La comparación es en este caso fundamental, pues se compararán curvas de porcentajes acumulados generadas a partir de histogramas. Estas curvas mostrarán el valor y la dispersión de las potencia de ruido calculadas.

E. Metodología del cálculo de potencias de ruido

La segunda parte de la hoja electrónica que calcula las potencias de ruido normalizado de cada ventana temporal utiliza la ecuación (20) para el cálculo de la potencia de una señal muestreada. Esto lo hace un programa macro desarrollado en Visual Basic para aplicaciones incluido en la hoja de Excel. El usuario indica en la celda correspondiente el número de ventanas temporales que utilizará. La duración de cada ventana será el tiempo total dividido por el número de ventanas. Para cada ventana, se encuentra su potencia promedio en el tiempo de la ventana. Luego, se encuentra el rango de este conjunto de valores de potencias, se dividen en clases y se agrupan los valores para construir un histograma. En la figura No. 35 se pueden observar el resto de columnas que contiene la hoja electrónica utilizada en el modelo.

Figura No. 35

Cuadro de potencias de ruido en ventana temporal y su agrupación en clases.

Potencia de Ventana	Clases		Clase	Frecuencia	% acumulado
1024.942313	397.048669		397.048669	0	.00%
775.8684088	794.097339		794.097339	2	2.00%
3370.419908	1191.14601		1191.14601	46	48.00%
993.3179679	1588.19468		1588.19468	27	75.00%
1879.750035	1985.24335		1985.24335	8	83.00%
1160.291152	2382.29202		2382.29202	6	89.00%
1612.744023	2779.34068		2779.34068	4	93.00%
997.0198524	3176.38935		3176.38935	3	96.00%
1450.842779	3573.43802		3573.43802	2	98.00%
1343.24082	3970.48669		3970.48669	2	100.00%
1108.92585			y mayor...	0	100.00%
1289.223343					
1144.426159					
1080.297373					
1443.095851					
2451.730878					
1077.826762					
3041.557216					
2167.906129					

Esta parte consta de dos columnas que genera el macro llamado Potencia en la hoja electrónica. Este programa utiliza los parámetros indicados por el usuario de números de ventanas temporales y el número de clases para la agrupación de potencias. Como se mencionó con anterioridad, para cada ventana temporal se calcula la potencia promedio de ruido normalizado de acuerdo con la ecuación (20) y se coloca en la columna Potencia de Ventana. Habrá tantas potencias de ventana como ventanas indique el usuario.

Posteriormente se encuentra el máximo de los valores de la columna llamada Potencia de Ventana. Este valor máximo se divide por el número de clases que indique el usuario y se forman las clases correspondientes. Por ejemplo, suponga que al calcular 100 potencias de ventana se desean agrupar las mismas en 10 clases. Entonces, siendo P_{max} el valor máximo de todas las potencias calculadas, la longitud de la clase será $(P_{max} / 10)$.

Y estas serán: $(0, P_{\max}/10]$, $(P_{\max}/10, P_{\max}/5]$, $(P_{\max}/5, 3P_{\max}/10]$, $(3P_{\max}/10, 2P_{\max}/5]$, $(2P_{\max}/5, P_{\max}/2]$, $(P_{\max}/2, 3P_{\max}/5]$, $(3P_{\max}/5, 7P_{\max}/10]$, $(7P_{\max}/10, 4P_{\max}/5]$, $(4P_{\max}/5, 9P_{\max}/10]$ y $(9P_{\max}/10, P_{\max}]$.

Estas clases son intervalos de valores de la forma (valor inferior, valor superior], es decir, intervalos cerrados por la derecha. Luego se cuenta la cantidad de valores de potencia que pertenecen a cada clase y se grafica el número de ocurrencias (frecuencia) contra la clase correspondiente en un diagrama de barras verticales o histograma.

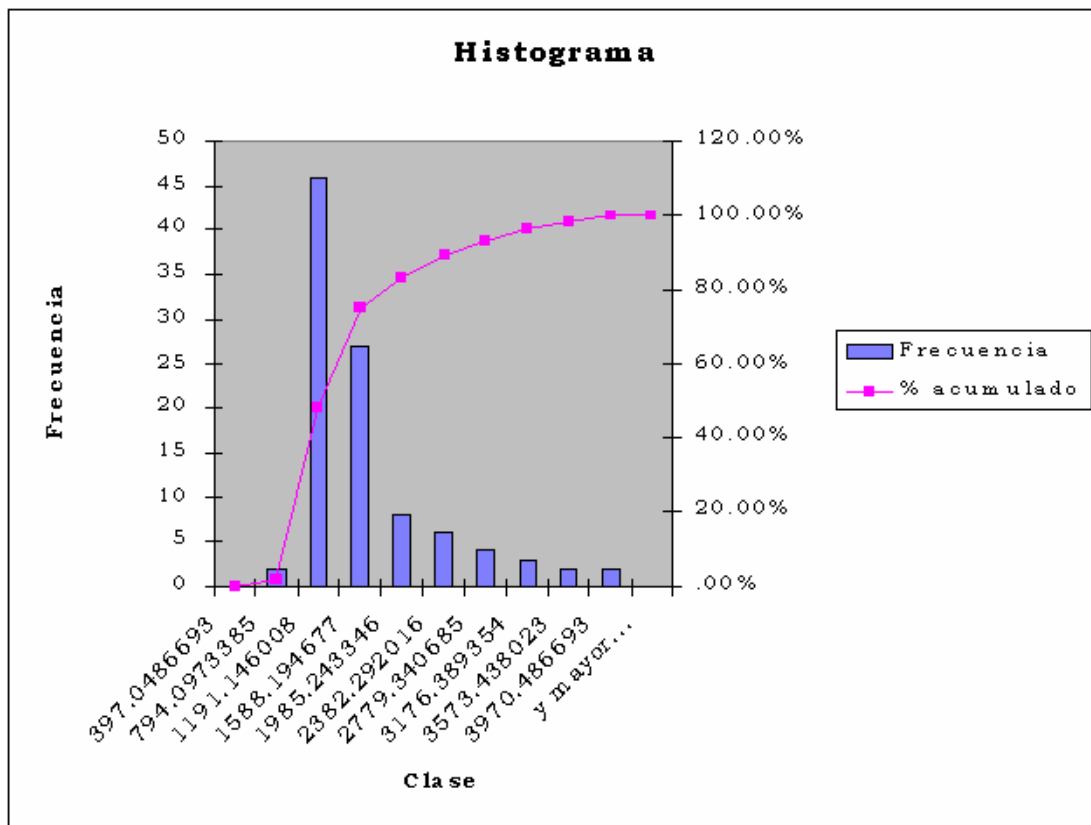
F. Histograma

El histograma es una forma de representación gráfica de las frecuencias de clase. Consiste en representar las frecuencias por medio de las áreas de los rectángulos (barras). En su elaboración los intervalos de clase están marcados sobre el eje horizontal, utilizando para el efecto los límites reales y las frecuencias en el eje vertical. Se construye por medio de rectángulos que se colocan sobre los intervalos de clase que ellos representan y cuyas alturas equivalen a las frecuencias.

El histograma incluye también una gráfica adicional, que se denomina polígono de frecuencias acumuladas o gráfico de porcentaje acumulado. Un polígono de frecuencias acumuladas es una gráfica que muestra las frecuencias acumuladas conforme se cuentan las frecuencias de la primera clase hasta la última clase. Cuando la frecuencia acumulada se expresa en términos de porcentaje, se dice que es un gráfico de porcentaje acumulado.

Figura No. 36

Histograma de potencias de ruido normalizado y curva de porcentaje acumulado



En la figura No. 36, los datos se acumulan rápido en la segunda clase, lo cual hace que la curva presente un crecimiento grande en la transición de la primera a la segunda clase. Luego hay pocas ocurrencias en las clases superiores, lo que hace que la curva crezca lentamente hasta llegar al 100% de los datos. La curva de porcentaje acumulado, al igual que el histograma, muestra información importante cuando se comparan las potencias de ruido en cada portadora y en la señal redundante.

Por ejemplo, a simple vista puede apreciarse sobre qué rango están distribuidos los datos, dando una idea de qué tan dispersos están las potencias resultantes unas de otras. Una curva que es corta y llega más rápido de 0 al 100% que otra curva, significa que los datos de la primera curva están menos dispersos o más concentrados que los datos de la segunda (ocupan un rango menor). Así mismo puede verse la forma de la curva, en

donde una pendiente grande implica una gran acumulación de datos en esa clase, mientras que un crecimiento lento, implica poca acumulación de datos.

G. Polígonos de frecuencia y curvas de frecuencia absoluta

Como se mencionó con anterioridad, la altura de las barras de los histogramas representan el número de valores de potencias que se encuentran en la clase correspondiente. Si trazamos un polígono de frecuencias uniendo los puntos medios de las alturas de los histogramas con líneas rectas, se puede aproximar la forma de una curva de frecuencia absoluta. Estas curvas constituyen un polígono de frecuencias suavizado. Las curvas de frecuencia absoluta proporcionan información respecto a la forma en que se distribuyen los valores de una variable. Estas curvas, dependiendo de su forma, se dividen en: acampanada o normal, apuntada (puntiaguda), curva plana, asimétrica negativa (inclinada hacia la derecha), asimétrica positiva (inclinada hacia la izquierda), forma de J, forma de J invertida, distribución acumulada asimétrica, simétrica bimodal y asimétrica bimodal. Cada una de las anteriores puede representarse con un modelo matemático.

H. Distribución Gamma

Esta distribución depende de los parámetros λ y k denominados parámetros de escala y de forma respectivamente. Es decir, al variar k varía la forma de la distribución, mientras que al variar λ sólo varía la escala de la misma.

$$f(x) = \frac{\lambda^k}{\Gamma(k)} x^{k-1} e^{-\lambda x} \quad 0 < x < \infty, \lambda > 0, k > 0 \quad (21)$$

Donde la función gamma de $p > 0$, $\Gamma(p)$, viene dada por:

$$\Gamma(p) = \int_0^{\infty} x^{p-1} e^{-x} dx \quad (22)$$

Si $p = 1/2$ entonces se tiene que $\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$

Si $p > 1$ entonces se tiene que $\Gamma(p) = (p-1)\Gamma(p-1)$

Si p es entero, entonces se cumple que $\Gamma(p) = (p-1)!$

Si se define el valor del parámetro λ en función del parámetro k y del parámetro μ según la expresión $\lambda = k/\mu$, se tiene que la función de densidad se escribe:

$$f(x) = \left(\frac{1}{\Gamma(k)} \right) \left(\frac{k}{\mu} \right)^k x^{k-1} e^{-\frac{k}{\mu}x} \quad (23)$$

En esta expresión, el parámetro μ determina la localización de la distribución (μ es la media de la distribución Gamma), y el cociente μ^2/k determina la forma de la distribución (μ^2/k es la variancia de la distribución gamma). Esta distribución es usada para modelar datos que presentan asimetría positiva.

Casos particulares:

Si $k = 1$ se tiene la distribución exponencial

Si $k = 1$ y $\mu = 1$ se tiene la distribución exponencial estándar

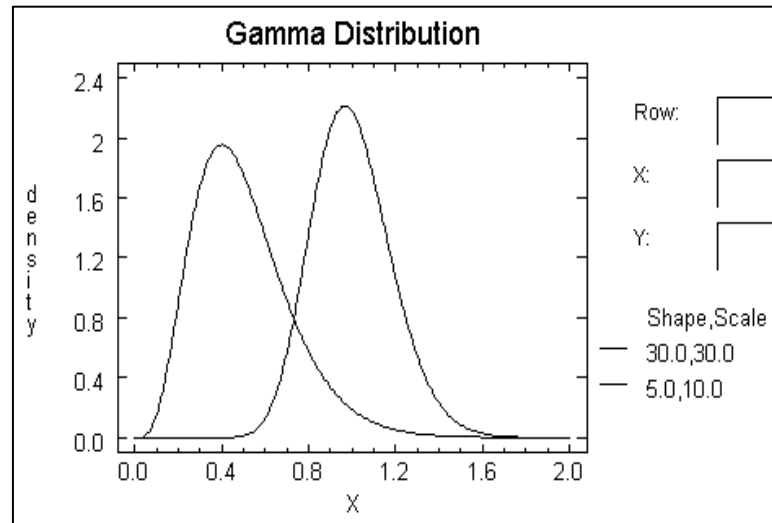
Si $k = n/2$ y $\mu = n$ se tiene la distribución ji-cuadrado con n grados de libertad

Esta distribución se ha aplicado a los tiempos de vida de sistemas eléctricos y mecánicos, a la abundancia de especies animales, a períodos de incubación de enfermedades infecciosas, etc.

En la figura No. 37 se muestran dos funciones de densidad Gamma, una con parámetros de escala y de forma igual a 30 y otra con parámetro de escala 10 y parámetro de forma 5.

Figura No. 37

Distribución de probabilidad Gamma.

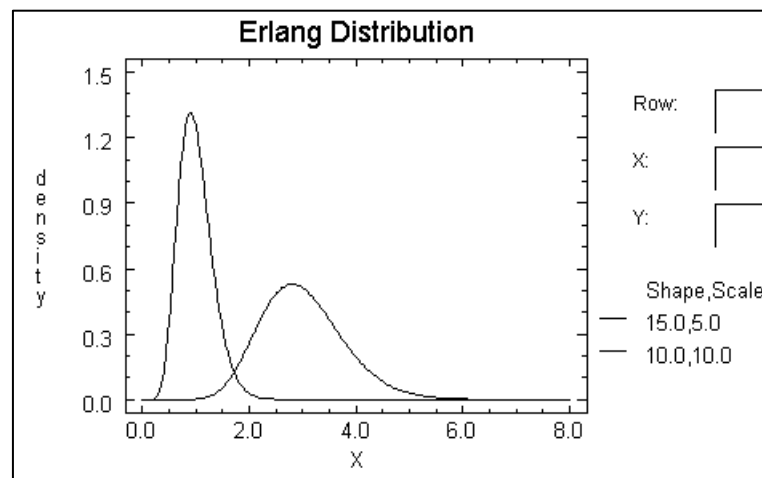


I. Distribución Erlang

Esta distribución corresponde a la distribución Gamma cuando k (parámetro de forma) es un valor entero.

Figura No. 38

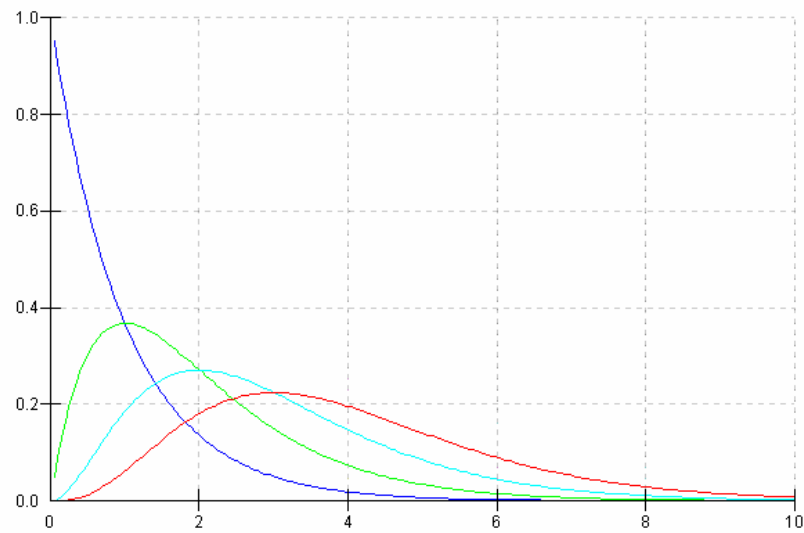
Distribución de probabilidad Erlang



Por lo tanto, si se toma como ejemplo la distribución Erlang con parámetro de forma 15 y parámetro de escala 5 se obtendría $\Pr(X \leq 3) = 0.534346$, valor equivalente en una distribución Gamma con los mismos parámetros. No existirá esa igualdad cuando el parámetro de forma no sea un valor entero.

Figura No. 36

Distribución Gamma al variar el parámetro de forma



J. Comparación de potencias de ruido entre portadoras.

La comparación se realiza construyendo las curvas de porcentaje acumulado para las potencias de ruido normalizado correspondientes a cada portadora y la señal redundante. Se colocan en el mismo gráfico y se comparan las tres curvas entre sí. La señal a la que corresponda el lugar más a la izquierda del gráfico de frecuencias acumuladas es la menos afectada por el ruido.

Esto es porque los valores de potencia de ruido normalizado calculados se agrupan en clases inferiores; es decir, el promedio de las potencias de ruido es menor y por lo tanto la señal posee menos potencia de ruido, en comparación con las señales con curvas situadas más a la derecha. Si la curva está más a la derecha, implica que las potencias de ruido son más grandes y por lo tanto, afectan más a la señal.

La comparación de estas curvas en el mismo gráfico se realizan en otra hoja electrónica de forma automática a través de un programa macro de Visual Basic de Excel. El macro se llama Comparación y debe ejecutarse mientras se tengan abiertas las ventanas de la portadora de 100 kHz, 350 kHz y la señal redundante. El macro debe ejecutarse solamente cuando el número de ventanas y el número de clases es el mismo en los tres archivos correspondientes a cada transmisión. Si cualquiera de estas cantidades no es igual, el macro dará un error.

El número de ventanas temporales debe ser el mismo, porque de esta manera se garantiza que el mismo número de muestras de ruido estén dentro del cálculo de la potencia en cada ventana. Se recordará que el cálculo de la potencia de ruido en una ventana temporal se basa en una sumatoria del cuadrado de las muestras de ruido dentro de la ventana. Si este no fuera el caso, la diferencia de tiempos entre las ventanas implicaría diferencias en el número de muestras y, por lo tanto, resultaría un cálculo de potencias cuyos valores no podrían compararse. La curva de porcentaje acumulado estaría afectada en su rango.

El número de clases debe ser el mismo para que la forma (mas no el rango) de la curva de porcentaje acumulado no sea afectada. Considere una serie de datos de potencias que se acumulan alrededor de una clase particular de potencia. Si se escogen menos clases, la curva indicaría que dicha acumulación no existe, incluso en el extremo de llegar a una sola clase, daría a entender que el conjunto de datos se distribuye uniformemente en el rango, lo cual es falso. En otras palabras, al reducir el número de clases de una serie de datos, la curva se asemejará cada vez más una línea recta que parte

de la clase inferior y termina en la clase superior. La forma de la curva es importante para entender la manera en que se van acumulando los datos, y con ello inferir acerca de su distribución en el rango. Por ello es importante fijar la misma base de agrupación, para no alterar la forma de las curvas y pueda realizarse la comparación en las mismas condiciones para todas ellas.

Habiendo establecido las características principales de una curva de porcentaje acumulado y con los programas de análisis de Visual Basic, se analizaron los datos correspondientes a las pruebas de transmisión.

Las pruebas, como se justificó anteriormente, se dividen en dos tipos de transmisiones: transmisiones de corta distancia y de larga distancia.

K. Transmisiones de corta distancia

Se realizaron transmisiones a través de la red eléctrica de la Universidad del Valle de Guatemala Edificio J, en el laboratorio de 5to año, entre los tomacorrientes del salón. La longitud total de la línea de transmisión entre el modulador y el demodulador fue de 4.7 metros. Se seleccionó una forma sinusoidal para la señal de entrada al modulador por las razones anteriormente discutidas, y se fijó su frecuencia en 11 diferentes valores correspondientes a cada transmisión.

Transmisión de una señal de 100 Hz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 100 Hz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 100 Hz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 400 Hz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 400 Hz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 400 Hz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 1 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1.5 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 1.5 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1.5 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 2 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 2 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 2 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 3 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3.5 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 3.5 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3.5 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 4 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 4 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 4 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 5 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 5 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 5 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 6 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 6 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 6 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 7 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 7 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 7 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

El análisis anteriormente descrito se realizó para cada una de las transmisiones. Los resultados presentados en gráficas se incluyen al final de este trabajo. Las hojas electrónicas y los programas utilizados para el modelaje, cálculo y comparación se incluyen en el CD adjunto. Cada hoja electrónica incluye las muestras, los cálculos anteriormente descritos, la gráfica de la señal muestreada, la gráfica del modelo de aproximación, el histograma y la curva de porcentaje acumulado.

L. Transmisiones de larga distancia

Se realizaron transmisiones a través de la red eléctrica de la Universidad del Valle de Guatemala Edificio J, entre el laboratorio de electrónica de 4to año y el laboratorio de electrónica de 5to año. La longitud total de la línea de transmisión fue de 15 metros aproximadamente. Se seleccionó una forma sinusoidal para la señal de entrada al modulador por las razones anteriormente discutidas, y se fijó su frecuencia en 9 diferentes valores.

Transmisión de una señal de 100 Hz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 100 Hz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 100 Hz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 500 Hz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 500 Hz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 500 Hz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 650 Hz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 650 Hz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 650 Hz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 750 Hz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 750 Hz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 750 Hz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 1 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1.8 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 1.8 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 1.8 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 2.3 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 2.3 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 2.3 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 3 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3.6 kHz con una portadora de 100 kHz.

Transmisión de una señal de 3.6 kHz con una portadora de 350 kHz.

Transmisión de una señal de 3.6 kHz con una portadora de 100 kHz y una de 350 kHz.

El análisis anteriormente descrito se realizó para cada una de las transmisiones. Los resultados presentados en gráficas se incluyen al final de este trabajo. Las hojas electrónicas y los programas utilizados para el modelaje, cálculo y comparación se incluyen en el CD adjunto. Cada hoja electrónica incluye las muestras, los cálculos anteriormente descritos, la gráfica de la señal muestreada, la gráfica del modelo de aproximación, el histograma y la curva de porcentaje acumulado.

VI. Discusión de Resultados

A. Transmisión de Corta y Larga Distancia

La transmisión de corta distancia se realiza con el propósito de cuantificar la potencia de ruido que afecta a la modulación en cada portadora, pero evitando la intromisión excesiva de ruidos causados por dispositivos conectados a la red eléctrica. Se busca pues, un ruido cuya naturaleza sea más cercana a una aleatoria, y no una predecible o con formas repetitivas o periódicas. Una distinción de este tipo es solamente importante para el estudio, pues generalmente en cualquier sistema de comunicación se desea una transmisión a larga distancia, y menos susceptible al ruido. En el presente caso, las fuentes de ruido son tan diversas como lo son la variedad de dispositivos que pueden conectarse a la red eléctrica. Una transmisión de FM a corta distancia permite el estudio del ruido propio del sistema, del costo que tiene cambiar de forma la señal con el objetivo de usar la red eléctrica como línea de transmisión. Una transmisión de larga distancia también es afectada por este ruido, pero en una proporción relativamente menor en comparación con los ruidos provocados por dispositivos conectados a la línea. Los términos *corta* o *larga distancia* son pues utilizados para distinguir entre una línea de transmisión contaminada con ruido de dispositivos y otra que lo está en mucho menor proporción. La longitud real de la línea es un factor importante en cualquier sistema; pero en el caso de redes eléctricas, el diseño de las mismas se realiza de forma que un solo circuito no tenga una longitud demasiado grande, pues ello implica pérdidas de potencia. Esto es una desventaja para el alcance del sistema implementado, pues está limitado al diseño de la red eléctrica.

B. Distribución de potencias de ruido y sus modelos

La forma de los histogramas que agrupan a las potencias de ruido normalizado a corta distancia muestran pocas diferencias con las correspondientes a larga distancia, no así la magnitud de sus valores. Su forma es acampanada, y con inclinación hacia la izquierda. Las ocurrencias van en descenso al ir incrementándose la clase. Como puede verse en los gráficos, los histogramas tampoco varían de forma drástica entre portadoras. Sin evidencia se podría concluir que las distribuciones de potencias no son las mismas en distintas portadoras, y que cambian dependiendo de la frecuencia de las mismas. También es de esperar que las modulaciones con distinto ancho de banda estén afectadas de distinta forma por el ruido.

En general, un menor ancho de banda de la modulación implica, en este sistema particular, una menor amplitud de la señal demodulada. Es decir, menor distancia entre la potencia de la señal y la potencia de ruido. Sin embargo, la forma real de la distribución de las potencias de ruido no cambia, si no solamente su localización (magnitud), como puede observarse en los histogramas.

Los resultados muestran que el modelo matemático que mejor se aproxima a la forma de los histogramas de frecuencias es la distribución Gamma para curvas de frecuencia absoluta asimétricas positivas (curvas inclinadas hacia la izquierda). Se mencionaron con anterioridad las características principales de la distribución Gamma, y una distribución derivada de la misma, la distribución Erlang. La razón de incluir la descripción es que se tomó como referencia la forma de estas distribuciones para determinar un número adecuado de ventanas temporales y de clases, de manera que permitieran ver la distribución real de las potencias de ruido. Recuérdese que los parámetros de número de ventanas y número de clases no son más que herramientas para cambiar la perspectiva sobre la distribución de los datos, mas no afectan la distribución real de los mismos. Además, la información de los modelos Gamma (Erlang) puede utilizarse para realizar el modelaje en Solver, y asociar una ecuación matemática para la distribución de potencias de ruido en una posible continuación de este estudio.

Las potencias de ruido normalizado calculadas para cada portadora se acumulan alrededor de una clase que tiene la frecuencia máxima, extendiéndose más valores hacia la derecha de esta clase que a la izquierda. Esto es una asimetría positiva. Esta forma se repite aunque se aumente el número de ventanas y de clases (dejando siempre un número suficiente de datos por clase). Esto da una idea de cuál es la distribución real asociada a estas frecuencias, la cual se puede modelar con la distribución Gamma.

La determinación de los parámetros de la distribución Gamma no es relevante en este estudio porque se comparan solamente formas de curvas y valores de clases. Dichos parámetros pueden aproximarse fácilmente con la ayuda de un modelo en Solver, lo cual puede ayudar a encontrar una ecuación matemática que describa de forma continua la distribución de potencias de ruido para cada transmisión. Lo importante es que el número de ventanas temporales y el número de clases para la comparación del ruido en las portadoras se basó en la semejanza que se obtuviera de los histogramas de potencias con la distribución Gamma. Es importante mencionar que la forma real de distribución de los valores de potencia es única y no puede editarse cambiando el número de ventanas o de clases. La modificación del número de ventanas y de clases sirve solamente para encontrar cuál es la verdadera distribución de los valores de potencia, la cual puede ser inapreciable si el número de ventanas y de clases no es el adecuado. La variación del número de ventanas y de clases es sólo para cambiar la perspectiva del ojo crítico sobre la distribución real de los datos.

C. Características de las curvas de porcentaje acumulado

Los histogramas correspondientes a la portadora de 100 kHz, la de 350 kHz y la señal redundante tienen polígonos de frecuencias que siguen aproximadamente el patrón de dos distribuciones continuas de frecuencias: la distribución normal y la distribución Gamma. En realidad el modelo normal puede aproximarse perfectamente con una distribución Gamma con asimetría nula. Pero, con el objetivo de distinguir entre las dos formas, la descripción se asociará estas dos distribuciones.

D. Curvas de porcentaje acumulado de corta distancia

A corta distancia, se pueden observar distribuciones de frecuencias Gamma y normal para las distintas frecuencias de la señal de entrada. Para frecuencias de la señal de entrada relativamente bajas, por ejemplo a 100 Hz, la portadora de 100 kHz muestra un histograma de potencias de ruido con distribución acampanada normal, es decir, con bastante simetría respecto de una potencia promedio. Su correspondiente polígono de frecuencia acumulada tiene por lo tanto forma de una ojiva (forma S) casi perfecta. La portadora de 350 kHz para esta frecuencia de entrada presenta un histograma con distribución levemente asimétrica, asociada con una distribución Gamma. La forma de ojiva de su curva de frecuencia acumulada se deforma levemente. Por su parte, la señal redundante presenta una distribución claramente asimétrica. En los gráficos de comparación incluidos en el CD adjunto se puede observar que la ojiva de la señal redundante es la situada más a la izquierda (menor valor de potencia de ruido). Está seguida por la curva correspondiente a 350 kHz y luego por la portadora de 100 kHz, la cual tiene mayor potencia de ruido.

Para frecuencias medias de la señal de entrada, por ejemplo, 3 kHz, la forma Normal predomina en los histogramas de las portadoras de 100 kHz y de 350 kHz, con polígonos de frecuencias mostrando ojivas casi perfectas. Pero aquí un resultado interesante: la señal redundante, proveniente de la mezcla de las dos portadoras, muestra una distribución de potencias de ruido claramente asimétrica positiva, es decir, una distribución Gamma. Si existiera una correlación entre el ruido en las dos portadoras, se esperaría que la potencia de ruido de la señal redundante tuviera no sólo mayor potencia, sino también una distribución Normal. Esto no ocurre, pues nuevamente la señal redundante presenta menor potencia de ruido normalizado según el gráfico de comparación de polígonos.

Para frecuencias altas de la señal de entrada, por ejemplo 7 kHz, la forma normal solamente caracteriza al histograma de la portadora de 350 kHz. Las distribuciones asimétricas se observan en la portadora de 100 kHz y la señal redundante. En este caso, el histograma de la portadora de 100 kHz no muestra ser apuntado (puntiagudo) como en

casos anteriores, sin embargo, la portadora de 350 kHz con distribución normal sí lo es. Se aprecia en los gráficos de comparación incluidos en el CD adjunto que la señal redundante está menos afectada por la potencia de ruido, seguida por la portadora de 350 kHz, siendo la portadora de 100 kHz la más afectada por el ruido.

Para todas las frecuencias vemos una característica importante en los gráficos de comparación incluidos en el CD adjunto. La ojiva de frecuencia acumulada correspondiente a la señal redundante tiene un rango de valores de potencia reducido, es decir, la pendiente de esta curva es mucho más elevada que la pendiente de las otras ojivas. Esto significa que las potencias de ruido en cada ventana están mucho más juntas o menos dispersas en la señal redundante que en las demoduladas en una sola portadora. Y el resultado relevante: la señal redundante mostró ser la menos afectada por el ruido.

E. Curvas de porcentaje acumulado de larga distancia

En las transmisiones realizadas a mayor distancia, los polígonos de frecuencias para las portadoras por separado y la señal redundante son siempre asimétricos positivos. Es más, existe un valor de potencia de ruido que es notablemente más elevado que los demás en todas las transmisiones, lo cual hace forzosamente asimétricos los histogramas. En las pruebas de corta distancia, dicha componente de potencia elevada de ruido era inexistente, lo cual indica que es un ruido introducido por algún dispositivo conectado a la red eléctrica durante el período de pruebas. La naturaleza de los ruidos en el caso de larga distancia es diferente, pues se encontraron ruidos que afectan a la señal demodulada solamente cada cierto número fijo de ciclos de la señal y de manera distinta en cada portadora. Los ruidos que no afectan de forma aleatoria pueden provenir, por ejemplo, de un circuito de oscilación conectado a la red, un motor, luz fluorescente, en fin, una gran variedad de fuentes de ruido. La distancia también parece dispersar los valores de potencia de ruido, tal y como se puede observar en los datos de la portadora de 100 kHz y la señal redundante.

Para frecuencias bajas de la señal de entrada, por ejemplo 100 Hz, la portadora de 100 kHz muestra una distribución con valores de potencia muy dispersos, lo cual se traduce en un polígono de frecuencia acumulada bastante alargado. Además existen componentes apreciables de portadora en los picos de la señal demodulada. La distribución es asimétrica positiva, llegando a ser casi exponencial de no ser por valores de potencia grandes en clases superiores. La portadora de 350 kHz por su parte presenta un polígono de frecuencia acumulada que se puede aproximar perfectamente con una distribución Gamma. También está presente un valor de potencia elevado que hace a la distribución muy dispersa como en el caso anterior. Finalmente la señal redundante, con distribución similar al modelo Gamma, es asimétrica y con curva de frecuencia acumulada alargada por el valor elevado de potencia de ruido en una clase superior.

La comparación de polígonos de frecuencia acumulada muestra que casi no hay mejora entre la utilización de la señal redundante y la portadora de 100 kHz. Esto es porque las curvas están muy cercanas, casi una sobre la otra. Se puede concluir que en este caso, el ruido que afectó a la portadora de 100 kHz lo hizo de igual forma en la señal redundante.

Para frecuencias intermedias de la señal de entrada, por ejemplo, 750 Hz, la distribución de frecuencias se modela también con una distribución Gamma. El polígono es asimétrico positivo. En esta transmisión se observó el efecto de un ruido introducido por un dispositivo conectado a la red eléctrica. Este ruido deformó la señal en puntos equidistantes de la misma, es decir, de forma periódica. En la portadora de 100 kHz, la deformación era una componente de alta frecuencia en el pico de la señal demodulada. Por otro lado, en la portadora de 350 kHz, se observó el mismo comportamiento del ruido, pero atenuando la señal cada 6 ciclos de la misma. La señal redundante por su parte, no se vio afectada por este ruido, sin embargo, su asimetría es considerable.

Para la frecuencia más alta de transmisión de larga distancia, de 3.6 kHz, se observaron formas complejas de distribución de frecuencias. La portadora de 100 kHz mostró una distribución no apuntada (no puntiaguda), dispersa e irregular, aunque tendencialmente es asimétrica positiva. La amplitud de la señal demodulada también fue mínima, reduciendo la distancia entre esta señal y el ruido del sistema. La portadora de 350 kHz muestra una distribución Gamma, que es apuntada, con poca amplitud y afectada por ruido de portadora en los picos de la señal demodulada. La señal redundante también puede ser modelada con una distribución Gamma.

Al comparar los tres polígonos de frecuencias acumuladas, la señal redundante resulta tener menos potencia de ruido normalizado, por estar situada más a la izquierda del gráfico. Las otras dos portadoras poseen potencias de ruido en clases superiores. La portadora de 100 kHz es la que presenta mayor dispersión, lo cual se nota por la elongación del polígono.

En las pruebas de larga distancia, en general, la señal redundante es menos afectada por potencia de ruido, aunque en algunas transmisiones los polígonos de frecuencias acumuladas se encontraban casi superpuestos con el de la portadora de 100 kHz. Esto quiere decir que el ruido afectó de igual forma a la portadora de 100 kHz y a la señal redundante y que la mejora no es significativa. Sin embargo, para la frecuencia más alta de las pruebas de larga distancia, 3.6 kHz, la mejora de la señal redundante es notoria, siendo la portadora de 100 kHz la más afectada por el ruido.

F. Comparación final de curvas de porcentaje acumulado

Si se observa la comparación entre las curvas de porcentaje acumulado, en general la curva correspondiente a la señal redundante se encuentra más a la izquierda que las curvas correspondientes a las portadoras individuales. Este resultado apoya la hipótesis de que no existe relación entre el ruido que afecta a una de las portadoras con el ruido que afecta a la otra. Los valores de potencia de ventana de ruido normalizado para la señal redundante se acumulan en valores inferiores a los correspondientes valores de las portadoras individuales. Por ello, la señal redundante es menos afectada por ruido que las otras señales demoduladas.

VII. Implementación de un sistema en dos direcciones.

Un sistema de frecuencia modulada, al utilizar como canal de comunicación una frecuencia central o portadora, es capaz de transmitir y recibir señales de distintas frecuencias simultáneamente a través del mismo medio físico. Es decir, es posible construir un multiplexor y un demultiplexor en frecuencia utilizando los filtros adecuados. La multiplexación es una de las ventajas de un sistema FM. Esto tiene un costo: sacrificio de ancho de banda. El ancho de banda es la principal limitante sobre el número de canales que puede soportar el sistema. El medio físico posee un ancho de banda determinado, el cual depende de la naturaleza del mismo. Este ancho de banda disponible puede ser utilizado por los canales o frecuencias portadoras. Cada canal ocupa una parte del ancho de banda disponible, por lo tanto, entre más pequeño el ancho de banda de cada canal, más canales podrán utilizarse. Sin embargo, el costo de una transmisión de ancho de banda reducido es un menor alcance y filtros más elaborados en el receptor.

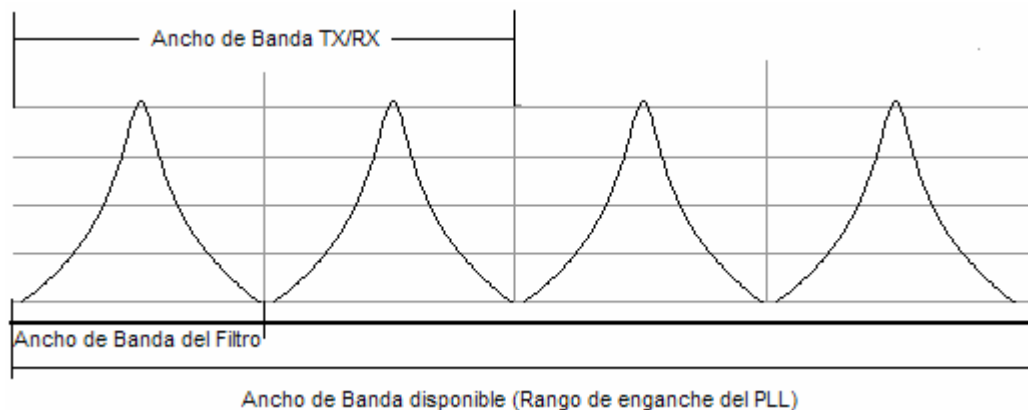
En el caso particular del sistema FM implementado sobre la red de distribución de energía eléctrica, el ancho de banda disponible está determinado por el ancho de banda del receptor PLL. El ancho de banda de un PLL lo constituye el rango de frecuencias a las cuales el PLL puede engancharse, es decir, demodular su entrada. Este ancho de banda es de aproximadamente 500 kHz para decodificadores de circuito integrado comerciales, aunque existen decodificadores de construcción especial de mayor ancho de banda. Los filtros utilizados para la recuperación de los canales desde la línea de potencia poseen un amplio ancho de banda debido a la utilización de resonadores con

transformadores de frecuencia intermedia F.I. La resonancia sin amplificación a través de un acople magnético con pequeña inductancia resulta en un ancho de banda amplio alrededor de la frecuencia central de resonancia. Esto es una característica indeseable en un receptor, pues la filtración de cada canal es complicada cuando el ancho de banda disponible es reducido. A esto hay que agregar que el método de reducción de ruido por correlación implementado utiliza dos frecuencias portadoras para la comunicación en una sola dirección; es decir, para una comunicación bidireccional simultánea son necesarios cuatro canales o cuatro frecuencias portadoras distintas, cada una con su respectivo ancho de banda.

La solución del problema del sistema en dos direcciones consiste en utilizar PLL's sintonizados en 4 frecuencias portadoras distintas en el ancho de banda disponible, de forma que éstas no se interfieran, como en la figura No. 40:

Figura No. 40

Ancho de banda de transmisión y recepción en un sistema de dos direcciones.



El ancho de banda de los decodificadores es muy amplio, por lo tanto la segmentación del ancho de banda disponible debe lograrse por medio de filtros a la entrada de los mismos. Los filtros deben ser pasabandas de forma que cada una de las portadoras y su desviación de frecuencia máxima no sea atenuada por el filtro.

A. Reducción del ancho de banda de las transmisiones

Intuitivamente se puede pensar en reducir el ancho de banda de los filtros del receptor a la mitad, con el objetivo de poder introducir un segundo canal. Esto es posible cuando el ancho de banda de los filtros puede modificarse variando los parámetros de sus componentes. Los parámetros de resonancia son los valores de inductancia y capacidad. Pueden diseñarse resonadores a cuatro frecuencias centrales distintas con ancho de banda reducido de forma que pueda lograrse la segmentación.

B. Dificultades prácticas de la segmentación del ancho de banda disponible

El diseño de filtros de ancho de banda reducido pero de alta resonancia en la frecuencia central requiere de la utilización de componentes de inductancia y capacidad de valores precisos e incluso no comerciales. Estos componentes se introducen comúnmente en una etapa de amplificación con el objetivo de acentuar las características de resonancia del filtro. En general, en un resonador analógico, la frecuencia de resonancia depende del producto de las cantidades de inductancia y capacidad.

En el caso particular del presente trabajo, el acople del sistema FM a la línea de potencia se realizó con un transformador aislado con condensadores. Nótese que los componentes utilizados varían su impedancia de entrada dependiendo de la frecuencia de la señal introducida. Una etapa de amplificación, como cualquier circuito electrónico, tiene características propias en cuanto a su respuesta en frecuencia. Casi siempre los diseños de amplificadores presentan atenuación a frecuencias muy altas, es decir, funcionan como pasabajas. En otras palabras, la pérdida de nivel de señal a la salida del amplificador puede modelarse con un amplificador ideal (amplifica cualquier frecuencia) y una correspondiente atenuación a la entrada de la etapa para cada frecuencia. Esta atenuación se representa con una impedancia de entrada, y en este caso, la impedancia de entrada es baja a frecuencias muy altas. El circuito demodulador amplifica señales de

voltaje, y para un amplificador de esta naturaleza es deseable una impedancia de entrada elevada para las frecuencias que se introducen. Recuérdese que la potencia de una señal a través de una impedancia puede calcularse con el producto de la magnitud de voltaje y la magnitud de corriente que es capaz de proporcionar: $V \cdot I$.

Para una magnitud de voltaje determinado, una impedancia baja implica una corriente alta. Esto no siempre es el caso, por las limitaciones de potencia. Esto es, si la impedancia es pequeña podría demandar una corriente que obligaría al voltaje a disminuir para mantener la potencia constante. A la entrada del demodulador, la potencia de una señal de frecuencia elevada es muy limitada, a tal punto que la impedancia de entrada es determinante para la amplitud de voltaje de la señal.

En un circuito donde se introduce un transformador, cualquier carga que se introduzca en su secundario aparecerá como una impedancia en paralelo al embobinado. Un amplificador es también una impedancia en paralelo con el embobinado, y si ésta es muy baja, la impedancia equivalente de la combinación en paralelo es aún menor. Esto resulta en una atenuación que en la práctica es una de las mayores dificultades cuando se desea amplificar la señal directamente del secundario del transformador. El embobinado secundario del transformador tiene una impedancia alta a frecuencias elevadas (frecuencias portadoras), pero un amplificador en paralelo atenuaría las mismas con una impedancia mucho menor. Es decir, se dificulta la reducción del ancho de banda del resonador utilizando una etapa de amplificación.

La solución propuesta para este problema consiste en un circuito denominado seguidor de voltaje, cuya impedancia de entrada sea grande y su impedancia de salida sea pequeña. Esto haría que el nivel de señal a la salida del secundario del transformador no disminuya y se pueda tomar para una etapa de amplificación posterior.

VIII. CONCLUSIONES

A. El acople de una señal FM a la red eléctrica de 110V / 60 Hz

La construcción de un sistema FM sobre una red de alta tensión condujo a la investigación sobre la forma de realizar el acople de las señales. La electrónica analógica involucrada permitió que por medio de cálculos y selección de valores de los componentes se pudiera lograr dicho acople, llegando a las siguientes conclusiones: el acople de una señal de frecuencia modulada a una red de energía eléctrica es posible seleccionando portadoras lo suficientemente elevadas en comparación con la frecuencia de la señal de potencia presente en la red eléctrica. Esto también se puede lograr utilizando transformadores de frecuencia intermedia para resonancia en la banda VLF (por sus siglas en inglés, muy baja frecuencia), denominados transformadores de FI (frecuencia intermedia) de baja potencia. Finalmente se puede lograr aislando a los circuitos de la alta tensión por medio de condensadores de valor reducido, pero de alto voltaje.

B. Frecuencias centrales de portadoras

Las limitaciones encontradas en los dispositivos de modulación y demodulación para frecuencias altas, los valores de condensadores de acople de alto voltaje existentes en el mercado, el ancho de banda de filtros en el receptor, etc. delimitan un rango de valores en los que pueden encontrarse las frecuencias centrales de portadoras al momento de implementar el sistema.

Los valores de las frecuencias centrales de portadora del sistema están determinados por varios factores, entre ellos el ancho de banda de los filtros de resonancia en el demodulador. También el ancho de banda de la señal modulada (señal que se propaga en la línea del tendido eléctrico). Las frecuencias también dependen de los parámetros de frecuencia máxima de osciladores y decodificadores utilizados en los circuitos de modulación y demodulación.

C. Ruidos en la red eléctrica

Como se mencionó con anterioridad, la red eléctrica provee un amplio campo para el análisis de potencias de ruido, precisamente por la variedad de posibles fuentes de ruido que pueden haber en la misma. Cada dispositivo conectado a la red es potencialmente una fuente de ruido para el sistema.

El muestreo de las señales demoduladas evidenció una de las características de los ruidos que se pueden encontrar en la red eléctrica. Esta característica es su periodicidad. Cada cierto número de ciclos de la señal de entrada, ocurre una deformación o distorsión de la señal demodulada, a intervalos fijos. Este efecto *artificial* sobre la transmisión evidencia una fuente de interferencia también artificial. La red eléctrica puede introducir en el sistema de FM ruidos que afectan a la señal demodulada de forma periódica, es decir, predecible, debidos a dispositivos conectados a la red.

D. Distribución de las potencias de ruido

Las gráficas de histogramas de las potencias de ruido presentan una forma característica de distribuciones de frecuencia asimétricas positivas. Es decir, con un valor promedio en clases de potencia inferiores y una gran dispersión de valores en las clases de potencia superiores.

La distribución de frecuencias de los valores de potencias de ruido normalizado que afectan al sistema tienen todas asimetría positiva, y por ello se le asocian modelos con una función tipo Gamma y su distribución derivada Erlang, brevemente descritas en el Capítulo IV.

E. Comparación de curvas de frecuencia acumulada

La comparación de curvas de frecuencia acumulada muestra que la curva correspondiente a la señal redundante se encuentra más a la izquierda que cualquiera de las otras portadoras. La forma de ojiva alargada de una curva de frecuencia acumulada se asocia con una distribución asimétrica positiva de frecuencias. Por ello se infiere que la curva de frecuencia absoluta asociada al polígono de frecuencia de las potencias de ruido normalizado de la señal redundante se concentra, en casi todas las transmisiones, en menores valores de potencia que las curvas de las portadoras separadas.

Un polígono de frecuencias con valores de potencia pequeños, al presentar una distribución como el modelo Gamma, se asocia con una distribución cuyo valor promedio de potencia es pequeño. El ruido, en promedio, es entonces mínimo. Esto apoya la hipótesis de que al no haber correlación alguna entre el ruido en las portadoras seleccionadas, una mezcla de las mismas duplica la potencia de la señal de entrada, pero no la potencia del ruido, resultando en una disminución de la potencia normalizada del mismo.

F. Recomendaciones

Como se mencionó con anterioridad, la red eléctrica como medio de transmisión en un sistema de comunicación representa un campo bastante amplio para la investigación. Por ello el estudio que aquí fue presentado puede continuarse, ya sea realizando otros análisis estadísticos con el objetivo de modelar las distribuciones de potencia de ruido propias de una red eléctrica, o incluyendo más portadoras, con el propósito de investigar si es significativa la mejora al sistema.

Se recomienda ejecutar pruebas de transmisión en instalaciones eléctricas con circuitos de gran longitud, con el propósito de aumentar la distancia entre el modulador y el demodulador, y con ello realizar estudios sobre el alcance de los sistemas en portadoras separadas y la señal redundante.

También puede seguirse el análisis del ruido, encontrando los parámetros de las distribuciones Gamma que aproximan a los polígonos de frecuencias absolutas, utilizando herramientas de aproximación como Solver.

Para transmisiones de datos, se recomienda utilizar codificación por saltos de frecuencia como modulación de datos digitales de forma analógica. En este caso es necesaria la implementación de portadoras de alta frecuencia de forma que los cambios de frecuencia de la portadora puedan detectarse con rapidez y así lograr una alta tasa de transferencia de datos.

IX. BIBLIOGRAFÍA

Lindsey, J.K. 1995. *Introductory Statistics. A modeling approach*. Nueva York, Oxford Clarendon. 345 págs.

Sedra, Adel; K. C. Smith. 1999. *Circuitos Microelectrónicos*. 4ta ed. México, D.F., Oxford University Press. 1237 págs.

Taub, Herbert; D. L. Schilling. 1986. *Principles of Communication Systems*. 2da ed. Nueva York, McGraw-Hill Book Company. 759 págs.

Wheeler, Tom. 2002. *Frequency Modulation Labs*. Idaho, Transtector Systems, Inc. págs. 7-1 – 7-8.

Horowitz, Paul; H. Winfield. 1989. *The Art of Electronics*. 2da. ed. Reino Unido, Cambridge University Press. 1503 págs.

Ott, Henry W. 1988. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 2da ed. New York. John Wiley & Sons. 1431 págs.

Gray, Paul; M. Robert. 1977. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Estados Unidos. John Wiley & Sons. 1214 págs.

APÉNDICES:

A. GRÁFICOS

Esta sección de los apéndices se incluye con el propósito de visualizar el procedimiento gráfico de comparación que se realizó para cada una de las 11 frecuencias de la señal de entrada, en transmisión de corta distancia; y para cada una de las 9 frecuencias de la señal de entrada, en transmisión de larga distancia. Cada transmisión se describe con gráficos en para la portadora de 100 kHz, la portadora de 350 kHz y la recepción redundante.

Se incluyen los histogramas de frecuencias que se construyen con los valores de potencia normalizada de ruido provenientes del cálculo en ventanas temporales. Los polígonos de frecuencia acumulada se dibujan encima de los histogramas correspondientes. Finalmente, se comparan las curvas de porcentaje acumulado en un solo gráfico final, con lo cual se concluye en el capítulo anterior.

Adicionalmente se incluye el código del software utilizado para el cálculo de las potencias de ruido normalizado por ventanas temporales, y el software de comparación, que coloca en el mismo plano las tres curvas de la misma transmisión. El código está hecho en lenguaje de programación Visual Basic para Aplicaciones, incluido en la hoja electrónica Microsoft Excel en español.

Toda esta información se presenta en el disco compacto adjunto a este trabajo, con datos de las muestras tomadas en cada transmisión, las gráficas descriptivas de histogramas, los cálculos de potencias y gráficas de comparación que se realizaron. Así mismo, los macros que ejecutan los cálculos.

B. CÓDIGO DE CÁLCULO DE POTENCIA NORMALIZADA DE RUIDO

```

Sub Potencia()
'
' Potencia Macro
' Macro grabada el 20/04/03 por Sergio José Barrios Martínez
'
' Acceso directo: CTRL+q
'

Dim V, C, M, fila, total_muestras, Offset, p As Integer
Dim T, tau, Wpower, Sumatoria_Potencia, Max_Power, MCl, counter As Double
Dim muestra As Variant
Dim Rentrada, Rclases, Rfrecuencia, Rporcentaje As String

'inicialización de variables
Offset = 10
V = Cells(6, 5)
C = Cells(6, 6)
total_muestras = 0
Sumatoria_Potencia = 0
fila = Offset

'Encontrando el número total de muestras
muestra = Cells(fila, 1)
While muestra <> Vacío
    total_muestras = total_muestras + 1
    fila = fila + 1
    muestra = Cells(fila, 1)
Wend

```

$M = \text{total_muestras} / V$

'-----

'Cálculo de las potencias en cada ventana

'-----

$\text{tau} = \text{Cells}(11, 2) - \text{Cells}(10, 2)$

$T = M * \text{tau}$

'Borrando potencias anteriores

$\text{fila} = \text{Offset}$

$\text{muestra} = \text{Cells}(\text{fila}, 8)$

While $\text{muestra} \neq \text{Vacío}$

$\text{Cells}(\text{fila}, 8) = \text{Vacío}$

$\text{fila} = \text{fila} + 1$

$\text{muestra} = \text{Cells}(\text{fila}, 8)$

Wend

For $j = 0$ To $V - 1$

$\text{Sumatoria_Potencia} = 0$

 For $k = M * j + 1$ To $(j + 1) * M$

$\text{Sumatoria_Potencia} = \text{Sumatoria_Potencia} + (\text{Cells}(k + \text{Offset} - 1, 7)) ^ 2$

 Next k

$\text{Cells}(j + \text{Offset}, 8) = \text{Sumatoria_Potencia} / T$

Next j

'Encontrando la máxima potencia de ventanas

$\text{fila} = \text{Offset}$

$\text{muestra} = \text{Cells}(\text{fila}, 8)$

$\text{Max_Power} = 0$

```
While muestra <> Vacío
  If Cells(fila, 8) > Max_Power Then
    Max_Power = Cells(fila, 8)
  End If
  fila = fila + 1
  muestra = Cells(fila, 8)
Wend
```

```
MCI = Max_Power / C
counter = MCI
```

'Borrando el rango de clases de potencia anterior

```
fila = Offset
muestra = Cells(fila, 9)
While muestra <> Vacío
  Cells(fila, 9) = Vacío
  fila = fila + 1
  muestra = Cells(fila, 9)
Wend
```

'Encontrando rango de clases de potencias con base
'en el valor de potencia de ventana máximo

```
fila = Offset
While counter <= Max_Power
  Cells(fila, 9) = counter
  counter = counter + MCI
  fila = fila + 1
Wend
```

```
p = counter - Max_Power
```

```
If p = 0 Then
```

```
    Cells(fila, 9) = counter
```

```
End If
```

```
'-----
```

```
'Cálculo del histograma
```

```
'-----
```

```
Columns("K:M").Select
```

```
    Selection.ClearContents
```

```
    Selection.Borders(xlDiagonalDown).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlDiagonalUp).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlEdgeLeft).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlEdgeTop).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlEdgeBottom).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlEdgeRight).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlInsideVertical).LineStyle = xlNone
```

```
    Selection.Borders(xlInsideHorizontal).LineStyle = xlNone
```

```
Rentrada = "$H$" + CStr(Offset) + ":$H$" + CStr(V + Offset - 1)
```

```
Rclases = "$I$" + CStr(Offset) + ":$I$" + CStr(C + Offset - 1)
```

```
Application.Run "ATPVBAEN.XLA!Histogram", ActiveSheet.Range(Rentrada), _
```

```
    ActiveSheet.Range("$K$9"), ActiveSheet.Range(Rclases), False, True, _
```

```
    False, False
```

```
ActiveSheet.ChartObjects("Gráfico 6").Activate
```

```
    ActiveChart.PlotArea.Select
```

```
Rfrecuencia = "=" & Cien Hertz a 100 kHz! & R10C11:R" + CStr(C + 10) + "C11"
```

```
ActiveChart.SeriesCollection(1).XValues = _
```

```
    Rfrecuencia
```

```
ActiveChart.SeriesCollection(2).XValues = _
```

```
    Rfrecuencia
```

```
Rfrecuencia = "=" & Cien Hertz a 100 kHz! & R10C12:R" + CStr(C + 10) + "C12"
```

```
Rporcentaje = "=" & Cien Hertz a 100 kHz! & R10C13:R" + CStr(C + 10) + "C13"
```

```
ActiveChart.SeriesCollection(1).Values = _
```

```
    Rfrecuencia
```

```
ActiveChart.SeriesCollection(2).Values = _
```

```
    Rporcentaje
```

```
Range("J9").Select
```

```
End Sub
```

C. Código de comparación de curvas de porcentaje acumulado.

Dim clases, limite As Integer

Dim parametro1, parametro2, archivo1, archivo2, archivo3 As String

archivo1 = "Cien Hz a 100 kHz.xls"

archivo2 = "Cien Hz a 350 kHz.xls"

archivo3 = "Cien Hz Redundante.xls"

archivo4 = "Comparación de Histogramas.xls"

Windows(archivo1).Activate

clases = Cells(6, 6)

Windows(archivo4).Activate

limite = clases - 1 + 10

' Copiando Potencias y porcentaje acumulado de la portadora de 100 kHz

Range("B10").Select

Windows(archivo1).Activate

parametro1 = "K10:K" + CStr(limite)

Range(parametro1).Select

Selection.Copy

Windows(archivo4).Activate

ActiveSheet.Paste

Windows(archivo1).Activate

parametro1 = "M10:M" + CStr(limite)

Range(parametro1).Select

Application.CutCopyMode = False

Selection.Copy

Windows(archivo4).Activate

Range("C10").Select

ActiveSheet.Paste

' Copiando Potencias y porcentaje acumulado de la portadora de 350 kHz

```
Windows(archivo2).Activate  
parametro1 = "K10:K" + CStr(limite)  
Range(parametro1).Select  
Application.CutCopyMode = False  
Selection.Copy  
Windows(archivo4).Activate  
Range("E10").Select  
ActiveSheet.Paste  
Windows(archivo2).Activate  
parametro1 = "M10:M" + CStr(limite)  
Range(parametro1).Select  
Application.CutCopyMode = False  
Selection.Copy  
Windows(archivo4).Activate  
Range("F10").Select  
ActiveSheet.Paste
```

' Copiando Potencias y porcentaje acumulado de la señal redundante

```
Windows(archivo3).Activate  
parametro1 = "K10:K" + CStr(limite)  
Range(parametro1).Select  
Application.CutCopyMode = False  
Selection.Copy  
Windows(archivo4).Activate  
Range("H10").Select  
ActiveSheet.Paste  
Windows(archivo3).Activate  
parametro1 = "M10:M" + CStr(limite)  
Range(parametro1).Select
```

```
Application.CutCopyMode = False
Selection.Copy
Windows(archivo4).Activate
Range("I10").Select
ActiveSheet.Paste
```

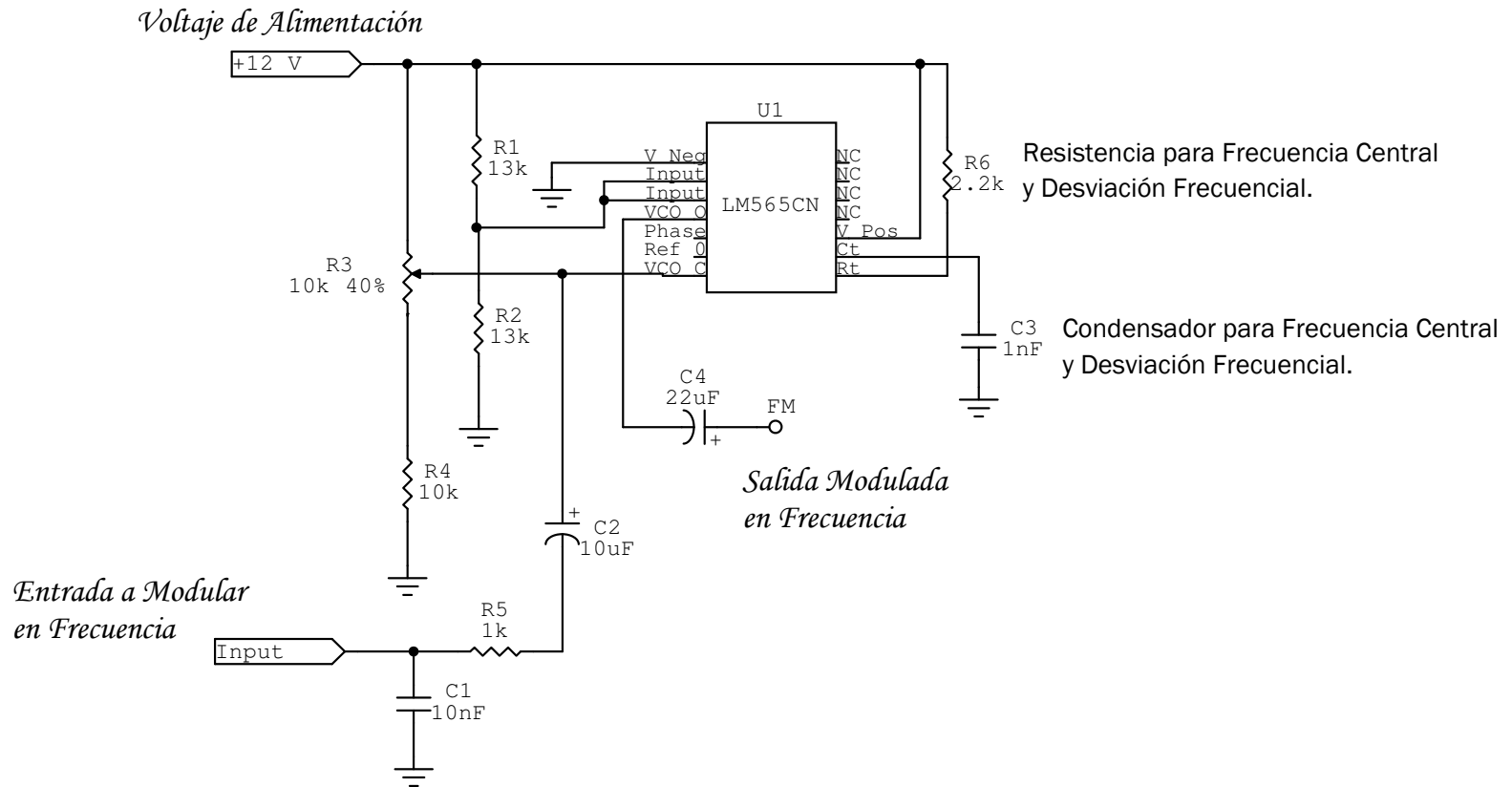
```
parametro2 = CStr(limite)
```

```
' Modificando gráfico
```

```
ActiveSheet.ChartObjects("Gráfico 1").Activate
ActiveChart.PlotArea.Select
ActiveChart.SeriesCollection(1).XValues = "=Hoja1!R10C2:R" + parametro2 + "C2"
ActiveChart.SeriesCollection(1).Values = "=Hoja1!R10C3:R" + parametro2 + "C3"
ActiveChart.SeriesCollection(2).XValues = "=Hoja1!R10C5:R" + parametro2 + "C5"
ActiveChart.SeriesCollection(2).Values = "=Hoja1!R10C6:R" + parametro2 + "C6"
ActiveChart.SeriesCollection(3).XValues = "=Hoja1!R10C8:R" + parametro2 + "C8"
ActiveChart.SeriesCollection(3).Values = "=Hoja1!R10C9:R" + parametro2 + "C9"
Range("J8").Select
```

D. El Modulador FM con VCO.

Circuito oscilador controlado por voltaje (VCO):



Se utilizó un VCO de circuito integrado incluido dentro del PLL LM565CN.

Dicho circuito integrado (utilizado como VCO) tiene como pines de entrada los siguientes:

Pin # 1 (V_Neg): Tierra

Pin # 2 (Input): Señal de entrada para el PLL. (En este caso, al no utilizarse el circuito integrado como PLL, simplemente se conecta a un potencial DC para evitar oscilaciones en la salida de la sección del VCO).

Pin # 3 (Input): Señal de entrada para el PLL. (En este caso, al no utilizarse el circuito integrado como PLL, simplemente se conecta a un potencial DC para evitar oscilaciones en la salida de la sección del VCO).

Pin # 5 (Phase): Señal cuadrada de entrada utilizada por el PLL para detectar la diferencia de fases con la señal de los pines 2 y 3. (En este caso, al no utilizarse el circuito integrado como PLL, la entrada no se conecta).

Pin # 7 (VCO_C): Voltaje de control del VCO. (En este caso dicho pin es una entrada, pues se busca utilizarlo como modulador).

Pin # 8 (Rt): Resistencia de control de frecuencia Rt.

Pin # 9 (Ct): Condensador de control de frecuencia Ct.

Pin # 10 (V_Pos): Voltaje positivo de alimentación (Se utilizó +12 V).

La frecuencia del VCO está dada por la siguiente función:

$$Frecuencia(V_{cc}, V_{CO_C}, R_t, C_t) = \frac{[2.4 * (V_{Pos} - V_{CO_C})]}{[R_t * C_t * V_{Pos}]} \text{ Hz.} \quad (1)$$

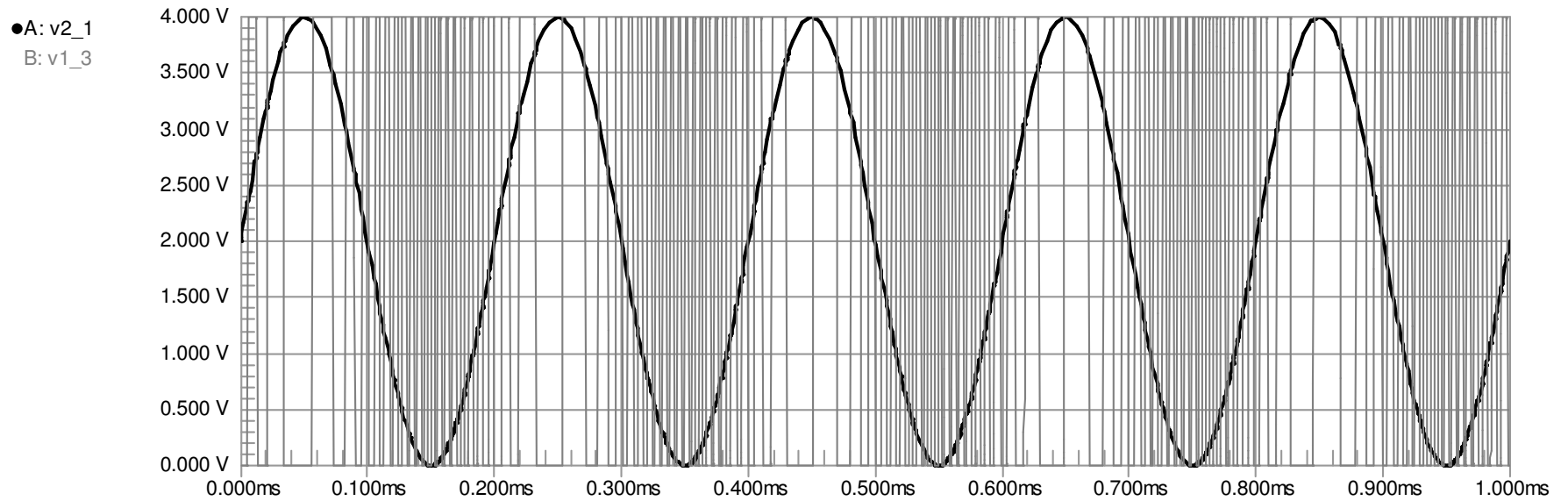
Dicho circuito integrado (utilizado como VCO) tiene como pines de salida los siguientes:

Pin # 4 (VCO_O): Señal cuadrada de salida del VCO.

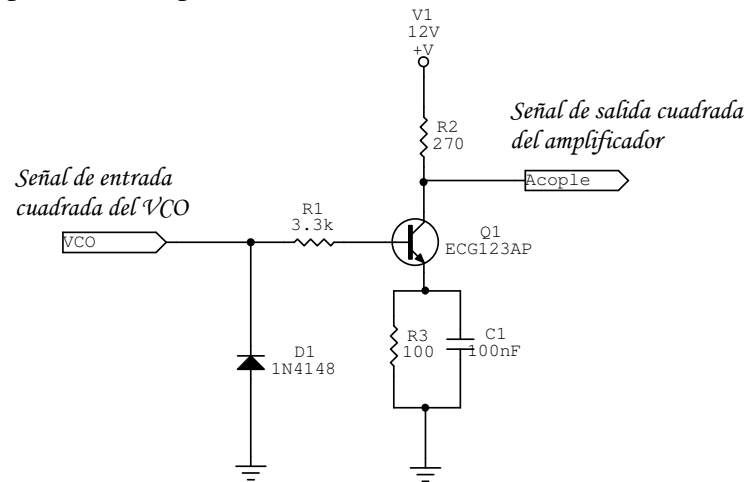
Pin # 6 (Ref_O): Referencia DC de salida del VCO. (Alrededor de este voltaje oscila la salida del pin # 4).

Señal de Entrada y Señal de Salida:

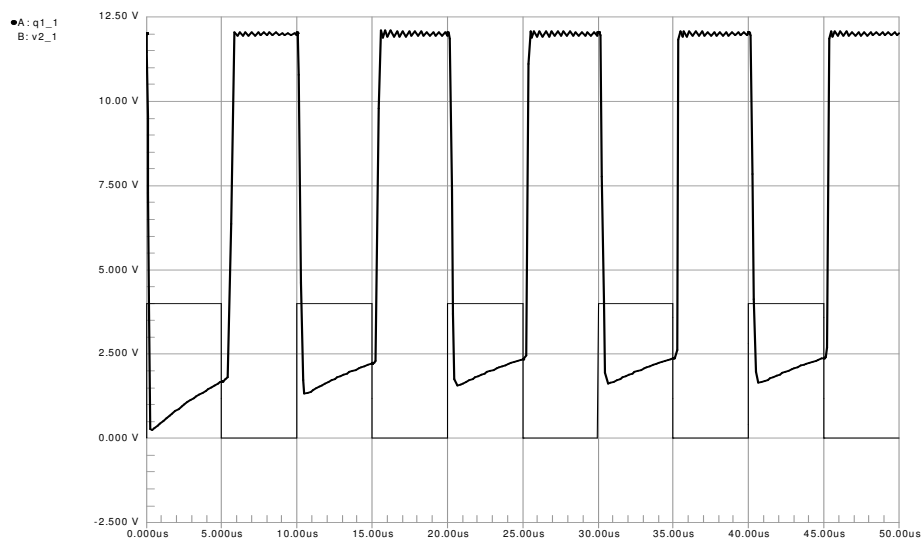
De acuerdo a la función de frecuencia del circuito VCO, la frecuencia de la señal de salida es inversamente proporcional al nivel de señal en la entrada. Con una entrada de forma senoidal, la salida de forma cuadrada varía su frecuencia de la siguiente forma:



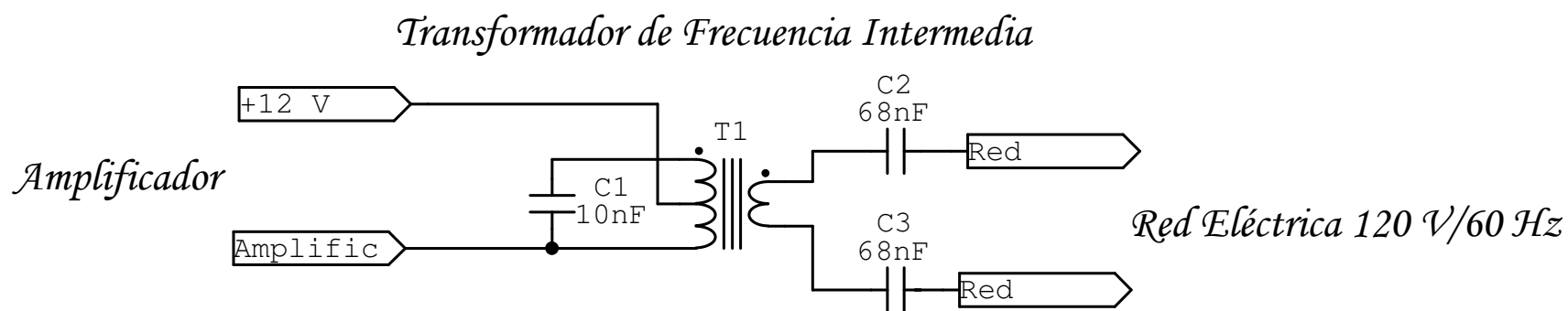
Circuito amplificador de portadora:



El objetivo del circuito amplificador de portadora es elevar el nivel de potencia de la señal portadora utilizando un amplificador transistorizado de emisor común. La salida de baja potencia proveniente del VCO hace que la conexión de una carga a la misma haga disminuir el nivel de señal de portadora. Esto es indeseable cuando se quiere inyectar la señal a la red eléctrica, porque implica una disminución del nivel de voltaje que se inyecta a la misma. La entrada cuadrada se amplifica como se muestra en la siguiente figura (nótese la polaridad invertida, pero con la misma frecuencia):



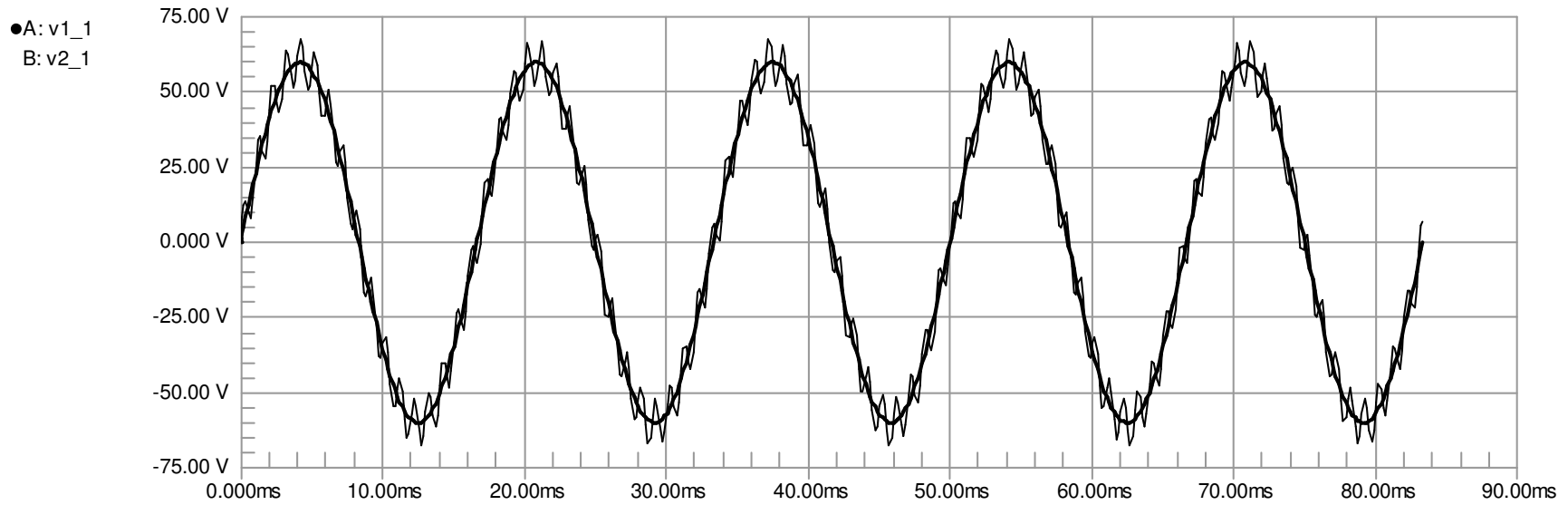
Circuito de acople a la red eléctrica:



El circuito de acople a la red eléctrica utiliza un transformador de frecuencia intermedia F.I. en una configuración que logra la transferencia de potencia a altas frecuencias y evita la transferencia de potencia a bajas frecuencias. Esta transferencia se explica en el capítulo del modulador. El condensador que se coloca en los extremos del primario provoca una resonancia en la frecuencia portadora y en frecuencias cercanas a la misma, pero en un rango reducido. Los condensadores que se conectan en el secundario van hacia la red eléctrica. Estos condensadores son de alto voltaje y de baja capacidad, pues representan baja impedancia a frecuencias altas y alta impedancia a frecuencias bajas. Observe la conexión de la entrada a la derivación asimétrica: Entre la alimentación +12V y la señal amplificada. Esto cambia de nuevo la polaridad de la señal que fue invertida con anterioridad por la etapa de amplificación.

Señal de Salida:

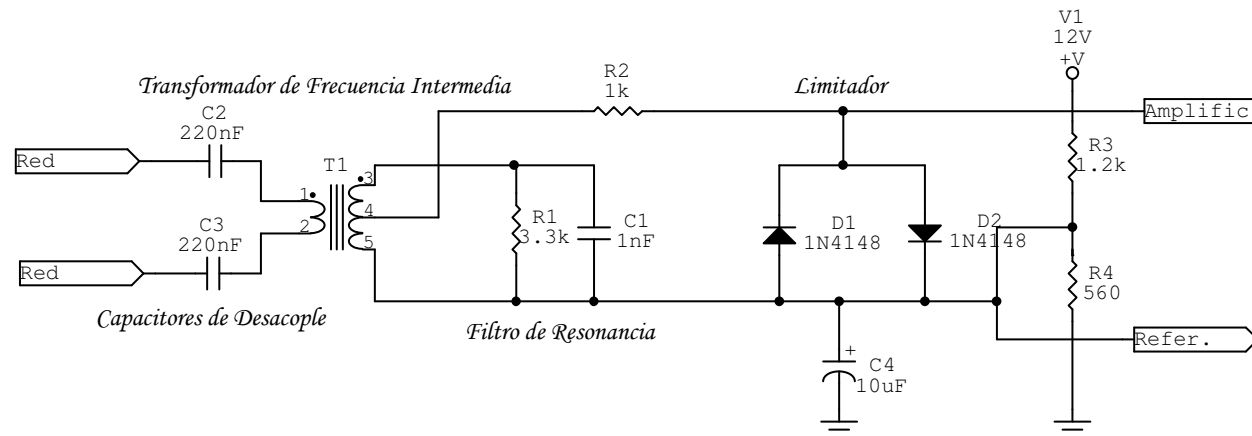
La señal de salida es una suma analógica de una senoidal de 120 V pico – pico y una señal de 6 V pico – pico. Esta es la forma en que la señal portadora viaja a través de la red eléctrica, de forma similar a un ruido sobre la señal de potencia.



C. El demodulador FM con VCO.

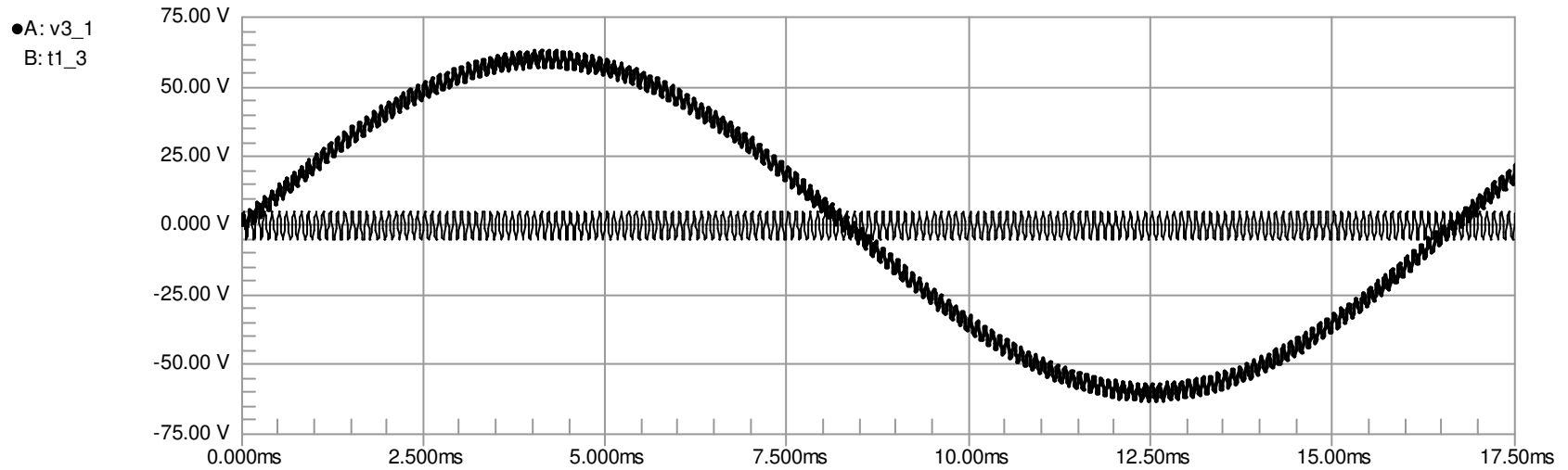
El primer conjunto de circuitos tiene como función la extracción de la señal portadora de la red eléctrica. Este proceso incluye una etapa de aislamiento del circuito de potencia, la filtración con resonancia y la limitación de la señal portadora.

Circuito de Desacople, Filtración y Limitación



Respuesta del filtro:

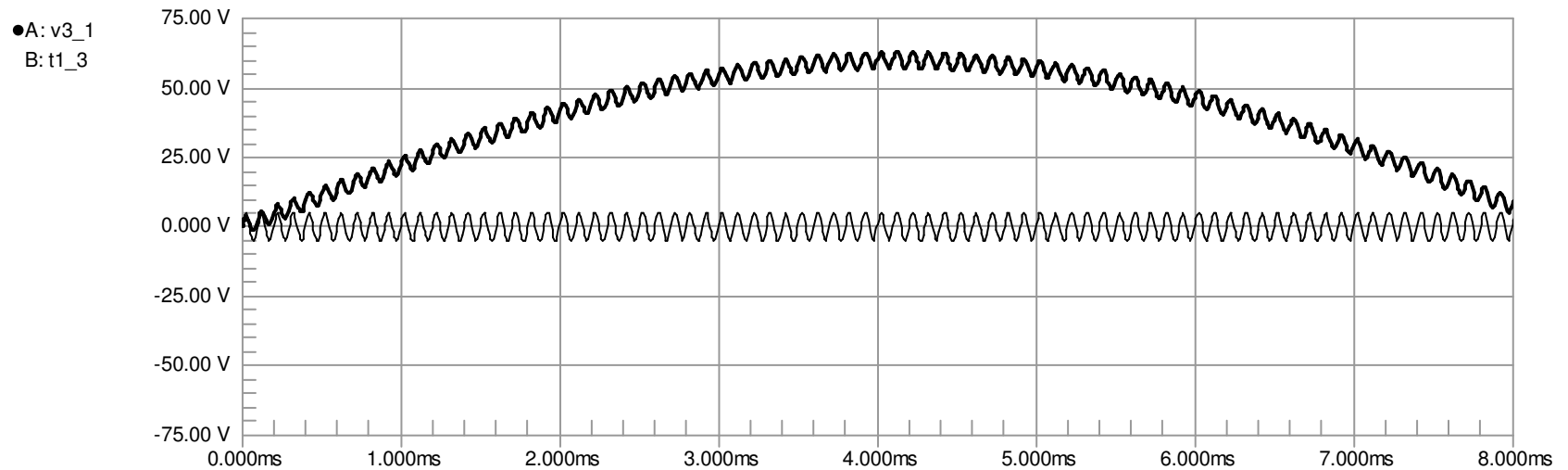
La señal de entrada se obtiene directamente de la red eléctrica en forma de una señal senoidal de 60 Hz y 120 V pico – pico de amplitud, pero notablemente distorsionada por una señal de menor amplitud que oscila sobre ella. Esta señal es la portadora del sistema.



Los condensadores de aislamiento que se utilizan directamente sobre la red eléctrica funcionan como una red pasafaltas para la filtración de bajas frecuencias. En este caso observe la atenuación de la componente de 60 Hz.

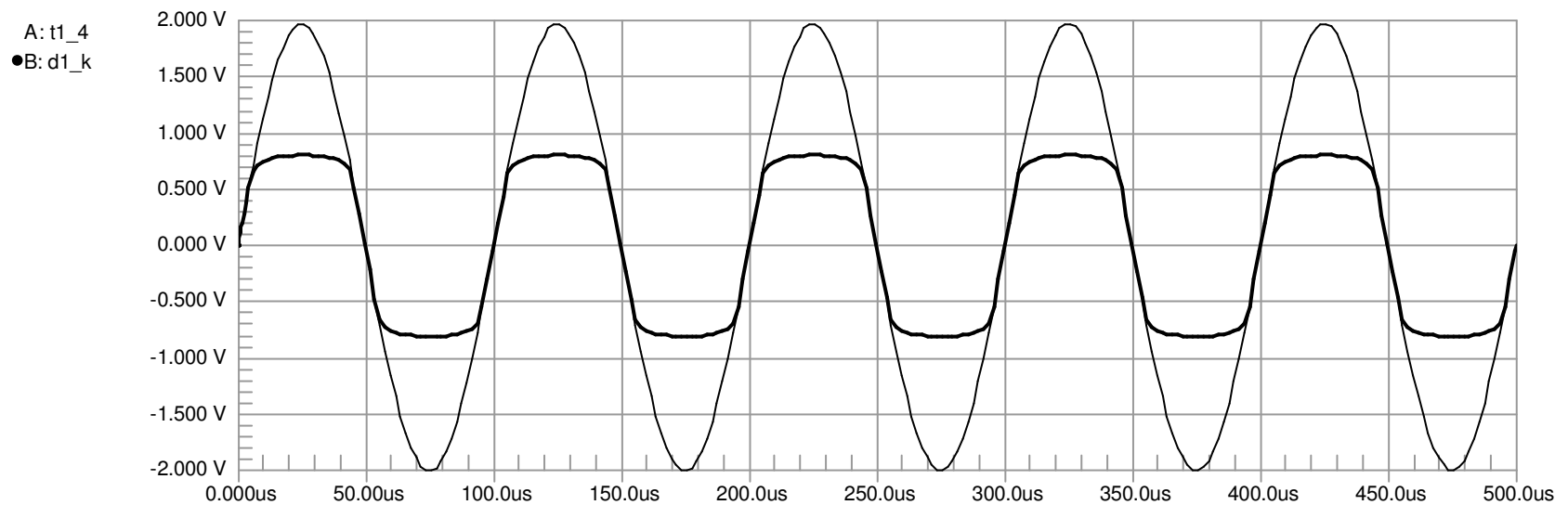
Respuesta amplificada del filtro:

- Señal de entrada: Suma analógica de la señal de potencia con frecuencia 60 Hz y una señal portadora cuya frecuencia oscila en un rango limitado alrededor de la frecuencia portadora (100 kHz o 250 kHz en este caso particular). La amplitud de la señal portadora es de aproximadamente 6 V pico – pico, mientras que la señal de potencia es de 120 V pico – pico.
- Señal de salida: Con el filtro de resonancia en el transformador de frecuencia intermedia, se atenúa la señal de potencia de 60 Hz y se amplifica la señal portadora.



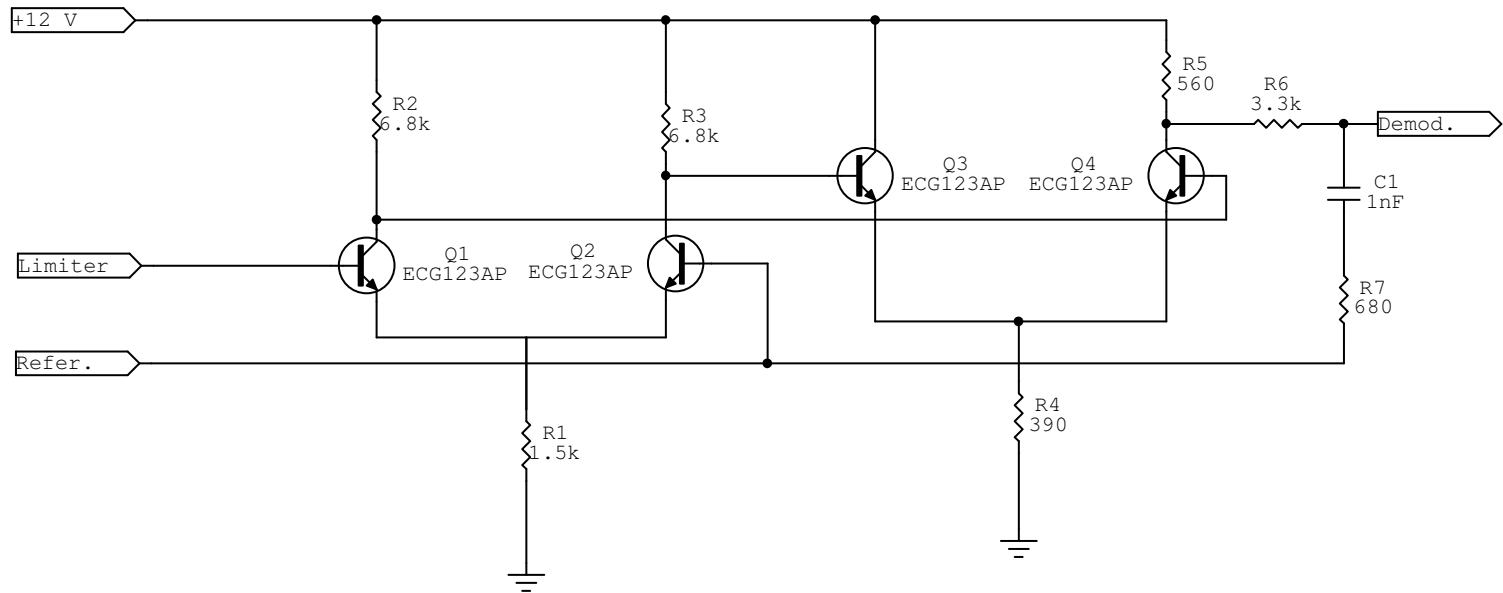
Respuesta del circuito limitador:

El circuito limitador simplemente limita en un rango entre +0.6 V y -0.6V la oscilación de la señal. Fuera de este rango, los diodos empiezan a conducir en ambas direcciones con un potencial constante. Como se explicó con anterioridad, la razón de esto es filtrar los ruidos de baja amplitud que hayan logrado pasar el filtro de resonancia en el transformador.



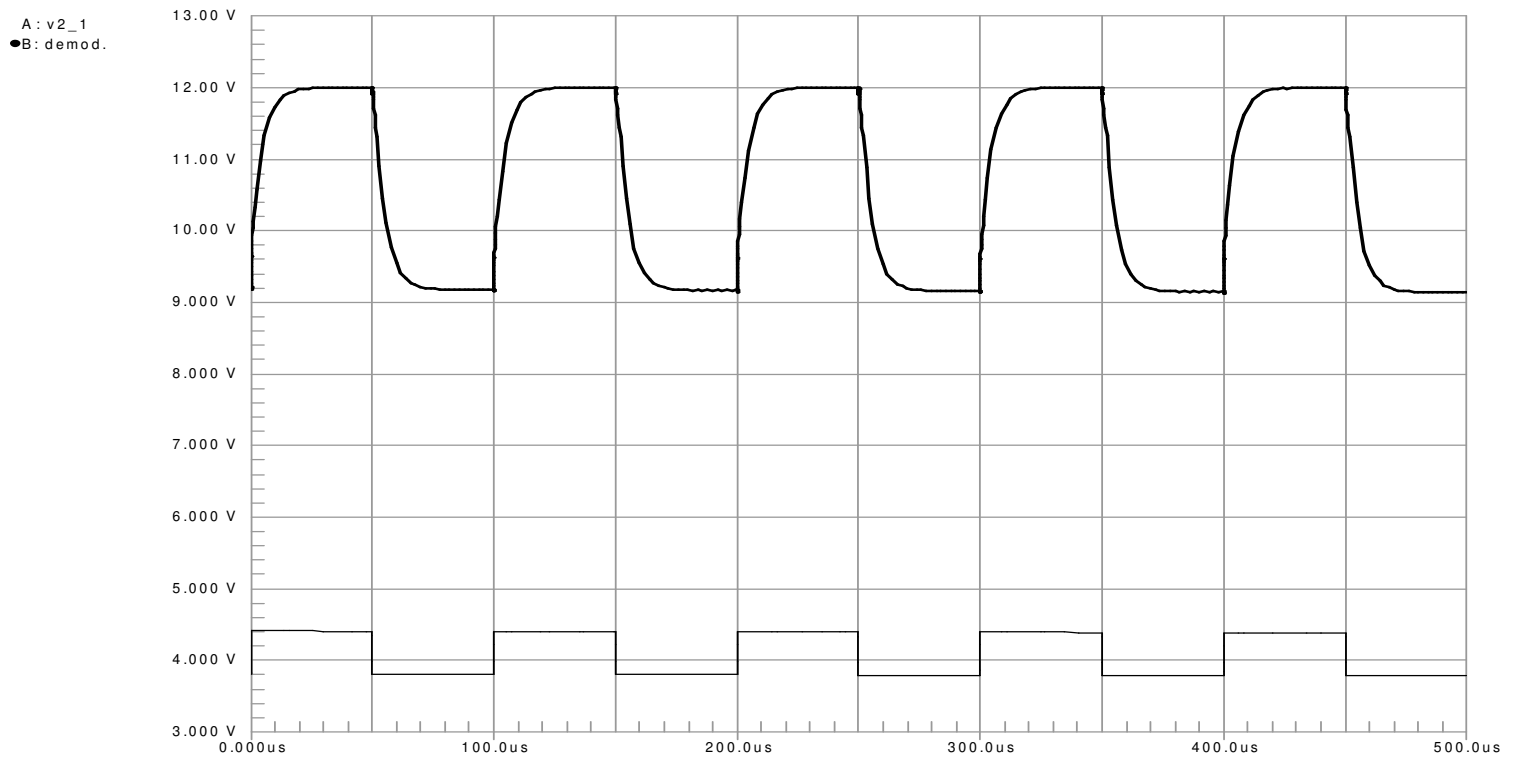
Circuito Amplificador de Diferencias:

El circuito amplificador de diferencias consta de dos etapas de amplificación de diferencias en cascada. Los transistores se operan en su región activa y en saturación. Se busca que su salida tenga una misma amplitud para un amplio rango de valores de amplitud para la señal de entrada.

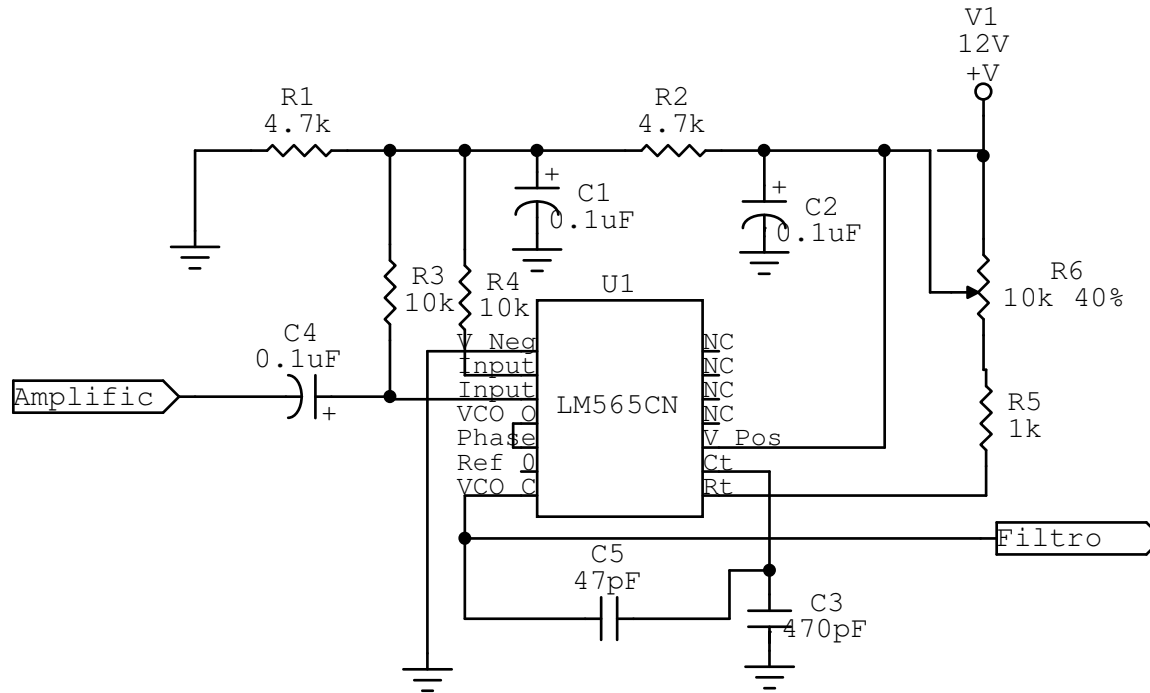


Respuesta del circuito Amplificador de Diferencias:

El circuito amplificador de diferencias se coloca después de la etapa de limitación. La respuesta de este circuito es la misma en un amplio rango de valores de amplitud para la señal de entrada. La señal de salida es una señal cuadrada de 3 V de amplitud para casi cualquier amplitud de la entrada. Esta etapa prepara a la portadora para ser demodulada posteriormente, y la hace independiente de los cambios de amplitud de la señal recuperada. La señal en la parte superior muestra la salida. La señal en la parte inferior es la entrada.



Circuito demodulador básico con PLL:



En el demodulador, la entrada se acopla con condensador sobre un nivel DC equivalente a la mitad del voltaje de alimentación. En este circuito se utilizan las dos entradas del PLL, una para la referencia DC y la otra para la señal FM que oscila sobre el anterior nivel DC. Se retroalimenta la salida del VCO local con una de las entradas del detector de diferencias de fases interno. Las señales de entrada a este detector de fase son: La señal del VCO local y la señal FM extraída de la red eléctrica. La salida es el voltaje de control del VCO local.

El circuito integrado LM565CN (utilizado como PLL) tiene como pines de entrada los siguientes:

Pin # 1 (V_Neg): Tierra

Pin # 2 (Input): Señal de entrada para el PLL. (En este caso, al utilizarse el circuito integrado como PLL, se conecta a un potencial DC de referencia, sobre el cual se acoplará la entrada FM).

Pin # 3 (Input): Señal de entrada para el PLL. (En este caso, la entrada es un potencial DC y la señal FM oscilando alrededor de éste).

Pin # 5 (Phase): Señal cuadrada de entrada utilizada por el PLL para detectar la diferencia de fases con la señal de los pines 2 ó 3 y la señal del VCO local. (En este caso, al utilizarse el circuito integrado como PLL, la entrada se conecta con la salida del VCO local).

Pin # 8 (Rt): Resistencia de control de frecuencia de enganche del PLL Rt. Nótese la utilización de un potenciómetro, con el cual se varía la frecuencia de enganche del PLL.

Pin # 9 (Ct): Condensador de control de frecuencia de enganche Ct.

Pin # 10 (V_Pos): Voltaje positivo de alimentación (Se utilizó +12 V).

Dicho circuito integrado (utilizado como VCO) tiene como pines de salida los siguientes:

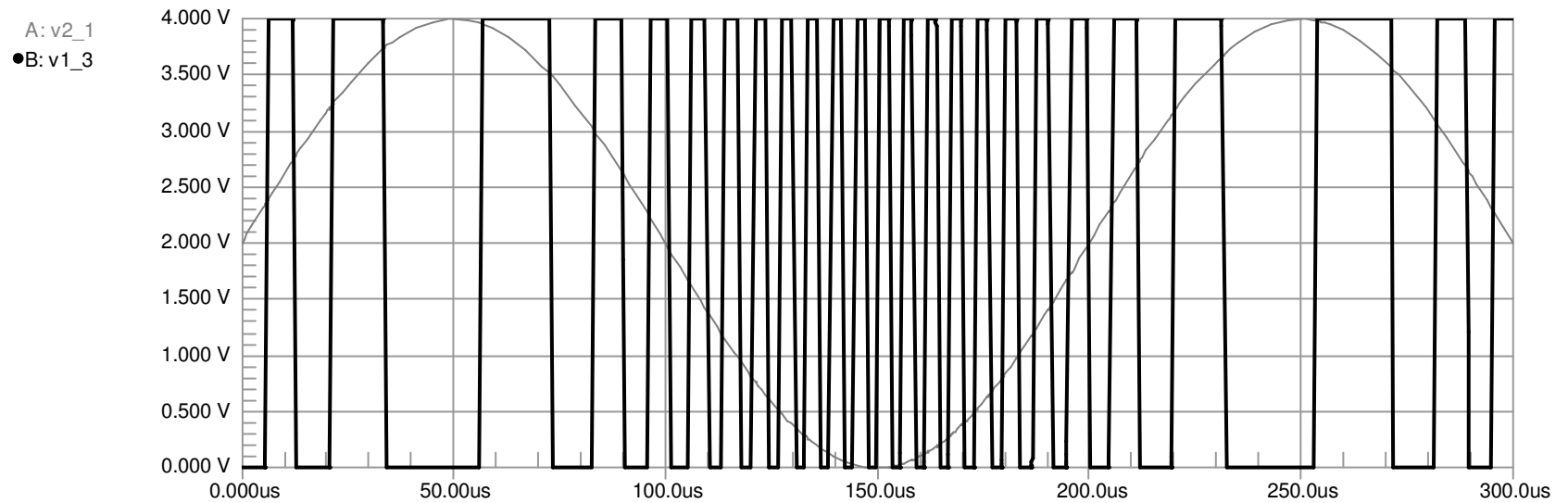
Pin # 4 (VCO_O): Señal cuadrada de salida del VCO.

Pin # 6 (Ref_O): Referencia DC de salida del VCO. (Alrededor de este voltaje oscila la salida del pin # 4).

Pin # 7 (VCO_C): Voltaje de control del VCO. (En este caso dicho pin es una salida correspondiente a la señal demodulada).

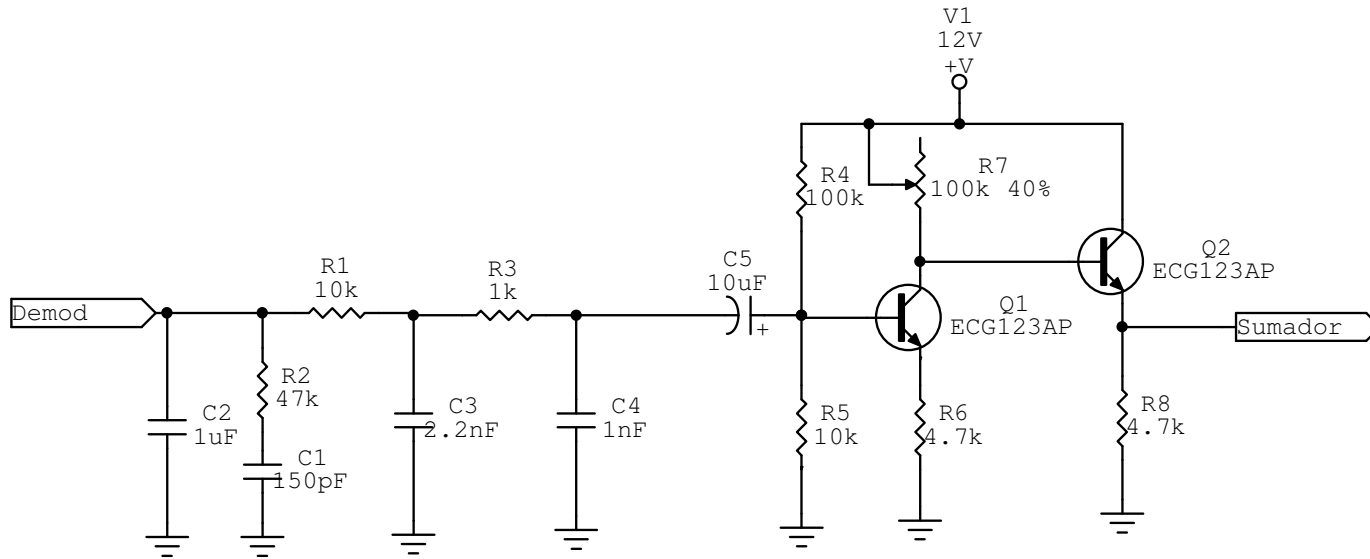
Al pasar por el demodulador, existen aún componentes frecuenciales de portadora que son necesarias filtrar.

Señal de entrada y señal de salida del demodulador:



Observe que la relación entre la frecuencia de entrada y el potencial de salida es inversamente proporcional. Al subir la frecuencia de la señal de entrada, el potencial de salida disminuye. Al bajar la frecuencia de la señal de entrada, el potencial de salida aumenta. Esta forma de demodulación concuerda con la manera en que la señal se moduló en el transmisor.

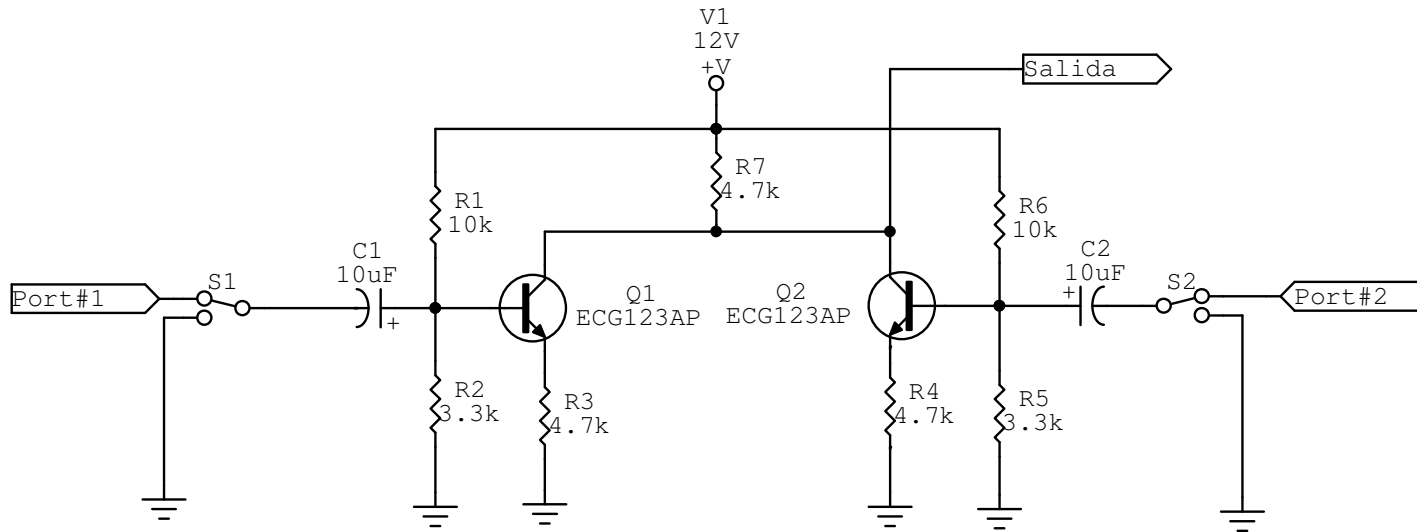
Circuito filtro de portadora y normalizador:



Este circuito tiene la función de filtrar la componente de alta frecuencia proveniente de la frecuencia portadora de FM. Esta señal se filtra con la red mostrada y luego se acopla con condensador a una etapa de amplificación. Recuérdese que son dos las señales que se recuperan de la red eléctrica, es decir, cada uno de los circuitos presentados se fabricaron dos veces, uno para cada portadora. Esta etapa tiene por objetivo modificar la amplitud de la señal recuperada por medio de un potenciómetro. Con ello es posible igualar las amplitudes de las señales recuperadas, permitiendo que puedan ser sumadas sin que una influya más que otra en la suma.

Circuito Sumador:

El circuito sumador mezcla las señales recuperadas en cada portadora en una sola señal de salida. Es importante recordar que para sumar ambas señales recuperadas, éstas deben tener la misma amplitud, de forma que ambas tengan el mismo peso sobre la suma.



La colocación de los interruptores S1 y S2 se realizó para obtener la señal de cada portadora individual y la mezcla de ambas en cada transmisión realizada. Los interruptores se conectan a la señal recuperada o a tierra.

Respuesta del circuito sumador:

Al circuito sumador entran dos señales demoduladas de FM recuperadas de la red eléctrica, con componentes de ruido posiblemente distintas. El sumador simplemente las mezcla en una sola señal de salida tal y como se muestra a continuación.

