



UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACIÓN

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**Mon
621.38
A696
2012**

INFORME FINAL DE INVESTIGACIÓN.

TÍTULO:

“PLL: FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES”.

AUTOR:

WALTER MAURICIO ARIAS MEDINA 2002-14080.

TUTOR:

ING. JUAN MARTINEZ TORIBIO.

ASESOR:

ING. HECTOR LOPEZ.

JULIO 2012.

AGRADECIMIENTOS.

Me gustaría agradecer en primer lugar a mi tutor el Ing. Toribio quien ha dado la dirección de este proyecto, al Ing. Virginia Moncada Jefe del Departamento de Electrónica por su apoyo de materiales y el uso de laboratorio, al Ing. Héctor López por sus aportes y experiencia profesional, a los estudiantes de 4to y 5to año que colaboraron en la realización de la guías, a mis padres quienes han sido siempre mi soporte y a todas aquellas personas que han defendido el siempre vigente 6% constitucional para las universidades públicas.

RESUMEN.

La Universidad Nacional de Ingeniería esa siendo afectada por situaciones sociales, económicas y políticas que acontecen en el país, esta influencia tiene como principal consecuencia la suspensión temporal de clases teóricas y los laboratorios prácticos y virtuales, esto dificulta el logro de los objetivos de cada asignatura impartida en un semestre. Comúnmente el efecto total radica en la última unidad de cada asignatura, esta es desplazada de su ubicación temporal.

Particularmente notamos que la unidad sobre PLL de Electrónica Aplicada está siendo abordada como reporte de investigación, asistencia a un seminario y a veces solo mencionada, además se agrega el olvido total de la actividad práctica de laboratorio.

En este proyecto se pretende que los estudiantes se apropien del conocimiento y la aplicación del mismo en un laboratorio, serán capaces de reconocer de manera práctica el fenómeno de modulación y demodulación de frecuencia, para ello contamos con la redacción de dos guías actualizadas de laboratorio, nuevos instrumentos y equipos de medición en los laboratorios, el soporte de software de simulación y un diseño orientado a la facilidad del proceso de aprendizaje para el estudiante de electrónica.

Consideramos el estudio del dispositivo PLL de mucha importancia porque consolidamos conocimientos de asignaturas anteriores y marca un punto de partida para el ingeniero en electrónica hacia los dos principales campos donde se va a desempeñar profesionalmente: en el campo de sistema de comunicaciones por las diversas aplicaciones que este tiene (aquí presentamos dos de ellas) y el campo de sistemas de control ya que para el análisis el PLL es tratado como un sistema de control en lazo cerrado.

ÍNDICE.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.

1.1 ANTECEDENTES. -----	1
1.2 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA. -----	2
1.3 OBJETIVOS. -----	3
1.4 JUSTIFICACIÓN. -----	4

CAPÍTULO 2. MARCO REFERENCIAL.

2.1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE CONTROL. -----	5
2.2 DEFINICIONES. -----	6
2.3 EJEMPLO DE SISTEMAS DE CONTROL. -----	7
2.4 SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO CERRADO Y EN LAZO ABIERTO. -----	8
2.5 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO ABIERTO. -----	10
2.6 LA TRANSFORMADA DE LAPLACE. -----	11
2.7 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA Y DIAGRAMA EN BLOQUE. ----	12
2.8 ANÁLISIS DE LA RESPUESTA TRANSITORIA. -----	20
2.8.1 RESPUESTA TRANSITORIA Y RESPUESTA EN ESTADO ESTACIONARIO. -----	21
2.8.2 LIMITANTES PROPIAS DE UN SISTEMA. -----	21
2.8.3 ESTABILIDAD ABSOLUTA, ESTABILIDAD RELATIVA Y ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO. -----	22
2.9 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN. -----	22
2.10 SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN. -----	23
2.11 DEFINICIONES DE LAS ESPECIFICACIONES DE RESPUESTA TRANSITORIA. -----	26
2.12 INTRODUCCIÓN PHASE LOCKED LOOP. -----	29
2.13 CARACTERÍSTICAS DEL PLL. -----	30
2.14 CARACTERÍSTICAS DEL DETECTOR DE FASE. -----	31
2.15 CARACTERÍSTICAS DEL VCO. -----	33
2.16 MODELO LINEAL DEL PLL. -----	35
2.17 ERROR DE FASE ESTACIONARIO. -----	36

2.18 ANCHO DE BANDA DEL PLL. -----	37
2.19 EL FILTRO DE LAZO. -----	41
2.20 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES. -----	44
2.21 ELEMENTOS BÁSICOS DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN. -----	44
2.22 PROCESO DE MODULACIÓN. -----	45
2.23 TÉCNICAS DE MODULACIÓN. -----	46
2.24 MODULACIÓN ANGULAR. -----	47
2.24.1 DEFINICIONES BÁSICAS. _____	48
2.25 MODULACIÓN EN FRECUENCIA. -----	51
2.26 ANCHO DE BANDA DE TRANSMISIÓN FM. -----	52
2.27 MODULACIÓN EN FRECUENCIA CON PLL. -----	56
2.28 DEMODULACIÓN ANGULAR. -----	58
2.29 DEMODULADORES DE FM. -----	59
2.30 DEMODULADORES DE FM CON CIRCUITOS DE FASE CERRADA. -----	60

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y PRESENTACIÓN DE RESULTADOS.

3.1 DESARROLLO DE LA GUÍA PRÁCTICA # 8. -----	63
3.1.1 REDACCIÓN DE LA GUÍA # 8. -----	63
3.1.2 TRABAJO PREVIO DE LA GUÍA # 8. -----	64
3.1.3 ACTITUDES Y HABILIDADES PREVIAS EN LOS ESTUDIANTES. -----	64
3.1.4 PRIMERA EXPERIENCIA DE LA GUÍA PROPUESTA # 8. -----	65
3.1.5 CONDICIONES ACTUALES PARA LA PRÁCTICA DE LABORATORIOS. -----	66
3.1.6 RESULTADOS OBTENIDOS DE LOS ESTUDIANTES _____	66
3.2 DESARROLLO DE LA GUÍA PRÁCTICA # 9. -----	69
3.2.1 REDACCIÓN DE LA GUÍA # 9. -----	69
3.2.2 TRABAJO PREVIO DE LA GUÍA # 9. -----	69
3.2.3 PRIMERA EXPERIENCIA DE LA GUÍA PROPUESTA # 9. -----	69
3.2.4 RESULTADO OBTENIDOS. -----	69

3.3 ANÁLISIS DE LA ESTABILIDAD DE LOS SISTEMA PLL PRESENTADOS. -----	70
3.3.1 ANÁLISIS DEL SISTEMA PLL. -----	70
3.3.2 ANÁLISIS DEL SISTEMA PLL MODULADOR. -----	73
3.3.3 ANÁLISIS DEL SISTEMA PLL DEMODULADOR. -----	76
CAPITULO 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	
4.1 CONCLUSIONES. -----	79
4.2 RECOMENDACIONES. -----	81
ANEXOS	
HOJA DE DATOS DEL IC CD4046BC	
HOJA DE DATOS DEL IC HEF4046B	
GUÍA DE LABORATORIO # 8	
GUÍA DE LABORATORIO # 9	
GUÍA ANTERIOR DE LABORATORIO # 8	
GUÍA ANTERIOR DE LABORATORIO # 9	
PCB PARA EL LABORARIO # 9	

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 ANTECEDENTES

La Universidad Nacional de Ingeniería es una universidad pública por lo cual tiene muchos beneficios como la autonomía pero también es susceptible a las políticas públicas de cada gobierno en curso. El producto final es un profesional ingeniero o arquitecto que ha cumplido con un plan de estudio concebido y organizado con visión de ser desarrollado en condiciones normales, las asignaturas son impartidas y evaluadas y sus objetivos alcanzados en tiempo estipulado. Pero ¿Qué sucede cuando el plan es afectado por diversos factores? y ¿Qué tan frecuente ocurren estos factores?

Es posible identificarlos como internos y externos, usualmente encontramos como externos los siguientes: cortes de energía eléctrica que afecta directamente a los estudiantes del turno nocturno y a los que se encuentran realizando prácticas de laboratorio, huelgas y paros de transporte del sector público y selectivo principalmente para los estudiantes que proceden de los departamentos del país, tormentas y huracanes, lluvias de mayor intensidad que dificultan el tránsito vehicular y peatonal, también existen actividades políticas, religiosas y culturales que obstaculizan el paso o dificultan la audición.

Como factores internos tenemos elecciones propias de autoridades administrativas de la universidad en las cuales hacen uso de altoparlantes y movilización de personal estudiantil, el apoyo que organizaciones estudiantiles solicitan a sus miembros para actividades de respaldo según sus convicciones, también mencionamos la disposición y organización del cuerpo docente para el desarrollo de la asignatura.

Los factores antes mencionados producen interrupción al curso regular en la impartición de asignaturas, de forma puntual podemos mencionar que cada factor contribuye a reducir el tiempo dedicado en el plan a cada unidad y la forma de manifestarse es al final del semestre cada reducción de tiempo es acumulado, se suma y el total se aplica a la última unidad de la asignatura.

La idea surge en el salón de clases al asistir a un seminario por el profesor de la asignatura Electrónica Aplicada. El tópico fue PLL y su objetivo conocer el básico funcionamiento, en solo un día predeterminado y dos horas clases, mis compañeros y yo teníamos que aprender toda una unidad y estar listos para la evaluación aun sin desarrollo práctico. Lo intrigante del dispositivo fue la forma en que se interconectan los 3 elementos que lo constituyen (estudiados previamente) y de igual manera las funciones de transferencia de los mismos para formar un circuito electrónico capaz de efectuar el proceso de modulación y demodulación de una señal analógica o digital, también las muchas aplicaciones del dispositivo en sistemas de comunicaciones aunque para su análisis se aborda como un sistema de control, estos son los dos principales campos de aplicación del Ingeniero en Electrónica.

Teniendo curiosidad por lograr apreciar el funcionamiento del dispositivo intenté desarrollar las guías de laboratorio 8 y 9 sin tener éxito, no sabía que tipos formas de ondas esperar y las orientaciones de la guía indicaban cálculos previos y amplio conocimiento del dispositivo como la teoría, en este punto me pregunte ¿Es posible resumir toda una unidad contemplada en el plan académico en dos horas de clase? ¿Cómo plasmar dicho conocimiento sin tiempo para organización? ¿Qué limitaciones encontramos en la práctica?

1.2 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.

Encontramos dificultades respecto a los logros de las guías de laboratorio de la unidad número 5 de la asignatura Electrónica Aplicada, porque no correspondían dado que no se desarrollaban en un curso regular, conociendo las causas y teniendo las preguntas anteriores sin contestar decidimos redactar el problema como sigue:

“Carencia de conocimientos teóricos y prácticos sobre el funcionamiento del dispositivo PLL en los estudiantes de Ingeniería en Electrónica debido a factores productores de interrupciones temporales aleatorio ajenos al proceso de aprendizaje”.

1.3 JUSTIFICACIÓN.

Debido a que sería difícil de controlar los factores mencionados es lógico enfocarse en mejorar la manera en que se ha venido abordando la impartición de la unidad sobre PLL.

En la búsqueda de trabajos relacionados con este problema encontré que en la UNI no existe material preciso que aborde el dispositivo PLL, la mayor parte de la información que podemos encontrar en Internet sobre PLL está en el idioma inglés, no existen publicaciones que traten de asemejarse a un laboratorio.

Considerando que las formas de evaluar esta unidad han sido comúnmente como reporte de investigación, exposición y defensa de trabajo de investigación donde las habilidades y destrezas como investigador (hasta este momento) de cada estudiante en particular prevalecen para alcanzar los objetivos, también evaluada como seminario y a veces simplemente no se menciona ni se imparte, por lo tanto es necesario realizar este trabajo que oriente al estudiante a plasmar los conocimientos adquiridos de asignaturas anteriores y la propia Electrónica Aplicada para aplicarlas con organización y metodología mediante una guía de laboratorio para lograr alcanzar los objetivos de la última unidad sobre PLL.

Además mediante este trabajo le permitirá al estudiante comprender los fenómenos de modulación y demodulación en frecuencia de forma práctica convirtiéndose así una antesala para la asignatura Sistemas de Comunicaciones I, y con su análisis de funciones de transferencia sentar una base para Sistemas de Control.

La organización y metodología, el uso de MatLab para ilustrar los datos, la modificación al diseño de las guías de los laboratorios y las ventajas de los nuevos equipos de medición son los nuevos recursos para la investigación.

1.4 OBJETIVOS.

1.4.1 Objetivo General:

- 1.4.1.1 Mejorar el conocimiento teórico y práctico sobre el funcionamiento del lazo enlavadado por fase en los estudiantes de ingeniería electrónica mediante el análisis de funciones de transferencia.

1.4.2 Objetivos Específicos:

- 1.4.2.1 Conocer el funcionamiento básico del PLL desde el concepto de función de transferencia.
- 1.4.2.2 Comprender el funcionamiento del PLL en su aplicación como modulador y demodulador de frecuencia.
- 1.4.2.3 Analizar la estabilidad del PLL y en su aplicación como modulador y demodulador de frecuencia con la ayuda de MatLab.
- 1.4.2.4 Proponer guías de laboratorio que respondan al contenido de la unidad temática de PLL de la asignatura Electrónica Aplicada.

CAPÍTULO 2. MARCO REFERENCIAL.

Este capítulo hace referencia a los conocimientos teóricos necesarios que los estudiantes de ingeniería electrónica necesitan obtener para una mejor comprensión sobre el funcionamiento del PLL y sus aplicaciones en los sistemas de comunicaciones partiendo inicialmente de la introducción a la teoría de control indispensable para el análisis de este circuito electrónico en lazo cerrado para luego entrar en materia con las funciones características propias de cada elemento y después la dinámica de la interconexión de sus componentes para lograr un sistema con realimentación de fase y concluimos el capítulo con la fundamentación teórica introductoria acerca de las aplicaciones de este dispositivo como modulador y demodulador de frecuencia. Sobre estas teorías se sustenta nuestro trabajo de investigación.

2.1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE CONTROL.

El control automático ha desempeñado un papel vital en el avance de la ingeniería y en la ciencia. Además de su gran importancia en los sistemas de vehículos espaciales, de guiado de misiles, robóticos y análogos, el control automático se ha convertido en una parte importante e integral de los procesos modernos e industriales y de fabricación. Por ejemplo, el control automático es esencial en el control numérico de las máquinas-herramienta de las industrias de manufactura, en el diseño de sistemas de pilotos automáticos en la industria aeroespacial, y en el diseño de automóviles y camiones en la industria automotriz. También es esencial en las operaciones industriales como control de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo en las industrias de proceso.

Como los avances en la teoría y la práctica del control automático proporcionan los medios para conseguir un comportamiento óptimo de los sistemas dinámicos, mejorar la productividad, simplificar el trabajo de muchas operaciones manuales repetitivas y rutinarias, así como de otras actividades, la mayoría de los ingenieros y científicos deben tener un buen conocimiento de este campo.

2.2 DEFINICIONES.

Antes de analizar los sistemas de control, deben definirse ciertos términos básicos¹.

Variable controlada y variable manipulada. La variable controlada es la cantidad o condición que se mide o controla. La variable manipulada es la cantidad o condición que el controlador modifica para afectar el valor de la variable controlada. Normalmente la variable controlada es la salida del sistema y el aplicar la variable manipulada al sistema para corregir o limitar la desviación del valor medido respecto del valor deseado.

En el estudio de la ingeniería de control, es necesario definir términos adicionales que se precisan para describir los sistemas de control.

Plantas. Una planta puede ser una parte de un equipo, tal vez un conjunto de los elementos de una máquina que funcionan todos juntos, y cuyo objetivo es efectuar una operación particular.

Procesos. El Diccionario Merriam-Wbster define un proceso como una operación o un desarrollo natural progresivamente continuo, marcado por una serie de cambios graduales que suceden unos a otros de una forma relativamente fija y que conducen a un resultado o propósito determinado; o una operación artificial o voluntaria que se hace de forma progresiva que consta de una serie de acciones o movimientos controlados, sistemáticamente dirigidos hacia un resultado o propósito determinado. Se llamará proceso a cualquier operación que se va a controlar. Algunos ejemplos son los procesos químicos, económicos y biológicos.

Sistemas. Un sistema es una combinación de componentes que actúan juntos y realizan un objetivo determinado. Un sistema no está necesariamente limitado a los sistemas físicos. El concepto de sistemas se puede aplicar a fenómenos abstractos y dinámicos, como los que se encuentran en la economía. Por tanto, la palabra sistema debe interpretarse en un sentido amplio que comprenda sistemas físicos, biológicos, económicos y similares.

Perturbaciones. Una perturbación es una señal que tiende a afectar negativamente el valor de la salida de un sistema. Si la perturbación se genera dentro del sistema se

¹ Ogata Katsuhiko (2003) "Ingeniería de Control Moderna" Cuarta Edición.

denomina interna, mientras que una perturbación externa se genera fuera del sistema y es una entrada.

Control realimentado. El control realimentado se refiere a una operación que, en presencia de perturbaciones tiende a reducir la diferencia entre la salida de un sistema y alguna entrada de referencia, y lo realiza tomando en cuenta esta diferencia. Aquí sólo se especifican con este término las perturbaciones impredecibles, ya que las perturbaciones predecibles o conocidas siempre pueden compensarse dentro del sistema.

2.3 EJEMPLO DE SISTEMAS DE CONTROL.

Sistema de control de velocidad². El principio básico del regulador de velocidad de Watt para una máquina se ilustra en el diagrama esquemático de la Figura 2.3.1. La cantidad de combustible que se admite en la máquina se ajusta de acuerdo con la diferencia entre la velocidad de la máquina que se pretende y la velocidad real.

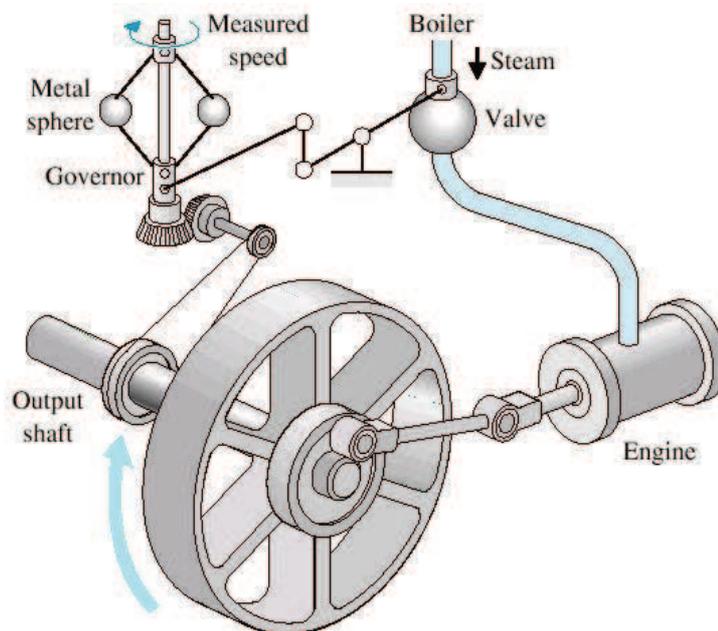


Figura 2.3.1 Sistema de control de velocidad.

² IDEM: 1

La secuencia de acciones puede describirse del modo que sigue: el regulador de velocidad se ajusta de modo que a la velocidad deseada no fluya aceite a presión en ningún lado del cilindro de potencia. Si la velocidad real cae por debajo del valor deseado debido a una perturbación, la disminución de la fuerza centrífuga del regulador de velocidad provoca que la válvula de control se mueva hacia abajo, aportando más combustible, y la velocidad del motor aumenta hasta alcanzar el valor deseado. Por otra parte, si la velocidad del motor aumenta por encima del valor deseado, el incremento de la fuerza centrífuga del regulador provoca que la válvula de control se mueva hacia arriba. Esto disminuye el suministro de combustible, y la velocidad del motor se reduce hasta alcanzar el valor deseado.

En este sistema de control de velocidad, la planta (el sistema controlado) es la máquina y la variable controlada es la velocidad de la misma. La diferencia entre la velocidad deseada y la velocidad real es la señal de error. La señal de control (la cantidad de combustible) que se va a aplicar a la planta (la máquina) es la señal de actuación. La entrada externa que se aplica para alterar la variable controlada es la perturbación. Un cambio inesperado en la carga es una perturbación.

2.4 SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO CERRADO Y EN LAZO ABIERTO.

Sistemas de control realimentados³. Un sistema que mantiene una relación determinada entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas y usando la diferencia como medio de control, se denomina sistema de control realimentado. Un ejemplo sería el control de temperatura de una habitación. Midiendo la temperatura real y comparándola con la temperatura de referencia (temperatura deseada) el termostato activa o desactiva el equipo de calefacción o de enfriamiento para asegurar que la temperatura de la habitación se mantiene en un nivel confortable independientemente de las condiciones externas.

Los sistemas de control realimentado no se limitan a la ingeniería, sino que también se encuentran en diversos campos ajenos a ella. Por ejemplo, el cuerpo humano es un sistema de control realimentado muy avanzado. Tanto la temperatura corporal como la presión sanguínea se conservan constantes mediante una realimentación fisiológica. De hecho, la realimentación realiza una función vital: hace que el cuerpo sea

³ IDEM: 1

relativamente insensible a las perturbaciones externas, permitiendo que funcione de forma adecuada en un entorno cambiante.

Sistemas de control en lazo cerrado. Los sistemas de control realimentados se denominan también sistemas de control en lazo cerrado. En la práctica, los términos control realimentado y control en lazo cerrado se usan indistintamente. En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador la señal de error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación (que puede ser la propia señal de salida o una función de la señal de salida y sus derivadas y/o integrales), con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado. El término control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control realimentado para reducir el error del sistema.

Sistemas de control en lazo abierto. Los sistemas en los cuales la salida no tiene efecto sobre la acción de control se denominan sistemas de control en lazo abierto. En otras palabras, en un sistema de control en lazo abierto no se mide la salida ni se realimenta para compararla con la entrada. Un ejemplo práctico es la lavadora. El remojo, el lavado y el centrifugado en la lavadora operan con una base de tiempo. La máquina no mide la señal de salida que es la limpieza de la ropa.

En cualquier sistema de lazo abierto, la salida no se compara con la entrada de referencia. Así a cada entrada de referencia le corresponde una condición de operación fija, como resultado de ello, la precisión del sistema depende de la calibración. Ante la presencia de perturbaciones, un sistema de control en lazo abierto no realiza la tarea deseada. En la práctica, el control en lazo abierto solo se usa si se conoce la relación entre la entrada y la salida y si no hay perturbaciones internas ni externas. Es evidente que estos sistemas no son de control realimentado. Obsérvese que cualquier sistema de control que opere con una base de tiempo está en lazo abierto. Por ejemplo, el control de tráfico operado con una base de tiempo es otro ejemplo de control en lazo abierto.

Sistemas de control en lazo cerrado en comparación con sistemas en lazo abierto.

Una ventaja del sistema de control en lazo cerrado es que el uso de la realimentación vuelve la respuesta del sistema relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros del sistema. Es así posible usar componentes relativamente poco precisos y baratos para obtener el control adecuado

de una planta determinada, mientras que hacer eso es imposible en el caso de un sistema en lazo abierto.

Desde el punto de vista de estabilidad, el sistema de control en lazo abierto es más fácil de desarrollar, porque la estabilidad del sistema no es un problema importante. Por otra parte, la estabilidad es un gran problema en el sistema de control en lazo cerrado, que puede conducir a corregir en exceso errores que producen oscilaciones de amplitud constante o cambiante.

Debe de señalarse que, para sistemas en los que se conocen con anticipación las entradas y en los cuales no hay perturbaciones, es aconsejable emplear un control en lazo abierto. Los sistemas de control en lazo cerrado sólo tienen ventajas cuando se presentan perturbaciones y/o variaciones impredecibles en los componentes del sistema. Obsérvese que la potencia nominal de salida determina en forma parcial el coste, peso y tamaño de un sistema de control. El número de componentes usado en un sistema de control en lazo cerrado es mayor que el que se emplea para un sistema de control equivalente en lazo abierto. Por lo tanto, el sistema de control en lazo cerrado suele tener costos y potencias más grandes.

Para disminuir la potencia requerida de un sistema, se emplea un control en lazo abierto siempre que pueda aplicarse. Por lo general, una combinación adecuada de controles en lazo abierto y en lazo cerrado es menos costosa y ofrecerá un comportamiento satisfactorio del sistema global.

2.5 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO ABIERTO.

Las ventajas fundamentales de los sistemas de control en lazo abierto son las siguientes:

1. Construcción simple y fácil mantenimiento.
2. Menos costosos que el correspondiente sistema en lazo cerrado.
3. No hay problemas de estabilidad.
4. Convenientes cuando la salida es difícil de medir o cuando medir la salida de forma precisa no es económicamente viable. (Por ejemplo, en el caso de la lavadora, sería bastante costoso proporcionar un dispositivo para medir la calidad de la salida de la lavadora, es decir, la limpieza de la ropa lavada).

Las desventajas fundamentales de los sistemas de control en lazo abierto son las siguientes:

1. Las perturbaciones y los cambios en la calibración originan errores, la salida puede ser diferente de lo que se desea.
2. Para mantener la calidad requerida en la salida, es necesaria la re-calibración de vez en cuando.

2.6 LA TRANSFORMADA DE LAPLACE.

El método de la transformada de Laplace es un método operativo que aporta muchas ventajas cuando se usa para resolver ecuaciones diferenciales lineales. Mediante el uso de la transformada de Laplace, es posible convertir muchas funciones comunes, tales como las funciones senoidales, las funciones senoidales amortiguadas, y las funciones exponenciales, en funciones algebraicas de una variable s compleja. Las operaciones tales como la diferenciación y la integración se sustituyen mediante operaciones algebraicas en el plano complejo. Por tanto, en una ecuación algebraica, una ecuación diferencial lineal se transforma en una variable compleja s . Si se resuelve la ecuación algebraica en s para la variable dependiente, la solución de la ecuación diferencial (la Transformada Inversa de Laplace de la variable dependiente) se encuentra mediante una tabla de transformada de Laplace o una técnica de expansión en fracciones parciales⁴.

Una ventaja del método de la Transformada de Laplace es que permite el uso de técnicas gráficas para predecir el desempeño del sistema, sin tener que resolver las ecuaciones diferenciales del sistema. Otra ventaja del método de la Transformada de Laplace es que cuando se resuelve la ecuación diferencial, es posible obtener simultáneamente tanto el componente transitorio como el componente de estado estable de la solución.

Definamos $f(t)$ una función del tiempo t tal que $f(t) = 0$ para $t < 0$, s es una variable compleja y \mathcal{L} un símbolo operativo que indica la cantidad a la que antecede se va a transformar mediante la integral de Laplace $\int_0^{\infty} e^{-st} dt$, $F(s)$ es la transformada de Laplace de $f(t)$. A continuación la Transformada de Laplace de $f(t)$ se obtiene mediante:

⁴ IDEM: 1

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st}[f(t)]dt = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt \quad \text{Ec. 2.6.1}$$

El proceso inverso de encontrar la función del tiempo $f(t)$ a partir de la transformada de Laplace $F(s)$ se denomina Transformada Inversa de Laplace cuya notación es \mathcal{L}^{-1} , se encuentra a partir de $F(s)$ mediante la siguiente integral de inversión:

$$\mathcal{L}^{-1}[F(s)] = f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)e^{st} ds; \quad \text{para } t > 0 \quad \text{Ec. 2.6.2}$$

Parece complicado evaluar la integral de inversión, en la práctica rara vez se emplea esta integral para encontrar $f(t)$ hay métodos más sencillos como el uso de tablas para la Transformada Inversa de Laplace.

El uso y dominio de la aplicación de tablas de transformadas de Laplace es considerado como herramienta básica para el análisis de sistemas de control, para todo ingeniero electrónico dado que los sistemas electrónicos se encuentran descritos mediante diagramas en bloques los que tienen integrados las funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia. La principal ventaja de su uso es que puede realizar un cambio en el tratamiento de sistemas descrito mediante ecuaciones diferenciales lineales a ecuaciones en el dominio de la frecuencia (s) y tratarlos como ecuaciones algebraicas.

2.7 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA Y DIAGRAMA EN BLOQUES.

Función de Transferencia: La función de transferencia de un sistema descrito mediante una ecuación diferencial lineal e invariante con el tiempo se define como el cociente entre la transformada de Laplace de la salida (función de repuesta) y la transformada de Laplace de la entrada (función de excitación) bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero⁵.

A partir del concepto de función de transferencia es posible representar la dinámica de un sistema mediante ecuaciones algebraicas en s . Si la potencia más alta de s en el denominador de la función de transferencia es igual a n , entonces el sistema se denomina sistema de n -ésimo orden. La aplicación del concepto de función de transferencia está limitada a los sistemas descritos mediante ecuaciones diferenciales

⁵ IDEM : 1

lineales invariantes con el tiempo. Sin embargo, el enfoque de la función de transferencia se usa extensamente en el análisis y diseño de dichos sistemas.

A continuación se presentan algunos comentarios importantes relacionados con la función de transferencia.

1. La función de transferencia de un sistema es un modelo matemático porque es un método operacional para expresar la ecuación diferencial que relaciona la variable de salida con la variable de entrada.
2. La función de transferencia es una propiedad de un sistema, independientemente de la magnitud y naturaleza de la entrada o función de excitación.
3. La función de transferencia incluye las unidades necesarias para relacionar la entrada con la salida; sin embargo no proporciona información acerca de la estructura física del sistema (las funciones de transferencia de muchos sistemas físicamente diferentes pueden ser idénticas).
4. Si se conoce la función de transferencia de un sistema, se estudia la salida o la respuesta para varias formas de entrada con la intención de comprender la naturaleza del sistema.
5. Si se desconoce la función de transferencia de un sistema, puede establecerse experimentalmente introduciendo entradas conocidas y estudiando la salida del sistema. Una vez establecida la función de transferencia, proporciona una descripción completa de las características dinámicas del sistema, a diferencia de su descripción física.

Sistemas Lineales: Un sistema se denomina lineal si se aplica el principio de superposición. Este principio establece que la respuesta producida por la aplicación simultánea de dos funciones de entradas diferentes es la suma de las dos respuestas individuales. Por tanto, para el sistema lineal, la respuesta a varias entradas se calcula tratando una entrada a la vez y sumando los resultados. Este principio permite desarrollar soluciones complicadas para la ecuación diferencial lineal a partir de soluciones simples.

Sistemas Lineales Invariantes con el Tiempo: Una ecuación diferencial es lineal si sus coeficientes son constantes o son funciones solo de la variable independiente. Los sistemas dinámicos formados por componentes de parámetros concentrados lineales invariantes con el tiempo se describen mediante ecuaciones diferenciales lineales invariantes con el tiempo (de coeficientes constantes). Tales sistemas se denominan sistemas Lineales Invariantes con el Tiempo.

Sistemas No Lineales: Un sistema es no lineal si no se aplica el principio de superposición. Por tanto, para un sistema no lineal, la respuesta a dos entradas no puede calcularse tratando una a la vez y sumando los resultados

Aunque muchas relaciones físicas se representan a menudo mediante ecuaciones lineales, en la mayor parte de los casos las relaciones reales no son verdaderamente lineales. De hecho, un estudio cuidadoso de los sistemas físicos revela que incluso los llamados “sistemas lineales” sólo lo son en rangos de operación limitados.

Diagrama de Bloques: Un diagrama de bloques de un sistema es una representación gráfica de las funciones que llevan a cabo cada componente y el flujo de señales como se aprecia en la figura 2.7.1. Tal diagrama muestra las relaciones existentes entre los diversos componentes.

A diferencia de una representación matemática puramente abstracta, un diagrama de bloques tiene la ventaja de indicar en forma más realista el flujo de las señales del sistema real. En un diagrama en bloque las variables se enlazan una con otra mediante bloques funcionales o bloques que es un símbolo para representar la operación matemática que sobre la señal de entrada hace el bloque para producir la salida.



Figura 2.7.1. Elemento de un Diagrama en Bloque.

Las funciones de transferencia de los componentes por lo general se introducen en los bloques correspondientes que se conectan mediante flechas para indicar la dirección del flujo de señales. La señal solo puede pasar en la dirección de las flechas por tanto un diagrama de bloques de un sistema de control muestra explícitamente una propiedad unilateral.

La punta de flecha que señala el bloque indica la entrada, y la punta de flecha que se aleja del bloque representa la salida, tales flechas se conocen como señales. Las dimensiones de la señal de salida del bloque son las dimensiones de la señal de entrada multiplicadas por las dimensiones de la función de transferencia en el bloque.

Las ventajas de la representación mediante diagrama en bloque de un sistema estriban en que es fácil formar el diagrama en bloques general de todo el sistema con sólo conectar los bloques de los componentes de acuerdo con el flujo de señales y en que es posible evaluar la contribución de cada componente a desempeño general del sistema.

Un diagrama en bloques contiene información relacionada con el comportamiento dinámico, pero no incluye información de la construcción física del sistema. En consecuencia muchos sistemas diferentes y no relacionados pueden representarse con el mismo diagrama en bloques.

Debe señalarse que, en un diagrama en bloques la principal fuente de energía no se muestra explícitamente y que el diagrama en bloque de un sistema determinado no es único, es posible dibujar varios diagramas en bloques para un sistema dependiendo del punto de vista del análisis.

Diagrama en Bloques de un Sistema en Lazo Cerrado: A continuación se muestra un ejemplo de diagrama en bloques de un sistema en lazo cerrado. La salida $C(s)$ se realimenta al punto de suma en donde se compara con la señal de referencia $R(s)$. La naturaleza en lazo cerrado del sistema se indica con claridad en la figura 2.7.2.

La salida del bloque, $C(s)$ en este caso se obtiene multiplicando la función de transferencia $G(s)$ por la entrada al bloque $E(s)$. Cualquier sistema de control lineal puede representarse mediante un diagrama en bloques formado por puntos de suma, bloques y puntos de ramificación.

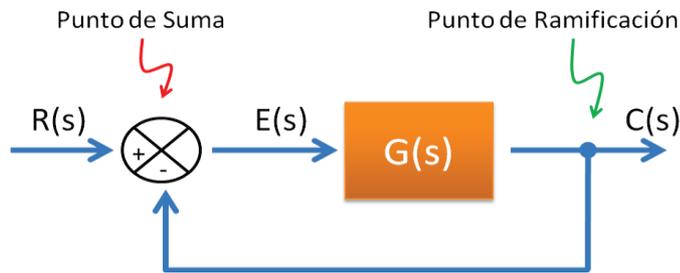


Figura 2.7.2. Diagrama en bloque de un sistema en lazo cerrado.

Cuando la salida se realimenta al punto de suma para compararse con la entrada, es necesario convertir la forma de señal de salida en la de señal de entrada. Por ejemplo, en un sistema de control de temperatura, por lo general la señal de salida es la temperatura controlada. La señal de salida que tiene la dimensión de la temperatura, debe convertirse a una fuerza, posición o voltaje antes de que pueda compararse con la señal de entrada. Esta conversión se consigue mediante el elemento de realimentación cuya función de transferencia es $H(s)$.

La función del elemento de realimentación es modificar la salida antes de compararla con la entrada (en la mayor parte de los casos, el elemento de realimentación es un sensor que mide la salida de la planta, la salida del sensor se compara con la entrada y se genera la señal de error). En este ejemplo la señal de realimentación que retorna al punto de suma para compararse con la entrada es $B(s) = H(s)C(s)$

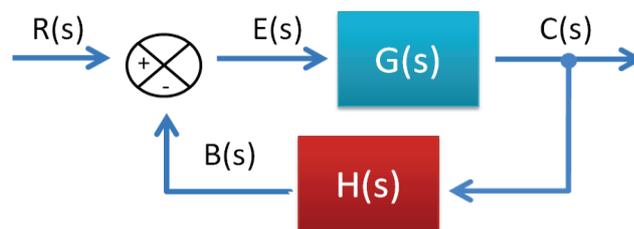


Figura 2.7.3. Sistema en lazo cerrado.

Función de Transferencia en Lazo Abierto y Función de Transferencia de la Trayectoria Directa:

Según la figura anterior 2.7.3 en la que el cociente de la señal de realimentación $B(s)$ entre la señal de error $E(s)$ se denomina función de transferencia en lazo abierto.

$$\text{Función de Transferencia en lazo abierto} = \frac{B(s)}{E(s)} = G(s)H(s)$$

El cociente entre la salida $C(s)$ y la señal de error $E(s)$ se denomina función de transferencia de la trayectoria directa.

$$\text{Función de Transferencia de la trayectoria directa} = \frac{C(s)}{E(s)} = G(s)$$

Si la función de transferencia de la trayectoria de realimentación $H(s)$ es la unidad, la función de transferencia en lazo abierto y la función de transferencia de la trayectoria directa son iguales.

Función de Transferencia en Lazo Cerrado: Para el sistema que aparece en la figura anterior 2.7.3, la salida $C(s)$ y la entrada $R(s)$ se relacionan del modo siguiente:

$$E(s) = R(s) - B(s)$$

$$C(s) = E(s)G(s)$$

$$B(s) = C(s)H(s)$$

$$E(s) = R(s) - C(s)H(s)$$

$$C(s) = [R(s) - H(s)C(s)]G(s)$$

$$C(s) = R(s)G(s) - C(s)G(s)H(s)$$

$$C(s)[1 + G(s)H(s)] = R(s)G(s)$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

La función de transferencia que relaciona $C(s)$ con $R(s)$ se denomina función de transferencia en lazo cerrado. Esta función de transferencia relaciona la dinámica del sistema en lazo cerrado con la dinámica de los elementos de las trayectorias directas y de realimentación.

Un sistema en lazo cerrado sujeto a una perturbación: La figura 2.7.4 muestra un sistema en lazo cerrado sujeto a una perturbación. Cuando se presentan dos entradas (la de referencia y la perturbación) en un sistema lineal, cada una de ellas puede tratarse de forma independiente; y las salidas correspondientes a cada entrada pueden sumarse para obtener la salida completa. La forma en que se introduce cada entrada en el sistema se muestra en el punto de suma mediante un signo de más o menos.

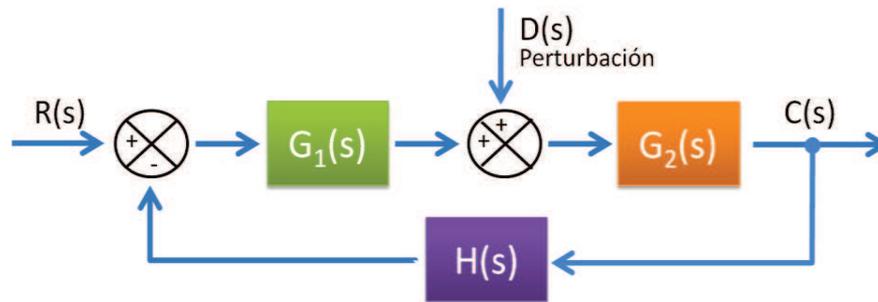


Figura 2.7.4. Sistema en lazo cerrado sujeto a una perturbación.

Considere el sistema que se muestra en la figura 2.7.4, al examinar el efecto de la perturbación $D(s)$ podemos suponer que el sistema está inicialmente relajado, con un error cero, después podemos calcular la respuesta $C_D(s)$ sólo para la perturbación, esta respuesta se encuentra a partir de:

$$\frac{C_D(s)}{D(s)} = \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}$$

Por otra parte si consideramos la respuesta a la entrada de referencia $R(s)$ podemos suponer que la perturbación es cero. Entonces, la respuesta $C_R(s)$ a la entrada de referencia $R(s)$ se obtiene a partir:

$$\frac{C_R(s)}{R(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}$$

La respuesta a la aplicación simultánea de la entrada de referencia y la perturbación se obtiene sumando las dos respuestas individuales. En otras palabras, la respuesta $C(s)$ producida por la aplicación simultánea de la entrada de referencia $R(s)$ y la perturbación $D(s)$ se obtiene mediante

$$C(s) = C_R(s) + C_D(s)$$

$$C(s) = \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} [G_1(s)R(s) + D(s)]$$

Considere el caso en el que $|G_1(s)H(s)| \gg 1$ y $|G_1(s)G_2(s)H(s)| \gg 1$, en este caso la función de transferencia en lazo cerrado $C_D(s)/D(s)$ se hace casi cero y se suprime el efecto de la perturbación. Esta es una ventaja del sistema en lazo cerrado.

Por otra parte, la función de transferencia en lazo cerrado $C_R(s)/R(s)$ se aproxima a $1/H(s)$ conforme aumenta la ganancia de $G_1(s)G_2(s)H(s)$. Esto significa que si $|G_1(s)G_2(s)H(s)| \gg 1$ entonces la función de transferencia en lazo cerrado $C_R(s)/R(s)$ se vuelve independiente de $G_1(s)$ y $G_2(s)$ y se hace inversamente proporcional a $H(s)$ por lo que las variaciones de $G_1(s)$ y $G_2(s)$ no afectan la función de transferencia en lazo cerrado $C_R(s)/R(s)$. Esta es otra ventaja del sistema en lazo cerrado.

Es fácil observar que cualquier sistema en lazo cerrado con una realimentación unitaria $H(s) = 1$, tiende a hacer iguales la entrada y la salida. Veamos la figura 2.7.5 nos muestra un sistema con realimentación unitaria.

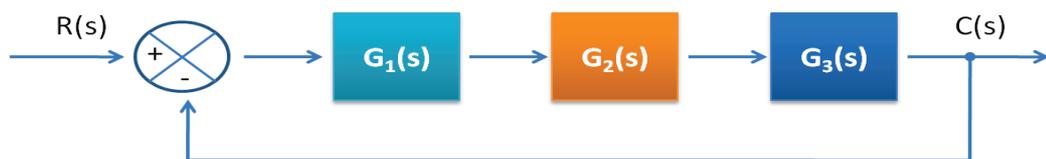


Figura 2.7.5. Sistema con realimentación unitaria.

Obtenemos la función de transferencia total para este sistema y suponemos que la ganancia en trayectoria directa que es igual al de lazo abierto es mucho mayor que la unidad de modo que tenemos:

$$C(s) = \frac{G_1(s)G_2(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)G_3(s)} R(s)$$

Es posible asumir la supresión de numerador con denominador y obtener $C(s) = R(s)$ esto será válido siempre que se asegure una operación del sistema dentro de las regiones lineales de las funciones de transferencia que están dentro de la trayectoria directa del diagrama en bloques del sistema.

2.8 ANÁLISIS DE LA RESPUESTA TRANSITORIA.

En la práctica la señal de entrada para un sistema de control no se conoce con anticipación, pero es de naturaleza aleatoria, y la entrada instantánea no puede expresarse de forma analítica. Sólo en algunos casos especiales se conoce con anticipación la señal de entrada y se puede expresar de forma analítica o mediante curvas; tal es el caso del control automático de herramientas de corte⁶.

En el análisis y diseño de sistemas de control, se debe tener una base de comparación del comportamiento de diversos sistemas de control. Esta base se configura especificando las señales de pruebas particulares y comparando las respuestas de varios sistemas a estas señales de entrada.

Muchos criterios de diseño se basan en tales señales o en la respuesta del sistema a los cambios en las condiciones iniciales (sin señales de prueba). El uso de señales de prueba se justifica porque existe una correlación entre las características de respuesta de un sistema para una señal de entrada de prueba común y la capacidad del sistema de manejar las señales de entrada reales.

Señales de prueba típicas: Las señales de pruebas que se usan regularmente son funciones escalón, rampa, parábola, impulso, etc. Con estas señales de prueba, es posible realizar con facilidad análisis matemáticos y experimentales del sistema de control, ya que las señales son funciones del tiempo muy simples.

La forma de la entrada a la que el sistema estará sujeto con mayor frecuencia en una operación normal determina cual de las señales de entrada típica se debe usar para el analizar las características del sistema. Si las entradas para un sistema de control son funciones del tiempo que cambian en forma gradual, una función rampa será una buena señal de prueba. Asimismo, si un sistema está sujeto a perturbaciones repentinas, una

⁶ IDEM: 1

función escalón será una buena señal de prueba; y para un sistema sujeto a entradas de choque, una función impulso será la mejor.

Una vez diseñado el sistema de control con base en las señales de prueba, por lo general el comportamiento del sistema en respuesta a las entradas reales es satisfactorio. El uso de tales señales de prueba permite comparar el comportamiento de todos los sistemas sobre una misma base.

2.8.1 RESPUESTA TRANSITORIA Y RESPUESTA EN ESTADO ESTACIONARIO.

La respuesta en el tiempo de un sistema de control consta de dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estacionario. La respuesta transitoria se refiere a la que va del estado inicial al estado final. Por respuesta en estado estacionario se entiende la manera como se comporta la salida del sistema conforme t tiende al infinito. Por lo tanto, la respuesta del sistema $c(t)$ se puede escribir como:

$$c(t) = c_{tr}(t) + c_{ss}(t)$$

Donde el primer término del miembro derecho de la ecuación es la respuesta transitoria y el segundo término es la respuesta en estado estacionario.

2.8.2 LIMITANTES PROPIAS DE UN SISTEMA.

Al diseñar un sistema de control, se debe ser capaz de predecir su comportamiento dinámico a partir del conocimiento de los componentes. La característica más importante del comportamiento de un sistema de control es la estabilidad absoluta, es decir si el sistema es estable o inestable. Un sistema de control está en equilibrio si en ausencia de cualquier perturbación la salida permanece en el mismo estado.

Un sistema de control lineal e invariante con el tiempo es estable si la salida termina por regresar a su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial. Un sistema de control lineal e invariante con el tiempo es críticamente estable si las oscilaciones de la salida continúan de forma indefinida. Es inestable si la salida diverge sin límite a partir de su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial. En realidad, la salida de un sistema físico puede variar hasta cierto grado, pero puede estar limitada por detenciones mecánicas o el sistema puede colapsarse o volverse no lineal una vez que la salida excede cierta magnitud, por lo cual ya no se aplican las ecuaciones diferenciales lineales.

2.8.3 ESTABILIDAD ABSOLUTA, ESTABILIDAD RELATIVA Y ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO.

Entre los comportamientos importantes del sistema (aparte de la estabilidad absoluta) que deben recibir una cuidadosa consideración están la estabilidad relativa y el error en estado estacionario. Como un sistema de control físico implica un almacenamiento de energía, la salida del sistema cuando está sujeto a una entrada, no sucede a la entrada de inmediato, sino que muestra una respuesta transitoria antes de alcanzar un estado estacionario⁷. La respuesta transitoria de un sistema de control práctico con frecuencia muestra oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar un estado estacionario. Si la salida de un sistema en estado estacionario no coincide exactamente con la entrada, se dice que el sistema tiene un error en estado estacionario. Este error indica la precisión del sistema. Al analizar un sistema de control se debe examinar el comportamiento de la respuesta transitoria y el comportamiento en estado estacionario.

2.9 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN.

Considere el sistema de primer orden de la figura 2.9.1. Físicamente este sistema representa un circuito RC, un sistema térmico o algo similar. La figura 2.9.2 presenta un diagrama en bloques simplificado. La relación Salida-Entrada se obtiene mediante:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1}$$

Supone condiciones iniciales cero y observe que todos los sistemas que tienen la misma función de transferencia exhibirán la misma salida en respuesta a la misma entrada.

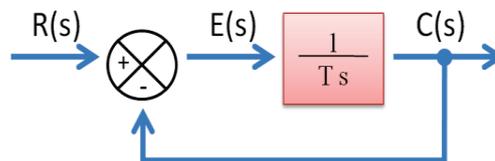


Figura 2.9.1. Diagrama de bloque de un sistema de primer orden.

⁷ IDEM: 1

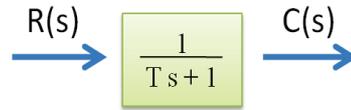


Figura 2.9.2. Diagrama de bloque simplificado.

2.9.1 Respuesta Escalón Unitario

Dado que la transformada de Laplace de la función escalón unitario es $1/s$ en la ecuación anterior obtenemos:

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \left(\frac{1}{s} \right)$$

Expandir $C(s)$ en fracciones parciales produce

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{T}{Ts + 1} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + 1/T}$$

Si tomamos la Transformada Inversa de Laplace de la ecuación anterior obtenemos

$$c(t) = 1 - e^{-t/\tau}, \quad \text{para todo } t \geq 0$$

2.10 SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN.

En términos de ζ y ω_n el sistema de la figura 2.10.1 se convierte y la función de transferencia en lazo cerrado obtenido $C(s)/R(s)$ se describe como:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

El comportamiento dinámico del sistema de segundo orden se describe a continuación en términos de dos parámetros ζ y ω_n . Si $0 < \zeta < 1$, los polos en lazo cerrado son complejos conjugados y se encuentran en el semiplano izquierdo del plano s . El sistema, entonces se denomina subamortiguado y la respuesta transitoria es oscilatoria. Si $\zeta = 1$, el sistema se denomina críticamente amortiguado. Los sistemas sobreamortiguados corresponden a $\zeta > 1$. La respuesta transitoria de los sistemas críticamente amortiguados y sobreamortiguados no oscila. Si $\zeta = 0$, la respuesta transitoria no se amortigua.

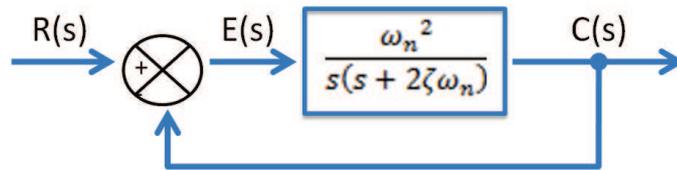


Figura 2.10.1. Sistema de segundo orden.

Ahora obtendremos la respuesta del sistema que aparece en la figura 2.10.1 para una entrada escalón unitario.

En este caso subamortiguado ($0 < \zeta < 1$), $C(s)/R(s)$ se escribe como:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{(s + \zeta\omega_n + j\omega_d)(s + \zeta\omega_n - j\omega_d)}$$

En donde $\omega_d = \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$. La frecuencia ω_d se denomina frecuencia natural amortiguada, para un escalón unitario $C(s)$ se escribe como:

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)s}$$

La Transformada Inversa de Laplace de la ecuación anterior se obtiene con facilidad si $C(s)$ se escribe en la forma siguiente:

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{s + 2\zeta\omega_n}{s + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{s + \zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2} - \frac{\zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2}$$

Haciendo uso de las tablas de Transformada de Laplace

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{s + \zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2}\right] = e^{-\zeta\omega_n t} \cos \omega_d t$$

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{\omega_d}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2}\right] = e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen } \omega_d t$$

Por lo tanto la Transformada Inversa de Laplace se obtiene como

$$\mathcal{L}^{-1}[C(s)] = c(t)$$

$$c(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \omega_d t \right)$$

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \left(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \quad \text{EC. 2.10.1}$$

Este resultado se obtiene directamente usando una tabla de transformadas de Laplace. A partir de la ecuación 2.10.1 se observa que la frecuencia de oscilación transitoria es la frecuencia natural amortiguada ω_d y que, por tanto, varía con el factor de amortiguamiento relativo ζ . La señal de error para este sistema es la diferencia entre la entrada y la salida.

$$e(t) = r(t) - c(t)$$

$$e(t) = e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \omega_d t \right)$$

Esta señal de error presenta una oscilación senoidal amortiguada. En estado estable, o en $t = \infty$, no existe un error entre la entrada y la salida. Si el factor de amortiguamiento relativo ζ es igual a cero, la respuesta se vuelve no amortiguada y las oscilaciones continúan indefinidamente. La respuesta $c(t)$ para el caso del amortiguamiento cero se obtiene sustituyendo $\zeta = 0$ en la ecuación 2.10.1 lo cual produce:

$$c(t) = 1 - \cos \omega_n t \quad \text{EC. 2.10.2}$$

Por tanto, a partir de la ecuación 2.10.2, establecemos que ω_n representa la frecuencia natural no amortiguada del sistema. Es decir ω_n es la frecuencia a la cual el sistema oscilaría si el amortiguamiento disminuyera a cero. Si el sistema lineal tiene cualquier cantidad de amortiguamiento, no se puede observar experimentalmente la frecuencia natural no amortiguada. La frecuencia que se observa es la frecuencia natural amortiguada ω_d , que es igual a $\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$. Esta frecuencia siempre es menor que la frecuencia natural no amortiguada. Un aumento en ζ reduciría la frecuencia natural amortiguada ω_d . Si ζ aumenta más allá de la unidad, la respuesta se vuelve sobreamortiguada y no oscilará.

2.11 DEFINICIONES DE LAS ESPECIFICACIONES DE RESPUESTA TRANSITORIA.

En muchos casos prácticos, las características de desempeño deseadas del sistema de control se especifican en términos de cantidades en el dominio del tiempo. Los sistemas que pueden almacenar energía no responden instantáneamente y exhiben respuestas transitorias cada vez que están sujetos a entradas o perturbaciones.

Con frecuencia, las características de desempeño de un sistema de control se especifican en términos de la respuesta transitoria para una entrada escalón unitario, dado que ésta es fácil de generar y es suficientemente drástica. (Si se conoce la respuesta a una entrada escalón, es matemáticamente posible calcular la respuesta para cualquier entrada).

La respuesta transitoria de un sistema para una entrada escalón unitario depende de las condiciones iniciales. Por conveniencia al comparar respuestas transitorias de varios sistemas, es una práctica común usar la condición inicial estándar de que el sistema está en reposo al inicio, por lo cual la salida y todas las derivadas con respecto al tiempo son cero. De este modo, las características de respuesta se comparan con facilidad. La respuesta transitoria de un sistema de control práctico exhibe con frecuencia oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estable. Al especificar las características de la respuesta transitoria de un sistema de control para una entrada escalón unitario, es común especificar lo siguiente: (aparecen en forma gráfica en la figura 2.11.1.)

1. **Tiempo de retardo** t_d : el tiempo de retardo es el tiempo requerido para que la respuesta alcance la primera vez la mitad del valor final.
2. **Tiempo de levantamiento** t_r : el tiempo de levantamiento es el tiempo requerido para que la respuesta pase del 10 al 90%, del 5 al 95% o del 0 al 100% de su valor final. Para sistemas subamortiguados de segundo orden, por lo común se usa el tiempo de levantamiento de 0 a 100%. Para sistemas sobreamortiguados, suele usarse el tiempo de levantamiento de 10 a 90%.

3. **Tiempo pico** t_p : el tiempo pico es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobrepaso.
4. **Sobrepaso máximo** (porcentaje) M_p : el sobrepaso máximo es el valor pico máximo de la curva de respuesta, medido a partir de la unidad. Si el valor final en estado estable de la respuesta es diferente de la unidad, es común usar el porcentaje de sobrepaso máximo. Se define mediante:

$$\text{Porcentaje de sobrepaso máximo} = \frac{C(t_p) - C(\infty)}{C(\infty)} \times 100\%$$

La cantidad de sobrepaso máximo (en porcentaje) indica de manera directa la estabilidad relativa del sistema.

5. **Tiempo de asentamiento** t_s : el tiempo de asentamiento es el tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (por lo general, de 2 a 5%) y permanezca dentro de él. El tiempo de asentamiento se relaciona con la mayor constante de tiempo del sistema de control. Los objetivos del diseño del sistema en cuestión determinan cuál criterio de error en porcentaje usar.

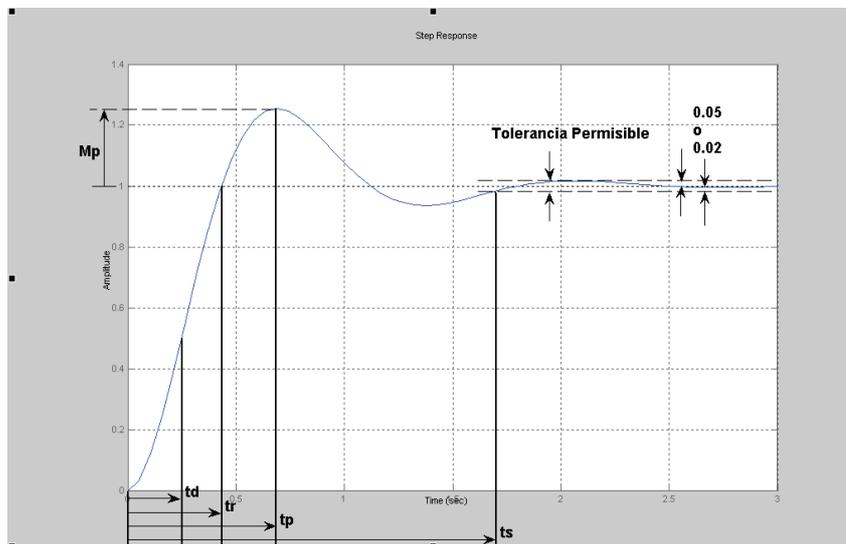


Figura 2.11.1. Curva de respuesta escalón unitario en la que se muestra t_d , t_r , t_p , t_s , M_p .

Las especificaciones en el dominio del tiempo que se proporcionaron son muy importantes, dado que casi todos los sistemas de control son sistemas en el dominio del tiempo; es decir, deben presentar respuestas de tiempo aceptables. (Esto significa que el sistema de control debe modificarse hasta que la respuesta transitoria sea satisfactoria.) Observe que, si especificamos los valores de t_d , t_r , t_p , t_s y M_p , la forma de la curva de respuesta queda prácticamente determinada. Esto se aprecia con claridad en la figura 2.10.2.

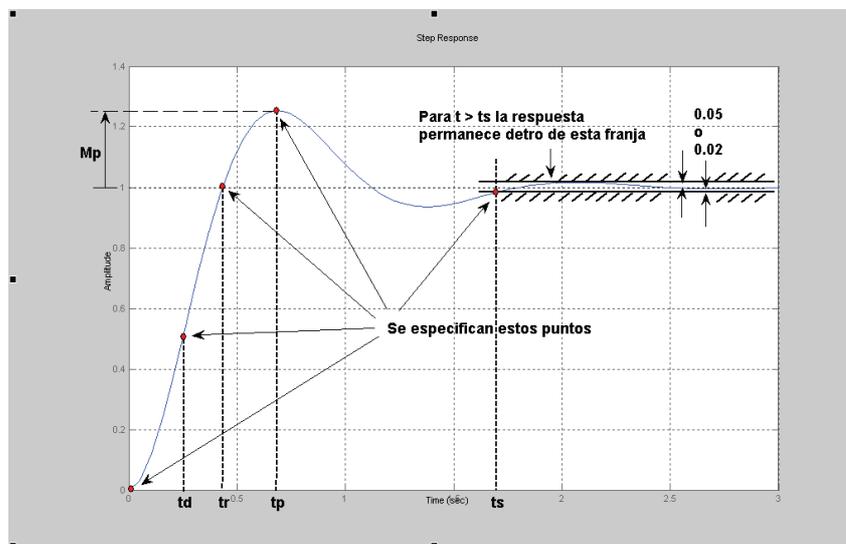


Figura 2.10.2. Especificaciones de la respuesta transitoria.

Observe que todas estas especificaciones no necesariamente se aplican a cualquier caso determinado. Por ejemplo, para un sistema sobreamortiguado no se aplican los términos tiempo pico y sobrepeaso máximo. (En los sistemas que producen errores en estado estable para entradas escalón, este error debe conservarse dentro de un nivel de porcentaje especificado.)

Algunos comentarios sobre las especificaciones de la respuesta transitoria.

Excepto para ciertas aplicaciones en las que no se pueden tolerar oscilaciones, es conveniente que la respuesta transitoria sea suficientemente rápida y amortiguada. Por tanto, para una respuesta transitoria conveniente de un sistema de segundo orden, el factor de amortiguamiento relativo debe estar entre 0.4 y 0.8. Valores pequeños de ζ ($\zeta < 0.4$) producen un valor de sobrepeaso excesivo en la respuesta transitoria, y un

sistema con un valor grande de ζ ($\zeta > 0.8$) responden con lentitud. En otras palabras, tanto el sobrepaso máximo como el tiempo de levantamiento no pueden hacerse más pequeños en forma simultánea. Si uno de ellos se reduce, el otro necesariamente aumenta.

2.12 INTRODUCCIÓN PHASE LOCKED LOOP.

Los PLL (Phase Locked Loop)⁸ o lazo enllavado por fase son usados principalmente en aplicaciones de comunicaciones. Por ejemplo, ellos recobran la señal de reloj de señales de datos digital, recobran la portadora de señales de transmisión satelital, desempeñan la modulación y demodulación en fase y en frecuencia y la síntesis de frecuencias exactas para sintonía en los receptores.

Un PLL es básicamente un oscilador cuya frecuencia está bloqueada a otra componente de frecuencia de una señal de entrada v_i , esto es hecho con un lazo de control realimentado como es mostrado en la figura 2.12.1. La frecuencia de esta componente en v_i es ω_i (rad/s) y su fase es θ_i . La señal del oscilador v_o tiene una frecuencia ω_o y su fase es θ_o . El detector de fase (Phase Detector) compara θ_o con θ_i y produce un voltaje v_d que es proporcional a la diferencia de fase. Este voltaje es aplicado como un voltaje de control v_c al oscilador controlado por voltaje (Voltage Controlled Oscillator) para ajustar la frecuencia del oscilador ω_o . A través de la realimentación negativa del PLL causa que $\omega_o = \omega_i$ y el error de fase es mantenido en algún valor (preferiblemente pequeño). Entonces, ambos la frecuencia y la fase están bloqueados con la fase y frecuencia de la señal de entrada.

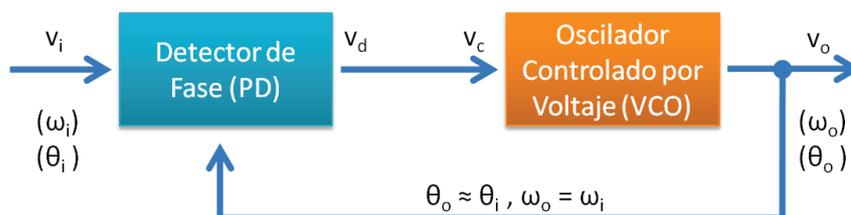


Figura 2.12.1. PLL Básico.

⁸ Wolaver Dan H. (1991) "Phase Locked Loop Circuit Design" Edición 1

Algunas de las principales aplicaciones del PLL están listadas a continuación:

1. Recupera la Portadora de una transmisión satelital.
2. Recupera la Señal de Reloj de una transmisión digital.
3. Filtro de Rastreo.
4. Modulación en Frecuencia.
5. Demodulación en Frecuencia.
6. Modulación en Fase.
7. Demodulación en Fase.
8. Síntesis de Frecuencia.

2.13 CARACTERÍSTICAS DEL PLL.

En algunas aplicaciones el PLL debe ser rápido para seguir la fase de entrada, en otras debería ser lento. En otras palabras el ancho de banda del PLL debería ser uno de los dos ancho o angosto. Esto es determinado por las características del detector de fase (PD), el oscilador controlado por voltaje (VCO) y el filtro de lazo.

Otra medida del desempeño del PLL es el error de fase, la diferencia entre la fase de entrada θ_i y la fase del VCO θ_o . Considere el diagrama en bloque de la figura 2.12.1. Cuando el PLL está enganchado o bloqueado la frecuencia del VCO ω_o es igual a la frecuencia de entrada ω_i . El voltaje de control necesario que causa $\omega_o = \omega_i$ es suministrado por la salida del PD v_d pero el PD requiere de algún error de fase entre θ_i y θ_o para producir este v_d . El tamaño de este error se determinará en términos de las características de los componentes del PLL.

Un PLL tiene otras características rango de frecuencia sobre la cual adquirirá el enganche, tiempo de adquisición de enganche, tolerancia de modulación sin perder el enganche, ruido en la fase de salida.

2.14 CARACTERÍSTICAS DEL DETECTOR DE FASE.

Dejemos que θ_d represente la diferencia de fase entre la fase de entrada y la fase del VCO. El PD produce un voltaje v_d en respuesta a este θ_d . Una característica típica de v_d versus θ_d es mostrada en la figura 2.14.1. La curva es lineal en algunos rangos se repite cada 2π radianes. Esta proporcionalidad es necesaria para una fase de 2π se generalmente indistinguible de una fase de cero. Cuando no hay señal a la entrada v_i aplicada al PD, este genera algún voltaje de corrida libre (free running voltage) v_{do} cual es mostrado como 2 volts para este caso. Correspondiente a este v_{do} en la curva esta algún θ_{do} (igual a $-\pi/2$ aquí).

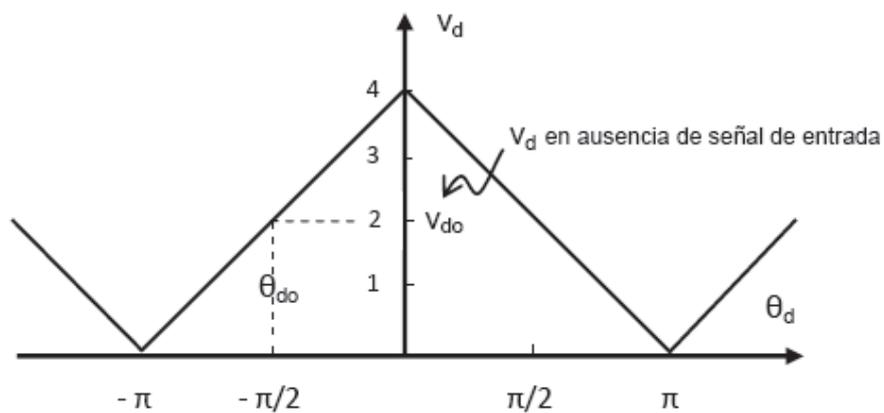


Figura 2.14.1. Característica típica v_d versus θ_d .

La convención usual es cambiar la característica así que el error de fase cero corresponde a $v_d = v_{do}$ por lo que definimos el error de fase para ser:

$$\theta_e \equiv \theta_d - \theta_{do} \tag{Ec. 2.14.1}$$

A causa de este cambio $\theta_e = 0$ usualmente no corresponde a que v_i y v_o están en fase pero para propósitos de análisis es conveniente definirlo como error de fase cero. Usaremos la convención para definir la fase de entrada θ_i y la fase del VCO θ_o como:

$$\theta_e \equiv \theta_i - \theta_o \tag{Ec. 2.14.2}$$

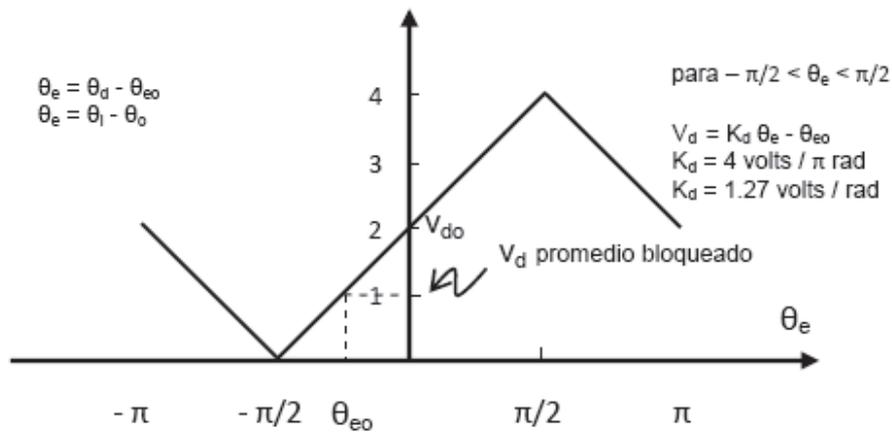


Figura 2.14.2 Característica v_d versus θ_e .

La gráfica de v_d vs. θ_e en la figura 2.14.2 es llamada como característica del PD. Por definición $v_d = v_{do}$ corresponde a $\theta_e = 0$. En el rango $-\pi/2 \leq \theta_e \leq \pi/2$ hay una inclinación o pendiente constante K_d donde:

$$K_d = dv_d/d\theta_e \tag{Ec. 2.14.3}$$

En este caso $K_d = 4 \text{ volts}/\pi \text{ rad} = 1.27 \text{ volts/rad}$. En la región lineal, el PD puede ser modelado por:

$$v_d = K_d\theta_e + v_{do} \tag{Ec. 2.14.4}$$

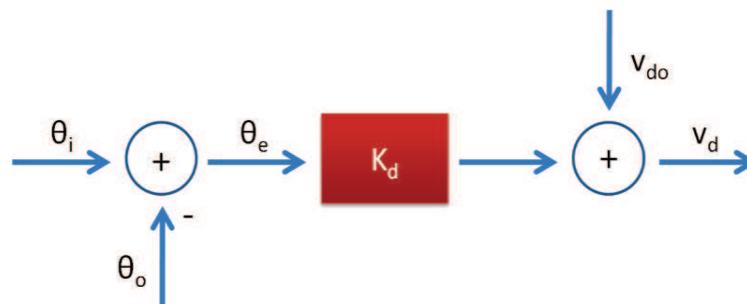


Figura 2.14.3 Flujo de señal PD.

El cual es representado por la gráfica de flujo de señal en la figura 2.14.3. K_d es la ganancia del PD y v_{do} es el voltaje de corrida libre del detector.

2.15 CARACTERÍSTICAS DEL VCO.

Una característica típica de un oscilador controlado por voltaje es mostrado en la figura 2.15.1. Aquí la frecuencia del VCO es una función lineal del voltaje de control v_c . La curva no necesita ser lineal pero usualmente simplifica el diseño del PLL si la inclinación es la misma donde sea, como v_c varia de 0 – 4 V el VCO varia sobre su rango de 8 – 16 Mrad/s. Fuera de este rango el desempeño del VCO es inaceptable de alguna forma.

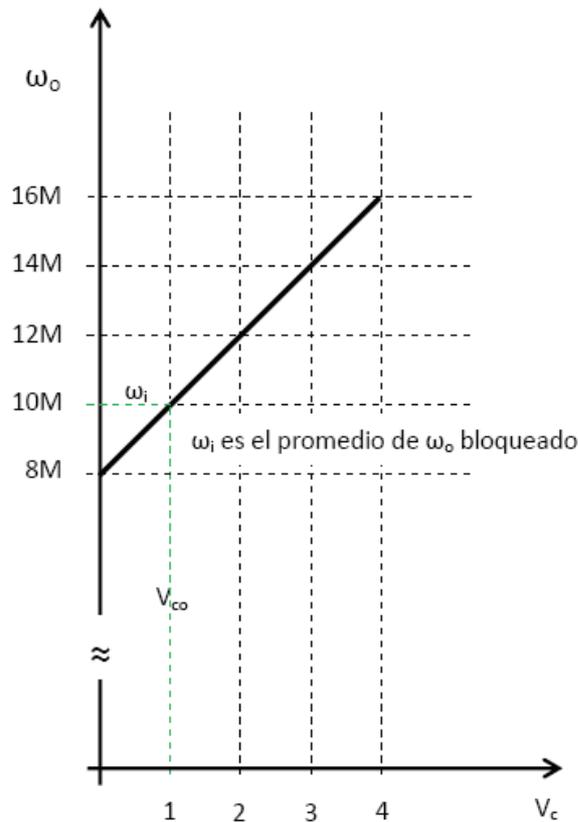


Figura 2.15.1. Característica típica de un VCO

Cuando el PLL está enganchado $\omega_o = \omega_i$ supongamos que $\omega_i = 10$ Mrad/s entonces de acuerdo con las características en la figura 2.15.1 $\omega_o = 10$ Mrad/s requiere que $v_c = 1$ V. Este es el voltaje de control estacionario v_{co} correspondiente para $\omega_o = \omega_i$ note que v_{co} no es una propiedad lineal del VCO únicamente. También depende de la frecuencia de entrada ω_i a la cual el PLL está enganchado (por ejemplo si ω_i fuese 12 Mrad/s

entonces de acuerdo a la figura 2.15.1 el v_{co} sería 2 V). Esto está en contraste con v_{do} el cual es una propiedad del PD únicamente.

La operación estacionaria del PLL cuando está enganchado puede ser encontrada de las características del PD y el VCO. La condición enganchado es $\omega_o = \omega_i$ Para el caso $\omega_i = 10$ Mrad/s la figura 2.15.1 muestra $v_c = v_{co} = 1$ V. De las características del PD en la figura 2.14.2 un error de fase $\theta_e = -0.79$ rad es requerida para producir este v_d . Este θ_e promedio en condición enganchado es llamado error de fase estacionario θ_{eo} . Usualmente es deseable tener un θ_{eo} cercano a cero. Este ciertamente no debe exceder $\pm \pi/2$ rad, los límites de la porción lineal de la característica del PD. Una expresión para θ_{eo} en términos de los parámetros de las características del PD y VCO será desarrollada.

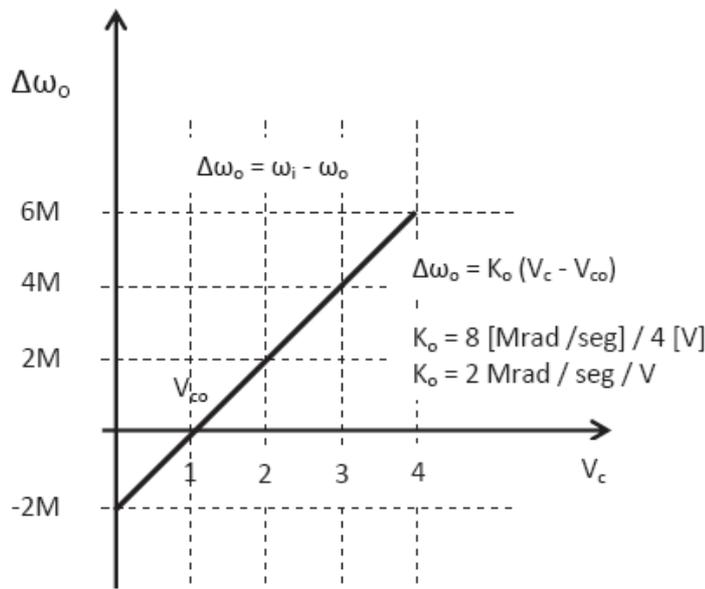


Figura 2.15.2. Cambio Característica del VCO.

A veces es conveniente referirse a la desviación de frecuencia de salida $\Delta\omega_o$

$$\Delta\omega_o = \omega_i - \omega_o \quad \text{Ec. 2.15.1}$$

Enganchado, el promedio de ω_o igual a ω_i así que $\Delta\omega_o$ es una medida de cuán lejos está de su promedio enganchado. Una gráfica de $\Delta\omega_o$ versus v_c es esencialmente un

cambio en las características del VCO como es mostrado en la figura 2.15.2. Por definición $\Delta\omega_o = 0$ corresponde a $v_c = v_{co}$

La inclinación de las características del VCO en la vecindad de las frecuencias de enganche es llamada ganancia del VCO, K_o donde:

$$K_o = d\omega_o/dv_c = d\Delta\omega_o/dv_c \quad \text{Ec. 2.15.2}$$

Aquí tenemos $K_o = 8 \text{ Mrad/s} / 4 \text{ volts} = 2 \text{ Mrad/s/volts}$. Entonces la desviación de frecuencia puede ser modelada:

$$\Delta\omega_o = K_o(v_c - v_{co}) \quad \text{Ec. 2.15.3}$$

Donde v_{co} es el voltaje de control en condición enganchado. La gráfica de flujo de señal de la figura 2.15.3 representa la ecuación 2.15.3.

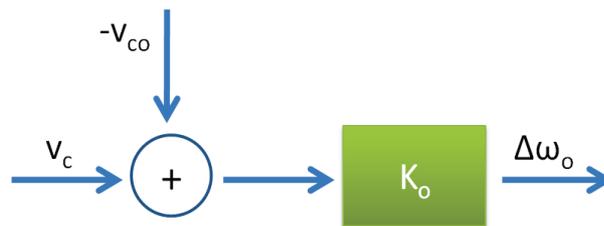


Figura 2.15.3. Flujo de señal del VCO.

2.16 MODELO LINEAL DEL PLL.

Las descripciones del PD y VCO en las ecuaciones 2.14.4 y 2.15.3 son lineales, la linealidad se mantiene para limitados rangos. Asumiremos que θ_e y ω_o permanecen en los rangos lineales del PD y VCO.

Las entradas y salidas de un PLL son a menudo sinusoidales no puras, por el momento asumiremos que si lo son. La notación en fase:

$$v_i = \sin(\omega_i t + \theta_i)$$

$$v_o = \sin(\omega_o t + \theta_o)$$

Donde ω_i es una constante el promedio de la frecuencia de entrada. Como las dimensiones radianes por segundo (rad/s) implica, la frecuencia es la derivada en el tiempo de la fase donde la fase es el argumento de la función seno. Entonces la frecuencia de salida del VCO es:

$$\omega_o \equiv d(\omega_i t + \theta_o)/dt = \omega_i + d\theta_o/dt \quad \text{Ec. 2.16.1}$$

Pero como definimos en la ecuación 2.15.1, $\Delta\omega_o = \omega_i - \omega_o$ por lo que:

$$\Delta\omega_o = d\theta_o/dt \quad \text{Ec. 2.16.2}$$

$$\theta_o = \int \Delta\omega_o dt \quad \text{Ec. 2.17.3}$$

Esta relación entre θ_o y $\Delta\omega_o$ juntas con la gráfica de flujo de señal en la figura 2.14.3 y 2.15.3 completa el modelo lineal del PLL (ver figura 2.16.1). El modelo del VCO ahora incluye un integrador para suministrar la fase θ_o como la salida del PLL. Esta fase es retroalimentada y comparada por el PD con θ_i de la señal de entrada.

Nos hemos estado refiriendo a ω_i como la frecuencia de entrada pero actualmente es el promedio de la frecuencia de entrada. La expresión completa para la frecuencia de entrada es $\omega_i + d\theta_i/dt$.

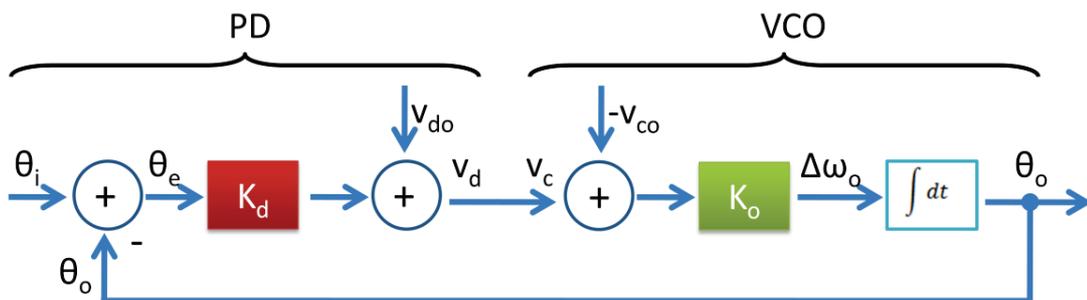


Figura 2.16.1. Modelo lineal del PLL.

2.17 ERROR DE FASE ESTACIONARIO.

Por definición, cuando el PLL está enganchado el promedio ω_o es igual a ω_i y el promedio de $\Delta\omega_o$ es cero. El error de fase estacionario θ_{eo} es el valor promedio de θ_e en condición enganchado o bloqueado. De la gráfica de flujo de señal en la figura 2.15.3 vemos que:

$$\Delta\omega_o = K_o(K_d\theta_e + v_{do} - v_{co})$$

Y tomando el promedio en el tiempo en ambos miembros de la ecuación:

$$\overline{\Delta\omega_o} = K_o(K_d\overline{\theta_e} + v_{do} - v_{co})$$

En condición bloqueado $\Delta\omega_o$ promedio es cero y $\theta_e = \theta_{e0}$ por lo que:

$$\theta_{e0} = (-v_{do} + v_{co})/K_d \quad \text{Ec. 2.17.1}$$

Para $K_d = 1.27 \text{ V/rad}$, $v_{do} = 2 \text{ V}$, $v_{co} = 1 \text{ V}$ de la ecuación (2.17.1) da $\theta_{e0} = -0.79 \text{ rad}$ como antes gráficamente fue determinado.

2.18 ANCHO DE BANDA DEL PLL.

Para discutir el ancho de banda de un PLL estemos consientes con la frecuencia a la cual θ_i puede variar y aún ser seguido razonablemente cerca por θ_o esto también mantiene la frecuencia a la cual ω_i puede variar y aún ser seguida por ω_o en el caso de la FM. Entonces el ancho de banda tiene que tratar con variaciones o señales de AC. Formamos un modelo de AC del PLL eliminando los parámetros de DC del modelo lineal en la figura 2.16.1. La integración ha sido reemplazada por su transformada de Laplace $1/s$ donde s es la frecuencia compleja. Cuando encontremos la respuesta en frecuencia reemplazaremos s por $j\omega$.

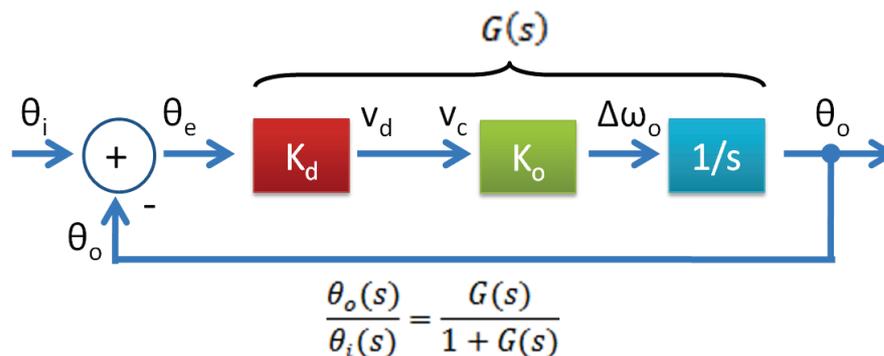


Figura 2.18.1. Modelo AC del PLL.

Dejemos que $G(s)$ sea la ganancia de lazo en directa en la figura 2.18.1

$$G(s) = K_d K_o / s \quad \text{Ec. 2.18.1}$$

El gráfico de flujo de señal en la figura 2.18.1 es actualmente un sistema de ecuaciones los cuales pueden ser resueltos por la función de transferencia en fase θ_o/θ_i .

Aquellos familiarizados con la teoría de control pueden ver por inspección que la función de transferencia es:

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \quad \text{Ec. 2.18.2}$$

Puede ser mostrado de estas expresiones que $|\theta_o/\theta_i|$ sigue lo más cercano a la unidad o $|G(j\omega)|$ de la ecuación 2.18.1

$$|G(j\omega)| = K_d K_o / \omega \quad \text{Ec. 2.18.3}$$

El cual está muy lejos de $1/\omega$. Esta es una línea recta cuando se es graficado con escala logarítmica como en la figura 2.18.2. Para ω bajas $|G(j\omega)| > 1$ y $|\theta_o/\theta_i|$ esta cerca a la unidad. Para ω altas $|G(j\omega)| < 1$ y $|\theta_o/\theta_i|$ es casi igual a $|G(j\omega)|$ por lo que el ancho de banda de ω_{3dB} ocurre cuando $|G(j\omega)| = 1$. De la ecuación 2.18.3 esto es cuando $1 = K_d K_o / \omega_{3dB}$

$$\omega_{3dB} = K_d K_o \quad \text{Ec. 2.18.4}$$

Para las características del PD y VCO en las figuras 2.14.2 y 2.15.2, $K_d = 1.27$ V/rad, $K_o = 2$ Mrad/s, entonces $\omega_{3dB} = 2.55$ Mrad/s

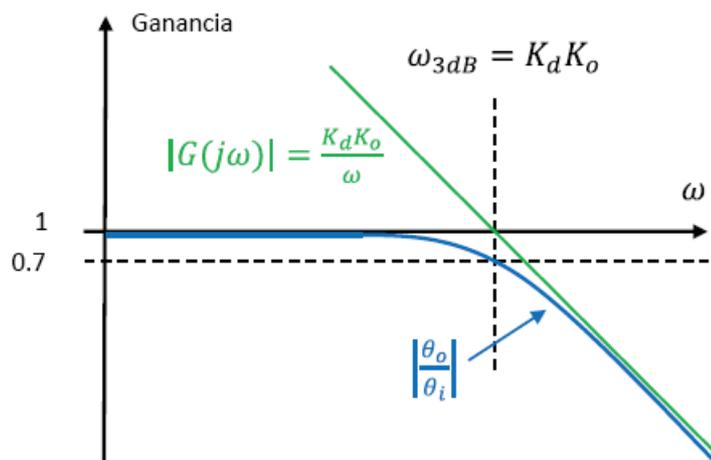


Figura 2.18.2 Respuesta en Frecuencia del PLL

Supongamos que deseamos reducir el ancho de banda por un factor de 0.286 para $\omega_{3dB} = 0.73 \text{ Mrad/s}$. Esto puede ser realizado introduciendo un atenuador de voltaje consistente de R_0 y R_2 entre el PD y VCO como lo muestra la figura 2.18.3. La ganancia del atenuador es representada por K_h donde:

$$K_h = \frac{R_2}{(R_0 + R_2)} \tag{Ec. 2.18.5}$$

Con los valores $R_0 = 25 \text{ K}\Omega$ y $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$ tenemos $K_h = 0.286$. El modelo lineal de AC para el PLL ahora incluye K_h en el lazo y la ganancia en directa ahora es:

$$G(s) = \frac{K_d K_h K_o}{s} \tag{Ec. 2.18.6}$$

Como antes el ancho de banda es determinada por la frecuencia a la cual $|G(j\omega)| = 1$ de la ecuación 2.18.6 esto es a la frecuencia:

$$\omega_{3dB} = K_d K_h K_o \tag{Ec. 2.18.7}$$

(Ver figura 2.18.5) Para $K_d = 1.27 \text{ V/rad}$, $K_h = 0.286$, y $K_o = 2 \text{ Mrad/s}$ el ancho de banda ha sido reducido a $\omega_{3dB} = 0.73 \text{ Mrad/s}$ como era deseado.

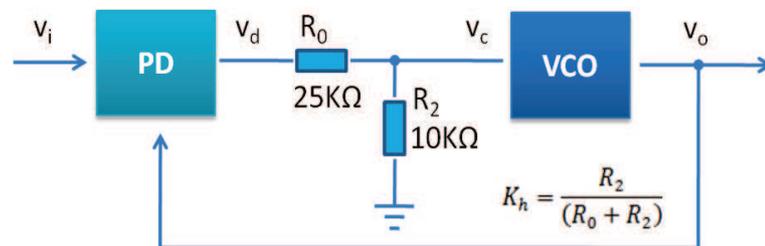


Figura 2.18.3. PLL con atenuador de voltaje.

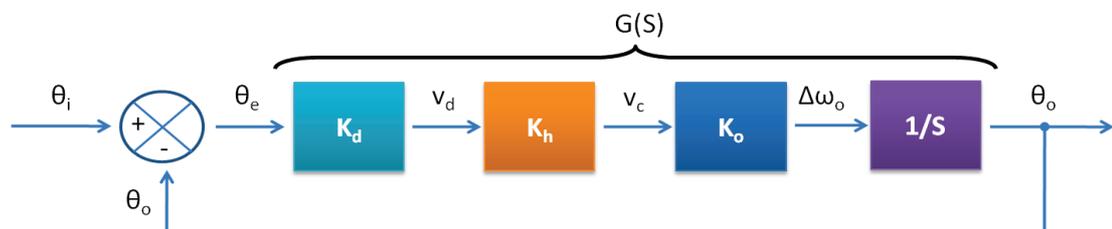


Figura 2.18.4. Diagrama en bloques PLL con atenuador de voltaje.

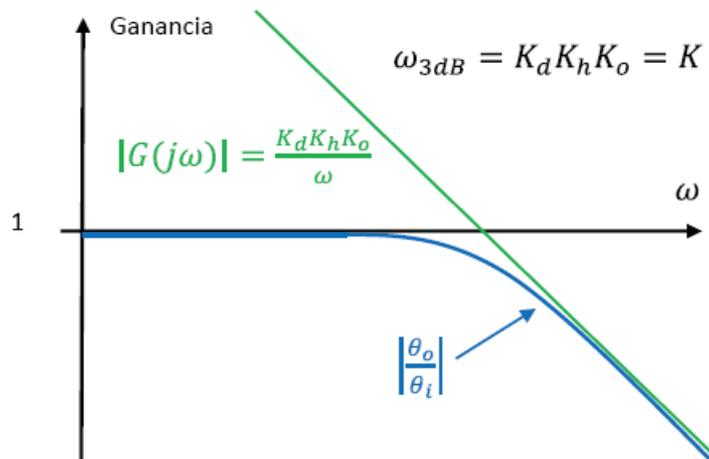


Figura 2.18.5. Respuesta en frecuencia PLL con atenuador de voltaje.

Como el producto de estas tres ganancias ocurre a menudo en el análisis de PLL esta es una notación estándar

$$K = K_d K_h K_o \quad \text{Ec. 2.18.8}$$

K es llamada “ganancia de lazo” a la vez no incluye la integración $1/s$ el cual también está en la ganancia del lazo (ver figura 2.18.4) de la ecuación 2.18.7 K es también el ancho de banda de -3dB del PLL. De las ecuaciones 2.18.2, 2.18.6 y 2.18.8 la función de transferencia es

$$\frac{\theta_o}{\theta_i} = \frac{K}{s+K} \quad \text{Ec. 2.18.9}$$

Un PLL con un simple atenuador (como en la figura 2.18.3) es llamado Phase Locked Loop de primer orden por que la función de transferencia tiene un polinomio de primer orden en el denominador. Mientras que la ganancia del atenuador K_h ha satisfecho los requerimientos de AC del PLL tal como el ancho de banda. Esto también afecta el comportamiento estacionario del PLL. Volviendo a las características completa del PD en la figura 2.14.2 vemos que el V_d máximo es 4 V. entonces después de una atenuación de $K_h = 0.286$ el máximo V_c es ahora solamente 1.14 V. De acuerdo con las características en la figura 2.14.2 esto restringe al VCO a una frecuencia máxima de 10.3 Mrad/s un rango lo suficiente para permitir el enganche del PLL a una frecuencia de entrada de 10 Mrad/s.

2.19 FILTRO DE LAZO

Con la introducción de un atenuador de voltaje en un sistema PLL reducimos la ganancia en AC que denotamos por K y por lo cual es reducido el ancho de banda como es deseado. Pero también reducimos la ganancia DC y por lo cual limitamos el voltaje DC v_{co} el cual el detector de fase puede suministrar al VCO. Esto restringe en gran medida el rango de frecuencias del PLL. La solución es remplazar el atenuador en la figura 2.18.3 con un filtro de lazo. Este filtro aun actuará como un atenuador a altas frecuencias pero tendrá ganancia unitaria en DC.

Un simple filtro de lazo es formado por la adición de un capacitor al atenuador como es mostrado en la figura 2.19.1. Si el capacitor es lo suficientemente grande la atenuación en AC es inafectada pero ahora la ruta de DC hacia tierra es bloqueada y la componente de DC de v_d no es atenuada. La función de transferencia de este filtro de lazo es:

$$F(s) = K_h \frac{s + \omega_2}{s + \omega_1} \quad \text{Ec 2.19.1}$$

$$K_h = \frac{R_2}{(R_0 + R_2)} \quad \text{Ec 2.19.2}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} \quad \text{Ec 2.19.3}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C} \quad \text{Ec 2.19.4}$$

La respuesta en frecuencia $|F(j\omega)|$ del filtro de lazo es graficado en la figura 2.19.3. En DC la ganancia es $F(0) = 1$ y a altas frecuencias (mayores que ω_2) la ganancia es K_h como es deseado. La gráfica de flujo de señal en la figura incluye la ganancia $F(s)$ del filtro de lazo. La ganancia en trayectoria directa es

$$G(s) = K_d F(s) K_o / s \quad \text{Ec 2.19.5}$$

La respuesta en frecuencia de $G(j\omega)$ es graficado en la figura 2.19.4, de nuevo la regla es que $|\theta_o/\theta_i|$ es más baja que la unidad y $|G(j\omega)|$. A altas frecuencias, $|F(j\omega)| \approx K_h$ y $|G(j\omega)| = 1$ para $\omega = K_d K_h K_o$. Entonces de la ecuación el ancho de banda es:

$$\omega_{3dB} = K_d K_h K_o = K \quad \text{Ec 2.19.6}$$

Este resultado para el ancho de banda se ha asumido $|F(j\omega)| = K_h$ cuando $\omega = K$ pero $|F(j\omega)| \approx K_h$ solamente para $\omega > \omega_2$ por lo que requerimos que

$$\omega_2 < K \tag{Ec 2.19.7}$$

Como es mostrado en la figura. Si ω_2 es menor que $4K$ entonces ω_2 tiene un pequeño efecto en la respuesta $|\theta_o/\theta_i|$ (comparar las figuras).

La función de transferencia obtenida de las ecuaciones

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{Ks + K\omega_2}{s^2 + (\omega_1 + K)s + K\omega_2} \tag{Ec 2.19.8}$$

Debido a que el denominador tiene un polinomio en s de segundo orden, un PLL con filtro de lazo es llamado PLL de segundo orden.

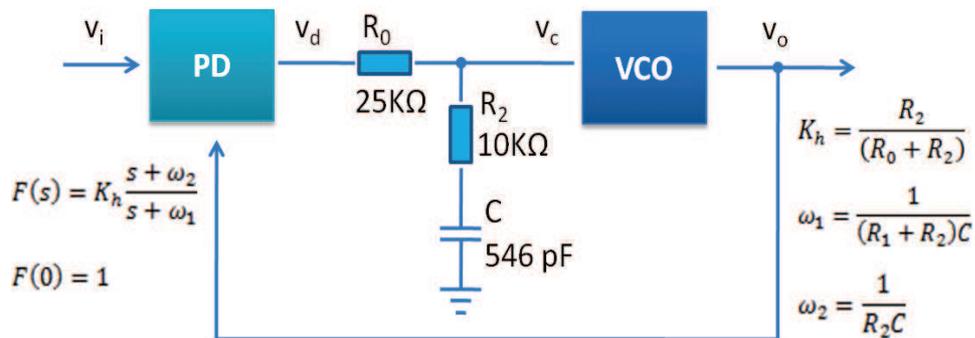


Figura 2.19.1. PLL con Filtro de Lazo.

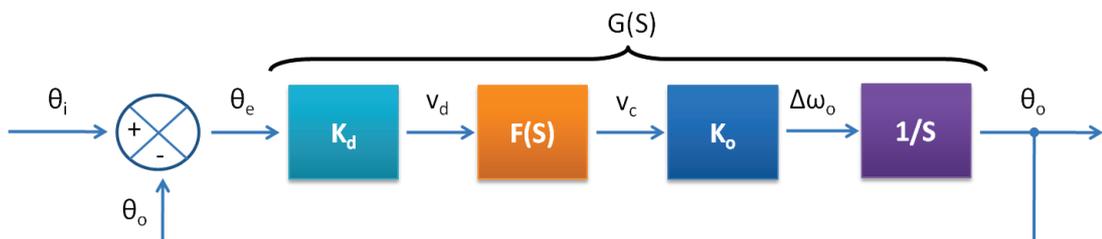


Figura 2.19.2. Diagrama en Bloques PLL con Filtro de Lazo.

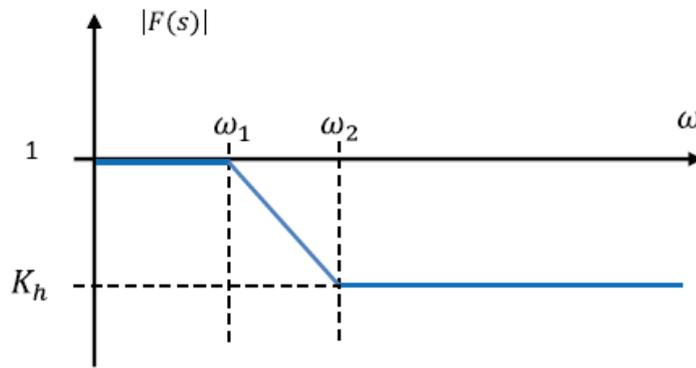


Figura 2.19.3. Función de Transferencia del Filtro de Lazo.

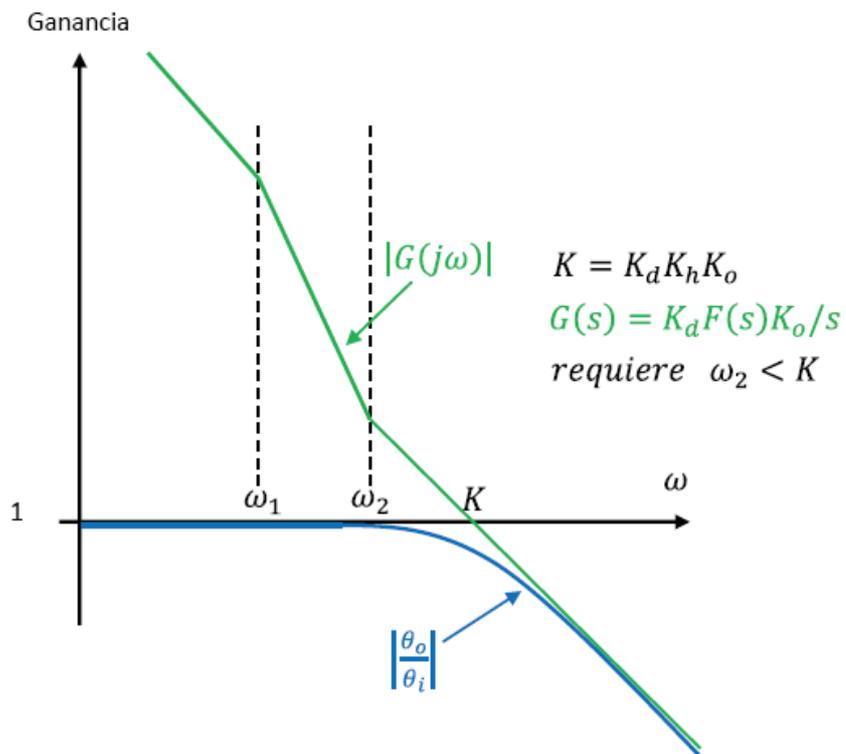


Figura 2.19.4. Función de Transferencia de PLL de Segundo Orden.

2.20 INTRODUCCIÓN A SISTEMAS DE COMUNICACIONES.

En la actualidad la comunicación participa en nuestra vida cotidiana en muchas diferentes maneras y por ello es fácil pasar por alto la multitud de sus facetas. Los teléfonos en nuestras manos, los radios y televisores en nuestras habitaciones, las terminales de computadoras con acceso a Internet en nuestras oficinas y hogares, así como los periódicos, son capaces de proporcionar comunicaciones rápidas desde cada rincón del planeta. En realidad, la lista de aplicaciones que implica el uso de las comunicaciones de una u otra forma es casi interminable.

En sentido fundamental la comunicación implica en forma manifiesta la transmisión de información de un punto a otro a través de una sucesión de procesos como se describe:

1. La generación una señal del mensaje: voz, música, imagen o datos de computadoras.
2. La descripción de esa señal del mensaje con cierta medida de precisión mediante un conjunto de símbolos, eléctricos, auditivos o visuales.
3. La codificación de estos símbolos en una forma que sea adecuada para la transmisión por un medio físico de interés.
4. La transmisión de los símbolos codificados al destino deseado.
5. La decodificación y la reproducción de los símbolos originales.
6. La recreación de la señal del mensaje original con una degradación definible en calidad; la degradación la ocasiona las imperfecciones del sistema.

2.21 ELEMENTOS BÁSICOS DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN.

Independientemente de la forma del proceso de comunicación que se esté considerando existen tres elementos básicos de un sistema de comunicación: transmisor, canal y receptor como se indica en la figura 2.21.1. El transmisor se localiza en algún punto del espacio y el receptor se ubica en algún otro punto separado del transmisor y el canal es el medio físico que los conecta. El propósito del transmisor es convertir la señal del mensaje producida por la fuente de información en una forma adecuada para la transmisión por el canal. Sin embargo, como la señal transmitida se propaga a lo largo del canal, se distorsiona debido a las imperfecciones de este último.

Aún más el ruido y las señales de interferencia (originadas de otras fuentes) se suman a la salida del canal, con el resultado de que la señal recibida es una versión degradada de la señal transmitida. El receptor tiene la tarea de actuar sobre la señal recibida de manera que reconstruya para el usuario una forma reconocible de la señal del mensaje original.

Existen dos modos básicos de comunicación:

1. Transmisión: que implica el uso de un transmisor poderoso y de numerosos receptores cuya construcción es relativamente económica. Aquí las señales que contienen información solo fluyen en una dirección (Televisión y Radio).
2. Comunicación punto a punto: en la cual los procesos de comunicación se llevan a cabo por un enlace entre un solo transmisor y un receptor. En este caso, casi siempre existe un flujo bidireccional de las señales que llevan la información que requiere el uso de un transmisor y un receptor en cada extremo del enlace (Telefonía).

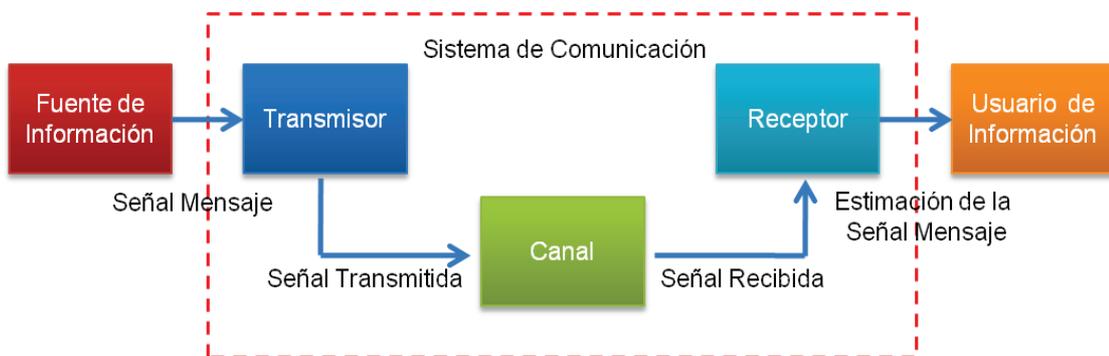


Figura 2.21.1. Elementos de un Sistema de Comunicaciones.

2.22 PROCESO DE MODULACIÓN.

El fin de un sistema de comunicación es entregar una señal mensaje desde una fuente de comunicación en una forma reconocible hasta el destino del usuario, con la fuente y el usuario separados físicamente uno del otro. Para realizar lo anterior, el transmisor modifica la señal mensaje en una forma adecuada para la transmisión por el canal.

Esta modificación se logra mediante un proceso conocido como modulación, que implica variar algún parámetro de la onda portadora de acuerdo con la señal mensaje.

El receptor recrea la señal del mensaje original a partir de una versión degradada de la señal transmitida luego de la propagación a través del canal. Esta recreación se consigue al emplear el proceso conocido como demodulación, que es el proceso inverso utilizado en el transmisor. Sin embargo debido a la inevitable presencia del ruido y de distorsión de la señal recibida, encontramos que el receptor no puede recrear exactamente la señal del mensaje original.

La degradación que resulta en el desempeño completo del sistema depende del tipo del esquema de modulación que se utilice. De modo específico observamos que algunos esquemas de modulación son menos sensibles a los efectos del ruido y distorsión que otros.

Es posible clasificar el proceso de modulación en modulación de onda continua y modulación por pulsos. En la modulación de onda continua (CW) se emplea una onda senoidal como portadora. Cuando la amplitud de la señal portadora varía de acuerdo con la señal mensaje tenemos modulación de amplitud (AM). Cuando se varía el ángulo de la portadora tenemos modulación angular. Es posible subdividir aún más la última forma de modulación de onda continua en modulación de frecuencia (FM) y modulación de fase (PM), en las cuales la frecuencia y la fase instantánea de la portadora respectivamente se varían de acuerdo con la señal mensaje.

2.23 TÉCNICAS DE MODULACIÓN.

En telecomunicaciones, el término modulación engloba el conjunto de técnicas para transportar información sobre una onda portadora, típicamente una onda senoidal. Estas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea, protegiéndola de posibles interferencias y ruidos.

Básicamente, la modulación consiste en hacer que un parámetro de la onda portadora cambie de valor de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora, que es la información que queremos transmitir.

Dependiendo del parámetro sobre el que se actúe, tenemos los distintos tipos de modulación:

- Modulación en doble banda lateral (DSB)
- Modulación de amplitud (AM)
- Modulación de fase (PM)
- Modulación de frecuencia (FM)
- Modulación banda lateral única (SSB)
- Modulación de banda lateral vestigial (VSB, ó VSB-AM)
- Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)
- Modulación por división ortogonal de frecuencia (OFDM), también conocida como 'Modulación por multitono discreto' (DMT)
- Modulación por longitud de onda
- Modulación en anillo

2.24 MODULACIÓN ANGULAR.

Existe otro modo de modular una onda portadora senoidal además de la modulación lineal y se conoce como modulación angular, en el cual se varía el ángulo de la onda portadora de acuerdo con la señal de la banda base. En este método de modulación se mantiene constante la amplitud de la onda portadora. Una característica importante de la modulación angular es que puede ofrecer una mejor discriminación con respecto al ruido y la interferencia que la modulación de amplitud. Sin embargo como se mostrará después esta mejora en el desempeño se consigue a costa de un ancho de banda de transmisión incrementado; esto es la modulación angular nos proporciona medios prácticos para intercambiar ancho de banda de canal por mejor desempeño relativo al ruido. Un compromiso de este tipo no es posible con la modulación de amplitud, sin que importe su forma.

2.24.1 Definiciones Básicas⁹

Dejemos que $\theta_i(t)$ denote el ángulo de la portadora senoidal modulada, que se supone es la función de la señal del mensaje. Expresamos la onda modulada en ángulo que resulta como:

$$s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \quad \text{Ec 2.24.1}$$

Donde A_c es la amplitud de la portadora. Ocurre una oscilación completa siempre que $\theta_i(t)$ cambie en 2π radianes. Si $\theta_i(t)$ aumenta monótonicamente con el tiempo, la frecuencia promedio en hertz sobre un intervalo t a $t + \Delta t$, esta dada por:

$$f_{\Delta t}(t) = \frac{\theta_i(t+\Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \quad \text{Ec 2.24.2}$$

De este modo es posible definir la frecuencia instantánea de la señal modulada en ángulos $s(t)$ de la siguiente manera:

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f_{\Delta t}(t)$$

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[\frac{\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \right]$$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad \text{Ec 2.24.3}$$

Por tanto según la ecuación 2.24.1 podemos interpretar la señal modulada en ángulo $s(t)$ como un faser rotatorio de longitud A_c y ángulo $\theta_i(t)$. La velocidad angular de un faser de este tipo es $d\theta_i(t)/dt$ medida en radianes por segundo de acuerdo con la ecuación 2.24.3. En el caso simple de una portadora modulada el ángulo $\theta_i(t)$ es:

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \varphi_c$$

Y el faser correspondiente gira con una velocidad constante igual a $2\pi f_c$. La constante φ_c es el valor de $\theta_i(t)$ en $t = 0$.

Hay un número infinito de formas en las cuales es posible variar el ángulo $\theta_i(t)$ de alguna manera con la señal mensaje (banda base). Sin embargo, solo consideramos

⁹ Haykin Simon (2001) "Sistemas de Comunicación" Edición 1

dos métodos que suelen usarse: la modulación de fase y la modulación de frecuencia, definidas como sigue:

La modulación de fase (PM) es aquella forma de modulación angular en la que el ángulo $\theta_i(t)$ se varia linealmente con la señal mensaje $m(t)$ de acuerdo con

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \quad \text{Ec 2.24.4}$$

El término $2\pi f_c t$ representa el ángulo de la portadora no modulada y la constante k_p la sensibilidad de fase del modulador expresada en radianes por volts con la suposición de que $m(t)$ es una forma de onda de voltaje. Hemos supuesto en la ecuación 2.24.4 que el ángulo de la portadora no modulada es cero en $t = 0$. La señal modulada en fase $s(t)$ se describe entonces en el dominio del tiempo por medio de:

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)] \quad \text{Ec 2.24.5}$$

La modulación de frecuencia (FM) es aquella forma de modulación angular en la que la frecuencia instantánea $f_i(t)$ se varía linealmente con la señal mensaje $m(t)$ como se muestra por medio de:

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad \text{Ec 2.24.6}$$

El término f_c representa la frecuencia de la portadora no modulada y la constante k_f la sensibilidad de frecuencia del modulador, expresada en hertz por volts suponiendo que $m(t)$ es una forma de onda de voltaje. Al integrar la ecuación 2.24.6 con respecto al tiempo y multiplicando el resultado por 2π obtenemos:

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2k_f \int_0^t m(\tau) d\tau \quad \text{Ec 2.24.7}$$

Donde por conveniencia se ha supuesto que el ángulo de la onda portadora no modulada es cero en $t = 0$. La señal modulada en frecuencia se describe, por tanto en el dominio del tiempo mediante:

$$s(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2k_f \int_0^t m(\tau) d\tau \right] \quad \text{Ec 2.24.8}$$

Una consecuencia de permitir que el ángulo $\theta_i(t)$ se vuelva dependiente de la señal de mensaje $m(t)$ como en la ecuación 2.24.4 o de su integral como en la ecuación 2.24.7 es que los cruces por cero de la señal PM o de la señal FM ya no tienen una regularidad

perfecta en su espaciamiento; los cruces por cero se refieren a los instantes en los cuales la forma de onda cambia de un valor negativo a lo positivo o viceversa.

Lo anterior constituye un rasgo muy importante que distingue tanto PM o FM de una señal de AM. Otra diferencia importante es que la envolvente de una señal PM o FM es constante (igual a la amplitud de la portadora), en tanto que la envolvente de una señal de AM depende de la señal mensaje.

La comparación de las ecuaciones 2.24.5 y 2.24.8 revela que la señal de FM puede considerarse como una señal de PM en la que la onda moduladora es $\int_0^t m(\tau) d\tau$ en lugar de $m(t)$ esto quiere decir que una señal de FM puede generarse al integrar primero $m(t)$ y utilizar después el resultado como la entrada al modulador de fase (Figura 2.24.a). De manera inversa, es posible generar una señal de PM al diferenciar primero $m(t)$ y emplear luego el resultado como la entrada a un modulador de frecuencia (Figura 2.24.b). De este modo resulta factible que deduzcamos todas las propiedades de las señales de PM como de aquella de las señales de FM y viceversa.

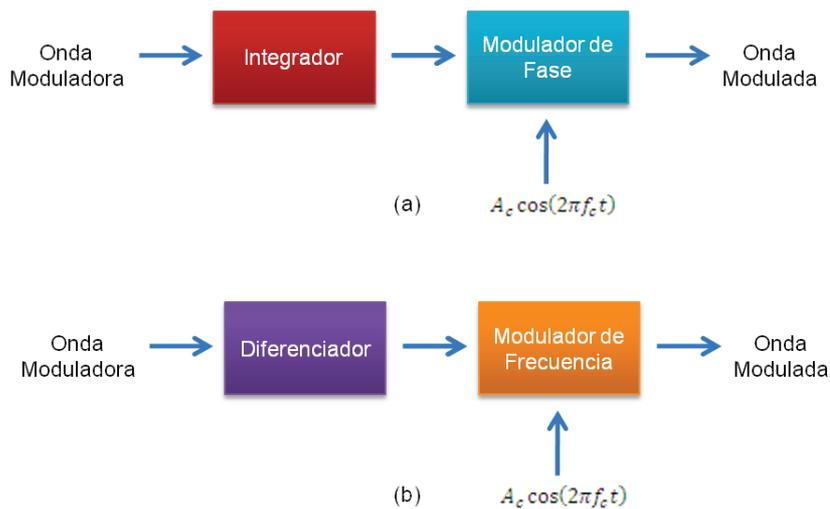


Figura 2.24. Ilustración de la relación entre la modulación de frecuencia y la modulación de fase. a) Esquema para generar una onda de FM utilizando un modulador de fase. b) Esquema para generar una onda de PM utilizando un modulador de frecuencia.

2.25 MODULACIÓN DE FRECUENCIA.

La señal FM $s(t)$ definida por la ecuación 2.24.8 es una función no lineal de la señal moduladora $m(t)$, la cual hace que la modulación de frecuencia sea un proceso de modulación no lineal. En consecuencia, a diferencia de la modulación de amplitud el espectro de una señal de FM no se relaciona de manera simple con el de la señal moduladora; en vez de eso, su análisis es mucho más difícil que el de una señal de AM.

Un objetivo inmediato es establecer una relación empírica entre el ancho de banda de transmisión de una señal de FM y el ancho de banda del mensaje.

Considere entonces una señal moduladora senoidal definida por:

$$m(t) = A_m \cos[2\pi f_m t] \quad \text{Ec 2.25.1}$$

La frecuencia instantánea de la señal de FM que se produce es igual a

$$f_i(t) = f_c + k_f A_m \cos[2\pi f_m t]$$

$$f_i(t) = f_c + \Delta f \cos[2\pi f_m t] \quad \text{Ec 2.25.2}$$

$$\text{donde: } \Delta f = k_f A_m \quad \text{Ec 2.25.3}$$

La cantidad Δf se denomina la desviación de frecuencia, la cual representa la máxima desviación de la frecuencia instantánea de la señal de FM respecto a la frecuencia de la portadora f_c . Una característica fundamental de una señal de FM es que la desviación de frecuencia Δf es proporcional a la amplitud de la señal moduladora e independiente de la frecuencia de modulación.

Recurriendo a la ecuación 2.25.2 el ángulo $\theta_i(t)$ de la señal de FM se obtiene como:

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(\tau) d\tau$$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin[2\pi f_m t] \quad \text{Ec 2.25.4}$$

La proporción entre la desviación de frecuencia Δf y la frecuencia de modulación f_m suele denominarse el índice de modulación de la señal de FM. La denotamos por medio de β , y así escribimos:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad \text{Ec 2.25.5}$$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin[2\pi f_m t] \quad \text{Ec 2.25.6}$$

De acuerdo con la ecuación 2.25.6 observamos que, en un sentido físico, el parámetro β representa la desviación de fase de la señal de FM, esto es la desviación máxima del ángulo $\theta_i(t)$ con respecto al ángulo $2\pi f_c t$ de la portadora no modulada. Por tanto β se mide en radianes.

La propia señal de FM está dada por:

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad \text{Ec 2.25.7}$$

Dependiendo del valor del índice de modulación β es posible que distingamos dos casos de modulación en frecuencia:

- FM de banda angosta para la cual β es pequeña comparada con un radian.
- FM de banda ancha para la cual β es grande comparada con un radian.

2.26 ANCHO DE BANDA DE TRANSMISIÓN DE FM.

En teoría, una señal de FM contiene un número infinito de frecuencias laterales de modo que el ancho de banda que se requiere para transmitir este tipo de señales es similarmente infinito en extensión. No obstante, en la práctica encontramos que la señal de FM está efectivamente limitada a un número finito de frecuencias laterales significativas compatible con la cantidad de distorsión especificada. Por tanto es posible que especifiquemos un ancho de banda efectivo requerido para la transmisión de FM.

Consideremos primero el caso de una señal de FM generada por una onda moduladora de un tono de frecuencia f_m . En una señal de FM de estas características, las frecuencias laterales que están separadas de la frecuencia de la portadora f_c por una cantidad mayor que la desviación de frecuencia Δf disminuyen rápidamente a cero por lo que el ancho de banda siempre supera a la excursión total de frecuencia, pero que de cualquier modo está limitado. Específicamente para valores grandes del índice de modulación β , el ancho de banda tiende, y es solo un poco mayor que a la excursión total de $2\Delta f$ de acuerdo con la situación que se indica en la figura 2.26.1. Por otra parte en el caso de valores pequeños del índice de modulación β , el espectro de la señal de

FM está efectivamente limitado a la frecuencia de la portadora f_c y a un par de frecuencias laterales en $f_c \pm f_m$, de modo que el ancho de banda tiende a $2f_m$. Consecuentemente es posible que definamos una regla aproximada para el ancho de banda de la transmisión de una señal de FM generada por una señal moduladora de un tono de frecuencia f_m de la forma siguiente:

$$B_r = 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \quad \text{Ec 2.26.1}$$

Esta relación empírica se conoce como *Regla de Carson*¹⁰.

Para una evaluación alternativa del requerimiento de ancho de banda de una señal de FM es posible emplear una definición basada en la retención del número máximo de frecuencias laterales significativas cuyas amplitudes son en su totalidad mayores que algún valor elegido. Una elección conveniente para este valor es 1% de la amplitud de la portadora no modulada. De tal modo podemos definir el ancho de banda de transmisión de una onda de FM como la separación entre las dos frecuencias más allá de las cuales ninguna de las frecuencias laterales es mayor que 1% de la amplitud de portadora que se obtiene cuando se elimina la modulación. Esto es, definimos el ancho de banda de transmisión como $2n_{max}f_m$ donde f_m es la frecuencia de modulación y n_{max} es el valor mas grande del entero n que satisface el requerimiento $|J_n(\beta)| > 0.01$. El valor de n_{max} varía con el índice de modulación β y puede determinarse fácilmente de valores tabulados de la función de Bessel $J_n(\beta)$. La tabla 2.26.a representa el número total de frecuencias laterales significativas (incluyendo ambas frecuencias laterales superior e inferior) para diferentes valores de β , calculada sobre la base de 1% que se explicó. El ancho de banda de transmisión B_T que se calculó al utilizar este procedimiento puede presentarse en la forma de una curva universal normalizándola respecto a la desviación de frecuencia Δf y graficándola después en función de β . Esta curva se presenta en la figura 2.26.2 la cual se dibuja como el mejor ajuste a través del conjunto de puntos obtenidos al utilizar la tabla 2.26.a. En la figura 2.26.2 advertimos que cuando aumenta el índice de modulación β , el ancho de banda que ocupan las frecuencias laterales significativas disminuye hacia aquel a partir del cual se desvía en realidad la frecuencia portadora. Esto quiere decir que valores pequeños del índice de

¹⁰ Haykin Simon (2001) "Sistemas de Comunicación" Edición 1

modulación β resultan relativamente más extraños en el ancho de banda de transmisión que los valores mayores de β .

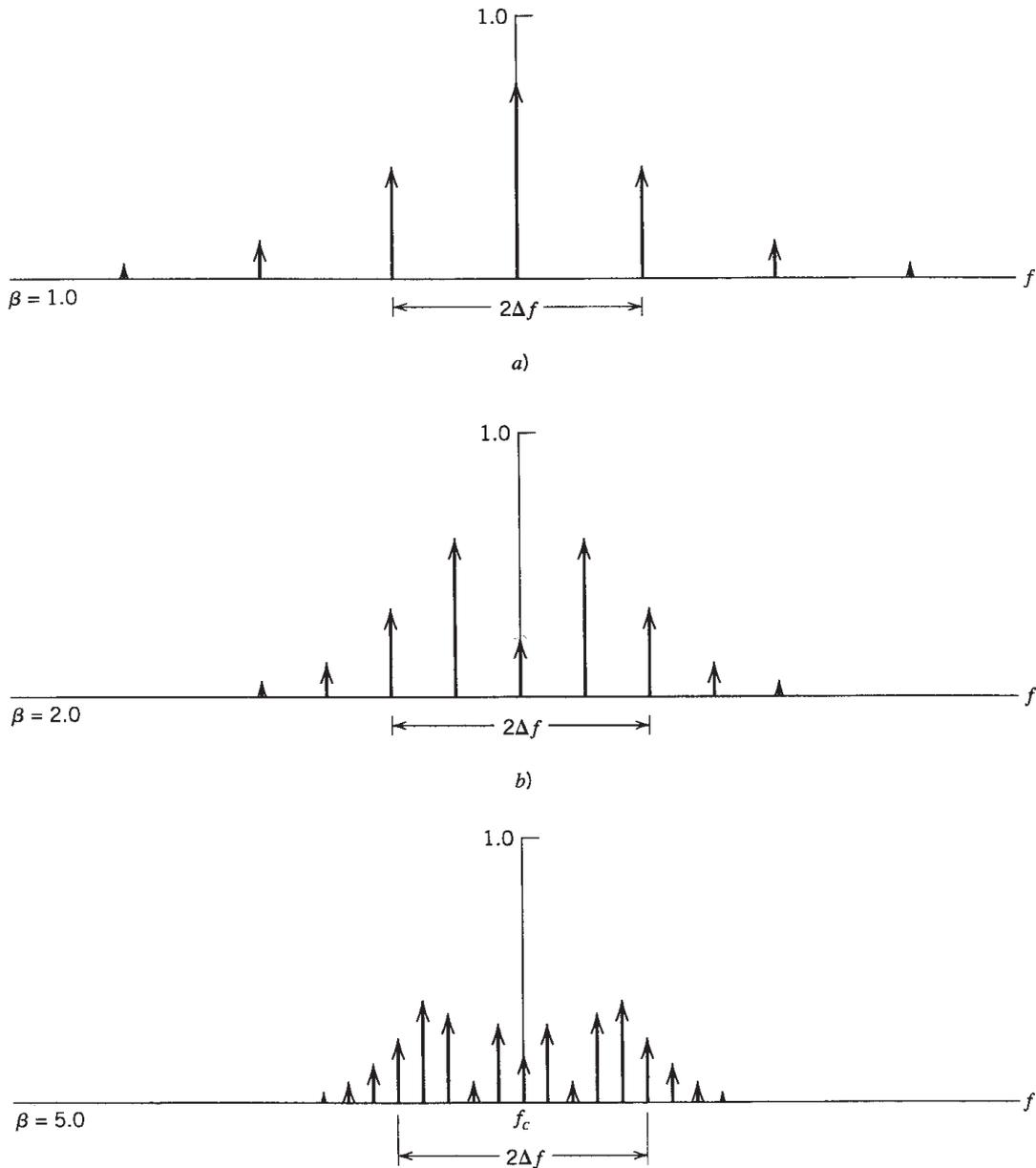


Figura 2.26.1. Espectros de amplitud discretos de una señal normalizada con respecto a la amplitud de la portadora, para el caso de modulación senoidal de frecuencia variable y amplitud fija, solo se muestran los espectros de frecuencias positivas.

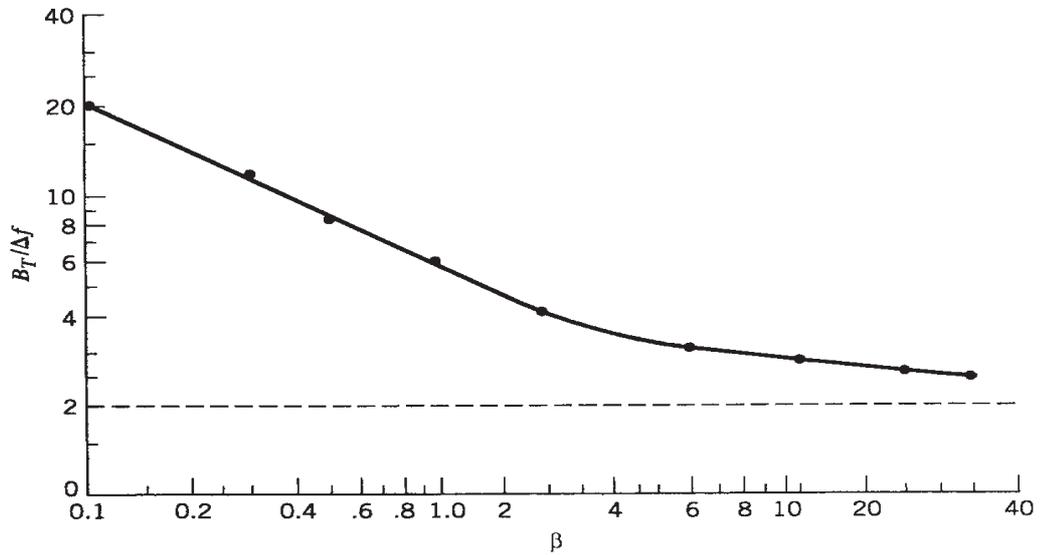


Figura 2.26.2. Curva universal para evaluar el ancho de banda del 1% de una onda de FM

Índice de modulación β	Número de frecuencias laterales significativas $2n_{m\acute{a}x}$
0.1	2
0.3	4
0.5	4
1.0	6
2.0	8
5.0	16
10.0	28
20.0	50
30.0	70

Tabla 2.26.a. Número de frecuencias laterales significativas de una señal de FM de banda ancha para índice de modulación variable.

La modulación de frecuencia requiere un ancho de banda mayor que la modulación de amplitud para una señal modulante equivalente, sin embargo este hecho hace a la señal modulada en frecuencia más resistente a las interferencias. La modulación de frecuencia también es más robusta ante fenómenos de desvanecimiento de amplitud de la señal recibida. Es por ello que la FM fue elegida como la norma de modulación para las transmisiones radiofónicas de alta fidelidad.

La elección de un ancho de banda de transmisión que se encuentra entre los límites que ofrecen estas dos reglas prácticas resulta aceptable para la mayoría de los fines prácticos.

2.27 MODULACIÓN EN FRECUENCIA CON PLL.

Una señal m se usa para modular la frecuencia ω_o de una portadora así que $\omega_o = \omega_i + \Delta\omega_o$ donde $\Delta\omega_o = \alpha m(t)$ y α es alguna constante. Esto puede ser hecho en una simple aplicación al aplicar $m(t)$ a un VCO (no es tan sencillo con PLL) así que $\Delta\omega_o = K_o m(t)$. Pero algunas aplicaciones requieren mayor precisión en el control de la frecuencia promedio (la portadora). Por ejemplo la Comisión de Comunicaciones Federal requiere que aquellas estaciones comerciales de FM mantengan sus frecuencias portadoras dentro de 0.001% de su frecuencia asignada. En esas aplicaciones un PLL puede ser usado para bloquear la frecuencia promedio a una referencia muy precisa como un oscilador de cristal¹¹.

Permitamos que el espectro de m se extienda desde B_{m1} a B_{m2} como es mostrado en la figura 2.27.1. La figura 2.27.2 nos muestra la configuración de un VCO modulado por una señal $m(t)$ con un PLL bloqueando la frecuencia promedio a una frecuencia constante ω_i de la señal de referencia v_i . Si el ancho de banda del PLL es lo suficientemente grande la salida del filtro de lazo v_{cd} seguirá y cancelará a $m(t)$ en su intento de hacer coincidir ω_o con ω_i . Si el ancho de banda es lo suficientemente pequeño solo la frecuencia promedio ω_o coincidirá con ω_i .

¹¹ Wolaver Dan H. (1991) "Phase Locked Loop Circuit Design" Edición 1

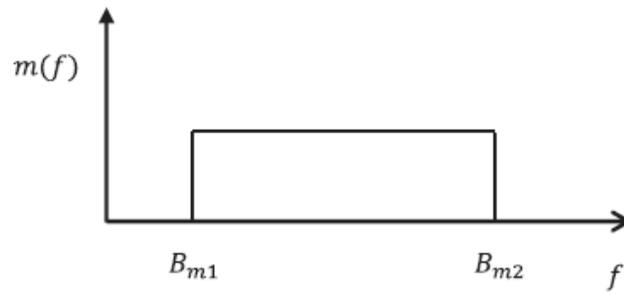


Figura 2.27.1. Ancho de Banda de la Señal Moduladora.

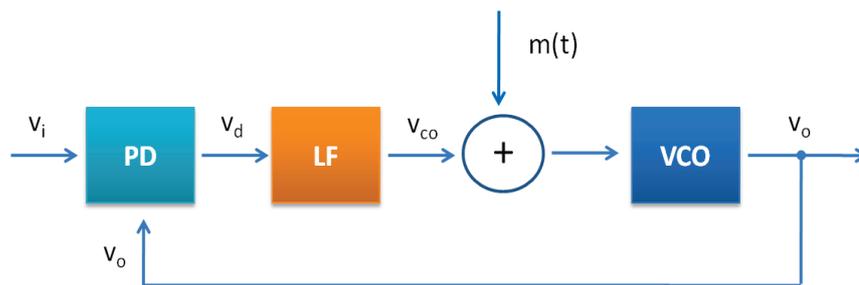


Figura 2.27.2. VCO de un PLL modulado por una señal $m(t)$.

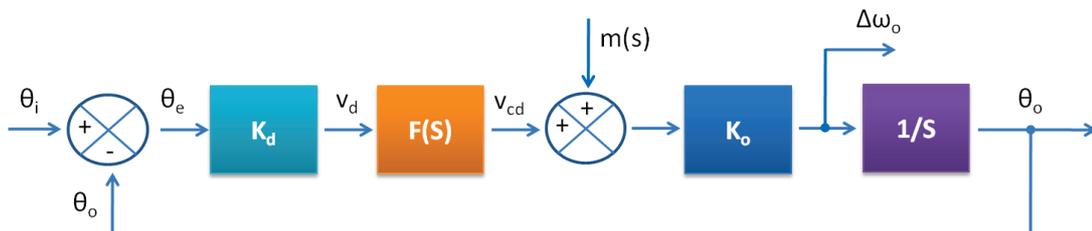


Figura 2.27.3. Diagrama en Bloques de un Modulador FM con PLL.

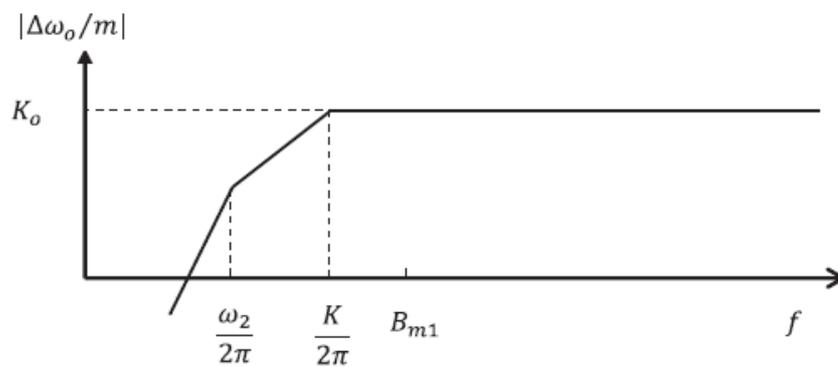


Figura 2.27.4. Respuesta en Frecuencia de Modulador con PLL.

Una gráfica de flujo de señal se muestra en la figura 2.27.3. Necesitamos asegurarnos de que la función de transferencia desde $m(s)$ a $\Delta\omega_o$ tenga una respuesta en frecuencia plana sobre un rango lo suficientemente amplio. Permitamos que la ganancia desde $m(s)$ a $\Delta\omega_o$ sea $A = K_o$ y la realimentación desde $\Delta\omega_o$ a $m(s)$ sea $B = K_d F(s)/s$

$$\frac{\Delta\omega_o(s)}{m(s)} = \frac{A}{1 + AB} = \frac{K_o}{1 + K_d F(s)K_o/s} = \frac{K_o}{1 + G(s)} = K_o H_e(s) \approx \frac{K_o s^2}{(s + \omega_2)(s + K)}$$

Donde $H_e(s) = 1/1 + G(s)$. Pero $H_e(s)$ tiene ganancia unitaria con una frecuencia de corte en bajo en $\omega = K$ por lo que $\Delta\omega_o/m$ tiene una ganancia de K_o con una frecuencia de corte en $\omega = K$ como es mostrado en la figura 2.27.4. Entonces si diseñamos al PLL para tener un ancho de banda que satisfaga

$$K \leq 2\pi B_{m1}$$

El espectro de m habrá pasado y

$$\Delta\omega_o(t) = K_o m(t)$$

Como es deseado. Por definición

$$\theta_o(t) = \int \Delta\omega_o(t) dt$$

Como para nuestra aplicación aquí $\theta_i = 0$ entonces $\theta_e = -\theta_o$ para permanecer dentro de la región lineal del PD necesitamos satisfacer

$$|\theta_e(t)| = \left| \int \Delta\omega_o(t) dt \right| \leq \theta_{em}$$

Donde θ_{em} es el límite de la región lineal del PD. Si el rango necesita extenderse divisores de frecuencia.

2.28 DEMODULACIÓN ANGULAR.

Los receptores que se utilizan para las señales de modulación angular son muy similares a los que se usan para la recepción de AM o SSB convencional, excepto por el método utilizado para extraer la información de audio de la forma de onda de IF compuesta. 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 ocurren 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 se describen bajo el encabezado de "Receptores de FM".

Con el AM convencional, la señal modulante se imprime en la portadora en la forma de variaciones de amplitud. Sin embargo, el ruido introducido en el sistema también produce cambios en la amplitud de la envolvente. Por lo tanto, el ruido no puede eliminarse de la forma de onda compuesta sin también eliminar una parte de la señal de información. Con la modulación angular, la información se imprime en la portadora en la forma de variaciones de frecuencia o fase. Por lo tanto, con 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.

2.29 DEMODULADORES DE FM.

Los demoduladores de FM son circuitos dependientes de la frecuencia que producen un voltaje de salida que es directamente proporcional a la frecuencia instantánea en su entrada ($v_{salida} = K\Delta f$, en donde K está en voltios por hertz y es la función de transferencia para el demodulador, y Δf es la diferencia, entre la frecuencia de entrada y la frecuencia central del demodulador)¹².

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 todos formas de discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado. Los discriminadores de frecuencia de circuito

¹² IDEM: 11

sintonizado se convierten 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.

2.30 DEMODULACIÓN DE FM CON CIRCUITOS DE FASE CERRADA.

Desde el desarrollo de los circuitos integrados lineales LSI, la demodulación de FM puede lograrse muy fácilmente con un circuito de fase cerrada (PLL). Aunque la operación de un PLL es bastante complicada, 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. Después que la cerradura de frecuencia ha ocurrido, el VCO encontraría 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 IF, el voltaje de corrección se produce a la salida del comparador de fase y alimenta de nuevo a la entrada de VCO, es proporcional a la desviación de frecuencia y es, por lo tanto, la señal de la información demodulada.

La frecuencia de una portadora ha sido modulada con alguna variación $\Delta\omega_i(t)$ y está limitada a un ancho de banda B_m (ver la figura 2.31.1). El objetivo de la demodulación es producir un voltaje proporcional $m(t) = \alpha \Delta\omega_i(t)$ donde α es alguna constante. La configuración de un PLL es usado como un demodulador en frecuencia es mostrado en la figura 2.31.2. Si el ancho de banda del PLL es lo suficientemente grande, la frecuencia del VCO seguirá las variaciones de la frecuencia de entrada y $\Delta\omega_o \approx \Delta\omega_i$. Pero $\Delta\omega_o = K_o v_c$ así $v_c = \Delta\omega_i / K_o$ la cual es la deseada señal demodulada $m(t)$.

Podemos obtener este resultado formalmente de la gráfica de flujo de señal en la figura 2.31.3. La función de transferencia desde $\Delta\omega_i$ a v_c puede ser vista en 3 etapas $\theta_i / \Delta\omega_i = 1/s$, $\theta_o / \theta_i = H(s)$, y $v_c / \theta_o = s / K_o$, entonces el producto de las tres etapas es:

$$v_c / \Delta\omega_i = (1/K_o)H(s)$$

Con una ganancia plana de $1/K_o$ para $\omega = K$ (ver la figura 2.31.4) para que pase todo el espectro de $\Delta\omega_i$ requerimos de

$$K \geq 2\pi B_m$$

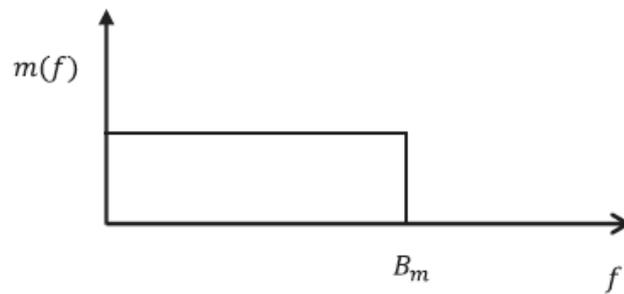


Figura 2.31.1. Ancho de Banda de la Señal Mensaje.

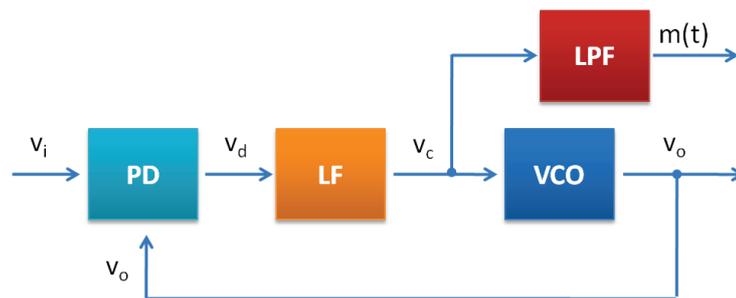


Figura 2.31.2. Diagrama en Bloques de Demodulador de FM con PLL.

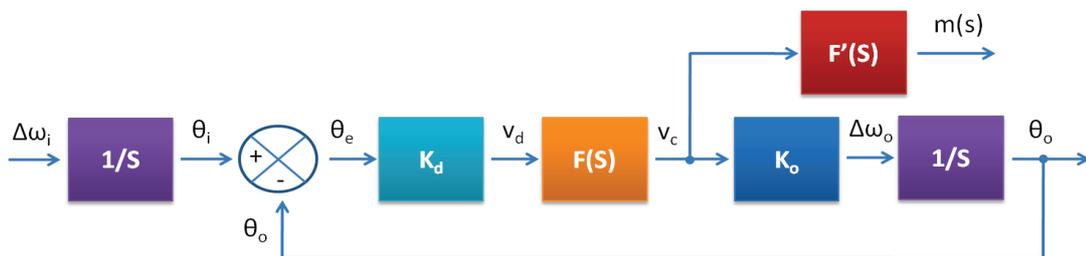


Figura 2.31.3. Diagrama en Bloques de Demodulador de FM con PLL

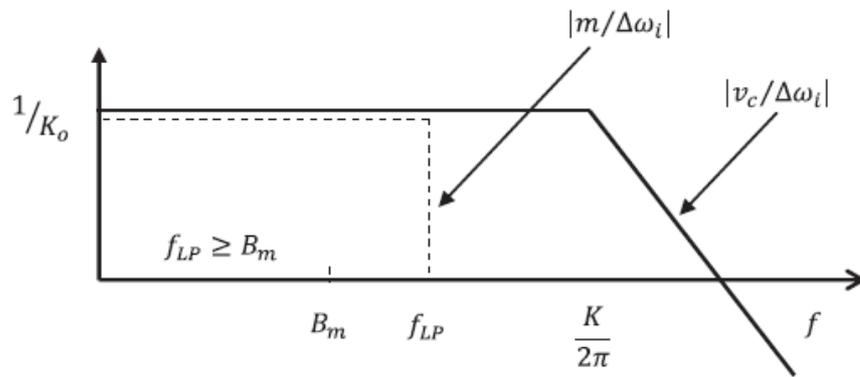


Figura 2.31.4. Respuesta en Frecuencia de Demodulador con PLL.

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS DE RESULTADOS.

3.1 DESARROLLO DE LA GUÍA PRÁCTICA # 8.

3.1.1 REDACCION DE LA GUÍA # 8.

Partimos de una guía de laboratorio existente con el plan de estudios de 1997 para la carrera de Ingeniería en Electrónica la cual en nuestra propuesta vamos a mejorar los siguientes puntos:

- a. Redacción: con el fin de facilitar la comprensión de actividades establecemos necesario explicar cada actividad con el lenguaje más simple posible sin lugar a redundar; aunque por un lado aumentamos el número de hojas y el costo de impresión para el laboratorio, esto nos reduce el tiempo de explicación del profesor hacia los estudiantes en el momento de la práctica, un recurso muy valioso que actualmente se desperdicia por lógica en redacción o el uso de palabras especiales.
- b. Ilustraciones de conexonado: cada actividad que requiera la creación o modificación de un circuito está debidamente referenciada a una figura con la cual el estudiante está familiarizado de laboratorios anteriores.
- c. Imágenes de resultados: con el fin de facilitar la primera experiencia con el dispositivo PLL se introducen imágenes que orienten al estudiante que formas de ondas debería obtener incluso antes de energizar el circuito.
- d. Figuras de análisis: nos referimos a los procesos internos que se realizan en el dispositivos, un diagrama en bloques de los componentes nos permite ver el flujo de señal y las modificaciones necesarias para su correcta operación en cada etapa también ayuda a la interpretación de la actividad como lo presentamos para la obtención de los rangos de enganche y captura.
- e. Recomendaciones: de la experiencia de laboratorios anteriores y para evitar que posibles detalles se transformen en problemas serios que impidan la continuidad del laboratorio dotamos a esta guía de una actividad previa de interés.
- f. Nueva metodología: para el proceso de aprendizaje de esta guía es necesario que las actividades estén relacionada con los objetivos propuestos de forma que al concluir el laboratorio cada actividad permita el análisis, la comprensión y la interrelación de esos resultados para generar la obtención del conocimiento.

3.1.2 TRABAJO PREVIO DE LA GUÍA # 8.

El trabajo previo requerido para este laboratorio introduce al estudiante con el dispositivo físico CD4046BCN mediante la obtención de la hoja de datos con las asignaciones de pines, formas de onda, elementos que lo constituyen, describe sus aplicaciones, sus unidades y formulas propuestas.

También sugiere disponer de una memoria flash dado que los nuevos instrumentos de medición permiten la facilidad de guardar los resultados en un formato de imagen.

3.1.3 ACTITUDES Y HABILIDADES PREVIAS EN LOS ESTUDIANTES AL DESARROLLO DE LA GUÍA.

Describimos a continuación a dos estudiantes de ingeniería electrónica que cursan el tercer año de la carrera:

- a. Estudiantes del turno diurno que no laboran o tienen otros compromisos que les impida por factor tiempo presentarse al laboratorio a realizar las guías.
- b. Estudiantes procedentes de los departamentos del país que implica el estar viajando constantemente y la disposición económica que poseen.
- c. Motivación existente para la conclusión de la guía debido a que fue tomado en cuenta como forma de evaluación para la asignatura electrónica aplicada además al interés propio.

Las habilidades mostradas en el momento del uso de laboratorio:

1. En un inicio la calibración de los equipos, revisar el estado de las sondas, medición del voltaje de alimentación, conexión con tabla de nodos.
2. Lectura previa de la guía para disponer de todos los elementos necesarios para la práctica.
3. Un trabajo compartido en pareja: notamos que un participante explica, orienta, analiza, deduce, revisa, corrige, hace anotaciones, mientras el segundo participante consigue los elementos, monta los dispositivos, realiza las conexiones, modifica el circuito, realiza las mediciones.

Que encontramos al momento del laboratorio.

1. No realizaron el trabajo previo propuesto en la guía 8 y la hoja de datos requerida para el laboratorio era diferente.
2. Al momento de unir los elementos y dispositivos realizaron un uso excesivo de alambres lo que refleja la subutilización de la tabla de nodos.

3. Al poseer muchos alambres para las conexiones se dificultó la búsqueda de error de conexionado.

3.1.4 PRIMERA EXPERIENCIA DE LA GUIA PROPUESTA # 8.

Los estudiantes llegaron al laboratorio de electrónica dispuestos a realizar la práctica en 1 hora de clase, a continuación se describe lo que ocurrió:

Los estudiantes obtuvieron un documento diferente al requerido al trabajo previo de la guía propuesta para el laboratorio número 8, la hoja de datos del IC de esta práctica no permitió apreciar correctamente las curvas graficas de respuesta propia de este dispositivo debido a esto el resultado obtenido dista mayormente del resultado esperado por lo que el error de medición aumento, si por un lado tenemos precisión con los equipos de medición y por el otro tenemos la tolerancia de los elementos asociados a esta práctica y el hecho que han sido reutilizados consecutivamente, el error humano por observación se relacionó con la instrucción de adquisición de un útil documento.

El factor tiempo fue un recurso valioso, la práctica estaba destinada a realizarse en 1 hora de clase pero fue hasta el momento que entraron al laboratorio que tuvieron que buscar los elementos, dispositivos, sondas, alambres para conexas y la tabla de nodos lo que fue un imprevisto que afecto de forma negativa.

Se procedió a realizar las conexiones indicadas en la guía, no así la recomendación de utilizar el menor número de alambres, luego de energizar el circuito no obtuvieron respuesta, lo que sucedió fue que se quemó un IC debido a una incorrecta conexión, lo que nos dificultó encontrar esta conexión fue el exceso de alambres, esta acción se tradujo en incertidumbre en los estudiantes, en costos para la universidad y tiempo para la práctica de laboratorio. La tabla de nodos fue subutilizada.

Se llegó a una actividad donde los estudiantes pensaron que agregar una nueva red al circuito incluía utilizar otra fuente para alimentarla, lo que fue tomado como recomendación en la redacción de actividades y en la ilustración gráfica.

3.1.5 CONDICIONES ACTUALES PARA LA PRÁCTICA DE LABORATORIOS.

La Universidad Nacional de Ingeniería desde el año 2009 cuenta en sus laboratorios de electrónica y circuitos eléctricos pertenecientes a la facultad de electrotecnia y computación con modernos equipos de medición nos referimos a multímetro, generador de señales, fuente de alimentación DC y especialmente el osciloscopio que nos introduce nuevas ventajas como:

1. Mayor precisión de medición: cuenta con 5 sub-menús que pueden ser modificados para mostrar los diferentes parámetros que posee una señal analógica o digital.
2. Presta la opción de guardar imágenes: una característica nueva y ventajosa al momento de presentar los resultados obtenidos para la realización de un informe.
3. Cuenta con una función autoajuste (autoset) que rápidamente ajusta los valores de escala de tiempo (time / div) y amplitud (volt / div) para una mejor apreciación de la forma de onda.
4. Cuenta con una función mantener y seguir (stop / run) que mantiene fijo en la pantalla del osciloscopio los valores y la imagen de la forma de onda en el instante que se presiona.

3.1.6 RESULTADOS OBTENIDOS DE LOS ESTUDIANTES.

Después de haber realizado el primer laboratorio a los estudiantes se les pidió que redactaran un informe sobre la guía propuesta # 8 que a continuación se presenta íntegramente la redacción de José Gabriel Cano Portocarrero estudiante de tercer año de Ingeniería Electrónica.

Figura 1. Oscilador de referencia

- La frecuencia central esperada era de 10Khz, pero a la hora de la medición obtuvimos una frecuencia que variaba mucho. El valor más cercano a 10Khz fue de 12Khz.

Figura 2. Oscilador de referencia con red resistiva.

- La frecuencia central esperada era de 10Khz, pero a la hora de la medición obtuvimos una frecuencia de 11.37Khz.

Figura 3. Conexión oscilador de referencia y PLL.

- Lo que se pudo observar era que los PLL estaban enganchados a una frecuencia de 11.49Khz, con un duty cycle del 50%, lo que también puede decirse un desfase de 90%.

Figura 4. PLL en condición bloqueado.

- Al momento de introducir una señal el PLL está funcionando correctamente, ya que este está siguiendo las variaciones.

Figura 6. Grafica de la exor.

- A la salida de la exor la frecuencia se duplica por que la exor trabaja hasta pi y podemos observar que la figura es menor a la de la salida porque compara las 2 graficas de la salida.

Figura 7.

- En esta figura ocurre lo mismo que paso con la exor (figura 6), con la única salvedad que la grafica es un diente de sierra.

Estos resultados hacen mención a las figuras presentadas en la guía propuesta de laboratorio # 8 de Electrónica Aplicada.

Podemos decir que los estudiantes se identificaron con las formas de ondas mostradas en las diferentes figuras en la guía y esto en su momento fue el primer objetivo el poder reproducir las mismas formas de ondas, al igual que el comparar las formas de ondas para verificar el correcto funcionamiento del sistema que están construyendo.

Otro punto es el dominio de la dinámica en condición bloqueado que rige el sistema PLL que están implementando, con la práctica los estudiantes logran integrar las funciones individuales de los tres componentes principales de manera que obtienen un sistema más complejo (como lo es un sistema de segundo grado en lazo cerrado) a partir de funciones simples previamente estudiadas, es decir la respuesta total del sistema a partir de funciones conocidas o del dominio tener la habilidad de predecir como el sistema se va a comportar con una señal de entrada ya sea de frecuencia fija o variable, los estudiantes reconocen como se procesa la señal de entrada en su trayectoria por cada etapa del sistema y lograr permanecer en condición bloqueado.

También mencionamos que al retomar la guía en una segunda ocasión los estudiantes muestran una mayor habilidad de manejo para con los equipos de medición así como con el dispositivo PLL lo que nos ahorra tiempo muchas veces desperdiciado en detalles que generan frustración, ambigüedad, inseguridad e incertidumbre atribuido únicamente a la calibración y conexión.

Otro resultado es que los estudiantes logran comparar sus resultados con valores encontrados en la hoja de datos proporcionados por el fabricante, los estudiantes responden que la precisión de los resultados depende ahora no del error humano en la lectura de los valores ya que los nuevos instrumentos ofrecen la ventaja de reflejar el valor medido en pantalla sino del uso anterior de los dispositivos y elementos, de la calibración de equipos de medición.

Otro resultado es que los estudiantes fueron capaces de medir, anotar y experimentar los rangos de captura y de enganche que es un nuevo conocimiento propio de este dispositivo PLL, el lograr observar en el osciloscopio el momento en que ocurren estos fenómenos de enganche y de captura, ellos aseguran que es la mejor manera de consolidar el concepto y que incluso a partir de esta experiencia les hace preguntarse ¿Cómo es posible el manipular estos valores? ¿Cuáles son las limitaciones físicas de los componentes? es decir que ellos se preguntan ¿Cómo puedo hacer mi propio diseño ahora que se que funciona? De este logro podemos decir que partimos de la práctica con motivación de conocer la teoría.

De forma puntual decimos que los estudiantes reconocen el estado bloqueado a la frecuencia central ya que a través de la facilidad del uso de los sub-menús y otras funciones logran visualizar de manera precisa la forma de onda del comparador de fase y con ello su ciclo de trabajo, el voltaje promedio necesario a la salida del filtro de lazo, el valor de la frecuencia de salida del VCO y la diferencia de fase entre la señal de entrada y de salida.

3.2 DESARROLLO DE LA GUÍA PRÁCTICA # 9.

3.2.1 REDACCIÓN DE LA GUIA # 9.

De igual manera que la guía anterior vamos a mejorar la guía existente de forma que definamos claramente los objetivos de esta guía, relacionemos cada actividad con una ilustración gráfica, hagamos uso de una redacción coherente que nos permita seguir una secuencia de actividades con orden lógico y enumerado apropiadamente, dotamos a la guía de ilustraciones gráficas, esquemas e imágenes para una rápida y mejor comprensión.

3.2.2 TRABAJO PREVIO DE LA GUIA # 9.

El circuito modulador de frecuencia con PLL requiere de una modificación en la estructura que ya conocemos, introduce un nuevo punto de suma al sistema que es realizado con un OPAM en su aplicación como amplificador no inversor que los estudiantes ya dominan de asignatura anterior pero que consideramos necesario recuerden como se obtiene la función de transferencia del mismo.

3.2.3 PRIMERA EXPERIENCIA CON LA GUIA PROPUESTA # 9.

Para la realización de las actividades fue necesario recordar que una función de transferencia nos omite como están contruidos los bloques y la fuente de alimentación, si bien el diagrama en bloques para un modulador presenta un punto de suma idealizado en realidad en su construcción debe de considerarse que los sistemas son proporcionales y que debemos lograr ajustar dicha proporción de forma que satisfaga los requerimientos por ello si el sumador no está bien ajustado este modificará las propiedades del sistema, este es un primer parámetro a considerar.

3.2.4 RESULTADOS OBTENIDOS.

La realización de la guía 9 por parte de los estudiantes fue obviada debido a factores de tiempo, los estudiantes no disponían de tiempo ya que se encontraban en periodo de exámenes además del tiempo para la construcción de la guía por el autor tomo mayor tiempo ya que se presentaron detalles de diseño que no permitían el logro definido, nos referimos en primer lugar a que el modulador no lograba bloquearse con la señal de referencia debido a que el ancho de banda de captura era muy estrecho pero necesario para realizar la modulación, este punto fue superado al introducir potenciómetros que nos permiten mayor precisión y lograr frecuencias exactas para la referencia así como

la señal bloqueada cumpliendo la condición de un desfase de 90 grados a la frecuencia central cuando no existe señal de entrada modulante, otro detalle fue el sumador: la introducción de una relación de proporción que compense la caída del sumador pasivo al momento de simular fue correcta dado que la señal mensaje estaba siempre presente y se omite el efecto de carga del instrumento, debido a ello en el PLL modulador al no estar conectado el instrumento generador de señal no lograba bloquearse ya que la relación de proporción varía cuando el instrumento esta desconectado, una de las entradas esta flotando, para evitar el uso de un interruptor de doble posición como se muestra en la figura del trabajo previo se opto por hacer la indicación de mantener el instrumento conectado pero apagado, otro detalle fue que el demodulador se comportaba de forma lenta para rastrear la señal y por momentos perdía la simetría en la señal recuperada cuando la frecuencia de la señal de entrada superaba los 120Hz, para ampliar este rango se introdujo el uso de otro tipo de filtro de lazo en el demodulador tipo RRC que nos permitió un comportamiento satisfactorio al lograr ampliar y superar el rango de los 120Hz y además una mejor apreciación del efecto acordeón al lograr disminuir la frecuencia hasta 1.5Hz

3.3 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE LOS SISTEMAS PLL PRESENTADOS.

A continuación se introducen los programas realizados en MATLAB y los resultados obtenidos así como las gráficas.

3.3.1 ANÁLISIS DEL SISTEMA PLL.

Para el primer laboratorio propuesto obtenemos la función de transferencia del sistema presentado en la figura 3.3.1.a.

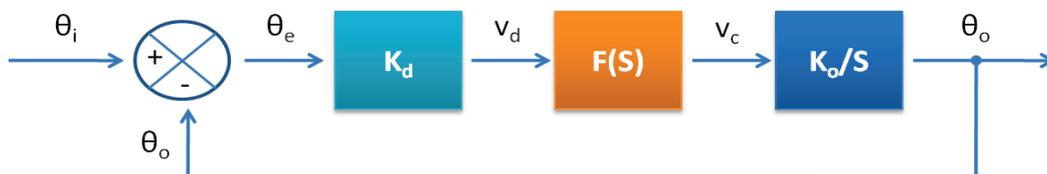


Figura 3.3.1.a. Diagrama en bloque del sistema PLL.

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d F(s) K_o / s}{1 + K_d F(s) K_o / s}; F(s) = \frac{1}{sRC + 1}$$

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d K_o / s (sRC + 1)}{1 + K_d K_o / s (sRC + 1)} = \frac{K_d K_o}{s(sRC + 1) + K_d K_o} = \frac{K_d K_o}{s^2 RC + s + K_d K_o}$$

La Función de Transferencia total del sistema PLL con filtro de lazo pasivo RC:

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d K_o / RC}{s^2 + (1/RC)s + K_d K_o / RC}$$

A continuación se presenta el programa elaborado con el software Matlab.

```
%Este programa muestra lo siguiente:
%1. El valor de la ganancia de lazo Kv
%2. La función de transferencia del sistema PLL con filtro de lazo tipo
RC
%3. El valor de los ceros, polos y la ganancia del sistema
%4. El diagrama de bode o respuesta en frecuencia
%5. El lugar de las raíces
clc
kd=15/pi;%Kd y ko dependen del valor de alimentación para este caso 15
Vdc
ko=1.3e3*2*pi;
r=10e3;
c=6.8e-9;
kv=kd*ko
num=[(kd*ko)/(r*c)];
den=[1 1/(r*c) (kd*ko)/(r*c)];
printsys(num,den)
[z,p,k]=tf2zpk(num,den)
figure(1)
bode(num,den)
title('FT del sistema PLL con filtro de lazo RC')
grid
figure(2)
rlocus(num,den)
title('Lugar de las Raices con filtro de lazo RC')
grid
```

En la ventana de comandos obtenemos:

kv =

39000

num/den =

573529411.7647

s^2 + 14705.8824 s + 573529411.7647

$z =$
 0
 0
 $p =$
 $1.0e+004 *$
 $-0.7353 + 2.2792i$
 $-0.7353 - 2.2792i$
 $k =$
 $5.7353e+008$

Las figuras obtenidas son:

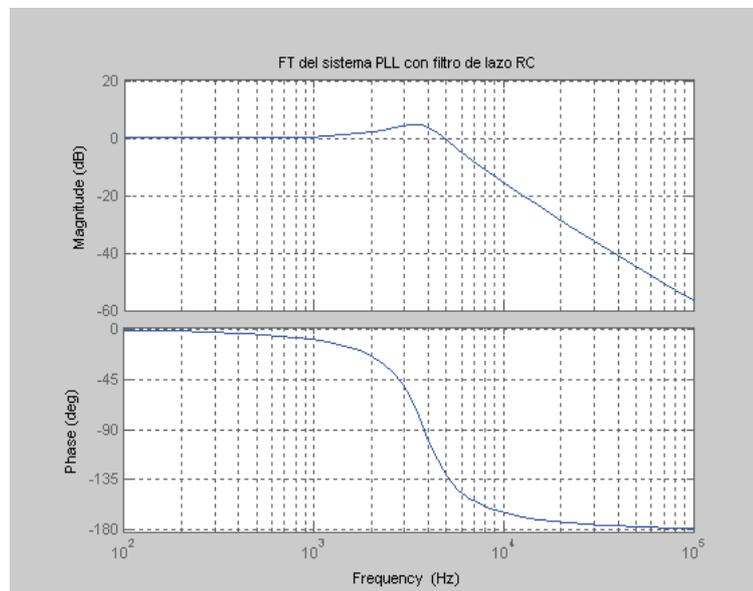


Figura 3.3.1.b. Diagrama de Bode del Sistema PLL del 1er Lab. Propuesto.

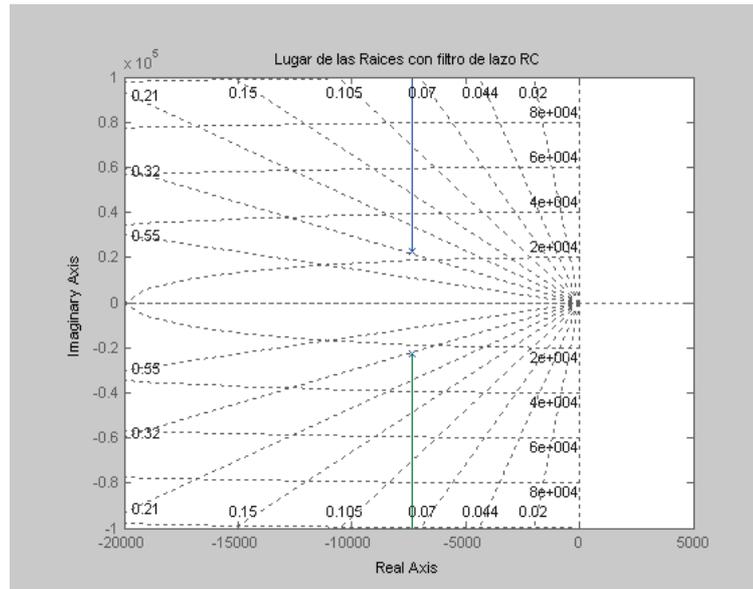


Figura 3.3.1.c. Lugar de las Raíces del Sistema PLL del 1er Lab. Propuesto.

3.3.2 ANÁLISIS DEL SISTEMA PLL MODULADOR.

Para el segundo laboratorio obtenemos lo siguiente:

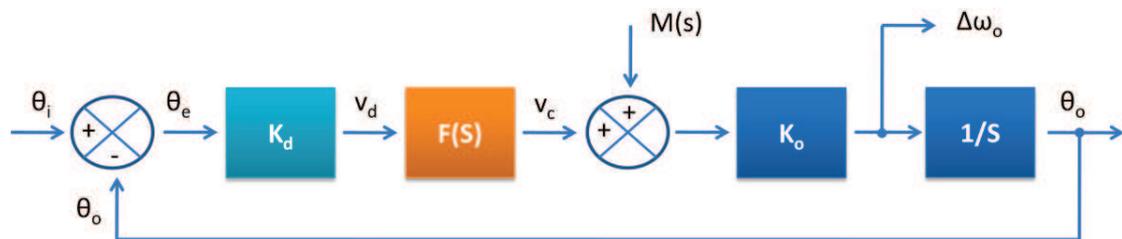


Figura 3.3.2.a. Diagrama en bloques del sistema modulador.

$$\frac{\Delta\omega_o(s)}{M(s)} = \frac{K_o}{1 + K_d F(s) K_o / s}; \quad F(s) = \frac{1}{sRC + 1}$$

$$\frac{\Delta\omega_o(s)}{M(s)} = \frac{K_o}{1 + K_d K_o / s (sRC + 1)} = \frac{K_o s (sRC + 1)}{s (sRC + 1) + K_d K_o} = \frac{s^2 K_o RC + s K_o}{s^2 RC + s + K_d K_o}$$

La Función de Transferencia total del sistema modulador PLL con filtro de lazo RC:

$$\frac{\Delta\omega_o(s)}{M(s)} = \frac{s^2 K_o + s K_o / RC}{s^2 + (1/RC)s + K_d K_o / RC}$$

A continuación se presenta el programa elaborado con el software Matlab.

```
%Este programa muestra lo siguiente:
%1. El valor de la ganancia de lazo Kv
%2. La función de transferencia del sistema PLL con filtro de lazo tipo
RC
%3. El valor de los ceros, polos y la ganancia del sistema
%4. El diagrama de bode o respuesta en frecuencia
%5. El lugar de las raíces
clc
kd=15/pi;%Kd y ko dependen del valor de alimentación para este caso 15
Vdc
ko=1.3e3*2*pi;
r=10e3;
c=10e-6;
kv=kd*ko
num=[ko ko/(r*c) 0];
den=[1 1/(r*c) (kd*ko)/(r*c)];
printsys(num,den)
[z,p,k]=tf2zpk(num,den)
figure(1)
bode(num,den)
title('FT del sistema modulador PLL con filtro de lazo RC')
grid
figure(2)
rlocus(num,den)
title('Lugar de las Raices con filtro de lazo RC')
grid
```

En la ventana de comandos obtenemos:

```
kv =
    39000

num/den =
    8168.1409 s^2 + 81681.409 s
-----
    s^2 + 10 s + 390000

z =
    0
   -10

p =
    1.0e+002 *
   -0.0500 + 6.2448i
   -0.0500 - 6.2448i

k =
    8.1681e+003
```

Las figuras obtenidas son:

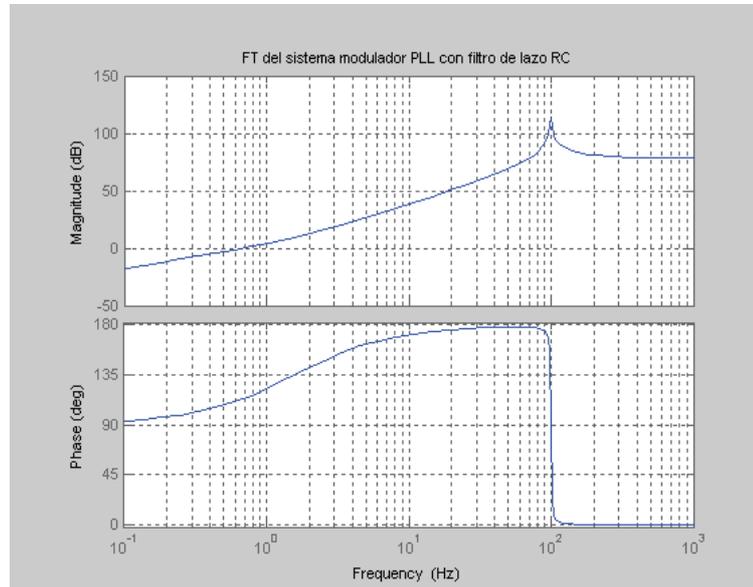


Figura 3.3.2.b. Diagrama de Bode del Sistema Modulador con PLL.

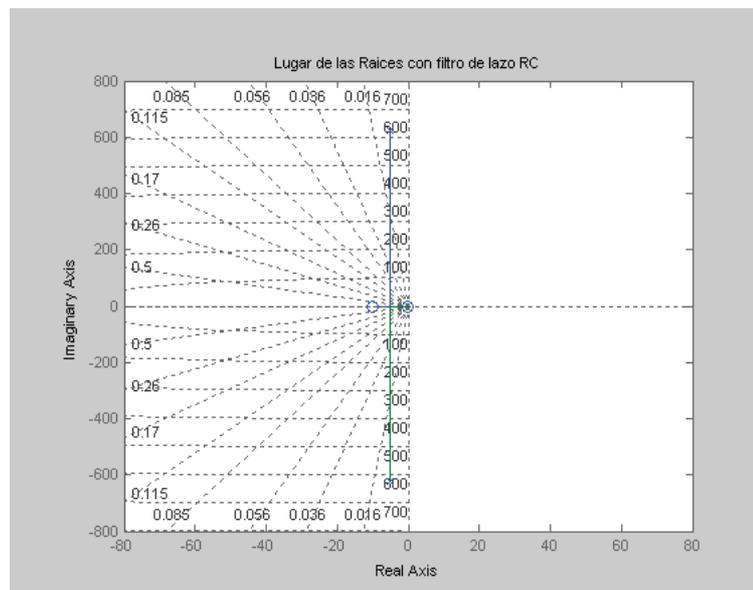


Figura 3.3.2.c. Lugar de las raíces del Sistema Modulador con PLL.

3.3.3 ANÁLISIS DEL SISTEMA PLL DEMODULADOR.

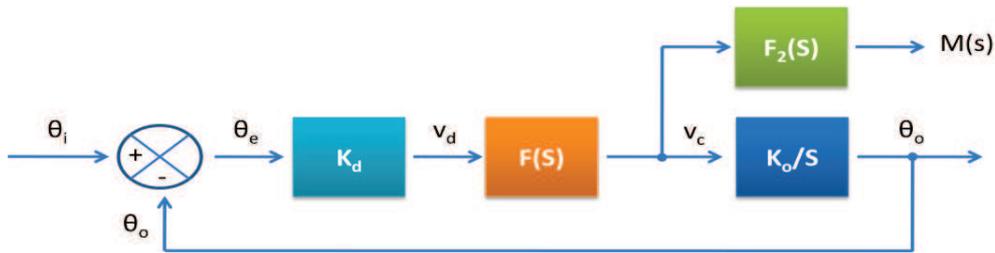


Figura 3.3.3.a. Diagrama en bloques del sistema PLL demodulador.

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d F(s) K_o / s}{1 + K_d F(s) K_o / s}; F(s) = K_h \frac{s + \omega_2}{s + \omega_1}$$

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d K_h K_o (s + \omega_2) / s (s + \omega_1)}{1 + K_d K_h K_o (s + \omega_2) / s (s + \omega_1)} = \frac{K_d K_h K_o (s + \omega_2)}{s (s + \omega_1) + K_d K_h K_o (s + \omega_2)}$$

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d K_h K_o s + K_d K_h K_o \omega_2}{s^2 + s \omega_1 + K_d K_h K_o s + K_d K_h K_o \omega_2} = \frac{K_d K_h K_o s + K_d K_h K_o \omega_2}{s^2 + s (K_d K_h K_o + \omega_1) + K_d K_h K_o \omega_2}$$

$$K_h = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)C}; \omega_2 = \frac{1}{R_2 C}; K_v = K_d K_h K_o$$

La Función de Transferencia total del sistema PLL con filtro de lazo pasivo RRC:

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_v s + K_v \omega_2}{s^2 + (K_v + \omega_1) s + K_v \omega_2}$$

A continuación se presenta el programa elaborado con el software Matlab.

```
%Este programa muestra lo siguiente:
%1. El valor de la ganancia de lazo Kv
%2. La función de transferencia del sistema PLL con filtro de lazo tipo
RRC
%3. El valor de los ceros, polos y la ganancia del sistema
%4. El diagrama de bode o respuesta en frecuencia
%5. El lugar de las raíces
clc
kd=15/pi;%Kd y ko dependen del valor de alimentación para este caso 15
Vdc
ko=1.3e3*2*pi;
r1=10e3;
r2=10e3;
c=6.8e-9;
kh=(r2/(r1+r2));
w1=1/((r1+r2)*c);
w2=1/(r2*c);
```

```

kv=kd*ko*kh
num=[kv kv*w2];
den=[1 kv+w1 kv*w2];
printsys(num,den)
[z,p,k]=tf2zpk(num,den)
figure(1)
bode(num,den)
title('FT del sistema PLL con filtro de lazo RRC')
grid
figure(2)
rlocus(num,den)
title('Lugar de las Raices con filtro de lazo RRC')
grid

```

En la ventana de comandos obtenemos:

```

kv =
    19500

num/den =
    19500 s + 286764705.8824
-----
    s^2 + 26852.9412 s + 286764705.8824

z =
    1.0e+004 *
         0
    -1.4706

p =
    1.0e+004 *
    -1.3426 + 1.0320i
    -1.3426 - 1.0320i

k =
    19500

```

Las figuras obtenidas son:

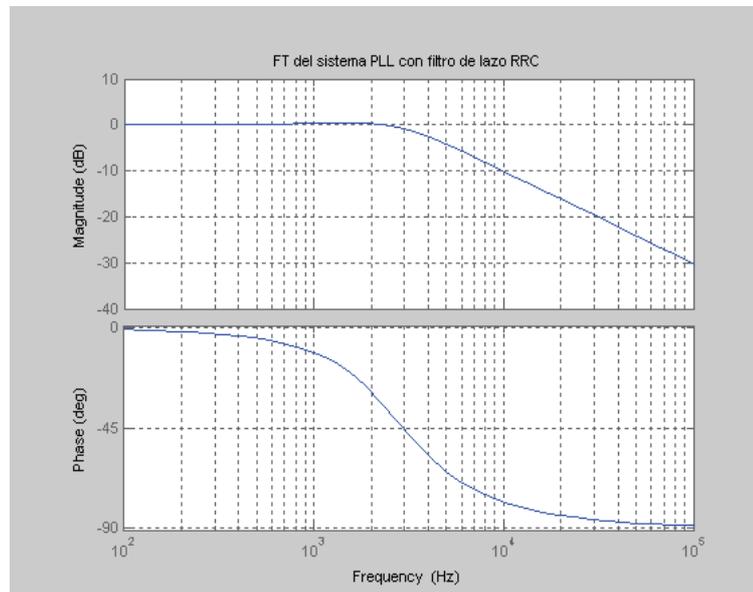


Figura 3.3.3.b. Diagrama de Bode del Sistema Demodulador con PLL.

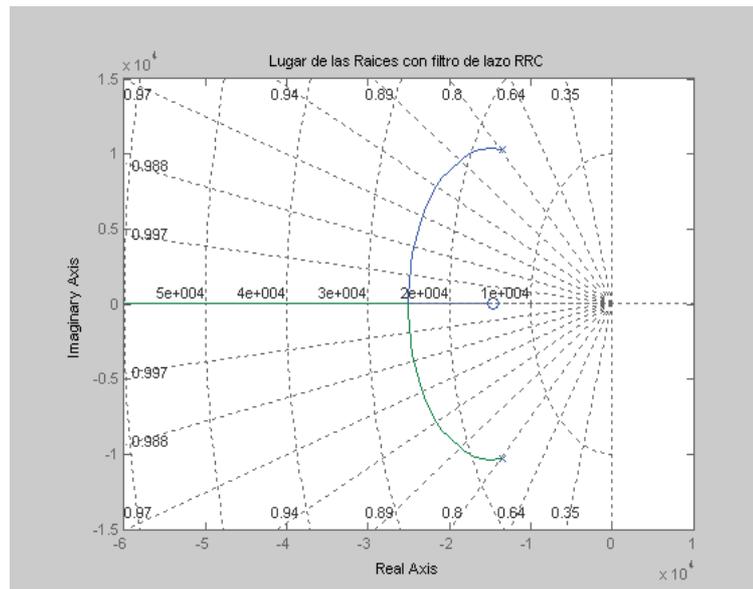


Figura 3.3.3.c. Lugar de las Raíces del Sistema Demodulador con PLL.

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1 CONCLUSIONES.

Durante la realización de esta investigación monográfica y con la participación de estudiantes de 3er año de la carrera de Ingeniería Electrónica logramos definir las siguientes conclusiones:

El concepto de funcionamiento básico del PLL fue adquirido por parte de los estudiantes, los resultados nos muestran que los estudiantes reconocen las funciones de transferencia de forma individual, sus magnitudes y el rango de operación lineal para luego asimilar el desempeño conjunto de los tres sistemas y logran la comprensión del proceso de señal que se lleva a cabo dentro del sistema tanto para la condición de operación bloqueado y la operación de captura, además han logrado conocer de forma práctica mediante la realización de la guía propuesta de laboratorio como los conceptos teóricos son reforzados con la experiencia como son la definición de rangos de captura y bloqueo, si bien la teoría omite las restricciones que nos presentan los componentes reales, los estudiantes logran configurar parámetros del dispositivo PLL de forma satisfactoria como lo es la frecuencia de corrida libre y el filtro de lazo, el uso de una nueva metodología que incluye las ventajas que nos proporcionan los nuevos equipos e instrumentos de medición permite en los estudiantes cambiar la forma de aprendizaje, nos referimos a que a partir de un proceso práctico exitoso migrar a condiciones de diseño mayormente desafiantes, mencionamos que los estudiantes han mostrado mayores habilidades y destrezas al momento del desarrollo práctico con los diferentes instrumentos aunque resaltamos la subutilización de la tabla de nodos.

Hemos logrado presenciar de forma exitosa los procesos de modulación y de demodulación de frecuencia utilizando PLL, en el proceso de diseño he encontrado detalles que la teoría omite y que se vuelven conflictos importantes ya que para solucionarlos puede volver al sistema más complejo y esto puede presentar inconvenientes para los estudiantes. Como obtención de un logro fue posible apreciar el efecto acordeón característico de una señal FM de forma visual ya que este diseño presentado permite disminuir la señal modulante hasta 2.5Hz frecuencia a la cual el ojo humano es capaz de percibir en la pantalla del osciloscopio y aumentar de forma gradual o por saltos la frecuencia modulante donde el demodulador es capaz de seguir

estas variaciones y presentar una señal demodulada fiel en comparación a la señal de origen, como otro logro afirmamos que es posible tener precisión en el sistema con componentes no especiales como es descrito en las ventajas que provee un sistema realimentado, la introducción de resistencias variables en el segundo laboratorio propuesto brinda a sistema mayor selectividad y precisión al momento de definir la frecuencia portadora de 10KHz o el desfase con el 50% del ciclo de trabajo de la señal de error.

Respecto a la estabilidad del sistema PLL y en sus aplicaciones como modulador y demodulador de frecuencia donde todos ellos son de sistemas de segundo orden se logra demostrar con ayuda de Matlab el lugar geométrico de las raíces, lo cual nos permite decir que estos sistemas son estables debido a que los polos en lazo cerrado de la función de transferencia de cada sistema permanece en el semiplano izquierdo del plano s o frecuencia compleja, también se muestra el diagrama de bode cuya representación de funciones paso bajos y paso altos no es idealizada, para un diseño es necesario encontrar el equilibrio entre los factores sobrepaso máximo y tiempo de asentamiento debido a que no es posible cambiar a uno sin afectar al otro, para alcanzar el objeto de este proyecto fue suficiente el percibir la dinámica del sistema y su correcta operación, el tener requerimientos de diseño pudo alejar la comprensión del sistema dado que esto implica involucrar en el proyecto circuitos de mayor complejidad. Para lograr que los sistemas PLL operen de manera estable es necesario que el diseño permanezca dentro de los rangos lineales del comparador de fase y del VCO.

Consolidamos el desarrollo de guías prácticas de laboratorio que proveen al estudiante un mayor dominio sobre el básico funcionamiento y dos de sus aplicaciones del dispositivo PLL de manera tal que logran convertirse en instrumentos de apoyo para el proceso de aprendizaje mejorando así las habilidades, destrezas del ingeniero electrónico al introducirlo a ambos campos de aplicación como lo son los sistemas de control y de comunicaciones, preparándolos para las próximas asignaturas llevando consigo la experiencia positiva de un proceso práctico. Es posible aseverar que las guías responden a la temática de la asignatura de electrónica aplicada por que para el desarrollo exitoso es necesario la inclusión de conocimientos previos principalmente el concepto de función de transferencia de sistemas lineales y luego el funcionamiento

total como un sistema realimentado, esto hace de las guías prácticas como herramientas útiles para el ingeniero en electrónica.

4.2 RECOMENDACIONES.

- 4.2.1 Es necesario para el desarrollo de las actividades prácticas que el docente esté presente en cada sesión, la guía en sí no es un elemento interactivo y mas que supervisión es necesario la dirección y la experiencia.
- 4.2.2 Se solicita contar con los componentes de la práctica previo a la hora establecida para que esta inicie así como de las diferentes sondas.
- 4.2.3 Es necesario iniciar la actividad de forma puntual ya que hemos experimentado uso excesivo de alambres y subutilización de la tabla de nodos que pueden transformarse en problemas, además de la integración de mayor número de componentes.
- 4.2.4 Se solicita disponer del material de aprendizaje en línea y comunicar a todos los participantes por el medio de correo electrónico la fecha y hora prevista a desarrollar la actividad práctica.
- 4.2.5 Se propone realizar un video tutorial de ambas prácticas de laboratorio y obtener de las ventajas audiovisuales la disposición en cualquier momento de imágenes referentes al laboratorio.
- 4.2.6 Se propone construir plantillas en tarjeta virgen para el segundo laboratorio.

ANEXOS

CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

General Description

The CD4046BC micropower phase-locked loop (PLL) consists of a low power, linear, voltage-controlled oscillator (VCO), a source follower, a zener diode, and two phase comparators. The two phase comparators have a common signal input and a common comparator input. The signal input can be directly coupled for a large voltage signal, or capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input for a small voltage signal.

Phase comparator I, an exclusive OR gate, provides a digital error signal (phase comp. I Out) and maintains 90° phase shifts at the VCO center frequency. Between signal input and comparator input (both at 50% duty cycle), it may lock onto the signal input frequencies that are close to harmonics of the VCO center frequency.

Phase comparator II is an edge-controlled digital memory network. It provides a digital error signal (phase comp. II Out) and lock-in signal (phase pulses) to indicate a locked condition and maintains a 0° phase shift between signal input and comparator input.

The linear voltage-controlled oscillator (VCO) produces an output signal (VCO Out) whose frequency is determined by the voltage at the VCO_{IN} input, and the capacitor and resistors connected to pin C1_A, C1_B, R1 and R2.

The source follower output of the VCO_{IN} (demodulator Out) is used with an external resistor of 10 kΩ or more.

The INHIBIT input, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode is provided for power supply regulation, if necessary.

Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 18V
- Low dynamic power consumption: 70 μW (typ.) at f_o = 10 kHz, V_{DD} = 5V
- VCO frequency: 1.3 MHz (typ.) at V_{DD} = 10V
- Low frequency drift: 0.06%/°C at V_{DD} = 10V with temperature
- High VCO linearity: 1% (typ.)

Applications

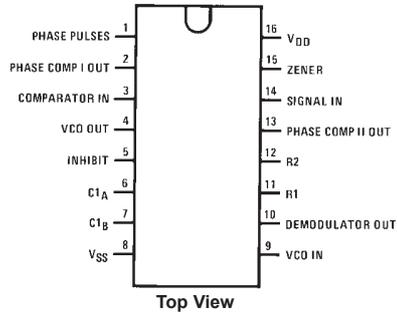
- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK modulation
- Motor speed control

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4046BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4046BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Block Diagram

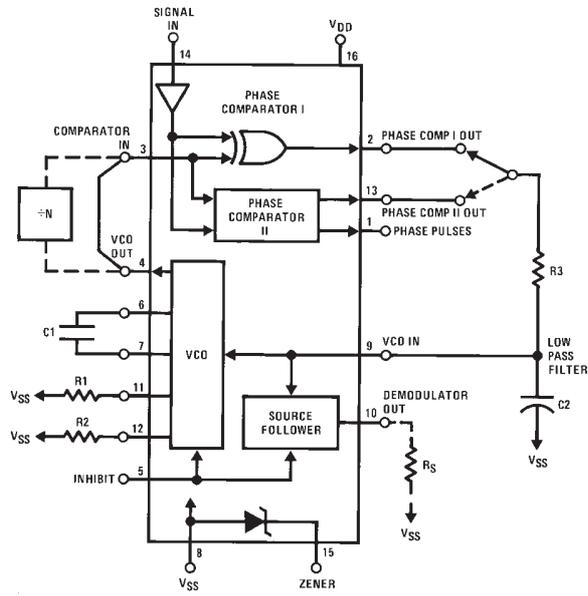


FIGURE 1.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)			Recommended Operating Conditions (Note 2)							
DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5 to +18 V_{DC}		DC Supply Voltage (V_{DD})	3 to 15 V_{DC}						
Input Voltage (V_{IN})	-0.5 to $V_{DD} + 0.5 V_{DC}$		Input Voltage (V_{IN})	0 to $V_{DD} V_{DC}$						
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C		Operating Temperature Range (T_A)	-55°C to +125°C						
Power Dissipation (P_D)			Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.							
Dual-In-Line	700 mW		Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.							
Small Outline	500 mW									
Lead Temperature (T_L)										
(Soldering, 10 seconds)	260°C									
DC Electrical Characteristics (Note 2)										
Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	Pin 5 = V_{DD} , Pin 14 = V_{DD} , Pin 3, 9 = V_{SS} $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		5 10 20	0.005 0.01 0.015	5 10 20		150 300 600	μA	
		Pin 5 = V_{DD} , Pin 14 = Open, Pin 3, 9 = V_{SS} $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		45 450 1200	5 20 50	35 350 900		185 650 1500	μA	
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05	0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V	
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V	
V_{IL}	LOW Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V $V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or 9V $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or 13.5V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.25	1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V	
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V $V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or 9V $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or 13.5V	3.5 7.0 11.0	3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V	
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 4)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	0.64 1.6 4.2	0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4		mA	
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 4)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-0.64 -1.6 -4.2	-0.51 -1.3 -3.4	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4		mA	
I_{IN}	Input Current	All Inputs Except Signal Input $V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		-0.1 0.1	-10^{-5} 10^{-5}	-0.1 0.1		-1.0 1.0	μA	
C_{IN}	Input Capacitance	Any Input (Note 3)						7.5	pF	
P_T	Total Power Dissipation	$f_o = 10$ kHz, $R1 = 1$ M Ω , $R2 = \infty$, $V_{COIN} = V_{CC}/2$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$			0.07 0.6 2.4				mW	
Note 3: Capacitance is guaranteed by periodic testing. Note 4: I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.										

AC Electrical Characteristics (Note 5)						
$T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VCO SECTION						
I_{DD}	Operating Current	$f_0 = 10\text{ kHz}$, $R1 = 1\text{ M}\Omega$, $R2 = \infty$, $V_{CO_{IN}} = V_{CC}/2$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		20 90 200		μA
f_{MAX}	Maximum Operating Frequency	$C1 = 50\text{ pF}$, $R1 = 10\text{ k}\Omega$, $R2 = \infty$, $V_{CO_{IN}} = V_{DD}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	0.4 0.6 1.0	0.8 1.2 1.6		MHz
	Linearity	$V_{CO_{IN}} = 2.5\text{V} \pm 0.3\text{V}$, $R1 \geq 10\text{ k}\Omega$, $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{CO_{IN}} = 5\text{V} \pm 2.5\text{V}$, $R1 \geq 400\text{ k}\Omega$, $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{CO_{IN}} = 7.5\text{V} \pm 5\text{V}$, $R1 \geq 1\text{ M}\Omega$, $V_{DD} = 15\text{V}$		1 1 1		%
	Temperature-Frequency Stability No Frequency Offset, $f_{MIN} = 0$	$\%/\text{C} < 5\text{c}1/\text{f}$, V_{DD} $R2 = \infty$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		0.12–0.24 0.04–0.08 0.015–0.03		$\%/\text{C}$
	Frequency Offset, $f_{MIN} \neq 0$	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		0.06–0.12 0.05–0.1 0.03–0.06		$\%/\text{C}$
$V_{CO_{IN}}$	Input Resistance	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		10^6 10^6 10^6		$\text{M}\Omega$
VCO	Output Duty Cycle	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		50 50 50		%
t_{THL}	VCO Output Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		90	200	ns
t_{THL}		$V_{DD} = 10\text{V}$		50	100	ns
t_{THL}		$V_{DD} = 15\text{V}$		45	80	ns
PHASE COMPARATORS SECTION						
R_{IN}	Input Resistance					
	Signal Input	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	1 0.2 0.1	3 0.7 0.3		$\text{M}\Omega$
	Comparator Input	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		10^6 10^6 10^6		
	AC-Coupled Signal Input Voltage Sensitivity	$C_{SERIES} = 1000\text{ pF}$ $f = 50\text{ kHz}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		200 400 700	400 800 1400	mV
DEMODULATOR OUTPUT						

AC Electrical Characteristics (Continued)																																		
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units																												
VCO _{IN} - V _{DEM}	Offset Voltage	RS ≥ 10 kΩ, V _{DD} = 5V RS ≥ 10 kΩ, V _{DD} = 10V RS ≥ 50 kΩ, V _{DD} = 15V		1.50 1.50 1.50	2.2 2.2 2.2	V																												
	Linearity	RS ≥ 50 kΩ VCO _{IN} = 2.5V ± 0.3V, V _{DD} = 5V VCO _{IN} = 5V ± 2.5V, V _{DD} = 10V VCO _{IN} = 7.5V ± 5V, V _{DD} = 15V		0.1 0.6 0.8		%																												
ZENER DIODE																																		
V _Z	Zener Diode Voltage	I _Z = 50 μA	6.3	7.0	7.7	V																												
R _Z	Zener Dynamic Resistance	I _Z = 1 mA		100		Ω																												
Note 5: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.																																		
Phase Comparator State Diagrams																																		
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="4" style="text-align: center;">PHASE COMPARATOR I</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="width: 20%; vertical-align: top;"> INPUT STATE COMPARATOR IN (XX) SIGNAL IN </td> <td colspan="3" style="text-align: center;"> </td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">PHASE COMP I OUT</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> </tbody> </table> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="4" style="text-align: center;">PHASE COMPARATOR II</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="width: 20%; vertical-align: top;"> INPUT STATE COMPARATOR IN (XX) SIGNAL IN </td> <td colspan="3" style="text-align: center;"> </td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">PHASE COMP II OUT</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">3-STATE</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">PHASE PULSES</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> </tbody> </table>							PHASE COMPARATOR I				INPUT STATE COMPARATOR IN (XX) SIGNAL IN				PHASE COMP I OUT	0	1	1	PHASE COMPARATOR II				INPUT STATE COMPARATOR IN (XX) SIGNAL IN				PHASE COMP II OUT	0	3-STATE	1	PHASE PULSES	0	1	0
PHASE COMPARATOR I																																		
INPUT STATE COMPARATOR IN (XX) SIGNAL IN																																		
PHASE COMP I OUT	0	1	1																															
PHASE COMPARATOR II																																		
INPUT STATE COMPARATOR IN (XX) SIGNAL IN																																		
PHASE COMP II OUT	0	3-STATE	1																															
PHASE PULSES	0	1	0																															
FIGURE 2.																																		

Typical Waveforms

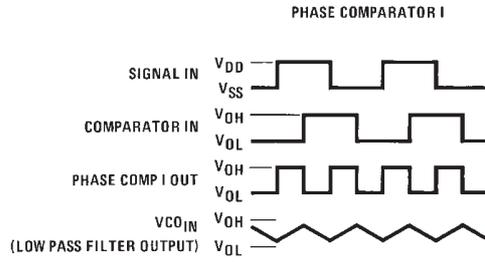


FIGURE 3. Typical Waveform Employing Phase Comparator I in Locked Condition

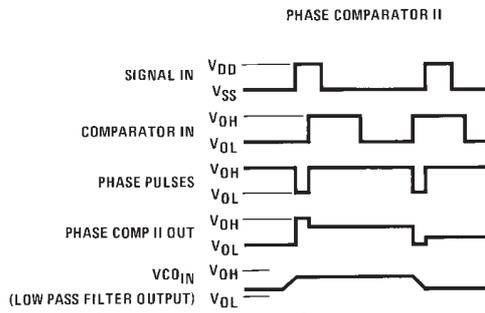
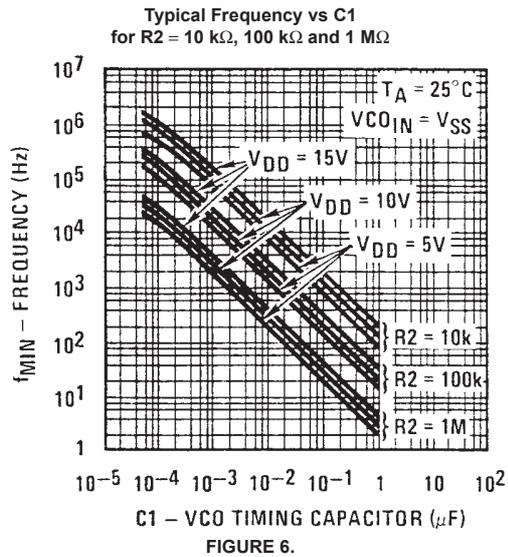
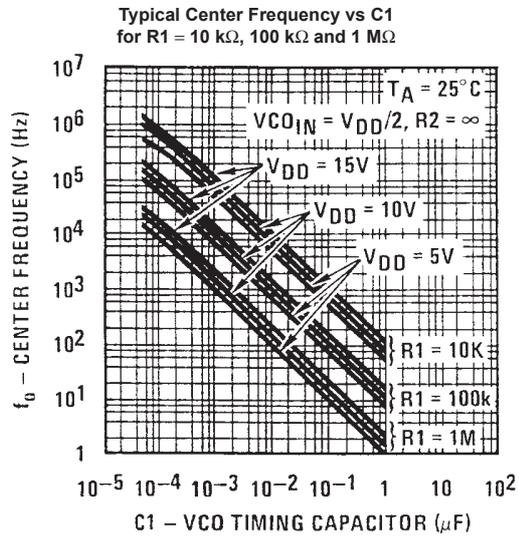


FIGURE 4. Typical Waveform Employing Phase Comparator II in Locked Condition

Typical Performance Characteristics



Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator I, P_D (Total) = P_D (f_0) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_S); Phase Comparator II, P_D (Total) = P_D (f_{MIN}).

Typical Performance Characteristics (Continued)

Typical f_{MAX}/f_{MIN} vs $R2/R1$

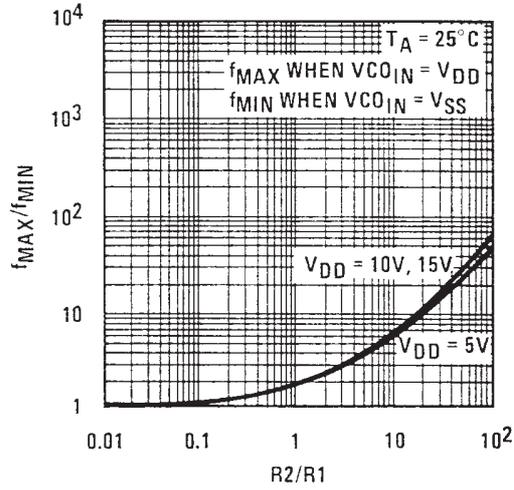


FIGURE 7.

Typical VCO Power Dissipation at Center Frequency vs $R1$

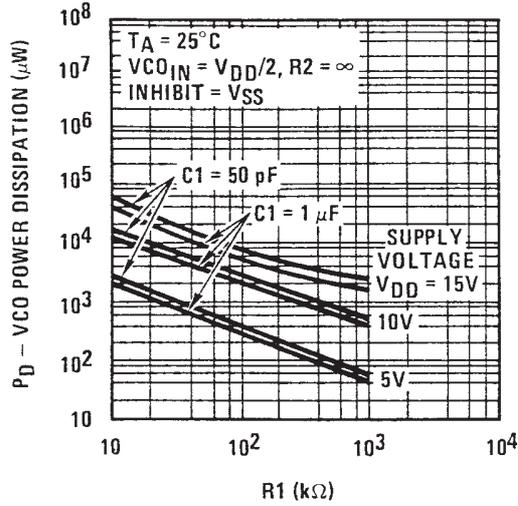


FIGURE 8.

Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator I, $P_D(\text{Total}) = P_D(f_0) + P_D(f_{MIN}) + P_D(R_0)$; Phase Comparator II, $P_D(\text{Total}) = P_D(f_{MIN})$.

Typical Performance Characteristics (Continued)

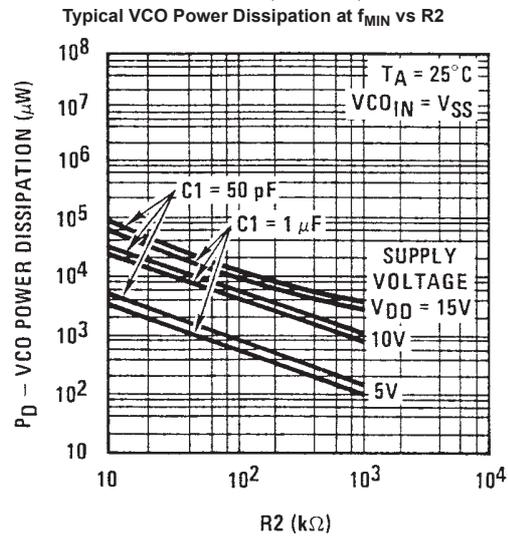


FIGURE 9.

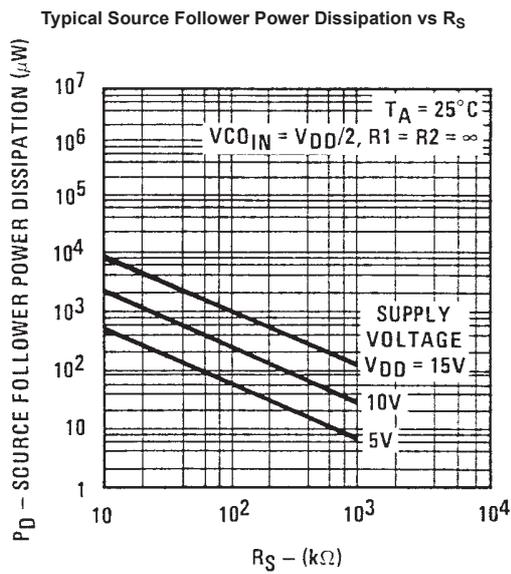


FIGURE 10.

Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator I, $P_D(\text{Total}) = P_D(f_o) + P_D(f_{MIN}) + P_D(R_S)$; Phase Comparator II, $P_D(\text{Total}) = P_D(f_{MIN})$.

Typical Performance Characteristics (Continued)

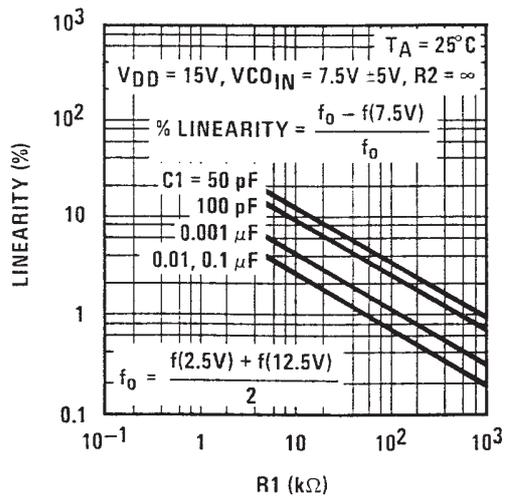
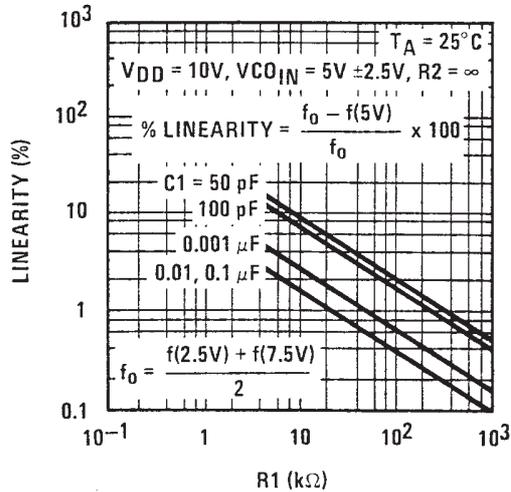


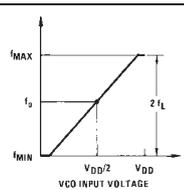
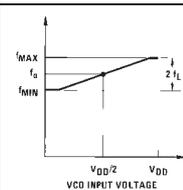
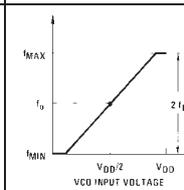
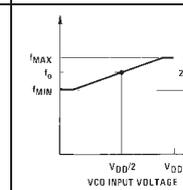
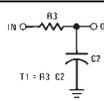
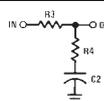
FIGURE 11. Typical VCO Linearity vs R1 and C1

Note: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input: Phase Comparator I, $P_D(\text{Total}) = P_D(f_0) + P_D(f_{\text{MIN}}) + P_D(R_2)$; Phase Comparator II, $P_D(\text{Total}) = P_D(f_{\text{MIN}})$.

Design Information

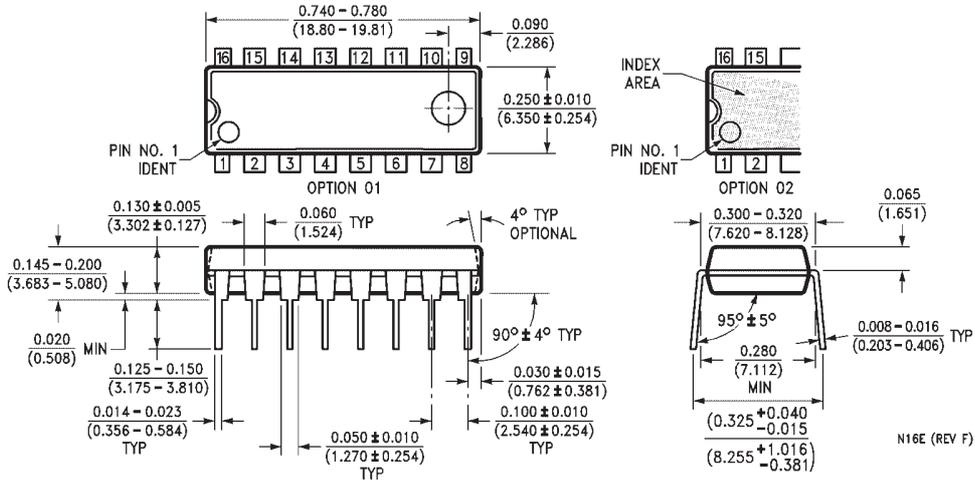
This information is a guide for approximating the value of external components for the CD4046B in a phase-locked-loop system. The selected external components must be within the following ranges: R1, R2 ≥ 10 kΩ, R3 ≥ 10 kΩ, C1 ≥ 50 pF.

In addition to the given design information, refer to Figure 5, Figure 6, Figure 7 for R1, R2 and C1 component selections.

Characteristics	Using Phase Comparator I		Using Phase Comparator II	
	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f ₀		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f _{min}	
Frequency Lock Range, 2 f _L	2 f _L = full VCO frequency range 2 f _L = f _{max} - f _{min}			
Frequency Capture Range, 2 f _C	 $2 f_C \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2 \pi f_L}{\tau 1}}$			
Loop Filter Component Selection	 <p>For 2 f_C, see Ref.</p>		f _C = f _L	
Phase Angle Between Single and Comparator	90° at center frequency (f ₀), approximating 0° and 180° at ends of lock range (2 f _L)		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	

Design Information (Continued)				
Characteristics	Using Phase Comparator I		Using Phase Comparator II	
	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset	VCO Without Offset R2 = ∞	VCO With Offset
VCO Component Selection	<p>Given: f_o.</p> <p>Use f_o with Figure 5 to determine R1 and C1.</p>	<p>Given: f_o and f_L.</p> <p>Calculate f_{min} from the equation</p> $f_{min} = f_o - f_L$ <p>Use f_{min} with Figure 6 to determine R2 and C1.</p> <p>Calculate</p> $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ <p>from the equation</p> $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_o + f_L}{f_o - f_L}$ <p>Use</p> $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ <p>with Figure 7 to determine ratio R2/R1 to obtain R1.</p>	<p>Given: f_{max}.</p> <p>Calculate f_o from the equation</p> $f_o = \frac{f_{max}}{2}$ <p>Use f_o with Figure 5 to determine R1 and C1.</p>	<p>Given: f_{min} and f_{max}.</p> <p>Use f_{min} with Figure 6 to determine R2 and C1.</p> <p>Calculate</p> $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ <p>Use</p> $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ <p>with Figure 7 to determine ratio R2/R1 to obtain R1.</p>
<p>References</p> <p>G.S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.</p> <p>Floyd Gardner, "Phaselock Techniques", John Wiley & Sons, 1966.</p>				

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide Package Number N16E

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4046B **MSI** Phase-locked loop

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

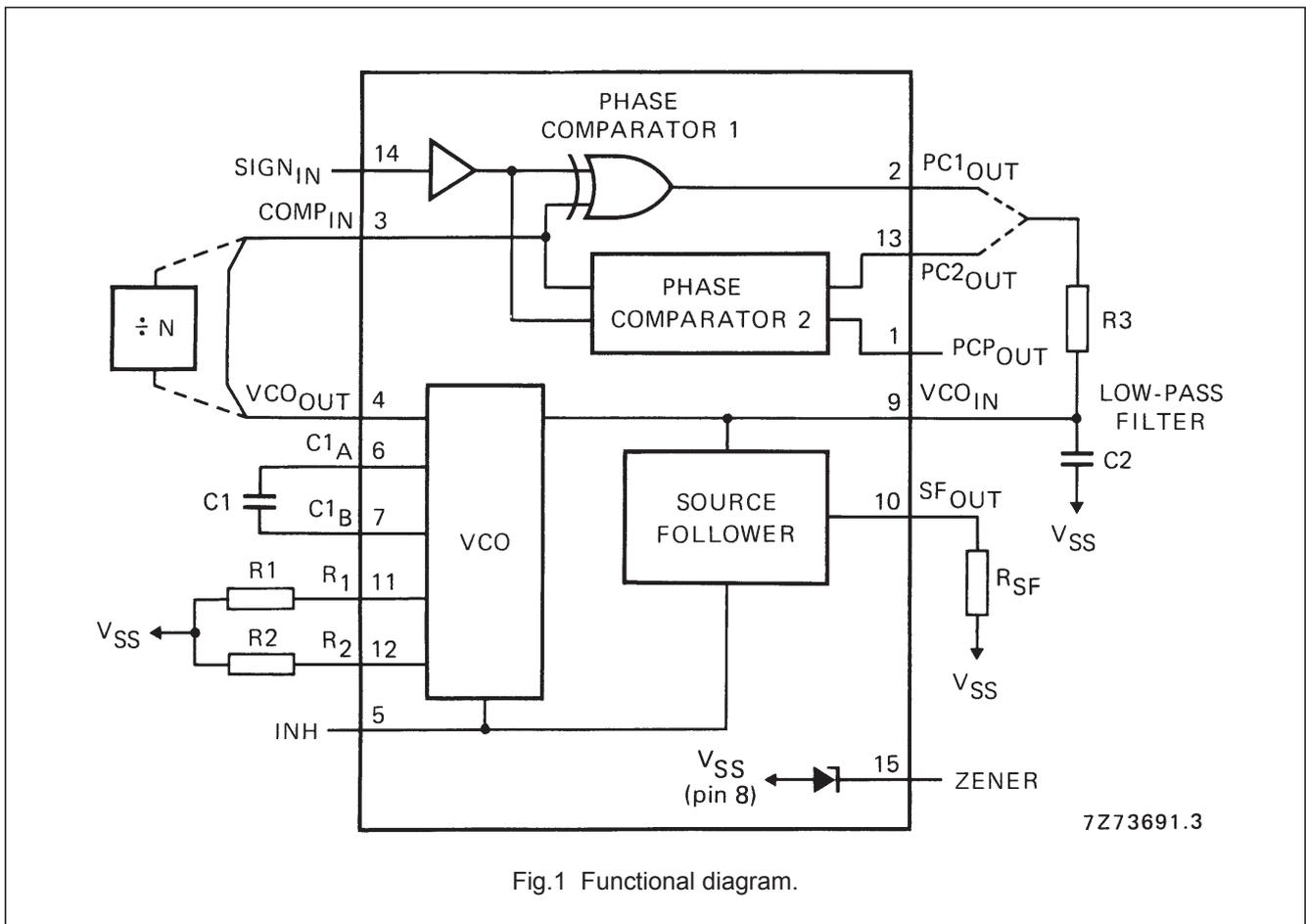
January 1995

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

DESCRIPTION

The HEF4046B is a phase-locked loop circuit that consists of a linear voltage controlled oscillator (VCO) and two different phase comparators with a common signal input amplifier and a common comparator input. A 7 V regulator (zener) diode is provided for supply voltage regulation if necessary. For functional description see further on in this data.



FAMILY DATA

- HEF4046BP(N): 16-lead DIL; plastic (SOT38-1)
 - HEF4046BD(F): 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT74)
 - HEF4046BT(D): 16-lead SO; plastic (SOT109-1)
- (): Package Designator North America

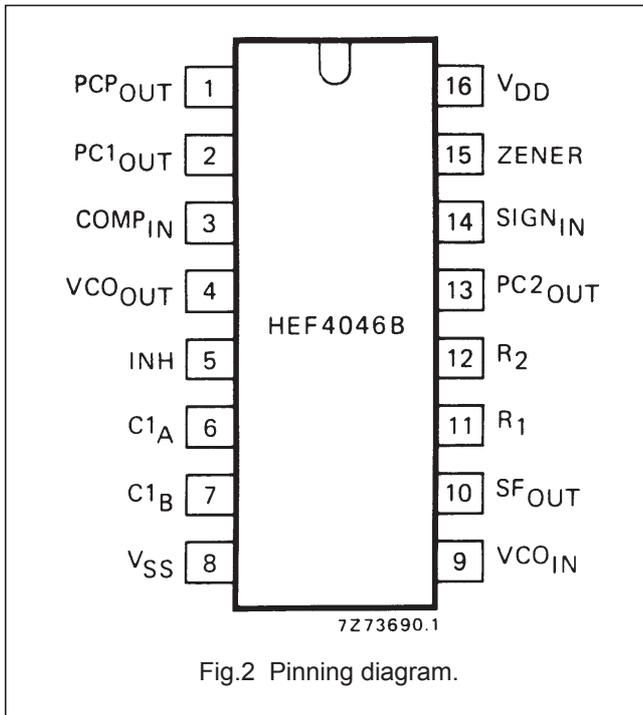
See Family Specifications

I_{DD} LIMITS category MSI

See further on in this data.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI



PINNING

1. Phase comparator pulse output
2. Phase comparator 1 output
3. Comparator input
4. VCO output
5. Inhibit input
6. Capacitor C1 connection A
7. Capacitor C1 connection B
8. V_{SS}
9. VCO input
10. Source-follower output
11. Resistor R1 connection
12. Resistor R2 connection
13. Phase comparator 2 output
14. Signal input
15. Zener diode input for regulated supply.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

VCO part

The VCO requires one external capacitor (C1) and one or two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO. Resistor R2 enables the VCO to have a frequency off-set if required. The high input impedance of the VCO simplifies the design of low-pass filters; it permits the designer a wide choice of resistor/capacitor ranges. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at pin 10. If this pin (SF_{OUT}) is used, a load resistor (R_{SF}) should be connected from this pin to V_{SS}; if unused, this pin should be left open. The VCO output (pin 4) can either be connected directly to the comparator input (pin 3) or via a frequency divider. A LOW level at the inhibit input (pin 5) enables the VCO and the source follower, while a HIGH level turns off both to minimize stand-by power consumption.

Phase comparators

The phase-comparator signal input (pin 14) can be direct-coupled, provided the signal swing is between the standard HE4000B family input logic levels. The signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input in case of smaller swings. Phase comparator 1 is an EXCLUSIVE-OR network. The signal and comparator input frequencies must have a 50% duty

factor to obtain the maximum lock range. The average output voltage of the phase comparator is equal to $\frac{1}{2} V_{DD}$ when there is no signal or noise at the signal input. The average voltage to the VCO input is supplied by the low-pass filter connected to the output of phase comparator 1. This also causes the VCO to oscillate at the centre frequency (f_o). The frequency capture range ($2 f_c$) is defined as the frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out of lock. The frequency lock range ($2 f_L$) is defined as the frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock. The capture range is smaller or equal to the lock range.

With phase comparator 1, the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) depends on the low-pass filter characteristics and this range can be made as large as the lock range. Phase comparator 1 enables the PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal. A typical behaviour of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO centre frequency. Another typical behaviour is, that the phase angle between the signal and comparator input varies between 0° and 180° and is 90° at the centre frequency. Figure 3 shows the typical phase-to-output response characteristic.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

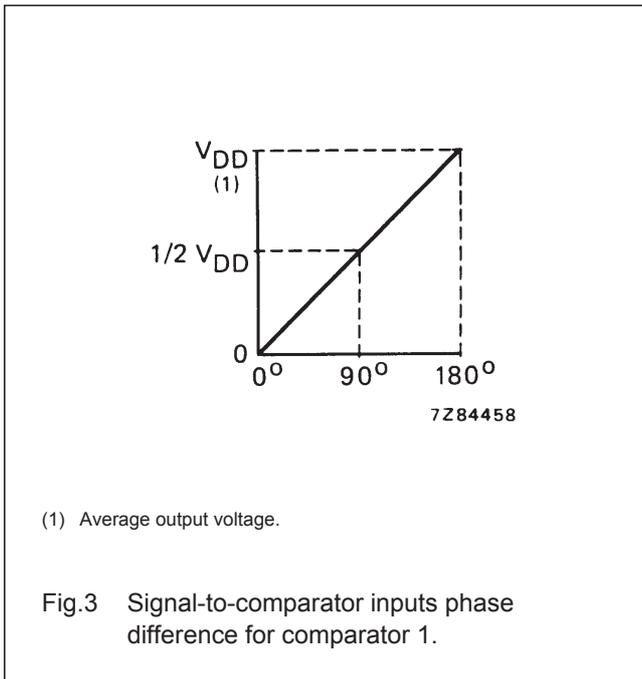
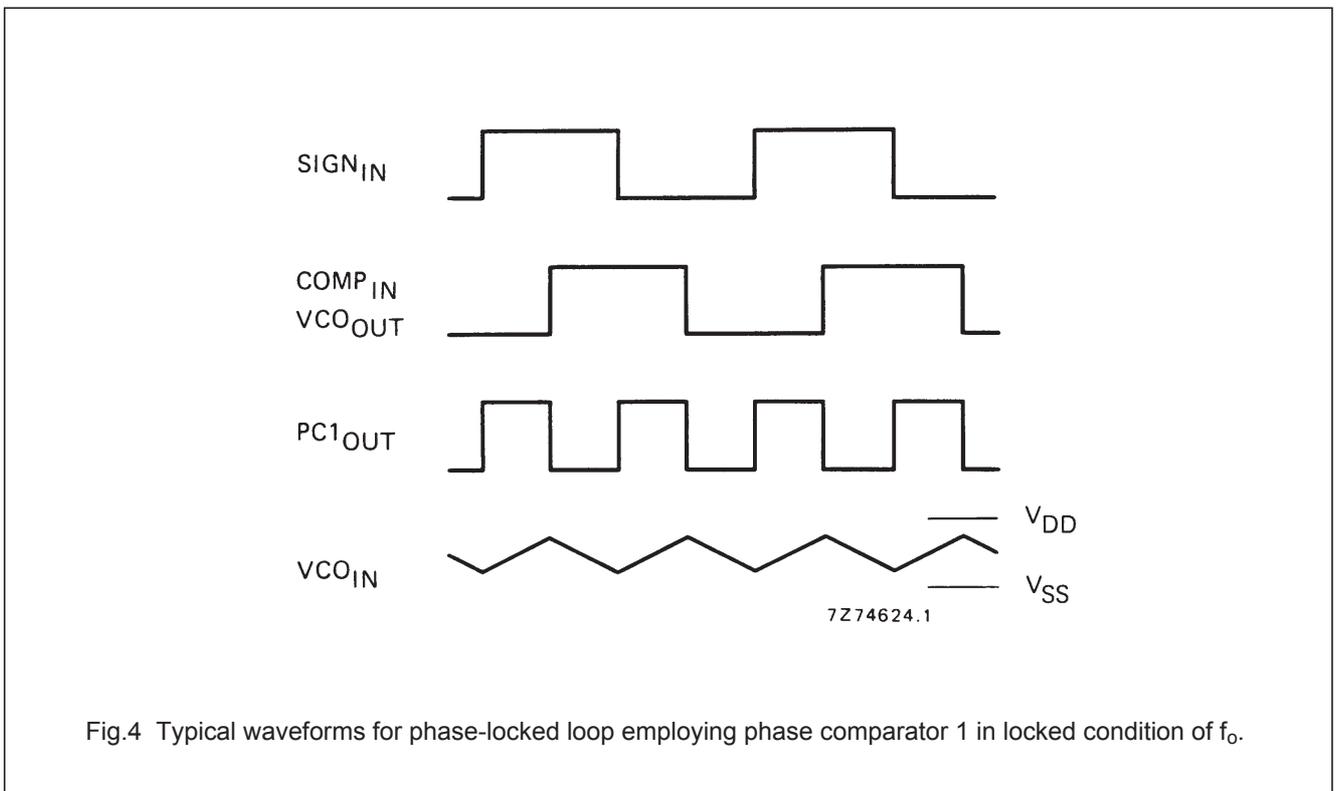


Figure 4 shows the typical waveforms for a PLL employing phase comparator 1 in locked condition of f_o .



Phase-locked loop

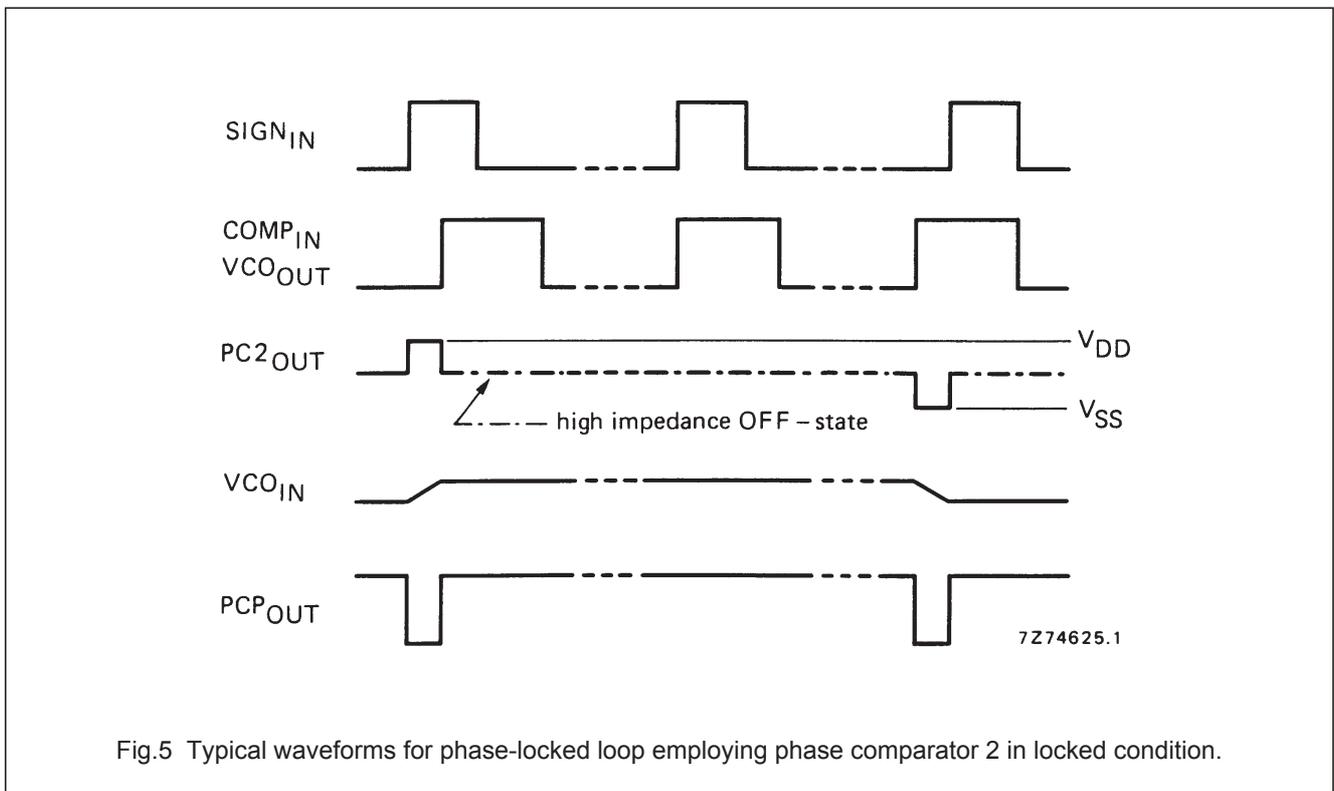
HEF4046B
MSI

Phase comparator 2 is an edge-controlled digital memory network. It consists of four flip-flops, control gating and a 3-state output circuit comprising p and n-type drivers having a common output node. When the p-type or n-type drivers are ON, they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS} respectively. This type of phase comparator only acts on the positive-going edges of the signals at $SIGN_{IN}$ and $COMP_{IN}$. Therefore, the duty factors of these signals are not of importance.

If the signal input frequency is higher than the comparator input frequency, the p-type output driver is maintained ON most of the time, and both the n and p-type drivers are OFF (3-state) the remainder of the time. If the signal input frequency is lower than the comparator input frequency, the n-type output driver is maintained ON most of the time, and both the n and p-type drivers are OFF the remainder of the time. If the signal input and comparator input frequencies are equal, but the signal input lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the comparator input lags the signal input in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the voltage at the capacitor of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and

comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point, both p and n-type drivers remain OFF and thus the phase comparator output becomes an open circuit and keeps the voltage at the capacitor of the low-pass filter constant.

Moreover, the signal at the phase comparator pulse output (PCP_{OUT}) is a HIGH level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator 2 no phase difference exists between the signal and comparator inputs over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both p and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator 2. Figure 5 shows typical waveforms for a PLL employing this type of phase comparator in locked condition.



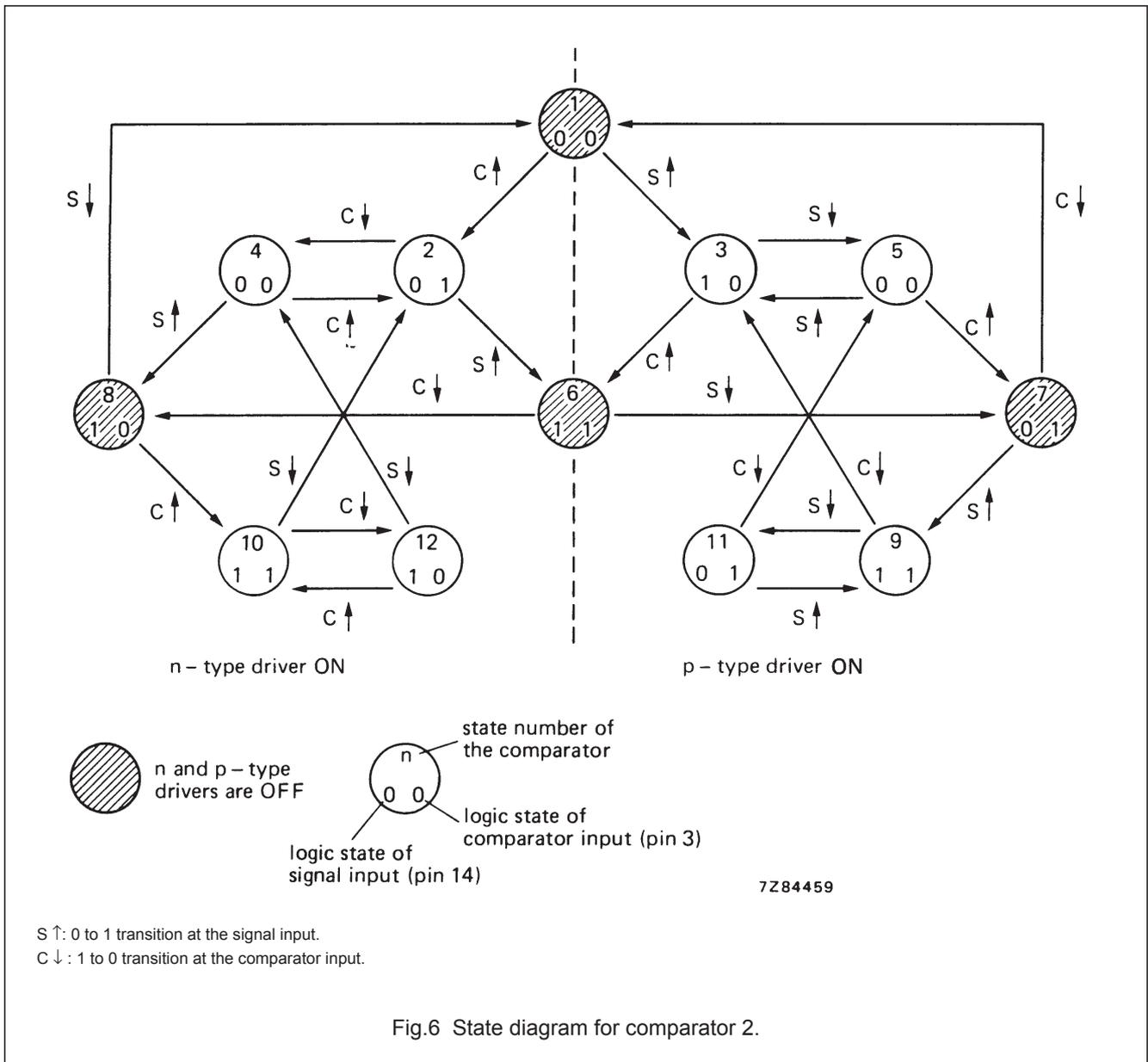
Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

Figure 6 shows the state diagram for phase comparator 2. Each circle represents a state of the comparator. The number at the top, inside each circle, represents the state of the comparator, while the logic state of the signal and comparator inputs are represented by a '0' for a logic LOW or a '1' for a logic HIGH, and they are shown in the left and right bottom of each circle.

The transitions from one to another result from either a logic change at the signal input (S) or the comparator input (C). A positive-going and a negative-going transition are shown by an arrow pointing up or down respectively.

The state diagram assumes, that only one transition on either the signal input or comparator input occurs at any instant. States 3, 5, 9 and 11 represent the condition at the output when the p-type driver is ON, while states 2, 4, 10 and 12 determine the condition when the n-type driver is ON. States 1, 6, 7 and 8 represent the condition when the output is in its high impedance OFF state; i.e. both p and n-type drivers are OFF, and the PCP_{OUT} output is HIGH. The condition at output PCP_{OUT} for all other states is LOW.



Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

DC CHARACTERISTICS

V_{SS} = 0 V

	V _{DD} V	SYMBOL	T _{amb} (°C)						
			-40		+ 25		+ 85		
			TYP.	MAX.	TYP.	MAX.	TYP.	MAX.	
Supply current (note 1)	5	I _D	-	-	20	-	-	-	μA
	10		-	-	300	-	-	-	μA
	15		-	-	750	-	-	-	μA
Quiescent device current (note 2)	5	I _{DD}	-	20	-	20	-	150	μA
	10		-	40	-	40	-	300	μA
	15		-	80	-	80	-	600	μA

Notes

1. Pin 15 open; pin 5 at V_{DD}; pins 3 and 9 at V_{SS}; pin 14 open.
2. Pin 15 open; pin 5 at V_{DD}; pins 3 and 9 at V_{SS}; pin 14 at V_{DD}; input current pin 14 not included.

AC CHARACTERISTICS

V_{SS} = 0 V; T_{amb} = 25 °C; C_L = 50 pF; input transition times ≤ 20 ns

	V _{DD} V	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.		
Phase comparators							
Operating supply voltage		V _{DD}	3		15	V	
Input resistance at SIGN _{IN}	5	R _{IN}		750		kΩ	
	10			220		kΩ	
	15			140		kΩ	
A.C. coupled input sensitivity at SIGN _{IN}	5	V _{IN}		150		mV	
	10			150		mV	
	15			200		mV	
D.C. coupled input sensitivity at SIGN _{IN} ; COMP _{IN} LOW level	5	V _{IL}			1,5	V	
	10				3,0	V	
	15				4,0	V	
	HIGH level	5	V _{IH}	3,5			V
		10		7,0			V
		15		11,0			V
Input current at SIGN _{IN}	5	+ I _{IN}		7		μA	
	10			30		μA	
	15			70		μA	
	SIGN _{IN} at V _{DD}	5	-I _{IN}		3		μA
		10			18		μA
		15			45		μA
full temperature range							

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

	V _{DD} V	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.		
VCO							
Operating supply voltage		V _{DD}	3		15	V	as fixed oscillator only phase-locked loop operation
			5		15	V	
Power dissipation	5	P		150		μW	f _o = 10 kHz; R1 = 1 MΩ; R2 = ∞; VCO _{IN} at ½ V _{DD} ; see also Figs 10 and 11
	10			2500		μW	
	15			9000		μW	
Maximum operating frequency	5	f _{max}	0,5	1,0		MHz	VCO _{IN} at V _{DD} ; R1 = 10 kΩ; R2 = ∞; C1 = 50 pF
	10		1,0	2,0		MHz	
	15		1,3	2,7		MHz	
Temperature/ frequency stability	5			0,22—0,30		%/°C	no frequency offset (f _{min} = 0); see also note 1
	10			0,04—0,05		%/°C	
	15			0,01—0,05		%/°C	
	5			0—0,22		%/°C	with frequency offset (f _{min} > 0); see also note 1
	10			0—0,04		%/°C	
	15			0—0,01		%/°C	
Linearity	5			0,50		%	R1 > 10 kΩ R1 > 400 kΩ R1 = 1 MΩ
	10			0,25		%	
	15			0,25		%	
Duty factor at VCO _{OUT}	5	δ		50		%	see Fig.13 and Figs 14 15 and 16
	10			50		%	
	15			50		%	
Input resistance at VCO _{IN}	5	R _{IN}		10 ⁶		MΩ	
	10			10 ⁶		MΩ	
	15			10 ⁶		MΩ	
Source follower							
Offset voltage VCO _{IN} minus SF _{OUT}	5			1,7		V	R _{SF} = 10 kΩ; VCO _{IN} at ½ V _{DD}
	10			2,0		V	
	15			2,1		V	
	5			1,5		V	R _{SF} = 50 kΩ; VCO _{IN} at ½ V _{DD}
	10			1,7		V	
	15			1,8		V	
Linearity	5			0,3		%	R _{SF} > 50 kΩ; see Fig.13
	10			1,0		%	
	15			1,3		%	
Zener diode							
Zener voltage		V _Z		7,3		V	I _Z = 50 μA
Dynamic resistance		R _Z		25		Ω	I _Z = 1 mA

Notes

- Over the recommended component range.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

DESIGN INFORMATION

CHARACTERISTIC	USING PHASE COMPARATOR 1	USING PHASE COMPARATOR 2
No signal on SIGN _{IN}	VCO in PLL system adjusts to centre frequency (f_o)	VCO in PLL system adjusts to min. frequency (f_{min})
Phase angle between SIGN _{IN} and COMP _{IN}	90° at centre frequency (f_o), approaching 0° and 180° at ends of lock range ($2 f_L$)	always 0° in lock (positive-going edges)
Locks on harmonics of centre frequency	yes	no
Signal input noise rejection	high	low
Lock frequency range ($2 f_L$)	the frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; $2 f_L = \text{full VCO frequency range} = f_{max} - f_{min}$	
Capture frequency range ($2 f_C$)	the frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock	
	depends on low-pass filter characteristics; $f_C < f_L$	$f_C = f_L$
Centre frequency (f_o)	the frequency of the VCO when VCO _{IN} at $\frac{1}{2}V_{DD}$	

VCO component selection

Recommended range for R1 and R2: 10 kΩ to 1 MΩ; for C1: 50 pF to any practical value.

1. VCO without frequency offset ($R2 = \infty$).
 - a) Given f_o : use f_o with Fig.7 to determine R1 and C1.
 - b) Given f_{max} : calculate f_o from $f_o = \frac{1}{2} f_{max}$; use f_o with Fig.7 to determine R1 and C1.
2. VCO with frequency offset.
 - a) Given f_o and f_L : calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_o - f_L$; use f_{min} with Fig.8 to determine R2 and C1; calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_o + f_L}{f_o - f_L}$; use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig. 9 to determine the ratio R2/R1 to obtain R1.
 - b) Given f_{min} and f_{max} : use f_{min} with Fig.8 to determine R2 and C1; calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$; use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.9 to determine R2/R1 to obtain R1.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

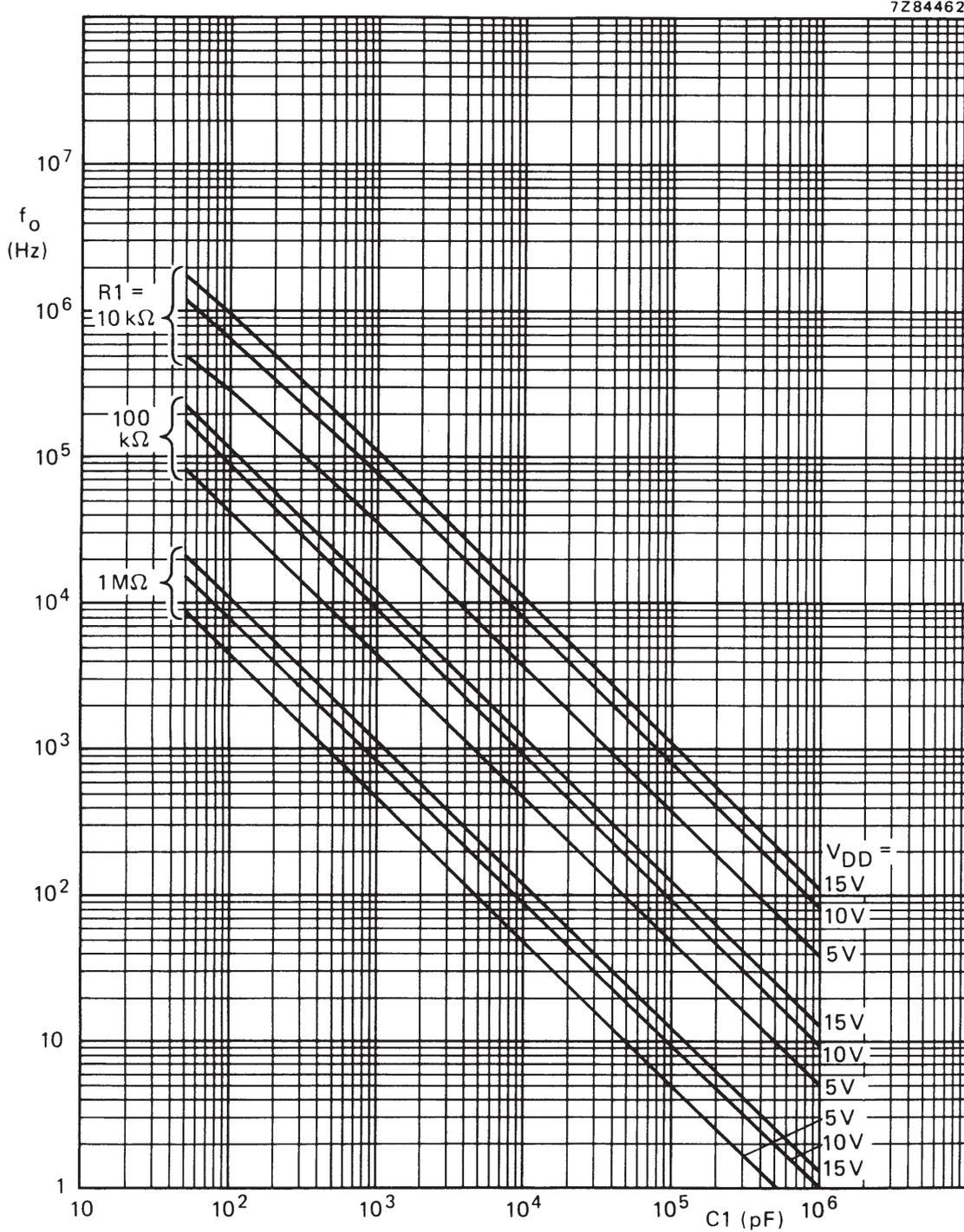


Fig.7 Typical centre frequency as a function of capacitor C_1 ; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; V_{COIN} at $\frac{1}{2} V_{DD}$; INH at V_{SS} ; $R_2 = \infty$.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

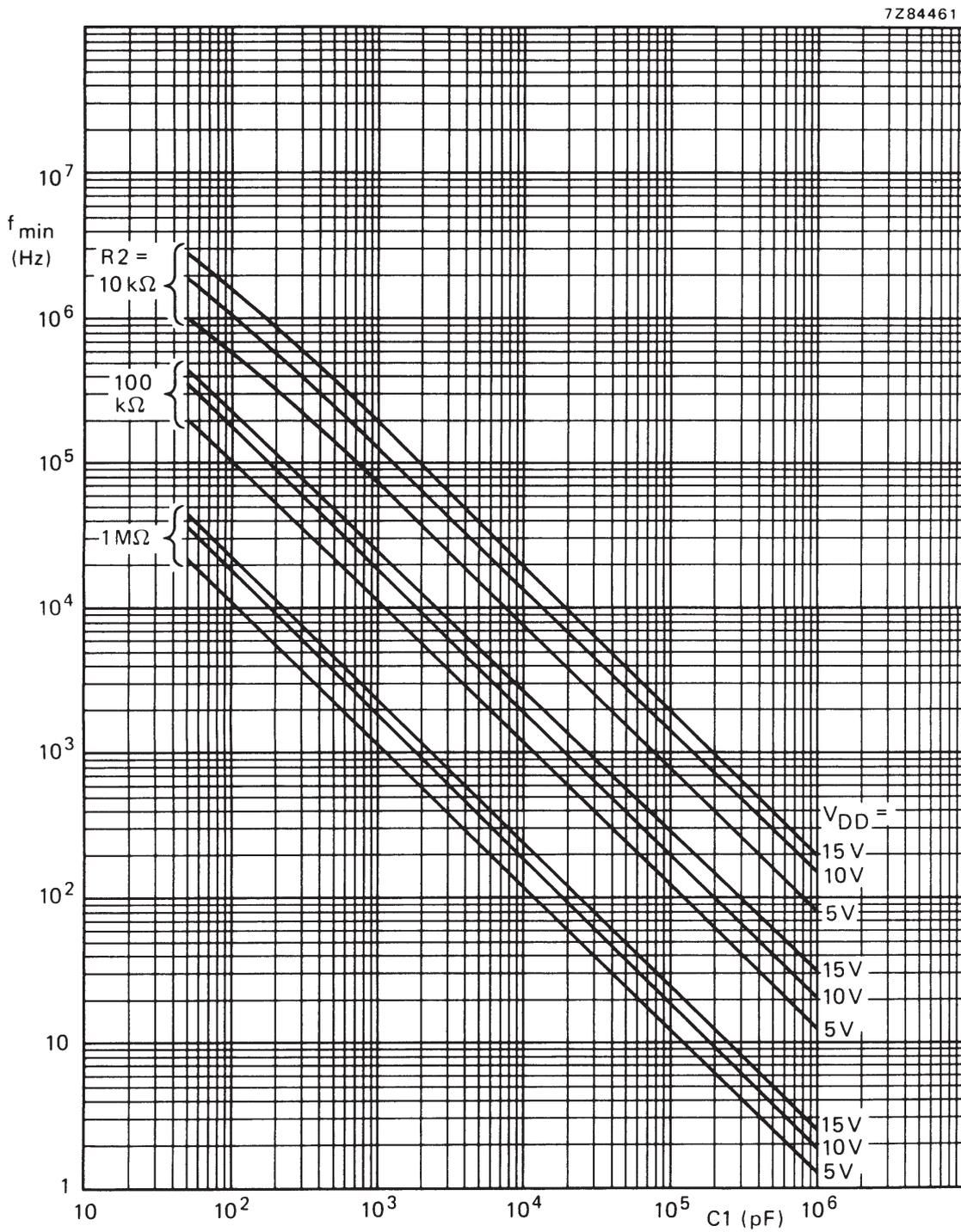


Fig.8 Typical frequency offset as a function of capacitor $C1$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; V_{COIN} at V_{SS} ; INH at V_{SS} ; $R1 = \infty$.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

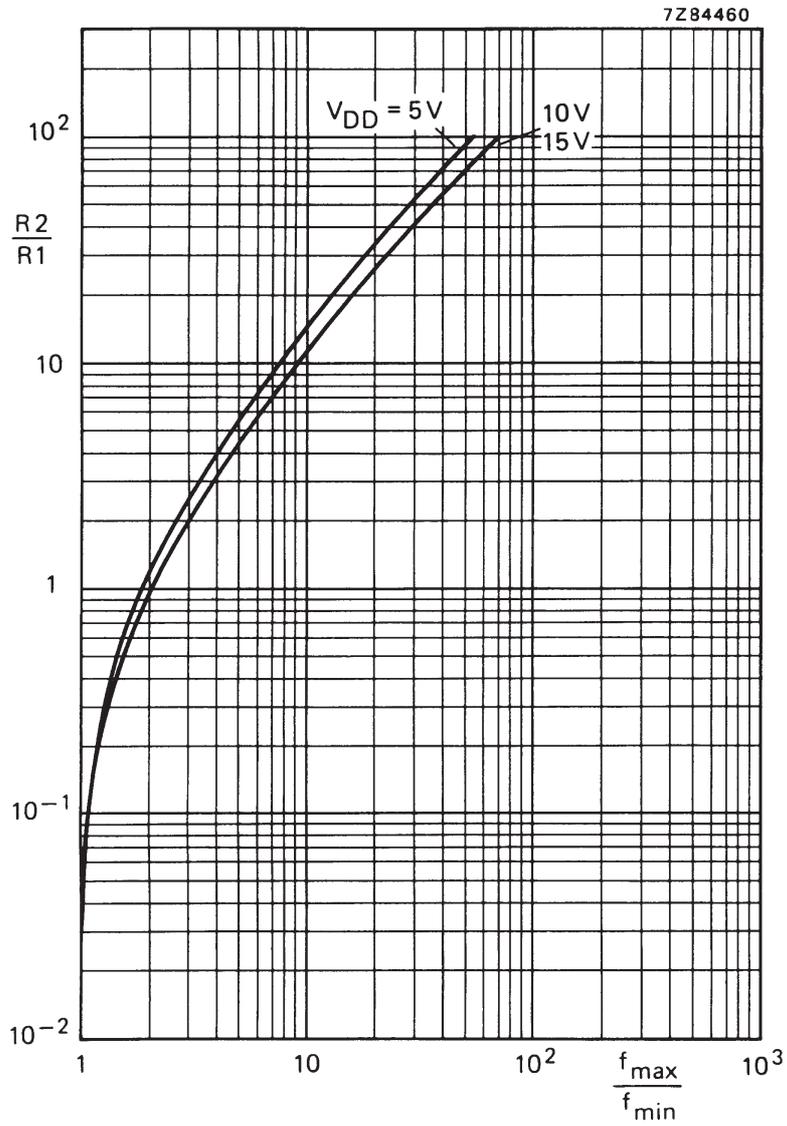


Fig.9 Typical ratio of R2/R1 as a function of the ratio f_{max}/f_{min} .

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

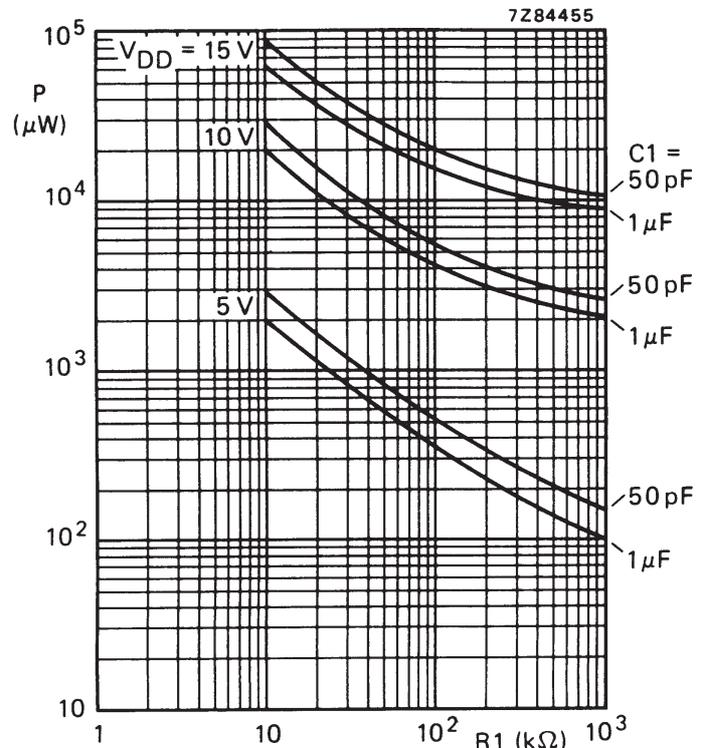


Fig.10 Power dissipation as a function of R_1 ;
 $R_2 = \infty$; $V_{CO_{IN}}$ at $\frac{1}{2} V_{DD}$; $C_L = 50\text{ pF}$.

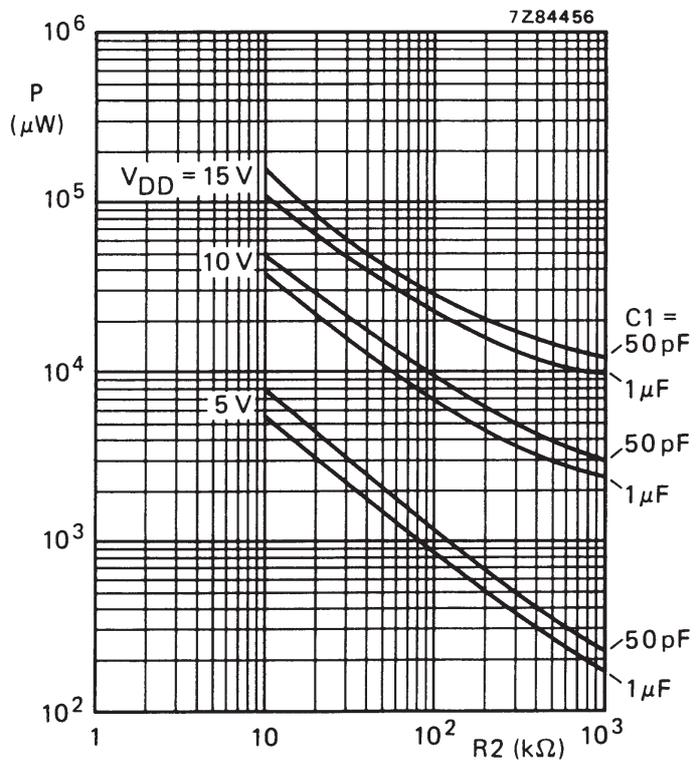


Fig.11 Power dissipation as a function of R_2 ;
 $R_1 = \infty$; $V_{CO_{IN}}$ at V_{SS} (0 V);
 $C_L = 50\text{ pF}$.

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI

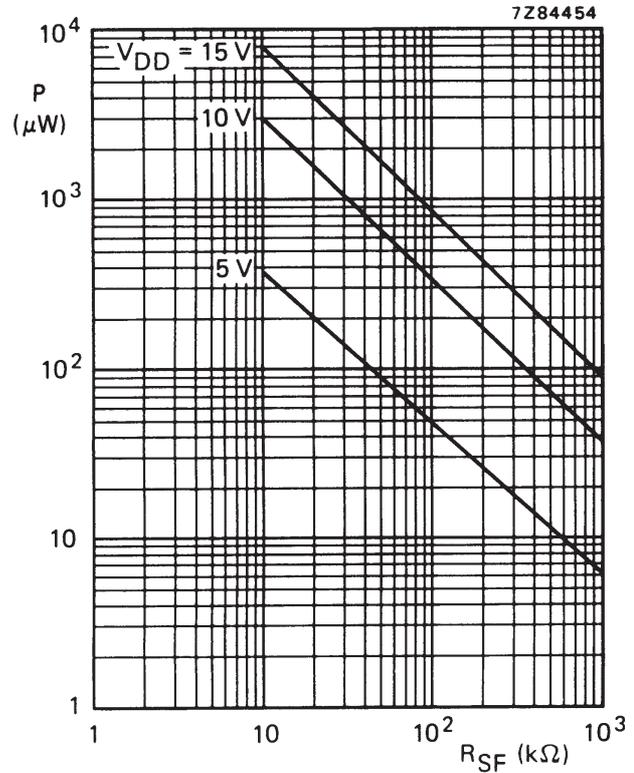
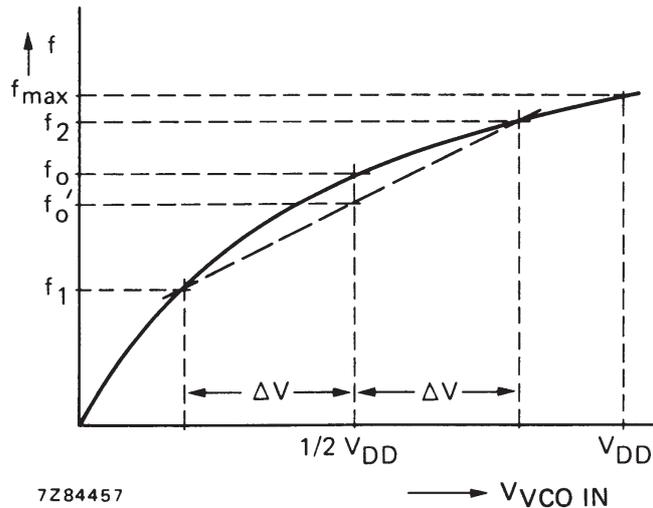


Fig.12 Power dissipation of source follower as a function of R_{SF} ; V_{COIN} at $\frac{1}{2} V_{DD}$; $R1 = \infty$; $R2 = \infty$.



For VCO linearity:

$$f'_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

$$lin. = \frac{f'_0 - f_0}{f_0} \times 100\%$$

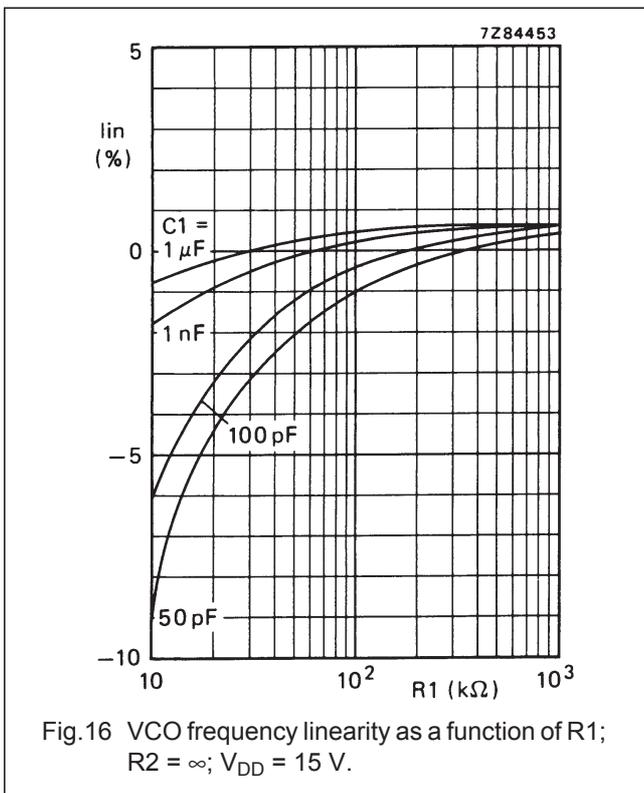
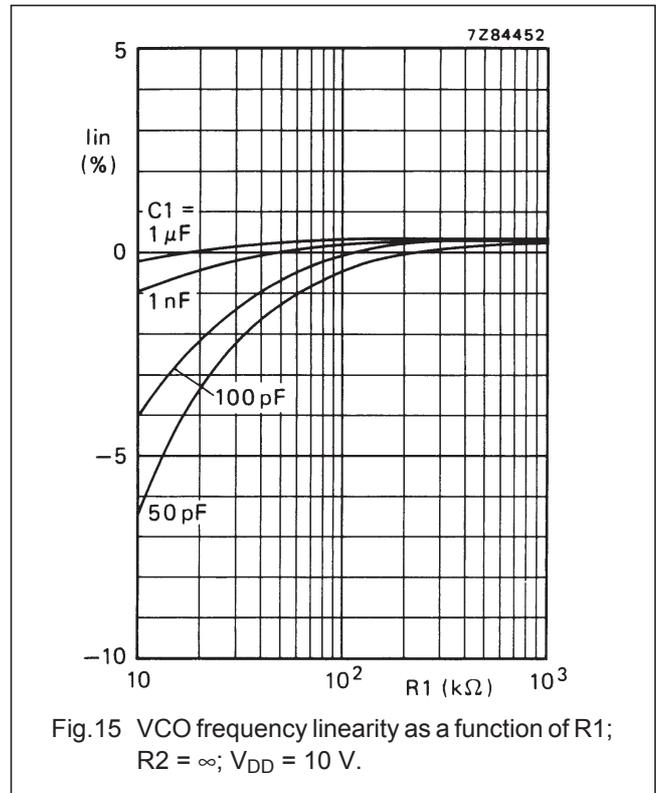
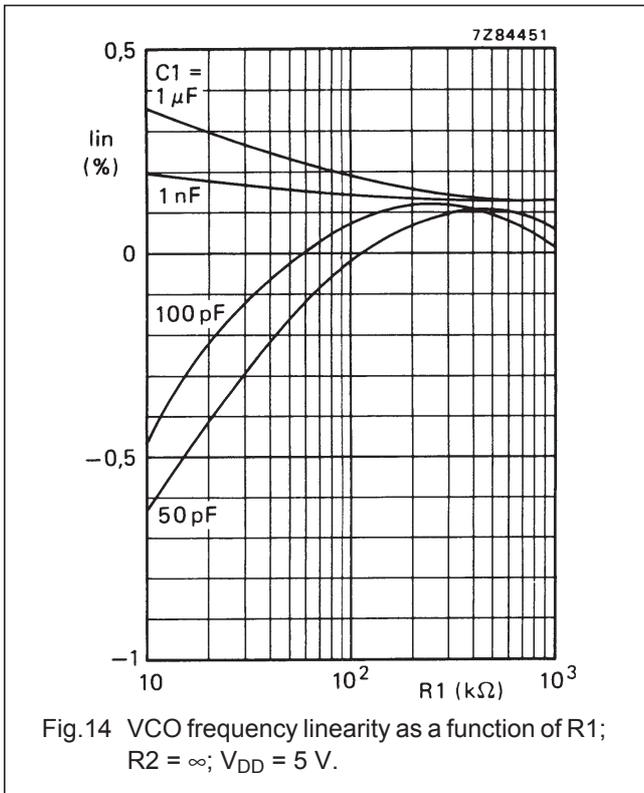
Figure 13 and the above formula also apply to source follower linearity: substitute $V_{SF OUT}$ for f .

- $\Delta V = 0,3 V$ at $V_{DD} = 5 V$
- $\Delta V = 2,5 V$ at $V_{DD} = 10 V$
- $\Delta V = 5 V$ at $V_{DD} = 15 V$

Fig.13 Definition of linearity (see AC characteristics).

Phase-locked loop

HEF4046B
MSI





UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACIÓN
INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ASIGNATURA: ELECTRÓNICA APLICADA.

GUÍA PROPUESTA DE LABORATORIO # 8.

TÍTULO:



“FUNCIONAMIENTO DEL LAZO ENLAVADO POR FASE (Phase Locked Loop)”

I. EQUIPOS E INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN.

 OSCILOSCOPIO	GDS-2000-SERIES
 FUENTE DE ALIMENTACION DC	GPS-2303-MULTI OUTPUT
 GENERADOR DE FUNCIONES	GFG-8215A
 MULTIMETRO DIGITAL	
 TABLA DE NODOS	

II. COMPONENTES Y DISPOSITIVOS.

Ítem	Descripción	Cantidad	Valor
1	IC CD4046BN	2	
2	Resistencia 1/4 watts	3	10 k Ω
3	Resistencia 1/4 watts	2	100 k Ω
4	Capacitor Cerámico	2	10 nF
5	Capacitor Cerámico	1	6.8 nF
6	Capacitor Electrolítico	1	10 μ F

III. OBJETIVOS ESPECÍFICOS DE LA GUÍA PRÁCTICA.

- III.1 Comprender mediante la práctica el funcionamiento del lazo enlavadado por fase.
- III.2 Determinar a través de medición los principales rangos de trabajo de un PLL, el rango de captura y el rango de enganche.
- III.3 Reconocer mediante los diagramas en bloques la estructura interna de un PLL.
- III.4 Comparar las mediciones prácticas de la guía propuesta con la hoja de datos del componente.

IV. RECOMENDACIONES PREVIAS AL MONTAJE.

Recuerde que el tiempo que se emplea por sobre planeación es siempre menor al usado por la falta de planeación, los imprevistos ocurren y el recurso tiempo es muy importante en cualquier proyecto.

- IV.1 Utilizar el menor número posible de alambres para el conexionado así como sus longitudes para evitar lazos de tierra, confusiones de conexión, y tener una rápida visión de conexionado.
- IV.2 Asegurarse de conectar el PIN 5 INHIBIT del IC CD4046BN a tierra.
- IV.3 Previo a energizar su circuito realice una rápida medición de continuidad desde los bornes de alimentación hasta los pines del IC.
- IV.4 Revise y/o calibre sus equipos de medición así como las sondas.
- IV.5 Recuerde siempre al realizar modificaciones al diseño de su circuito, apagar las fuentes que suministran energía antes de realizar el cambio, para esta práctica $V_{DD} = 15 V_{DC}$ conectado al pin 16 y $V_{SS} = 0 V$ o GND al pin 8.

- IV.6 Se sugiere disponer del canal 1 del osciloscopio para medir la señal del oscilador de referencia y el canal 2 para las diferentes mediciones.

V. INTRODUCCIÓN.

Un PLL es básicamente un sistema de control en lazo cerrado, donde la señal que es realimentada es la frecuencia y no un voltaje comúnmente, con la ventaja que puede interactuar con señales digitales y analógicas.

Sus aplicaciones especiales como la detección de tonos ampliamente utilizados en telefonía básica y celular, decodificación estéreo, la síntesis de frecuencias ahora usado en la mayoría de los tv digital con la función auto-programar la cual realiza un barrido de frecuencia la que se compara con la señal de entrada de antena y luego de enlaverse se almacenan en una memoria, están presente en los receptores de transmisión satelital para recuperar la señal portadora y la señal de reloj, en la mayoría de los radios actuales para realizar la demodulación de FM, también utilizados para lograr la modulación digital en frecuencia FSK y modulación analógica en Fase y Frecuencia, utilizados para el acondicionamiento y sincronía de datos, también pueden ser utilizados para el control de un motor paso a paso.

Actualmente se disponen más de una docena de productos de PLL de circuito integrado de varios fabricantes de IC.

Con la llegada de la integración a gran escala, los PLL ocupan ahora poco espacio, son fáciles de utilizar, son más confiables.

VI. TRABAJO PREVIO:

- VI.1 Adquiera y revise la hoja de datos del dispositivo CD4046BCN y HEF4046B, puede descargarlos de la siguiente dirección electrónica: www.alldatasheet.com
- VI.2 Lea detenidamente la descripción funcional del VCO y del Comparador de Fase 1 (EXOR) en ambas hojas de datos.

VI.3 Describa la función de transferencia de la compuerta lógica EXOR Comparador de Fase 1, puede encontrarla en la hoja de datos del dispositivo HEF4046B refiérase a la figura 3.

VI.4 Tenga a mano la respectiva asignación de pines del dispositivo CD4046BCN.

VI.5 Disponga de una Memoria Flash con al menos 500 KB libres para que pueda guardar sus imágenes e incluirlas en su reporte.

VII. ACTIVIDADES:

VII.1 Identificar mediante el diagrama en bloques los elementos que componen un PLL.

La figura 1 presenta las funciones de transferencia de: K_d ganancia del comparador de fase (PD), $F(s)$ para la respuesta del filtro dependiente de la frecuencia, K_o ganancia del Oscilador Controlado por Voltaje (VCO), además del correspondiente flujo de señales.

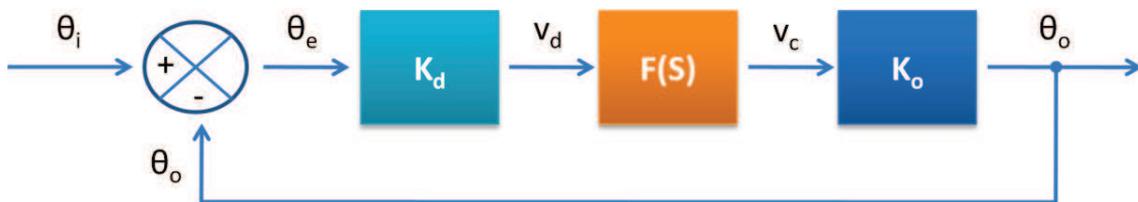


Figura 1. Diagrama en Bloques de un Sistema PLL.

VII.2 Configuremos nuestro oscilador de referencia.

En esta práctica de laboratorio haremos uso de dos IC CD4046BCN, el primero destinado como oscilador de referencia del cual usaremos el VCO para generar una señal de entrada adecuada y que se pueda manipular, el segundo se configura como PLL para que en su condición de enganchado, bloqueado o enlavadado la frecuencia de la señal de salida sea igual a la frecuencia de la señal de entrada con una diferencia de fase necesaria entre ambas señales.

Ahora proceda a conectar el oscilador de referencia como se muestra en la figura 2, con un voltaje de alimentación de 15 Volts (V_{DD}) y con ayuda de la hoja de datos del IC CD4046BCN características típicas de desempeño página 7, figura 5, se logra apreciar una frecuencia central aproximada a 10 kHz para estas condiciones $R1 = 10\text{ k}\Omega$ y $C1 = 10\text{ nF}$.

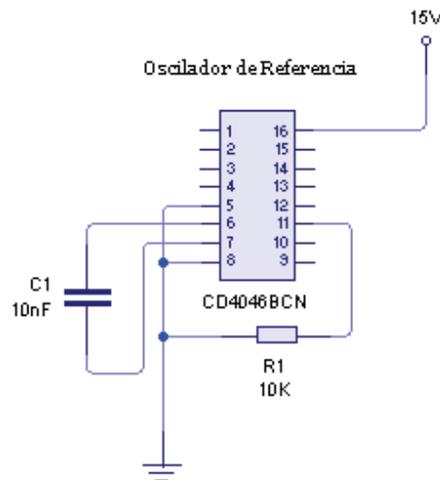


Figura 2. Oscilador de Referencia.

Ahora con su osciloscopio, seleccione únicamente el canal 1 proceda a conectar la sonda en el pin 4 del IC, describa y anote lo que está pasando con la señal, ¿Coincide con la frecuencia esperada de la hoja de datos?

Ahora agregue una red resistiva como se muestra en la figura 3, energice su circuito y mida de nuevo en el pin 4 del IC, describa y anote lo que ha pasado con la señal, ¿Coincide con la frecuencia esperada de la hoja de datos?

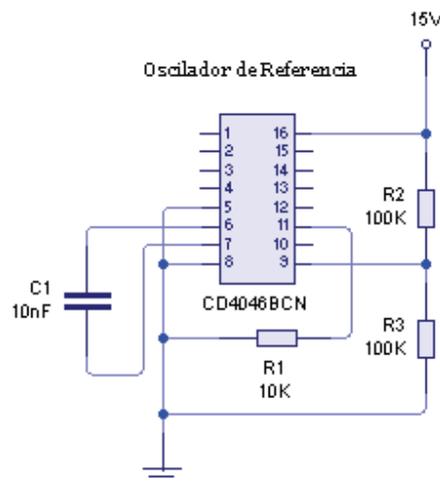


Figura 3. Oscilador de Referencia con Red Resistiva.

VII.3 Configuremos nuestro PLL.

De la teoría de PLL cuando este está enganchado a su frecuencia central presenta en el pin de control del VCO un voltaje igual a $V_{DD}/2$ producto de un desfase entre la señal de entrada y la señal de salida del VCO de 90° , tenga esto siempre presente pues es nuestro punto de partida para el análisis en estado bloqueado.

Proceda a conectar el Phase Locked Loop como se muestra en la figura 4, deseamos en estado bloqueado la frecuencia central del PLL sea de 10 kHz, entonces seleccionamos para R4 y C2 valores iguales al oscilador de referencia, para el filtro de lazo en este laboratorio usaremos un filtro RC (filtro paso bajo pasivo de ganancia unitaria) con $R5 = 10\text{ k}\Omega$ y $C3 = 6.8\text{ nF}$.

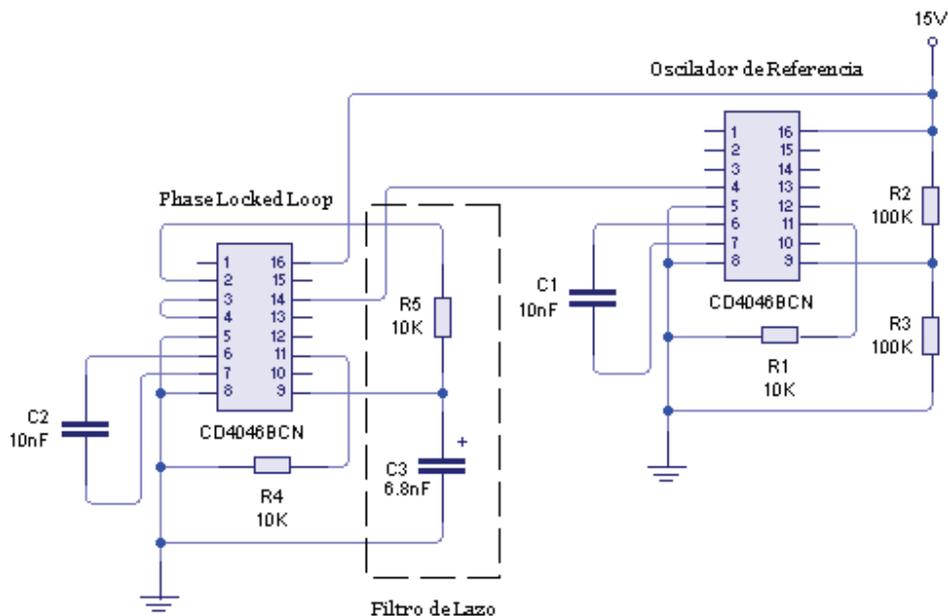


Figura 4. Oscilador de Referencia y PLL.

Ahora con su osciloscopio, seleccione el canal 1 conectado al pin 4 del oscilador de referencia y el canal 2 proceda a conectar la sonda en el pin 4 del IC PLL, observe en su osciloscopio el valor de la frecuencia de cada señal, observe el valor del desfase entre las señales (utilice el time/div para una mejor apreciación) con su multímetro mida el voltaje promedio en el pin 9 del IC PLL, anote todos estos valores ¿Está el PLL bloqueado a su frecuencia central? (Refiérase a la página 6, figura 3, Típicas formas de onda empleando el comparador de fase 1 de la hoja de datos).

Compare sus resultados con la siguiente figura 5.

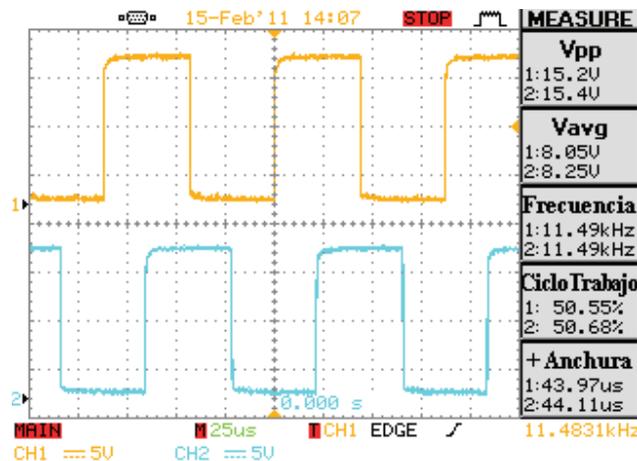


Figura 5. PLL Bloqueado a la frecuencia del Oscilador de Referencia.

Ahora en el canal 2 proceda a conectar la sonda en el pin 9 del IC PLL, describa la forma de onda de voltaje obtenida, mida y anote la amplitud de la señal, el voltaje promedio y la frecuencia ¿Coincide con la forma de onda esperada en la hoja de datos? (Refiérase a la página 6, figura 3, Típicas formas de onda empleando el comparador de fase 1 de la hoja de datos).

Compare sus resultados con la siguiente figura 6.

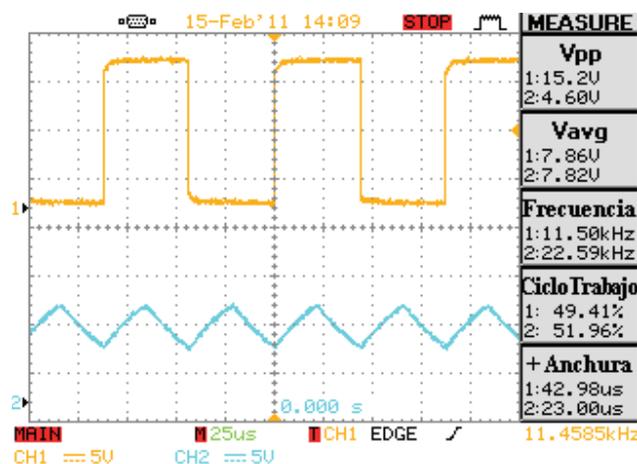


Figura 6. Voltaje de control del PLL en condición bloqueado.

Nuevamente con la misma sonda proceda a medir en el pin 2 del IC PLL, describa la forma de onda de voltaje obtenida, mida y anote el voltaje promedio de esta señal, mida y anote el valor de ciclo de trabajo de estas señal (utilice el time/div para una mejor apreciación) ¿La frecuencia de esta señal coincide con la esperada según la hoja de datos? (Refiérase a la página

6, figura 3, Típicas formas de onda empleando el comparador de fase 1 de la hoja de datos). Compare sus resultados con la siguiente figura 7.

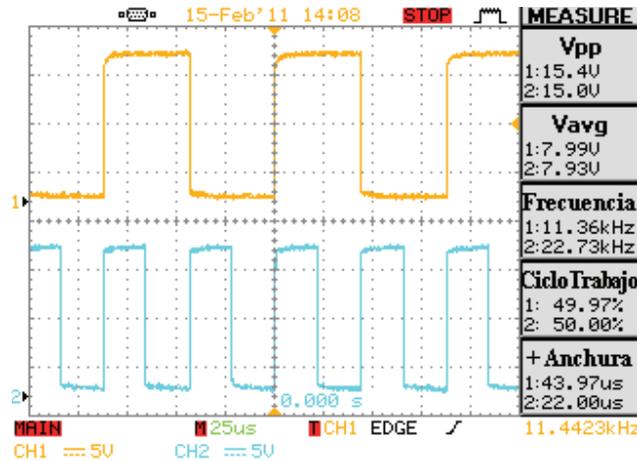


Figura 7. Salida de la XOR en condición bloqueado.

Ahora coloque la sonda del canal 1 en el pin 2 del PLL y la sonda del canal 2 en el pin 9 de PLL y observe las variaciones en ambas señales, describa este proceso y anote sus comentarios.

Compare sus resultados con la siguiente figura 8.

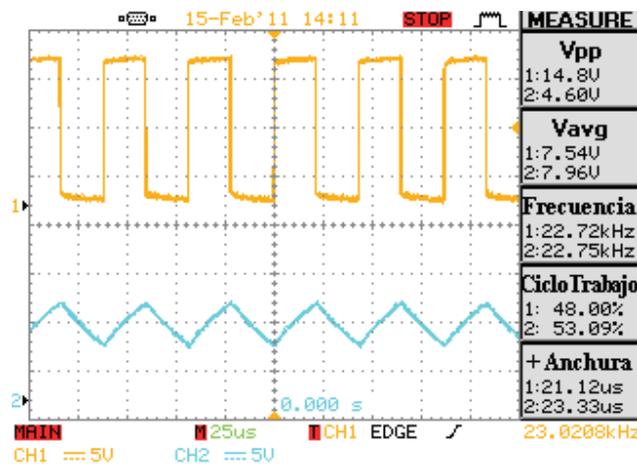


Figura 8. Salida de la XOR y Voltaje de Control en Condición Bloqueado.

VII.4 Experimente el estado bloqueado del PLL.

De la teoría de PLL en estado bloqueado la frecuencia de la señal de salida es igual a la frecuencia de la señal de entrada con una diferencia de fase necesaria preferiblemente pequeña, en esta condición el PLL seguirá cualquier cambio en la frecuencia de la señal de entrada hasta ciertos

valores, el rango de frecuencias sobre la cual el PLL puede seguir las variaciones de la señal de entrada se llama rango de sostenimiento (lock range).

Ahora nuestra intención es hacer variar la señal de entrada y que el PLL pueda seguirla, para ello haremos uso de nuestro generador de funciones, vamos a seleccionar una forma de onda sinusoidal de amplitud 1 Vpico y con una frecuencia de 10 Hz. Introduciremos esta señal mediante un capacitor de acople $C4 = 10\mu\text{F}$ al pin de control del oscilador local como se muestra en la figura 9, de forma que el voltaje de control varíe suavemente por encima y por debajo de $V_{DD}/2$ y así varíe la frecuencia de la señal de entrada por encima y por debajo de F_c (Frecuencia Central).

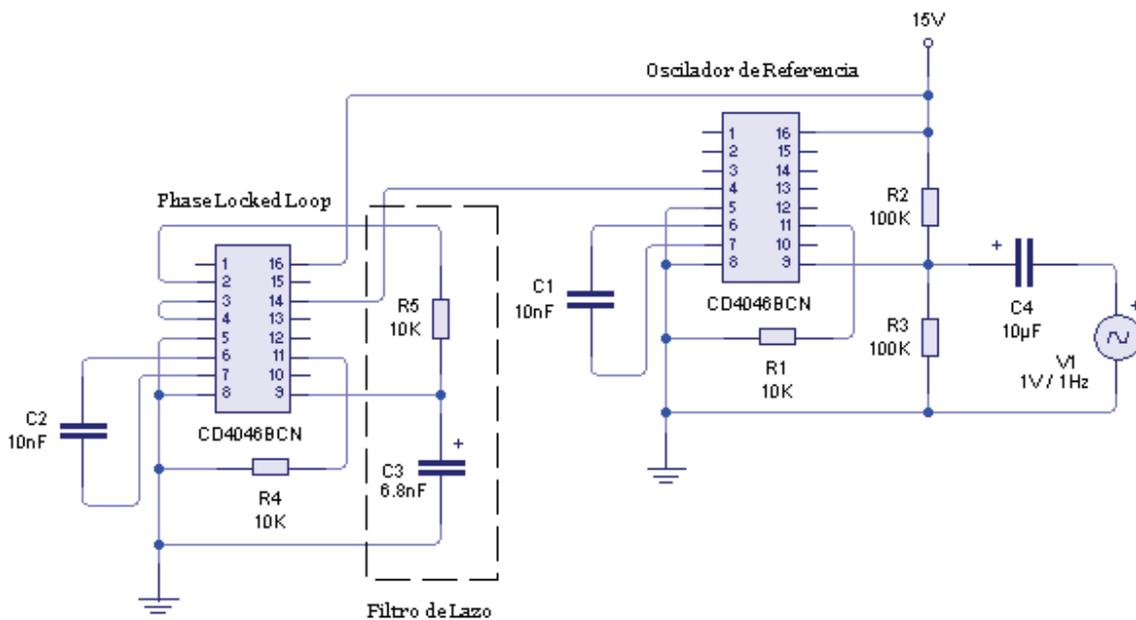


Figura 9. PLL en condición bloqueado.

Ahora con el osciloscopio, conecte la sonda del canal 1 a la salida del oscilador local y la sonda del canal 2 a la salida del PLL, observe y describa que está sucediendo entre las dos señales (ayúdese empleando el volt/div o el time/div del osciloscopio para una mejor apreciación). Anote las frecuencias limites por encima o por debajo de F_c (ayúdese presionando Run/Stop en el osciloscopio para apreciar mejor la deflexión máxima y mínima de frecuencia de la señal de salida, ¿Cómo es el desfase entre las señales cuando alcanza la mínima y la máxima deflexión?

Ahora coloque la sonda del canal 2 a la salida del XOR del PLL pin 2, observe y describa que está sucediendo con esta señal, ¿Cómo es el cambio en el ancho de pulso si el periodo de la señal también está cambiando? ¿Qué pasa con la frecuencia de esta señal?

Ahora coloque la sonda del canal 2 al pin de control de PLL pin 9, observe y describa que está sucediendo con esta señal, ¿Cómo es el cambio en la amplitud y el valor promedio de esta señal? ¿Qué ocurre con la frecuencia de esta señal?

VII.5 Principales rangos de funcionamiento: enganche y captura.

Para la medición de los rangos de enganche y captura la práctica será ilustrada en la figura 10.

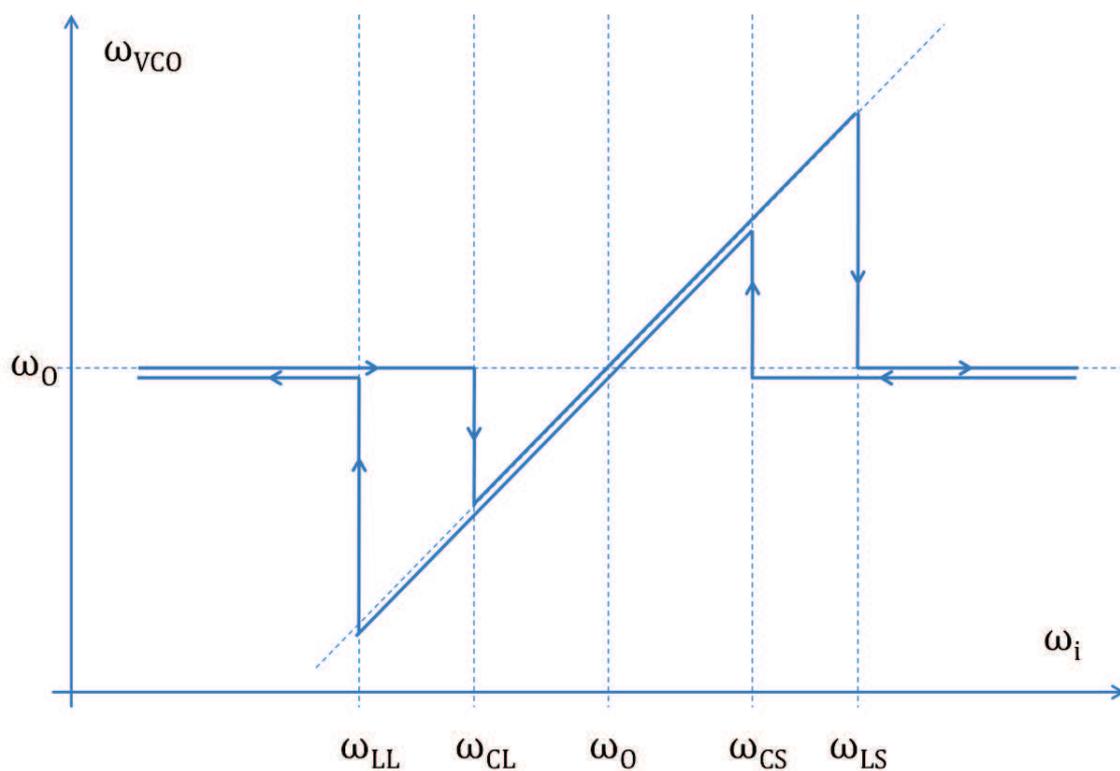


Figura 10. Márgenes de Enganche (Lock) y Captura (Capture).

Ahora vamos a realizar un barrido de frecuencia de menor a mayor (de pendiente positiva) con la señal de entrada para ello utilizaremos el canal 2 de la fuente DC que nos permite realizar variaciones de voltajes de 0 – 30 V_{DC} (Recuerde que estamos trabajando con V_{cc} = 15 V_{DC} tenga cuidado no exceder este valor). Este canal será conectado directamente al pin 9 de control del

oscilador de referencia con un voltaje inicial de $1.2 V_{DC}$ para así obtener una frecuencia lejana por debajo a la frecuencia central, como se muestra en la figura 11.

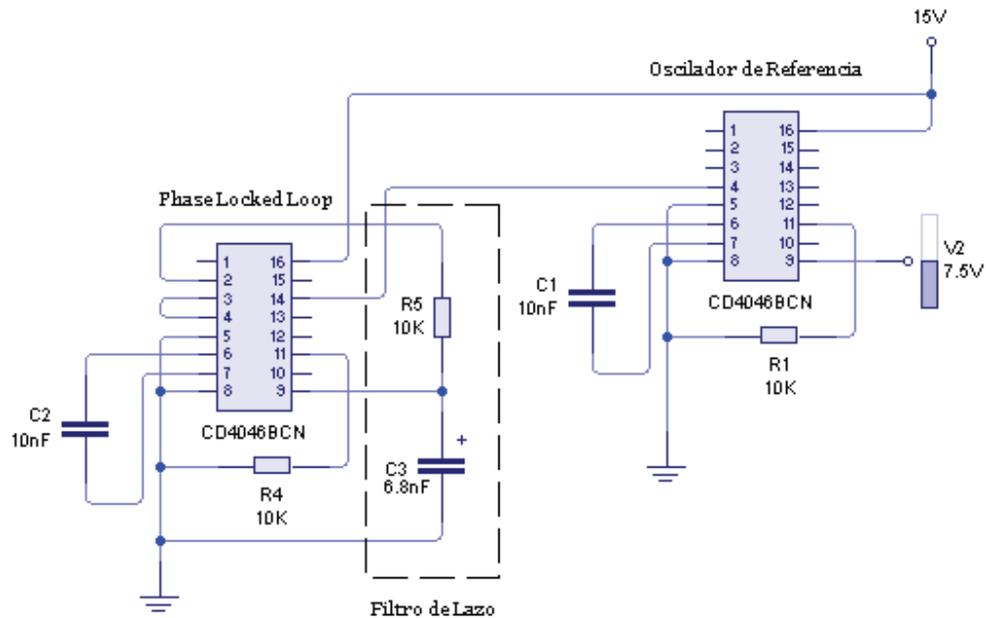


Figura 11. Conexión Canal 2 Fuente DC

Siguiendo la figura 10, las flechas de izquierda a derecha representan un aumento de frecuencia por lo que incrementaremos suavemente el voltaje en el canal 2. En un inicio el PLL está desenganchado, su salida se mantiene en ω_0 mientras seguimos aumentando el voltaje, se llegará en un momento en que el PLL se engancha con la frecuencia de la señal de entrada.

En ese instante deje de variar el voltaje y anote la frecuencia de salida del oscilador de referencia, este valor de frecuencia se llama límite inferior de captura ω_{C1} . En la figura 10 se puede notar el momento en que la frecuencia de salida se mantenía en ω_0 y cambia bruscamente a ω_{C1} .

Ahora continúe aumentando suavemente el voltaje e incrementando la frecuencia de entrada. (Note en la figura 10 que la línea discontinua tiene un ángulo de 45° o una pendiente de valor unitaria, esto nos dice que la frecuencia de entrada es igual la frecuencia de salida). Llegará un momento en que la frecuencia de señal de entrada es muy alta, el lazo se rompe y el PLL sale de la condición enganchado y su salida es de nuevo ω_0 .

En ese instante deje de variar el voltaje y anote la frecuencia de salida del oscilador de referencia, este valor de frecuencia se llama límite superior de enganche ω_{LS} . En la Figura 10 se puede notar el momento en que la frecuencia de salida se mantenía igual a ω_i y cambia bruscamente a ω_o .

En este momento PLL está desenganchado y su frecuencia de salida es ω_o . Puede seguir aumentando la frecuencia de entrada y notará que la condición se mantiene pero sea cuidadoso de no alcanzar V_{DD} podría dañar el IC. Ahora realizaremos un barrido de frecuencia en sentido contrario al inicial es decir de mayor a menor para ello partiremos con 14 V_{DC} aplicados al pin de control del oscilador local para conseguir un frecuencia lejana por encima de ω_o .

Siguiendo la figura 10, las flechas de derecha a izquierda representan una disminución de frecuencia por lo que disminuirémos suavemente el voltaje en el canal 2, mientras seguimos disminuyendo el voltaje, se llegará en un momento en que el PLL se engancha con la frecuencia de la señal de entrada.

En ese instante deje de variar el voltaje y anote la frecuencia de salida del oscilador de referencia, este valor de frecuencia se llama límite superior de captura ω_{CS} . En la figura 10 se puede notar el momento en que la frecuencia de salida se mantenía en ω_o y cambia bruscamente a ω_{CS} ahora el PLL está enganchado nuevamente.

Continúe disminuyendo suavemente el voltaje y con ello también la frecuencia de entrada. Llegará un momento en que la frecuencia de señal de entrada es muy baja y el lazo se rompe, el PLL sale de la condición enganchado y su salida es de nuevo ω_o .

En ese instante deje de variar el voltaje y anote la frecuencia de salida del oscilador de referencia, este valor de frecuencia se llama límite inferior de enganche ω_{LI} . En la figura 10 se puede notar el momento en que la frecuencia de salida se mantenía igual a ω_i y cambia bruscamente a ω_o .

Llene la Tabla 1 con los valores medidos de esta práctica.

Tabla 1. Rangos de Operación del PLL

Frecuencia Central	ω_o		rad/s
Límite Inferior de Captura	ω_{CI}		rad/s
Límite Superior de Captura	ω_{CS}		rad/s
Límite Inferior de Enganche	ω_{LI}		rad/s
Límite Superior de Enganche	ω_{LS}		rad/s
Ancho de Banda de Captura	ω_C		rad/s
Ancho de Banda de Enganche	ω_L		rad/s

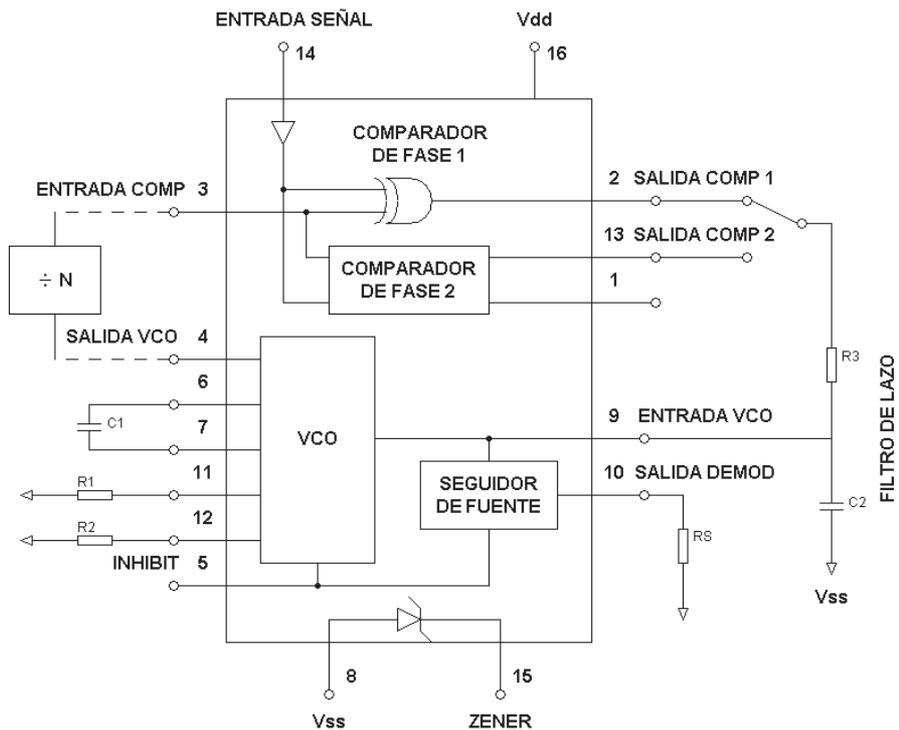


Figura 12. Esquema general del conexionado y bloques que forman un PLL CD4046BNC.

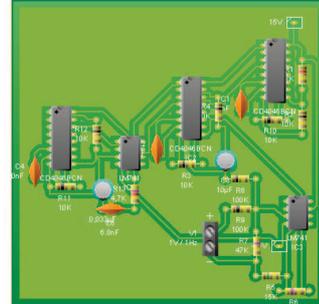


UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACIÓN
INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ASIGNATURA: ELECTRÓNICA APLICADA.

GUÍA PROPUESTA DE LABORATORIO # 9.

TÍTULO:



“MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DE FRECUENCIA UTILIZANDO EL DISPOSITIVO PLL CD4046BN”

I. EQUIPOS E INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN.

-  OSCILOSCOPIO GDS-2000-SERIES
-  FUENTE DE ALIMENTACION DC GPS-2303-MULTI OUTPUT
-  GENERADOR DE FUNCIONES GFG-8215A
-  MULTIMETRO DIGITAL
-  TABLA DE NODOS

II. COMPONENTES Y DISPOSITIVOS.

Ítem	Descripción	Cantidad	Valor
1	IC CD4046BN	3	
2	IC LM741	2	
3	Resistencia 1/4 watts	5	10 KΩ
4	Resistencia 1/4 watts	2	100 KΩ
5	Resistencia 1/4 watts	2	47 KΩ
6	Resistencia 1/4 watts	1	15 KΩ
7	Resistencia 1/4 watts	1	12 KΩ
8	Resistencia Variable	3	20 KΩ
9	Capacitor Cerámico	1	6.8 nF
10	Capacitor Cerámico	3	10 nF
11	Capacitor Cerámico	1	100 nF
12	Capacitor Electrolítico	1	10 uF

III. OBJETIVOS ESPECÍFICOS DE LA GUÍA PRÁCTICA.

- III.1 Comprender mediante la práctica el funcionamiento del lazo enllavado por fase en su aplicación como modulador y demodulador de frecuencia.
- III.2 Determinar a través de medición los rangos de trabajo de un PLL en su aplicación como modulador y demodulador de frecuencia.
- III.3 Reconocer mediante los diagramas en bloques la aplicación de un PLL como modulador y demodulador de frecuencia.

IV. RECOMENDACIONES PREVIAS AL MONTAJE.

Recuerde que el tiempo que se emplea por sobre planeación es siempre menor al usado por la falta de planeación, los imprevistos ocurren y el recurso tiempo es muy importante en cualquier proyecto.

- IV.1 Utilizar el menor número posible de alambres para el conexionado así como sus longitudes para evitar lazos de tierra, confusiones de conexión, y tener una rápida visión de conexionado.
- IV.2 Asegurarse de conectar el PIN 5 INHIBIT del IC CD4046BN a tierra.
- IV.3 Revise y/o calibre sus equipos de medición así como las sondas.
- IV.4 Recuerde siempre al realizar modificaciones al diseño de su circuito, apagar las fuentes que suministran energía antes de realizar el cambio, para esta práctica $V_{DD} = 15 V_{DC}$ conectado al pin 16 y $V_{SS} = 0 V$ o GND al pin 8. Haremos uso de fuentes simétricas para obtener un $-V_{DD} = -15 V_{DC}$
- IV.5 Se sugiere disponer del canal 1 del osciloscopio para medir la señal del oscilador de referencia y el canal 2 para las diferentes mediciones.

V. INTRODUCCIÓN.

El fin de un sistema de comunicación es entregar una señal mensaje desde una fuente de comunicación en una forma reconocible hasta el destino del usuario, con la fuente y el usuario separados físicamente uno del otro. Para realizar lo anterior, el transmisor modifica la señal mensaje en una forma adecuada para la transmisión por el canal¹.

Esta modificación se logra mediante un proceso conocido como modulación, que implica variar algún parámetro de la onda portadora que puede ser su amplitud, su frecuencia o su fase de acuerdo con la señal mensaje. El receptor recrea la señal del mensaje original a partir de una versión degradada de la señal transmitida luego de la propagación a través del canal. Esta recreación se consigue al emplear el proceso conocido como demodulación, que es el proceso inverso utilizado en el transmisor. Sin embargo debido a la inevitable presencia de ruido e interferencia existe distorsión de la señal recibida, encontramos que el receptor no puede recrear exactamente la señal del mensaje original.

La degradación que resulta en el desempeño completo del sistema depende del tipo del esquema de modulación que se utilice. De modo específico observamos que algunos esquemas de modulación son menos sensibles a los efectos del ruido y distorsión que otros.

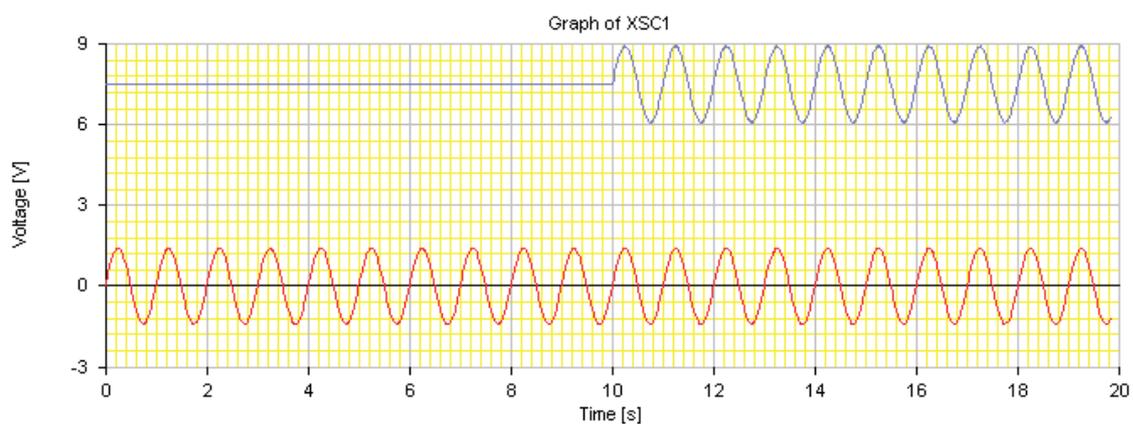
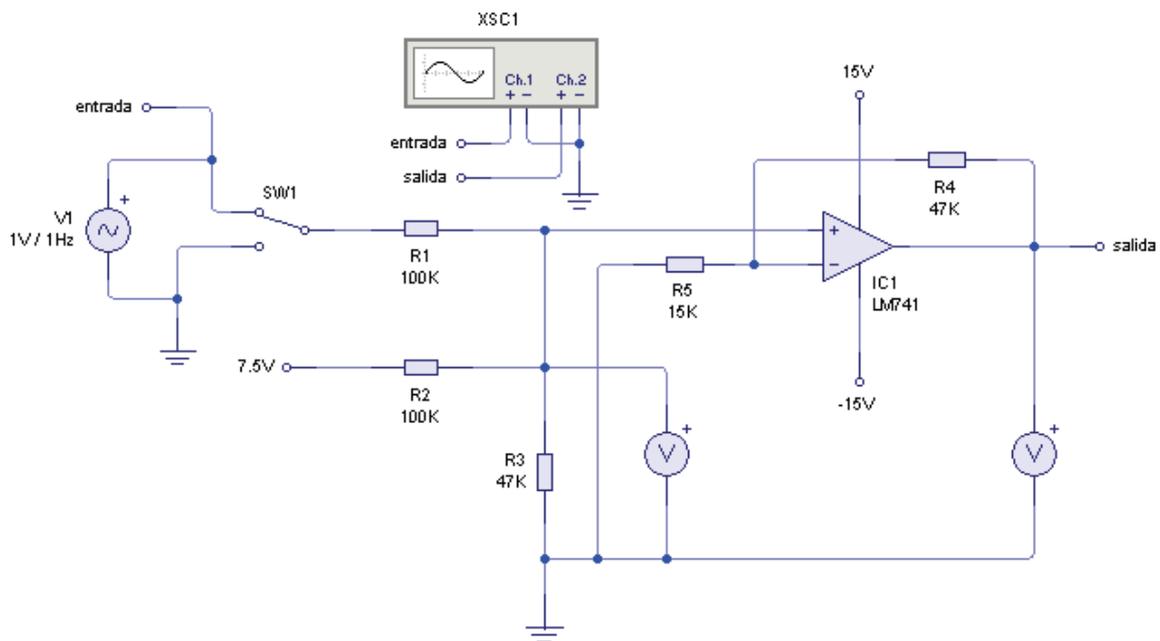
Existe otro modo de modular una onda portadora senoidal además de la modulación lineal y se conoce como modulación angular, en el cual se varía el ángulo de la onda portadora de acuerdo con la señal de la banda base. En este método de modulación se mantiene constante la amplitud de la onda portadora. Una característica importante de la modulación angular es que puede ofrecer una mejor discriminación con respecto al ruido y la interferencia que la modulación de amplitud.

¹ Haykin Simon, Van Veen Barry (2001) "Señales y Sistemas" Edición 1

VI. TRABAJO PREVIO:

VI.1 Adquiera y revise la hoja de datos del dispositivo CD4046BCN y HEF4046B, puede descargarlos de la siguiente dirección electrónica: www.alldatasheet.com

VI.2 Analice el circuito mostrado a continuación y responda ¿Cuál es la relación de amplificación del circuito? ¿Qué ocurre después de 10 segundos cuando el switch cambia a la posición final mostrada?



VII. ACTIVIDADES:

VII.1 Identificar el Modulador de Frecuencia.

El sistema modulador de frecuencia con PLL está representado mediante su diagrama en bloques en la figura 1, en la que podemos observar tres señales de interés: la señal de entrada (ω_i) o la frecuencia portadora, la señal mensaje de frecuencia banda base ($M(s)$) y la señal de salida o señal de frecuencia modulada (ω_o). El propósito de este sistema es obtener una señal cuya variación en frecuencia sea proporcional a las variaciones de la señal mensaje.

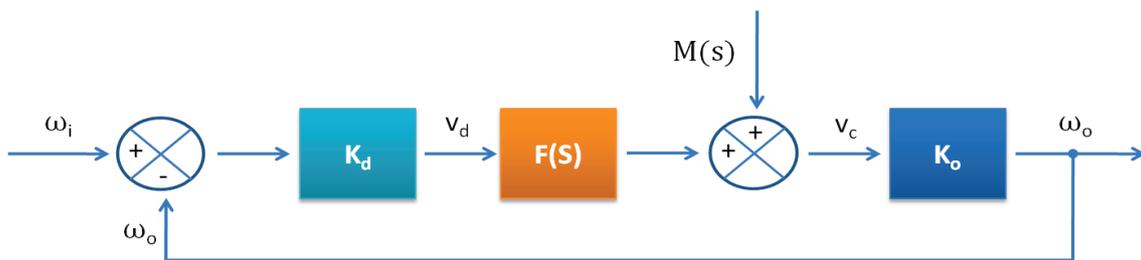


Figura 1. Diagrama en Bloques de un PLL Modulador de Frecuencia.

VII.2 Configurar la Señal Portadora.

Para ello necesitamos una señal estable en frecuencia, nuevamente haremos uso de un oscilador de referencia utilizando el VCO de un CD4046BCN, refiérase a la figura 2 para la conexión con valores $R1 = R2 = 10K\Omega$ para la red resistiva y $C1 = 10nF$, $VR1 = 20K\Omega$. Ajuste el valor de la resistencia variable hasta obtener un frecuencia de 10KHz.

VII.3 Configurar la Señal Mensaje.

La señal mensaje debe ser escogida de modo que su variación en amplitud máxima no sature nuestro sistema y salga de la región lineal, también su frecuencia este dentro del margen necesario para que el modulador funcione adecuadamente, haremos uso del generador de funciones seleccionando una forma de onda senoidal de amplitud $10 V_{pp}$ sin offset y Frecuencia inicial de 3 Hz.

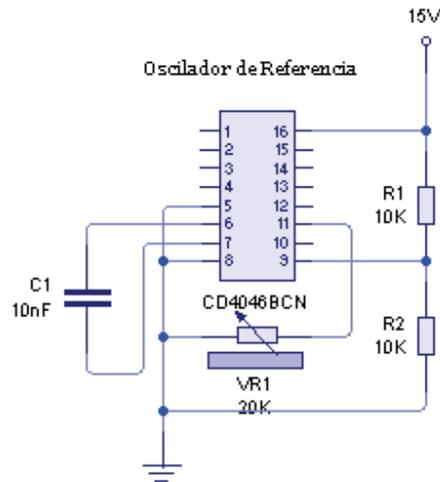


Figura 2. Diagrama de Conexión Señal Portadora 10Khz.

VII.4 Configurar el Sumador.

El sumador es realizado mediante la aplicación de: 1) Un sumador pasivo, su función es mezclar la señal de salida del filtro de lazo con la señal mensaje, mediante el principio de superposición sabemos la contribución de voltaje de cada fuente y del divisor de voltaje el factor de atenuación. 2) El amplificador no inversor construido con OPAMP, que compensará la atenuación con la relación de amplificación. Tomando valores para $R3 = R4 = 100K\Omega$, $R5 = R6 = 47K\Omega$, $R7 = 15K\Omega$. El diagrama de conexión es mostrado en la figura 3.

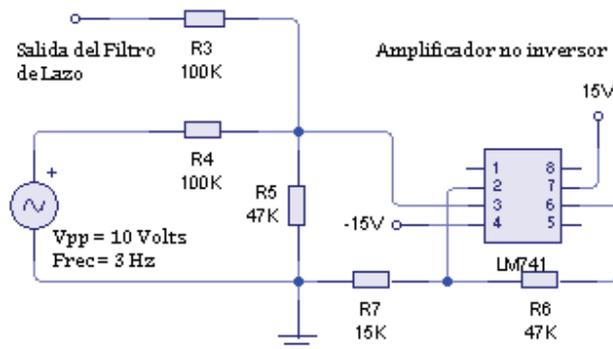


Figura 3. Diagrama de conexión de un sumador pasivo y amplificador no inversor con OPAMP.

VII.5 Configurar el Filtro de Lazo del Modulador.

La elección del ancho de banda del filtro pasa bajos o la constante de tiempo de carga del capacitor permite suavizar la forma de onda resultante de la comparación de una señal de entrada estable en frecuencia (la señal portadora) y la señal variante en frecuencia (la señal modulada). Asigne valores iguales al oscilador de referencia para establecer la frecuencia central con $C3 = 10\text{nF}$, $VR2 = 20\text{K}\Omega$ y tome valores para el filtro de lazo $R8 = 10\text{K}\Omega$, $C2 = 10\mu\text{F}$. El diagrama de conexión es mostrado en la figura 4.

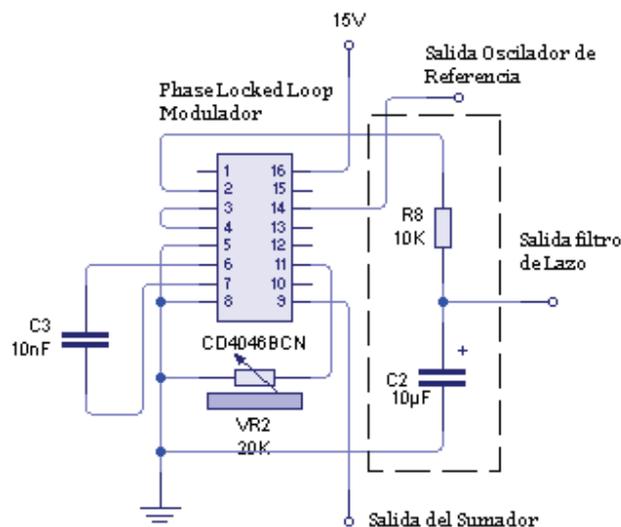


Figura 4. Diagrama de conexión del Filtro de Lazo un PLL Modulador.

VII.6 Procedimiento para las mediciones en el Modulador.

Una vez completado los módulos del oscilador de referencia, el modulador PLL y el sumador proceda a conectarlos entre sí. El diagrama de conexión es mostrado en la figura 5. Debemos asegurarnos que el PLL este bloqueado a la frecuencia de portadora (referencia) y que el sumador en ausencia de señal mensaje permita únicamente la señal del filtro. Con el generador de funciones conectado a una entrada del sumador pero apagado, conecte el canal 1 del osciloscopio a la entrada del modulador PLL (pin 14), mida y anote la frecuencia de dicha señal.

Conecte el canal 2 del osciloscopio a la salida del comparador (pin 2), ajuste $VR2$ hasta obtener una frecuencia del doble de la señal de entrada y un ciclo de trabajo del 50% refiérase a la figura 5.1 mida y anote la frecuencia y fase de esta señal.

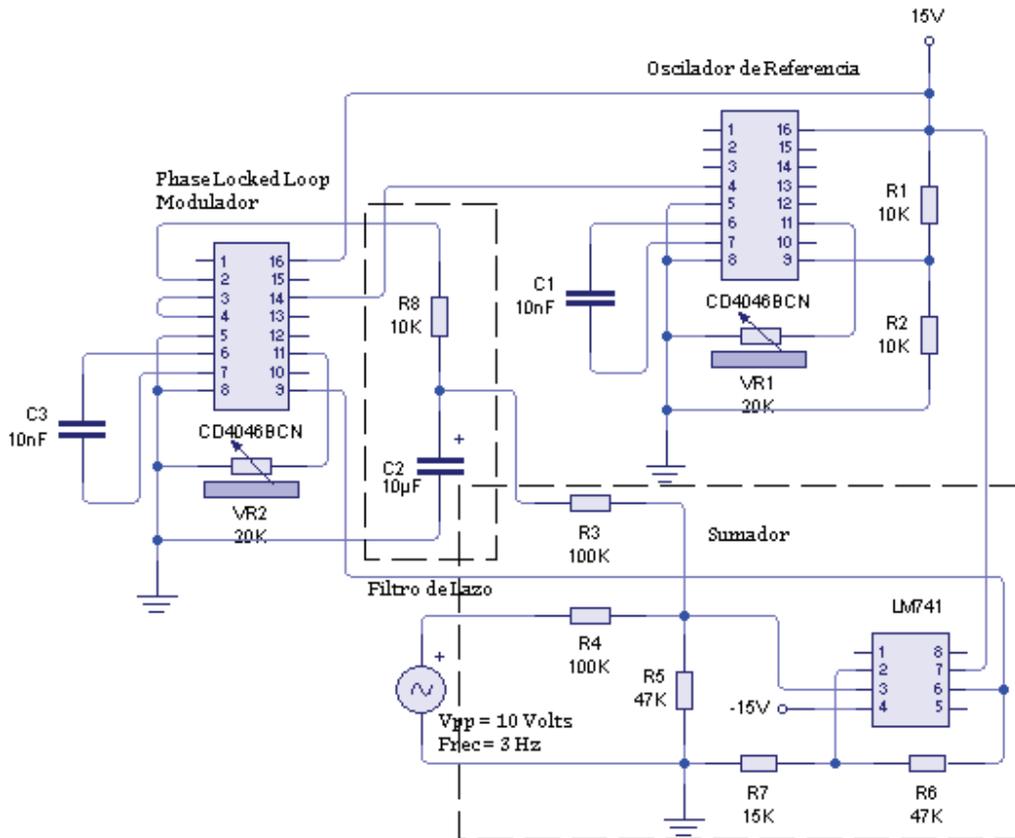


Figura 5. Diagrama de conexión del PLL modulador.

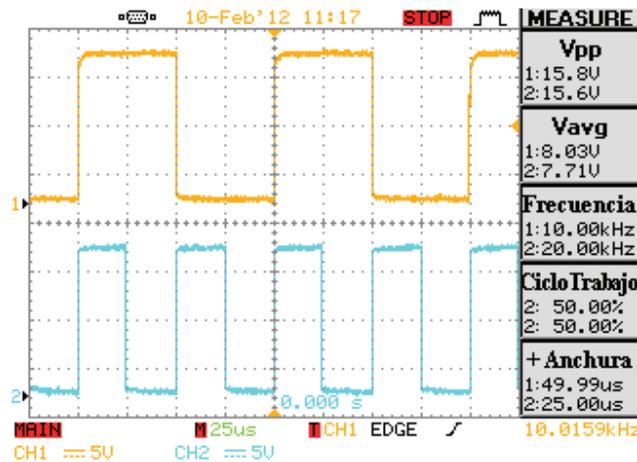


Figura 5.1. Señal de Referencia y Señal de Salida del Comparador.

Los procedimientos anteriores nos permiten obtener una señal bloqueada a 10KHz con un desfase de 90 grados conecte el canal 2 a la salida (pin 4) del modulador PLL refiérase como es mostrado en la figura 5.2.

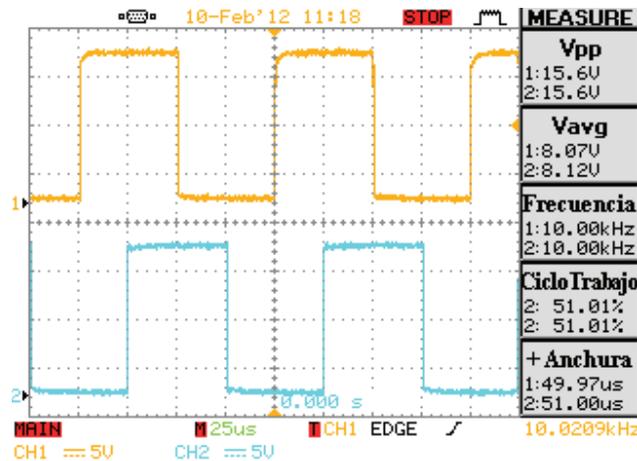


Figura 5.2. Señal de Referencia y Señal de Salida del Modulador PLL.

Ahora procedemos a inyectar la señal mensaje a nuestro modulador, disponga del canal 1 únicamente en pantalla y conéctelo a la salida del modulador, encienda el generador de funciones seleccionando una forma de onda senoidal, y el rango de frecuencia X10 (el valor de la amplitud y frecuencia fue previamente ajustada). Observe, describa y anote lo que está sucediendo con esta señal (de ser necesario ajuste el Time/Div del osciloscopio y reduzca la frecuencia hasta 1.5Hz). Describa el efecto acordeón, ¿A qué se debe el estira y encoge de la señal modulada? ¿Reconoce cuál es la frecuencia promedio? Ahora disponga el canal 2 únicamente en pantalla conectado al pin 9 ¿Reconoce esta forma de onda?

VII.1 Identificar el Demodulador de Frecuencia.

Casi todos los receptores de hoy en día utilizan un PLL para la demodulación en frecuencia. En esta aplicación la frecuencia de salida del PLL ω_o rastrea la frecuencia de entrada ω_i al igual que esta varía de acuerdo con la señal modulante. Si el voltaje de control V_c es proporcional a la frecuencia de salida ω_o también lo es a la frecuencia de entrada ω_i por lo que V_c es la señal demodulada². Esta señal debe pasar por un filtro que remueva las componentes de alta frecuencia de modo que su ancho de banda sea lo

² Wolaver Dan H. (1991) "Phase Locked Loop Circuit Design" Edición 1

suficiente para dejar pasar la señal banda base. El diagrama en bloques de este sistema es mostrado en la figura 6.

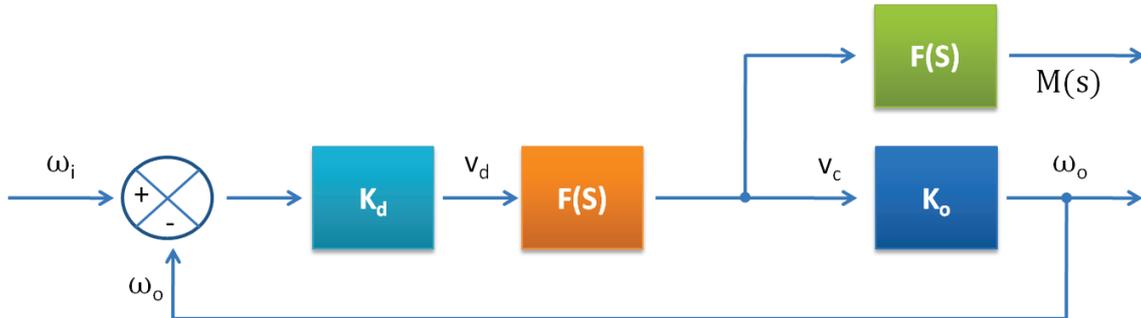


Figura 6. Diagrama en Bloques de un PLL Demodulador de Frecuencia.

VII.2 Configurar el Filtro de Lazo del Demodulador.

El filtro de lazo necesario para un buen desempeño que permita el rápido rastreo de la señal variante en frecuencia y que en su ausencia este bloqueado a la frecuencia promedio es realizado con valores para $R9 = R10 = 10K\Omega$ y $C4 = 6.8nF$

VII.3 Configurar la Frecuencia Central del Demodulador.

Dado que la frecuencia de la señal de entrada esta variando por encima y por debajo de una frecuencia fija como es la frecuencia de la portadora esta es la frecuencia de referencia que nos permite asignar nuestro rango de bloqueo. Seleccionamos entonces valores iguales para obtener la frecuencia de portadora como nuestra frecuencia central lo que implica valores para la resistencia y capacitor del VCO son $VR3 = 20K\Omega$ y $C5 = 10nF$. El diagrama de conexión del PLL demodulador es mostrado en la figura 7.

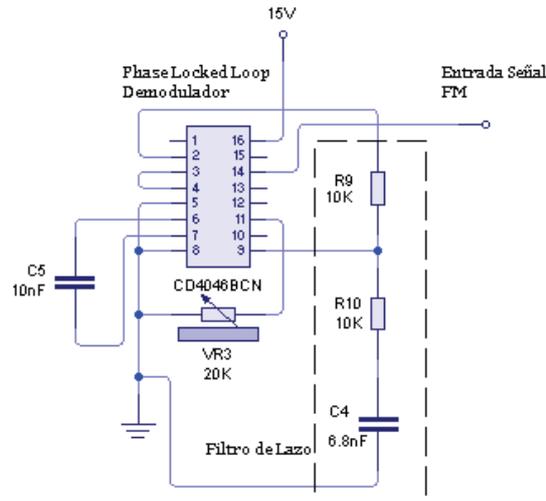


Figura 7. Diagrama de Conexión del PLL Demodulador de Frecuencia.

VII.4 Configuraremos nuestro Filtro Paso Bajos para recuperar la señal modulante.

Para recuperar la señal modulante es suficiente utilizar un filtro pasabajo sencillo como una red RC, pero debido a que el IC PLL es muy sensible a los efectos de carga usaremos un opamp en su configuración seguidor de voltaje de esta forma no afectar el desempeño del filtro de lazo. Seleccionamos valores para $R11 = 12K\Omega$ y $C6 = 100nF$. El diagrama de conexión es mostrado en la figura 8.

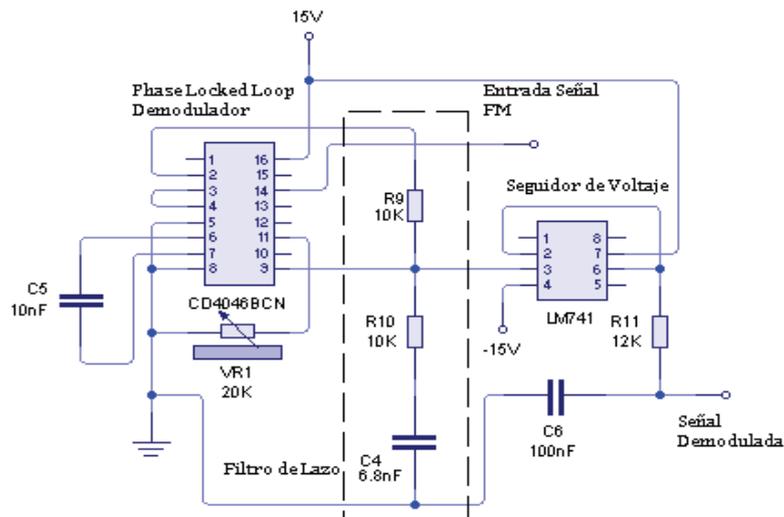


Figura 8. Diagrama de Conexión de un PLL Demodulador de Frecuencia.

VII.5 Procedimiento para las mediciones en el Demodulador.

Conecte la salida del modulador a la entrada del demodulador (pin 14), con el generador de funciones conectado y apagado proceda a energizar el circuito, disponga del canal 1 del osciloscopio a la señal de entrada (pin 14) y el canal 2 a la salida (pin 4). Reconoce el demodulador PLL bloqueado a la frecuencia de entrada, coloque la sonda del canal 2 al pin 9 y varíe de ser necesario el valor de resistencia VR3 hasta obtener un ciclo de trabajo del 50%, vuelva a colocar la sonda del canal 2 al pin 4 y encienda el generador de funciones, seleccione una forma de onda senoidal y el rango de frecuencia X10. Observe y describa si el demodulador es capaz de seguir las variaciones en frecuencia que ocurren a la entrada.

Ahora coloque la sonda del canal 1 al pin 9 del modulador y la sonda del canal 2 al pin 9 del demodulador, ajuste el time/div para lograr apreciar la señal banda base de 3 Hz, describa estas formas de onda.

Ahora disponga el canal 1 a la entrada del sumador de forma que aprecie la señal modulante y el canal 2 a la salida del filtro pasobajo del circuito seguidor de voltaje, ajuste el canal 2 con un acoplo AC. Describa la señal recuperada en relación a la señal enviada.

Incremente la frecuencia del generador de funciones de forma lenta hasta lograr alcanzar los 700 Hz, describa y anote lo que ocurre con la señal demodulada, ahora reduzca la frecuencia de forma lenta hasta alcanzar los 2 Hz, describa y anote lo que ocurre nuevamente con la señal demodulada.

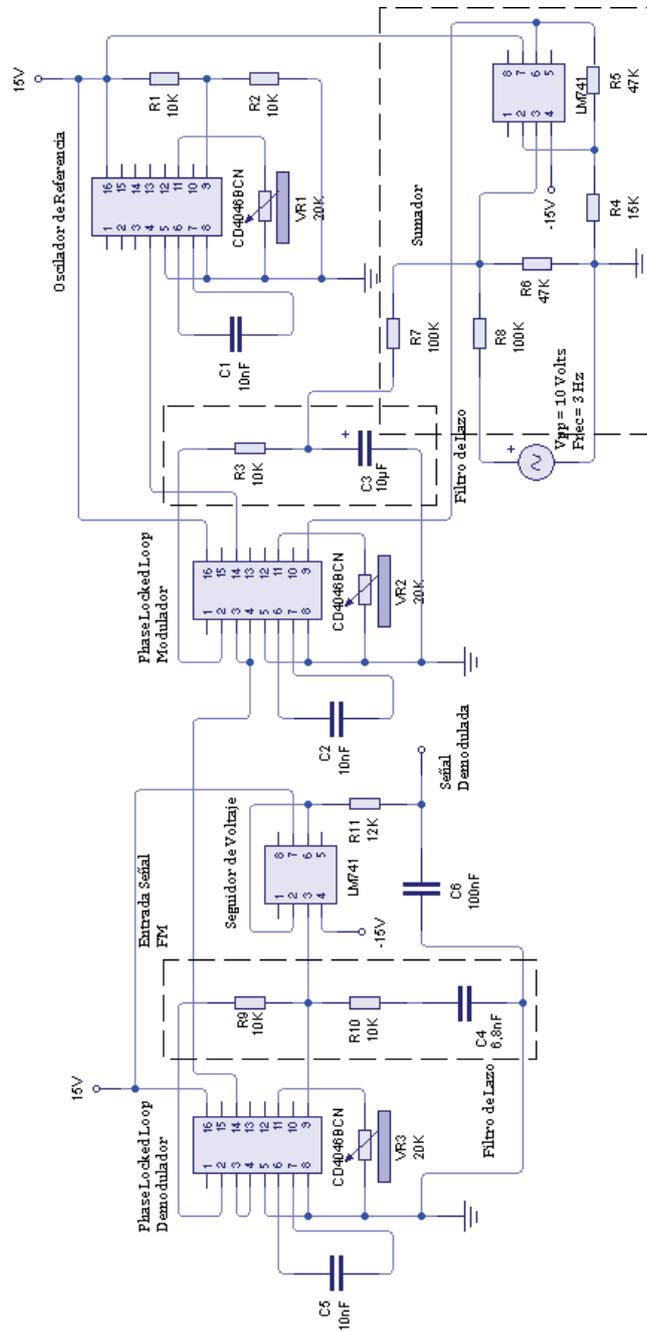


Figura 9. Conexión de Modulador y Demodulador de Frecuencia con PLL.

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACION
Carrera de Ingeniería Electrónica

Guía de laboratorio No. : 8

Profesor :
Materia : Electrónica Aplicada

I.- Práctica de laboratorio : El Lazo Enlavadado de Fase (PLL).

II.- Medios a utilizar :

<input checked="" type="checkbox"/> Osciloscopio	<input checked="" type="checkbox"/> Multímetro	<input checked="" type="checkbox"/> Fuente de DC
<input checked="" type="checkbox"/> Generador de funciones	<input type="checkbox"/> Amperímetro	<input type="checkbox"/> Fuente de AC
<input type="checkbox"/> Vatímetro	<input checked="" type="checkbox"/> Breadboard	<input type="checkbox"/> Soldador
<input type="checkbox"/> Analizador de espectro	<input type="checkbox"/> Medidor de fase	<input type="checkbox"/> Autotransformador

III.- Componentes/dispositivos:

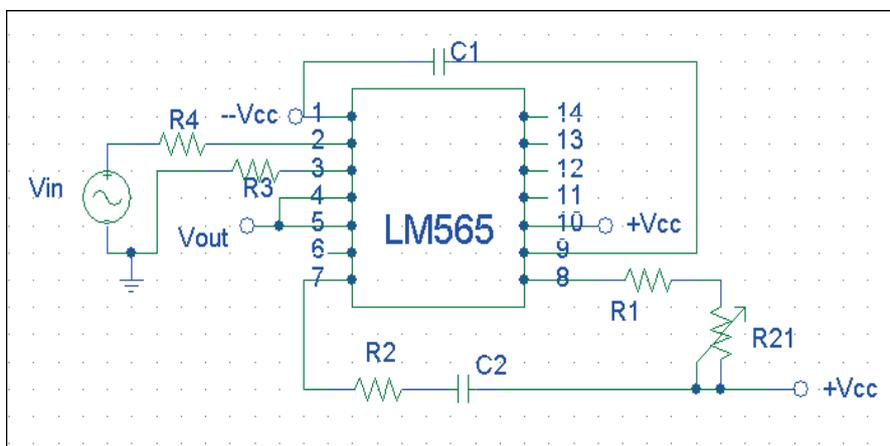
- Circuito Integrado LM565.
- Potenciómetro de Precisión de 2.5k
- Resistores 1k2, 150, 1k5, 1k5.
- Capacitors de 1000pF, 4700pF

IV.- Objetivos de la práctica de laboratorio

- Programar y luego medir la frecuencia de corrida libre del VCO del PLL LM565.
- Calcular el rango de Pull-in y de Captura de un PLL LM565, y comprobar posteriormente mediante medición practica.
- Calcular el rango de Sostenimiento y de Enllevamiento de un PLL LM565, y comprobar mediante medición practica.

V.-Practicas:

1. Monte el circuito mostrado a continuación :



R1=1K2, R2=150, R3=1K5, R4=1K5.
C1=1000Pf, C2=4700Pf

2. Con su generador de funciones apagado, encienda la fuente de alimentación DC y observe en su osciloscopio la señal de salida del VCO, proceda a medir la frecuencia de dicha señal. Dicha frecuencia corresponde con la frecuencia de corrida libre.
¿ Corresponde dicha frecuencia con lo esperado teóricamente ?, si no es así, ajuste el potenciómetro para obtener una frecuencia de 100KHz.
3. Conecte la salida de su generador de funciones simultáneamente al circuito y al Canal 1 de su osciloscopio. Ajuste su generador de funciones para una señal de 1.0Vp-p e inicie con una frecuencia de 5KHz, comience a subir lentamente la frecuencia de su generador mientras observa en su osciloscopio de forma simultánea la señal de salida de su VCO en el Canal 2 y la salida del generador en el Canal 1. Llegará un momento en que la señal del VCO cambiará repentinamente de frecuencia, en ese momento deberá de no seguir variando la frecuencia del generador, proceda entonces a medir la frecuencia del VCO con la ayuda del osciloscopio, si dicha frecuencia coincide con aquella de su generador entonces Ud. habrá alcanzado el borde inferior del Rango de Captura del circuito PLL. Tome nota de dicho valor de frecuencia, mientras se asegura que el PLL no se haya enlavadado en un armónico de la frecuencia de entrada.
4. Continúe ahora incrementando la frecuencia de su generador hasta el momento justo en que la frecuencia del VCO se hace diferente de la frecuencia de entrada. En este momento el PLL se desengancha o desenllava y el VCO regresa a su frecuencia de corrida libre. Dicha frecuencia corresponderá al borde superior del rango de enllavamiento. Tome nota del valor de frecuencia a que ocurre tal situación.
5. Comience ahora a disminuir lentamente la frecuencia de su generador, mientras se mantiene observando atentamente ambas señales en el osciloscopio. Llegará el momento en que la frecuencia de salida del VCO se tornará igual a la del generador, en ese momento habrá alcanzado el borde superior del rango de Captura del circuito PLL. Tome nota de dicho valor de frecuencia, mientras se asegura que el PLL no se haya enlavadado en un armónico de la frecuencia de entrada.
6. Continúe ahora decrementando la frecuencia de su generador hasta el momento justo en que la frecuencia del VCO se hace diferente de la frecuencia de entrada. En este momento el PLL se desengancha o desenllava y el VCO regresa a su frecuencia de corrida libre. Dicha frecuencia corresponderá al borde inferior del rango de enllavamiento. Tome nota del valor de frecuencia a que ocurre tal situación.
7. Compare los valores teóricos de los bordes superior e inferior de su rango de Captura y Rango de enllavamiento con aquellos valores obtenidos de manera práctica. Explique con sus propias palabras el porque de las diferencias existentes tanto con relación a los rangos del circuito PLL implementado como a lo relativo a la frecuencia de corrida libre del VCO.

Requisitos previos para esta práctica de laboratorio:

1. Dominio en el uso del osciloscopio y en el generador de funciones.
2. Comprender la teoría de PLL en lo concerniente al significado de cada uno de los rangos que caracterizan a un circuito PLL.

3. Realizar los cálculos teóricos para la determinación de los rangos de captura y enllavamiento de un PLL, tener presente durante la realización de la práctica las ecuaciones que permiten estimar tales rangos en el PLL.

Preguntas de Control:

- Cuales son las principales partes integrantes de un PLL ?
- Explique con sus propias palabras lo que entiende por rango de adquisición y rango de sostenimiento de un PLL.
- Investigue y explique como funciona un circuito sintetizador implementado con un PLL?
- Como afecta el voltaje de alimentación del IC LM565 la frecuencia de operación de su VCO ? A su criterio a que se debe tal situación?

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACION
Carrera de Ingeniería Electrónica

Guía de laboratorio No. : 9

Profesor :

Materia : Electrónica Aplicada

I.- Práctica de laboratorio : Modulaciòn y Demodulaciòn FM utilizando el circuito PLL LM565.

II.- Medios a utilizar :

<input checked="" type="checkbox"/> Osciloscopio	<input checked="" type="checkbox"/> Multímetro	<input checked="" type="checkbox"/> Fuente de DC
<input checked="" type="checkbox"/> Generador de funciones	<input type="checkbox"/> Amperímetro	<input type="checkbox"/> Fuente de AC
<input type="checkbox"/> Vatímetro	<input checked="" type="checkbox"/> Breadboard	<input type="checkbox"/> Soldador
<input type="checkbox"/> Analizador de espectro	<input type="checkbox"/> Medidor de fase	<input type="checkbox"/> Autotransformador

III.- Componentes/dispositivos:

- Circuito Integrado LM565.
- Para el circuito modulador, resistores de 4k7, 180, 2 de 1k2 y capacitores de 1.5nF, 3.3nF, 15uF o 22uF.
- Para el circuito demodulador, resistores de 4k7, 2 de 1k, 2 de 12k, 3 de 22k y capacitores de 1.5nF, 1.0uF y 2 de 6.8nF.

IV.- Objetivos de la práctica de laboratorio

- Observar de manera práctica y con el fin de afianzar los conocimientos teóricos adquiridos, el funcionamiento de un circuito Modulador de Frecuencia así como de un Demodulador de Frecuencia implementado a partir del circuito PLL LM565.

V.-Practicas:

- **CIRCUITO MODULADOR**

1. Monte el circuito mostrado a continuación :

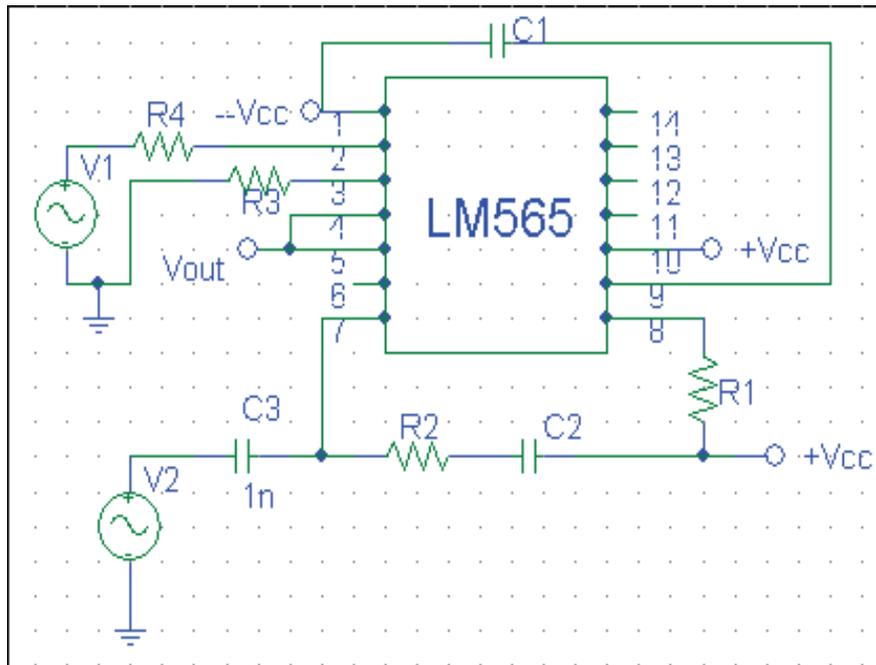


Figura 1.- Modulador FM.

$R1=4K7$, $R2=180$, $R3=1k2$, $R4=1k2$
 $C1=1.5nF$, $C2=3.3nF$, $C3=15 \text{ ó } 22\mu F$

2. Utilice su generador de funciones V1 como oscilador local a fin de obtener la frecuencia portadora de la señal FM a crear. Ajuste V1 para $f=50KHz$ y $2Vp-p$.
3. Observe y mida la señal de salida del VCO a fin de verificar que el VCO esta enllavado con el oscilador local. Una vez comprobado el enllavamiento proceda con el siguiente paso.
4. Utilice su generador de funciones V2 como fuente de la señal moduladora para ello ajuste una señal senoidal a $f=1kHz$ y $0.45Vp$ y conéctelo al circuito tal como se muestra en la figura 1.
5. Observe cuidadosamente la señal de salida del VCO en su osciloscopio.
6. Apoyándose en las hojas de datos del LM565, determine los valores teóricos de K_v , K_o y K_d .
7. En virtud de la característica del VCO y sus parámetros, además de los conocimientos adquiridos teóricamente en el aula de clases, determine el valor de $\Delta\omega_o$ esperado.
8. Conecte la salida de su modulador a la entrada del demodulador de sus compañeros de laboratorio. Cual es la señal recuperada a la salida del demodulador? Coincide la frecuencia de dicha señal con aquella introducida con el generador V2 del modulador?
9. Varie ligeramente la frecuencia de su generador V2 y observe si la salida del demodulador responde a los cambios realizados.
10. Varie luego la amplitud de la señal moduladora hasta $1Vp$. Cual es el valor de $\Delta\omega_o$ esperado? Observe la señal de salida del VCO y la señal de salida del demodulador. Explique con claridad su interpretación acerca de lo que sucede con dichas señales.

- **CIRCUITO DEMODULADOR**

11. Monte el circuito mostrado, a continuación :

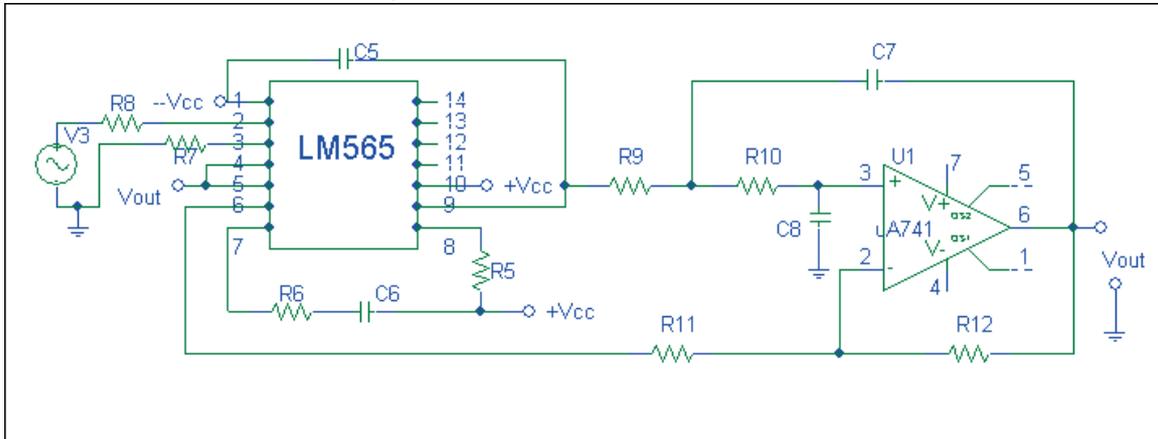


Figura 2.- Demodulador FM

R5=4K7, R6=12k, R7=1k, R8=1k, R9=22k, R10=22k, R11=12k, R12=22k,
C5=1.5nF, C6=1.0uF, C7=6.8nF, C8=6.8nF

12. En base a la disponibilidad en el laboratorio utilice como V3 un generador que le permita tener una señal cuadrada modulada en frecuencia con portadora de 2Vp-p a 50kHz y modulada por una señal senoidal de 1kHz y 0.45Vp de amplitud. Verifique que la salida de su VCO es una señal de 50kHz.
13. En caso de no existir un generador FM introduzca una señal cuadrada de 2Vp-p y 50kHz y verifique que la salida del VCO posee una frecuencia igual a 50kHz.
14. Observe la señal a la salida del filtro. Cuál es el tipo de señal obtenida ?. Coincide con lo esperado?
15. Conecte la salida del modulador de sus compañeros de laboratorio a la entrada de su demodulador. Cual es la señal recuperada a la salida del demodulador ? Coincide la frecuencia de dicha señal con aquella introducida con el generador V2 del modulador ?
16. Varie ligeramente la frecuencia del generador V2 del circuito modulador y observe si la salida del demodulador responde a los cambios realizados.
17. Varie luego la amplitud de la señal moduladora hasta 1Vp. Cual es el valor de $\Delta\omega_0$ esperado? Observe la señal de salida del VCO del demodulador y la señal a la salida del filtro. Explique con claridad su interpretación acerca de lo que sucede con dichas señales.
18. Apoyándose en las hojas de datos del LM565, determine los valores teóricos de Kv, Ko y Kd.
19. En virtud de la característica del VCO y sus parámetros, además de los conocimientos adquiridos teóricamente en el aula de clases, determine el valor de $\Delta\omega_0$ esperado.

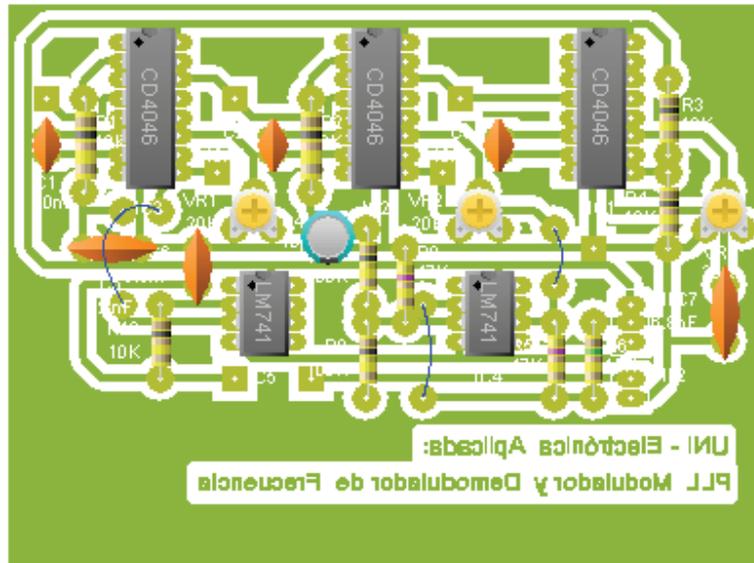
Requisitos previos para esta práctica de laboratorio:

1. Dominio en el uso del osciloscopio y en el generador de funciones.
2. Comprender la teoría de PLL en lo concerniente al significado de cada uno de los rangos que caracterizan a un circuito PLL.
3. Apoyándose en las hojas de datos del LM565, Realizar los cálculos teóricos para la determinación de determine los valores teóricos de K_v , K_o y K_d .
4. En virtud de la característica del VCO y sus parámetros, además de los conocimientos adquiridos teóricamente en el aula de clases, determine el valor de $\Delta\omega_0$

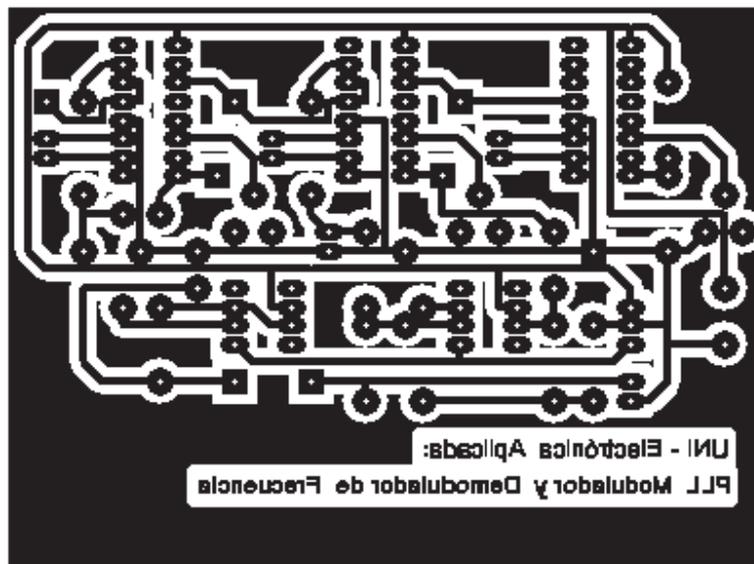
Preguntas de Control:

- Cuales son las principales partes integrantes de un PLL ?
- Explique con sus propias palabras cual es el significado de las variables K_v , K_o y K_d en un circuito PLL.
- Investigue y explique como funciona un circuito sintetizador implementado con un PLL?
- Como afecta el voltaje de alimentacion del IC LM565 la frecuencia de operación de su VCO ? A su criterio a que se debe tal situación ?

**Diseño de Tarjeta de Circuito Impreso para el laboratorio 9
“Modulador y Demodulador frecuencia con PLL”**



Prototipo Vista de los Componentes.



Prototipo Vista de las Pistas.

Listado de Componentes:

Ítem	Descripción	Cantidad	Valor
1	IC CD4046BN	3	
2	IC LM741	2	
3	Resistencia 1/4 watts	5	10 K Ω
4	Resistencia 1/4 watts	2	100 K Ω
5	Resistencia 1/4 watts	2	47 K Ω
6	Resistencia 1/4 watts	1	15 K Ω
7	Resistencia 1/4 watts	1	12 K Ω
8	Resistencia Variable	3	20 K Ω
9	Capacitor Cerámico	1	6.8 nF
10	Capacitor Cerámico	3	10 nF
11	Capacitor Cerámico	1	100 nF
12	Capacitor Electrolítico	1	10 μ F
13	Bases IC 16 pines	3	
14	Bases IC 8 pines	2	
15	Conector SIL 3 pines	1	
16	Conector SIL 2 pines	1	
17	Puntos de Prueba	10	