



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Apuntes de Receptores

MATERIAL DIDÁCTICO

Que para obtener el título de

Ingeniero en Telecomunicaciones

P R E S E N T A

Josue Eliezer Lorenzo De La Rosa

ASESOR DE MATERIAL DIDÁCTICO

Juventino Cuellar González



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2016

DEDICATORIA:

Este trabajo está dedicado con cariño a mi madre, María Reyna De La Rosa, ya que el reflejo de su esfuerzo y perseverancia se ven reflejados en mi persona por medio de este material. Gracias a su apoyo logre llegar hasta este momento, ella sin titubear estuvo en este largo y a veces difícil camino, no me permitió caer, tuvo la paciencia, la fortaleza y el cariño que caracterizan a una madre, siendo ella la única que creyó en mí en todo momento. Una vida no es suficiente para agradecerle el amor incondicional que me ha brindado y que estoy seguro, lo seguirá haciendo. La mejor manera de recompensarlo es llevar sus enseñanzas y valores cada día de mi vida, emplearlos y transmitirlos con humildad a las siguientes generaciones.

A mi hermano Ahmed Mauricio Lorenzo de la Rosa, quien me apoyo a salir a delante y que tomo el papel de hermano protector.

A mi Universidad que me dio una formación profesional y me brindo la oportunidad de conocer a un sin fin de personas con ideas múltiples que contribuyeron a formar mi carácter.

Finalmente, este material está dedicado a cada una de las personas que creyó en mí a cada instante y que colaboraron con un granito de arena en mi desarrollo profesional y emocional.

Sé que este no es el final, sino el comienzo de una etapa más de mi vida, ahora es el momento de demostrar lo aprendido en esta casa de estudios, sin embargo, también es el momento de aprender más acerca de la vida, hoy y siempre orgulloso alumno de la facultad de ingeniería, hoy y siempre orgullo UNAM.

“El éxito es aprender a ir de fracaso en fracaso sin desesperarse.”

Winston Churchill (1874-1965)

INDICE	Pagina
Descripción del problema	5
Objetivo	5
Descripción del material de apuntes	5
Capítulo 1 Principios básicos de recepción y parámetros principales.....	6
Tema 1.1 Introducción	6
Tema 1.2 Configuración básica del equipo receptor	7
Tema 1.3 Selectividad del receptor.....	8
Tema 1.4 Sensibilidad del receptor.....	10
Tema 1.5 Otros indicadores de calidad del receptor	11
Actividad de repaso capítulo 1.....	12
Capítulo 2 Acoplamiento de impedancias	14
Tema 2.1 Introducción	14
Tema 2.2 Redes de acoplamiento tipo L.....	14
Tema 2.3 Redes de acoplamiento tipo Pi.....	25
Tema 2.4 Redes de acoplamiento tipo T.....	35
Actividad de repaso capítulo 2.....	45
Capítulo 3: Recepción de señales de modulación en amplitud.....	47
Tema 3.1 Circuitos amplificadores de radiofrecuencia.....	47
Tema 3.2 Receptores de señales de Amplitud Modulada	48
Tema 3.3 Receptor de AM sintonizado a radiofrecuencia.....	48
Tema 3.4 Receptor superheterodino de AM	49
Tema 3.5 Conversión de frecuencias en un receptor superheterodino	51
Tema 3.6 Relación de rechazo de frecuencia imagen (IFRR)	55
Tema 3.7 Receptor superheterodino de doble conversión	56
Tema 3.8 Circuitos PLL	61
Tema 3.9 Circuitos detectores de AM.....	62
Tema 3.10 Circuitos de control automático de ganancia	66
Actividad de repaso capítulo 3.....	68
Capítulo 4: Recepción de señales de modulación en ángulo.....	71
Tema 4.1 Modulación y Demodulación de FM	71
Tema 4.2 Estructura de un receptor de FM a nivel de bloques funcionales	72
Tema 4.3 Detector de pendiente	72

Tema 4.4 Discriminador Foster Seeley.....	77
Tema 4.5 Detector de proporción o relación.....	83
Tema 4.6 Detector de cuadratura.....	85
Tema 4.7 de Demodulador FM basado en PLL.....	88
Actividad de repaso capítulo 4.....	91
Capítulo 5: Receptor de señales digitales	94
Tema 5.1 Introducción.....	94
Tema 5.2 Recepción en FSK.....	94
Tema 5.3 Recepción en PSK.....	96
Tema 5.4 Recepción en BPSK.....	97
Tema 5.5 Recepción en QPSK.....	98
Tema 5.6 Recuperación de la portadora.....	99
Tema 5.7 Recuperación de la portadora por medio de lazo cuadrático.....	100
Tema 5.8 Recuperación de la portadora por medio de lazo de costas.....	100
Tema 5.9 Recuperación de la portadora por medio de un remodulador.....	101
Tema 5.10 Recuperación del Reloj.....	102
Actividad de repaso capítulo 5.....	103
Capítulo 6: Receptor óptico	105
Tema 6.1 Introducción.....	105
Tema 6.2 Receptores de detección directa.....	105
Tema 6.3 Fotodetectores.....	107
Tema 6.4 Amplificadores en sistemas de comunicaciones ópticos.....	108
Tema 6.5 Ruido en los receptores ópticos.....	110
Tema 6.6 Sistemas de comunicaciones ópticas digitales.....	110
Tema 6.7 Multicanalización por división de tiempo.....	111
Tema 6.8 Multicanalización por Longitud de onda.....	112
Actividad de repaso capítulo 6.....	116
Anexos.....	118
Índice de Figuras.....	118
Índice de Ejemplos.....	120
Índice de tablas.....	121
Conclusiones	122
Referencias	124

DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Actualmente la asignatura de receptores se encuentra ubicada en el séptimo semestre del programa de la carrera de ingeniería en telecomunicaciones, y debido a que esta carrera es relativamente nueva, se requiere de material didáctico en la gran mayoría de las asignaturas para que los alumnos tengan una opción para complementar su aprendizaje. En el caso particular de la asignatura de receptores hace falta material didáctico que permita al alumno practicar los temas vistos en clase, debido a que en muchas ocasiones las horas de clase no son suficientes para explicar la teoría y a su vez resolver ejemplos, es por ello que en determinadas ocasiones, algunos conceptos no quedan claros en los alumnos y comienzan a crearse algunas deficiencias. Lo anterior provoca que las clases se extiendan más de lo previsto y en consecuencia que los profesores no completen gran parte del temario.

OBJETIVO

Este material didáctico tiene como objetivo facilitar la comprensión de los temas que abarca el temario de estudio de la asignatura de Receptores de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones, está dirigido a los alumnos de esta carrera para que tengan la posibilidad de complementar el aprendizaje fuera del aula. Lo cual brindará la oportunidad a los profesores que imparten esta asignatura a tener más tiempo para aclarar dudas en clases y que el avance del temario de la asignatura en las clases sea mayor. Para ello es necesario que el alumno tenga sólidas bases de las asignaturas precedentes como lo son Dispositivos de Radiofrecuencia y Circuitos de Radiofrecuencia, además para lograr mejores resultados debe trabajar simultáneamente con las clases de la asignatura de receptores y el uso estos apuntes de receptores. Por lo cual se espera que el alumno desarrolle la capacidad de atacar determinados problemas de receptores desde distintos ángulos.

DESCRIPCIÓN DEL MATERIAL DE APUNTES

Este material de apuntes está dividido en seis temas propios del temario de la asignatura de receptores que se ubica incluido en el plan de estudios de la carrera de ingeniería en telecomunicaciones. En cada tema se abarcan los puntos principales, los cuales están explicados brevemente, seguidos de algunos subtemas, también se encuentran algunos ejemplos que brindan la capacidad de comprender mejor el subtema visto. Además, el material de apuntes viene explicado con tablas e imágenes caracterizadas debidamente para facilitar el razonamiento del alumno. Finalmente al término de cada tema se realizó un apartado que contiene una actividad de repaso, que tiene como objetivo que el alumno, ponga a prueba los conocimientos adquiridos en cada tema.

CAPÍTULO 1 PRINCIPIOS BÁSICOS DE RECEPCIÓN Y PARÁMETROS PRINCIPALES

Tema 1.1 Introducción

Los sistemas de comunicaciones siempre han sido un factor relevante en la vida del ser humano, es por ello que conocer sus principios básicos de recepción es de suma importancia para poder comprender y optimizar dichos sistemas de comunicaciones.

Recordando que un sistema de comunicación básico está conformado de tres etapas principales:

- **El transmisor:** Es un conjunto de uno o más dispositivos o circuitos electrónicos que convierte la información de la fuente original en una señal que se presta más a su transmisión a través de determinado medio de transmisión.
- **El medio:** Transporta las señales desde el transmisor hasta el receptor.
- **El receptor:** Es un conjunto de dispositivos y circuitos electrónicos que acepta del medio de transmisión las señales transmitidas y las reconvierte a su forma original.

Debido a que a menudo no es práctico propagar señales de información a través de cables metálicos o de fibra óptica, o a través de la atmósfera terrestre, con frecuencia es necesario modular la información de la fuente, con una señal analógica de mayor frecuencia, llamada portadora. En esencia, la señal portadora transporta la información a través del sistema. La señal de información modula a la portadora, cambiando su amplitud, su frecuencia o su fase. La modulación no es más que el proceso de cambiar una o más propiedades de la portadora, en proporción con la señal de información. [1]

Ahora bien, cualquier información que haya sido enviada por un sistema de comunicaciones de radiofrecuencia tuvo que ser convertida en señal eléctrica gracias a un transductor, enseguida debió ser enviada a través del medio, en este caso la atmósfera o también llamado el espacio libre, en forma de onda electromagnética y luego es propagada en el espacio hasta encontrar un receptor.

Las funciones básicas de cualquier receptor son: recibir correctamente la señal que se encuentra en el medio y reproducir el mensaje transmitido, es decir, demodular la señal. En determinadas ocasiones la potencia de las señales interferentes es mayor a la potencia de la señal que se desea, lo cual complica la recepción de esta misma. Es por ello que en el diseño de receptores se tienen parámetros que prevengan o reduzcan el acontecimiento de dichos eventos, los cuales serán mostrados más adelante.

Tema 1.2 Configuración básica del equipo receptor

En el tema anterior se abordaron los principios básicos de la recepción como fundamento para la comprensión de este tema, por tal motivo el paso siguiente para el razonamiento de los sistemas receptores es conocer la configuración básica de estos mismos. Para ello se ilustra de forma sencilla en la *Figura 1* las etapas que tiene que recorrer cualquier señal para poder ser recuperada.

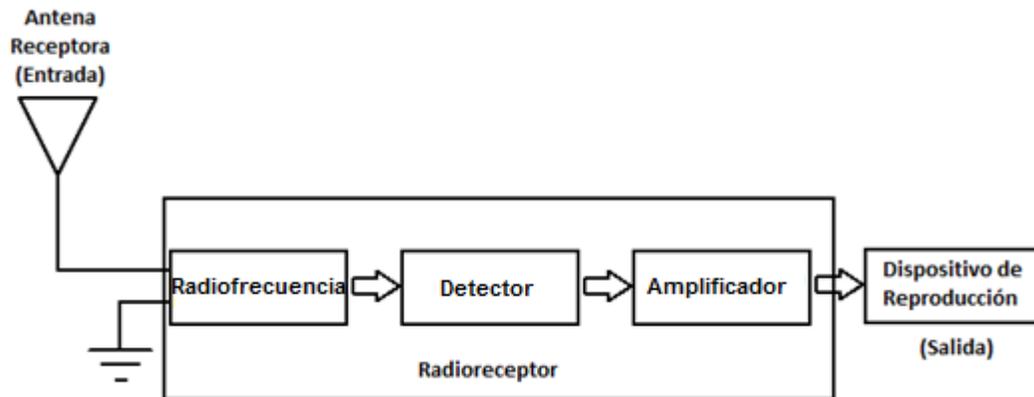


Figura 1. Diagrama de bloques de un sistema de recepción.

Como se puede visualizar en el diagrama de bloques sintetizado del sistema de recepción de la *Figura 1*, se encuentra conformado por cinco etapas las cuales son:

- **Antena Receptora (entrada al sistema):** Su función es la de captar las ondas electromagnéticas que se encuentran en el medio y transformarlas a energía eléctrica.
- **Radiofrecuencia:** Esta etapa es la encargada de amplificar y seleccionar la señal de la portadora que se requiere para recuperar el mensaje, de tal modo que la siguiente etapa (Detector) opere de forma correcta, esto lo lleva a cabo por medio de una o más etapas de amplificación y filtrado.
- **Detector:** Es el encargado de extraer la información que se encuentra en la señal recibida y recuperar la información que se encontraba dentro de la señal modulada.
- **Amplificador:** Es la etapa que lleva acabo la amplificación de la señal ya demodulada.
- **Dispositivo de reproducción (salida del sistema):** Es la etapa final del sistema en ella se encuentra la información transmitida debidamente amplificada y seleccionada, requiere de un dispositivo de salida (monitor, bocina, impresora, etc.) para ser mostrado al usuario según sea el caso (imagen, audio, texto).

Existen varias formas de describir la selectividad de un radioreceptor una de las más comunes es especificar el ancho de banda del receptor en los puntos de -3dB y -60dB, la relación de estos dos últimos arrojarán como consecuencia un nuevo parámetro el cual es denominado **Factor de forma** y está representado en la *Figura 3*.

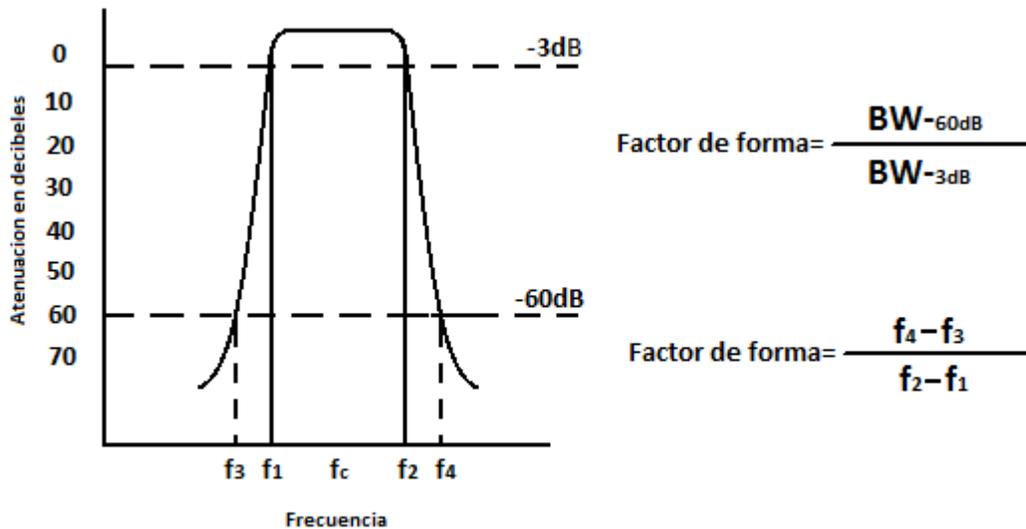


Figura 3. Grafica representativa del factor de forma. [2]

En la *Figura 3* se puede observar que es muy sencillo obtener el factor de forma con referencia a cualquiera de las dos fórmulas empleadas, para obtener el caso ideal mostrado en la *Figura 2* basta con que los anchos de banda a -3dB y a -60dB sean iguales.

Además la selectividad se encuentra fraccionada en dos tipos:

- **Selectividad a una señal:** Esta clase de selectividad se encarga de definir las características amplitud-frecuencia de los filtros de radiofrecuencia y frecuencia intermedia, dejando de lado los efectos no lineales (los cuales provocan que la selectividad sea deficiente) en el momento en el que incide una sola señal en la entrada de radiofrecuencia.
- **Selectividad a varias señales:** Este método modela la capacidad del receptor para separar a la portadora en condiciones normales de operación cuando otras señales inciden junto a ella en el receptor, recordando que los efectos de no linealidad son numerosos (intermodulación, desensibilización, modulación cruzada, conversión de modulación de amplitud a modulación de fase) y por ello es necesario elegir los casos más característicos para facilitar las mediciones, es por ello que es el método más recomendado por la ITU.

Debido a que el uso del espectro radioeléctrico es limitado la selectividad utilizada en los receptores debe ser la máxima posible, sin residuos o con la mínima cantidad de residuos. Una muestra de esto se puede interpretar en el *Ejemplo 1*.

EJEMPLO 1

En la banda comercial de emisión de AM, a cada estación transmisora se le asigna un ancho de banda de 10 kHz. En consecuencia, para que un receptor seleccione sólo aquellas frecuencias asignadas a un solo canal, debe limitar su ancho de banda a 10 kHz. Si la banda de paso es mayor que 10 kHz, se puede recibir y demodular en forma simultánea más de un canal. Si la banda de paso de un receptor es menor que 10 kHz, se rechaza o bloquea una parte de la información de la señal moduladora para ese canal y, en consecuencia, se pierde. [1]

Tema 1.4 Sensibilidad del receptor

La sensibilidad del receptor es la capacidad que tiene el dispositivo para recibir portadoras de pequeña amplitud. La sensibilidad siempre conllevará dos factores de suma importancia que serán la amplificación y el ruido del receptor, ya que mientras se tenga un mayor nivel de amplitud de la portadora y un menor nivel de ruido en la salida del dispositivo, se obtendrá una mayor posibilidad de obtener la calidad necesaria para la reproducción del mensaje.

El voltaje de salida de la portadora dependerá de la amplificación del receptor, entre mayor sea el nivel de amplificación en la etapa de radiofrecuencia, se requerirá un nivel más bajo de la portadora en la entrada del receptor lo cual dará como resultado una mayor sensibilidad.

Desafortunadamente existe un percance que se presenta cuando crece la ganancia de voltaje de la etapa de radiofrecuencia, lo que provoca que el receptor se vuelva más vulnerable a oscilaciones interferentes. Es por ello que la ganancia del receptor es elegida optimizando el intervalo dinámico del receptor y no sólo optimizando la sensibilidad.

En la salida del receptor se pueden presentar tres casos:

- a) La amplitud de la señal útil es de mayor nivel al ruido.
- b) La amplitud de la señal útil es de igual nivel al ruido.
- c) La amplitud de la señal útil es de menor nivel al ruido.

Entonces de estos tres casos el único útil es el primero (inciso a), ya que cuando se presenta esta situación la reproducción de la información del mensaje es relativamente fácil a diferencia de los últimos casos (b y c), los cuales, corren el riesgo de no reproducir completa o correctamente la información del mensaje. Es por ello que se puede dar pauta a decir que la sensibilidad se encuentra limitada por el

ruido, debido a que el mínimo nivel de la portadora que se puede recibir es determinado por el nivel de ruido y no por la amplificación del receptor.

En cualquier análisis de sistemas de comunicación y del funcionamiento de un receptor, se emplea el concepto de relación señal a ruido (S/N, signal-to-noise), que es un número (cociente) que indica las intensidades relativas de la señal y del ruido. Cuanto más intensa sea la señal y más débil sea el ruido, tanto más alta será la relación S/N. Si la señal es débil y el ruido es intenso, la relación S/N será baja y la recepción será menos confiable. El diseño de equipo de comunicaciones tiene como objetivo producir la relación S/N más alta posible. [3]

Es necesario tener en cuenta que dentro del sistema receptor existirán dos tipos de ruido, el ruido interno y el ruido externo. El ruido externo será causado de forma independiente al receptor por actividades realizadas en su entorno tales como ruido industrial, ruido atmosférico o ruido cósmico, etc. En el caso del ruido interno será producido debido al funcionamiento de los elementos que forman el receptor tales como el ruido térmico, ruido de disparo, ruido de baja frecuencia, ruido de alta frecuencia, etc.

Si se elimina el ruido externo del sistema receptor se puede concluir que este tendrá siempre a su lado el ruido interno, por lo cual, se puede definir que el límite de la sensibilidad es el ruido propio del circuito siendo este un parámetro fundamental en el diseño de los receptores.

Tema 1.5 Otros indicadores de calidad del receptor

Existen otros parámetros que permiten percibir la calidad del receptor, que si bien no se profundizará en ellos es necesario conocerlos.

- **Tiempo de sintonización en la señal útil:** Este parámetro permite interpretar el intervalo de tiempo necesario para que el receptor sea capaz de sintonizarse a la frecuencia de la portadora, esto en condiciones normales de operación, se ocupa principalmente en sistemas automáticos o adaptivos.
- **Intervalo de frecuencias de operación (IFO):** Es el parámetro encargado de dar a conocer el intervalo de frecuencias en las cuales operará el receptor, es decir, las frecuencias en las que podrá ser sintonizado, este varía dependiendo su aplicación en la *Tabla 1* se muestran algunos ejemplos.

Tabla 1. Ejemplos de intervalos de frecuencias de operación relevantes.

Aplicación	IFO
Radiodifusión AM	560-1600 KHz
Radiodifusión FM	88-108 MHz
Telefonía celular	800-900 MHz
Radiocomunicación ionosférica	3-30 MHz
Comunicación comercial satelital	4-6 GHz, 12-14 GHz
Radares	100MHz- 30GHz

- **Estabilidad del receptor:** Es aquel parámetro que indica la capacidad que tiene el receptor para obtener la recepción de la portadora útil en un lapso largo de tiempo, sin que la calidad del mensaje se degrade o que se requiera algún ajuste manual.
- **Robustez contra mensajes interferentes:** Este parámetro muestra la capacidad que tiene el receptor de proveer la calidad requerida del mensaje recibido en la antena receptora cuando inciden inmersas otras oscilaciones de diferentes tipos.[4]

Este capítulo tuvo como objetivo mostrar los principios básicos de recepción y los parámetros principales que contiene un dispositivo receptor, debido a que estas bases fueron útiles en la creación de los principales diseños de los dispositivos receptores que se encuentran en la actualidad, con esto, el alumno debe ser capaz de reconocer e interpretar cada una de las características fundamentales que componen a cualquier equipo receptor así como interpretar sus parámetros principales.

Para completar la comprensión y el análisis de los temas previamente vistos se propone resolver la Actividad de repaso del capítulo 1, el cual busca reafirmar los aspectos relevantes de este capítulo.

Actividad de repaso capítulo 1

1. ¿Cuáles son las cinco etapas que tiene que recorrer una señal a la entrada de un sistema receptor?, explica cada una.
2. ¿Qué es la selectividad de un receptor y cuál es su función en el sistema receptor?

3. ¿Cuál es el parámetro que se encarga de determinar la selectividad de un receptor?
4. En tus propias palabras describe que es el factor de forma.
5. ¿Cuántos tipos de selectividad existen, cual es la más recomendada por la ITU y porque?
6. ¿Qué es la sensibilidad de un receptor y cuál es su función en el sistema receptor?
7. La sensibilidad está ligada a dos factores ¿Cuáles son y cómo influyen en el parámetro de la sensibilidad?
8. ¿Cuál es el límite de la sensibilidad? ¿Por qué?
9. ¿Para qué sirve conocer el tiempo de sintonización en la señal útil?
10. ¿Qué es la IFO y para que sirve?
11. ¿Qué permite saber la estabilidad del receptor?
12. ¿Qué es “la robustez contra mensajes interferentes” y por qué es importante conocerla?

CAPÍTULO 2 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

Tema 2.1 Introducción

Cuando se habla de acoplamiento de impedancias lo primero que se debe de tomar en cuenta es que es un factor importante que determina la sensibilidad del equipo receptor, esto debido a que este acoplamiento permitirá un voltaje adecuado que brinde una sensibilidad óptima. Además los acoplamientos de impedancias son utilizados para alcanzar la máxima transferencia de potencia de una fuente ya sea de corriente directa o de corriente alterna a una carga resistiva.

Para el caso del acoplamiento en corriente directa, se puede alcanzar la máxima transferencia cuando la impedancia de la carga Z_L es igual a la impedancia de la fuente Z_S es decir $Z_L = Z_S$, en la *Figura 4* se ilustra en forma de circuito.

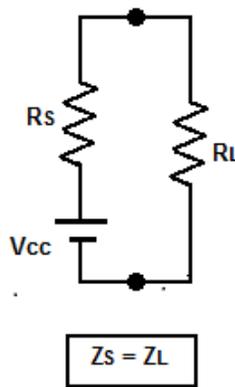


Figura 4. Acoplamiento en DC. [27]

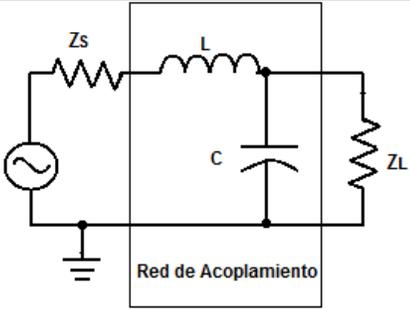
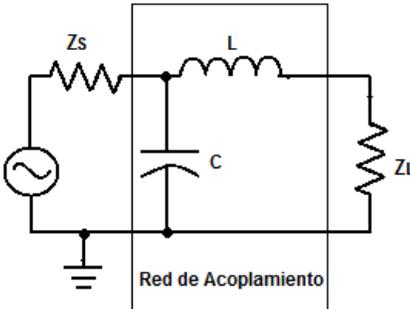
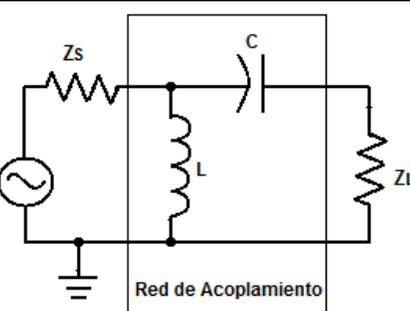
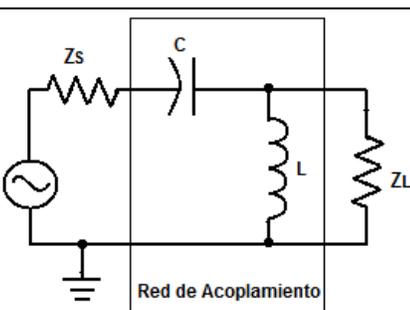
Ahora bien, para realizar un acoplamiento en corriente alterna se dificulta más la tarea de alcanzar la máxima transferencia de potencia de la fuente a la carga, como consecuencia es necesario encontrar el conjugado complejo de la impedancia de la fuente $\overline{Z_S}$ que sea igual a la impedancia de la carga Z_L es decir $\overline{Z_S} = Z_L$. A través del uso de redes de acoplamiento es posible facilitar esta tarea es por ello que se abordaran dichas redes de acoplamiento en los temas posteriores.

Tema 2.2 Redes de acoplamiento tipo L

Como se abordó en el tema anterior para realizar el acoplamiento con una fuente de corriente alterna existen algunos métodos comúnmente utilizados, las primeras redes de acoplamiento son las llamadas tipo L, estas redes pueden estar construidas por cargas reales o complejas. Las redes tipo L se caracterizan por ser las fundamentales, ya que las redes de acoplamiento de los próximos temas estarán conformadas por redes de este género.

Se tienen 4 tipos de redes tipo L tal y como se muestran en la *Tabla 2* con sus características especificadas, para realizar un acoplamiento adecuado se debe realizar un paralelo entre la impedancia de mayor valor Z_{\gg} y la reactancia X más próxima a esta es decir $Z = Z_{\gg} || X$.

Tabla 2. Redes tipo L y características

	Circuito	Tipo de filtro	Casos a utilizar	Corriente Directa
A		Filtro paso bajas	$Z_L > Z_S$	Permite pasar la señal
B		Filtro paso bajas	$Z_L < Z_S$	Permite pasar la señal
C		Filtro paso altas	$Z_L > Z_S$	No permite pasar la señal
D		Filtro paso altas	$Z_L < Z_S$	No permite pasar la señal

En el *Ejemplo 2* se muestra cómo se puede resolver de un problema de acoplamiento tipo L con cargas reales.

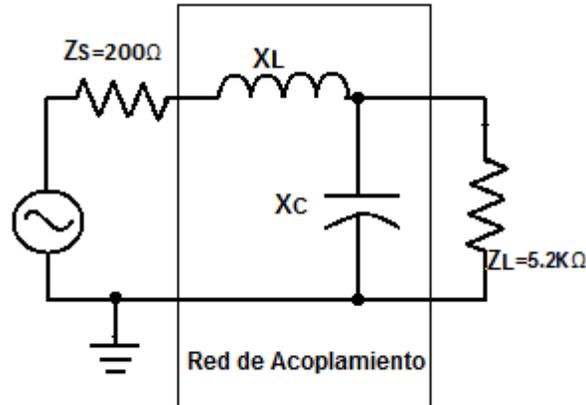
EJEMPLO 2

Se desea diseñar un circuito de acoplamiento tipo L de una fuente de 200Ω a una carga de $5.2K\Omega$ a una frecuencia de 150 MHz. Dentro del diseño se pide que el circuito permita el paso de la corriente directa.

Analizando el problema se observa que debido a los datos que se proporcionan el caso que se utilizará es el **caso A** ya que la resistencia de la carga es mayor a la resistencia de la fuente $Z_L > Z_S$.

¿Pero por qué motivo no se utiliza el **caso C** ya que ambas poseen la misma condición $Z_L > Z_S$?

La respuesta se encuentra en la condición que pide el circuito, ya que es necesario que el circuito permita el paso de la señal de corriente directa, en consecuencia el **caso C** no aplica para la resolución de este problema, debido a que es un filtro paso altas. En la imagen siguiente se observa cómo sería el diseño del circuito.



Ahora lo único que resta realizar es encontrar los valores del inductor y capacitor de la red de acoplamiento L, para ello es necesario trabajar con reactancias. Del curso de circuitos de radiofrecuencia se pueden obtener dos ecuaciones que pueden de ser de gran utilidad.

$$Q_{serie} = \frac{X}{R_{Serie}} \dots (2.1) \quad y \quad Q_{paralelo} = \frac{R_{paralelo}}{X} \dots (2.2)$$

Donde:

Q_{serie} = factor de calidad en serie

$Q_{paralelo}$ = factor de calidad en paralelo

X = reactancia inductiva o capacitiva

R_{serie} = Resistencia de perdidas en serie

$R_{paralelo}$ = Resistencia de perdidas en paralelo

Como en el circuito la resistencia de fuente Z_S está en serie con la reactancia del inductor X se utilizará la ecuación 2.1 para obtener la reactancia inductiva X_L , por otra parte, dado que la resistencia de carga Z_L esta en paralelo con la reactancia del capacitor X se hará uso de la ecuación 2.2 para obtener la reactancia capacitiva X_C .

Analizando el circuito se observa que para este caso la resistencia de pérdidas en serie está representada por la resistencia de la fuente $R_{serie} = Z_S$ y que la resistencia de pérdidas en paralelo está representada por la resistencia de carga $R_{paralelo} = Z_L$ lo cual permite utilizar la ecuación siguiente:

$$R_{paralelo} = (Q^2 + 1) * R_{serie} \dots (2.3)$$

Despejando Q se tiene que:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{paralelo}}{R_{serie}} - 1} \Leftrightarrow Q = \sqrt{\frac{Z_L}{Z_S} - 1} \dots (2.4)$$

Entonces se obtiene el valor del factor de calidad Q sustituyendo los valores Z_S y Z_L en la ecuación 2.4:

$$Q = \sqrt{\frac{5.2K\Omega}{200\Omega} - 1} = 5$$

Dado que $Q_{serie} = Q_{paralelo} = Q$ y teniendo como datos $R_{serie} = Z_S$ y $R_{paralelo} = Z_L$ es posible obtener el valor de las reactancias inductiva y capacitiva despejando de las formulas 2.1 y 2.2:

Despejando la ecuación 2.1

$$X_L = Q_{serie} * R_{serie} ; \quad X_L = Q_{serie} * Z_S ; \quad X_L = 5 * 200\Omega$$

$$X_L = 1000$$

Despejando la ecuación 2.2

$$X_C = \frac{R_{paralelo}}{Q_{paralelo}} ; \quad X_C = \frac{Z_L}{Q_{paralelo}} ; \quad X_C = \frac{5.2K\Omega}{5}$$

$$X_C = -1040$$

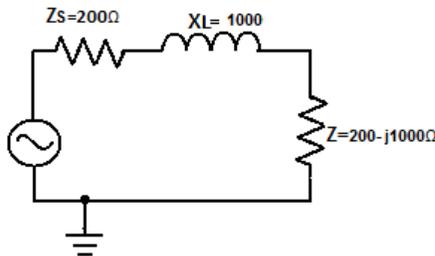
Se debe de tener siempre en cuenta que la reactancia inductiva siempre tendrá signo positivo $+X_L$ y la reactancia capacitiva siempre llevará signo negativo $-X_C$, este signo lo único que representa es un desfaseamiento.

Se realiza la comprobación para demostrar que efectivamente con la formula $Z = Z_{\gg} || X$ se logra el correcto acoplamiento. En este caso la impedancia de mayor valor es Z_L y su reactancia más cercana es la capacitiva X_C por lo tanto se comprobará con dichos datos.

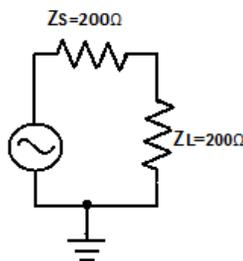
$$Z = Z_L || X_C ; \quad Z = \frac{Z_L * X_C}{Z_L + X_C} ; \quad Z = \frac{5.2K\Omega * -j1040\Omega}{5.2K\Omega + j1040\Omega}$$

$$Z = 200 - j1000\Omega$$

Si se observa en el circuito quedaría de la siguiente manera:



Notando que al hacer el conjugado se consigue acoplar la impedancia de carga con la impedancia de fuente por lo cual al anularse las reactancias el circuito que permanece es similar al siguiente:



Ahora solo hace falta encontrar el valor del inductor y el capacitor necesarios para lograr este acoplamiento con ayuda de las ecuaciones **2.5** y **2.6**.

$$X_C = \frac{1}{\omega * C} \dots (2.5) \quad X_L = \omega * L \dots (2.6)$$

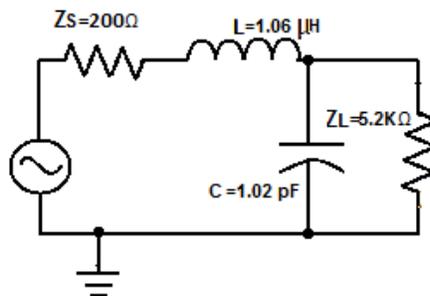
Se despeja el capacitor de la ecuación **2.5** y por otro lado se despeja el inductor de la ecuación **2.6** y se sustituye:

$$C = \frac{1}{(2\pi * 150MHz) * 1040} \quad \text{y} \quad L = \frac{1000}{(2\pi * 150MHz)}$$

Dando como resultado:

$$C = 1.02 \text{ pF} \quad \text{y} \quad L = 1.06 \text{ uH}$$

Con lo cual el diseño final del circuito requerido queda de la siguiente forma:



El método anterior es relativamente fácil ya que las cargas son reales y no hay mucha complejidad en ello. La dificultad aumenta cuando se presentan cargas complejas en el circuito, lo cual complica el método anterior. Afortunadamente se tiene una alternativa fácil para resolver este tipo de problemas por medio del uso de la carta de Smith.

Para ello se debe saber cómo interpretar los trazos básicos de la carta de Smith los cuales están representados en la *Tabla 3*:

Tabla 3. Interpretación de trazos básicos en carta de Smith

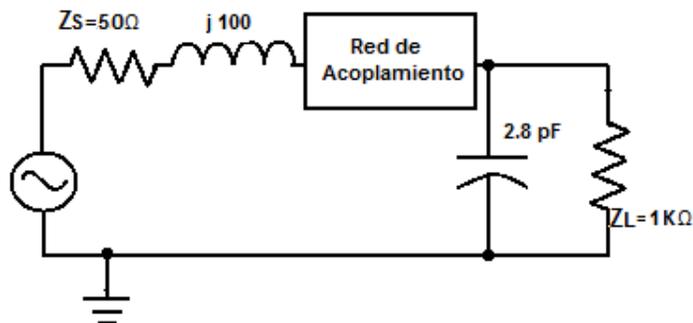
	Trazo	Dirección	Componente	Modo
a		Superior derecha	Inductor	Serie
b		Superior izquierda	Inductor	Paralelo
c		Inferior izquierda	Capacitor	Serie
d		Inferior derecha	Capacitor	Paralelo

Además en este manual se ocupará una carta de Smith que contiene impedancias representadas en color rojo ($Z = \text{Resistencia} \pm j \text{ reactancia}$) y admitancias representadas en color azul ($Y = \text{Conductancia} \pm j \text{ susceptancia}$) en la misma hoja.

En el *Ejemplo 3* se ilustra el procedimiento para resolver un problema de acoplamiento tipo L con cargas complejas con ayuda de la carta de Smith.

EJEMPLO 3

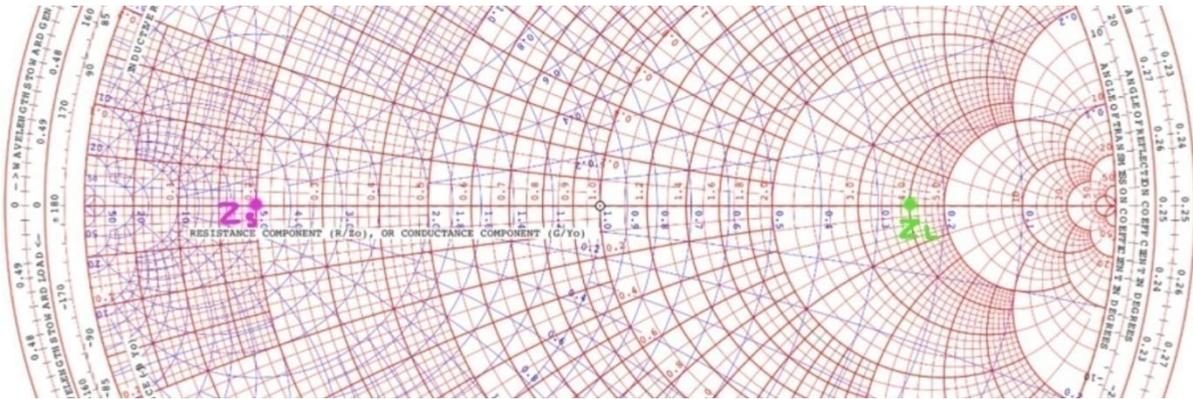
Acoplar la fuente a la carga del diseño siguiente que trabaja a una frecuencia de 200 MHz



El primer paso para poder trabajar con la carta de Smith es encontrar un valor **N** para normalizar la impedancia de carga y la impedancia de fuente para que estos valores entren en la escala de la carta de Smith se recomienda encontrar una **N** que logre que los puntos de la carta de Smith sean lo más cercanos posible al centro de la carta de Smith, en este caso se elegirá **N=250**, obteniendo lo siguiente:

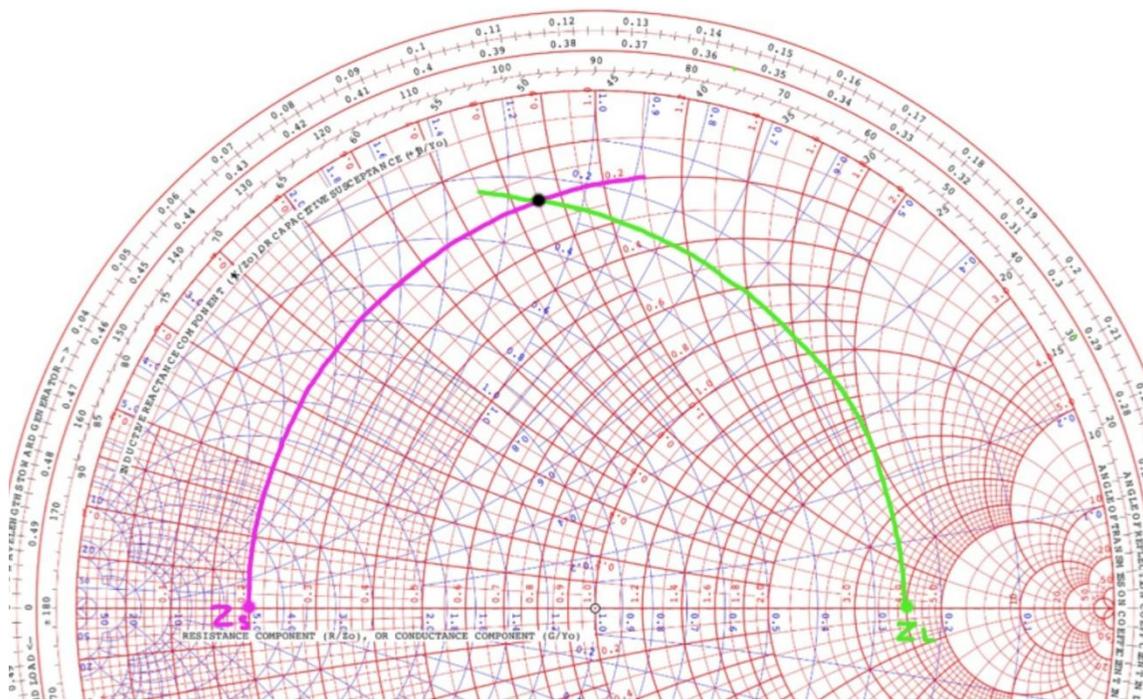
$$\left[Z_{SN} = \frac{Z_S}{N} \dots (3.1) \right] Z_{SN} = \frac{50}{250} = 0.2 \quad ; \quad \left[Z_{LN} = \frac{Z_L}{N} \dots (3.2) \right] Z_{LN} = \frac{1K}{250} = 4$$

Estos dos puntos serán ubicados en la escala de las impedancias es decir la escala roja como se muestra enseguida:



El siguiente paso será desplazarse en ambos puntos hasta que se encuentren uno con otro.

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



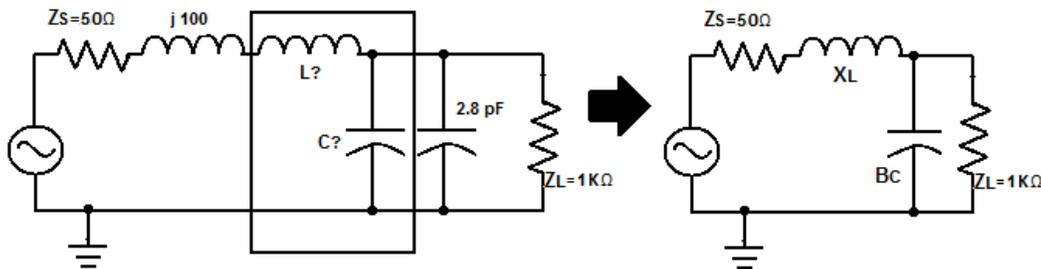
Finalmente se toman los valores de reactancia ($X_{LN} = 0.85$) y susceptancia ($\beta_{CN} = 1.12$) en el punto donde se cruzan ambos y debido a que se va en dirección de la fuente a la carga se interpretan los trazos en esa dirección, es decir el trazo rosa es el punto de la fuente por lo cual la trayectoria inicia en ese punto y corresponde al **caso a** de la **Tabla 3** por lo tanto se tiene un inductor en serie, después se encuentra el trazo verde que corresponde al **caso d** de la misma **Tabla 3** el cual representa un capacitor en paralelo. Al final del ejercicio se muestra en la **Figura 5** el trazo terminado de este ejercicio.

El siguiente paso consiste en desnormalizar los datos de la carta de Smith con ayuda de las formulas **3.3** y **3.4**

$$X_L = X_{LN} * N \dots (3.3) ; X_L = 0.85 * 250 ; X_L = 212.5$$

$$\beta_C = \frac{\beta_{CN}}{N} \dots (3.4) ; \beta_C = \frac{1.12}{250} ; \beta_C = 4.48 * 10^{-3}$$

Se debe tener cuidado en la interpretación de estos dos resultados últimos resultados, ya que lo que indica ese resultado es el valor de un único inductor y un único capacitor para realizar correctamente el acoplamiento tal y como se ve en la figura siguiente:



Ahora se obtienen los valores del capacitor e inductor necesarios para el diseño del circuito:

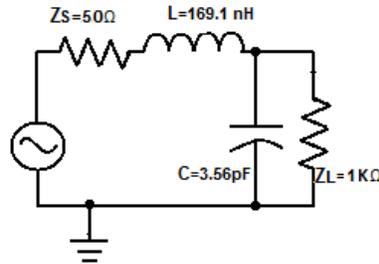
$$\beta_C = \frac{1}{X_C} = \frac{1}{\frac{1}{\omega C}} \dots (3.5) \quad y \quad X_L = \omega L \dots (3.6)$$

Por lo tanto

$$C = \frac{\beta_C}{\omega} = \frac{4.48 * 10^{-3}}{2\pi * 200MHz} ; L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{212.5}{2\pi * 200MHz}$$

$$C = 3.56 pF ; L = 169.1 nH$$

En la figura siguiente se observa el diseño del circuito acoplado pero el problema requiere conocer los valores del capacitor y del inductor necesarios en la red de acoplamiento por lo tanto se deben obtener.



Se sabe que el capacitor del circuito debe valer 3.56 pF y se tiene como dato extra el valor de uno de los capacitores, entonces con realizar un despeje se puede obtener el valor del capacitor restante:

$$C = C_2 + 2.8 \text{ pF} ; \quad 3.56 \text{ pF} = C_2 + 2.8 \text{ pF} \quad C_2 = 3.56 \text{ pF} - 2.8 \text{ pF}$$

$$C_2 = 0.76 \text{ pF}$$

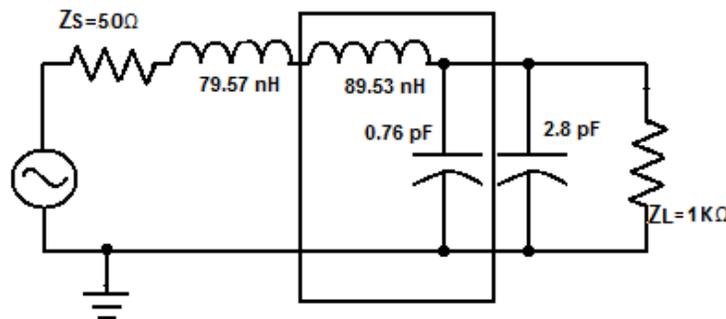
Al igual que en el caso anterior se sabe que el inductor total debe valer 169.1 nH y se tiene como dato extra el valor de la reactancia del inductor por lo cual se debe encontrar el valor de dicho inductor y al igual que en el caso anterior realizar un despeje simple:

$$L_{j100} = \frac{X_L}{\omega} = \frac{100}{2\pi * 200\text{MHz}} = 79.57 \text{ nH}$$

$$L = L_2 + L_{j100} ; \quad 169.1 \text{ nH} = L_2 + L_{j100} ; \quad L_2 = 169.1 \text{ nH} - 79.57 \text{ nH}$$

$$L_2 = 89.53 \text{ nH};$$

Finalmente el circuito requerido en este ejemplo queda del siguiente modo:



NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART ENGS 120	COLOR BY J. COLVIN, UNIVERSITY OF FLORIDA, 1997	DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES

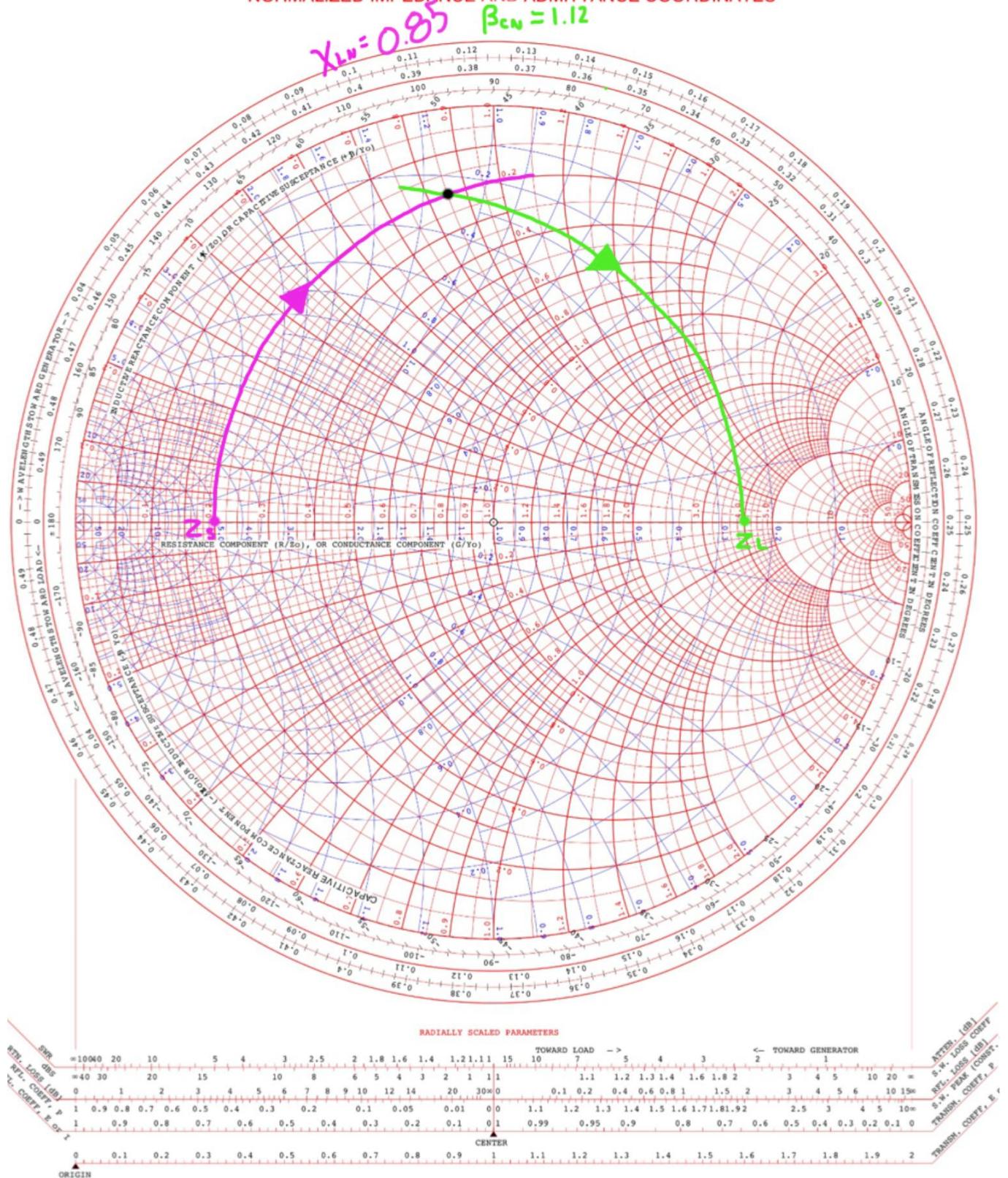


Figura 5. Ejercicio Acoplamiento con cargas complejas con carta de Smith

Tema 2.3 Redes de acoplamiento tipo Pi

Para obtener factores de calidad con valores más altos se pueden acoplar dos redes tipo L conectadas una en contra de otra de tal forma que estas redes logren acoplar la resistencia de la fuente con la resistencia de la carga, esto es posible gracias a una resistencia virtual ($R_{virtual}$) en medio de esta configuración.

Este diseño es mejor conocido como redes de acoplamiento tipo PI. En la *Figura 6* se puede observar la interconexión de las dos redes tipo L con su resistencia virtual, se debe tomar en cuenta que esta resistencia virtual será menor a la resistencia de la fuente y a la resistencia de la carga.

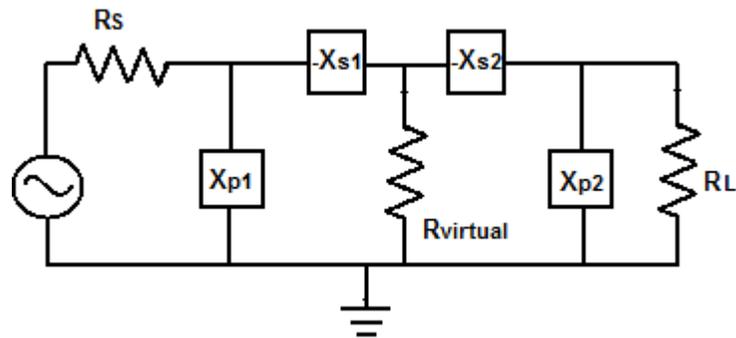


Figura 6. Interconexión de dos redes tipo L. [2]

Mientras tanto en la *Figura 7* se observa la configuración general de una red tipo PI

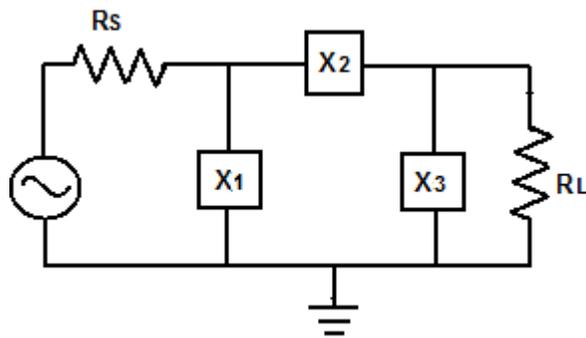


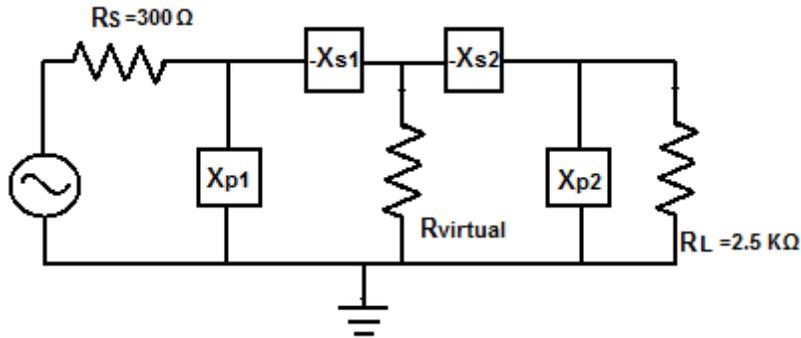
Figura 7. Configuración de una red tipo PI. [2]

En el *Ejemplo 4* se muestra el desarrollo de cuatro posibles soluciones para una red de acoplamiento tipo PI.

EJEMPLO 4

Se requieren diseñar cuatro opciones de redes tipo PI para acoplar una impedancia de fuente de 300Ω a una impedancia de carga de $2.5 K\Omega$ cada una de las redes debe tener un factor de calidad de 20.

Recordando la interconexión de las dos redes tipo L se percata que se requiere obtener cuatro reactancias, dos reactancias en paralelo X_{p1} , X_{p2} y dos reactancias en serie X_{s1} , X_{s2} .



Dado que la resistencia de carga es la de mayor valor se comenzará a resolver la red de acoplamiento por el lado derecho, notando que la $R_{virtual}$ es igual a la resistencia de pérdidas en serie R_{Serie} y que la resistencia de carga R_L es igual a la resistencia de pérdidas en paralelo $R_{paralelo}$ lo cual da pauta a utilizar la fórmula que relaciona la resistencia de pérdida en paralelo con la resistencia de pérdidas en serie y el factor de calidad, observando que tiene como incógnita la resistencia virtual la cual es sencilla de obtener.

$$R_{paralelo} = (Q^2 + 1) * R_{Serie} \dots (4.1)$$

$$R_L = (Q^2 + 1) * R_{virtual} \ ; \ R_{virtual} = \frac{R_L}{(Q^2 + 1)}$$

$$R_{virtual} = \frac{2.5 K\Omega}{(20^2 + 1)} = 6.23 \Omega$$

Dado que $Q_{serie} = Q_{paralelo} = Q$ se podrán utilizar las fórmulas para obtener la reactancia en serie dos y la reactancia en paralelo dos.

$$Q_{paralelo} = \frac{R_{paralelo}}{X_C} \dots (4.2) \ ; \ Q_{serie} = \frac{X_L}{R_{Serie}} \dots (4.3)$$

Interpretando las ecuaciones 4.2 y 4.3 respecto al circuito del extremo derecho se tiene que:

$$Q_{paralelo} = \frac{R_L}{X_{P2}} ; Q_{serie} = \frac{X_{S2}}{R_{virtual}}$$

Despejando y sustituyendo:

$$X_{P2} = \frac{R_L}{Q_{paralelo}} ; X_{S2} = Q_{serie} * R_{virtual}$$

$$X_{P2} = \frac{2.5K\Omega}{20} = 125 ; X_{S2} = 20 * 6.23\Omega = 124.6$$

Ahora se tiene que realizar la red de acoplamiento tipo L del lado izquierdo, para ello se debe tomar en cuenta que ahora la resistencia de fuente R_s será igual a la resistencia de pérdidas en paralelo $R_{paralelo}$ y que nuevamente la resistencia virtual $R_{virtual}$ actuará como resistencia de pérdidas en serie R_{serie} .

Debido a que el factor de calidad fue utilizado en el primer acoplamiento, cambiará su valor en el segundo acoplamiento $Q_{virtual}$ despejándola de la ecuación 4.1, llevando como acoplamiento principal el factor de calidad requerido ($Q=20$) el cual fue utilizado para obtener la resistencia virtual, es por ello que se arrastra su valor en esta última resistencia.

$$Q = \sqrt{\frac{R_{paralelo}}{R_{serie}} - 1} ; Q_{virtual} = \sqrt{\frac{R_s}{R_{virtual}} - 1}$$

$$Q_{virtual} = \sqrt{\frac{300\Omega}{6.23\Omega} - 1} ; Q_{virtual} = 6.86$$

Este nuevo factor de calidad brinda el apoyo para obtener las reactancias en serie y en paralelo dos debido a que $Q_{virtual} = Q_{serie} = Q_{paralelo}$

Interpretando las ecuaciones 4.2 y 4.3 respecto al circuito del extremo izquierdo se tiene que:

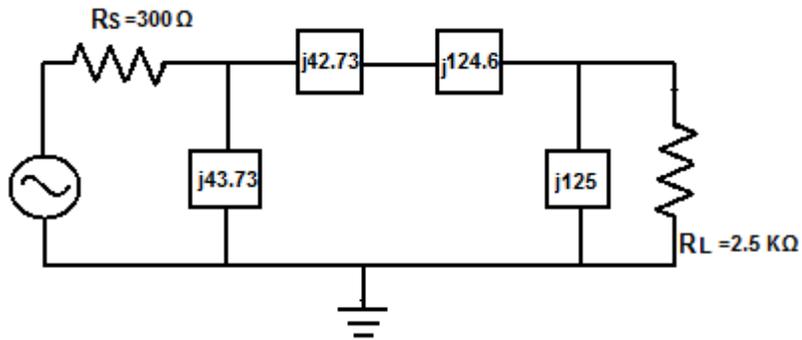
$$Q_{paralelo} = \frac{R_s}{X_{P1}} ; Q_{serie} = \frac{X_{S1}}{R_{virtual}}$$

Despejando y sustituyendo:

$$X_{P1} = \frac{R_s}{Q_{paralelo}} ; X_{S1} = Q_{serie} * R_{virtual}$$

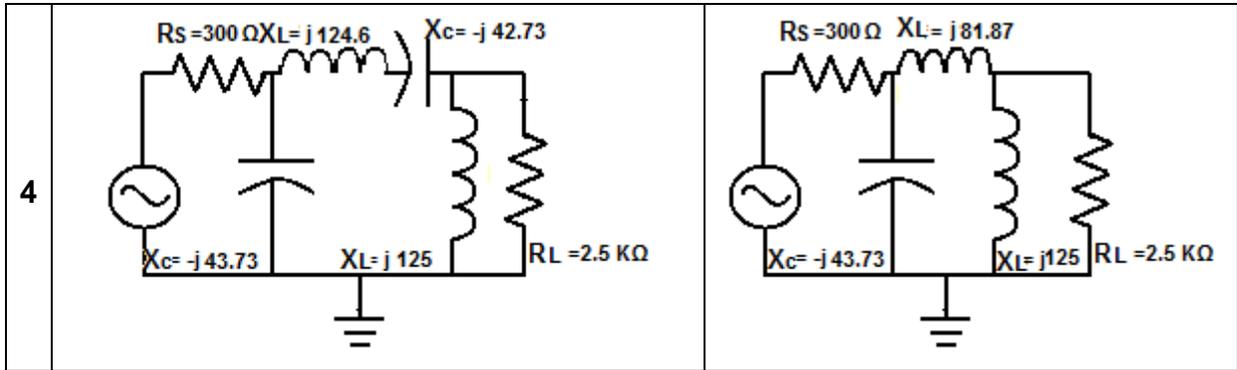
$$X_{P1} = \frac{300\Omega}{6.86} = 43.73 ; X_{S1} = 6.86 * 6.23\Omega = 42.73$$

Por lo tanto el circuito quedaría del siguiente modo en forma de reactancias:



Pero el problema requiere cuatro posibles diseños, por ello y recordando que las reactancias capacitivas tienen signo negativo y las reactancias inductivas signo positivo es posible ofrecer los cuatro diseños mostrados en la siguiente tabla:

1	<p>$R_s = 300 \Omega$ $X_c = -j 42.73$ $X_c = -j 124.6$</p>	<p>$R_s = 300 \Omega$ $X_c = -j 167.6$</p>
2	<p>$R_s = 300 \Omega$ $X_L = j 42.73$ $X_L = j 124.6$</p>	<p>$R_s = 300 \Omega$ $X_L = j 167.6$</p>
3	<p>$R_s = 300 \Omega$ $X_c = -j 124.6$ $X_L = j 42.73$</p>	<p>$R_s = 300 \Omega$ $X_c = -j 81.87$</p>



Con el uso de la carta de Smith es posible simplificar el trabajo de encontrar una red tipo PI para ello se tienen dos casos:

- Primer caso cuando la resistencia de la fuente es mayor a la resistencia de la carga $R_S > R_L$

- **Procedimiento**

- a) Normalizar las impedancias
- b) Ubicar los puntos Z_{LN} y Z_{SN}^* en la carta de Smith ya sea en la gráfica de las impedancias o en la gráfica de las admitancias, ambos puntos deben ser ubicados sobre el mismo tipo de gráfica.
- c) Trazar la curva del factor de calidad.
- d) Encontrar el punto de intersección (I) con el círculo constante de la impedancia de la fuente (G).
- e) Desplazarse desde el punto de la impedancia de la carga hasta la intersección (I) en dos movimientos, tal que el primer movimiento genere un elemento en paralelo y el segundo movimiento genere un elemento en serie.
- f) Finalmente desplazarse desde el punto (I) hasta el conjugado de la impedancia de la fuente a lo largo del círculo constante G con otro elemento en paralelo.

- Segundo caso cuando la resistencia de la carga es mayor a la resistencia de la fuente $R_L > R_S$

- **Procedimiento**

- a) Normalizar las impedancias
- b) Ubicar los puntos Z_{LN} y Z_{SN}^* en la carta de Smith ya sea en la gráfica de las impedancias o en la gráfica de las admitancias, ambos puntos deben ser ubicados sobre el mismo tipo de gráfica.
- c) Trazar la curva del factor de calidad.
- d) Encontrar el punto de intersección (I) con el círculo constante de la impedancia de la fuente (G).
- e) Desplazarse desde el punto de la impedancia de la carga hasta la intersección (I) en un solo movimiento a lo largo del círculo constante (G) con un elemento en paralelo.
- g) Finalmente desplazarse desde el punto (I) hasta el conjugado de la impedancia de la fuente en dos movimientos, tal que el primer movimiento genere un elemento en serie y el segundo movimiento genere un elemento en paralelo. [2]

En el *Ejemplo 5* se puede observar el desarrollo de un problema de red de acoplamiento tipo PI con carta de Smith.

EJEMPLO 5

Se desea diseñar una red de acoplamiento tipo pi para una resistencia de fuente de $25+j25\Omega$ y una resistencia de carga de $2K\Omega$, a una frecuencia de 50 MHz cuyo factor de calidad sea igual a 8.

Desde el inicio se observa que el caso que se usará será el segundo, donde $R_L > R_S$, entonces siguiendo el procedimiento:

- a) Normalizar las impedancias

Normalizando con $N=250$ se obtienen los valores de Z_{SN} y Z_{LN} :

$$Z_{SN} = \frac{Z_L}{N} ; Z_{LN} = \frac{Z_S}{N}$$

$$Z_{SN} = \frac{25 + j25\Omega}{250} ; Z_{LN} = \frac{2K\Omega}{250}$$

$$Z_{SN} = 0.1 + j0.1\Omega ; Z_{LN} = 8$$

- b) Ubicar los puntos Z_{LN} (punto verde **Figura 8**) y Z_{SN}^* (punto morado **Figura 8**) en la carta de Smith ya sea en la gráfica de las impedancias o en la gráfica de las admitancias, ambos puntos deben ser ubicados sobre el mismo tipo de gráfica. Para este caso se utilizó la gráfica de las impedancias.
- c) Trazar la curva del factor de calidad

Para trazar la curva del factor de calidad se debe tomar en cuenta la siguiente ecuación $Q = \frac{X}{R}$, el objetivo es encontrar valores de reactancias y resistencias que al momento de realizar el cociente de estos dos valores arrojen como resultado el valor del factor de calidad deseado, tomando en cuenta que los puntos que se localizan en la carta de Smith tienen la siguiente ecuación $Z = R \pm jX$.

Dado que el factor de calidad se mantendrá constante y los valores de R en la carta de Smith serán los mismos lo único que se debe encontrar es el valor de la reactancia X , por lo tanto $X = Q * R$.

En la siguiente tabla se muestran los valores de R utilizados para obtener los valores de las reactancias X y en la última columna aparece la impedancia con las coordenadas necesarias para ser graficadas en la carta de Smith y así lograr trazar la curva del factor de calidad. Cabe destacar que utilizando los puntos de R mostrados en la tabla se facilita el trazo de la curva del factor de calidad.

Q	R	$X = Q * R$	Z
8	0	0	$0 \pm j0$
8	0.025	0.2	$0.025 \pm j0.2$
8	0.05	0.4	$0.05 \pm j0.4$
8	0.1	0.8	$0.1 \pm j0.8$
8	0.15	1.2	$0.15 \pm j0.2$
8	0.2	1.6	$0.2 \pm j1.6$
8	0.3	2.4	$0.3 \pm j2.4$
8	0.4	3.2	$0.4 \pm j3.2$
8	0.5	4	$0.5 \pm j4$
8	0.6	4.8	$0.6 \pm j4.8$
8	1	8	$1 \pm j8$

En la **Figura 8** marcado en color naranja se encuentra el trazo del factor de calidad requerido respecto a los puntos obtenidos.

- d) Encontrar la intersección (I) con el círculo constante de la impedancia de la fuente (G)

Se visualiza en la **Figura 8** el punto de intersección (I) del círculo constante de la impedancia y de la fuente en un punto negro.

- e) Desplazarse desde el punto de la impedancia de la carga hasta la intersección (I) en un solo movimiento a lo largo del círculo constante G con un elemento en paralelo.

En la **Figura 8** se observa el trazo recorrido desde Z_L hasta el punto de intersección (I) caracterizados con una línea rosa.

- f) Finalmente desplazarse desde el punto (I) hasta el conjugado de la impedancia de la fuente en dos movimientos, tal que el primer movimiento genere un elemento en serie y el segundo movimiento genere un elemento en paralelo.

La **Figura 8** muestra este último paso, caracterizados con una línea rosa que representa la continuación del recorrido del punto anterior, son guiados por flechas que indican la trayectoria que se tomó para ir de la impedancia de la carga normalizada Z_{LN} al conjugado de la carga de la impedancia de la fuente Z_{SN}^* .

También fueron caracterizados los valores de las reactancias y susceptancias obtenidas, esto se llevó a cabo gracias a los tres trayectos que se realizaron, en la **Figura 8** se muestran tres resultados de distinto color, que representan:

1. **Resultado azul:** Primer trayectoria que caracteriza un capacitor en paralelo, el cual inicia su recorrido en el valor 0 y lo termina en el valor 1.25 de la gráfica de las admitancias por lo cual, la resta de los valores 1.25-0 arroja el valor de la susceptancia normalizada del capacitor $1 \beta_{C1N} = j 1.25$.
2. **Resultado Rojo:** Segunda trayectoria que muestra un inductor en serie, el cual inicia su recorrido en 0.8 y lo termina en -0.1 de la gráfica de impedancias por lo cual la resta de los valores 0.8-(-0.1) proporciona el valor de la reactancia normalizada del inductor $1 X_{L1N} = j 0.9$.
3. **Resultado verde aqua:** Tercera trayectoria que arroja un capacitor en paralelo, el cual inicia su recorrido en -0.6 y lo termina en el valor de +0.5 de la gráfica de admitancias, por lo cual la resta de los valores -0.6-0.5 brinda el valor de la susceptancia normalizada del capacitor $2 \beta_{C2N} = j 1.1$.

Se desnormalizan los valores obtenidos, para llevar a cabo esto se debe recordar que como la susceptancia es el inverso de la reactancia, entonces en lugar de desnormalizar multiplicando se debe realizar un cociente:

$$X_{L1} = X_{L1N} * N ; \beta_{C1} = \frac{\beta_{C1N}}{N} ; \beta_{C2} = \frac{\beta_{C2N}}{N}$$

Sustituyendo lo valores obtenidos:

$$X_{L1} = j 0.9 * 250 ; \beta_{C1} = \frac{j 1.25}{250} ; \beta_{C2} = \frac{j 1.1}{250}$$

Resultando:

$$X_{L1} = j 225 ; \beta_{C1} = j 5 * 10^{-3} ; \beta_{C2} = j 4.4 * 10^{-3}$$

Se obtienen los valores del inductor y los capacitores con los datos anteriores:

$$X_L = \omega * L \dots \text{por lo tanto} \dots L = \frac{X_L}{\omega}$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} = \frac{225}{2\pi 50 \text{MHz}}$$

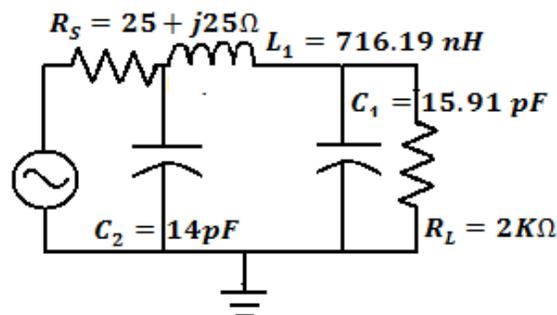
$$L_1 = 716.19 \text{ nH}$$

$$\beta_c = \omega * C \dots \text{por lo tanto} \dots C = \frac{\beta_c}{\omega}$$

$$C_1 = \frac{\beta_{C1}}{\omega} = \frac{5 * 10^{-3}}{2\pi 50 \text{MHz}} ; C_2 = \frac{\beta_{C2}}{\omega} = \frac{4.4 * 10^{-3}}{2\pi 50 \text{MHz}}$$

$$C_1 = 15.91 \text{ pF} ; C_2 = 14 \text{ pF}$$

Por lo cual el diseño del circuito requerido queda de la siguiente manera:



NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES

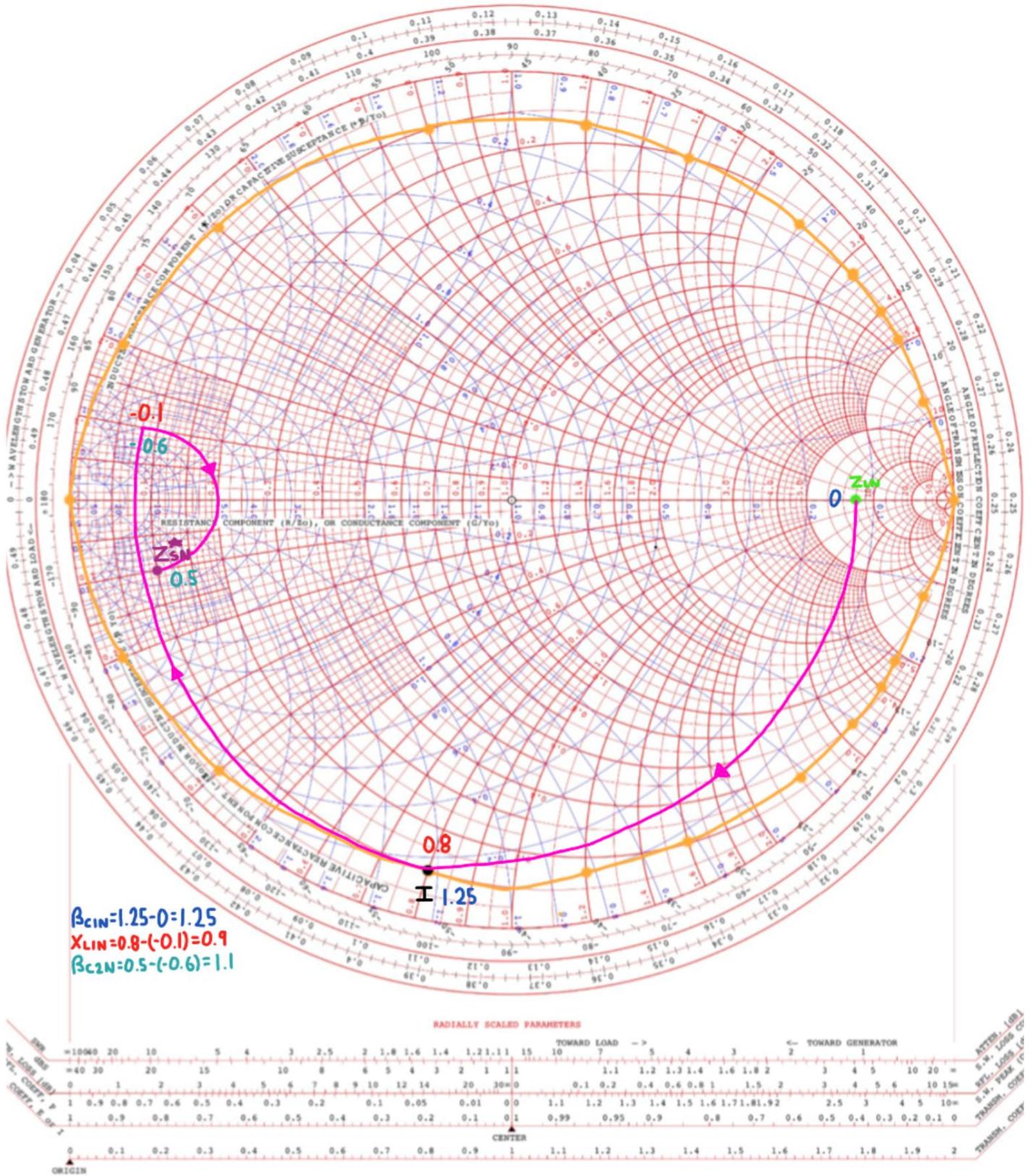


Figura 8. Desarrollo de una red de acoplamiento tipo PI por medio de carta de Smith.

Tema 2.4 Redes de acoplamiento tipo T

Debido a que las redes de acoplamiento tipo L carecen de una buena selectividad, se buscaron alternativas para lograr alcanzar mejores factores de calidad. La primera de ellas (redes de acoplamiento tipo PI) fue mencionada y analizada. La segunda alternativa son las redes tipo T, que tal y como lo dice su nombre es un tipo de configuración que forma la figura de una letra T mayúscula, cabe destacar que estas redes pueden diseñarse para aumentar o reducir impedancias según sea la necesidad del circuito.

Se observa en la *Figura 9* la interconexión de dos redes tipo L con una resistencia virtual la cual proporciona determinado control sobre la respuesta en frecuencia mientras que brinda una compatibilidad perfecta, se debe tomar en cuenta que esta resistencia virtual será mayor a la resistencia de la fuente y a la resistencia de la carga.

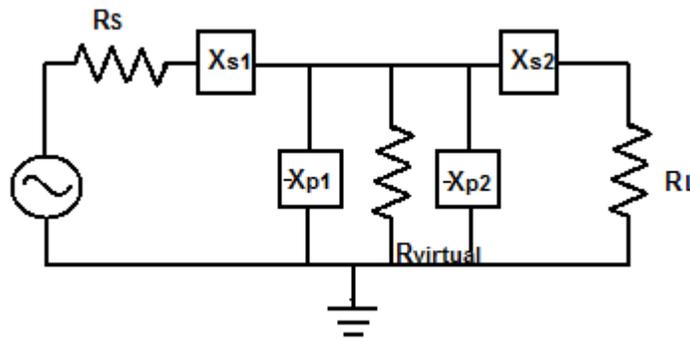


Figura 9. Interconexión de dos redes tipo L. [2]

Mientras tanto en la *Figura 10* se puede observar la configuración general de una red tipo T.

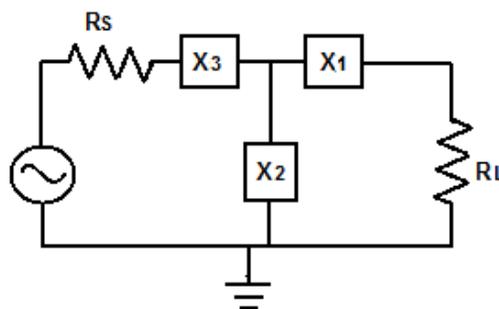


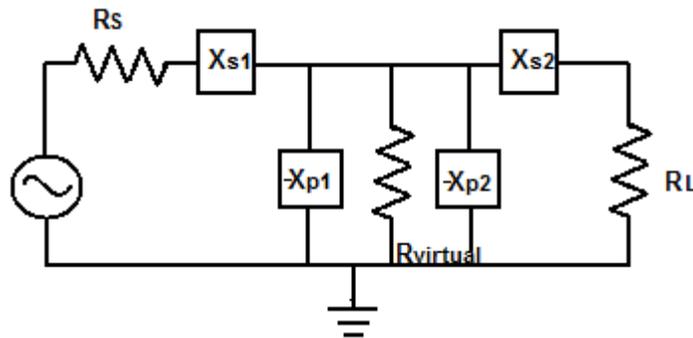
Figura 10. Configuración general de una red de acoplamiento tipo T. [2]

El *Ejemplo 6* muestra la resolución de un problema de acoplamiento de una red tipo T.

EJEMPLO 6

Se requieren diseñar cuatro opciones de redes tipo T para acoplar una impedancia de fuente de 20Ω a una impedancia de carga de 75Ω cada una de las redes debe tener un factor de calidad de 5.

Recordando la interconexión de las dos redes tipo L se visualiza que es necesario obtener cuatro reactancias, dos reactancias en paralelo X_{p1} , X_{p2} y dos reactancias en serie X_{s1} , X_{s2} .



Dado que la resistencia de fuente es de menor valor se comenzará resolviendo la red de acoplamiento del lado izquierdo, notando que la resistencia virtual $R_{virtual}$ es igual a la resistencia de pérdidas en paralelo $R_{paralelo}$ y que la resistencia de fuente R_s es igual a la resistencia de pérdidas en serie R_{serie} .

Lo cual da pauta a utilizar la ecuación que relaciona la resistencia de pérdidas en paralelo con la resistencia de pérdidas en serie y el factor de calidad, observando que se tiene como incógnita la resistencia virtual la cual es sencilla de obtener por medio de la ecuación 5.1.

$$R_{paralelo} = (Q^2 + 1) * R_{serie} \dots (5.1)$$

Interpretando los valores al problema

$$R_{virtual} = (Q^2 + 1) * R_s$$

Sustituyendo:

$$R_{virtual} = (5^2 + 1) * 20 = 520\Omega$$

Dado que $Q_{serie} = Q_{paralelo} = Q$ es posible utilizar las ecuaciones 5.2 y 5.3 para obtener la reactancia en serie uno y la reactancia en paralelo uno.

$$Q_{paralelo} = \frac{R_{paralelo}}{X_C} \dots (5.2); \quad Q_{serie} = \frac{X_L}{R_{Serie}} \dots (5.3)$$

Interpretando las ecuaciones 4.2 y 4.3 respecto al circuito del extremo izquierdo se tiene que:

$$Q_{paralelo} = \frac{R_{virtual}}{X_{P1}} ; Q_{serie} = \frac{X_{S1}}{R_s}$$

Despejando y sustituyendo

$$X_{P1} = \frac{R_{virtual}}{Q_{paralelo}} ; X_{S1} = Q_{serie} * R_s$$

$$X_{P1} = \frac{520\Omega}{5} = 104 ; X_{S1} = 5 * 20\Omega = 100$$

Ahora es necesario realizar la red de acoplamiento tipo L del lado derecho, para ello se tiene que tomar en cuenta que la resistencia de virtual $R_{virtual}$ será igual a la resistencia de pérdidas en paralelo $R_{paralelo}$ y que la resistencia de carga R_L actuará como resistencia de perdidas en serie R_{serie} .

Debido a que el factor de calidad fue utilizado en el primer acoplamiento, cambiará su valor en el segundo acoplamiento $Q_{virtual}$, llevando como acoplamiento principal el factor de calidad requerido ($Q=5$) el cual fue utilizado para obtener la resistencia virtual en consecuencia se arrastra su valor en esta última resistencia.

Despejando de la ecuación 5.1 y sustituyendo

$$Q = \sqrt{\frac{R_{paralelo}}{R_{serie}} - 1} ; Q_{virtual} = \sqrt{\frac{R_{virtual}}{R_L} - 1}$$

$$Q_{virtual} = \sqrt{\frac{520\Omega}{75\Omega} - 1} ; Q_{virtual} = 2.43$$

Con este nuevo factor de calidad es posible apoyarse para obtener X_{P2} y X_{S2} dado que: $Q_{virtual} = Q_{serie} = Q_{paralelo}$

Interpretando las ecuaciones 4.2 y 4.3 respecto al circuito del extremo izquierdo se tiene que:

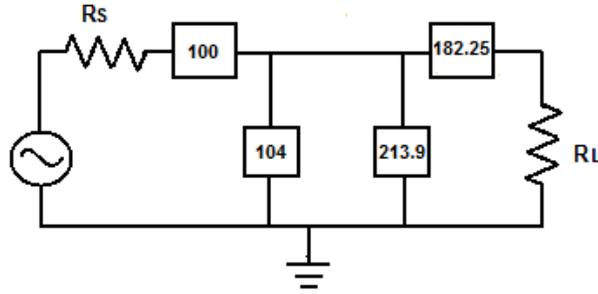
$$Q_{paralelo} = \frac{R_{virtual}}{X_{P2}} ; Q_{serie} = \frac{X_{S2}}{R_L}$$

Despejando y sustituyendo

$$X_{P2} = \frac{R_{virtual}}{Q_{paralelo}} ; X_{S2} = Q_{serie} * R_L$$

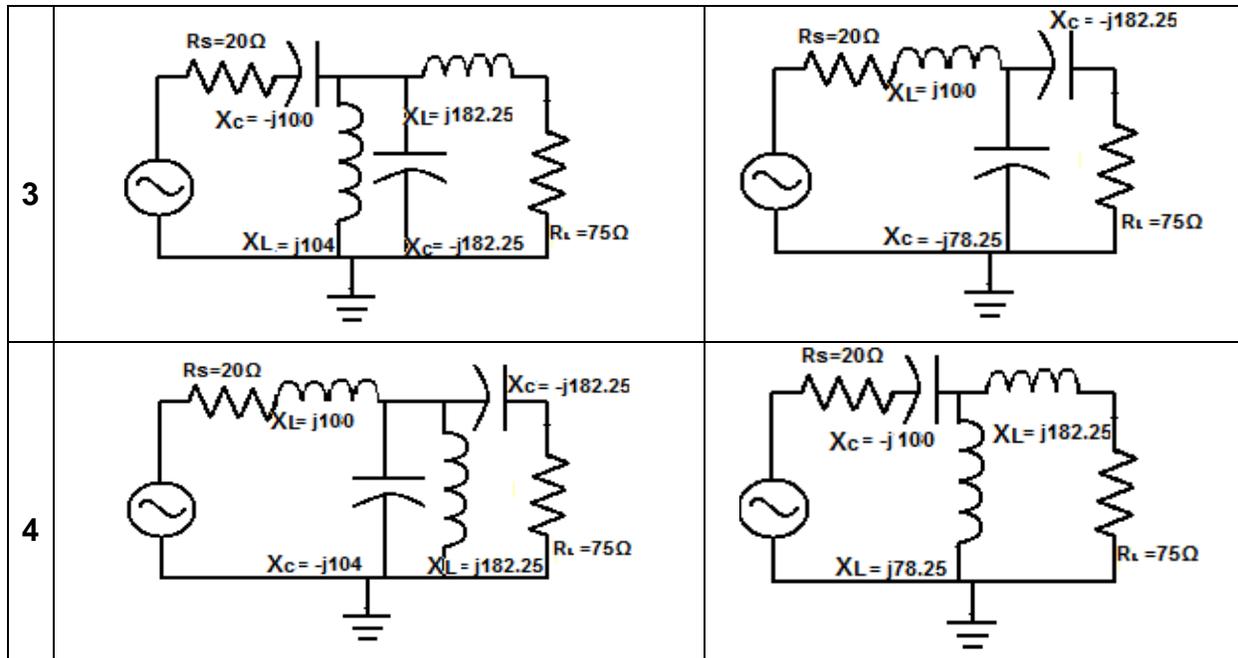
$$X_{P2} = \frac{520}{2.43} = 213.9 ; X_{S2} = 2.43 * 75\Omega = 182.25$$

Por lo tanto el circuito quedaría del siguiente modo en forma de admitancias:



Pero se requieren cuatro posibles diseños, recordando que las reactancias capacitivas tienen signo negativo y las reactancias inductivas signo positivo es posible ofrecer los cuatro diseños mostrados en la siguiente tabla:

1		
2		



Al igual que con las redes de acoplamiento tipo PI con el uso de la carta de Smith es posible simplificar el trabajo de encontrar una red tipo T para ello se tienen dos casos:

- Primer caso cuando la resistencia de la fuente es mayor a la resistencia de la carga $R_S > R_L$

- **Procedimiento**

- a) Normalizar las impedancias.
- b) Ubicar los puntos Z_{LN} y Z_{SN}^* en la carta de Smith ya sea en la gráfica de las impedancias o en la gráfica de las admitancias, ambos puntos deben ser ubicados sobre el mismo tipo de gráfica.
- c) Trazar la curva del factor de calidad.
- d) Encontrar el punto de intersección (I) con el círculo constante de la impedancia de la carga (G) y desplazarse desde la impedancia de la carga Z_{LN} hasta La intersección (I) en un movimiento tal que genere un elemento en serie.
- e) Desplazarse desde el punto de intersección (I) hasta el complejo conjugado de la fuente en dos movimientos, tal que el primer movimiento genere un elemento en paralelo y el segundo movimiento genere un elemento en serie.

- Segundo caso cuando la resistencia de la carga es mayor a la resistencia de la fuente $R_L > R_S$

- **Procedimiento**

- a) Normalizar las impedancias.
- b) Ubicar los puntos Z_{LN} y Z_{SN}^* en la carta de Smith ya sea en la gráfica de las impedancias o en la gráfica de las admitancias, ambos puntos deben ser ubicados sobre el mismo tipo de gráfica.
- c) Trazar la curva del factor de calidad.
- d) Encontrar el punto de intersección (I) con el círculo constante de la impedancia de la carga (G) y desplazarse desde la impedancia de la carga Z_{LN} hasta La intersección (I) en dos movimientos tal que el primero genere un elemento en serie y el segundo movimiento genere un elemento en paralelo.
- e) Finalmente desplazarse desde el punto de intersección (I) hasta el complejo conjugado de la fuente en un movimiento tal que genere un elemento en serie.

En el *Ejemplo 7* se muestra un ejemplo del uso de uno de los procedimientos para acoplar una red tipo T con ayuda de la carta de Smith.

EJEMPLO 7

Se desea diseñar una red de acoplamiento tipo T para una resistencia de fuente de $25+j25\Omega$ y una resistencia de carga de 425Ω , a una frecuencia de 30 MHz cuyo factor de calidad sea igual a 8.

Desde el inicio se puede detectar que el caso que será utilizado es el de $R_L > R_S$, entonces siguiendo el procedimiento se tiene que:

- a) Normalizar las impedancias

Normalizando con $N=250$ es posible obtener los puntos Z_{SN} y Z_{LN} :

$$Z_{SN} = \frac{Z_L}{N} ; Z_{LN} = \frac{Z_S}{N}$$

$$Z_{SN} = \frac{25 + j25\Omega}{250} ; Z_{LN} = \frac{425\Omega}{250}$$

$$Z_{SN} = 0.1 + j0.1\Omega ; Z_{LN} = 1.7$$

b) Ubicar los puntos Z_{LN} (punto rosa **Figura 11**) y Z_{SN}^* (punto verde **Figura 11**) en la carta de Smith ya sea en la gráfica de las impedancias o en la gráfica de las admitancias, ambos puntos deben ser ubicados sobre el mismo tipo de gráfica. Para este ejercicio se trabajará en sobre la gráfica de las impedancias.

c) Trazar la curva del factor de calidad

Para trazar la curva del factor de calidad se debe tomar en cuenta la siguiente formula $Q = \frac{X}{R}$ por lo cual es necesario encontrar valores de reactancias y resistencias que al realizar el cociente de estos dos valores entreguen como resultado el valor del factor de calidad deseado, tomando en cuenta que los puntos que se localizan en la carta de Smith tienen la siguiente formula $Z = R \pm jX$.

Dado que el factor de calidad se mantendrá constante y los valores de R en la carta de Smith serán los mismos lo único que se requiere encontrar es el valor de la reactancia X , por lo tanto $X = Q * R$.

En la tabla siguiente se muestran los valores de R utilizados para obtener los valores de las reactancias X y en la última columna aparece la impedancia con las coordenadas necesarias para ser graficadas en la carta de Smith y así lograr trazar la curva del factor de calidad. Cabe destacar que utilizando los puntos de R mostrados en la tabla se facilita el trazo de la curva del factor de calidad.

Q	R	X = Q * R	Z
8	0	0	$0 \pm j0$
8	0.025	0.2	$0.025 \pm j0.2$
8	0.05	0.4	$0.05 \pm j0.4$
8	0.1	0.8	$0.1 \pm j0.8$
8	0.15	1.2	$0.15 \pm j0.2$
8	0.2	1.6	$0.2 \pm j1.6$
8	0.3	2.4	$0.3 \pm j2.4$
8	0.4	3.2	$0.4 \pm j3.2$
8	0.5	4	$0.5 \pm j4$
8	0.6	4.8	$0.6 \pm j4.8$
8	1	8	$1 \pm j8$

En la **Figura 11** marcado en color naranja se encuentra el trazo del factor de calidad requerido respecto a los puntos obtenidos.

- d) Encontrar el punto de intersección (I) con el círculo constante de la impedancia de la carga (G) y desplazarse desde la impedancia de la carga Z_{LN} hasta la intersección (I) en un movimiento tal que genere un elemento en serie.

Se visualiza en la **Figura 11** el punto de intersección (I) del círculo constante de la impedancia y de la fuente en un punto morado.

- e) Finalmente es necesario desplazarse desde el punto de intersección (I) hasta el complejo conjugado de la fuente en un movimiento tal que genere un elemento en serie.

La **Figura 11** muestra estos dos últimos pasos, caracterizados con una línea negra que son guiados por flechas que marcan la trayectoria que se tomó para ir de la impedancia de la carga normalizada Z_{LN} al conjugado de la carga de la impedancia de la fuente Z_{SN}^* .

También fueron caracterizados en la **Figura 11** los valores de las reactancias y susceptancias obtenidas por medio de distintos colores, esto se llevó a cabo gracias a los tres trayectos que se realizaron:

1. **Resultado azul:** Primer trayectoria que caracteriza un capacitor en serie, el cual inicia su recorrido en el valor 0 y lo termina en el valor 2.9 de la gráfica de las impedancias por lo cual, la resta de los valores 2.9-0 arroja el valor de la reactancia normalizada del capacitor 1 $X_{C1N} = j 2.9$.
2. **Resultado Rojo:** Segunda trayectoria que muestra un capacitor en paralelo, el cual inicia su recorrido en 2.6 y lo termina en 0.8 de la gráfica de admitancias por lo cual la resta de los valores 2.6-0.8 proporciona el valor de la susceptancia normalizada del capacitor 2 $\beta_{C2N} = j 1.8$.
3. **Resultado verde aqua:** Tercera trayectoria que arroja un inductor en serie, el cual inicia su recorrido en 1.25 y lo termina en el valor de 5.0 de la gráfica de impedancias, por lo cual la resta de los valores 5-1.25 brinda el valor de la reactancia normalizada del inductor 1 $X_{L1N} = j 3.75$.

Se desnormalizan los valores obtenidos, para llevar a cabo esto se debe recordar que como la susceptancia es el inverso de la reactancia, entonces en lugar de desnormalizar multiplicando se debe realizar un cociente:

$$X_{L1} = X_{L1N} * N ; X_{C1} = X_{C1N} * N ; \beta_{C2} = \frac{\beta_{C2N}}{N}$$

Sustituyendo:

$$X_{L1} = 3.75 * 250 ; X_{C1} = 2.9 * 250 ; \beta_{C2} = \frac{1.8}{250}$$

Entonces:

$$X_{L1} = 937.5 ; X_{C1} = 725 ; \beta_{C2} = 7.2 * 10^{-3}$$

Se obtienen los valores del inductor y los capacitores con los datos obtenidos:

$$X_L = \omega * L \dots \text{por lo tanto} \dots L = \frac{X_L}{\omega}$$

$$\beta_C = \omega * C \dots \text{por lo tanto} \dots C = \frac{\beta_C}{\omega}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \dots \text{por lo tanto} \dots C = \frac{1}{\omega X_C}$$

Sustituyendo:

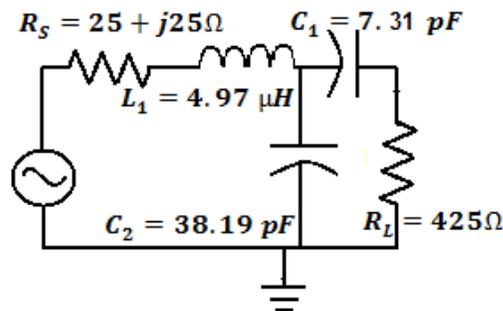
$$L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} = \frac{937.5}{2\pi 30\text{MHz}}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega X_{C1}} = \frac{1}{725 * 2\pi 30\text{MHz}}$$

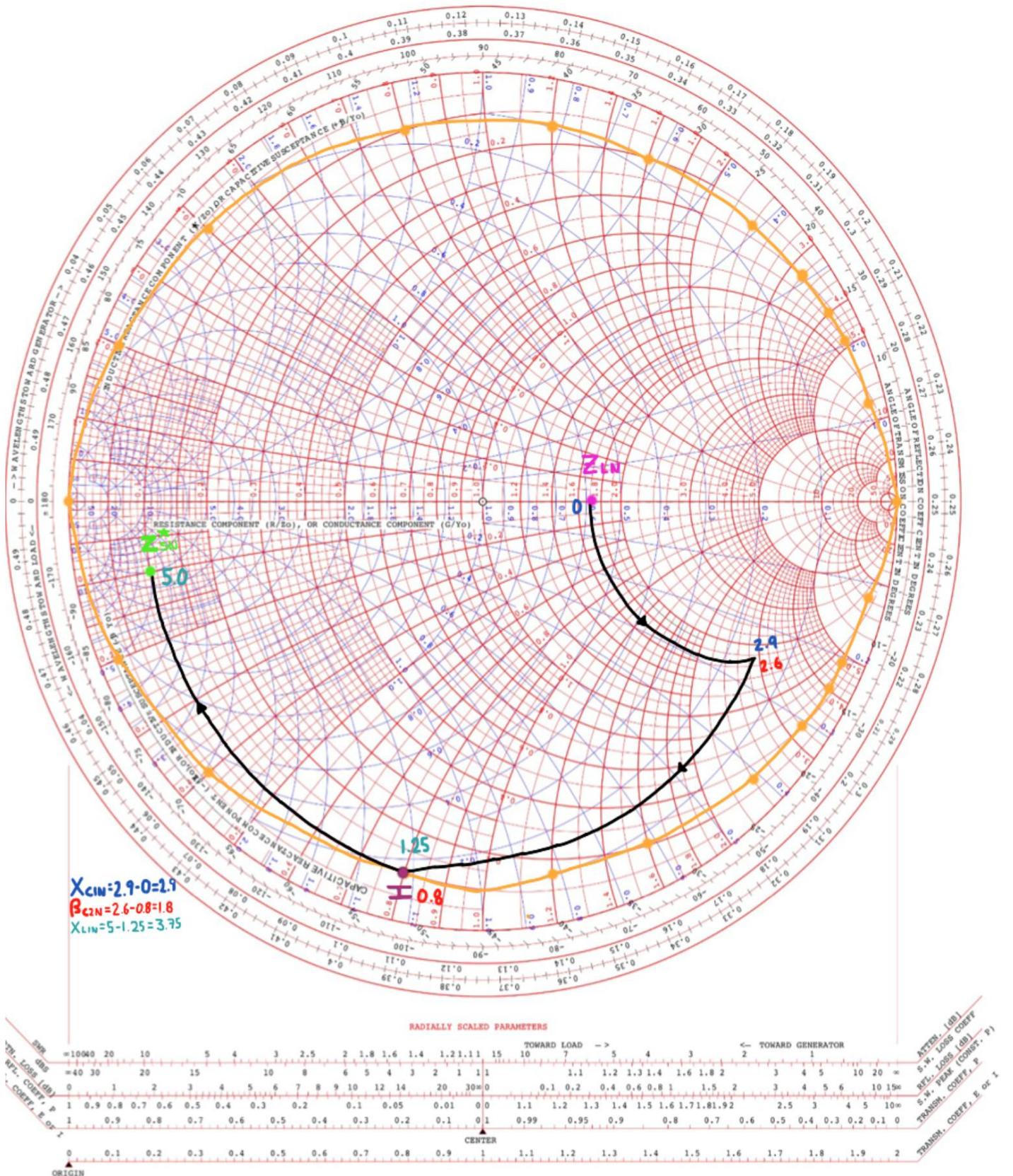
$$C_2 = \frac{\beta_{C2}}{\omega} = \frac{7.2 * 10^{-3}}{2\pi 30\text{MHz}}$$

$$L_1 = 4.97 \mu\text{H} ; C_1 = 7.31 \text{pF} ; C_2 = 38.19 \text{pF}$$

Por lo cual el diseño del circuito que se obtiene es el siguiente:



NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



$X_{CIN} = 2.9 - 0 = 2.9$
 $B_{CIN} = 2.6 - 0.8 = 1.8$
 $X_{LIN} = 5 - 1.25 = 3.75$

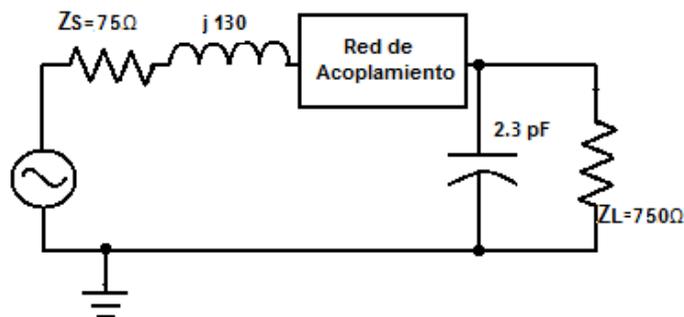
Figura 11. Desarrollo de una red de acoplamiento tipo T por medio de carta de Smith. 44

El capítulo 2 de este material de apuntes busca que el alumno sea capaz de comprender en primera instancia cual es el objetivo para realizar un acoplamiento de impedancias, el cual, es alcanzar la máxima transferencia de potencia de una fuente a una carga.

En segundo plano se espera que el alumno sea capaz de realizar acoplamientos de impedancias en circuitos que se le presenten, para ello el capítulo 2 brinda algunas alternativas para atacar estos acoplamientos de impedancias, es por esto que se recomienda que el alumno pruebe sus capacidades de aprendizaje con la Actividad de repaso del capítulo 2.

Actividad de repaso capítulo 2

1. Se desea diseñar un circuito de acoplamiento de una fuente de 75Ω a una carga de $4.875 \text{ K}\Omega$ a una frecuencia de 75 MHz . Dentro del diseño se pide que el circuito no permita el paso de la corriente directa.
2. Diseñar un circuito de acoplamiento para una impedancia de fuente de 150Ω y una impedancia de carga de $1.3 \text{ [k}\Omega]$ a 200 [MHz] . La red de acoplamiento debe permitir el paso de la corriente directa.
3. Acoplar la fuente a la carga del diseño siguiente que trabaja a una frecuencia de 135 MHz



4. Se requieren diseñar cuatro opciones de redes tipo PI para acoplar una impedancia de fuente de 150Ω a una impedancia de carga de $1.25 \text{ K}\Omega$ cada una de las redes debe tener una factor de calidad de 9.
5. Diseñar una red de acoplamiento tipo Pi mediante uso de carta de Smith para una impedancia de fuente igual a $35 + j15 \Omega$ y una impedancia de carga de 150Ω que opere a una frecuencia de 60 [MHz] con un Q_{eff} igual a 5.

6. Se requieren diseñar cuatro opciones de redes tipo T para acoplar una impedancia de fuente de 35Ω a una impedancia de carga de 100Ω cada una de las redes debe tener un factor de calidad de 3.
7. Diseñar una red de acoplamiento tipo T mediante uso de carta de Smith para acoplar una impedancia de fuente igual a $35+j15\Omega$ con una impedancia de carga igual a 130Ω y que opere a una frecuencia de 50 MHz con un Q_{eff} igual a 5.
8. Diseñar una red de acoplamiento tipo Pi mediante uso de carta de Smith para una impedancia de fuente igual a $15 +j15 [\Omega]$ y una impedancia de carga igual a $130 [\Omega]$ a 75 [MHz] con un Q_{eff} igual a 6.
9. Diseñar una red de acoplamiento tipo T mediante uso de carta de Smith para acoplar una impedancia de fuente igual a $15+j15\Omega$ con una impedancia de carga igual a 100Ω y que opere a una frecuencia de 60 MHz con un Q_{eff} igual a 6.

CAPÍTULO 3: RECEPCIÓN DE SEÑALES DE MODULACIÓN EN AMPLITUD

Tema 3.1 Circuitos amplificadores de radiofrecuencia

En este capítulo se retomarán los conceptos que hacen referencia al proceso de recepción de una señal vistos en el capítulo 1, para esto, es importante recordar que en un dispositivo receptor existe una etapa de radiofrecuencia en donde la amplificación de la señal de entrada es una de sus funciones principales, esta etapa se encuentra inmediatamente a la salida de la antena receptora.

En la etapa de radiofrecuencia viene un circuito resonante seguido de una serie de amplificadores. Por lo tanto, el conjunto de esta etapa tiene como función seleccionar y amplificar a determinado nivel la señal que requiere ser recuperada.

La ventaja que ofrece esta etapa es que incrementa la sensibilidad del receptor debido a que aumenta la intensidad de la señal recibida antes de ser acoplada por mezclador, además brinda al receptor una relación señal a ruido más favorable, lo que quiere decir que aumenta el nivel de la señal con el menor ruido posible.

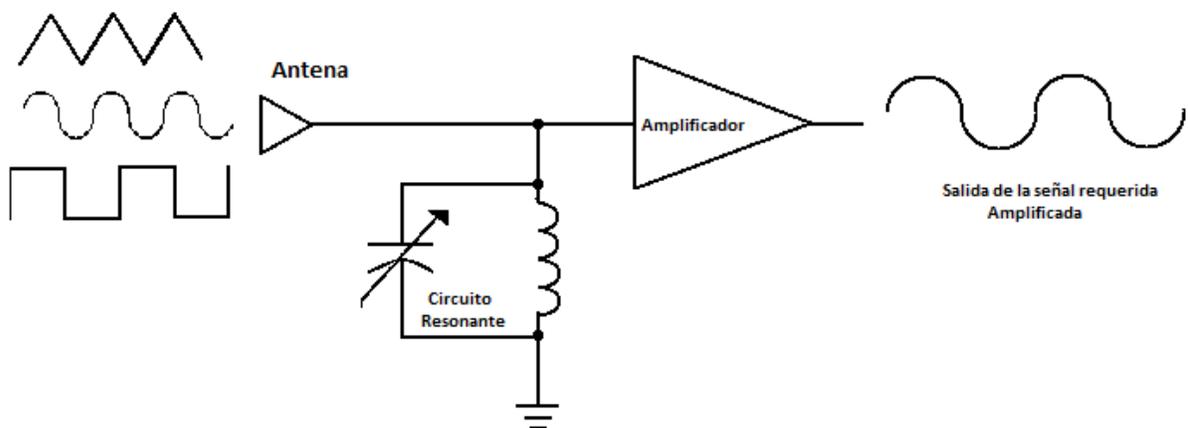


Figura12. Interpretación de la etapa de radiofrecuencia de un dispositivo receptor.

En la *Figura12* se observa como a la entrada del dispositivo receptor llegan varias señales a la antena, después de haber cruzado esta etapa se observa que a su salida se encuentra la señal requerida ya amplificada. Este es el principal objetivo que tiene la etapa dos.

Tema 3.2 Receptores de señales de Amplitud Modulada

Un receptor de AM es un equipo electrónico que tiene como función principal sintonizar canales de radiofrecuencia, para ello el receptor transforma una onda de amplitud modulada a la fuente original de información, es decir, demodula la señal.

Existen dos tipos de receptores básicos:

- **Coherentes:** En este tipo de receptores las frecuencias generadas en el receptor, que se usan para demodulación, se sincronizan con las frecuencias de un oscilador, generadas en el transmisor (el receptor debe tener algún medio de recuperar la portadora recibida y sincronizarse a ella).
- **No Coherentes:** La diferencia que marca este tipo de receptores en cuanto a los coherentes, es que no se generan frecuencias en el receptor, o bien las frecuencias que se usan para demodular son totalmente independientes de la frecuencia de la portadora del transmisor. [1]

La *Figura13* permite ver el efecto que provoca un dispositivo receptor a una señal modulada en AM después de cruzar por él.



Figura13. Efecto de un dispositivo receptor a una señal modulada en AM

Tema 3.3 Receptor de AM sintonizado a radiofrecuencia

También conocido como receptor homodino o radorreceptor con amplificación directa, fue uno de los primeros receptores que entraron a la industria y tenía las ventajas de ser sencillo y económico (cuando se requería sintonizar solo una frecuencia). A pesar de que actualmente su uso es casi nulo estos receptores sirvieron como buena referencia para la evolución de los receptores. Este es un ejemplo claro de un receptor de tipo no coherente.

El funcionamiento de este tipo de receptores es sencillo ya que en ellos la frecuencia recibida se lleva sin modificarla a la etapa de demodulación. A continuación se muestra un diagrama de bloques básico de un receptor de radiofrecuencia sintonizada (*Figura14*), así como el diagrama del circuito (*Figura15*).

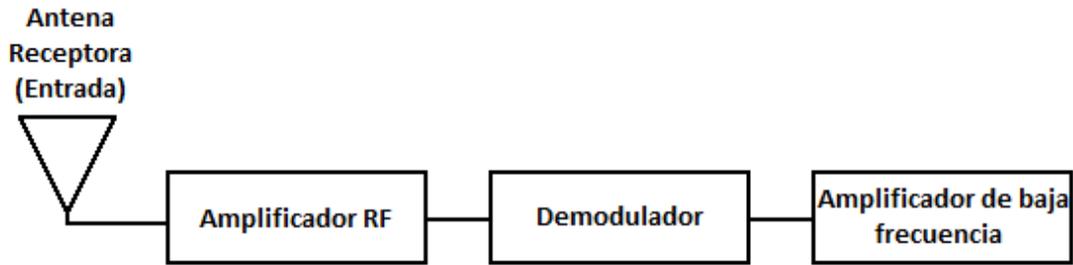


Figura14. Diagrama de bloques básico de un receptor de radiofrecuencia sintonizada

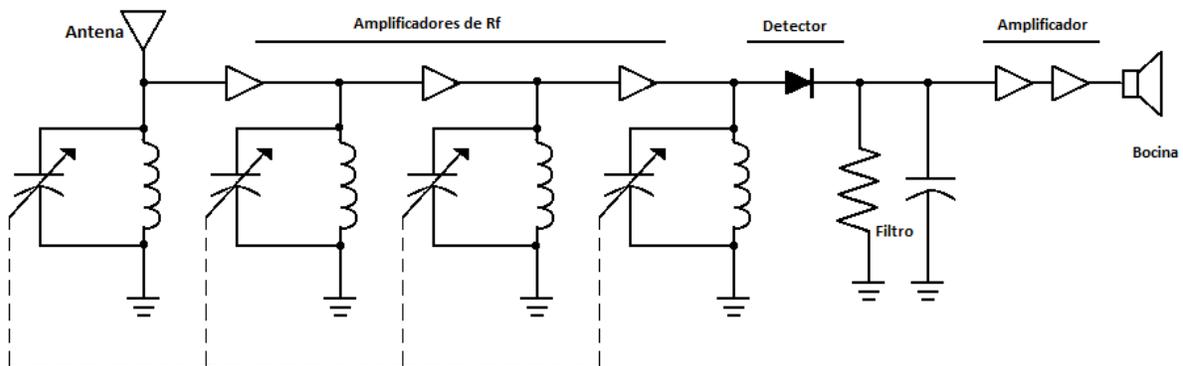


Figura 15. Diagrama del circuito receptor de radiofrecuencia sintonizada.

Un receptor homodino sencillo se compone de una o más etapas de amplificación RF, un demodulador y un amplificador de baja frecuencia, cabe resaltar que la etapa de amplificación de RF está sintonizada a la frecuencia de la portadora, lo cual por desgracia acarrea problemas, ya que si se requiere sintonizar más de una frecuencia el diseño de los amplificadores de RF se vuelve complejo y puede producir respuestas no homogéneas en todo el intervalo de frecuencias, además vuelve poco selectivo al receptor, asimismo con un receptor monocircuito solo se pueden detectar emisoras que se encuentren en cercanías, lo cual lo limita aún más.[6]

Tema 3.4 Receptor superheterodino de AM

En el caso del receptor superheterodino se tiene la característica de que en la etapa de radiofrecuencia además de llevar a cabo la amplificación y el filtrado de la oscilación útil, se efectúa la traslación de la frecuencia de la portadora. Ligado a esto una segunda característica de este tipo de receptor es que usa un circuito mezclador. En la *Figura 16* se puede observar el diagrama de bloques de un receptor superheterodino.

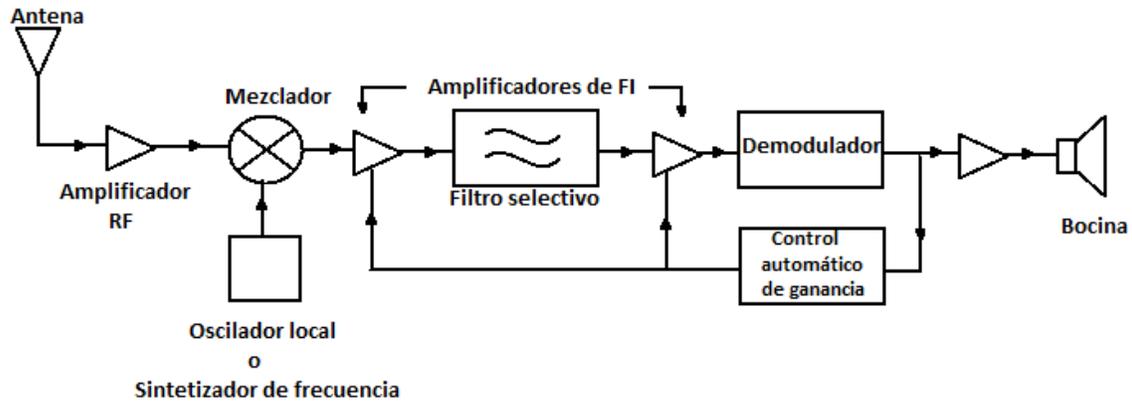


Figura 16. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino. [2]

El funcionamiento del receptor superheterodino según el diagrama de bloques planteado es el siguiente:

Como primer paso, la señal es captada por la antena a una determinada frecuencia y es amplificada por la etapa de radiofrecuencia, enseguida entra al mezclador junto con otra frecuencia generada y proporcionada por el oscilador local, dentro del mezclador ambas frecuencias son sumadas o restadas una con otra. A la salida del mezclador se tiene una nueva frecuencia llamada Frecuencia Intermedia (**FI**), la cual entra a una segunda etapa de amplificación, inmediatamente cruza hacia un filtro selectivo el cual se encarga de seleccionar adecuadamente la señal a demodular.

Después de haber sido seleccionada la frecuencia correctamente entra a una tercera etapa de amplificación, la cual también es una amplificación FI, seguidamente entra a la etapa de demodulación para realizar la recuperación del mensaje, en la salida de esta etapa la señal toma dos caminos, el primero es hacia el Control Automático de Ganancia (**AGC**), el cual se encarga de proporcionar un voltaje que brinda la posibilidad de variar la ganancia del amplificador en función de determinado nivel de salida que sea elegido, lo cual brinda una salida fija y limita las variaciones de entrada.

El segundo camino que toma la señal a la salida del demodulador es hacia la cuarta y última etapa de amplificación llegando finalmente a la salida del dispositivo, en el caso del diagrama de bloques de la *Figura 16* se puede observar que la salida es una bocina.

Una de las principales ventajas de este circuito es que convierte todas las frecuencias de entrada en una frecuencia menor, lo cual permite brindar un nivel fijo de sensibilidad y selectividad con un determinado número de amplificadores. Debido a ello la mayor parte de la selectividad y ganancia se obtiene en la etapa de los amplificadores de FI.

Como principal desventaja se tiene que existe la posibilidad de que el receptor demodule una frecuencia imagen, ocasionando fallas en la recepción del mensaje. En el siguiente tema se profundizará más acerca de lo que representa la frecuencia imagen y cómo interfiere con la frecuencia intermedia.

Tema 3.5 Conversión de frecuencias en un receptor superheterodino

El receptor superheterodino realiza la mayor parte de la amplificación en una frecuencia constante, la cual es denominada frecuencia intermedia o FI, como consecuencia se consiguen ajustes más precisos en los circuitos y se aprovecha al máximo el componente utilizado.

Los receptores superheterodinos realizan la mezcla o heterodinación de la frecuencia de la señal de entrada en la antena (f_{RF}) con una frecuencia generada en un oscilador local (f_{LO}) que se localiza dentro del diseño del receptor. De esta heterodinación se obtiene como resultado dos frecuencias una que es superior a la señal entrante $f_{FI2} = f_{LO} + f_{RF}$ (la cual es la suma de las frecuencias mencionadas antes) y la segunda que es inferior a la señal de entrada $f_{FI1} = f_{LO} - f_{RF}$ (la cual es la resta de las frecuencias mencionadas previamente).

Después es seleccionada una de estas dos frecuencias como la frecuencia intermedia (comúnmente se elige la frecuencia inferior) y es filtrada por medio de un filtro con un alto factor de calidad (Q), enseguida es amplificada y demodulada para finalmente poder reproducir el mensaje.

El uso de frecuencias intermedias ofrece como ventajas gran selectividad al receptor, esto gracias al uso de circuitos sintonizados LC, asimismo permiten tener circuitos más estables con ganancias altas.

Desafortunadamente en este proceso aparecen a su vez ciertas frecuencias parasitas llamadas frecuencia imagen (f_{im}), las cuales son una frecuencia distinta a la portadora seleccionada y producen una frecuencia de producto cruzado que es igual a la frecuencia intermedia.

Esta señal se presenta comúnmente cuando se tiene una frecuencia intermedia baja y la señal a recibir es de frecuencia muy alta. Se encuentra ubicada a dos veces la frecuencia intermedia por arriba ($f_{im2} = f_{RF} + 2f_{FI}$) o por abajo ($f_{im1} = f_{RF} - 2f_{FI}$) de la señal deseada. En la *Figura 17* se observa mejor como está representada la frecuencia imagen.

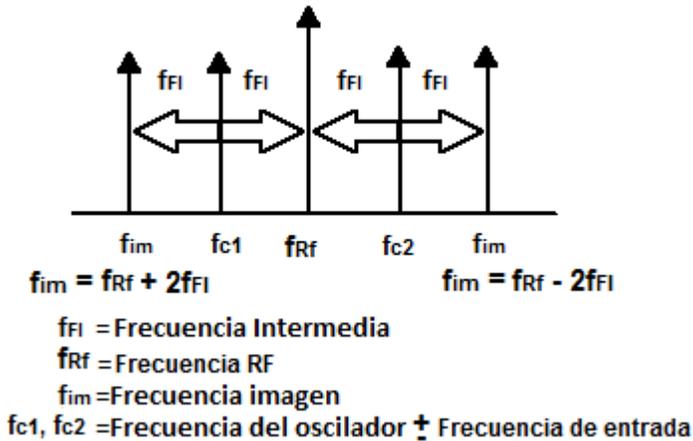


Figura 17. Representación de la frecuencia imagen superior e inferior

El *Ejemplo 8* muestra un ejemplo de la conversión de frecuencias en un receptor superheterodino para comprender a grosso modo su forma de operar.

EJEMPLO 8

Se tiene un receptor superheterodino en el cual se desea recibir una señal de 25 MHz. La frecuencia intermedia de operación que tiene es de 0.5 MHz y el factor de calidad es igual a 10, obtener:

- Las frecuencias imágenes
- Obtener el ancho de banda
- La grafica en una curva de respuesta de un filtro paso banda

Datos: $f_{RF}=25$ MHz, $f_{FI}=0.5$ MHz y $Q=10$

a) Haciendo uso de las ecuaciones vistas, se tiene que:

$$f_{im\ 1} = f_{RF} - 2f_{FI}$$

$$f_{im\ 1} = 25\text{MHz} - 2(0.5\text{MHz})$$

$$f_{im\ 1} = 24\text{ MHz}$$

$$f_{im\ 2} = f_{RF} + 2f_{FI}$$

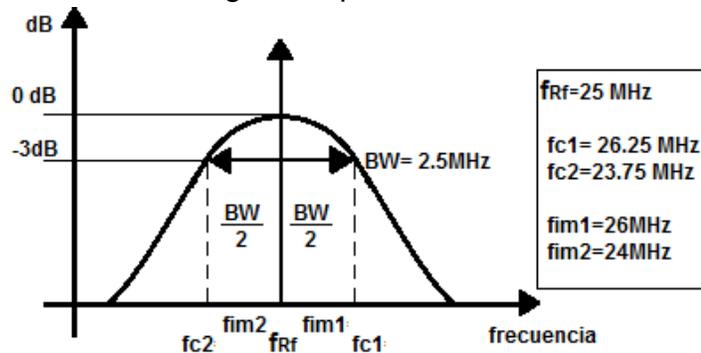
$$f_{im\ 2} = 25\text{MHz} + 2(0.5\text{MHz})$$

$$f_{im\ 2} = 26\text{ MHz}$$

b) Teniendo la frecuencia a la cual se quiere trabajar y el factor de calidad se puede emplear la ecuación vista previamente en el capítulo 1 la cual relaciona estos 3 conceptos, lo único que es necesario que realizar es un simple despeje.

$$Q = \frac{f_o}{BW} ; BW = \frac{f_o}{Q} ; BW = \frac{25 \text{ MHz}}{10} ; BW = 2.5 \text{ MHz}$$

c) La imagen siguiente muestra la gráfica que se obtiene como resultado

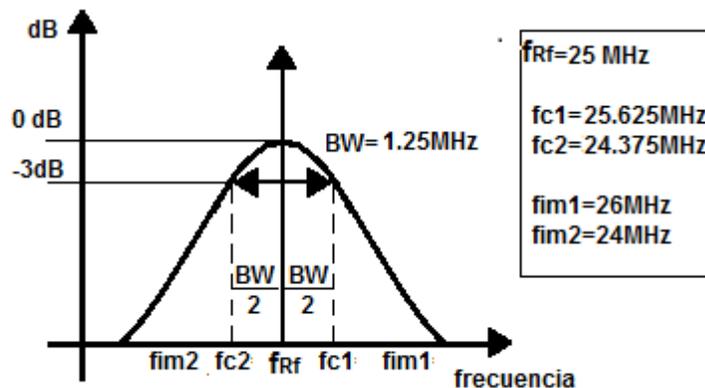


Como se observa las frecuencias imágenes están entrando dentro del rango de la recepción y por ende esto ocasionará errores de recepción por ello se debe solucionar este defecto.

A continuación se plantean dos posibles soluciones:

1. **Incrementar el Factor de calidad:** Al momento de incrementar el factor de calidad se arroja como resultado que el ancho de banda se reduce, por lo cual el rango de recepción es menor.

$$Q = 20 ; BW = \frac{f_o}{Q} ; BW = \frac{25 \text{ MHz}}{20} ; BW = 1.25 \text{ MHz}$$



Se visualiza en la imagen que el ancho de banda disminuye lo cual da como resultado que las frecuencias imágenes queden fuera del rango de recepción, desafortunadamente como es bien sabido es difícil alcanzar factores de calidad de valores altos por lo cual esta solución no es lo suficientemente óptima.

2. **Incrementar la frecuencia intermedia:** Al momento de aumentar la frecuencia intermedia las frecuencias imágenes se alejaran del rango de recepción es por ello que esta es una de las mejores soluciones.

Datos: $f_{RF}=25\text{ MHz}$, $f_{FI}=5\text{ MHz}$, $Q=10$, $BW=2.5\text{ MHz}$

$$f_{im\ 1} = f_{RF} - 2f_{FI}$$

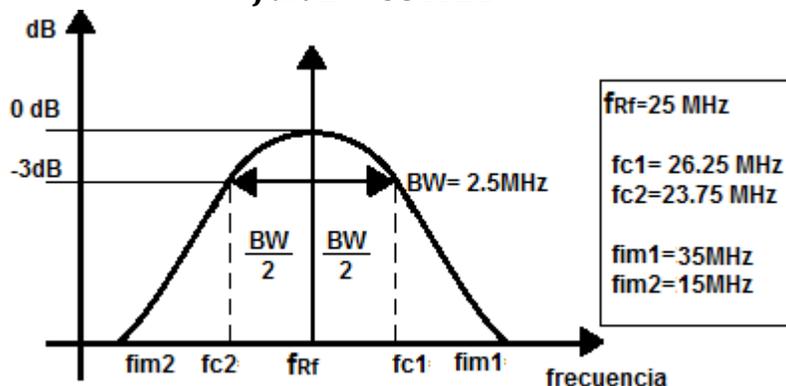
$$f_{im\ 1} = 25\text{MHz} - 2(5\text{MHz})$$

$$f_{im\ 1} = 15\text{ MHz}$$

$$f_{im\ 2} = f_{RF} + 2f_{FI}$$

$$f_{im\ 2} = 25\text{MHz} + 2(5\text{MHz})$$

$$f_{im\ 2} = 35\text{ MHz}$$



Con esta modificación se observa que es más sencillo dejar fuera las frecuencias imágenes del rango de recepción, pero mientras más alta sea su frecuencia intermedia será más complicado el proceso de demodulación. Sin embargo es la opción más accesible.

Si se realiza la combinación de ambos casos es posible reducir la probabilidad de frecuencias imágenes teniendo un adecuado factor de calidad **Q** y una frecuencia intermedia lo suficientemente alta para alejar a las frecuencias imágenes de la recepción y lo suficientemente baja para no complicar el proceso de demodulación.

Tema 3.6 Relación de rechazo de frecuencia imagen (IFRR)

La relación de rechazo de frecuencia imagen (Image-frequency rejection ratio), es una medida numérica que indica la capacidad que tiene un preselector para rechazar la frecuencia imagen. Para un preselector de sintonía única, la relación de su ganancia en la RF deseada, entre la ganancia a la frecuencia imagen, es la IFRR. La definición de la IFRR es: [1]

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

Cuidado: En este caso Q representa el factor de calidad del preselector

$$IFRR_{dB} = 10 \log IFRR$$

Donde:

$$\rho = \frac{f_{im}}{f_{RF}} - \frac{f_{RF}}{f_{im}}$$

En el *Ejemplo 9* se observa la resolución de un problema sencillo haciendo uso de la ecuación relación de rechazo de frecuencia imagen.

EJEMPLO 9

Para un receptor de banda comercial de AM con frecuencias $FI=455$ KHz, $f_{RF}=800$ KHz y un factor de calidad $Q=75$. Determinar:

- a) La frecuencia Imagen
- b) La relación de rechazo frecuencia Imagen

a) Con los datos de la frecuencia RF y la frecuencia intermedia es posible despejar de la ecuación previamente vista

$$f_{im} = f_{RF} + 2fFI = 800KHz + 2(455KHz)$$
$$f_{im} = 1710 KHz$$

b) Como se tienen todos los datos lo único que es necesario obtener es ρ y sustituir:

$$\rho = \frac{f_{im}}{f_{RF}} - \frac{f_{RF}}{f_{im}} = \frac{1710 KHz}{800 KHz} - \frac{800 KHz}{1710 KHz} = 1.66$$

$$IFRR = \sqrt{1 + 75^2 * 1.66^2} = 124.5$$

Convirtiéndolo a decibeles se obtiene que:

$$IFRR_{dB} = 10 \log IFRR = 10 \log 124.5 = 20.95 dB$$

Tema 3.7 Receptor superheterodino de doble conversión

En algunos casos como se vio en el *Ejemplo 8* las condiciones de diseño del receptor superheterodino son más restrictivas por lo que deberá ser implementado un amplificador en alta frecuencia con un ancho de banda pequeño.

En el caso que no pueda llevarse a cabo ninguna de las soluciones planteadas en el *Ejemplo 8* como incrementar la frecuencia intermedia o hacer el factor de calidad más grande, se tiene la alternativa de utilizar un receptor superheterodino de doble conversión. En la *Figura 18* se puede observar el diagrama de bloques de un receptor superheterodino de doble conversión.

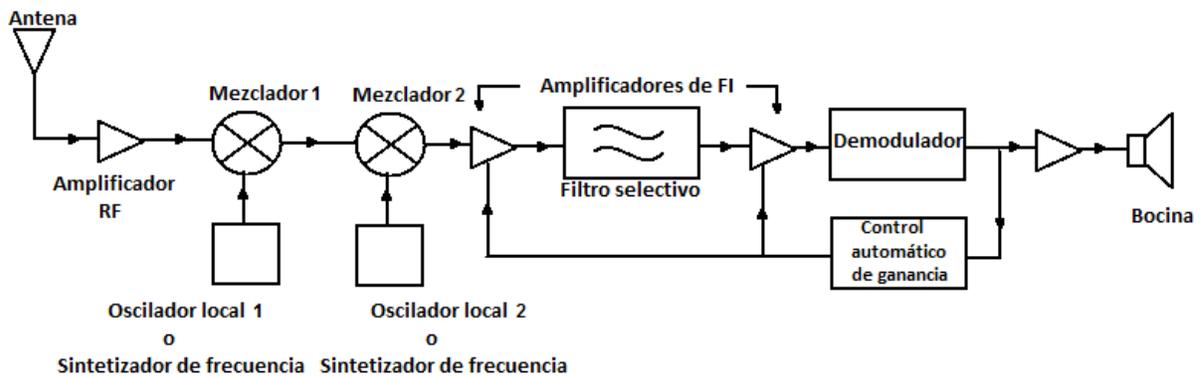


Figura 18. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino de doble conversión. [2]

Se percibe a simple vista que las únicas modificaciones que tiene este tipo de receptor son un mezclador y un oscilador extra, lo que provoca como consecuencia otra frecuencia intermedia la cual será llamada frecuencia intermedia dos. Su funcionamiento es igual al receptor superheterodino común, con la excepción de que la frecuencia de la salida del primer mezclador ($f_{FI1} = f_{O1} - f_{RF}$) es sumada en el segundo mezclador junto a la frecuencia del segundo oscilador local, ofreciendo como resultado una frecuencia intermedia dos ($f_{FI2} = f_{O2} + f_{FI1}$).

La ventaja que provee el segundo oscilador es que debido a que es de frecuencia fija brindará la posibilidad de tener una frecuencia intermedia dos (f_{FI2}) muy baja y por consecuente se obtendrá una selectividad muy alta.

Además el primer mezclador es el encargado de eliminar las frecuencias imágenes ya que es capaz de recibir frecuencias muy altas, es por ello que esta es la forma más óptima de solucionar el problema de las frecuencias imágenes.

Este tipo de receptor tiene una restricción, la cual indica que el ancho de banda del bloque de radiofrecuencia debe ser menor a dos veces la frecuencia intermedia

($BW_{RF} < 2f_{FI1}$) por lo cual se tendrá que la frecuencia intermedia dos será menor a la frecuencia intermedia uno ($f_{FI2} < f_{FI1}$).

El *Ejemplo 10* muestra la resolución de un problema basado en un receptor superheterodino de doble conversión.

EJEMPLO 10

Por medio de un receptor superheterodino de doble conversión se busca recibir un intervalo de frecuencias que vayan desde los 220 MHz hasta 224 MHz, a la salida del mezclador uno se tiene una frecuencia intermedia uno igual a 10.7 MHz y a la salida del mezclador número dos se tiene una frecuencia intermedia dos igual a 1.5 MHz, y un factor de calidad de 10 obtener:

- a) El Intervalo de sintonía del primer oscilador local
- b) La frecuencia del segundo oscilador local
- c) Las frecuencias imágenes
- d) La grafica en una curva de respuesta del filtro paso banda

Datos: $f_s=(220 \text{ MHz a } 224 \text{ MHz})$, $f_{FI1}=10.7 \text{ MHz}$, $f_{FI2}=1.5 \text{ MHz}$ y $Q=10$

- a) Tomando en cuenta que el oscilador local 2 es fijo es posible percatarse que el intervalo de frecuencias se requiere es el del oscilador local 1, el cual es fácil de obtener con la ecuación: $f_{FI1} = f_{O1} - f_s \dots (9.1)$ debido a que se tiene como dato el intervalo de frecuencias que se desea f_s y la frecuencia f_{FI1} , por lo tanto solo es necesario despejar la frecuencia f_{O1} .

Despejando f_{O1} y sustituyendo f_s en los extremos del intervalo requerido y a f_{FI1} de la ecuación 9.1:

$$f_{O1} = f_{FI1} + f_s$$

$$f_{O1} = 10.7 \text{ MHz} + 220 \text{ MHz}$$

$$f_{O1} = 230.7 \text{ MHz}$$

$$f_{O1} = 10.7 \text{ MHz} + 224 \text{ MHz}$$

$$f_{O1} = 234.7 \text{ MHz}$$

Por lo cual el rango requerido será:

$$f_{O1(220\text{MHz}-224\text{MHz})} = 230.7 \text{ MHz a } 234.7 \text{ MHz}$$

- b) Dado que se tienen ambas frecuencias intermedias (f_{FI2} , f_{FI1}), es posible utilizar la ecuación $f_{FI2} = f_{O2} - f_{FI1} \dots(9.2)$ y realizar un despeje nuevamente pero ahora de la frecuencia f_{O2} .

Despejando f_{O2} y sustituyendo f_{FI1} y a f_{FI2} de la ecuación 9.2:

$$f_{O2} = f_{FI2} + f_{FI1}$$

$$f_{O2} = 1.5 \text{ MHz} + 10.7 \text{ MHz}$$

$$f_{O2} = 12.2 \text{ MHz}$$

- c) Recordando la ecuación de la frecuencia imagen se tiene que $im = fs \pm 2f_{FI1}$ donde se percibe que es posible obtener el rango de frecuencias imágenes gracias a que se tiene el rango de frecuencia deseada fs y la frecuencia f_{FI1} .

$$im = fs \pm 2f_{FI1}$$

$$im1 = 220 \text{ MHz} + 2(10.7 \text{ MHz}) = 241.4 \text{ MHz}$$

$$im1' = 220 \text{ MHz} - 2(10.7 \text{ MHz}) = 198.6 \text{ MHz}$$

$$im2 = 221 \text{ MHz} + 2(10.7 \text{ MHz}) = 242.4 \text{ MHz}$$

$$im2' = 221 \text{ MHz} - 2(10.7 \text{ MHz}) = 199.6 \text{ MHz}$$

$$im3 = 222 \text{ MHz} + 2(10.7 \text{ MHz}) = 243.4 \text{ MHz}$$

$$im3' = 222 \text{ MHz} - 2(10.7 \text{ MHz}) = 200.6 \text{ MHz}$$

$$im4 = 223 \text{ MHz} + 2(10.7 \text{ MHz}) = 244.4 \text{ MHz}$$

$$im4' = 223 \text{ MHz} - 2(10.7 \text{ MHz}) = 201.6 \text{ MHz}$$

$$im5 = 224 \text{ MHz} + 2(10.7 \text{ MHz}) = 245.4 \text{ MHz}$$

$$im5' = 224 \text{ MHz} - 2(10.7 \text{ MHz}) = 202.6 \text{ MHz}$$

De aquí se puede observar que el rango de las frecuencias imágenes es de:

$$im = 241.4 \text{ MHz a } 245.4 \text{ MHz}$$

$$im' = 198.6 \text{ MHz a } 202.6 \text{ MHz}$$

Cabe resaltar que no es necesario realizar todas las operaciones solo por fines de visualización se muestra todo el desarrollo, se puede notar que las operaciones que son forzosamente necesarias son las de las frecuencias imágenes de 220 MHz y 224 MHz que son los extremos del rango que requiere el problema.

Las frecuencias imágenes que se encuentran más cercanas al rango de recepción son *fm5'* y *fm1* es por ello las que se debe verificar que no se encuentren cerca del rango de recepción.

$$fm1 = 241.4 \text{ MHz}$$

$$fm5' = 202.6 \text{ MHz}$$

d) Se obtienen los anchos de banda

$$BW = \frac{220 \text{ MHz}}{10} = 22.0 \text{ MHz}$$

$$BW = \frac{221 \text{ MHz}}{10} = 22.1 \text{ MHz}$$

$$BW = \frac{222 \text{ MHz}}{10} = 22.2 \text{ MHz}$$

$$BW = \frac{223 \text{ MHz}}{10} = 22.3 \text{ MHz}$$

$$BW = \frac{224 \text{ MHz}}{10} = 22.4 \text{ MHz}$$

Nuevamente no es necesario realizar todas las operaciones únicamente las correspondientes a la frecuencia de 220 MHz y 224MHz que son los extremos del rango que requiere el problema.

Ahora esos anchos de banda se dividen entre 2 debido a que la portadora de cada grafica se encuentra exactamente a la mitad.

$$\frac{BW_{220\text{MHz}}}{2} = \frac{22 \text{ MHz}}{2} = 11 \text{ MHz}$$

$$\frac{BW_{224\text{MHz}}}{2} = \frac{22.4 \text{ MHz}}{2} = 11.2 \text{ MHz}$$

Para obtener $fc2$ es necesario realizar la resta de la frecuencia más baja que se requiere en el rango de recepción **220 MHz** menos $\frac{BW}{2}$ de la misma frecuencia para verificar que los valores de las frecuencias imágenes no intervengan en el rango de recepción.

$$fc2 = 220 \text{ MHz} - 11 \text{ MHz} = 209 \text{ MHz}$$

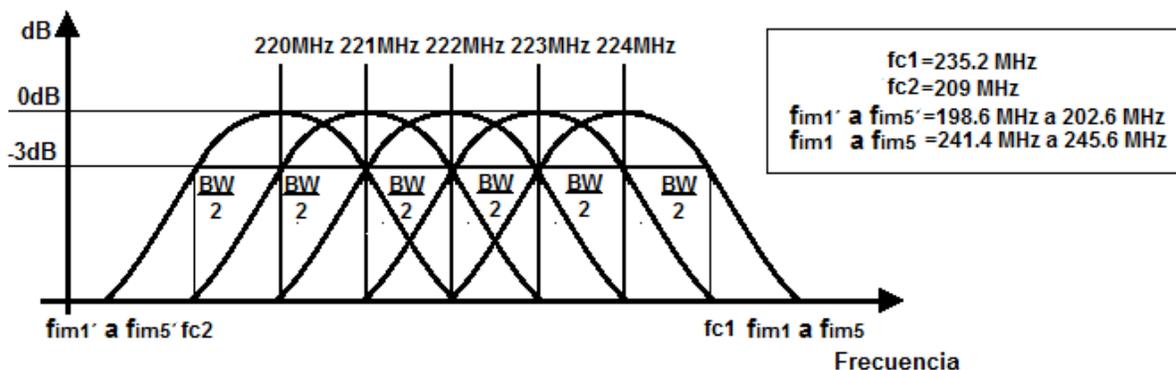
Comparando el valor de $fc2 = 209 \text{ MHz}$ con $fim5' = 202.6 \text{ MHz}$ se observa que del lado izquierdo la frecuencia imagen no interviene dentro del rango de recepción.

Para obtener $fc1$ es necesario realizar la suma de la frecuencia más alta que se requiere en el rango de recepción **224 MHz** menos $\frac{BW}{2}$ de la misma frecuencia para verificar que los valores de las frecuencias imágenes no intervengan en el rango de recepción.

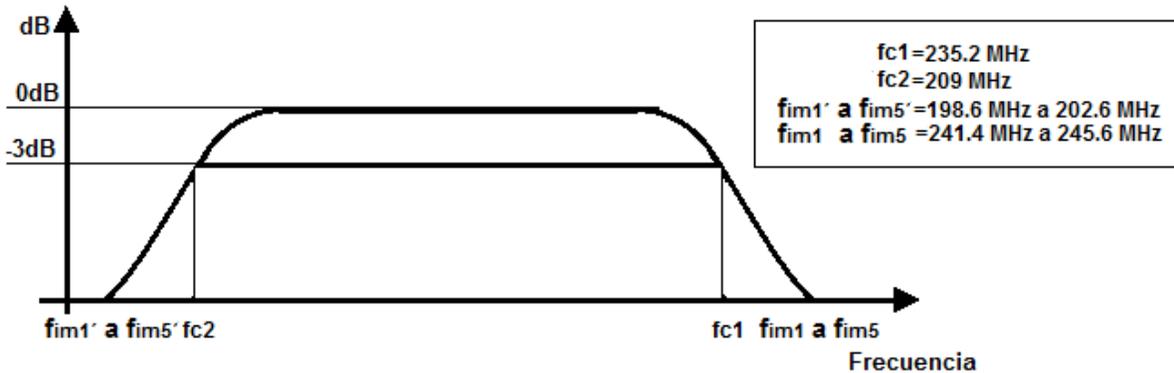
$$fc1 = 224 \text{ MHz} + 11.2 \text{ MHz} = 235.2 \text{ MHz}$$

Comparando el valor de $fc1 = 235.2 \text{ MHz}$ con $fim1 = 241.4 \text{ MHz}$ se observa que del lado derecho la frecuencia imagen tampoco interviene dentro del rango de recepción.

Obteniendo como resultado la gráfica siguiente, esto solo utilizando las portadoras vistas:



Pero si se observa la grafica trabajando dentro de todo el rango (es decir 220.1 MHz, 220.2MHz 2020.3 MHz, etc.), el receptor arrojaría una grafica del siguiente modo:



Tema 3.8 Circuitos PLL

Cuando se habla de los circuitos PLL, la primera idea que se debe tener en mente es que es un sistema retroalimentado que tiene como principal función generar una señal de salida con una amplitud fija y una frecuencia que coincida con la de entrada dentro de un margen determinado.

Se compone esencialmente de cuatro etapas:

- **Comparador de fase:** A la salida de esta etapa se tiene una señal que depende del valor absoluto del desfase entre las señales de salida y de entrada.
- **Filtro paso-baja:** Esta etapa es la encargada de transmitir la componente de baja frecuencia de la señal de salida del comparador de fase.
- **Amplificador:** Encargado de amplificar la señal de salida del filtro paso bajas.
- **Oscilador controlado por tensión:** Es la etapa encargada de generar la tensión de salida con frecuencia dependiente de la tensión de salida del amplificador.

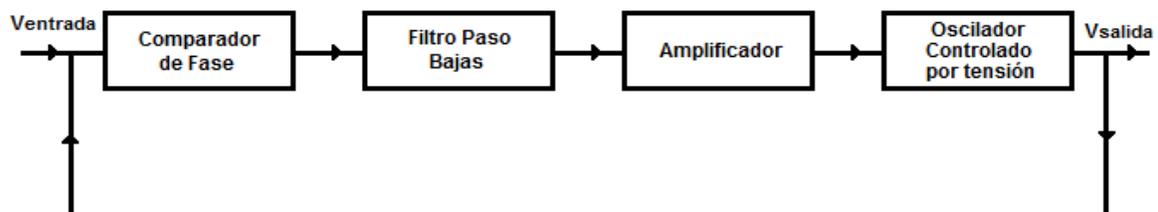


Figura 19. Diagrama de bloques de un circuito PLL. [1]

La *Figura 19* muestra el diagrama de bloques de un circuito PLL el cual opera de la siguiente manera:

Al circuito PLL entra una señal V_o , esta señal entra al comparador de fase y esta etapa a su vez tiene como objetivo producir una nueva señal X que sea proporcional a la diferencia de Fase entre el voltaje de la señal de entrada V_o y el voltaje generado por el oscilador controlado por tensión V_{vco} es decir $X = \omega_{V_{vco}} - \omega_{V_o}$.

La señal que se obtiene a la salida del comparador de fase entra a un filtro paso bajas, el cual se encarga de seleccionar la componente de baja frecuencia de la señal. Enseguida la señal ya filtrada entra a una etapa de amplificación y a la salida de esta etapa se encuentra un oscilador controlado por tensión, el cual se encargará de generar una frecuencia f_1 que variará linealmente con el voltaje del VCO (V_{vco}).

El circuito PLL alcanza un equilibrio cuando la señal amplificada que fue producida por el comparador de fase X es tal que cuando es aplicada al VCO provoca que este oscile a la misma frecuencia de entrada.

Tema 3.9 Circuitos detectores de AM

En los receptores de radio se introduce una etapa detectora cuya función es extraer la información audible o señal de audio contenida en la portadora de radiofrecuencia. A este proceso de extraer la señal de audio de la portadora se le da el nombre de demodulación.

La demodulación de la señal se puede obtener de dos formas:

- **Detección por cuadratura:** En esta demodulación la tensión de la señal detectada es proporcional al cuadrado de la tensión de la señal modulada aplicada a la entrada del circuito detector. Es utilizada para señales débiles aplicadas al detector que implican la polarización del elemento rectificador o diodo hacia la zona no lineal de su curva característica de Voltaje (V) vs Corriente (I). Actualmente este tipo de demodulación no es usada.
- **Detección Lineal:** En esta demodulación la tensión de la señal detectada con respecto al de la señal modulada de entrada permanece casi constante. Para este tipo de detección se emplean niveles altos de señal modulada aplicada al circuito detector. Esto implica la polarización del paso rectificador o diodo, de forma tal, que se opere en la parte más lineal de su curva característica de voltaje (V) vs corriente (I). [7]

Detector con diodo semiconductor

Actualmente en los receptores de radio se utiliza un diodo semiconductor como elemento rectificador en el circuito detector, la razón se debe a las ventajas que muestra su uso, además este debe responder a ciertas características tales como: valores bajos de tensiones y corrientes a soportar, pero su rango de frecuencias debe responder a la banda de RF.

El diodo en el circuito detector debe eliminar los semiciclos positivos o los negativos según su posición en el circuito, ya que el mismo solo conduce en un solo sentido. El diodo semiconductor se encarga de rectificar uno de los semiciclos de la señal y la red de filtros y resistores se encargan de eliminar la componente de la envolvente. La *Figura 20* permite ver como es el proceso en tres etapas. [7]

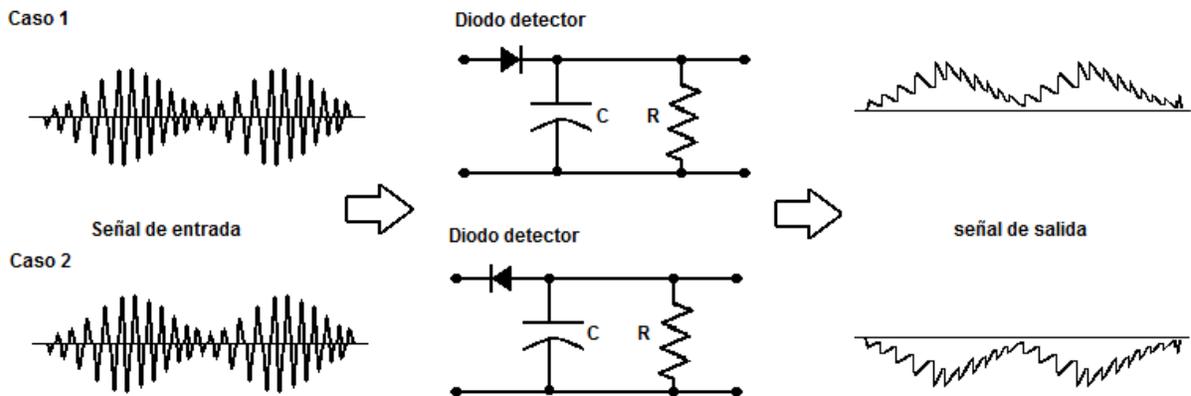


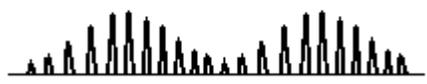
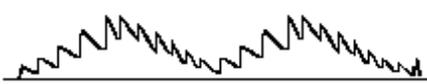
Figura 20. Proceso de detección con diodo semiconductor.

El empleo ocasional de una red de filtros y resistores se debe a que es necesario eliminar las pequeñas variaciones que quedan aún en la señal después de filtrada para obtener una señal sin ninguna componente posible de radiofrecuencia. Pero se debe ser cuidadoso al elegir los valores de resistencia y capacitor para el filtro ya que este puede deformar la señal. Para ello se emplea una fórmula de la frecuencia de la portadora que se muestra enseguida:

$$f_{m(max)} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{m^2}\right) - 1}}{2\pi RC}$$

La *Tabla 4* muestra los 3 casos que se pueden presentar en los filtros así como la señal de salida que se tendría a la salida [8].

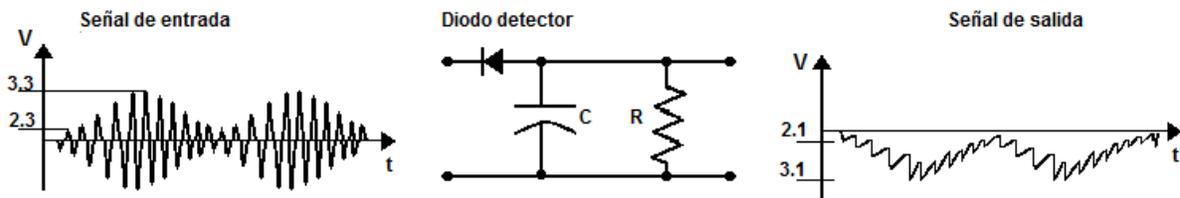
Tabla 4. Diseños de filtro para un detector con diodo semiconductor

Constante de tiempo RC	Señal de salida	Explicación
$RC \gg$		Cuando el filtro RC es muy grande la señal que se obtiene como resultado es parecida a la portadora.
$RC \ll$		Cuando el Filtro RC es muy pequeño solo se detecta una parte de la portadora y luego deja de detectar la envolvente, es decir se pierde información
RC		Es el caso óptimo, con la constante de tiempo RC en un intervalo no muy grande, pero tampoco muy pequeño, se obtienen mejores resultados ya que se detecta la mayor parte de la portadora.

En el *Ejemplo 11* se brinda un ejemplo resuelto de un circuito que emplea un detector con diodo.

EJEMPLO11

Para el demodulador mostrado en la figura determinar, tomar en cuenta que el diodo es de germanio:



- Potencia Total liberada por el demodulador si tiene una impedancia de entrada de $2.5K\Omega$
- $V_{o\ min}$, $V_{o\ max}$ y $V_{o\ DC}$
- Corriente promedio si $R=5\ K\Omega$
- Valor del capacitor si $R=10K\Omega$, $f_{m(max)}=10KHz$ y $m_{(max)}=0.67$

a) Recordando que la potencia total es igual a la suma de la potencia de la portadora más la potencia de la moduladora se tiene la ecuación 11.1 :

$$P_{total} = P_C + P_M \dots (11.1)$$

Pero se tiene que P_M es igual a:

$$P_M = \frac{P_C * m^2}{2} \dots (11.2)$$

Sustituyendo la ecuación 11.2 en 11.1 se tiene que:

$$P_{total} = P_C + \frac{P_C * m^2}{2} \dots (11.3)$$

Factorizando P_C de la ecuación 11.3 se tiene que:

$$P_{total} = P_C \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \dots (11.4)$$

Por otra parte se obtiene el valor de m por medio de la ecuación 11.5

$$m = \frac{V_{i\max} - V_{i\min}}{V_{i\max} + V_{i\min}} \dots (11.5)$$

Sustituyendo los valores de voltajes en la ecuación 11.5

$$m = \frac{3.3 - 2.3}{3.3 + 2.3} = 0.17$$

Se realiza el voltaje promedio con el cociente de la suma del $V_{i\max}$ con $V_{i\min}$ como se muestra en la ecuación 11.6

$$V_{i\text{promedio}} = \frac{V_{i\max} + V_{i\min}}{2} \dots (11.6)$$

Sustituyendo valores en la ecuación 11.6 se tiene:

$$V_{i\text{promedio}} = \frac{3.3 + 2.3}{2} = 2.8 \text{ V}$$

Con ayuda de la ecuación 11.7 es posible obtener el valor de P_C :

$$P_C = \frac{Vi^2}{2Ri} \dots (11.7)$$

Sustituyendo en la ecuación 11.7 los resultados obtenidos:

$$P_C = \frac{2.8^2}{2(2.5K\Omega)} = 1.56 \text{ mW}$$

Finalmente se sustituyen en la ecuación 11.4 los valores encontrados

$$P_{total} = 1.56 \text{ mW} \left(1 + \frac{0.17^2}{2} \right) = 1.582 \text{ mW}$$

- b) Tomando en cuenta que el único efecto que provoca el diodo al voltaje después de cruzar por él es reducir 0.2 V por lo tanto se tiene que:

$$V_{O\ max} = V_{i\ max} - V_{diodo} = 3.3 - 0.2 = 3.1\ V$$

$$V_{O\ min} = V_{i\ min} - V_{diodo} = 2.3 - 0.2 = 2.1\ V$$

$$V_{O\ DC} = \frac{V_{O\ max} + V_{O\ min}}{2} = \frac{3.1 + 2.1}{2} = 2.6\ V$$

- c) Para obtener la corriente promedio lo único que se debe recordar es la ley de ohm:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{2.6}{5\ K\Omega} = 520\ \mu A$$

- d) Teniendo en cuenta la fórmula de la frecuencia de la portadora vista previamente se tiene que:

$$f_{m(max)} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{m^2}\right) - 1}}{2\pi RC} \dots (11.8)$$

Por lo tanto solo es necesario despejar el capacitor de la ecuación 11.8

$$C = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{m^2}\right) - 1}}{2\pi R f_{m(max)}} \dots (11.9)$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 11.9 se tiene que el capacitor buscado es:

$$C = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{0.67^2}\right) - 1}}{2\pi(10\ K\Omega)(10\ KHz)} = 1.763\ nF$$

Tema 3.10 Circuitos de control automático de ganancia

La función principal de un control automático de ganancia (AGC automatic gain control) es compensar las pequeñas variaciones en nivel de la señal de RF recibida. Es decir, cuando la ganancia del receptor tiene valores bajos de entrada RF automáticamente aumenta su ganancia, e inversamente igual, cuando la ganancia del receptor tiene valores altos de entrada de RF automáticamente disminuye su ganancia.

Esto debido a que las señales pequeñas pueden quedar enterradas dentro del ruido del receptor y como consecuencia su detección sería imposible. De igual manera una señal demasiado fuerte puede sobreexcitar los amplificadores de RF y/o de RF y como resultado producir demasiada distorsión no lineal e inclusive saturación.

Existen tres principales Controles automáticos de ganancia CAG:

- **CAG simple:** Es usado en los receptores de radio de AM comercial menos costosos, sin embargo, la polarización del CAG comienza a aumentar tan pronto como la intensidad de la señal recibida es mayor que el ruido térmico del receptor y como consecuencia de esto el receptor se hace menos sensible, la *Figura 21* muestra el diagrama de bloques de este CAG.

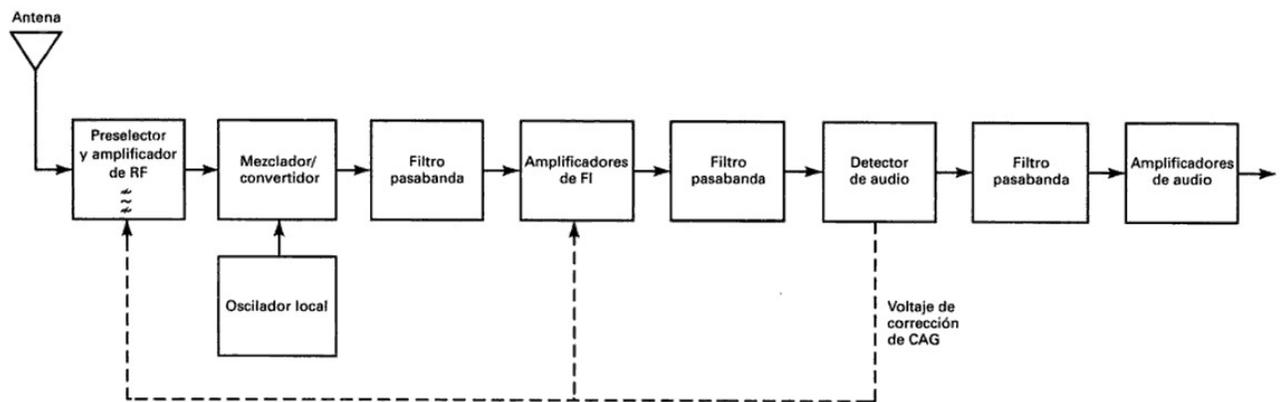


Figura 21. Receptor de AM con CAG simple. [1]

- **CAG Demorado:** Este evita que el voltaje de retroalimentación del CAG llegue a los amplificadores de RF o FI, hasta que el nivel de RF pase de una magnitud predeterminada. Una vez que la señal de la portadora hay rebasado el nivel umbral, el voltaje CAG demorado es proporcional a la intensidad de la señal portadora.
- **CAG Directo:** Es parecido al CAG convencional, la diferencia es que la señal de recepción se vigila más cerca del frente del receptor, y el voltaje de corrección se alimenta positivamente a los amplificadores de FI. En consecuencia cuando se detecta un cambio en el nivel de la señal, se puede compensar en las siguientes etapas, la *Figura 22* muestra el diagrama de bloques de este CAG [1].

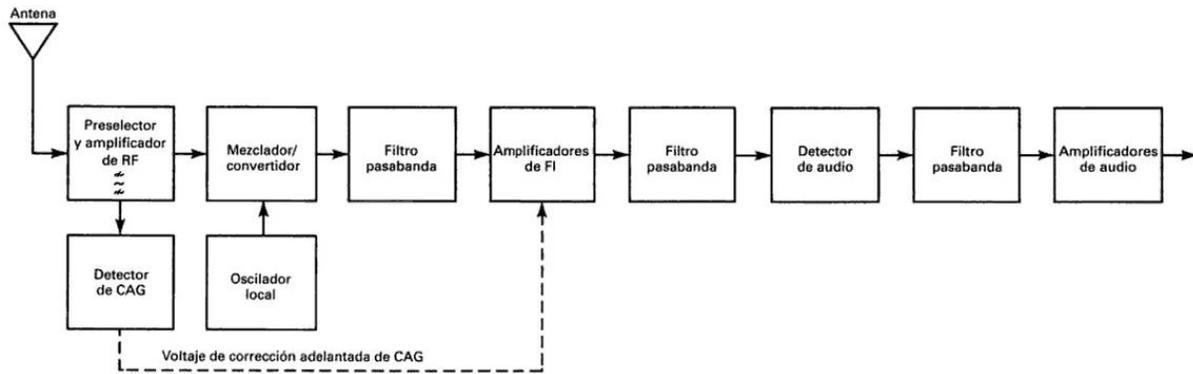


Figura 22. Receptor de AM con CAG Directo. [1]

El capítulo 3 de este material de apuntes tiene como objetivo que el alumno de receptores comprenda la forma de operar de un receptor de Amplitud Modulada. Para ello se proporcionaron las herramientas necesarias para comprender el proceso de recepción que debe llevar una señal de AM, la importancia del receptor superheterodino en el cual están basados la mayoría de los receptores actuales, la relevancia que tiene la Frecuencia Intermedia en un receptor no coherente así como algunas alternativas para solucionar problemas de interferencia con frecuencias imágenes.

También se explico y mostro, como entra una señal modulada a un dispositivo receptor de AM, además de cuáles son los elementos requeridos para realizar la recuperación de la información contenida en la portadora.

Para tener certeza de haber comprendido los temas de este capítulo se proponen una serie de ejercicios como actividad de repaso que sirvan como herramienta de práctica para reforzar los temas vistos en él. Se recomienda al alumno llevarlos a cabo para tener un aprendizaje óptimo de los temas analizados en este capítulo 3.

Actividad de repaso capítulo 3

1. Se tiene un receptor superheterodino en el cual se desea recibir una señal de 15 MHz. La frecuencia intermedia de operación que tiene es de 0.8 MHz y el factor de calidad es igual a 5, obtener:
 - a) Las frecuencias imágenes
 - b) Obtener el ancho de banda
 - c) La grafica en una curva de respuesta de un filtro paso banda
 - d) ¿El intervalo en el que trabaja es el correcto?, si no es así da una solución para que el receptor opere en el rango correcto.

2. Para un receptor superheterodino en el cual se requiere recibir una señal de 28 MHz. La frecuencia intermedia de operación que tiene es de 0.9 MHz y el factor de calidad es igual a 14, obtener:
 - a) Las frecuencias imágenes
 - b) Obtener el ancho de banda
 - c) La grafica en una curva de respuesta de un filtro paso banda
 - d) ¿El intervalo en el que trabaja es el correcto?, si no es así da una solución para que el receptor opere en el rango correcto.

3. Para un receptor de banda comercial de AM con frecuencias $f_I=455$ KHz, $f_{RF}=500$ KHz y factor de calidad del preselector de 55, determinar:
 - a) Frecuencia Imagen
 - b) Relación de rechazo frecuencia Imagen
 - c) Obtener la relación de rechazo frecuencia imagen en dB

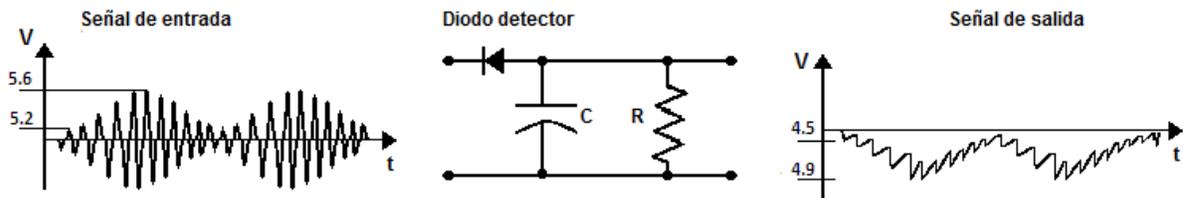
4. En un receptor de banda comercial de AM que tiene una relación de rechazo de frecuencia imagen igual a 19.98 dB, y que trabaja con una frecuencia intermedia igual a 455 KHz y una frecuencia RF igual a 725 KHz, determinar:
 - a) Frecuencia Imagen
 - b) Factor de calidad del preselector

5. Por medio de un receptor superheterodino se busca recibir un intervalo de frecuencias que vayan desde los 110 MHz hasta 114 MHz, a la salida del mezclador uno se tiene una frecuencia intermedia uno igual a 10.7 MHz y a la salida del mezclador número dos se tiene una frecuencia intermedia dos igual a 1.3MHz, y un factor de calidad de 5 obtener:
 - a) Intervalo de sintonía del oscilador local
 - b) La frecuencia del segundo oscilador local
 - c) Las frecuencias imágenes
 - d) La grafica en una curva de respuesta del filtro paso banda

6. En un receptor superheterodino se desea recibir un intervalo de frecuencias que abarque un rango desde los 330 MHz hasta 335 MHz, a la salida del mezclador uno se tiene una frecuencia intermedia uno igual a 10.7 MHz y a la salida del mezclador número dos se tiene una frecuencia intermedia dos igual a 1.8MHz, y un factor de calidad de 9 obtener:
 - e) Intervalo de sintonía del oscilador local
 - f) La frecuencia del segundo oscilador local
 - g) Las frecuencias imágenes

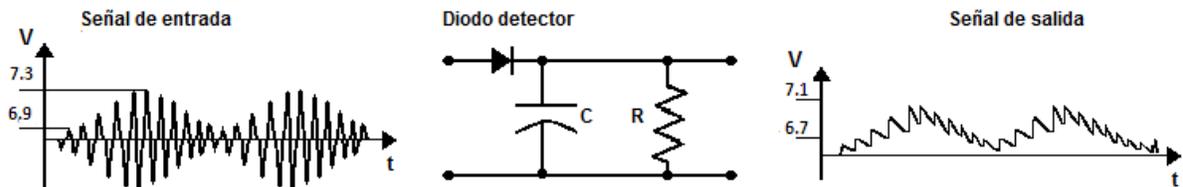
h) La grafica en una curva de respuesta del filtro paso banda

7. Para el demodulador mostrado en la figura determinar, tomar en cuenta que el diodo es de silicio:



- Potencia Total liberada por el demodulador si tiene una impedancia de entrada de $1.85 \text{ K}\Omega$
- $V_{o \text{ min}}$, $V_{o \text{ max}}$ y $V_{o \text{ DC}}$
- Corriente promedio si $R=3 \text{ K}\Omega$
- Valor del capacitor si $R=8 \text{ K}\Omega$, $f_{m(\text{max})}=12 \text{ KHz}$ y $m_{(\text{max})}=0.81$

8. Para el demodulador mostrado en la figura determinar, tomar en cuenta que el diodo es de germanio:



- Potencia Total liberada por el demodulador si tiene una impedancia de entrada de $1.85 \text{ K}\Omega$
- $V_{o \text{ min}}$, $V_{o \text{ max}}$ y $V_{o \text{ DC}}$
- Corriente promedio si $R=3 \text{ K}\Omega$
- Valor del capacitor si $R=8 \text{ K}\Omega$, $f_{m(\text{max})}=12 \text{ KHz}$ y $m_{(\text{max})}=0.81$

CAPÍTULO 4: RECEPCIÓN DE SEÑALES DE MODULACIÓN EN ÁNGULO

Tema 4.1 Modulación y Demodulación de FM

Con el uso de la modulación angular, la información se imprime en la portadora en forma de variaciones de frecuencia o fase. Por lo tanto, en los receptores de modulación angular, las variaciones de amplitud causadas por el ruido pueden eliminarse de la forma de onda compuesta simplemente limitando (recortando) los picos de la envolvente antes de la detección. Con la modulación angular, se logra una mejora en la relación señal a ruido durante el proceso de demodulación; por lo tanto, el funcionamiento del sistema, en presencia de ruido, se puede mejorar al limitarlo. Esencialmente, esta es la ventaja principal de la modulación angular sobre la AM convencional [1].

En los receptores de FM, el voltaje a la salida del detector de audio es directamente proporcional a la desviación de frecuencia en su entrada. Con los receptores de PM, el voltaje a la salida del detector de audio es directamente proporcional a la desviación de fase en su entrada.

Debido a que la modulación de frecuencia y de fase ocurre con cualquiera de los sistemas de modulación angular, las señales de FM pueden demodularse por los receptores de PM y viceversa. Por lo tanto, los circuitos usados para demodular las señales de FM y de PM son llamados "Receptores de FM". Se usan varios circuitos para demodular las señales de FM. Los más comunes son el detector de pendiente, discriminador de Foster-Seeley, detector de relación, demodulador de PLL y detector en cuadratura. El detector de pendiente, discriminador de Foster-Seeley y el detector de relación son formas de discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado.

Los discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado convierten una señal de FM a AM y después demodulan la envolvente de AM con detectores de picos convencionales. Además, la mayoría de los discriminadores de frecuencia requieren de una inversión de fase de 180°, un circuito sumador y uno o más circuitos dependientes de la frecuencia.

La función general de transferencia para un demodulador de FM es no lineal pero cuando se trabaja en su intervalo lineal es:

$$k = \frac{\text{voltaje de la señal demodulada}}{\text{Diferencia de } f_o \text{ y } f_c} = \frac{em}{\Delta f}$$

Donde K representa la sensibilidad. [9]

Tema 4.2 Estructura de un receptor de FM a nivel de bloques funcionales

El receptor superheterodino de FM tiene mucho en común con el receptor superheterodino de AM, muchos de los bloques o elementos que lo integran son teóricamente similares, y cumplen las mismas funciones, aunque claro está, funcionando de manera diferentes. La *Figura 23* muestra el diagrama de bloques de un receptor de FM. [10]

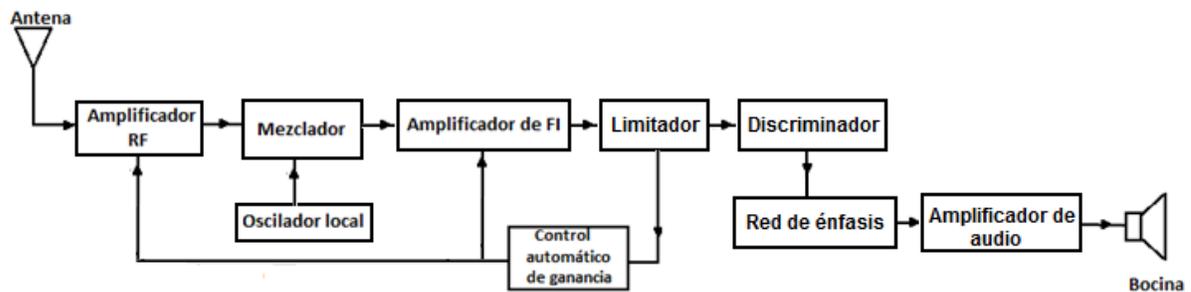


Figura 23. Diagrama de Bloques Receptor FM. [1]

Como se observa en la *Figura 23* los bloques que difieren en el receptor de FM (en comparación al receptor AM) son el limitador, el demodulador (también conocido como detector de FM o discriminador) y el circuito de énfasis. Y la función de cada uno es la siguiente:

- **El limitador:** Se encarga de recortar los picos de la señal de FM amplificada con el fin de presentar al discriminador una señal de amplitud constante.
- **El discriminador:** Encargado de convertir la señal de FM en una señal de audio.
- **Bloque de énfasis:** Su función es compensar el preénfasis introducido en el transmisor de FM.

Tema 4.3 Detector de pendiente

El detector de pendiente unilateral tiene una gran cantidad de características de voltaje contra frecuencia no lineales y, por lo tanto, se usa raramente. Sin embargo, su operación de circuito es básica para todos los discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado. La *Figura 24* muestra el circuito de un detector de pendiente así como su curva de voltaje contra frecuencia.

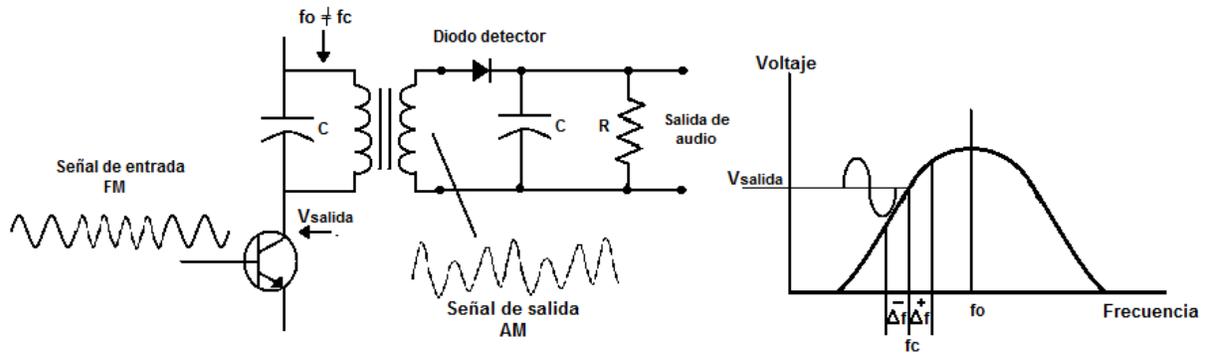


Figura 24. Circuito y curva de voltaje-frecuencia de un detector de pendiente. [2]

El funcionamiento es sencillo, primero se produce un voltaje de salida que es proporcional a la frecuencia de entrada. El voltaje máximo de salida ocurre en la frecuencia resonante del circuito tanque y su salida disminuye proporcionalmente conforme la frecuencia de entrada se desvía por encima o por debajo de f_o . El circuito está diseñado para que la frecuencia central f_c caiga en el centro de la porción más lineal de la curva de voltaje contra frecuencia.

Cuando la frecuencia intermedia se desvía por encima de f_c , el voltaje de salida incrementa; cuando la frecuencia intermedia se desvía, por debajo de f_c , el voltaje de salida disminuye. Por lo tanto, el circuito sintonizado convierte las variaciones de frecuencia a variaciones de amplitud (conversión de FM a AM).

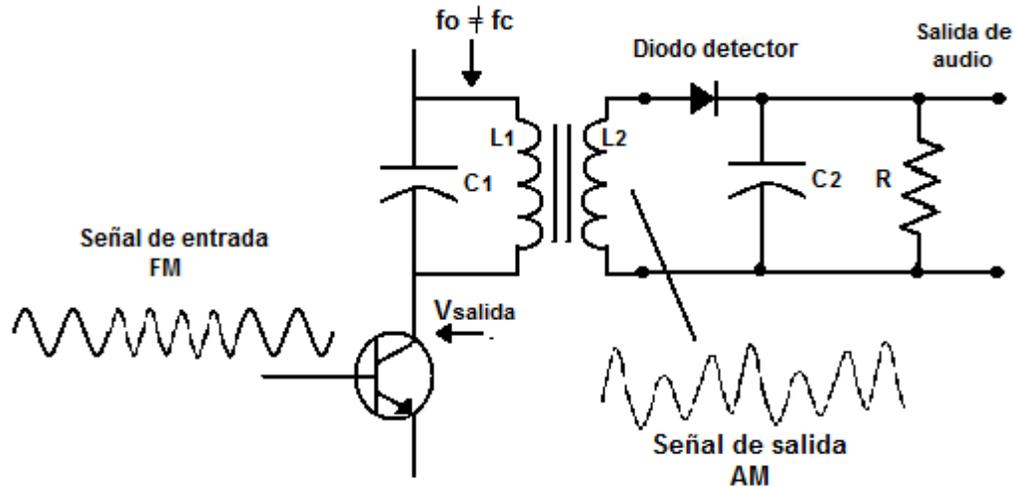
El detector de picos convierte las variaciones de amplitud a un voltaje de salida que varía a una proporción igual a los cambios de entrada de frecuencia y de los cuales su amplitud es proporcional a la magnitud de los cambios de frecuencia. [9]

A continuación el *Ejemplo 12* presenta la resolución de un problema de un detector de pendiente.

EJEMPLO 12

En el detector de pendiente que se muestra en la figura siguiente se tiene una señal de entrada de FM con voltaje de 0.5v, frecuencia 13.3MHz y desplazamiento $\Delta f = 200\text{KHz}$. Considerando $R = 5\text{K}\Omega$, $C_2 = 12\text{nF}$, en el circuito tanque una $Q_{\text{eff}} = 8$, $BW = 2\text{MHz}$, $L = 15\text{nH}$, y la ganancia del amplificador $|AV| = 15$ en la frecuencia de resonancia. Determinar:

- a) El voltaje pico de la señal desmodulada
- b) La frecuencia máxima de la señal desmodulada



1. El primer paso que se debe realizar para la resolución de este problema es encontrar la frecuencia de resonancia, la cual es posible obtener con la ecuación 12.1:

$$Q_{eff} = \frac{f_o}{BW} \dots (12.1) \rightarrow f_o = Q_{eff} * BW \rightarrow f_o = 8 * 2MHz = 16MHz$$

Ahora es necesario obtener un voltaje superior, un voltaje inferior y un voltaje en la frecuencia de entrada. Tomando en cuenta que la ganancia se puede representar como:

$$A_V = \frac{r_c}{r_e} \dots (12.2) \quad A_V = \frac{R_{SH}}{r_e} \dots (12.3) \quad A_V = \frac{Z}{r_e} \dots (12.4)$$

Entonces despejando R_{SH} de la ecuación 12.3 con la frecuencia de resonancia:

$$Q_{eff} = \frac{R_{SH}}{\omega L} \dots (12.3) \rightarrow R_{SH} = \omega L Q_{eff} = 2\pi(16MHz) * 15nH * 8 = 12.06$$

Se obtiene r_e en la frecuencia de resonancia de la ecuación 12.4 para ocuparlo en los casos posteriores:

$$r_e = \frac{R_{SH}}{A_V} = \frac{12.06}{15} = 0.804$$

Para obtener el voltaje pico de salida, se requiere obtener tres voltajes uno que se encuentre en la frecuencia de entrada, otro que se encuentre en una frecuencia superior a la frecuencia de entrada y otro que se encuentre en una frecuencia inferior a la frecuencia de entrada. Estas frecuencias superior e inferior estarán dadas gracias a la suma y resta respectivamente del desplazamiento.

Caso 1 Frecuencia de entrada más el desplazamiento

$$f_o + \Delta f = 13.13\text{MHZ} + 200\text{KHz} = 13.33\text{MHZ}$$

Teniendo en cuenta la ecuación de impedancia 12.5 y sustituyendo los valores respectivos:

$$Z = \frac{R_{SH}}{\left(1 + Q_{eff}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} \dots (12.5)$$

$$Z1 = \frac{12.06}{\left(1 + 8^2 \left(\frac{2\pi(13.33\text{MHZ})}{2\pi(16\text{MHZ})} - \frac{2\pi(16\text{MHZ})}{2\pi(13.33\text{MHZ})}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} = 3.88$$

Donde ω está dado por la suma de la frecuencia de entrada más el desplazamiento y ω_o esta dado por la frecuencia de resonancia. Enseguida se obtiene A_{V1} de la ecuación 12.4:

$$A_{V1} = \frac{Z1}{r_e} = \frac{3.88}{0.804} = 4.83$$

Con lo cual es posible obtener el primer voltaje con ayuda de la ecuación 12.6:

$$A_V = \frac{V_o}{V_{in}} \dots (12.6)$$

$$A_{V1} = \frac{V_o}{V_{in}} \rightarrow V_{o1} = A_{V1}V_{in} = 4.83 * 0.5V = 2.41V$$

Caso 2 Frecuencia de entrada menos el desplazamiento

$$f_o - \Delta f = 13.13\text{MHZ} - 200\text{KHz} = 12.93\text{MHZ}$$

Tomando en cuenta la ecuación 12.5 se tiene que Z2 es igual:

$$Z2 = \frac{12.06}{\left(1 + 8^2 \left(\frac{2\pi(12.93\text{MHZ})}{2\pi(16\text{MHZ})} - \frac{2\pi(16\text{MHZ})}{2\pi(12.93\text{MHZ})}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} = 3.3714$$

Donde ω está dado por la resta de la frecuencia de entrada menos el desplazamiento y ω_o esta dado por la frecuencia de resonancia. Enseguida se calcula A_{V2} de la ecuación 12.4:

$$A_{V2} = \frac{Z2}{r_e} = \frac{3.37}{0.804} = 4.19$$

Lo cual permite calcular el segundo voltaje con ayuda de la ecuación 12.6:

$$A_{V2} = \frac{V_o}{V_{in}} \rightarrow V_{o2} = A_V V_{in} = 4.19 * 0.5V = 2.09 V$$

Caso 3 Frecuencia de entrada

Haciendo uso de la ecuación 12.5 se obtiene Z3

$$Z3 = \frac{12.06}{\left(1 + 8^2 \left(\frac{2\pi(13.13MHz)}{2\pi(16MHz)} - \frac{2\pi(16MHz)}{2\pi(13.13MHz)}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} = 3.6139$$

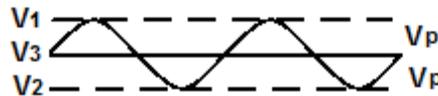
Donde ω está dado por la frecuencia de entrada y ω_o esta dado por la frecuencia de resonancia. Enseguida se obtiene A_{V3} por medio de la ecuación 12.4:

$$A_{V3} = \frac{Z3}{r_e} = \frac{3.61}{0.804} = 4.5$$

Con esto es posible obtener el último voltaje necesario haciendo uso de la ecuación 12.6:

$$A_{V3} = \frac{V_o}{V_{in}} \rightarrow V_o = A_{V3} V_{in} = 4.5 * 0.5V = 2.25 V$$

La imagen que se tendría después del detector sería similar a la figura siguiente:



De donde es posible concluir que el voltaje pico se puede calcular de las siguientes formas:

$$V_p = V_1 - V_3 = 2.41 - 2.25 = 0.16 V$$

$$V_p = V_3 - V_2 = 2.25 - 2.09 = 0.16 V$$

Y se observa que en ambas el resultado es el mismo.

b) Para obtener la frecuencia máxima de la señal desmodulada se tiene la ecuación 12.7 la cual es de suma utilidad:

$$f_m = \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{2\pi RC} = \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{2\pi RC_2} \dots (12.7)$$

Se observa que se tienen todos los datos excepto el índice de modulación, el cual es posible obtenerlo con el voltaje máximo y el voltaje mínimo del inciso a de este problema

$$m = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} = \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2} = \frac{2.41 - 2.09}{2.41 + 2.09} = 0.07$$

Finalmente se sustituyen los datos en la ecuación 12.7:

$$f_m = \frac{\sqrt{\frac{1}{0.07^2} - 1}}{2\pi(5K\Omega)(12nF)} = 37.8 \text{ KHz}$$

Tema 4.4 Discriminador Foster Seeley

Es un discriminador de frecuencia de circuito sintonizado, cuya operación es muy similar a la de un detector de pendiente balanceado. El circuito de Foster-Seeley funciona con una diferencia de fase entre las señales. Para las señales de distintas fases, se realiza una conexión en el lado primario del transformador, utilizando un condensador (capacitor), y esto se lleva al área central del transformador. Lo que causa una señal que es 90 grados fuera de fase.

Cuando una portadora no modulada es aplicada en la frecuencia central, ambos diodos conducen para producir tensiones iguales y opuestas en sus respectivas resistencias de carga. Estas tensiones se anulan entre sí en la salida de manera que no hay tensión. A medida que el transportador se mueve a un lado, la condición de equilibrio de la frecuencia central se destruye, y un diodo conduce más que el otro.

El resultado de eso da un voltaje a través de las resistencias siendo un voltaje mayor que otro además de una tensión resultante en la salida correspondiente a la modulación de la señal de entrada. Es decir, transforma las frecuencias mayores a la f_c en voltajes positivos, y a su vez las frecuencias menores a la f_c las transforma en voltajes negativos. Finalmente los condensadores C_1 y C_2 pueden realizar una función similar de filtrado. [9]

En la *Figura 25* se muestra el circuito de un discriminador Foster Seeley. Mientras que en la *Figura 26* se observan los diferentes casos que puede presentar este tipo de discriminador o las relaciones de fase, siendo el inciso a) cuando la frecuencia de entrada es menor a la frecuencia central, el inciso b) cuando se encuentra en fase y el inciso c) cuando la frecuencia de entrada es mayor a la f_c .

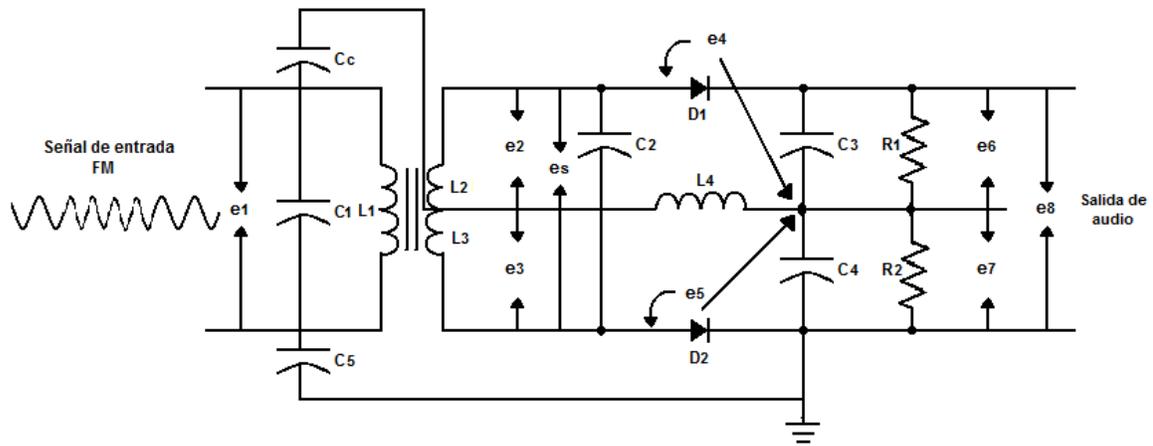


Figura 25. Circuito de un Discriminador Foster Seeley. [2]

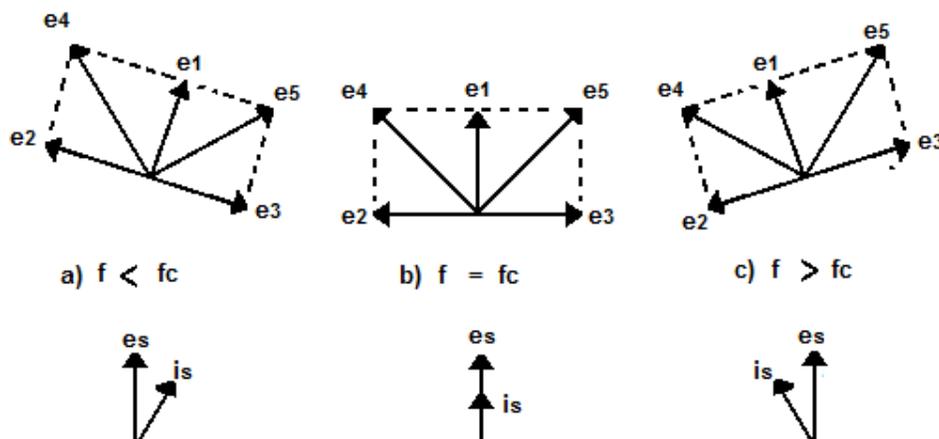


Figura 26. Relaciones de Fase de un circuito Discriminador Foster Seeley. [2]

En la resolución de problemas de Discriminadores Foster Seeley se debe tomar en cuenta las consideraciones de la Tabla 5.

Tabla 5. Consideraciones Discriminador Foster Seeley

Para obtener el vector de voltaje e_1 y $Q > 5$

$$e_1 = \frac{e_2}{\tilde{K}} = \frac{e_3}{\tilde{K}} \quad \text{ya que } e_1 \tilde{K} = e_2 = e_3 = \frac{e_1 \tilde{K}}{1 + jQ_S \rho} \xrightarrow{-90^\circ}$$

Donde :

$$\tilde{K} = \frac{Q_S M}{2L_1} \quad \text{y} \quad M = k \sqrt{L_1 L_{23}} \quad \text{y} \quad \rho = \frac{f_{in}}{f_o} - \frac{f_o}{f_{in}}$$

Q_S = factor de calidad del inductor secundario

M = Inductancia mutua

L_1 = Inductor primario

L_{23} = Inductor secundario

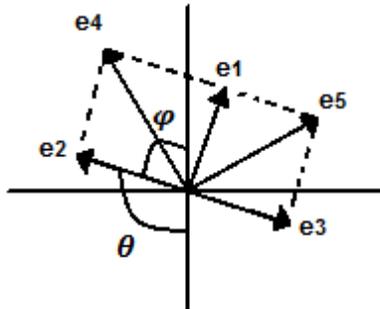
k = sensibilidad

\tilde{K} = coeficiente de acoplamiento

Cuando $f_c > f$, entonces:

$$e_4 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\theta}$$

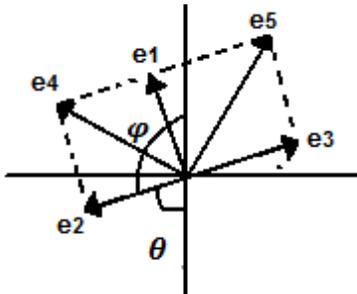
$$e_5 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\varphi} \text{ donde } \varphi = 180 - \theta$$



Cuando $f_c < f$, entonces:

$$e_5 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\theta}$$

$$e_4 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\varphi} \text{ donde } \varphi = 180 - \theta$$



Finalmente para ambos casos se tiene que:

$$e_6 = e_4\sqrt{2} \text{ (VRMS)}$$

$$e_7 = e_5\sqrt{2} \text{ (VRMS)}$$

$$e_8 = e_6 - e_7$$

Recordando que cuando el circuito se encuentra en resonancia se visualiza que:

$$\rho = 0 \text{ y por lo tanto } e_8 = 0$$

En el Ejemplo 13 se plantea un problema con solución de discriminador Foster Seeley.

EJEMPLO 13

Se tiene un discriminador Foster- Seeley tiene con un coeficiente de acoplamiento de 0.8, $|e_2| = 7.3 \text{ Vrms}$, $Q_s = 9$ con frecuencia igual a 13.7MHz. Determinar:

- Voltaje de salida e_8 para una frecuencia del 3% menor
- Voltaje de salida e_8 para una frecuencia del 5% mayor
- Sensibilidad del detector para el caso a) y b)

a) De la ecuación 13.1 se tiene que:

$$e_1 = \frac{e_2}{K} \dots (13.1) \quad e_1 = \frac{7.3 \text{ Vrms}}{0.8} = 9.125 \text{ V}$$

Tomando como referencia la ecuación 13.2 se obtiene ρ :

$$\rho = \frac{f_{in}}{f_o} - \frac{f_o}{f_{in}} \dots (13.2)$$

$$\rho = \frac{13.7\text{MHz}(0.97)}{13.7\text{MHz}} - \frac{13.7\text{MHz}}{13.7\text{MHz}(0.97)} = -0.060$$

Se debe tomar en cuenta que la frecuencia fue multiplicada por 0.97 ya que en fase el porcentaje de la señal es 1, sin embargo, dado que el problema pide un porcentaje del 3% menor, al 1 de la señal en fase se le resta el 0.03.

Como se observa, es posible ocupar la ecuación 13.3 ya que se tienen los datos necesarios:

$$e_2 = e_3 = \frac{e_1 \tilde{K} \xrightarrow{-90^\circ}}{1 + jQ_s \rho} \dots (13.3)$$

$$e_2 = e_3 = \frac{7.3 \xrightarrow{-90^\circ}}{1 + j(9)(-0.060)} = \frac{7.3 \xrightarrow{-90^\circ}}{1 - j(0.54)}$$

Se calcula el ángulo y la magnitud del denominador por medio de las ecuaciones 13.4 y 13.5 respectivamente:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\textit{imaginario}}{\textit{real}} \dots (13.4) \quad ; \quad a^2 = b^2 + c^2 \dots (13.5)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{-0.54}{1} = -28.36^\circ \quad ; \quad a = \sqrt{1^2 + (-0.54j)^2} = 0.84$$

Se realiza el cociente en la ecuación 13.3:

$$e_2 = e_3 = \frac{7.3 \xrightarrow{-90^\circ}}{0.84 \xrightarrow{-28.36^\circ}} = 8.6 \xrightarrow{-61.64^\circ} v$$

Entonces es posible obtener e_4 y e_5 a través de las ecuaciones 13.6 y 13.7 respectivamente:

$$e_4 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\varphi} \dots (13.6) \quad ; \quad e_5 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\theta} \dots (13.7)$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 13.6

$$e_4 = \sqrt{9.12^2 + 8.6^2 - 2(9.12)(8.6)\cos 118.36} = 15.21 v$$

$$\text{donde } \varphi = 180 - 61.64 = 118.36$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 13.7

$$e_5 = \sqrt{9.12^2 + 8.6^2 - 2(9.12)(8.6)\cos 61.64} = 9.08 v$$

Finalmente se tiene que con ayuda de las ecuaciones 13.8, 13.9 y 13.10 es posible obtener los valores e_6 , e_7 y e_8 respectivamente:

$$e_7 = e_5\sqrt{2}(V_{rms}) \dots (13.8) \quad ; \quad e_6 = e_4\sqrt{2}(V_{rms}) \dots (13.9) \quad ; \quad e_8 = e_6 - e_7 \dots (13.10)$$

$$e_6 = 15.21\sqrt{2} = 21.51 v$$

$$e_7 = 9.08\sqrt{2} = 12.84 v$$

$$e_8 = 12.84 - 21.51 = -8.67 v$$

b) Nuevamente se hace uso de la ecuación 13.1:

$$e_1 = \frac{e_2}{K} = \frac{7.3 V_{rms}}{0.8} = 9.125 V$$

Ajustando los valores para este inciso en la ecuación 13.2 se tiene que:

$$\rho = \frac{13.7\text{MHz}(1.05)}{13.7\text{MHz}} - \frac{13.7\text{MHz}}{13.7\text{MHz}(1.05)} = 0.097$$

Se debe tomar en cuenta que la frecuencia fue multiplicada por 1.05 ya que en fase el porcentaje de la señal es 1, sin embargo, dado que el problema pide un porcentaje del 5% mayor, al 1 de la señal en fase se le suma el 0.05.

Como se observa, es posible ocupar la ecuación 13.3 ya que se tienen todos los datos necesarios:

$$e_2 = e_3 = \frac{7.3 \xrightarrow{-90^\circ}}{1 + j(9)(0.097)} = \frac{7.3 \xrightarrow{-90^\circ}}{1 + j(0.87)}$$

Se calcula el ángulo y la magnitud del denominador por medio de las ecuaciones 13.4 y 13.5 respectivamente:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{0.87}{1} = 41.02^\circ ; \quad a = \sqrt{1^2 + (0.87j)^2} = 0.49$$

Se realiza el cociente en la ecuación 13.3:

$$e_2 = e_3 = \frac{7.3 \xrightarrow{-90^\circ}}{0.49 \xrightarrow{41.02^\circ}} = 14.89 \xrightarrow{-131.02^\circ} v$$

Entonces es posible obtener e_4 y e_5 a través de las ecuaciones 13.11 y 13.12 respectivamente:

$$e_5 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\varphi} \dots (13.12) \quad ; \quad e_4 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 - 2e_1e_2\cos\theta} \dots (13.11)$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 13.11

$$e_4 = \sqrt{9.12^2 + 5.53^2 - 2(9.12)(5.53)\cos 131.02} = 13.41 v$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 13.12

$$e_5 = \sqrt{9.12^2 + 5.53^2 - 2(9.12)(5.53)\cos 48.98} = 6.89 v$$

$$\text{donde } \varphi = 180 - 131.02 = 48.98$$

Finalmente se tiene que con ayuda de las ecuaciones 13.8, 13.9 y 13.10 es posible obtener los valores e_6 , e_7 y e_8 respectivamente:

$$e_6 = 13.41\sqrt{2} = 18.96 v$$

$$e_7 = 6.89\sqrt{2} = 9.74 v$$

$$e_8 = 18.96 - 9.74 = 9.22 v$$

c) Para obtener la sensibilidad del caso a) es necesario encontrar el desplazamiento:

$$\Delta f = \%menor * f = 0.03 * 13.7MHz = 411KHz$$

Se aplica la ecuación de la sensibilidad 13.13:

$$k = \frac{e_8}{\Delta f} \dots (13.13)$$

Sustituyendo en la ecuación 13.13

$$k = \frac{8.67 v}{411KHz} = 21.09 \frac{uv}{Hz}$$

Se realiza el mismo procedimiento para el inciso b)

$$\Delta f = \%mayor * f = 0.05 * 13.7MHz = 685 KHz$$

Sustituyendo en la ecuación 13.13

$$k = \frac{9.22 v}{685KHz} = 13.45 \frac{uv}{Hz}$$

Tema 4.5 Detector de proporción o relación

El detector de relación tiene una ventaja principal, sobre el detector de pendiente y el discriminador de Foster-Seeley, para la demodulación de FM; un detector de relación es relativamente inmune a las variaciones de amplitud en su señal de entrada. El detector de relación tiene un circuito sintonizado sencillo en el secundario del transformador. Por lo tanto, la operación de un detector de relación es muy similar al discriminador de Foster-Seeley.

Sin embargo, con el detector de relación, un diodo está invertido **D2** y la corriente puede fluir alrededor del circuito más externo del circuito. Por lo tanto, después de varios ciclos de señal de entrada, el capacitor derivador **C1** se carga, aproximadamente al voltaje pico, a través del bobinado secundario. La reactancia de **C4** es baja, en cuanto a las resistencias **R1** y **R2** simplemente proporcionan una trayectoria de C.D. para la corriente del diodo. Por lo tanto, la constante del tiempo para R y C es lo suficientemente grande de manera que los cambios rápidos en la amplitud de la señal de entrada, debidos al ruido térmico u otras señales interferentes son cortocircuitadas a tierra y no tienen efecto sobre el voltaje promedio a través de **C4**. Consecuentemente, **C2** y **C3** cargan y descargan proporcionalmente a los cambios de frecuencia en la señal de entrada y son relativamente inmunes a las variaciones de la amplitud [9]. Se puede visualizar en la *Figura 27* el circuito de un detector de proporción o relación.

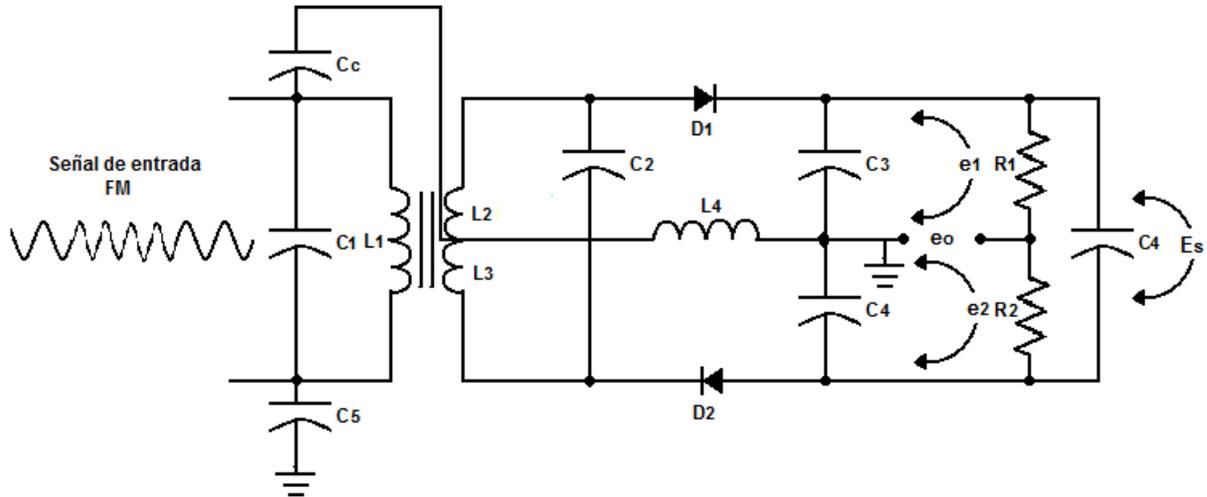


Figura 27. Circuito de un detector de proporción o relación. [2]

En la resolución de problemas de circuitos detectores de relación se deben tomar en cuenta las consideraciones de la Tabla 6.

Tabla 6. Consideraciones Detector de Proporción o Relación.

Cuando:

$f_{in} = f_c$	Entonces	$e_1 = e_2$
$f_{in} < f_c$		$e_1 < e_2$
$f_{in} > f_c$		$e_1 > e_2$

Además:

$$E_S = e_1 + e_2$$

$$e_0 = \frac{E_S}{2} - e_2 = \frac{e_1 + e_2}{2} - e_2$$

$$e_0 = \frac{e_1 - e_2}{2}$$

Si se realizó un procedimiento previo con un discriminador Foster Seeley es posible sintetizar el trabajo de obtener e_0 y viceversa, ya que:

$$e_0(\text{Relación}) = \frac{1}{2} e_8(\text{Foster Seeley})$$

El Ejemplo 14 muestra un problema de detector de proporción y como solucionarlo.

EJEMPLO 14

Se desea realizar el diseño de un circuito detector de relación con un voltaje $e_2 = 4 v$ y con un voltaje de salida de un discriminador Foster Seeley de 8 v, obtener:

- a) El valor del voltaje e_0
- b) El valor del voltaje E_s

a) De la ecuación 14.1 dice que:

$$e_0(\text{Relación}) = \frac{1}{2} e_8(\text{Foster Seeley}) \dots (14.1)$$

Por lo tanto se tiene que:

$$e_0(\text{Relación}) = \frac{1}{2} (8) = 4 v$$

b) Partiendo de la ecuación 14.2 es posible realizar el despeje para obtener e_0 y teniendo en cuenta que el valor de e_2 esta especificado en el problema, entonces es posible calcular e_1 :

$$e_0 = \frac{e_1 - e_2}{2} \dots (14.2)$$

$$e_1 = (2 * e_0) + e_2 = (2 * 4) + 4 = 12 v$$

Con los valores de e_1 y e_2 es posible obtener el valor de E_s partiendo de la ecuación 14.3:

$$E_s = e_1 + e_2 \dots (14.3)$$

$$E_s = 12 v + 4 v = 16 v$$

Tema 4.6 Detector de cuadratura

Un demodulador de FM en cuadratura extrae la señal de información original, de la forma de onda de FI compuesta, multiplicando a dos señales en cuadratura (90° fuera de fase). Un detector de cuadratura utiliza un desplazador de fase de 90° y un detector de producto para demodular las señales de FM. El desplazador de fase de 90° produce una señal que está en cuadratura con las señales de FI recibidas. El circuito sintonizado convierte las variaciones de frecuencia a variaciones de fase y el detector de producto multiplica las señales de FI recibidas por la señal de FI desplazadas en fase.

Para el detector de cuadratura de FM mostrado en la *Figura 28*, $C1$ es un capacitor de alta reactancia que, cuando se coloca en serie con un circuito tanque ($R1, L1$ y $C2$), produce un desplazamiento en fase de 90° con la frecuencia central de FI. El circuito tanque se sintoniza a la frecuencia central de FI y produce un

desplazamiento de fase adicional que es proporcional a la desviación de frecuencia. La señal de entrada de FI (2) se multiplica por la señal en cuadratura (1), en la compuerta OR exclusiva y produce una señal de salida que es proporcional a la desviación de frecuencia. [9]

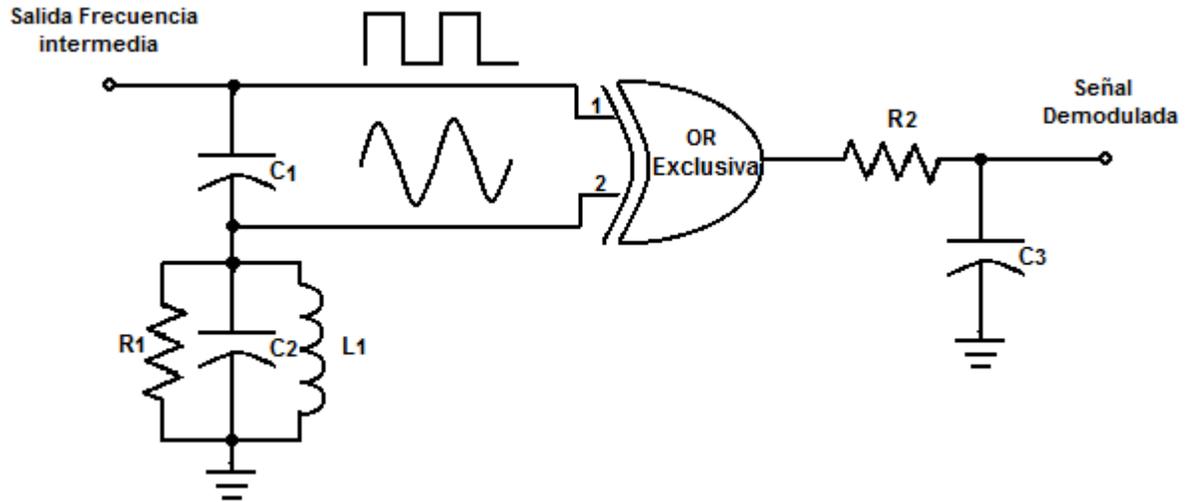


Figura 28. Circuito Detector de Cuadratura. [2]

En la resolución de problemas de circuitos detectores de cuadratura se debe tomar en cuenta las consideraciones de la tabla 7.

Tabla 7. Consideraciones en Circuitos detectores de Cuadratura

Si la función de transferencia estará representada por $G(\omega)$, entonces:

$$G(\omega) = \frac{\omega^2 C_2 LR}{\omega^2 LR(C_1 + C_2) - R - j\omega L}$$

Donde la magnitud es igual a:

$$G(\omega) = \frac{\omega^2 C_2 LR}{(\omega^4(LR(C_1 + C_2))^2 + \omega^2(L^2 - 2R^2L(C_1 + C_2)) + R^2)^{1/2}}$$

Y la fase está dada por:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega L}{\omega^2 LR(C_1 + C_2) - R}$$

Para encontrar los voltajes es posible suponer que:

$$G(\omega) = \frac{v_2}{v_1} \rightarrow v_2 = v_1 * G_1 \dots \text{en determinado angulo } \theta$$

Donde G_1 es la magnitud de $G(\omega)$ y θ es la fase.

Si es aplicada una señal sinusoidal al circuito las entradas del modulador balanceado son:

$$v_1 = V_1 \cos(\omega t) \quad y \quad v_2 = V_1 G_1 \cos(\omega t + \theta)$$

Dado que el modulador balanceado forma el producto de v_1 y v_2 a la salida se obtendrá un v_3 el cual es obtenido de la siguiente manera:

$$v_3 = V_1^2 G_1 \cos(\omega t + \theta) \cos(\omega t) \quad ; \quad v_3 = \frac{V_1^2 G_1}{2} \cos(2\omega t + \theta) \cos(\theta)$$

Y el voltaje de salida resulta:

$$v_{out} = \frac{V_1^2 G_1}{2} \cos(\theta) = \frac{V_1 V_2}{2} \cos(\theta) \quad \text{donde } \theta \text{ es el error de fase}$$

Al momento de resolver problemas de detectores de cuadratura se debe tener cuidado al realizar los cálculos, debido a que son algo extensos es por ello que el *Ejemplo 15* ilustra la resolución de un problema de este tipo de detector.

EJEMPLO 15

Un detector de cuadratura es utilizado para desmodular una señal de FM de 11.3 MHz, $\Delta f = 35$ [kHz] y amplitud de 8V. Los valores de cada elemento del detector son los siguientes: $R = 450 \Omega$, $C_1 = C_2 = 50 \text{ pF}$, $L = 1.2 \mu\text{H}$. Calcular:

- El voltaje de salida del detector de cuadratura
- El voltaje de la señal en cuadratura o segunda señal de entrada al detector V_2

a) Es necesario obtener v_{out} por ello se debe calcular los valores de G_1 y θ .

Para ello se determina el valor de ω por medio de la ecuación 15.1

$$\omega = 2\pi f \dots (15.1)$$

$$\omega = 2\pi(11.3 \text{ MHz}) = 71$$

Y se lleva a cabo el cálculo de G_1 por medio de la ecuación 15.2

$$G_1 = \frac{\omega^2 C_2 L R}{(\omega^4 (L R (C_1 + C_2))^2 + \omega^2 (L^2 - 2R^2 L (C_1 + C_2)) + R^2)^{1/2}} \dots (15.2)$$

Sustituyendo los datos en la ecuación 15.2

$$G_1 = \frac{71^2 * (50pf) * (1.2uH) * (450\Omega)}{(71^4(1.2uH * 450\Omega)(50pf + 50pf))^2 + 71^2(1.2uH^2 - 2 * 450\Omega^2 * 1.2uH(50pf + 50pf)) + 450\Omega^2)^{1/2}}$$

$$G_1 = 0.302 * 10^{-12}$$

Se calcula el valor de θ por medio de la ecuación 15.3

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega L}{\omega^2 LR(C_1 + C_2) - R} \dots (15.3)$$

Sustituyendo los datos en la ecuación 15.3

$$\theta = \tan^{-1} \frac{71 * 1.2uH}{71^2(1.2uH * 450\Omega)(50pF + 50pF) - 450\Omega} = -1.08 * 10^{-5}$$

Finalmente se sustituyen los valores en la ecuación 13.4 de v_{out} :

$$v_{out} = \frac{V_1^2 G_1}{2} \cos(\theta) \dots (15.4)$$

Obteniendo:

$$v_{out} = \frac{8^2(0.302 * 10^{-12})}{2} \cos(-1.08 * 10^{-5}) = 9.67 * 10^{-12}$$

b) Para obtener V_2 lo único que es necesario realizar es un despeje de la ecuación 15.5:

$$v_{out} = \frac{V_1 V_2}{2} \cos(\theta) \dots (15.5)$$

$$V_2 = \frac{2v_{out}}{v_1 \cos(\theta)} = \frac{2 * 9.67 * 10^{-12}}{8 \cos(-1.08 * 10^{-5})} = 2.41 * 10^{-12}$$

Tema 4.7 de Demodulador FM basado en PLL

De todas las aplicaciones del PLL la operación de un demodulador de PLL de FM es, probablemente, la más sencilla y fácil de entender. Un demodulador de frecuencia de PLL no requiere de circuitos sintonizados y automáticamente compensa los cambios en la frecuencia de la portadora debido a la estabilidad en el oscilador de transmisión.

En el demodulador de FM basado en PLL, después que la cerradura de frecuencia ha ocurrido, el VCO encuentra los cambios en la frecuencia en la señal de entrada, manteniendo un error de fase en la entrada del comparador de fase. Por lo tanto, si la entrada de PLL es una señal de FM desviada y la frecuencia natural del VCO es

igual a la frecuencia central de FI, el voltaje de corrección se produce a la salida del comparador de fase y alimenta de nuevo a la entrada de VCO, que es proporcional a la desviación de frecuencia y es esta misma la señal de la información demodulada. Si la amplitud de FI se limita lo suficiente antes de alcanzar el bucle de enganche y el circuito se compensa correctamente, la ganancia del circuito de PLL es constante e igual a K_v . Por lo tanto, la señal demodulada se puede tomar directamente de la salida del búfer interno y es matemáticamente dada como: [1]

$$v_{out} = \Delta f * k_d * k_a$$

La *Figura 29* muestra el diagrama de bloques del demodulador de FM basado en PLL.

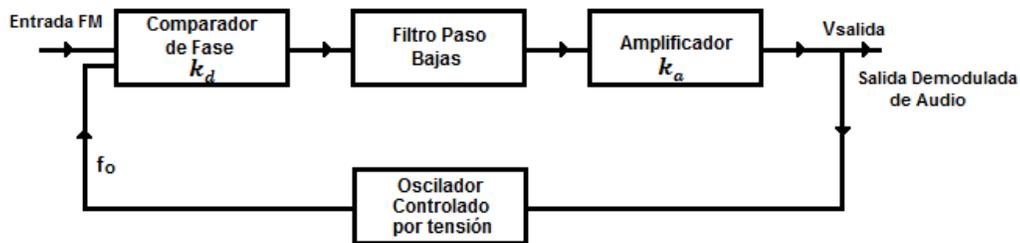


Figura 29. Diagrama de bloques de un Demodulador FM basado en PLL. [1]

El CI 566 es un generador que opera como un demodulador PLL que proporciona una onda cuadrada de salida ajustada a través de una resistencia y un condensador cuya frecuencia de salida depende de una tensión V_c . Tiene algunas limitaciones las cuales se muestran en la Tabla 8.

$2K\Omega \leq R_1 \leq 20K\Omega$
$0.75V_{cc} \leq V_c \leq V_{cc}$
$f_o \leq 1MHz$
$10V \leq V_{cc} \leq 24V$

Tabla 8. Limitaciones del circuito integrado 566.

En la *Figura 30* se observa el circuito que es utilizado en donde R_1 , C_1 y V_c fijan la frecuencia de salida de este circuito. V_c se obtiene a partir del divisor de tensión de R_2 y R_3 de tal forma que:

$$V_c = \frac{R_3 V_{cc}}{R_2 + R_3}$$

Para obtener la frecuencia de oscilación de este CI solo se debe aplicar la fórmula: [28]

$$f_o = \frac{2}{R_1 C_1} \left(\frac{V_{cc} - V_c}{V_{cc}} \right)$$

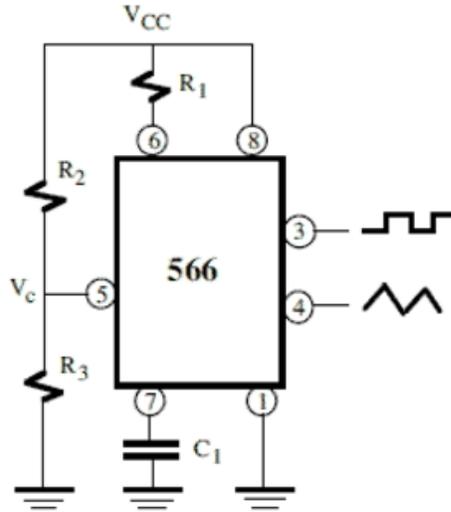


Figura 30. Circuito integrado 566. [28]

En el *Ejemplo 16* es posible observar el procedimiento para resolver un problema de un demodulador de FM basado en PLL.

EJEMPLO 16

Un demodulador de FM basado en PLL proporciona un voltaje de salida máximo de 6 Vp, utiliza un VCO que tiene un intervalo de seguimiento de 200 KHz, $V_{cc}=16V$, $R_1=5K\Omega$, $C_1=10pF$. Obtener:

- La Frecuencia central f_0 de la señal de FM de entrada al demodulador
- El desplazamiento de la frecuencia Δf

a) Como primer paso es necesario obtener el valor de la frecuencia en la que está operando el máximo voltaje con la ecuación 17.1:

$$f_{o\ max} = \frac{2}{R_1 C_1} \left(\frac{V_{cc} - V_c}{V_{cc}} \right) \dots (17..1)$$

$$f_{o\ max} = \frac{2}{(5K\Omega)(10pF)} \left(\frac{16 - 6}{16} \right) = 25\ MHz$$

El intervalo de seguimiento se representa como todo el conjunto representado en la ecuación 17.2:

$$\Delta f - f_0 \leftarrow f_0 \rightarrow \Delta f + f_0 \dots (17.2)$$

Se observa que la frecuencia central se encuentra en medio del intervalo de la ecuación 17.2, por lo que se puede concluir la ecuación 17.3 que:

$$\Delta f = \frac{\text{Intervalo de seguimiento}}{2} \dots (17.3)$$

$$\Delta f = \frac{200\text{KHz}}{2} = 100\text{KHz}$$

Realizando la resta de la $f_{o \max}$ menos el desplazamiento de frecuencia es posible calcular la frecuencia central, tal y como se expresa en la Figura 16.4

$$f_o = f_{o \max} - \Delta f \dots (17.4)$$

$$f_o = 25\text{MHz} - 100\text{KHz} = 24.9 \text{ MHz}$$

b) Se observa que para resolver el inciso a) fue necesario resolver el inciso b) a través de la ecuación 17.3, resultando:

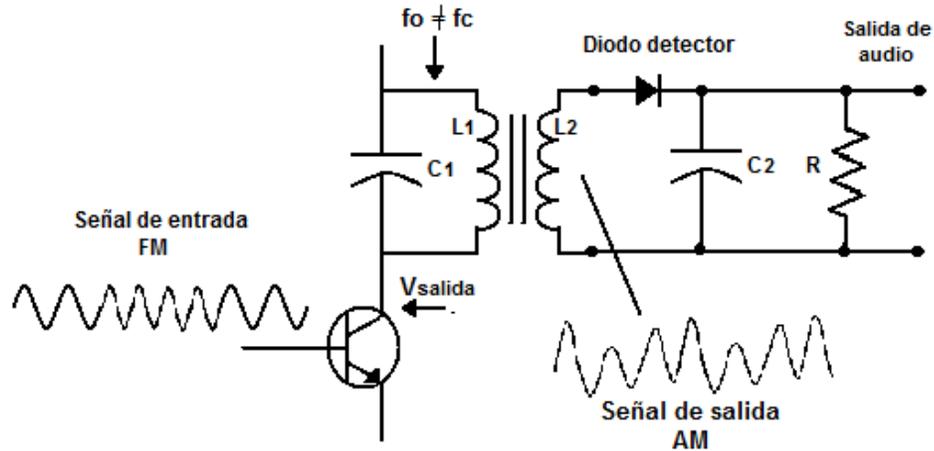
$$\Delta f = \frac{200\text{KHz}}{2} = 100\text{KHz}$$

El capítulo 4 está enfocado a la comprensión de la recepción FM la cual tiene como precedente entender la recepción AM, esto debido a que como se explicó al inicio del capítulo los discriminadores de frecuencia se encargan de transformar la señal FM a una señal AM y enseguida es demodulada la envolvente de AM con detectores de pico.

Para lograr la demodulación de las señales de FM, el capítulo 4 fue el encargado de mostrar los discriminadores más conocidos por su eficacia para llevar a cabo este proceso es por ello que al final de este capítulo se incluye una actividad de repaso con el fin de que el alumno pueda confirmar su aprendizaje así como reforzarlo.

Actividad de repaso capítulo 4

1. En el detector de pendiente que se muestra en la figura se tiene una señal de entrada de FM con voltaje de 0.7 v, frecuencia 16.6 MHz y desplazamiento $\Delta f = 360 \text{ KHz}$. Considerando $R = 7 \text{ K}\Omega$, $C_2 = 6 \text{ nF}$, en el circuito tanque una $Q_{\text{eff}} = 4$, $BW = 3 \text{ MHz}$, $L = 7 \text{ nH}$, y la ganancia del amplificador $|AV| = 20$ en la frecuencia de resonancia. Determinar:
 - a) El voltaje pico de la señal desmodulada
 - b) La frecuencia máxima de la señal desmodulada



2. Un discriminador Foster- Seeley opera con frecuencia igual a 1.865×10^6 rad/s. Los componentes del circuito son $C1 = 30\text{pF}$, $L1 = 1.5\mu\text{H}$, $C2 = 90\text{pF}$, $L23 = 1.2\mu\text{H}$, $Qs = 15$, $M = 3\mu\text{H}$, $e1 = 6\text{Vrms}$. Determinar:
 - a) El voltaje de salida $e8$ para una frecuencia del 2% mayor.
 - b) La sensibilidad del detector.

3. Un discriminador Foster-Seeley tiene los siguientes valores, $C2 = 101.3\text{pF}$, $QS=6$, el transformador tiene $L1 = L23 = 10\mu\text{H}$ y coeficiente de acoplamiento de 0.10. Si $e1=8\text{Vrms}$ en la frecuencia de resonancia del circuito, determinar:
 - a) La señal de salida $e8$ acotada en amplitud si la frecuencia mínima que alcanza la señal de FM es de 4.6729MHz.
 - b) La sensibilidad del detector.

4. Se desea realizar el diseño de un circuito detector de relación con un voltaje $e_1 = 8 \text{ v}$ y con un voltaje de salida de 3 v, obtener:
 - a) El valor del voltaje e_2
 - b) El valor del voltaje E_s
 - c) Si el circuito fuera un discriminador Foster-Seeley cuál sería su voltaje e_8 tomando en cuenta los datos del ejercicio.

5. Un discriminador de proporción tiene los siguientes valores $K = 0.6$, $|e2| = 6.5 \text{ Vrms}$, $Qs = 6$ con frecuencia igual a 10.7MHz. Determinar:
 - a) Voltaje de salida $e8$ para una frecuencia del 3% mayor.
 - b) Sensibilidad del detector.

6. Un detector de cuadratura es utilizado para desmodular una señal de FM de 4.48 MHz, $\Delta f=35$ [kHz] y amplitud de 5V. Los valores de cada elemento del detector son los siguientes: $R=1000$ ohms, $C_1=C_2=30$ pF, $L=42$ uH. Calcular:
- a) Voltaje de salida del detector de cuadratura.
 - b) Voltaje de la señal en cuadratura o segunda señal de entrada al detector V2.
7. Un detector de FM basado en un circuito PLL es utilizado para desmodular la señal, si el circuito VCO contenido en el PLL tiene una sensibilidad de $K_f = 120$ KHz/V y la señal de FM tiene una desviación en frecuencia de 85KHz, determinar:
- a) Voltaje de salida del detector
 - b) Intervalo de seguimiento mínimo que debe tener el circuito VCO.
8. Un demodulador de FM basado en PLL proporciona como salida la gráfica mostrada en la Figura 1 empleando el VCO de la Figura 2 donde $V_+=12$ V, $R_1=2.7$ K Ω , $R_2=1.5$ K Ω , $R_3=10$ K Ω , $C_1=21.47$ pF. Obtener:
- a) Frecuencia y desplazamiento de la señal de FM de entrada al demodulador.
 - b) Intervalo de enganche mínimo del VCO.
 - c) Sensibilidad del detector.

CAPÍTULO 5: RECEPTOR DE SEÑALES DIGITALES

Tema 5.1 Introducción

Actualmente la recepción de señales digitales va en constante crecimiento, esto debido a las ventajas que ofrece su uso ante la recepción de señales de forma analógica. Algunas de las características que marcan la diferencia entre el uso de la recepción digital frente a la recepción analógica en el caso de la televisión, por ejemplo, son:

- Mayor Calidad de imagen y sonido
- Mayor número de canales de Televisión
- Mayor flexibilidad de las emisiones y servicios adicionales

Es por ello que es necesario que se conozcan los tipos de recepción digital ya que otras tecnologías comenzarán a hacer uso de esta además de las tecnologías que ya están haciendo uso de ella como lo es la televisión digital.

Tema 5.2 Recepción en FSK

La modulación por desplazamiento de frecuencia FSK es una versión de modulación de frecuencia (FM), sencilla de implementar. Maneja dos frecuencias, a saber: Frecuencia de Marca (FM) y Frecuencia de Salto (FS), las cuales representarán la presencia de los datos Binarios. El circuito mas empleado para demodular las señales FSK binarias es el circuito de fase cerrada (PLL), que se muestra en el siguiente diagrama de bloques de la *Figura 31*:

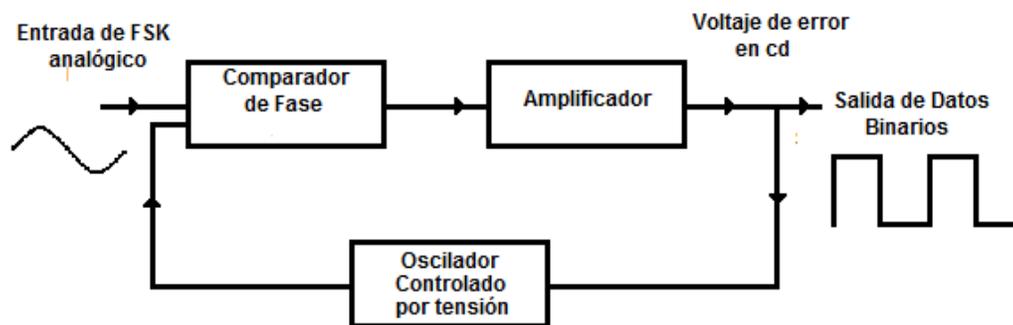


Figura 31. Diagrama de bloques de un receptor FSK. [1]

El funcionamiento es sencillo, conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y salto, el voltaje de error de cd a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que sólo hay dos frecuencias de entrada (marca y salto), también hay sólo dos voltajes de error de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro un 0 lógico tal y como se puede observar en la *Figura 32*.

En consecuencia, la salida es una representación de dos niveles, es decir binaria. Por lo general, la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador de FSK. Como resultado, los cambios en el voltaje de error cd, siguen a los cambios en la frecuencia de entrada analógica y son simétricos alrededor de 0. [1]

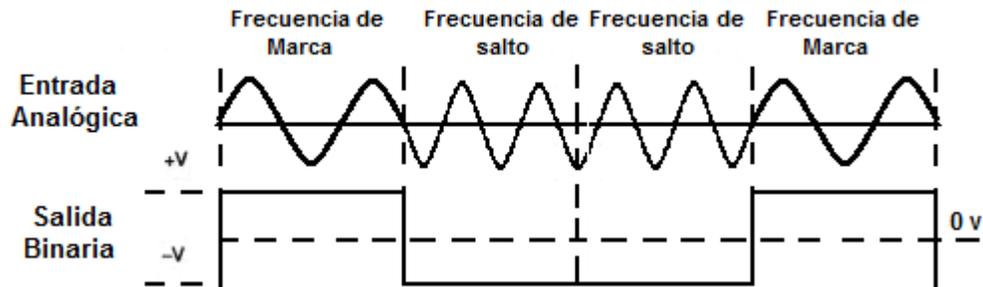


Figura 32. Señal de entrada y salida de un Receptor FSK.

En la resolución de problemas de Receptores de FSK se debe tomar en cuenta las consideraciones de la Tabla 9:

Tabla 9. Consideraciones en un Receptor FSK

Los dos parámetros más importantes que se deben de diseñar son la frecuencia central :

$$f_o = \sqrt{f_{marca} * f_{salto}}$$

Y la desviación de frecuencia:

$$\tilde{\Delta}f = \frac{f_{marca} - f_{salto}}{2}$$

Además de su índice de modulación:

$$\beta = \frac{\tilde{\Delta}f}{f_{modulación}}$$

El *Ejemplo 17* muestra el procedimiento para realizar los cálculos para un receptor FSK

EJEMPLO 17

Se tiene un Receptor FSK el cual opera a una frecuencia central de 108 MHz, se sabe que la frecuencia de marca es igual a 201.1 MHz, determinar:

- a) La frecuencia de salto que se utiliza
- b) La desviación de frecuencia
- c) El índice de modulación si la frecuencia de modulación es de 88.33 MHz

a) Se observa en la ecuación 18.1 que al realizar el despeje de la frecuencia de salto que relaciona a la frecuencia de marca con la frecuencia central, es posible obtener la frecuencia de salto:

$$f_o = \sqrt{f_{marca} * f_{salto}} \dots (18.1)$$

$$f_{salto} = \frac{f_o^2}{f_{marca}}$$

Por lo tanto se tiene que:

$$f_{salto} = \frac{108 \text{ MHz}^2}{201,1 \text{ MHz}} = 58 \text{ MHz}$$

b) Al calcular la frecuencia de salto es posible obtener la desviación de frecuencia sustituyendo en la ecuación 18.2:

$$\tilde{\Delta}f = \frac{f_{marca} - f_{salto}}{2} \dots (18.2)$$

Al sustituir los valores se calcula $\tilde{\Delta}f$:

$$\tilde{\Delta}f = \frac{201,1 \text{ MHz} - 58 \text{ MHz}}{2} = 71,55 \text{ MHz}$$

c) Finalmente para hacer el cálculo del índice de modulación basta con sustituir el resultado del inciso b en la ecuación 18.3:

$$\beta = \frac{\tilde{\Delta}f}{f_{modulación}} \dots (18.3)$$

$$\beta = \frac{71,55 \text{ MHz}}{88,33 \text{ MHz}} = 0,81$$

Tema 5.3 Recepción en PSK

La modulación por desplazamiento de fase (PSK, phase-shift keying) es otra forma de modulación digital angular de amplitud constante. Se parece a la modulación convencional de fase, excepto que en la PSK la señal de entrada es una señal digital binaria, y es posible tener una cantidad limitada de fases de salida. Dado que lo más común es codificar un número entero de bits por cada símbolo, el número de fases a tomar es una potencia de dos. Así se tendrán BPSK con 2 fases, QPSK con 4 fases, 8-PSK con 8 fases y así sucesivamente. A mayor número de posibles fases, mayor es la cantidad de información que se puede transmitir utilizando el mismo ancho de banda, pero mayor es también su sensibilidad frente a ruidos e interferencias.

Tema 5.4 Recepción en BPSK

Con la Recepción por desplazamiento de fase binaria (BPSK), son posibles dos fases de entrada para una sola frecuencia de portadora. Una fase de entrada representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico. Conforme la señal digital de salida cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que están 180° fuera de fase. El BPSK es una forma de modulación de onda cuadrada de portadora suprimida de una señal de onda continua. [1] En la *Figura 33* se muestra de bloques de un receptor BPSK.

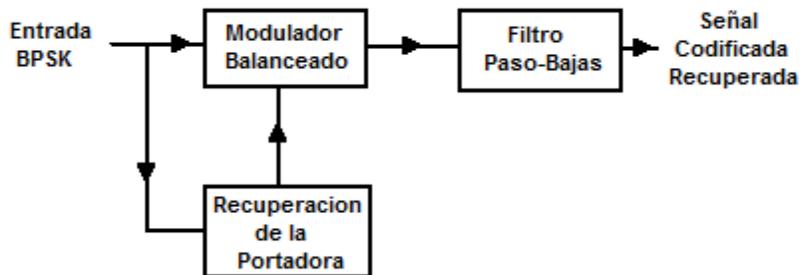


Figura 33. Diagrama de Bloques de un Receptor BPSK. [12]

La forma de operar del circuito es el siguiente: el circuito de recuperación coherente de portadora detecta y regenera una señal de portadora que es coherente, tanto en fase como en frecuencia, con la portadora original de transmisión. El modulador balanceado es un detector de producto; la salida es el producto de las dos entradas (la señal BPSK y la portadora recuperada). El filtro paso-bajas separa los datos binarios recuperados de la señal desmodulada compleja. La *Figura 34* ejemplifica la entrada y salida de un receptor BPSK en donde se observa que cuando hay un cambio de fase en la entrada, se obtiene como resultado un cambio en voltaje a la salida. [12]

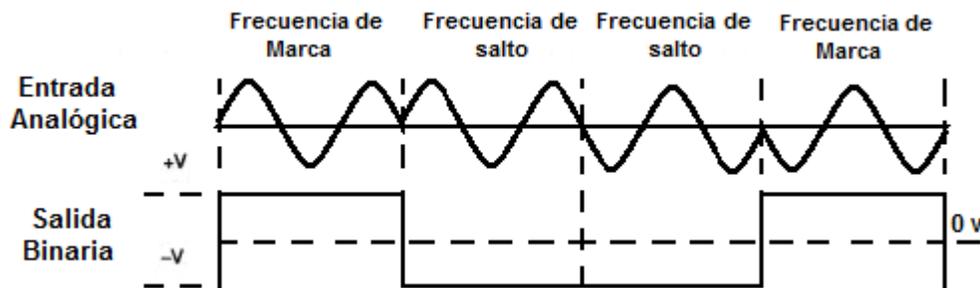


Figura 34. Señal de entrada y salida de un Receptor BPSK.

Tema 5.5 Recepción en QPSK

La modulación por desplazamiento cuaternario de fase o QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), o PSK de cuadratura como a veces se le llama, es otra forma de modulación digital angular y de amplitud constante.

Con esta codificación, son posibles cuatro fases de salida para una sola frecuencia de portadora, por ende en el receptor se tienen cuatro fases de entrada para una sola frecuencia de portadora. La *Figura 35* muestra el diagrama de bloques de un receptor de QPSK.

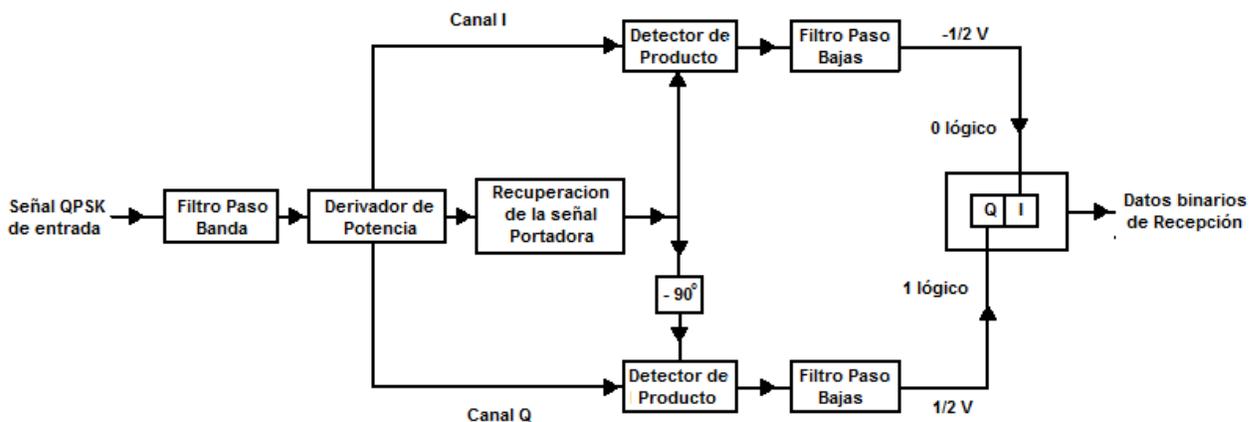


Figura 35. Diagrama de Bloques de un Receptor QPSK. [1]

El receptor QPSK opera de la siguiente manera: entra la señal QPSK, enseguida la señal es filtrada con ayuda de un filtro paso banda permitiendo pasar la señal filtrada a la parte del derivador de potencia que se encarga de dirigir la señal QPSK de entrada a los detectores de producto, I y Q, y al circuito de recuperación de la portadora.

El circuito de recuperación de la portadora reproduce la señal original del modulador de la portadora de transmisión. La portadora recuperada tiene que ser coherente, en frecuencia y fase, con la portadora de referencia transmisora.

La señal QPSK se demodula en los detectores de producto, I y Q, que generan los bits de datos, I y Q, originales. Las salidas de los detectores de productos alimentan al circuito para combinar bits, donde se convierten de canales de datos, I y Q, paralelos a un solo flujo de datos de salida binarios. [1]

La *Figura 36* permite observar la entrada y salida de un receptor QPSK en donde se observa cómo cada par de bits conformados por Q y I representan una fase distinta por lo cual existen 4 fases diferentes.

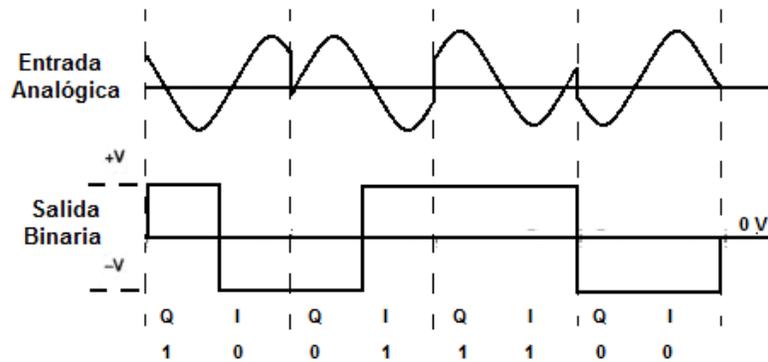


Figura 36. Señal de entrada y salida de un Receptor QPSK.

Tema 5.6 Recuperación de la portadora

La recuperación de portadora es el proceso de extraer una portadora de referencia, de fase coherente, de una señal en el receptor, también suele nombrarse como referencia de fase. En las técnicas de modulación de fase que se han descrito hasta ahora, los datos binarios se codificaban en forma de una fase precisa de la portadora transmitida.

A esto se le llama codificación absoluta de fase. Para desmodular los datos en forma correcta se recuperaba una portadora de fase coherente, y se comparaba con la portadora recibida en un detector de producto.

Para determinar la fase absoluta de la portadora recibida es necesario producir una portadora en el receptor, que tenga su fase coherente con la del oscilador de referencia del transmisor. Esta es la función que ejecuta el circuito de recuperación de portadora.

En los sistemas PSK la portadora se suprime en los moduladores balanceados, por lo cual, no se transmite. Entonces, en el receptor no se puede rastrear la portadora tan sólo con un lazo amarrado a fase.

En los sistemas de portadora suprimida, como el PSK, se requieren métodos complicados de recuperación de portadora, algunos ejemplos son por medio de un lazo cuadrático, un lazo de costas o un remodulador. [1]

Tema 5.7 Recuperación de la portadora por medio de lazo cuadrático

Un método frecuente para lograr la recuperación de portadora en BPSK es el lazo cuadrático. Se puede observar en la *Figura 37* el diagrama de bloques de un lazo cuadrático.



Figura 37. Diagrama de bloques de un lazo cuadrático. [1]

El proceso que ocurre según el diagrama de bloques mostrado es el siguiente: La forma de onda BPSK recibida se filtra y a continuación se eleva al cuadrado. El filtrado reduce el ancho espectral del ruido recibido. El circuito cuadrático elimina la modulación y genera la segunda armónica de la frecuencia de la portadora. La fase de esta armónica se rastrea con el PLL. Finalmente la frecuencia de salida del VCO en el PLL se divide entre 2, y se usa como referencia de fase para los detectores de producto. [1]

Tema 5.8 Recuperación de la portadora por medio de lazo de costas

El segundo método de recuperación de portadora es el lazo de costas, o lazo de cuadratura. La *Figura 38* permite visualizar el diagrama de bloques de este método.

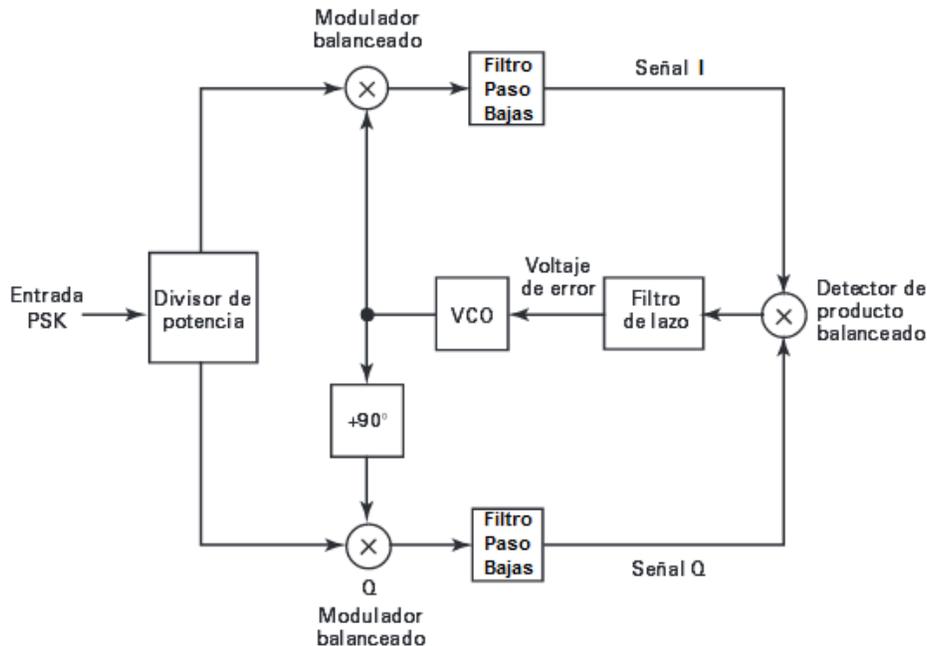


Figura 38. Diagrama de bloques de un lazo de costas o lazo de cuadratura. [1]

El lazo de costas produce los mismos resultados que un circuito de respuesta cuadrada seguido de un PLL ordinario en lugar del filtro paso bajas. Este esquema de recuperación usa dos lazos paralelos de rastreo (I y Q) al mismo tiempo para obtener el producto de los componentes I y Q de la señal que activa al VCO. El lazo I enfasado usa al oscilador controlado por voltaje (VCO) como un PLL, y el lazo Q de cuadratura usa una señal de VCO desplazada 90° .

Una vez que la frecuencia del VCO es igual a la de la portadora suprimida, el producto de las señales I y Q producirá un voltaje de error proporcional a cualquier error de fase en el VCO. El voltaje de error controla la fase y, en consecuencia, la frecuencia del VCO. [1]

Tema 5.9 Recuperación de la portadora por medio de un remodulador

Un tercer método de recuperar una portadora de fase y frecuencia coherentes es por medio de un remodulador. Se muestra el diagrama de bloques de la recuperación de la portadora por medio de un remodulador en la *Figura 39*.

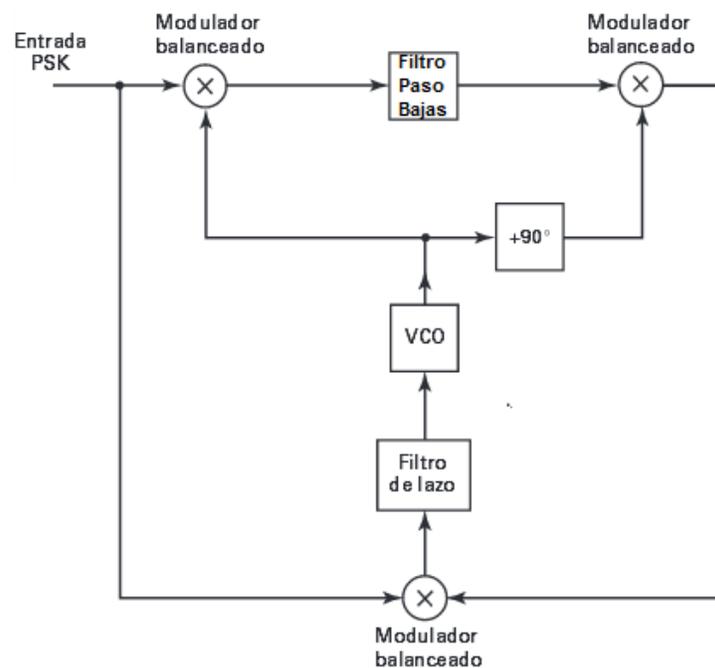


Figura 39. Diagrama de bloques de un lazo de recuperación de la portadora por medio de un demodulador. [1]

El funcionamiento es sencillo, el remodulador produce un voltaje de error de lazo que es proporcional al doble del error de fases entre la señal de entrada y la señal del VCO. El remodulador tiene un tiempo más corto de adquisición que los lazos cuadrático o el de costas.

Los circuitos de recuperación de portadora, para técnicas de codificación más grandes que binaria, se parecen a los de BPSK, excepto que se usan circuitos que elevan la señal de referencia a la cuarta, octava y otras potencias mayores. [1]

Tema 5.10 Recuperación del Reloj

Como en cualquier sistema digital, la radio digital necesita una sincronización precisa entre los circuitos de transmisión y de recepción. Debido a ello es necesario regenerar los relojes en el receptor, que estén sincronizados con los del transmisor.

Un circuito sencillo que se suele usar para recuperar la información del reloj a partir de los datos recibidos es el que se observa en la *Figura 40*.

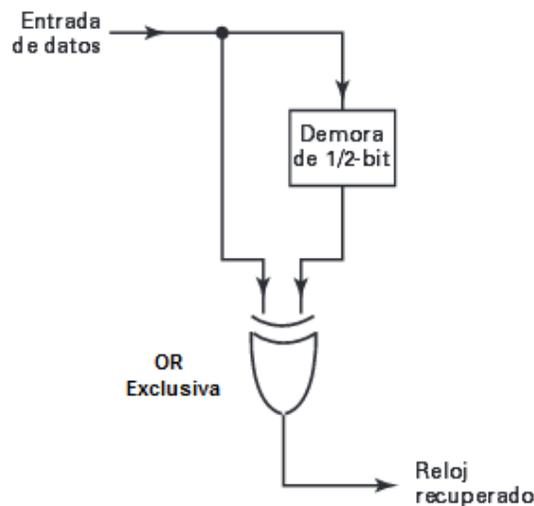


Figura 40. Circuito recuperador del reloj a partir de los datos de entrada. [1]

Su funcionamiento es sencillo, los datos recuperados se demoran medio bit de tiempo y a continuación se comparan con los datos originales en un circuito XOR. La frecuencia del reloj que se recupera con este método es igual a la frecuencia de datos recibidos.

En la *Figura 41* se observa que mientras los datos recibidos contengan una cantidad apreciable de secuencias 1/0, se mantiene el reloj recuperado. Si los datos recibidos tuvieran un periodo prolongado de unos o ceros sucesivos, se perdería el reloj recuperado. Para evitar que eso suceda, los datos se revuelven en el extremo de transmisión y se vuelven a ordenar en el extremo de recepción. La mezcla introduce pulsos en la señal binaria, que usan un algoritmo predeterminado, y el ordenador usa el mismo algoritmo para eliminar las transiciones.

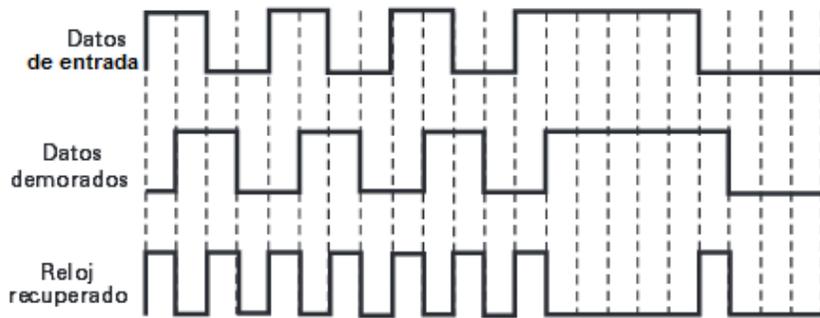


Figura 41. Diagrama de relación de los datos y la sincronización del reloj. [1]

A lo largo del capítulo 5 se observa que está compuesto principalmente de conceptos teóricos acerca de la demodulación digital, enfocándose en la demodulación en frecuencia y en la demodulación en fase esta última principalmente debido a que actualmente su uso está incrementándose debido a la llegada de la televisión digital en donde es utilizada la demodulación QPSK.

La razón de ello es que el material de apuntes busca que el alumno tenga claros los conceptos básicos que conllevan la demodulación digital, además que sirva como herramienta de repaso de la asignatura Comunicaciones Digitales cursada en el sexto semestre de la carrera de ingeniería en telecomunicaciones, en la cual se profundizaron estos temas así como otros tipos de demodulación.

En consecuencia a esto se busca que el estudiante sea capaz de resolver y explicar con sus propias palabras el cuestionario propuesto en la Actividad de repaso del capítulo 5.

Actividad de repaso capítulo 5

1. ¿Cuántas frecuencias maneja la modulación por desplazamiento de fase y que es lo que representan?
2. ¿Por qué en la modulación por desplazamiento de fase los múltiplos son potencia de 2?
3. ¿En la modulación BPSK cuántas fases son permitidas por frecuencia?, ¿Qué representan esas fases a nivel digital?
4. ¿En la modulación QPSK cuántas fases son permitidas por frecuencia?, ¿Cómo funciona un receptor de este tipo?

5. ¿Por qué se requiere producir una portadora en un receptor PSK que tenga fase coherente?
6. ¿Cuáles son los tres métodos que se utilizan en la recuperación de la portadora PSK?, ¿Cuál es la única condición que requieren estos métodos para poder ser utilizados?
7. ¿Por qué es importante la implementación de un circuito que se encargue de la recuperación del pulso de reloj en un sistema digital transmisor-receptor?
8. ¿Qué hace el circuito recuperador de reloj si se encuentra con un conjunto de unos o ceros?, ¿Para que realiza esta acción?, ¿Cuándo comienza nuevamente a operar?

CAPÍTULO 6: RECEPTOR ÓPTICO

Tema 6.1 Introducción

El propósito del receptor óptico es extraer la información contenida en una portadora óptica que incide en el fotodetector. En los sistemas de transmisión analógica el receptor debe amplificar la salida del fotodetector y después demodularla para obtener la información. En los sistemas de transmisión digital el receptor debe producir una secuencia de datos (unos y ceros) que contienen la información del mensaje transmitido. [13]

Tema 6.2 Receptores de detección directa

Una configuración básica es el receptor de detección directa es como la que se muestra en el diagrama de bloques de la *Figura 42*, el fotodetector convierte el flujo de los fotones incidentes en un flujo de electrones. Después esta corriente es amplificada y procesada.

Existen dos tipos de fotodiodos usuales para recepción óptica, fotodiodo PIN (llamado así debido a que la primera de sus capas es de tipo **P**, la segunda capa es de tipo Intrínseca y la tercera capa de tipo **N**) y fotodiodo de avalancha APD (Avalanche Photodiodes).

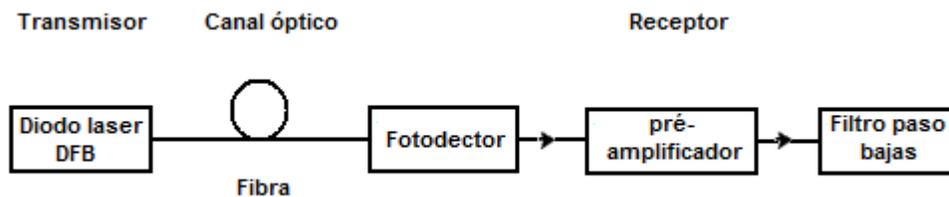


Figura 42. Diagrama de bloques de un receptor óptico de detección directa. [14]

Donde:

- DFB-Distributed Feed Back

En la práctica, para los receptores de detección directa con fotodiodos PIN, el factor limitante de la sensibilidad del receptor es el ruido térmico, generado en la salida del fotodiodo. Existe dos alternativas para superar esta limitación, una es el uso de fotodiodo de avalancha APD, donde el mecanismo de multiplicación de la corriente foto generada en el fotodiodo amplifica la señal foto detectado.

La segunda alternativa es la utilización de un pre-amplificador óptico antes del fotodetector, para amplificar la señal óptica antes de la detección, la *Figura 43* permite visualizar el cambio en el diagrama de bloques básico al incluirle esta etapa.

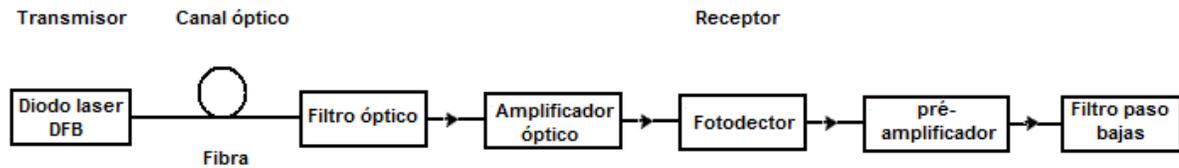


Figura 43. Diagrama de bloques de un receptor óptico de detección directa con preamplificador óptico. [14]

Una configuración más compleja de receptor óptico es el empleo de los receptores de detección coherente, con el nivel de potencia del oscilador local tan alto que el ruido térmico se hace mucho menor que el producto del pulso entre la señal del oscilador local y la señal recibida. La *Figura 44* presenta el esquema simplificado de detección coherente.

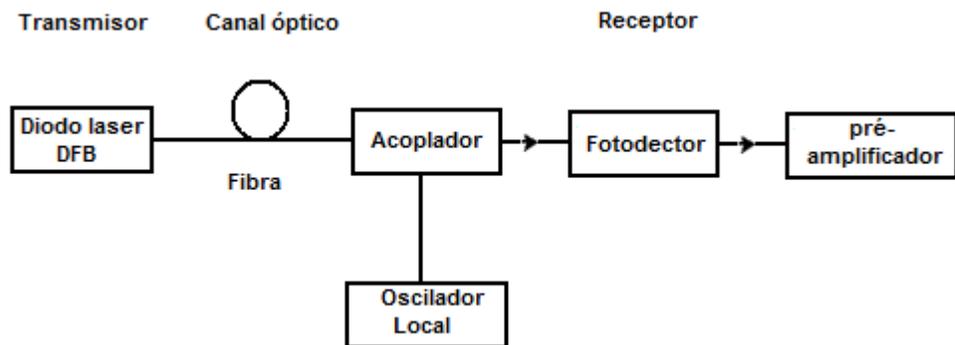


Figura 44. Diagrama de bloques de un detector óptico coherente. [14]

En el caso del esquema coherente, la señal detectada posee una frecuencia intermedia dada por:

$$f_{FI} = |f_s - f_{LO}|$$

Donde: f_{FI} es la frecuencia intermedia, f_s es la frecuencia de la señal recibida y f_{LO} es la frecuencia del oscilador local.

Los receptores ópticos actuales se basan en uno de los dos tipos de detectores: el fotodiodo de avalancha APD y el diodo PIN seguido por un preamplificador de entrada FET (Field-Effect Transistor). [14]

Tema 6.3 Fotodetectores

Los fotodetectores son diodos semiconductores que operan polarizados inversamente. Durante la absorción de la luz, cuando un fotodetector es iluminado, las partículas de energía luminosa, también llamadas fotones, son absorbidas generando pares electrón - hueco, que en presencia de un campo eléctrico producen una corriente eléctrica.

Estos dispositivos son muy rápidos, de alta sensibilidad y pequeñas dimensiones. La corriente eléctrica generada por ellos es del orden de los nano-amperios y por lo tanto se requiere de una amplificación para manipular adecuadamente la señal.

Los principales tipos de receptores ópticos son:

- **Fotodetectores PIN:**

Es el detector más utilizado en los sistemas de comunicación óptica. Es relativamente fácil de fabricar, altamente fiable, tiene bajo ruido y es compatible con circuitos amplificadores de tensión. Además es sensible a un gran ancho de banda debido a que no tiene mecanismo de ganancia. Anexado a esto, es el más utilizado como detector de luz en los sistemas de comunicaciones por fibra óptica.

El diodo PIN se compone básicamente de unas zonas p y n altamente conductoras junto a una zona intrínseca poco conductiva. Los fotones entran en la zona intrínseca generando pares electrón-hueco. El diodo se polariza inversamente para acelerar las cargas presentes en la zona intrínseca, que se dirigen a los electrodos. Donde aparece como corriente. El proceso es rápido y eficiente. Como no hay mecanismo de ganancia, la máxima eficiencia es la unidad y el producto ganancia por ancho de banda coincide con esta última. Un diagrama de este fotodetector se puede ver en la *Figura 45*.

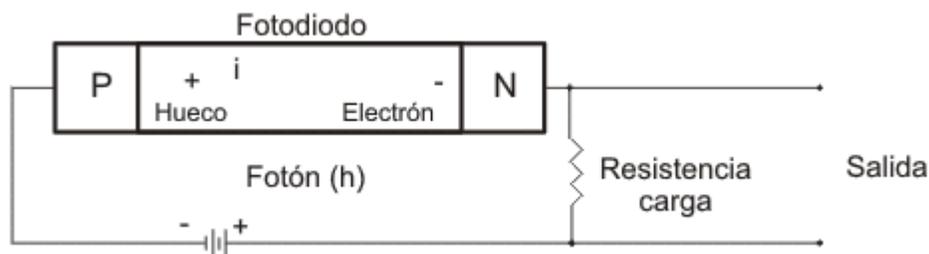


Figura 45. Construcción de un fotodetector de PIN [15]

- **Fotodetectores PIN con preamplificadores FET:**

Para aumentar la sensibilidad del PIN se utilizan fotodiodos PIN con preamplificador FET que poseen un ancho de banda amplio, pudiendo ser utilizados para diferentes longitudes de onda y diferentes tipos de fibras.

- **Fotodetectores de avalancha APD:**

Este diodo está conformado por una capa intrínseca, casi pura, de material semiconductor, introducida entre la unión de dos capas de materiales semiconductores tipo n y p, tal y como se muestra en la *Figura 46*.

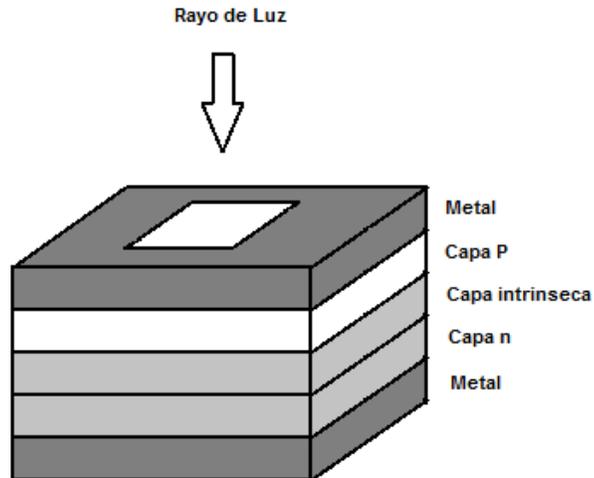


Figura 46. Construcción de un fotodetector de APD[15]

Son diodos polarizados en inversa, con la diferencia de que las tensiones inversas son elevadas, originando un fuerte campo eléctrico que acelera los portadores generados, de manera que estos colisionan con otros átomos del semiconductor y generan pares electrón-hueco. Esta ionización por impacto determina la ganancia de avalancha.

La ganancia de un APD tiene influencia sobre el ancho de banda. El máximo ancho de banda se da para una ganancia igual a 1. Con ganancias más elevadas, el ancho de banda se reduce debido al tiempo necesario para que se forme la foto avalancha. [15]

Tema 6.4 Amplificadores en sistemas de comunicaciones ópticos

El fundamento de un amplificador óptico es el proceso de emisión estimulada al igual que en un láser. Su estructura es similar a la de un láser salvo que no posee una realimentación para evitar que el dispositivo oscile, de forma que puede elevar el nivel de potencia de la señal pero no generar una señal óptica coherente. La *Figura 47* muestra el ejemplo del funcionamiento de un amplificador óptico.

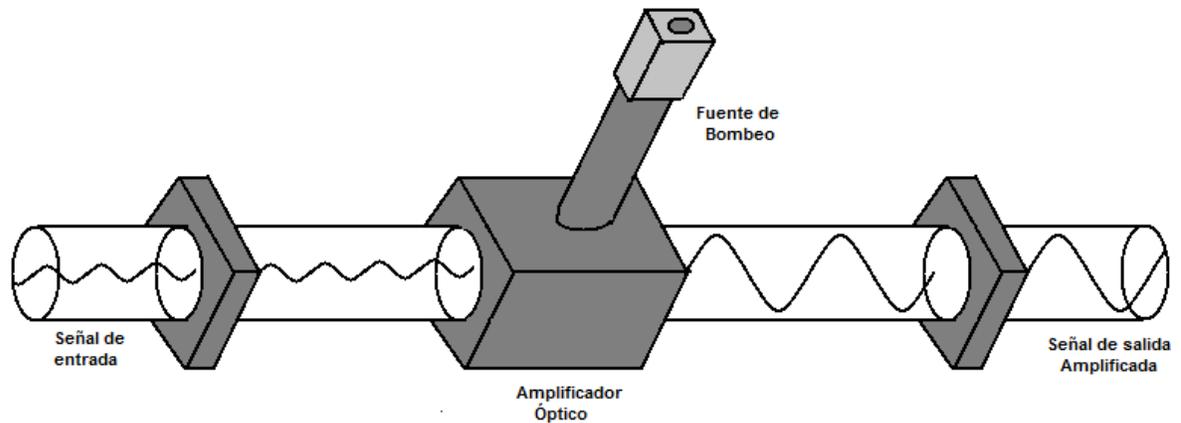


Figura 47. Diagrama de amplificador óptico. [16]

Para hacer funcionar este amplificador la fuente de bombeo inyecta una energía en la zona activa del amplificador. Esta energía es absorbida por los electrones que incrementan sus niveles de energía produciéndose la inversión de población. Al ser alcanzados estos electrones por los fotones de la señal óptica de entrada caen a unos niveles energéticos más bajos dando lugar a un nuevo fotón, esto es el proceso de emisión estimulada, produciéndose así la amplificación de la señal. La amplificación se produce dentro de un rango de frecuencias que dependen del material, así como su estructura.

Existen dos principales amplificadores:

- **Amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA's, Erbium-Doped Fiber Amplifiers):** Estos amplificadores permiten amplificar señales ópticas en la región espectral de 1550nm, utilizada comúnmente en los sistemas de comunicaciones ópticos, además necesitan de una señal de bombeo externa con una frecuencia ligeramente superior a la que amplifican. Típicamente las longitudes de onda de bombeo son 980 nm o 1480 nm.
- **Amplificadores ópticos de semiconductor (SOA's, semiconductor optical amplifiers):** Estos amplificadores permiten regenerar señales a distintas longitudes de onda de manera simultánea, y sus tiempos de respuesta son menores en comparación con los amplificadores basados en fibras ópticas dopadas de tierras raras. Una de las principales características que ofrece este tipo de amplificadores es su amplio rango espectral de operación. [16]

Tema 6.5 Ruido en los receptores ópticos

La capacidad de un receptor óptico para detectar señales de luz débiles depende de su sensibilidad y en particular del ruido propio. Los agentes causantes del ruido son la señal óptica, el diodo en sí y el circuito eléctrico que le sigue. El límite en cuanto a detección se da cuando la suma de todas las corrientes de ruido iguala a la corriente de la señal a la salida del receptor. Esta potencia equivalente al ruido suele ser, sin embargo, menos importante que la potencia óptica (mínima) requerida para garantizar la deseada relación señal/ruido o tasa de error.

En sistemas ópticos, existen dos fuentes principales de ruido:

- **Ruido de Disparo:** Generado por la característica aleatoria del movimiento y generación de portadores en la juntura PN del foto-receptor.
- **Ruido Térmico:** Generado por la característica aleatoria del movimiento de los electrones en un conductor, a una cierta temperatura. Es producido en los componentes externos al foto-receptor, así como en los componentes de este mismo.

Se debe recordar que la relación señal a ruido es un elemento importante en cualquier sistema de comunicación, en el caso de las comunicaciones ópticas esta relación está dada por: [17]

$$SNR = \frac{\text{Potencia promedio de la señal}}{\text{Potencia del ruido}} = \frac{I_p^2}{\sigma^2}$$

Tema 6.6 Sistemas de comunicaciones ópticas digitales

En el extremo receptor que se muestra en la *Figura 48* de un sistema de comunicaciones ópticas, la señal se detecta y amplifica, normalmente se requiere el filtro de ecualización para regenerar los pulsos recibidos; de ésta señal se extrae el reloj, que se utiliza en el circuito de decisión para determinar el nivel correspondiente a cada pulso sincronizado.

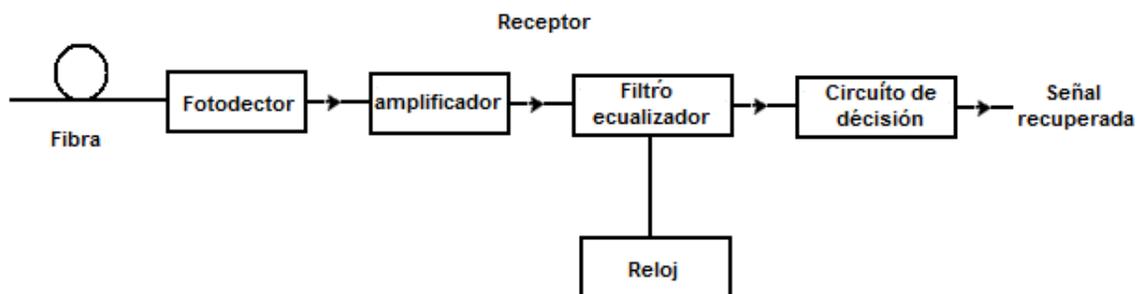


Figura 48. Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones ópticas digital. [18]

En el caso particular de los sistemas de fibra se puede tener un volumen de transmisión de información mucho mayor. Una señal digital sólo puede tener un número finito de valores (normalmente dos), con lo cual la posibilidad de que se añada ruido y distorsión a lo largo de la transmisión es mucho menor que en las señales analógicas que tienen un número infinito de valores y en las que el ruido puede modificar el contenido de la señal original.

En el caso digital, sólo es importante discernir el nivel y la temporización de los pulsos recibidos, la forma de éstos no resulta tan importante. Se preserva la intimidad de la comunicación con el uso de codificación criptográfica. Entre los escasos inconvenientes de la transmisión digital, se pueden mencionar: La necesidad de un mayor ancho de banda, además de la necesidad de sincronización de pulsos, lo cual requiere de circuitos complejos y, por tanto de una elevación en el costo de instalación de un sistema digital. [18]

Tema 6.7 Multicanalización por división de tiempo

Los sistemas de comunicaciones ópticas pueden utilizar técnicas similares a las utilizadas con sistemas electrónicos. Una sola fibra puede transmitir muchas señales digitales multicanalizadas temporalmente, cada canal puede transmitir sus datos en un instante de tiempo previamente asignado. La asignación de tiempos para cada señal sirve en la recepción para identificar la fuente que envía el mensaje. La multicanalización temporal TDM (Time Division Multiplexing) puede hacerse bit por bit o bien en forma de paquetes que incluyen códigos de señalización y de identificación de fuente. El esquema típico de este tipo de multicanalización se muestra en la *Figura 49*, y es básicamente el mismo que para sistemas eléctricos, solo que se agregan los bloques del transmisor y receptor ópticos.

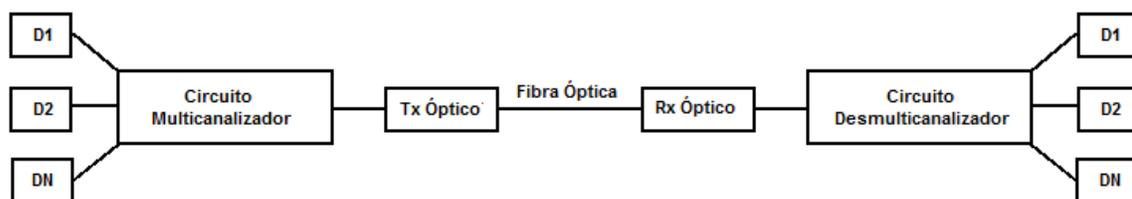


Figura 49. Diagrama de bloques de un sistema de multicanalización por división de tiempo óptico. [18]

Como se ve en la figura las transmisiones digitales de varias fuentes D1, D2,...DN se intercalan en tiempos predeterminados, el proceso es en realidad un simple interruptor, que va conmutando cíclicamente, este interruptor tiene N entradas y una salida, mientras que en la parte del receptor se realiza el mismo método pero en forma inversa. El tiempo que toma transmitir una señal en cada canal se llama tiempo de trama.

Los sistemas TDM tienen el mérito de ser los primeros en ofrecer una gran capacidad de transmisión de información digital, por lo que se adoptaron también para ser utilizados en enlaces de fibra óptica. Sin embargo, dado el desarrollo de nuevos dispositivos de óptica integrada, es probable que los sistemas TDM sean sustituidos, al menos para la transmisión por fibra, por sistemas WDM, los cuales se tratan en la siguiente sección. Aunque los sistemas de multicanalización por división de tiempo son todavía ampliamente utilizados, tienen limitaciones serias en cuanto a la máxima velocidad de transmisión que pueden alcanzar, ya que ésta depende de los circuitos electrónicos encargados de realizar el proceso de inserción o extracción de una señal cualquiera de toda la trama digital. En la actualidad, los sistemas TDM comerciales de mayor capacidad de información, son los correspondientes a la Jerarquía Digital Síncrona, operando a un régimen binario de 2.5 Gb/s, aunque se están desarrollando sistemas para operar a 10 GB/s. [18]

Tema 6.8 Multicanalización por Longitud de onda

La multicanalización por división en longitud de onda (WDM, Wavelength Division Multiplexing), consiste en la transmisión de dos o más flujos de información simultáneos sobre una misma fibra, en el mismo sentido u opuesto, y utilizando distinta longitud de onda en cada caso. La *Figura 50* muestra el diagrama de bloques de este tipo de multicanalización. Las señales provienen de fuentes de luz con diferentes longitudes de onda. El multicanalizador y el desmulticanalizador son acopladores ópticos y los detectores son independientes, uno para cada longitud de onda.

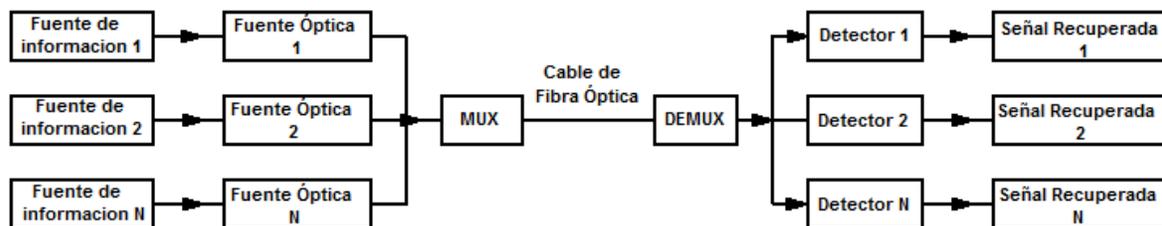


Figura 50. Diagrama de bloques de un sistema de multicanalización por división de tiempo óptico. [18]

Una multicanalización de este tipo presenta las siguientes ventajas, derivadas de su propia concepción:

Si la transmisión de flujos ocurre en el mismo sentido, aumenta la capacidad de enlace, multiplicando el valor inicial por el número de longitudes de onda multicanalizadas. La ventaja no se refiere sólo al tráfico cursado, sino al aprovechamiento de la misma infraestructura para soportarlo. Por ejemplo, cuando se trató la multicanalización por división de tiempo, se mencionó que los sistemas actuales trabajan a un régimen máximo de 2.5 Gb/s, un sistema WDM de 10 canales amplía este rendimiento a 25 Gb/s.

Las limitaciones por dispersión cromática en la fibra se aplican a la máxima velocidad por portadora (longitud de onda), y no a la velocidad total del sistema. Con referencia al ejemplo del apartado anterior, si la dispersión empieza a degradar la transmisión después de una cierta distancia y trabajando a 2.5 Gb/s, para un enlace de cuatro portadoras, la degradación será aproximadamente la misma, dada la cercanía entre longitudes de onda, aunque la velocidad de transmisión real es de 10 Gb/s. El formato de modulación de las señales multicanalizadas no necesita ser el mismo. Si se aplica a flujos de información en sentidos opuestos, aumenta la flexibilidad del sistema.

Los inconvenientes actualmente existentes para la utilización de la WDM son:

- Pérdidas intrínsecas a los elementos ópticos selectivos de filtrado, por absorción o reflexión. Pérdidas de acoplamiento entre la fibra y el elemento de filtrado.
- Degradación de la sensibilidad del receptor a causa de la diafonía óptica entre canales, causada sobre todo por superposición de los espectros de las fuentes usadas (ancho espectral no exactamente monocromático y variaciones en la longitud de onda central debidas a la temperatura). [18]

En la resolución de problemas de receptores ópticos se debe tomar en cuenta las consideraciones de la Tabla 10 y las ecuaciones de la Tabla 11.

Tabla 10. Tabla de nomenclatura.

η	= Eficiencia cuántica
λ	= longitud de onda
M	= ganancia interna
σ_s^2	= potencia de ruido de disparo
σ_T^2	= potencia de ruido termico
I_p	= fotocorriente
\bar{R}	= respuesta de un fotodiodo(A/W)
P_{in}	= Potencia optica incidente
Δf	= ancho de banda
T_r	= Tiempo de riso
τ_{tr}	= tiempo que tarda un electron en cruzar la zona de absorción
τ_{RC}	= Constante de tiempo del circuito RC equivalente
c	= velocidad de la luz

Tabla 11. Formulario Receptores Ópticos

$I_p = \bar{R} * P_{in}$	$\bar{R} = \frac{\eta * \lambda}{1.24}$
$T_r = \ln 9 * (\tau_{tr} + \tau_{RC})$	$\Delta f = [2\pi(\tau_{tr} + \tau_{RC})]$
$I_p = M * R * P_{in}$ (Fotodetector APD)	$c = f\lambda$
$SNR = \frac{I_p^2}{\sigma^2} = \frac{\bar{R}^2}{\sigma_S^2 + \sigma_T^2}$	$I_p = \frac{M * \eta * \lambda * P_{in}}{1.24}$ (Fotodetector PIN)

En el *Ejemplo 18* se puede observar el procedimiento para obtener la respuesta de un detector óptico.

EJEMPLO 18

Calcule la respuesta de un fotodetector pin a 1.3 um y 155 um, si su eficiencia cuántica es de un 75%.

Tomando en cuenta que la respuesta de un fotodetector está dada por la ecuación 19.1:

$$\bar{R} = \frac{\eta * \lambda}{1.24} \dots (19.1)$$

En consecuencia lo que se requiere realizar es una sustitución en la ecuación 19.1 para ambos casos:

En el primer caso se calcula un valor \bar{R} igual a:

$$\bar{R} = \frac{0.75 * 1.3um}{1.24} = 786.29 \mu A/W$$

Para el segundo caso se obtiene un valor de \bar{R} igual a:

$$\bar{R} = \frac{0.75 * 155 um}{1.24} = 93.75 mA/W$$

Continuando con los ejemplos con receptores ópticos en el *Ejemplo 19* se muestra el método para resolver un problema de un fotodetector APD.

EJEMPLO 19

Se tiene un fotodetector APD

- a) Calcular la fotocorriente cuando se tiene una ganancia de 15 además de una respuesta de 9 A/W y una potencia optica de 1.9 nW.
- b) Si el fotodetector fuera tipo PIN con la fotocorriente del inciso a), una ganancia de 15 y una eficiencia del 85%, ¿Cuál sería su longitud de onda?

a) En este caso es posible hacer uso de la ecuación 20.1 de la fotocorriente para un fotodetector APD:

$$I_p = M * R * P_{in} \dots (20.1)$$

Al tener todos los datos, lo único que se requiere es sustituirlos en la ecuación 20.1:

$$I_p = 15 * 9 * 1.9nW$$

$$I_p = 256.5 nA$$

b) Tomando en cuenta la ecuación 20.2 de la fotocorriente del fotodiodo tipo PIN es posible concluir que se puede obtener la longitud de onda realizando un simple despeje.

$$I_p = \frac{M * \eta * \lambda * P_{in}}{1.24} \dots (20.2)$$

$$\lambda = \frac{I_p * 1.24}{M * \eta * P_{in}}$$

Sustituyendo los datos se tiene que:

$$\lambda = \frac{256.5nA * 1.24}{115 * 0.85 * 1.9uW} = 1.71 mm$$

Finalmente, en el *Ejemplo 20* es posible observar el desarrollo de un problema de ganancia interna para un fotodetector APD.

EJEMPLO 20

Un fotodetector APD de silicio tiene una eficiencia cuántica del 59% a una longitud de onda de 900 nm. Si su potencia óptica de 1.29 uW produce una fotocorriente de 10 A, calcule la ganancia interna.

Se observa que al ser un fotodetector APD es posible emplear la ecuación 21.1 para obtener la fotocorriente de un fotodetector APD:

$$I_p = \frac{M * \eta * \lambda * P_{in}}{1.24} \dots (21.1)$$

Al tener todos los datos necesarios en el enunciado solo resta realizar un despeje de la ecuación 21.1 obteniendo como resultado la ecuación 21.2:

$$M = \frac{I_p * 1.24}{\lambda * \eta * P_{in}} \dots (21.2)$$

Sustituyendo los datos en la ecuación 21.2 se tiene que la ganancia M es igual a:

$$M = \frac{10 \mu A * 1.24}{900 \text{ nm} * 0.59 * 1.29 \text{ W}} = 18.1$$

En el desarrollo del capítulo 6 de este material de apuntes se dio una pequeña introducción a los sistemas de comunicaciones ópticos, enfocándose particularmente a la etapa de la recepción, dando como resultado dos detectores ópticos el tipo PIN y APD así como sus características principales. Es por ello que se ofrecen una serie de ejercicios en la Actividad de repaso del capítulo 6 para que el alumno desarrolle la habilidad de razonar problemas básicos acerca de la recepción en sistemas ópticos básicos.

Es importante resaltar que no se profundizó en el capítulo ya que el alumno de telecomunicaciones de séptimo semestre aun no cuenta con los conocimientos suficientes para comprender completamente el tema de las comunicaciones ópticas, sin embargo, es una buena herramienta que acerca al alumno a la asignatura de sistemas de comunicaciones ópticas impartida en el octavo semestre de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones.

Actividad de repaso capítulo 6

1. Se tiene un fotodetector tipo PIN con una relación señal a ruido igual a 0.5 dB y una potencia de ruido de 0.3 W. Obtener:
 - a) Obtener la fotocorriente del detector
 - b) Si se trabaja con una eficiencia de 0.25 y una frecuencia de 12 MHz, ¿Cuál será su Respuesta?
2. Un receptor óptico trabaja con un fotodetector tipo PIN cuya ganancia es igual a 22 tiene una respuesta de 1.25 $\mu A/W$, una potencia óptica de 5 W y trabaja a una longitud de onda de 5 μm . Obtener:
 - a) La eficiencia cuántica a la cual trabaja el fotodetector
 - b) La fotocorriente del dispositivo
3. Calcular el tiempo de risis de un dispositivo óptico que tiene un ancho de banda de 1 KHz, si el tiempo que tarda un electrón en cruzar la zona de absorción es de 50 s.

4. Se tiene un fotodiodo tipo APD trabajando a una frecuencia de 24 GHz, con una eficiencia cuántica del 83% y una potencia óptica de 1.3 W. Obtener:
 - a) La respuesta del detector
 - b) La fotocorriente del detector.

5. Se tiene un receptor óptico con tiempo de riso igual a 30 segundos y una constante de tiempo de equivalente igual a 184 s, obtener el ancho de banda en el cual trabaja dicho receptor.

6. En un receptor óptico se tiene una relación señal a ruido de 13 dB y una potencia de ruido de 57.63 W, además tiene una respuesta de 6 A/W y trabaja a una frecuencia de 18 GHz. Obtener
 - a) Fotocorriente del receptor
 - b) Potencia óptica del receptor
 - c) Eficiencia cuántica

ANEXOS

Índice de Figuras

	Página
Figura 1. Diagrama de bloques de un sistema de recepción.	7
Figura 2. Curva de selectividad ideal.....	8
Figura 3. Grafica representativa del factor de forma.....	9
Figura 4. Acoplamiento en DC.....	14
Figura 5. Ejercicio Acoplamiento con cargas complejas con carta de Smith	24
Figura 6. Interconexión de dos redes tipo L.....	25
Figura 7. Configuración de una red tipo PI.....	25
Figura 8. Desarrollo de una red de acoplamiento tipo PI por medio de carta de Smith.	34
Figura 9. Interconexión de dos redes tipo L.....	35
Figura 10. Configuración general de una red de acoplamiento tipo T.....	35
Figura 11. Desarrollo de una red de acoplamiento tipo T por medio de carta de Smith.	44
Figura 12. Interpretación de la etapa de radiofrecuencia de un dispositivo receptor.	47
Figura 13. Efecto de un dispositivo receptor a una señal modulada en AM	48
Figura 14. Diagrama de bloques básico de un receptor de radiofrecuencia sintonizada.....	48
Figura 15. Diagrama del circuito receptor de radiofrecuencia sintonizada.....	49
Figura 16. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino.....	50
Figura 17. Representación de la frecuencia imagen superior e inferior	52
Figura 18. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino de doble conversión.....	56
Figura 19. Diagrama de bloques de un circuito PLL.	61
Figura 20. Proceso de detección con diodo semiconductor.	63
Figura 21. Receptor de AM con CAG simple.	67
Figura 22. Receptor de AM con CAG Directo.	68
Figura 23. Diagrama de Bloques Receptor FM.....	72
Figura 24. Circuito y curva de voltaje-frecuencia de un detector de pendiente.	73
Figura 25. Circuito de un Discriminador Foster Seeley.	78
Figura 26. Relaciones de Fase de un circuito Discriminador Foster Seeley.	78
Figura 27. Circuito de un detector de proporción o relación.....	84
Figura 28. Circuito Detector de Cuadratura.....	86
Figura 29. Diagrama de bloques de un Demodulador FM basado en PLL.	89

Figura 30. Circuito integrado 566.....	90
Figura 31. Diagrama de bloques de un receptor FSK.	94
Figura 32. Señal de entrada y salida de un Receptor FSK.	95
Figura 33. Diagrama de Bloques de un Receptor BPSK.	97
Figura 34. Señal de entrada y salida de un Receptor BPSK.....	97
Figura 35. Diagrama de Bloques de un Receptor QPSK.	98
Figura 36. Señal de entrada y salida de un Receptor QPSK.	99
Figura 37. Diagrama de bloques de un lazo cuadrático.	100
Figura 38. Diagrama de bloques de un lazo de costas o lazo de cuadratura.	100
Figura 39. Diagrama de bloques de un la recuperación de la portadora por medio de un demodulador.	101
Figura 40. Circuito recuperador del reloj a partir de los datos de entrada.	102
Figura 41. Diagrama de relación de los datos y la sincronización del reloj.	103
Figura 42. Diagrama de bloques de un receptor óptico de detección directa.....	105
Figura 43. Diagrama de bloques de un receptor óptico de detección directa con preamplificador óptico.	106
Figura 44. Diagrama de bloques de un detector óptico coherente.	106
Figura 45. Construcción de un fotodetector de PIN	107
Figura 46. Construcción de un fotodetector de APD	108
Figura 47. Diagrama de amplificador óptico.	109
Figura 48. Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones ópticas digital.....	110
Figura 49. Diagrama de bloques de un sistema de multicanalización por división de tiempo óptico.	111
Figura 50. Diagrama de bloques de un sistema de multicanalización por división de tiempo óptico.	112

Índice de Ejemplos

	Pagina
Ejemplo 1. Selectividad del Receptor	10
Ejemplo 2. Acoplamiento tipo L con Cargas Reales	16
Ejemplo 3. Acoplamiento tipo L con Cargas Complejas.....	20
Ejemplo 4. Acoplamiento Tipo PI	26
Ejemplo 5. Red de Acoplamiento tipo PI Con Carta de Smith	30
Ejemplo 6. Acoplamiento Tipo T	36
Ejemplo 7. Red de Acoplamiento tipo T Con Carta de Smith	40
Ejemplo 8. Conversion de Frecuencias en un Receptor Superheterodino	52
Ejemplo 9. Relacion Rechazo de Frecuencia Imagen	55
Ejemplo 10. Receptor Superheterodino de Doble Conversión	57
Ejemplo 11. Detector con Diodo	64
Ejemplo 12. Detector de pendiente.....	73
Ejemplo 13. Discriminador Foster-Seeley	80
Ejemplo 14. Detector de Proporción	85
Ejemplo 15. Detector de Cuadratura	87
Ejemplo 16. Demodulador de FM Basado en PLL	90
Ejemplo 17. Receptor FSK	95
Ejemplo 18. Respuesta de un Fotodetector PIN y APD.....	114
Ejemplo 19. Fotodetecto APD.....	114
Ejemplo 20. Ganancia interna de un Fotodetector APD.....	115

Índice de tablas

	Página
Tabla 1. Ejemplos de intervalos de frecuencias de operación relevantes.....	12
Tabla 2. Redes tipo L y características.....	15
Tabla 3. Interpretación de trazos básicos en carta de Smith	20
Tabla 4. Diseños de filtro para un detector con diodo semiconductor.....	64
Tabla 5. Consideraciones Discriminador Foster Seeley.....	78
Tabla 6. Consideraciones Detector de Proporción o Relación.....	84
Tabla 7. Consideraciones en Circuitos detectores de Cuadratura	86
Tabla 8. Limitaciones del circuito integrado 566.	89
Tabla 9. Consideraciones en un Receptor FSK	95
Tabla 10. Tabla de nomenclatura.....	113
Tabla 11. Formulario Receptores Ópticos.....	114

CONCLUSIONES

Por medio del trabajo de investigación que se realizó para llevar a cabo este material podría destacar la importancia que tiene la asignatura de receptores en el desarrollo del alumno de ingeniería en telecomunicaciones, debido a que abarca una gran variedad de precedentes de la carrera mencionada como lo son las asignaturas de circuitos de radiofrecuencia, fundamentos de comunicaciones y comunicaciones digitales anexo a esto proporciona una ligera idea de asignaturas posteriores como lo es la asignatura de sistemas de comunicaciones ópticas.

Ahora bien, en el desarrollo de este material fue posible observar cómo se lleva al alumno de la mano en cuanto al aprendizaje de los nuevos conceptos. Esto se consiguió con una pequeña conclusión al final de cada capítulo, para que el alumno tenga la oportunidad de ver la relevancia y la coherencia que se sigue a través de este material de apuntes. Además de homogenizar la información.

El sentido que se busco con el desarrollo de estos capítulos fue como primer punto que el alumno fuera capaz de entender cómo se encuentra constituido un sistema de comunicaciones de manera general, esto se logro gracias a la explicación de los principios básicos de recepción que tienen dichos sistemas así como los parámetros que son importantes conocer para el diseño de nuevos dispositivos receptores, con lo cual se concluye que para comprender un sistema de comunicación es necesario conocer sus bases.

Después de comprender los principios básicos de la recepción el alumno debe ser capaz de comprender y optimizar circuitos para que en el diseño de estos se entregue la máxima potencia de transferencia posible a la salida. Como resultado el capítulo 2 entrego las herramientas necesarias para que el alumno tenga la capacidad de diseñar dispositivos receptores óptimos.

Teniendo en cuenta los capítulos precedentes, el material de apuntes busco que el alumno consiguiera comprender el proceso de recepción de una señal, en el caso de los sistemas de comunicaciones que operan con una modulación en amplitud. Lo cual se logro por medio de la explicación de la operación del receptor superheterodino, en el cual están basados la gran mayoría de los dispositivos receptores actuales y por lo cual es necesario saber su operación. Tomando en cuenta eso se concluye que en general todos los sistemas de recepción deberían de seguir los pasos usados en ese dispositivo es decir seleccionar la señal requerida, amplificada, demodularla, nuevamente amplificada y entregarla en forma de información.

Posteriormente en los últimos capítulos se desarrollaron ejemplos de distintos tipos de receptores en los cuales se observa que su forma de operación es similar de una a otra y que solo hay ciertas etapas o medios que cambian para realizar la recuperación de la información.

Es por ello que concluyo y reafirmo la importancia de conocer las bases para el diseño de dispositivos receptores. Anexado a esto concluyo que el material de apuntes de receptores servirá como buena herramienta complementaria para esta asignatura ya que provee de los conceptos claves que son necesarios en un sistema receptor.

En cuanto al impacto que tendrán estos apuntes de receptores en la labor educativa se tienen grandes ventajas. En el caso del alumno tendrá herramientas que le permitan plantear soluciones a problemáticas que se le presenten en el estudio de los receptores, además desarrollara las habilidades necesarias para que participe activamente en clases teniendo como conocimiento la información de estos apuntes.

Por otro lado en el caso de la docencia se tiene que las clases se desarrollarán a una mayor velocidad permitiéndole al docente cubrir una mayor parte del temario de la asignatura de receptores, además, debido a que los alumnos tendrán dudas específicas sobre algún tema en particular el docente será capaz de intervenir y apoyarlos a aclararlas, formando así profesionales mejor preparados para la sociedad que sean capaces de entender y mejorar el funcionamiento de las tecnologías que los rodean.

Finalmente puedo destacar que este material de apuntes está enfocado en los receptores que actualmente tienen un gran auge, el mayor ejemplo que se tiene es el actual cambio que se tuvo en el país, es decir, el llamado “apagón digital” donde las nuevas televisiones tienen en su interior el diseño de un receptor digital que opera con una recepción QPSK, de ahí la importancia de esta asignatura.

REFERENCIAS

- [1] Tomasi W., (2003), Sistemas de comunicaciones electrónicas, *Recepción de amplitud Modulada, Comunicaciones con fibra óptica, Comunicaciones digitales*, 4ta. ed., México, Pearson Educación.
- [2] Cuellar Gonzalez J., (2016), Receptores, Septiembre 11, <http://telecom.fib.unam.mx/juventino/Receptores/>.
- [3] Santa Cruz O. M.,(2010), Cap. 4. Recepción de Modulación de Amplitud, 26 Agosto,<http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap04RecepciondeAM.pdf>.
- [4] Golovin O. & Jardon, (1998), Receptores para sistemas de radiocomunicación, *Panorama general sobre radiorreceptores para sistemas de comunicaciones, Indicadores de calidad de radiorreceptores y amplificadores*, México, Alfaomega.
- [5] Rodríguez Sánchez B. B.,(1999), Diseño e implementación de un amplificador de potencia para señales de radiofrecuencia, 26 Agosto, <http://148.206.53.84/tesiuami/UAM7339.pdf>
- [6] Haberle H., Romano J.,(1980),Electrónica de telecomunicación tomo 3, *receptor de radio*, España, editorial reverté.
- [7] Ecured, Detectores de AM, 7 septiembre,https://www.ecured.cu/Circuito_detector_de_se%C3%B1al_Amplitud_Modulada.
- [8] Noguez Monroy M. S. & Cuellar Gonzalez J., Manual de Practicas de Receptores, *Demoduladores de AM*, México, Universidad Nacional Autónoma de México Facultad de Ingeniería División de Ingeniería en Telecomunicaciones

- [9] Santa Cruz O. M., (2010), Cap. 8.- Recepción de Modulación Angular, 15 septiembre, <http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap08FMReceptores.pdf>.
- [10] Ecured, Receptor de radio FM, 22 septiembre, https://www.ecured.cu/Receptor_de_radio_de_FM.
- [11] Unicrom, (2016), Generadores de señal: VCO 566, septiembre 30, <http://unicrom.com/generadores-de-senal-vco-566-vco-icl8038/>
- [12] Electrónica fácil, Modulación Digital, septiembre 28, <https://www.electronicafacil.net/tutoriales/MODULACION-DIGITAL-FSK-PSK-QAM.php>
- [13] Textos científicos, Emisores y receptores ópticos, octubre 4, <http://www.textoscientificos.com/redes/fibraoptica/emisores-receptores>.
- [14] Pinto M., (2015), Receptores ópticos, octubre 2, <https://comunicacionesopticas.files.wordpress.com/2007/10/sistemas-de-comunicacio-opticos-receptores.pdf>
- [15] Universidad de Aquino Bolivia, Octubre 3, SISTEMAS DE COMUNICACIONES OPTICAS, <https://comunicacionesopticas.files.wordpress.com/2007/10/receptores-opticos-informe.doc>
- [16] Tutorial de comunicaciones ópticas, Tipos de amplificadores, octubre 4, http://nemesis.tel.uva.es/images/tCO/contenidos/tema2/tema2_8_2.htm.
- [17] Universidad Técnica Federico Santa María, Comunicaciones por Fibra óptica, octubre 5, <http://www2.elo.utfsm.cl/~elo357/clases/Capitulo%205.pdf>.
- [18] Tesis Uson, octubre 3, <http://tesis.uson.mx/digital/tesis/docs/22787/capitulo2.pdf>.
- [19] Gallardo Vázquez S., (2015), Elementos de sistemas de comunicaciones, *Receptores de radiofrecuencia*, España, Paraninfo.

- [20] Sanchis E., González V., Torralba, Torres,(2004), Fundamentos y electrónica de las comunicaciones, *Ejemplo de sistemas de comunicación: receptor superheterodino*, España, Universitat de Valencia.
- [21] Faundez Zauny M., (2001), Sistemas de comunicaciones, *Emisores, Receptores y Antenas*, España, Marcombo.
- [22] Couch L.W., (2013), Digital and Analog Communication Systems, *Am, FM and Digital Modulated Systems*, 8th ed., Estados Unidos Americanos, Pearson.
- [23] Santa Cruz O. M., (2010), Cap. 11.- Adaptación de impedancias, 2 septiembre, <http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap04RecepciondeAM.pdf>.
- [24] Unión Internacional de Telecomunicaciones, (1978), Recomendación UIT-R SM.332-4, 26 Agosto, https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.332-4-197807-III-PDF-S.pdf.
- [25] Shareng, (2014), El Control Automático de Ganancia: topología, funcionamiento y uso, 1 septiembre, <https://tomrospa.wordpress.com/2014/09/03/el-control-automaticodeganancia-topologia-funcionamiento-y-uso-i/>.
- [26] Ecured, Amplificador de radiofrecuencia en receptores AM, 5 septiembre, https://www.ecured.cu/Amplificador_de_radiofrecuencia_en_receptores_AM.
- [27] Pindado R., (2001), Phase Locked-Loop (PLL): Fundamento y aplicaciones, septiembre 10, <http://www.jcee.upc.edu/JCEE2001/PDFs2001/pindado.pdf>.
- [28] Mozo Ramos E. S., (2016), Receptores, octubre 17, <http://profesores.fib.unam.mx/mozo/>.
- [29] Analfaticos, (2009), Sistemas de Modulación, septiembre 28, <http://www.analfatecnicos.net/archivos/15.SistemasModulacionWikipedia.pdf>.