



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SIMULADOR DE UN
GENERADOR TRIFÁSICO, VARIABLE EN FRECUENCIA Y
AMPLITUD”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

SERGIO APARICIO LOZANO



DIRECTOR DE TESIS:
ING. HUGO GERMÁN SERRANO MIRANDA

CO-DIRECTOR DE TESIS:
M.I. YUKIHIRO MINAMI KOYAMA

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO D.F., 2008

Dedicatorias:

*A mí querida y entrañable familia que
siempre ha caminado al lado mío,
apoyándome y protegiéndome a lo largo
del camino.*

*Con mi más grande cariño e inmenso amor a
mis padres por su fuerza, coraje y gran
sacrificio brindado hacia a mí, por su
protección, sus tiernos cuidados, enseñanzas
y por todos los sueños que siempre me han
tratado de regalar.*

*A mis queridos hermanos con los que
siempre he contado para enfrentar con
valor los obstáculos que se me han
presentado.*

Agradecimientos:

*Con afecto y gratitud a Hugo Germán Serrano Miranda
por su gran apoyo, dedicación, esfuerzo, comprensión y
siempre amable disposición mostrada hacia a mí, durante
toda la elaboración de este trabajo.*

*Con gratitud y respeto a Yukihiro Minami Koyama
por su esfuerzo, dedicación, compromiso y
paciencia a lo largo de la realización de este
trabajo.*

Contenido

Introducción.	1
1 Características principales de los circuitos trifásicos y sus simuladores.	2
1.1 Características principales de las señales senoidales en el tiempo y frecuencia.	2
1.2 Características básicas de las señales producidas por los generadores trifásicos, de funciones y los simuladores de un generador trifásico.	9
2 Diseño con circuitos integrados digitales y analógicos.	14
2.1 Diseño digital de circuitos secuenciales. Contadores, divisores de frecuencia y osciladores controlados por voltaje.	14
2.2 Diseño con circuitos integrados. Acondicionamiento de señales mediante los amplificadores operacionales y circuitos comparadores.	18
2.3 Características básicas de filtros activos y filtros de condensadores conmutados.	21
2.4 Características básicas de los reguladores de voltaje.	26
3 Diseño y construcción del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.	27
3.1 Análisis de diversas posibilidades de diseños existentes para la elaboración del simulador.	27
3.2 Características requeridas para el simulador.	30
3.3 Planeación del diseño del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.	31
3.4 Elaboración, diseño y simulación asistido mediante ORCAD.	34
3.5 Construcción asistido mediante Layout y proceso de manufactura de la tarjeta de circuito impreso (PCB).	40

4 Análisis de experimentos con circuitos trifásicos balanceados y desbalanceados usando el simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud (SGTVFA).	43
4.1 Caracterización de las señales en amplitud, frecuencia y defasamiento del SGTVFA.	44
4.2 Experimentos con circuitos trifásicos con carga resistiva balanceados, en conexión delta y conexión estrella, mediante el uso del SGTVFA.	46
4.3 Experimentos con circuitos trifásicos con cargas resistiva, inductiva y capacitiva, mediante el uso del SGTVFA.	48
4.4 Experimento con un circuito rectificador empleando el SGTVFA.	51
Conclusiones.	52
Bibliografía y referencias.	54
Anexo 1. Esquemas del circuito del SGTVFA.	57
Anexo 2. Hojas de especificaciones.	59
Anexo 3. Placas del circuito impreso de la fuente de alimentación y del SGTVFA.	63
Anexo 4. Características físicas del SGTVFA.	65

Introducción

La importancia de los circuitos trifásicos a nivel generación, transmisión, distribución y consumo de energía eléctrica, hacen necesario la realización de estudios y análisis de estos sistemas en diversas áreas de ingeniería como la eléctrica, la electrónica de potencia, la mecatrónica. Para permitir una mejor comprensión de estos sistemas, es importante la realización de experimentos prácticos; sin embargo, manejar de una manera económica, práctica y segura en un laboratorio estos sistemas puede llegar a ser difícil, por lo que es conveniente recurrir al uso programas de cómputo y aparatos de simulación que permitan realizar experimentos de una manera controlada para el estudio y análisis de esta clase de sistemas. No obstante, el costo de equipos de laboratorio y su disponibilidad en el mercado hacen complicado, en ocasiones, su adquisición. La Facultad de Ingeniería de la UNAM ha desarrollado diversos programas para la creación de dicho equipo, ya que en algunas ocasiones, no se encuentra disponible en el mercado el equipo que le permite cubrir sus necesidades.

La existencia de aparatos de laboratorio para realizar experimentos con circuitos trifásicos, no es muy común en el mercado, por lo que existe la necesidad de crear uno que permita llevar a cabo algunos experimentos. Este trabajo consistió en diseñar y construir un aparato de laboratorio capaz de generar tres señales senoidales que sean iguales en amplitud y frecuencia, pero que se encuentren defasadas 120° entre cada una, además que sean variables en frecuencia y amplitud, como las que se presentarían a la salida de un generador trifásico, pero con voltajes pequeños y cuyas amplitudes puedan ser variables de manera simultánea, manteniendo su simetría y forma. Además que dichas señales puedan ser variadas en frecuencia manteniendo el defasamiento constante entre ellas. Es decir, se pretende desarrollar un *simulador de un generador trifásico*, que facilite en el laboratorio la observación, estudio y análisis de los circuitos trifásicos, permitiendo una mejor comprensión de los mismos. Este simulador se diseñó y construyó partiendo del funcionamiento de circuitos electrónicos disponibles comúnmente en el mercado.

El presente trabajo, brinda un panorama general, en el capítulo 1 de la importancia de las señales senoidales y de los generadores trifásicos en la ingeniería eléctrica, sus principales características y su metodología de estudio. En el capítulo 2 se realiza un compendio de las herramientas y conocimientos requeridos para el análisis y desarrollo del diseño elaborado. El capítulo 3 contiene las características del diseño y su elaboración, así como las diversas opciones de diseño contempladas al inicio del trabajo, contiene también los criterios y restricciones realizadas para el desarrollo del aparato. Por último, en el capítulo 4, se describen los resultados obtenidos y las características finales del aparato desarrollado.

Se espera que el aparato desarrollado en este trabajo ofrezca un prototipo útil para realización de experimentos con circuitos trifásicos en los laboratorios de las asignaturas de Análisis de Circuitos Eléctricos y Análisis de Circuitos, de las carreras de Ing. Eléctrica Electrónica e Ing. Mecatrónica respectivamente de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

Capítulo 1

Características principales de los circuitos trifásicos y sus simuladores

La mayor parte de la generación, de la transmisión y de la utilización de la potencia de la energía eléctrica implica el uso de sistemas polifásicos, sistemas en los cuales están disponibles varias fuentes iguales en magnitud pero con fases distintas. Debido a las ventajas tanto económicas como de funcionamiento que posee, el sistema trifásico es el más común.

1.1 Características principales de las señales senoidales en el tiempo y frecuencia

El patrón para el consumo de energía en todo el mundo, son los voltajes senoidales, es por ello que con frecuencia estas señales se confunden con frases abreviadas como *voltaje de corriente alterna*. Es conveniente hacer notar que las ondas senoidales también tienen aplicaciones en muchos sistemas eléctricos, electrónicos, de comunicaciones e industriales, entre otros.

Las señales senoidales son de particular importancia, ya que presentan una cierta facilidad en algunos análisis matemáticos y están asociadas a varios fenómenos físicos presentes en los circuitos eléctricos. La onda senoidal es la única forma de onda alterna, cuya forma no se ve afectada por las características de respuesta de los elementos R, L y C. Es decir, si el voltaje (o la corriente), que pasa por un resistor, una bobina o un condensador es de

naturaleza senoidal, la corriente (o el voltaje, respectivamente) resultante para cada uno también tendrá las características senoidales, algo que no ocurriría si se tratase de señales cuadradas o triangulares. Lo anterior también se aplica a la onda coseno, puesto que las ondas sólo difieren en un cambio de 90° en el eje horizontal.

A continuación se presentarán algunos términos utilizados para el estudio de ondas senoidales, aunque estos términos pueden aplicarse a cualquier forma de onda alterna, es decir aquellas cuyas formas de onda se alternan entre dos niveles prescritos en una secuencia de tiempo establecida, comúnmente se manejan ondas senoidales, ondas triangulares u ondas cuadradas. En la Figura 1.1 se pueden observar las características de una onda senoidal.

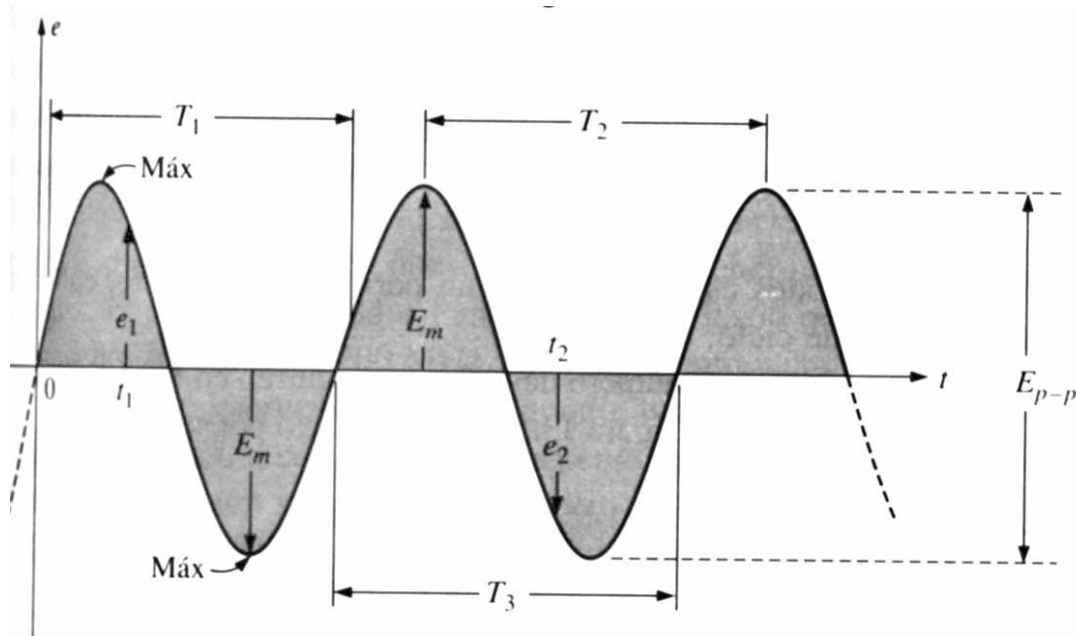


Figura 1.1 Parámetros importantes de una forma de onda de una señal senoidal de voltaje.

La forma de onda: Es la trayectoria que traza una cantidad en una gráfica, por ejemplo el voltaje como función del tiempo.

La forma de onda periódica: Es aquella que se repite de forma continua después del mismo intervalo de tiempo.

El valor instantáneo: Es la magnitud de forma de onda en cualquier instante de tiempo; se representa mediante letras minúsculas (e_1, e_2).

La amplitud máxima: Es el valor pico de una forma de onda medida a partir de su valor promedio o media, se representa mediante letras mayúsculas (por ejemplo E_m para las fuentes de voltaje y V_m para la caída de voltaje que pasa por la carga). Para la forma de onda de la Figura 1.1 el valor promedio es el cero.

El valor pico: Es el valor instantáneo máximo de una función medida a partir del nivel de cero volts, se representa mediante E_m o V_m .

El valor pico a pico: Se representa mediante E_{pp} o V_{pp} , y es el voltaje completo entre los picos positivos y negativos de la forma de onda.

El periodo (T): Es el intervalo de tiempo entre repeticiones sucesivas de una forma de onda periódica.

El ciclo: Es la parte de una forma de onda contenida en un periodo.

En el caso del análisis de señales eléctricas, las ondas senoidales, representan señales de voltaje o corriente, y su formato matemático es el siguiente:

$$A_m \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

Donde:

A_m : Es el valor pico de la forma de onda de voltaje o de corriente en volts o amperes respectivamente.

ω : Es la velocidad angular y esta dada por la expresión:

$$\omega = 2\pi f \quad (1.2)$$

t : Es el tiempo en segundos (s).

ωt : Establece el ángulo por el que pasaría el vector rotatorio y la longitud de tiempo que gira el vector. Su unidad de medida está dado en grados ($^\circ$) o radianes (rad).

Para cantidades eléctricas voltaje y corriente, como las que se muestran en la Figura 1.2, el formato general es:

$$i = I_m \sin(\omega t) \quad (1.3)$$

$$v = V_m \sin(\omega t) \quad (1.4)$$

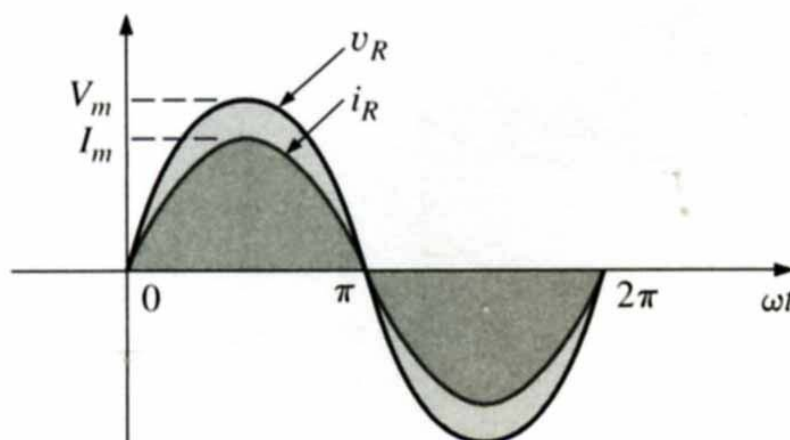


Figura 1.2 Señales senoidales de voltaje y corriente.

En la Figura 1.3, se puede apreciar la representación gráfica de una señal eléctrica senoidal, donde se observa que sobre el eje de las ordenadas se grafican los valores de voltaje y corriente, mientras que sobre el eje horizontal se grafican los valores de $\alpha = \omega t$ en radianes, aunque también pueden estar expresada en grados como en la Figura 1.4 o en segundos como en el caso del osciloscopio que se muestra en la Figura 1.5.

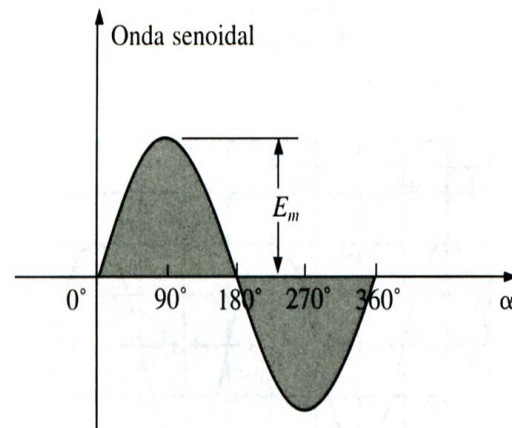
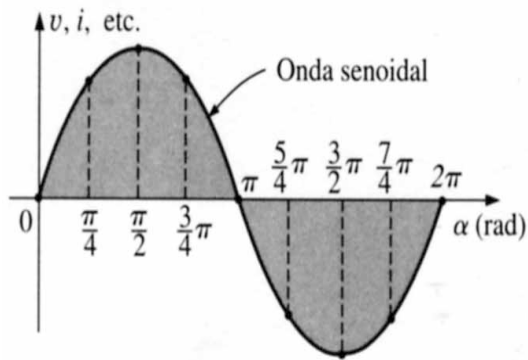


Figura 1.3 Onda senoidal de voltaje (v), corriente (i), en función de $\alpha = \omega t$ [rad].

Figura 1.4 Onda senoidal de voltaje (v), corriente (i), en función de $\alpha = \omega t$ [°].

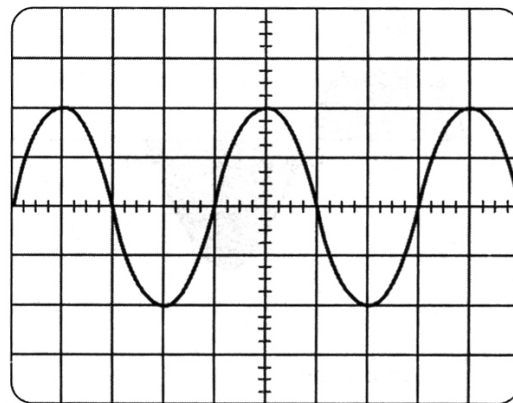


Figura 1.5 En esta imagen se puede observar una forma de onda senoidal a través del osciloscopio la escala vertical es de 1[V/Div] y la escala horizontal es 50[ms/Div].

Otra característica importante de las ondas senoidales son su relación de fase (defasamiento). Los términos adelanto y atraso se usan para indicar la relación entre dos formas de onda senoidales de la misma frecuencia dentro de una gráfica en el mismo grupo de ejes. En la Figura 1.6, el defasamiento está dado por ϕ .

Considerando el defasamiento en las ondas senoidales, la expresión (1.1) cambia a:

$$A_m \text{sen}(\omega t \pm \phi) \quad (1.5)$$

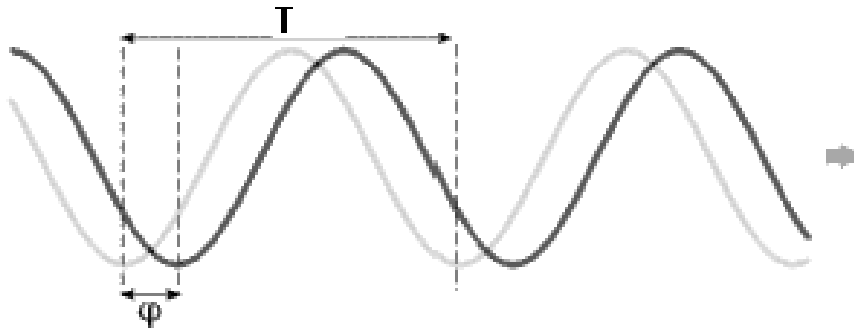


Figura 1.6 Defasamiento(ϕ) entre dos señales senoidales de igual periodo (T).

Las formas de onda senoidales son fundamentales en el estudio de señales, en un sentido matemático porque cualquier forma de onda periódica se puede expresar como una combinación de Fourier de ondas senoidales básicas, y en un sentido práctico porque se usa de manera común como una señal de prueba, de referencia y portadora.

En el dominio de la frecuencia las señales periódicas, o mejor dicho su espectro en frecuencia de las señales pueden ser generadas representando la señal como una suma de senoidales llamada serie de Fourier. En la Figura 1.7, se puede observar una señal senoidal en el dominio del tiempo (t) y su espectro respectivo en el dominio de la frecuencia (ω), observe que el espectro posee únicamente una espiga del lado derecho, a una frecuencia ω_0 conocida como *frecuencia de la fundamental*.

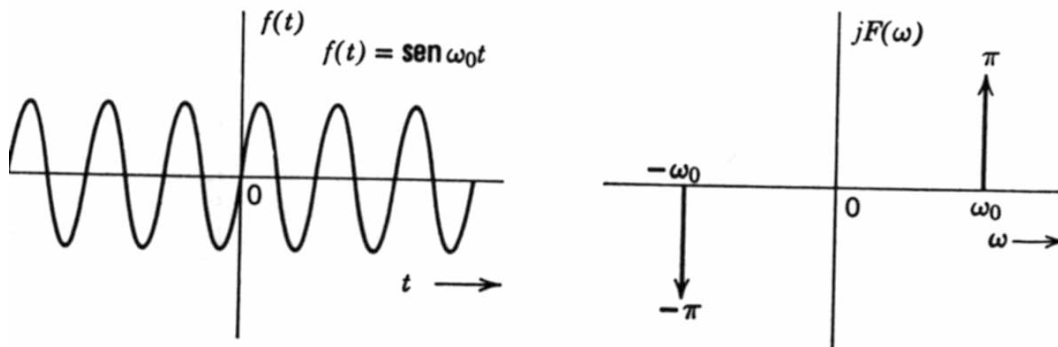


Figura 1.7 Forma de una señal senoidal en el tiempo y su espectro en el dominio de la frecuencia.

Debido a la importancia que tuvo en el desarrollo de este trabajo, se da una pequeña descripción de la serie de Fourier.

La serie de Fourier tiene tres partes básicas. La primera es el término de corriente directa A_0 , el cual es el valor promedio de la forma de onda durante un ciclo completo. La segunda es una serie de términos seno y la tercera parte es una serie de términos coseno. No existen restricciones para los valores de las amplitudes de estos términos seno y coseno, pero todos tendrán una frecuencia que sea un múltiplo entero de la frecuencia del primer término seno y coseno respectivamente, de la serie. Para unas formas de onda particulares, es posible que todos los términos seno o coseno sean cero.

El primer término de la serie seno y coseno se denomina componente *fundamental* el cual representa el término de frecuencia mínimo requerido para representar una forma de onda particular y también tiene la misma frecuencia que la forma de onda representada. Por tanto, debe estar presente un término fundamental en cualquier representación de una serie de Fourier. Los otros términos con frecuencias de orden superior (enteros múltiplos del fundamental) se denominan armónicas. Un término que tiene una frecuencia igual al doble del fundamental es la segunda armónica; del triple es la tercera armónica; y así sucesivamente.

Puesta en forma matemática, únicamente en términos de senos, la serie de Fourier queda de la siguiente manera:

$$f(t) = \underbrace{A_0}_{\text{Compo-}} + \underbrace{+A_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1)}_{\text{nente de}} + \underbrace{+A_2 \text{sen}(2\omega t + \phi_2)}_{\text{cd}} + \underbrace{+A_3 \text{sen}(3\omega t + \phi_3)}_{\text{Primera armónica}} + \dots + \underbrace{+A_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n)}_{\text{(fundamental)}} \quad (1.6)$$

Segunda armónica
Tercera armónica
Enésima armónica

Para la realización de este trabajo, es de particular interés la serie de Fourier de una onda cuadrada como la que se muestra en la Figura 1.8, cuyo valor promedio es cero, por lo que $A_0 = 0$.

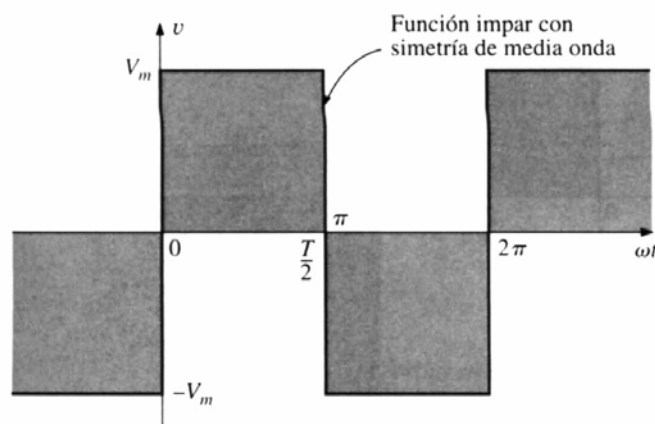


Figura 1.8 Forma de onda de una señal cuadrada de tensión con simetría y valor promedio igual a cero.

La expresión matemática para la serie de Fourier de una señal cuadrada como la mostrada en la Figura 1.8 es la siguiente:

$$v(t) = \frac{4}{\pi} V_m [\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots + \frac{1}{n} \sin(n\omega t)] \quad (1.7)$$

Como puede observarse, la serie posee una suma de señales senoidales (armónicos), y la fundamental tiene la misma frecuencia que la señal cuadrada. Si sumamos a la fundamental la tercera armónica obtendremos la señal de la Figura 1.9a. Observemos que aunque sólo son los dos primeros términos ya existe alguna similitud a una onda cuadrada. También se puede observar que los términos de la serie (fundamental y tercera armónica), tienen formas de onda senoidales. Si sumamos los dos siguientes términos como en la Figura 1.9b, se incrementa el ancho del pulso y se eleva la cantidad de picos. Conforme continuemos sumando términos, la serie aproximará mejor la onda cuadrada.

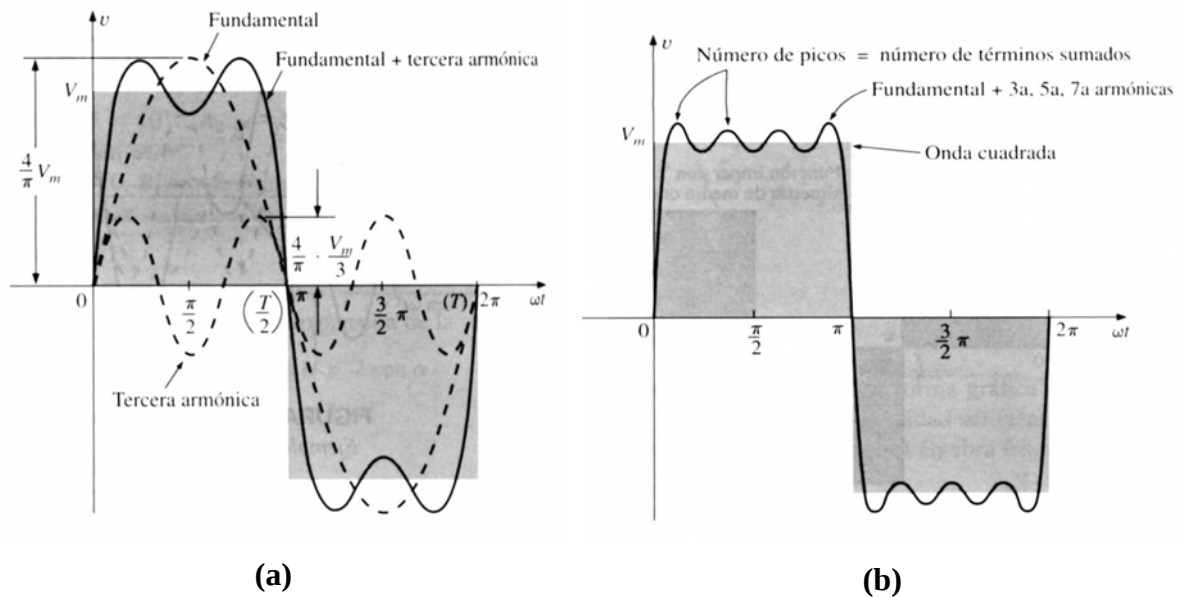


Figura 1.9 a) Forma de onda de una señal resultante de sumar la fundamental mas la tercera armónica; b) Resultante de sumar la fundamental mas la tercera, la quinta y la séptima armónica.

Por último, cabe señalar que si bien es posible formar una señal cuadrada a través de la suma de señales senoidales también se puede obtener una señal *senoidal pura* partiendo de una señal cuadrada, esto se puede llevar a cabo mediante el uso de un *filtro paso bajas*, el cual puede dejar pasar únicamente una armónica (una señal senoidal en el dominio del tiempo), y suprimir el resto de las armónicas. Para el desarrollo de este trabajo fue de gran importancia lograr convertir señales cuadradas en señales senoidales.

1.2 Características básicas de las señales producidas por los generadores trifásicos, los generadores de funciones y los simuladores de un generador trifásico

Un generador de corriente alterna diseñado para generar un voltaje senoidal único por cada rotación del eje (rotor) se conoce como generador de fase única. Si se incrementa una cantidad de bobinas en él en forma específica, el resultado es un generador polifásico, el cual desarrolla más de un voltaje de corriente alterna por cada rotación del rotor. En la Figura 1.10 se puede observar el corte de un generador trifásico elemental.

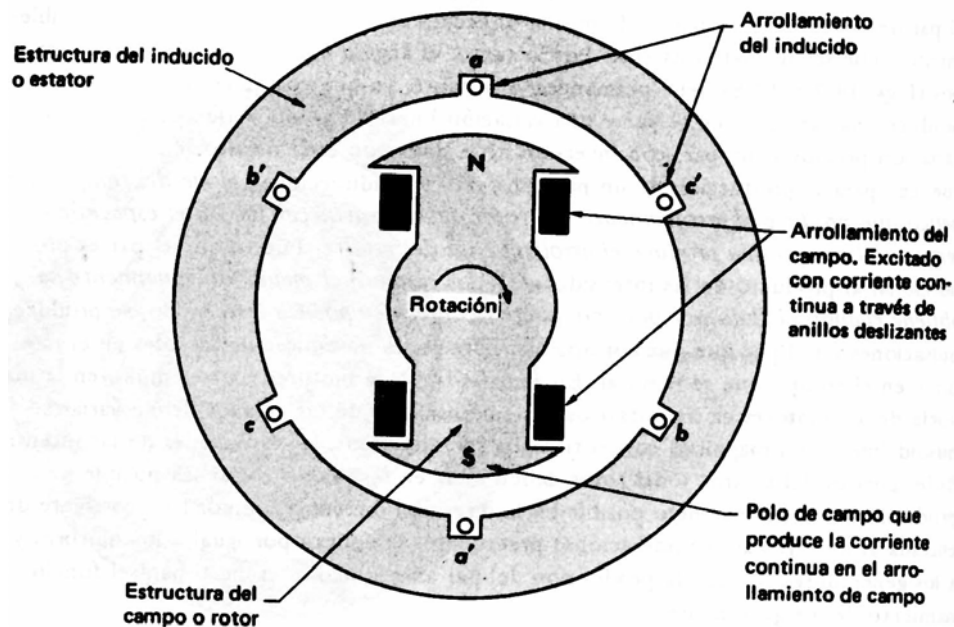


Figura 1.10 Corte de un generador trifásico elemental.

En general, los sistemas trifásicos se prefieren a los sistemas de fase única para la transmisión de potencia por muchas razones, entre las que se cuentan las siguientes:

1. La potencia en KVA de un motor trifásico es aproximadamente 150% mayor que la de un motor monofásico.
2. En un sistema trifásico balanceado los conductores necesitan ser el 75% del tamaño que necesitarían para un sistema monofásico con la misma potencia en VA por lo que esto ayuda a disminuir los costos y por lo tanto a justificar el tercer cable requerido.
3. La potencia proporcionada por un sistema monofásico cae tres veces por ciclo. La potencia proporcionada por un sistema trifásico nunca cae a cero por lo que la potencia enviada a la carga es siempre la misma, lo anterior se puede observar en la Figura 1.11a y 1.11b.

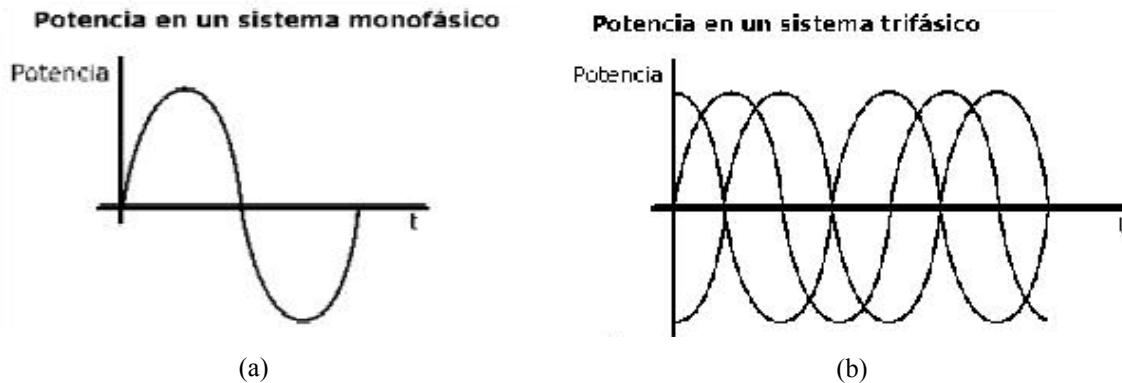


Figura 1.11 Forma de onda de un sistema de potencia: a) monofásico, b) trifásico.

El generador trifásico como el mostrado en la Figura 1.12, tiene tres bobinas de inducción colocadas a una distancia de 120° en la armadura, como las que se muestran en la Figura 1.13. Debido a que las tres bobinas tienen una cantidad igual de vueltas y cada bobina gira con la misma velocidad angular, el voltaje inducido a través de cada bobina tendrá el mismo valor pico, la misma forma de onda y la misma frecuencia. La frecuencia generada se determina mediante la cantidad de polos en el rotor y la velocidad a la cual gira el eje. En México la frecuencia de línea estándar es de 60[Hz], mientras en Europa el estándar seleccionado es de 50[Hz]. Ambas frecuencias se escogieron porque pueden generarse mediante un diseño mecánico relativamente eficiente y estable que es sensible al tamaño de los sistemas de generación y la demanda. En las aeronaves y las embarcaciones, los niveles de demanda permiten el uso de una frecuencia de línea de 400[Hz].

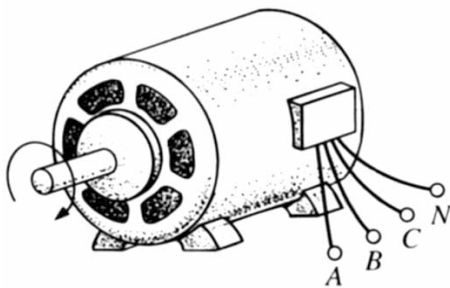


Figura 1.12 Generador trifásico.

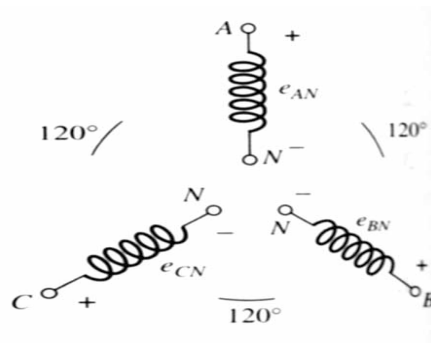


Figura 1.13 Voltajes inducidos de un generador trifásico.

Los voltajes normalizados para la distribución a los usuarios finales para aplicaciones generales, son de $127[V_{rms}]$ y $220[V_{rms}]$.

Conforme se hace girar el eje del generador mediante un medio externo, se genera en forma simultánea los voltajes inducidos e_{AN} , e_{BN} y e_{CN} , como se observa en la Figura 1.14, observe el defasamiento de 120° entre las formas de onda y las similitudes en el aspecto de las tres funciones senoidales.

$$e_{AN} = E_{m(AN)} \text{sen}(\omega t) \quad (1.8)$$

$$e_{BN} = E_{m(BN)} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (1.9)$$

$$e_{CN} = E_{m(CN)} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (1.10)$$

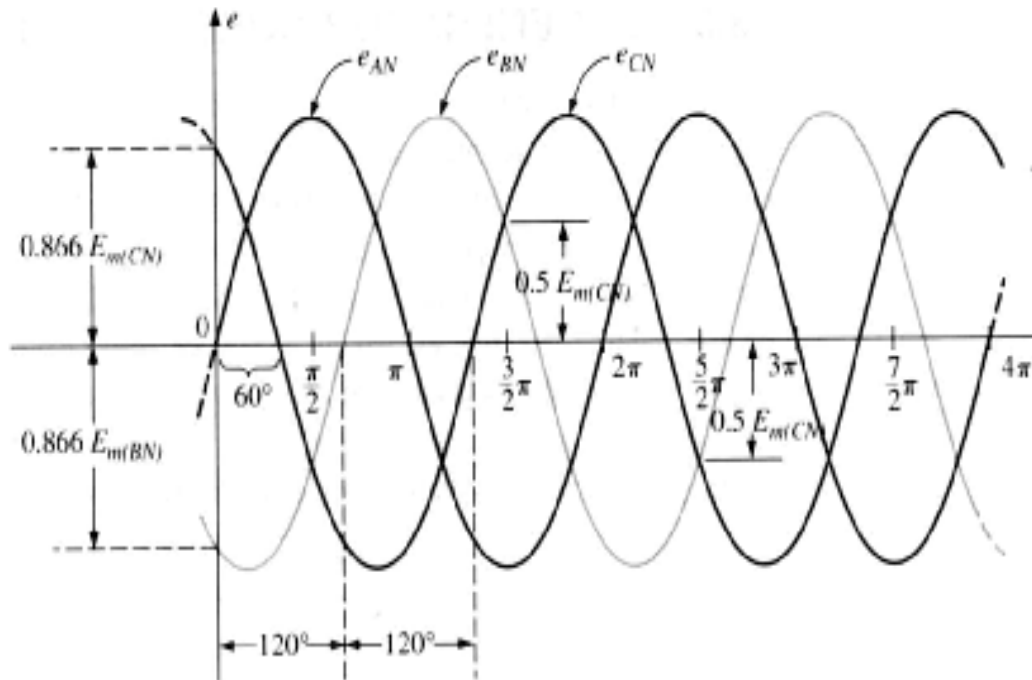


Figura 1.14 Formas de ondas de las tres fases a la salida de un generador trifásico.

Las señales producidas por un generador trifásico pueden interconectarse de dos maneras: En *conexión Δ (delta)* la cual se muestra en la Figura 1.15, o en *conexión Y (estrella)* como se muestra en la Figura 1.16.

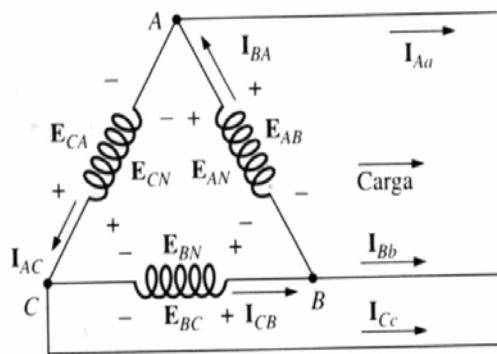


Figura 1.15 Generador trifásico conectado en Δ .

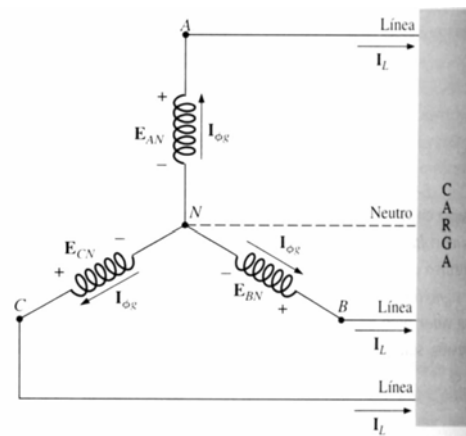


Figura 1.16 Generador trifásico conectado en Y.

La importancia de las señales senoidales en varias áreas de la ingeniería, ha creado la necesidad de desarrollar técnicas, aparatos de generación y programas de cómputo, para el análisis, estudio y mejor comprensión de las señales senoidales.

Los generadores de funciones, son aparatos que generan señales senoidales, triangulares, rectangulares, y dientes de sierra, a bajos niveles de voltaje, lo cual es conveniente cuando se trabaja con equipos de medición e instrumentación electrónicos. Además la mayoría de estos equipos generadores de funciones, permiten variar el valor de la amplitud, frecuencia, offset (nivel de voltaje de corriente directa), y ciclo de trabajo de las señales, permitiendo la realización de diversos experimentos en diversas áreas de la ingeniería eléctrica.

Las características que presentan estos equipos, así como sus intervalos de operación, permiten la observación de una manera cómoda, segura y controlada en los equipos de medición (osciloscopio, analizador de espectros, voltímetro, etc.).

Los generadores de funciones son equipo de gran importancia en el laboratorio para el desarrollo de experimentos, tanto con finalidad de investigación, como pedagógica. Si bien, estos aparatos debido a su importancia llevan mucho tiempo en el mercado, no existen muchos que permitan realizar experimentos con sistemas trifásicos, es decir que permitan la simulación de un generador trifásico, mediante la generación simultánea de tres señales senoidales iguales en voltaje y frecuencia pero con un defasamiento de 120° entre cada una.

Como ya mencionamos, los sistemas trifásicos son de gran interés para la ingeniería eléctrica, por lo que se han realizado varios estudios y análisis de estos sistemas. Sin embargo, las herramientas para la realización de experimentos en un laboratorio no son muy comunes en el mercado. Por otra parte, el realizar experimentos directamente con los voltajes de las líneas de distribución, representa muchos riesgos no sólo para el equipo de medición del laboratorio, sino también para el personal que labora en él.

En este trabajo se desarrolla un aparato para la realización de experimentos de circuitos trifásico mediante la generación de tres señales senoidales iguales defasadas 120° entre sí, como las que se observan a la salida de los generadores trifásicos, pero con valores de voltaje, frecuencia y corriente más seguros y prácticos para su observación, análisis y estudio en un laboratorio, permitiendo una mejor y más fácil comprensión de estos sistemas. Es decir, se diseñó e implementó un *simulador de un generador trifásico*.

Los generadores trifásicos, como mencionamos con anterioridad, tiene características de amplitud y frecuencias fijas, que son poco prácticos para la realización de experimentos y observaciones en aparatos de medición e instrumentación de laboratorio. Por lo que es conveniente, tener un aparato que nos permita visualizar las señales de un generador trifásico, pero con diferentes características de amplitud y frecuencia, que permitan un mejor desempeño en el laboratorio en cuanto a seguridad y comodidad de observación en los equipos de medición e instrumentación.

Los intervalos de operación del aparato diseñado en este trabajo y sus características, fueron seleccionadas, pensando en las necesidades y los equipos de medición e instrumentación con que se cuenta en los laboratorios de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, así como en las posibles prácticas de laboratorio que se pretenden desarrollar con él. Si bien, la Facultad cuenta ya con equipo para la realización de experimentos con circuitos trifásicos, este nuevo prototipo pretende ofrecer nuevas características, que puedan ser de interés para el desarrollo de nuevas prácticas en los laboratorios de Análisis de Circuitos Eléctricos y Análisis de Circuitos de las carreras de Ing. Eléctrica Electrónica e Ing. Mecatrónica respectivamente.

Capítulo 2

Diseño con circuitos integrados digitales y analógicos

Muchas aplicaciones actuales se realizan por medio de circuitos y sistemas aplicados en un modo mixto, que se basan en circuitos analógicos como interfaz con el mundo exterior, y circuitos digitales para el procesamiento y control. Se dará en este capítulo una breve descripción de los circuitos digitales y analógicos que fueron utilizados para el desarrollo de este trabajo.

2.1 Diseño digital de circuitos secuenciales. Contadores, divisores de frecuencia y osciladores controlados por voltaje

Un *circuito secuencial*, es un circuito digital el cual no depende solamente de las combinaciones presentes de sus entradas, sino también de la historia del circuito. Para el desarrollo de este trabajo, se utilizaron circuitos secuenciales sincrónicos, por lo que se dará una breve descripción de éstos.

Los sistemas lógicos secuenciales sincrónicos usan amplitudes fijas, como niveles de voltaje para las señales binarias. La sincronización se logra por un circuito temporizador llamado *reloj*, el cual genera un tren de pulsos. Los elementos básicos de memoria utilizados en los circuitos secuenciales son los *flip flops*, los cuales son celdas binarias capaces de almacenar un bit de información.

Los *contadores y registros de corrimiento* son dos importantes clases de circuitos secuenciales; en términos sencillos un contador es un circuito que cuenta pulsos y es usado en muchos circuitos con diversas aplicaciones, tales como *contadores de eventos y secuencias, relojes o temporizadores, divisores de frecuencia y control*.

Los *registros de corrimiento* son circuitos secuenciales sincrónicos, que pueden almacenar y mover n -bits de datos, de manera serial (los datos se mueven del primero al último de un registro de corrimiento a otro en un intervalo de un bit por pulso de reloj, como se observa en la Figura 2.1) o de manera paralela (los datos se mueven dentro de todos los flip flops del registro de corrimiento al mismo tiempo, como en la Figura 2.2), en el circuito de n flip flops.

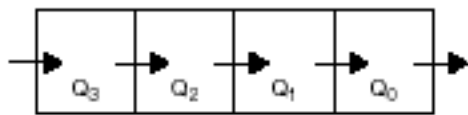


Figura 2.1 Corrimiento serial.

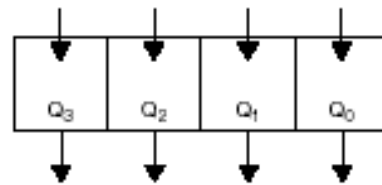


Figura 2.2 Transferencia paralela.

Los registros de corrimiento suelen ser utilizados, para la elaboración de *contadores y divisores de frecuencia*, para el desarrollo este trabajo se utilizaron estos últimos, los cuales se diseñaron mediante el uso de un arreglo conocido como *contador Figura*. Se presenta a continuación una breve descripción de este circuito.

El *contador Figura* es un registro de corrimiento serial con retroalimentación complementada desde la salida del último flip flop a la entrada del primero. Este circuito puede ser decodificado mas fácilmente que un contador binario de tamaño similar y son particularmente usados para eventos secuenciales. En la Figura 2.3 se muestra un contador Figura construido a partir de flip flops D.

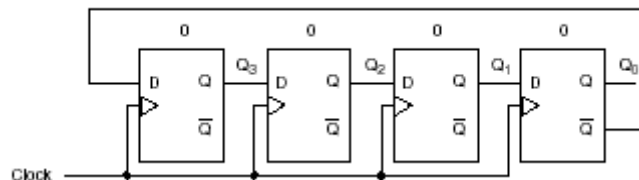


Figura 2.3 Contador Figura de 4 bits.

La Figura 2.4 muestra el progreso de los datos a través del contador Johnson que empieza *limpio* ($Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$). Los flip flops sombreados representan 1's y los no sombreados representan 0's.

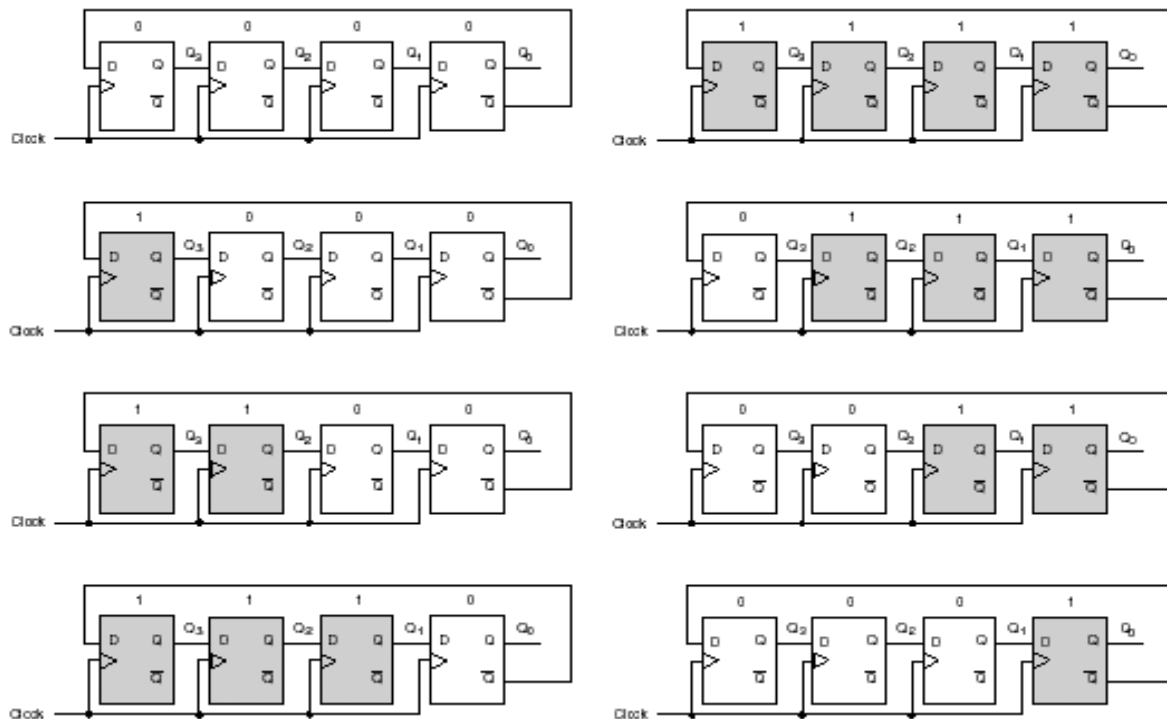


Figura 2.4 Circulación de datos en un contador
Figura de 4 bits.

Cada 0 de Q_0 es retroalimentado al flip flop 3 como un 1 y cada 1 es retroalimentado como un 0. La secuencia de conteo para este circuito es dada en la tabla 2.1.

Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	0
1	1	0	0
1	1	1	0
1	1	1	1
0	1	1	1
0	0	1	1
0	0	0	1

Tabla 2.1 Secuencia de conteo de un contador Figura
de 4 bits.

En la Figura 2.5 se puede observar los resultados de una simulación de un contador Figura de 8 bits.

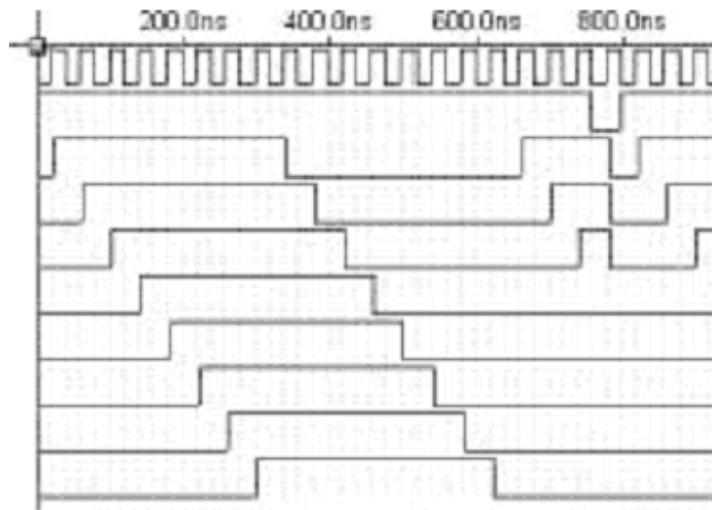


Figura 2.5 Resultados de la simulación de un contador Figura de 8 bits.

Por último, se dará una breve explicación de los divisores de frecuencia, los cuales son circuitos digitales cuya función es la de brindar pulsos a la salida de ellos, a una frecuencia menor que la que se les proporciona a la entrada. En la Figura 2.6 podemos ver una señal de reloj (CLK), la cual entra en divisores de frecuencia. El circuito divisor de frecuencia en este caso es un contador básico basado en flip-flops. Supongamos que los pulsos de la señal del reloj es de 8[Hz], así podemos ver en la Figura 2.7 que la salida del primer flip-flop (*FF0*) es de 4[Hz] (se divide entre dos la frecuencia de la señal CLK), la del segundo flip-flop (*FF1*) es de 2[Hz] y el último flip-flop (*FF2*) tiene una frecuencia de 1[Hz]. Se debe resaltar también que las señales proporcionadas por estos flip flops tiene un ciclo de trabajo del 50% (El ciclo de trabajo se refiere al porcentaje del ciclo completo que la señal permanece en un “1” lógico).

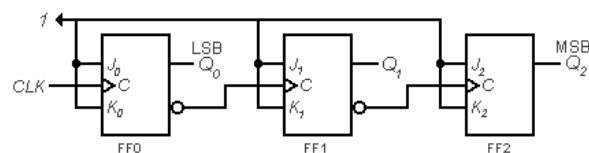


Figura 2.6 Circuito divisor de frecuencia.

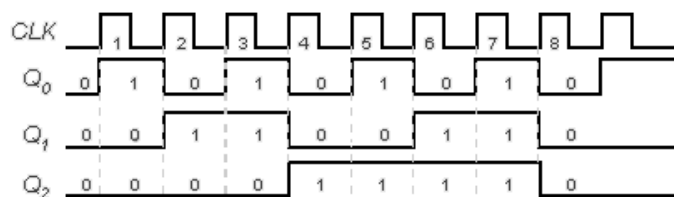


Figura 2.7 Formas de onda de las señales del circuito divisor de frecuencia de la Figura 2.10.

En muchas ocasiones las señales que se procesan en los circuitos provienen de elementos externos, pero, en ocasiones éstas necesitan ser sintetizadas dentro del sistema. Algunos de los ejemplos más comunes son la generación de pulsos de reloj para la medición del tiempo y el control, los portadores de señal para la transmisión y el almacenamiento de la información, las señales de barrido para el despliegue de la información, las señales de prueba para la medición y pruebas automáticas y las señales de audio para la síntesis de música y voz.

La función de un generador de señales es producir una forma de onda con características predeterminadas como frecuencia, amplitud, forma y ciclo de trabajo. Algunas veces, estas características están diseñadas para ser programadas externamente, a través de señales de control apropiadas, siendo el ejemplo más típico el *oscilador controlado por voltaje*.

Entre los circuitos de generación de funciones, destacan para el caso de circuitos digitales, los *multivibradores*, los cuales son circuitos regenerativos diseñados especialmente para aplicaciones de temporización.

Para muchas aplicaciones se requiere que la frecuencia a la salida (f_0) de un generador de señales sea programable en forma automática, por ejemplo mediante un voltaje de control V_1 . El circuito requerido es conocido como *Oscilador Controlado por Voltaje*, *VCO* (por sus siglas en Inglés), está diseñado para proporcionar $f_0 = kV_1$, $V_1 > 0$, donde k es la sensibilidad del VCO, en [Hz/V].

2.2 Diseño con circuitos integrados. Acondicionamiento de señales mediante los amplificadores operacionales y circuitos comparadores

En este trabajo se utilizaron circuitos analógicos para el acondicionamiento de las señales del simulador. Se realiza a continuación una explicación de los circuitos utilizados para el desarrollo de este trabajo, sin entrar demasiado en detalles con la finalidad de proporcionar una consulta fácil y específica de los circuitos utilizados para el diseño del simulador de un generador trifásico.

El *Amplificador Operacional* es un amplificador de voltaje con ganancia de voltaje extremadamente alta, en la Figura 2.8 se observa su símbolo y las conexiones a los suministros de energía para hacerlo funcionar.

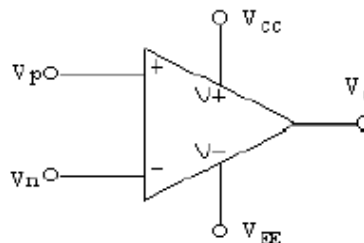


Figura 2.8 Símbolo de amplificador operacional y de las conexiones del suministro de energía.

Existen una enorme cantidad de aplicaciones, conFiguraciones y topologías con amplificadores operacionales, en este trabajo se abordará únicamente la topología del *amplificador inversor* y el *seguidor de voltaje* que fueron los utilizados para el desarrollo de algunas etapas del simulador.

La topología del amplificador inversor permite amplificar o atenuar la señal de entrada V_i . La señal de salida V_o está defasada 180° con respecto a la señal de entrada V_i , la señal esta invertida, de ahí su nombre de inversor. En la Figura 2.9, se puede observar el circuito del amplificador inversor. La ganancia de este amplificador esta dada por la relación:

$$V_o = -(R_2/R_1)V_i \quad (2.1)$$

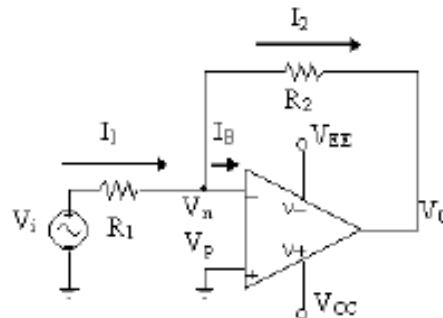


Figura 2.9 Circuito amplificador inversor.

La topología de seguidor de voltaje o amplificador de ganancia unitaria que se muestra en la Figura 2.10, consiste en un amplificador operacional y un alambre para alimentar la salida completa de regreso a la entrada. Esta topología ofrece una ganancia unitaria ($V_o = V_i$), sin embargo, el papel del seguidor es actuar como un buffer entre la fuente y la carga (Figura 2.11), es decir, la fuente V_s de la Figura 2.11 no suministra corriente y, por lo tanto tampoco potencia. La corriente y potencia que se establece en R_L las proporciona el amplificador operacional, que a su vez las toma de sus propios suministros de energía.

$$V_o = V_i \quad (2.2)$$

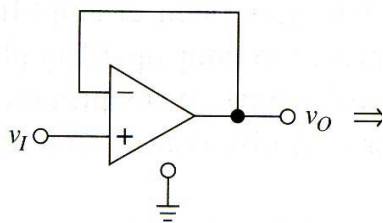


Figura 2.10 Circuito seguidor de voltaje.

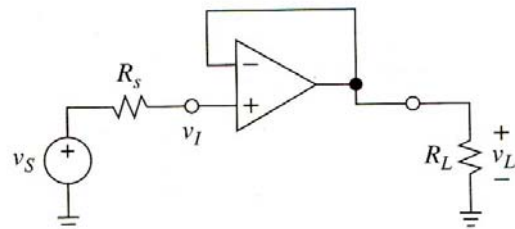


Figura 2.11 Fuente y carga conectadas por medio de un seguidor de voltaje.

Si un Amplificador Operacional no presenta algún tipo de retroalimentación negativa, el circuito se considera como un circuito *comparador*. Como su nombre lo indica, este circuito compara las dos señales presentes en sus entradas V_p (terminal no inversora) y V_n (terminal inversora). El voltaje de salida del circuito queda definido por la siguiente ecuación:

$$V_o = A_{OL} (V_p - V_n) \quad (2.3)$$

En donde A_{OL} es la ganancia en lazo abierto con un valor teórico infinito. Si la diferencia $(V_p - V_n)$ es positiva, el circuito genera un voltaje máximo positivo acotado por la fuente de polarización (V_{CC}). Si la diferencia es negativa el voltaje de salida toma el valor de la fuente ($-V_{CC}$).

Son dos los comparadores básicos: El *comparador no-inversor* y el *comparador inversor*. En el *comparador no-inversor* la señal de entrada se aplica a la terminal no-inversora, en tanto que la terminal V_n se mantiene en cero volts o a un voltaje fijo de DC (V_R). En el *comparador inversor* se invierten las entradas. En la Figura 2.12 se muestra un circuito comparador no-inversor.

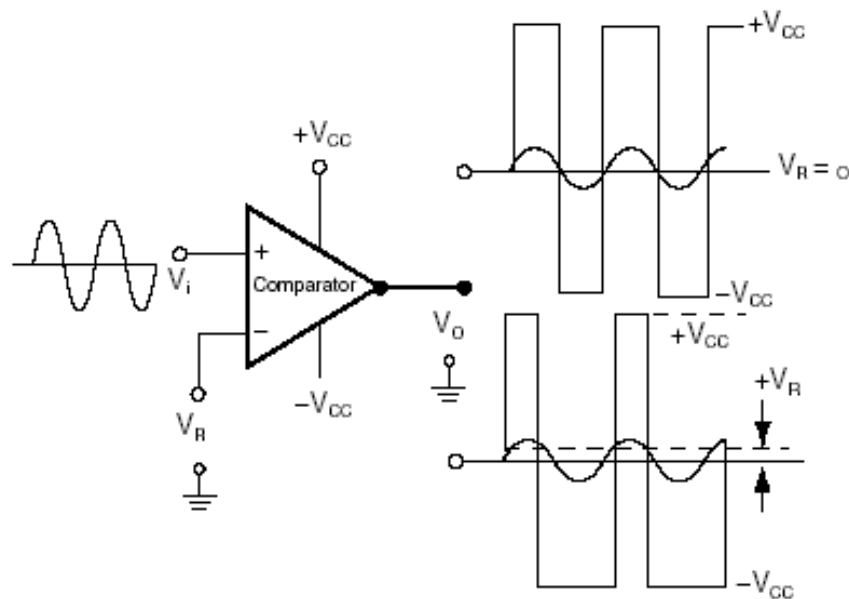


Figura 2.12 Circuito comparador no-inversor. Con una señal senoidal de entrada V_i y su salida V_o para un voltaje $V_R = 0$ y $V_R > 0$.

Como ya se mencionó, la salida V_o puede tomar sólo dos valores. En el caso ideal de un operacional (existen circuitos que se usan exclusivamente como comparadores), estos son V_{CC} y $-V_{CC}$. Sin embargo, en circuitos reales los voltajes de salida máxima se ven limitados a uno o dos volts por debajo de su alimentación.

2.3 Características básicas de filtros activos y filtros de condensadores conmutados

La teoría de los filtros es una de las áreas más importante y más usada en electrónica desde sus orígenes, esto se debe a la necesidad de poder controlar y limitar las señales eléctricas en el dominio de la frecuencia, con el fin de que un sistema responda de diferente manera para señales de una frecuencia o de otra. Debido a las características de los *amplificadores operacionales*, estos se utilizan mucho en el diseño de filtros activos.

Un filtro es un circuito que procesa señales sobre una base que depende de la frecuencia. La manera en que su comportamiento varía en frecuencia se conoce como respuesta en frecuencia. Los filtros se caracterizan por medio de la *magnitud* de la respuesta $|H(j\omega)|$, y la respuesta del ángulo de *fase* $\angle H(j\omega)$, que dan respectivamente la ganancia y cambio de fase que experimenta una señal de *ca* que pasa a través del filtro.

Los filtros se pueden clasificar sobre la base de su respuesta en magnitud como *paso bajas*, *paso altas*, *paso banda*, *supresor de banda* y *paso todo*. En la Figura 2.13 se muestran la respuesta ideal del *filtro paso bajas* y el *filtro paso altas*, por ser los utilizados en el desarrollo de este trabajo.

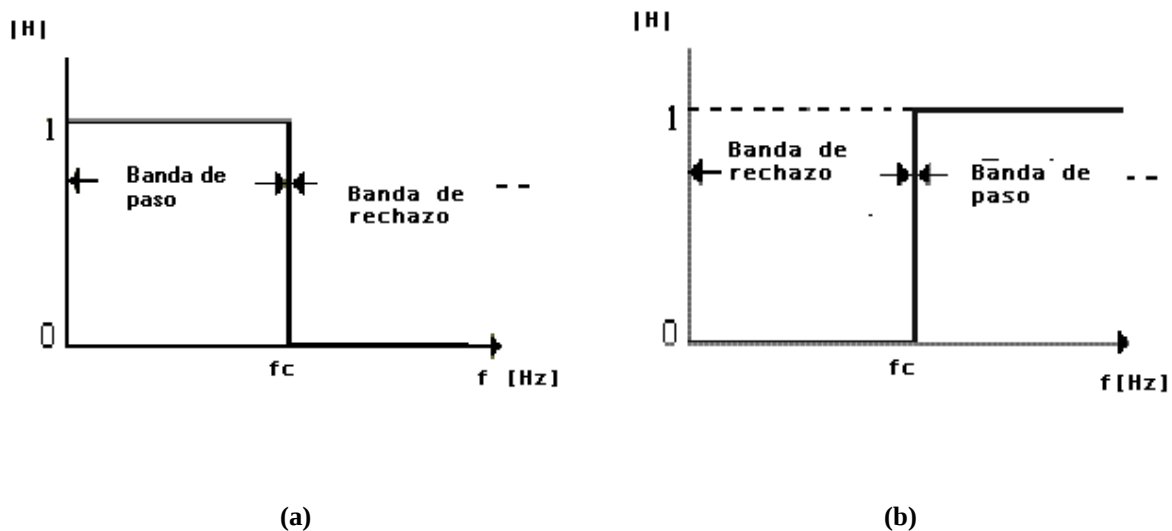


Figura 2.13 Respuestas ideales de los filtros: a) paso bajas, b) paso altas.

Como la transmisión de un circuito físico no puede cambiar abruptamente en el borde de la banda de paso, las especificaciones de la Figura 2.14 dan una banda de frecuencias sobre las cuales la atenuación aumenta de cerca de 0 dB a A_{min} .

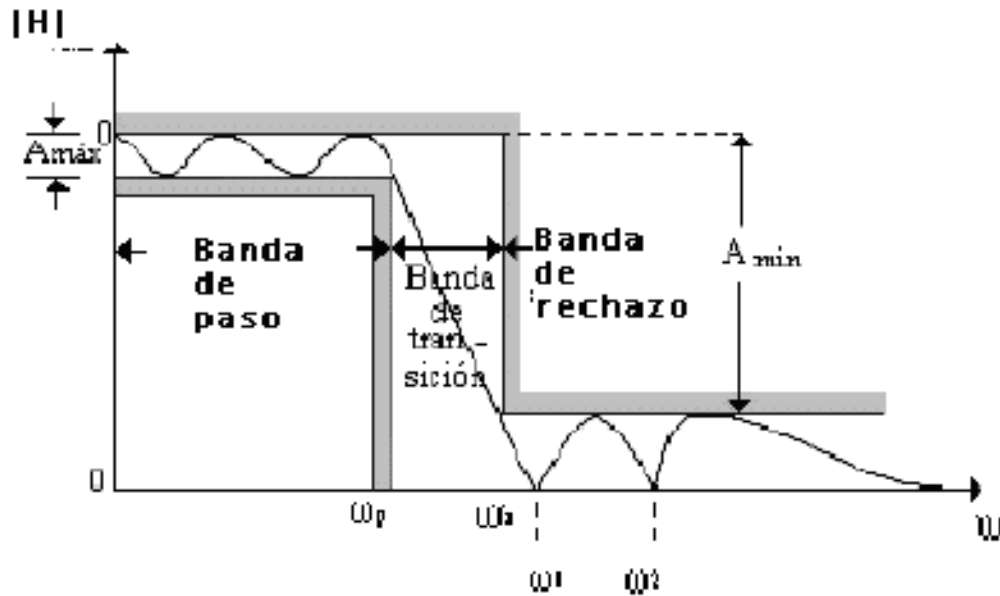


Figura 2.14 Características reales de la transmisión de un filtro paso bajas.

Para resumir, la transmisión de un filtro de paso bajas real se especifica por cuatro parámetros que se muestran en la Figura 2.14 y que se mencionan a continuación:

- 1 El borde de banda de paso, ω_p .
- 2 La máxima variación permitida en transmisión de banda paso, $A_{máx}$.
- 3 El borde de banda de rechazo, ω_s .
- 4 La atenuación mínima de banda de rechazo requerida, A_{min} .

Cuanto más estrechas sean las especificaciones de un filtro, es decir, menor $A_{máx}$ y más alta A_{min} , la respuesta del filtro resultante será más cercana a la ideal pero, el circuito resultante será también del orden más alto y por lo tanto más complejo y costoso.

La forma y comportamiento que puede presentar un filtro se conocen como aproximación. Son tres las aproximaciones más conocidas de la respuesta del un filtro con orden mayor o igual a dos: *Butterworth*, *Bessel* y *Chebyshev*. En este trabajo se describirá únicamente la aproximación *Butterworth*, por ser la utilizada en el desarrollo de este trabajo.

El *filtro Butterworth* se caracteriza por mantener su respuesta plana durante la banda de paso, dicho de otra forma, mantiene su ganancia constante durante este intervalo como se puede ver en la Figura 2.15. Dada esta característica, este tipo de aproximación es muy usada en aplicaciones en donde se desea atenuar cierto intervalo de frecuencias sin modificar otras. Después de la frecuencia de corte, la magnitud decrece a un ritmo de $n(20\text{dB/década})$, donde n es el orden del filtro.

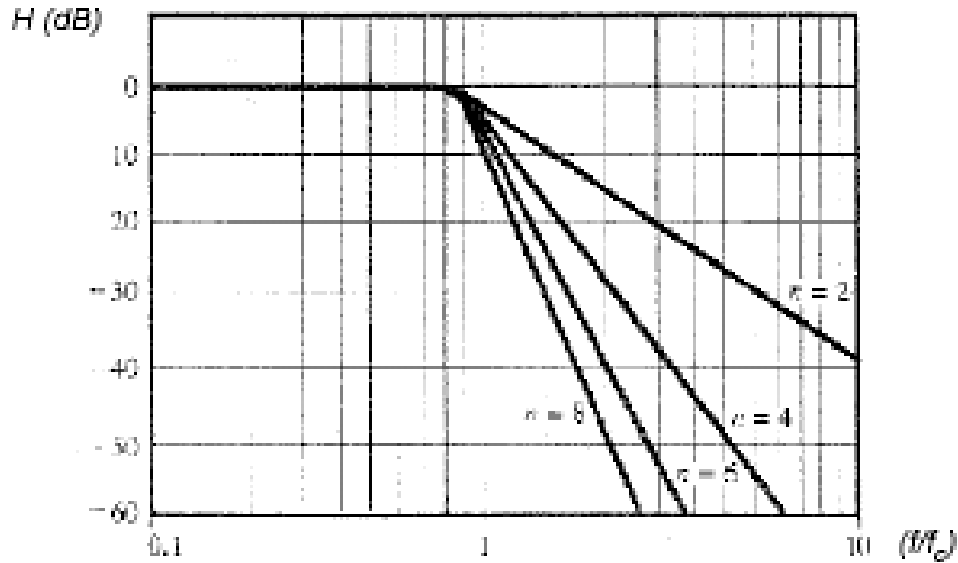


Figura 2.15 Respuesta de filtros con aproximaciones Butterworth, de diferente orden.

En este trabajo se hará una breve descripción del filtro paso altas de 1er orden y el filtro paso bajas de 2do orden, por ser estos filtros los empleados en el desarrollo de este trabajo.

Todos los filtros de primer orden, tienen una aproximación Butterworth, uno de los filtros utilizados en este trabajo es un filtro de 1er orden paso altas, estos filtros tienen una frecuencia de corte $f_c = 1/(2\pi RC)$, además en dicha frecuencia la ganancia del circuito es de 0.707 o de -3dB y la señal se encuentra defasada 45° ó $\pi/4$ radianes. Antes de la frecuencia de corte, la pendiente de la curva de magnitud es de 20dB/Dec.

$$f_c = 1/(2\pi RC) \quad (2.4)$$

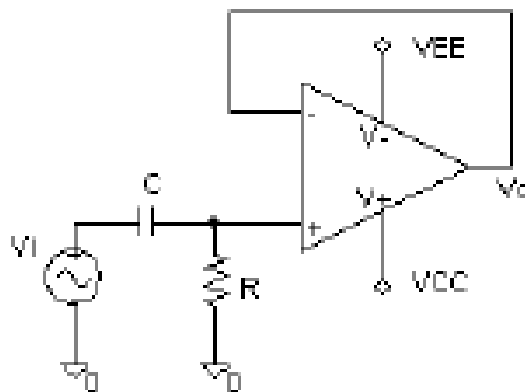


Figura 2.16 Filtro paso altas de 1er orden.

En la Figura 2.17 se muestra un filtro paso bajas de 2do orden, el cual tiene una frecuencia de corte dada por la siguiente expresión:

$$f_c = 1/[2\pi \sqrt{(R_1 R_2 C_1 C_2)}] \quad (2.5)$$

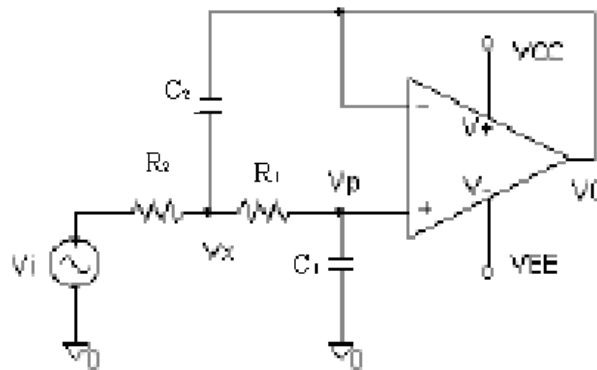


Figura 2.17 Filtro paso bajas de 2do orden.

Los circuitos *RC* activos antes presentados tienen dos propiedades que hacen difícil su producción en forma de circuitos integrados, ya que el proceso para la elaboración de éstos no permite la fabricación de resistencias y capacitancias con las magnitudes de 10^3 a $10^6[\Omega]$ y 10^{-9} a 10^{-6} [F] y exactitudes del 1% (o mejor), es típico que se requieran en las aplicaciones de audio e instrumentación. Por otra parte si las funciones de los filtros han de coexistir en el mismo integrado con funciones digitales, conviene que sean construidos con transistores MOS y condensadores MOS pequeños. Esta restricción llevó al desarrollo de filtros con condensadores conmutados, que simulan resistores por medio de la operación periódica de condensadores MOS con interruptores construidos a partir de transistores MOSFET (los cuales son los transistores más utilizados en la industria microelectrónica) y que producen constantes de tiempo que dependen de las razones de las capacitancias en lugar de los productos *RC*.

Para ilustrar lo anterior, se comenzará con el arreglo básico de MOSFET que se muestra en la Figura 2.18. Estos transistores conducirán en medios ciclos alternados para proporcionar una función de doble polo tiro sencillo.

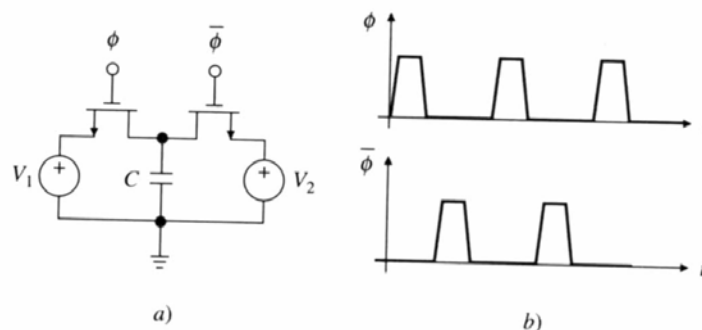


Figura 2.18 Condensador conmutado que usa un interruptor MOSFET de doble polo tiro sencillo y reloj para encender y apagar el MOSFET.

En relación con la representación simbólica del interruptores de la Figura 2.19 y suponiendo que $V_1 > V_2$, se observa que al llevar el interruptor al lado izquierdo se carga C a V_1 , y a la derecha se descarga C a V_2 , La transferencia neta de carga de V_1 a V_2 es $\Delta Q = C(V_1 - V_2)$. Si el interruptor se acciona en un sentido y otro a razón de f_{CK} ciclos por segundo, la carga que se transfiere en un segundo de V_1 a V_2 define una corriente promedio $I_{prom} = f_{CK} \times \Delta Q$, o

$$I_{prom} = C f_{CK} (V_1 - V_2) \quad (2.6)$$

Observe que la carga esta fluyendo en paquetes en vez de hacerlo en forma continua. Sin embargo, si f_{CK} se hace lo suficientemente más grande que los componentes más grandes de frecuencia de V_1 y V_2 , el proceso se puede considerar como si fuera continuo, y la combinación condensador interruptor modelarse con una resistencia equivalente.

$$R_{eq} = (V_1 - V_2) / I_{prom} = 1 / (C f_{CK}) \quad (2.7)$$

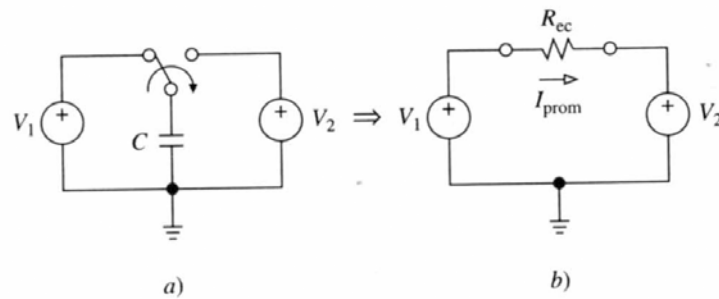


Figura 2.19 Simulación de resistencia con el uso de un condensador conmutado.

En la Figura 2.20a, se observa un circuito integrador RC , donde la frecuencia de ganancia unitaria esta dada por:

$$\omega_0 = 1 / (R_1 C_2) \quad (2.8)$$

Si reemplazamos R_1 por una resistencia condensador conmutado, se obtiene el integrador de la Figura 2.20b. Si la frecuencia de la señal de entrada ω es tal que

$$\omega \ll \omega_{ck}$$

Donde $\omega_{ck} = 2\pi f_{ck}$, entonces la corriente que fluye de V_i hacia el nodo de suma se ve como si fuera continua.

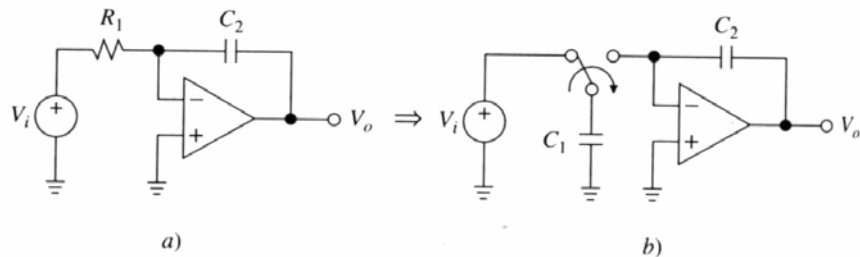


Figura 2.20 Conversión de un integrador RC (a) en un integrador de condensadores conmutados (b).

Los filtros de condensadores conmutados se basan en las conFiguraciones de los integradores que se acaban de describir y una de las características de éstos filtros y que fue de vital importancia en este trabajo, es que son *programables*. Al variar f_{ck} la respuesta del filtro se moverá hacia arriba o hacia abajo del espectro de frecuencias.

2.4 Características básicas de los reguladores de voltaje

Los reguladores de voltaje tiene la función de proporcionar un voltaje de salida estable V_o , a partir de una fuente de suministro V_i , que por lo general es un voltaje pobremente especificado, tal como la que se obtiene a la salida de un rectificador filtrado burdamente. La salida regulada V_o se usa para alimentar otros circuitos, denominados en forma colectiva como la *carga* y caracterizados por la corriente I_o obtenida por la carga desde el regulador. En la Figura 2.21 se muestra la conFiguración básica de un regulador de voltaje.

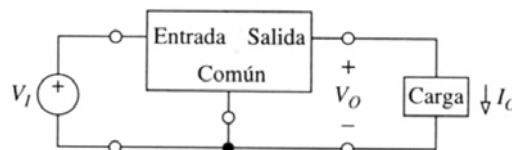
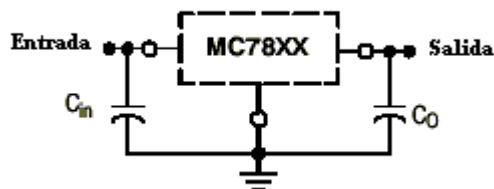


Figura 2.21 Conexión básica de un regulador de voltaje.

Los reguladores de voltaje más comunes y populares en circuito integrado (CI), son los *reguladores de tres terminales* ya que son baratos y fáciles de emplear, por el hecho de que a excepción de un par de condensadores de paso, no requieren de componentes externos. Estos reguladores son dispositivos con sólo tres terminales: Una para el voltaje de entrada no regulada, otra para el voltaje regulado de salida y la otra para tierra. Se deben también tomar en consideración para el uso de reguladores los intervalos máximos de operación de éstos, como: el voltaje de entrada, la potencia de disipación y los intervalos térmicos de operación. En la Figura 2.22a se puede observar la conexión típica de estos reguladores y en la Figura 2.22b se muestra su encapsulado.



(a)



(b)

Figura 2.22 a) Conexión típica de un regulador de voltaje MC78XX. b) Encapsulado TO-220 de un regulador de voltaje MC78XX.

Capítulo 3

Diseño y construcción del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud

3.1 Análisis de diversas posibilidades de diseños existentes para la elaboración del simulador

Los generadores de funciones trifásicos no son muy comunes en el mercado, por lo que se realizó una pequeña investigación de circuitos y aparatos diseñados con la finalidad de generar señales senoidales trifásicas. En este apartado se dará una breve descripción de las diversas soluciones para el diseño del simulador de un generador trifásico, que se contemplaron en el trabajo.

1 Simulador Trifásico Balanceado¹ (S T B). La Facultad de Ingeniería de la UNAM, desarrolló un aparato para la realización de experimentos y prácticas de laboratorio, llamado *Simulador Trifásico Balanceado (S T B)* (ver Figura 3.1), el cual se tomó como punto de partida y fue de gran ayuda para el desarrollo del nuevo simulador.

¹ SÁNCHEZ V. M., *Prácticas de laboratorio de análisis de circuitos eléctricos*, Facultad de Ingeniería de la UNAM, 2000. pp. 15.

Este simulador trifásico es un dispositivo electrónico constituido por un oscilador y un banco de filtros pasa todo, mediante los cuales se generan tres voltajes desfasados 120° tal y como los presentaría un generador trifásico, pero con un voltaje pequeño, aproximadamente de $14.4V_{pp}$ fijos y una frecuencia fija de 925.93Hz. Los valores anteriores de voltaje y frecuencia son bastante convenientes para realizar experimentos en el laboratorio. Sin embargo, este diseño no permite variar los valores de voltaje y amplitud.

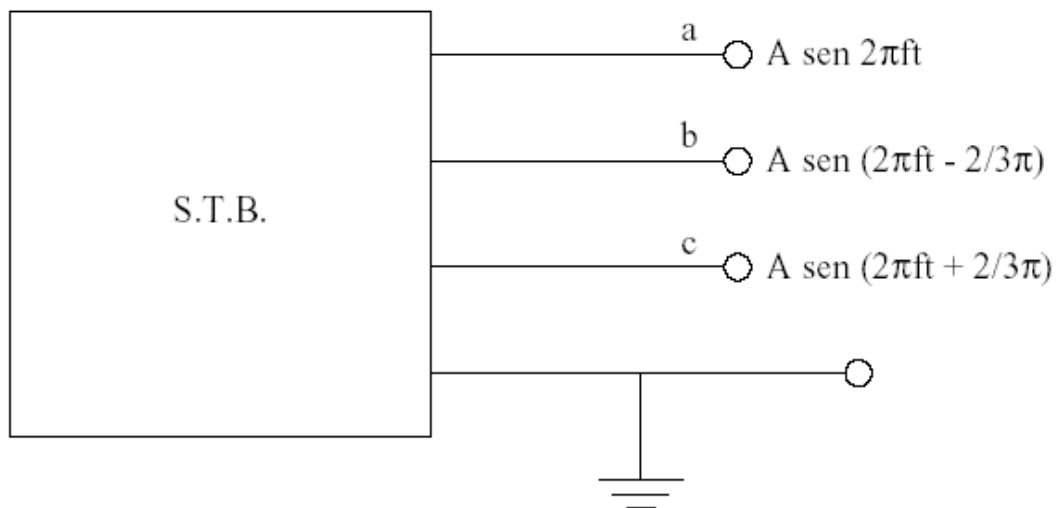


Figura 3.1 Simulador trifásico balanceado.

2 *Generador de ondas trifásicas con amplificadores operacionales*². Este circuito está elaborado con amplificadores operacionales (el autor recomienda LF411 y LF412) y genera tres fases. El circuito es relativamente sencillo, pero tiene la desventaja que tanto el defasamiento como la amplitud son afectados por la frecuencia.

3 *Generador de formas de onda senoidal trifásica usando Dispositivos Lógicos Programables, PLD*³ (por sus siglas en inglés). Este generador de ondas senoidales trifásicas es un circuito digital analógico económico, implementado con circuitos integrados CMOS y otros componentes. En la Figura 3.2 se puede observar la generación de las ondas senoidales trifásicas, generadas a partir de ondas cuadradas. La enorme ventaja de este circuito radica en que obtiene, el defasamiento de 120° requerido entre las señales senoidales, de forma sencilla partiendo de señales cuadradas. Es decir, este circuito genera tres señales cuadradas defasadas un tercio del periodo entre ellas, lo cual equivale a los 120° de defasamiento de las ondas senoidales. Por último, la conversión de ondas senoidales se lleva a cabo mediante un filtro paso bajas.

² CALVERT, J. B., *Three-Phase*, Disponible en línea, <http://mysite.du.edu/~jcalvert/tech/threeph.htm>, septiembre de 2007.

³ PEREZ-LOBATO, Eduardo, *Three-phase sinusoidal-waveform generator uses PLD*, Disponible en línea. <http://www.edn.com/article/CA6378085.html?ref=nbd&industryid=44217>, agosto de 2007.

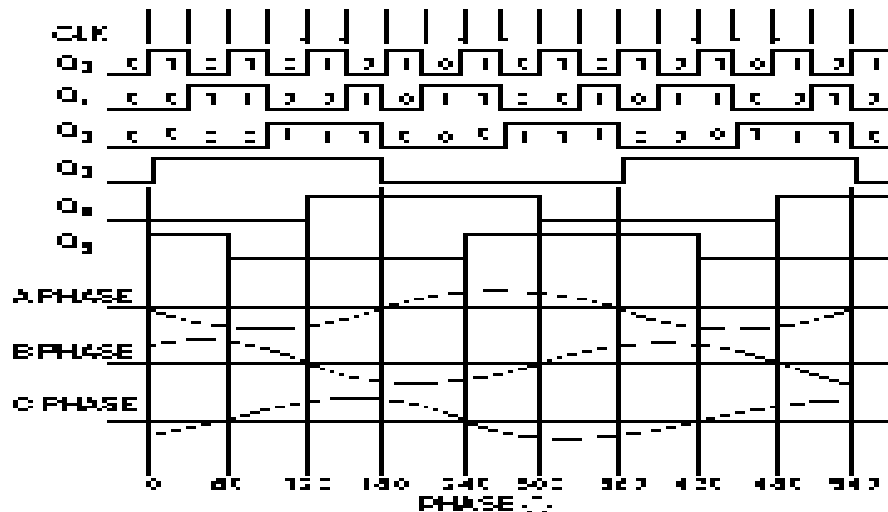


Figura 3.2 Construcción de las señales senoidales a partir de señales cuadradas.

4 *Generador digital de ondas senoidales trifásicas con memorias EPROM*⁴. Este circuito utiliza memorias Eléctricamente Programables de Sólo Lectura, EPROM (por sus siglas en inglés) y Convertidores Digitales Analógicos DAC. Este circuito genera tres señales senoidales con una resolución de 256 “escalones” y está controlado por dos contadores 74LS193 los cuales están configurados únicamente para una operación de conteo ascendente. Las salidas de los contadores son conectadas en paralelo a las entradas de direcciones de una EPROM. Posteriormente las salidas de la EPROM son mandadas a un DAC, el cual las convierte a una onda senoidal.

5 *Generador de ondas senoidales trifásicas*⁵. Este circuito esta basado en tres contadores Johnson de 6 bits, los cuales son implementados por medio de dos registros de corrimiento de 8 bits, éstos permiten obtener una secuencia de valores, los cuales son introducidos en un convertidor digital analógico construido con resistencias ponderadas, las cuales permiten dar construir una señal senoidal escalonada, que al pasar a través de un filtro paso bajas se puede suavizar fácilmente, obteniendo una señal senoidal por cada contador Johnson. Este circuito es muy ingenioso y sumamente económico.

⁴ ELECTRONIC DESIGN, Digital sine-wave generator produces 0° to 360° phase-shifts, Disponible [En línea], <http://www.electronicdesign.com/Articles/Index.cfm?AD=1&ArticleID=4995>, agosto de 2007.

⁵ VALENS. C., *Digital Three-Phase Sinewave Generator*, revista Elektor, USA, octubre de 2001.

6 *Generador de ondas senoidales trifásicas*⁶. Este circuito genera tres señales senoidales trifásicas, con una excelente amplitud y simetría, con una frecuencia variable. Este circuito fue diseñado como fuente de excitación polifásica en estudios de propagación de ondas viajeras en plasma. Este generador es un circuito analógico-digital económico y es implementado mediante circuitos integrados CMOS y otros componentes. Este circuito produce tres señales cuadradas simétricas de voltaje con una diferencia de fase precisa de 120° , para posteriormente convertir estas ondas cuadradas (mediante el uso de filtros de condensadores conmutados paso bajas, con aproximación Butterworth de sexto orden) en ondas senoidales. Este circuito opera en un intervalo de frecuencia de 10Hz a 10kHz y permite tener un control de amplitud simultáneo de las tres fases.

3.2 Características requeridas para el simulador

Tomando como punto de partida las características que ofrecen los circuitos de la sección 3.1, se realizó un análisis tratando de establecer las características que convenían para el desarrollo del simulador. Los intervalos de operación del simulador desarrollado en este trabajo y sus características, fueron seleccionados, pensando en las necesidades y los equipos de medición e instrumentación con que se cuenta en los laboratorios de la Facultad de Ingeniería de la UNAM (osciloscopio, analizador de espectros, voltímetro, etc.), así como en las posibles prácticas de laboratorio que se pretenden desarrollar con él. Bajo estos criterios y los antecedentes obtenidos en el apartado 3.1, se decidió que el simulador desarrollado debería poder variar los valores de amplitud y frecuencia de las señales senoidales proporcionadas por él, con las restricciones:

- a) Las amplitudes de las tres señales senoidales deberán poder variarse de manera simultáneamente, conservando su forma y simetría. Además, la componente de directa (offset) deberá ser igual a cero.
- b) La frecuencia de las señales senoidales deberá poder ser variada, manteniendo constante el defasamiento relativo de 120° .

Los intervalos de operación propuestos fueron: para la *amplitud de $4V_{pp}$ a $20V_{pp}$* y para la *frecuencia de 200Hz a 1000Hz*. Por ser valores de voltaje y frecuencia que cumplen con los criterios mencionados al inicio de esta sección. El objetivo de este trabajo es concretamente el desarrollo de un *simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud*.

⁶ GLENN John H., *Three-Phase Sine-Wave Generator*, Disponible en línea, <http://www.techbriefs.com/content/view/1839/32/>, septiembre de 2007.

3.3 Planeación del diseño del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud

Una vez establecidos los objetivos, restricciones y características deseadas en el simulador, y apoyándonos en los circuitos de la sección 3.1, se llegó a la conclusión que el circuito número 6 poseía la mayoría de las características deseadas, por lo que se tomó como modelo para el desarrollo de este simulador.

Partiendo de un análisis de las partes que componen dicho circuito número 6 del apartado 3.1 se desarrolló un diagrama de bloques que se muestra en la Figura 3.3, en el cual se pueden observar las etapas que componen este circuito, y que finalmente se adoptaron en el desarrollo de este simulador.

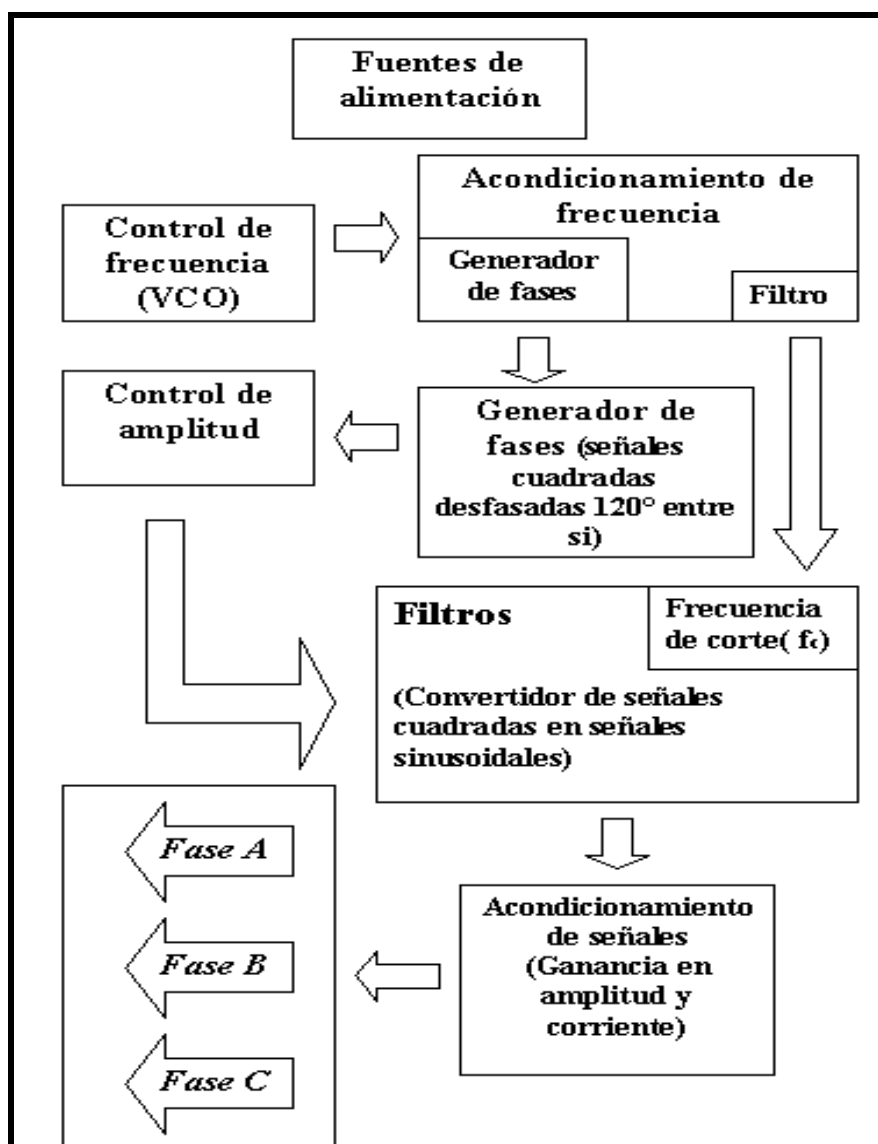


Figura 3.3 Diagrama de las etapas que componen el simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.

La Figura 3.3 es finalmente el diagrama de las etapas del circuito que constituyen el simulador trifásico desarrollado en este trabajo. Este circuito se basa en obtener tres señales cuadradas simétricas, defasadas una tercera parte entre ellas (120°), para posteriormente convertirlas en señales senoidales mediante el uso de filtros paso bajas, estas señales senoidales tendrán la misma frecuencia, defasamiento y amplitud proporcional a las señales cuadradas que entran al filtro.

El circuito desarrollado en este trabajo funciona de la siguiente manera; las señales cuadradas simétricas se obtienen partiendo de un oscilador controlado por voltaje (VCO), el cual produce una señal cuadrada cuya frecuencia puede ser programada por un valor de voltaje a su entrada; posteriormente esta señal cuadrada es acondicionada mediante el uso de divisores de frecuencia contruados a partir de contadores Figura, de los cuales se obtienen tres señales cuadradas con ciclos de trabajo del 50% y un defasamiento constante de 120° , las cuales corresponden a las tres fases del simulador trifásico. Las señales cuadradas que componen las tres fases, tienen únicamente armónicas cuyas frecuencias son de multiples impares de la frecuencia fundamental, las cuales pueden ser removidas mediante tres filtros de condensadores conmutados con aproximación Butterworth de cuarto orden. Estos filtros pueden ser programados, mediante una señal de reloj, por lo que es posible mover su frecuencia de corte ideal. Aprovechando esta característica, es posible sincronizar la frecuencia de las señales cuadradas que componen las tres fases con otra señal cuadrada que controlará la frecuencia de corte del filtro de condensadores conmutados, esta señal cuadrada también es generada por el VCO, lo cual permite que cambie su frecuencia simultáneamente con las señales cuadradas de las fases y es acondicionada mediante divisores de frecuencia de tal manera que su frecuencia es 50 veces mayor que la frecuencia de las señales cuadradas que componen las fases, este valor de 50 veces mayor se debe a que el filtro de condensadores conmutados utilizado en este trabajo fue el MF4-50, el cual brinda una frecuencia de paro igual a $1/50$ de la frecuencia del reloj utilizado para ser programado. La razón de $1/50$ de las frecuencias de las señales cuadradas que componen las fases y la que controla el filtro, permiten que el filtro paso bajas tenga una frecuencia de corte ideal igual a la frecuencia fundamental de las señales cuadradas que componen las fases, permitiendo el paso de la fundamental y suprimiendo el resto de las armónicas, esto permite convertir las señales cuadradas en señales senoidales, en la Figura 3.4 se muestra el proceso de conversión de una señal cuadrada en una señal senoidal mediante el uso de un filtro paso bajas. Las amplitudes de las ondas senoidales generadas por este circuito son proporcionales a las amplitudes de las ondas cuadradas que entran a los filtros. Para tener control sobre las amplitudes de las señales senoidales, se implementó un circuito con amplificadores operacionales, y diodos⁷, el cual requiere que las señales cuadradas sean simétricas con respecto a un voltaje cero, por lo que se utilizaron comparadores, los cuales proporcionaron ondas cuadradas simétricas (con valores de 5V y -5V), que entran al filtro para ser convertidas en señales senoidales. A la salida de los filtros, es necesario acondicionar las señales, para quitar la componente de offset, y el efecto del fenómeno de aliasing, este fenómeno se debe a que la frecuencia a la cual opera el filtro de condensadores conmutados es menor al de algunas armónicas que componen las señales cuadradas que se introducen en él. Para eliminar los problemas anteriores se

⁷ GLENN John H. *Three-Phase Sine-Wave Generator*, Disponible en línea, <http://www.techbriefs.com/content/view/1839/32/>, septiembre de 2007.

recurrió al uso de filtros activos, un filtro paso altas de primer orden para eliminar el offset y un filtro paso bajas de segundo orden con aproximación Butterworth para eliminar el efecto del fenómeno de aliasing.

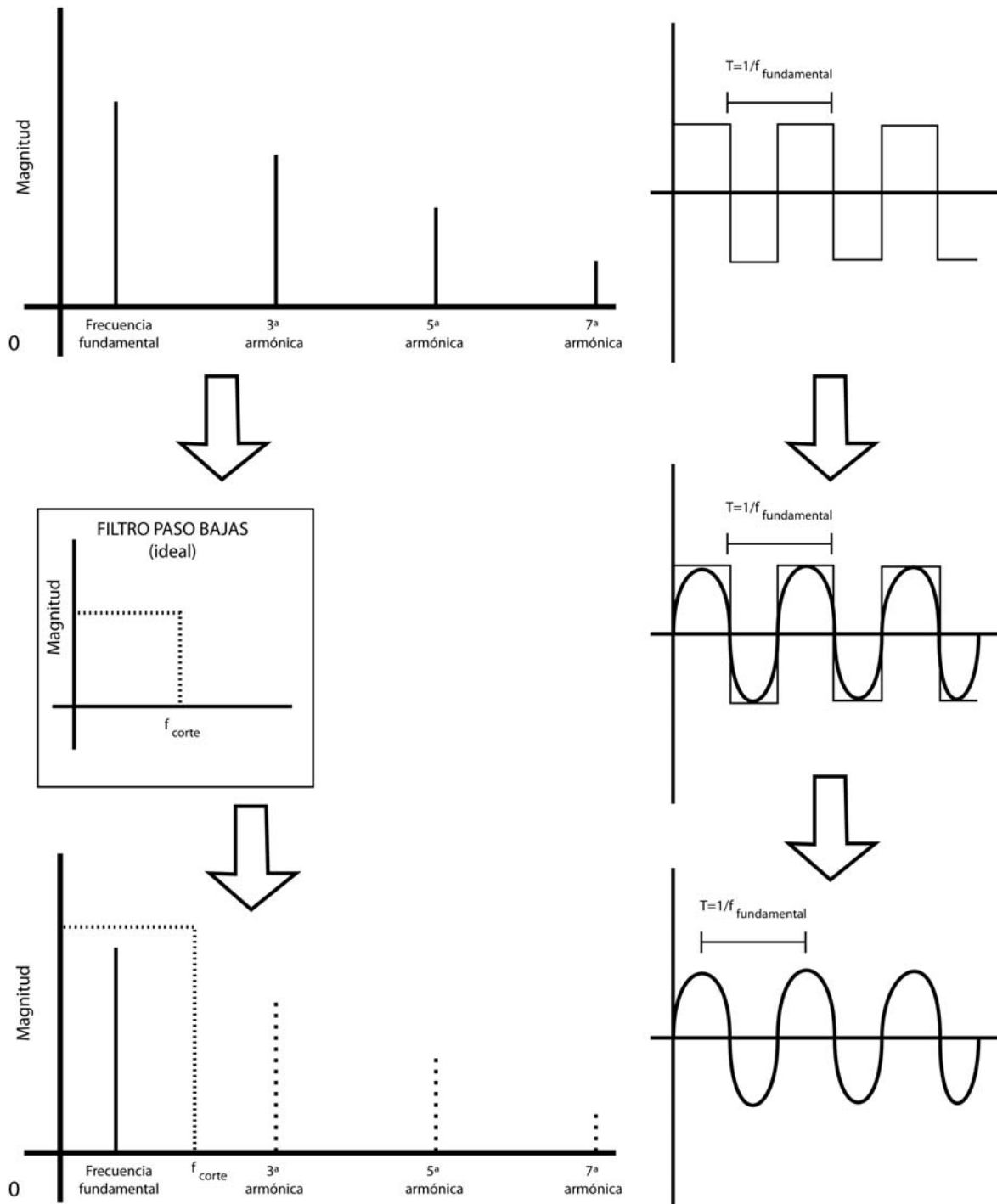


Figura 3.4 Proceso de conversión de una señal cuadrada en una señal senoidal mediante el uso de un filtro paso bajas ideal.

3.4 Elaboración, diseño y simulación asistido mediante ORCAD

El diseño del simulador se llevó a cabo mediante el desarrollo de cada una de las etapas del diagrama mostrado en la Figura 3.3. Se analizó cada una de estas etapas con la ayuda de la paquetería ORCAD, la cual permite la simulación de diversos dispositivos electrónicos y circuitos integrados, tanto analógicos como digitales. Cada etapa se desarrollo de manera independiente pensando en cubrir los objetivos y restricciones planteadas en la sección 3.2, bajo estos criterios fueron escogidos los dispositivos y circuitos integrados para el desarrollo de cada una de las etapas, tomando en consideración también que la construcción del aparato desarrollado tuviera un costo razonable. Se presenta en esta sección el circuito final que compone cada una de las etapas de este *simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud*.

Control de frecuencia (VCO). Para esta primera etapa, se requirió de un oscilador controlado por voltaje que pudiese variar su frecuencia de 30[kHz] a 300[kHz], el circuito integrado utilizado para esta tarea fue el CD4046 (ver anexo 2), el cual ofrece otras funciones además de un VCO, pero debido a las características de éste y su bajo costo fue el seleccionado para el desarrollo de esta etapa (ver Figura 3.5).

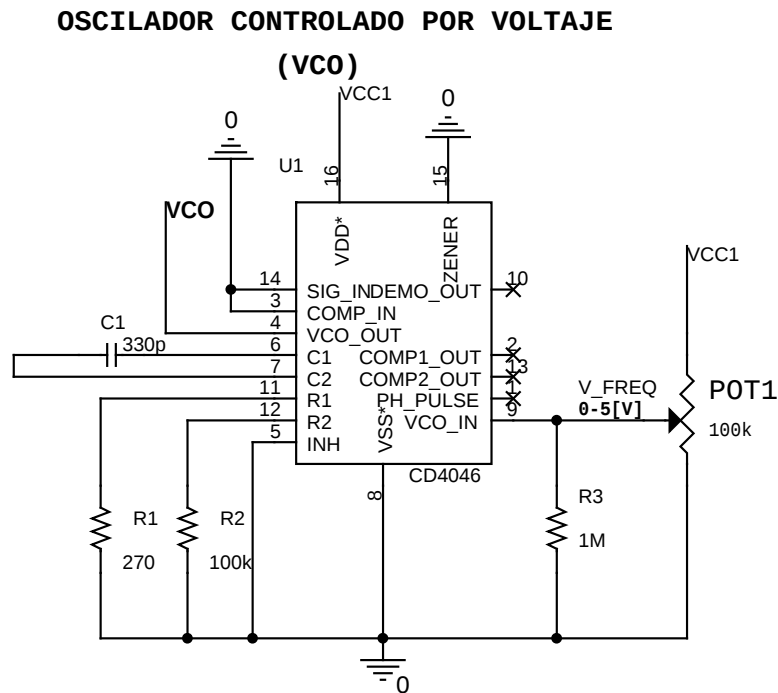


Figura 3.5 Circuito utilizado como oscilador controlado por voltaje.

Acondicionamiento de frecuencia. Esta etapa se desarrollo mediante contadores Figura implementados con registros de corrimiento 74LS164 y el inversor 74LS14 (anexo 2). Se diseñaron e implementaron dos divisores de frecuencia, uno que dividiera la frecuencia proveniente del VCO entre 50 y otro que la dividiera entre 6 (ver Figura 3.6).

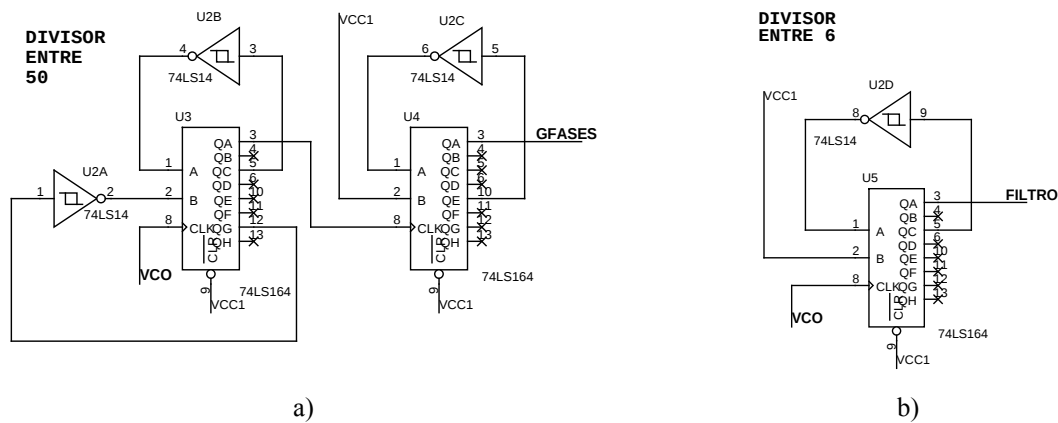


Figura 3.6 Circuitos divisores de frecuencia utilizados para el desarrollo del simulador. a) Divisor entre 50; b) Divisor entre 6.

Generador de tres señales cuadradas defasadas 120° entre si. Esta etapa consiste en otro divisor de frecuencia, divide la señal del VCO que había sido dividida entre 50, y la vuelve a dividir entre 3, mediante el mismo arreglo de contador Johnson, el cual es implementado con el mismo registro de corrimiento 74LS164 (ver Figura 3.7), el cual tiene salidas paralelas, por lo que es posible obtener tres señales cuadradas, además estas tendrán un ciclo de trabajo preciso del 50 % y un defasamiento preciso de 120° (ver Figura 3.8).

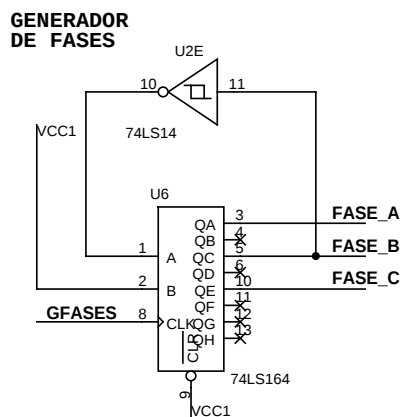


Figura 3.7 Circuito utilizado para generar tres señales cuadradas, defasadas 120° entre si, y con ciclos de trabajo del 50 %.

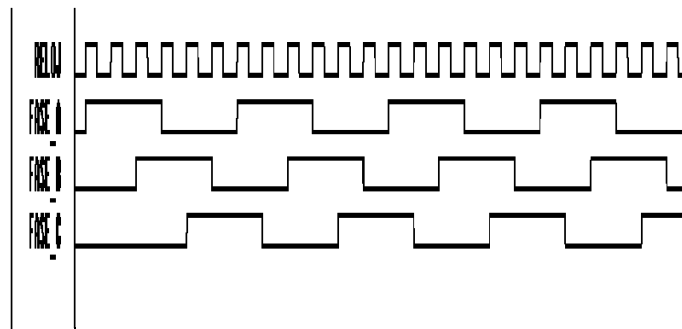


Figura 3.8 Resultados de la simulación del circuito de la Figura 3.7.

Control de amplitud. Esta etapa se lleva a cabo antes de convertir las señales cuadradas en señales senoidales, y se realiza con el circuito mostrado en la Figura 3.9, el cual puede dividirse en dos partes, la primera utiliza circuitos comparadores LM339 (ver sección 2.2.2), el cual convierte las señales cuadradas con voltajes TTL (0 y 5[V]) en señales cuadradas simétricas con voltajes CMOS (5[V] y -5[V]), los cuales son requeridos para el funcionamiento del circuito de control de amplitud, el cual está basado en dos circuitos amplificadores no inversores (ver sección 2.2.1) con amplificadores operacionales LM412 (anexo 2) y un arreglo de diodos (1N4148). El voltaje de las señales será controlado por el potenciómetro POT2. Este circuito permite tener un control simultáneo de las tres señales cuadradas en un intervalo de 1.2[V_{pp}] a 8[V_{pp}], garantizando al mismo tiempo su simetría con respecto a cero volts.

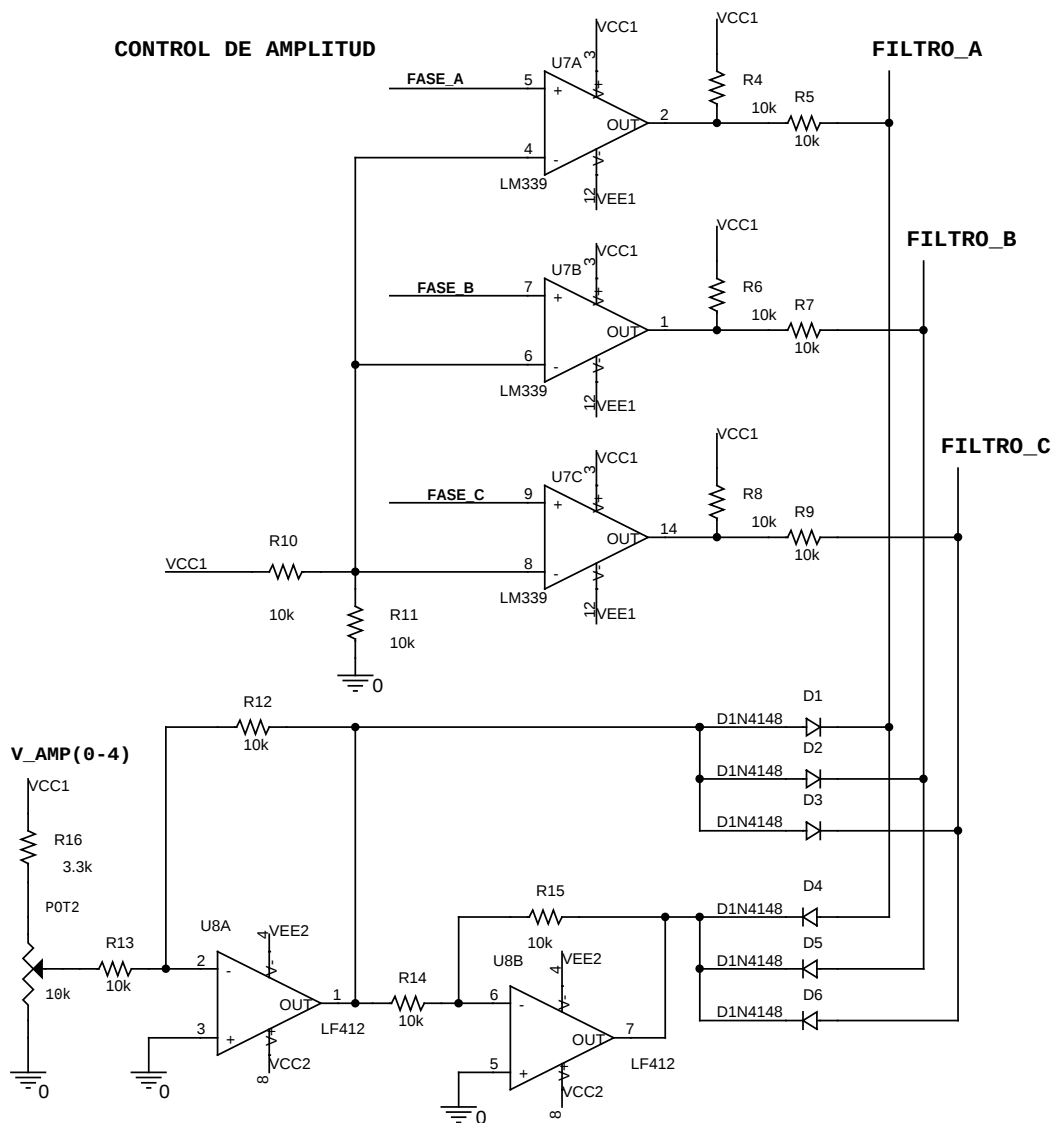


Figura 3.9 Circuito de control de amplitud del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.

Filtros (convertidor de señales cuadradas en señales senoidales). Para convertir una señal cuadrada en una señal senoidal (ver Figura 3.4) partimos del análisis de señales en frecuencia revisado en la sección 1.1. Para esta etapa se utilizaron filtros de condensadores conmutados (ver Figura 3.10), el circuito utilizado fue el MF4-50 (anexo 2). Se utilizaron dos filtros activos (ver Figura 3.11) para acondicionar la señal a la salida de los filtros de condensadores conmutados, estos filtros activos fueron implementados con amplificadores operacionales LM412.

FILTROS

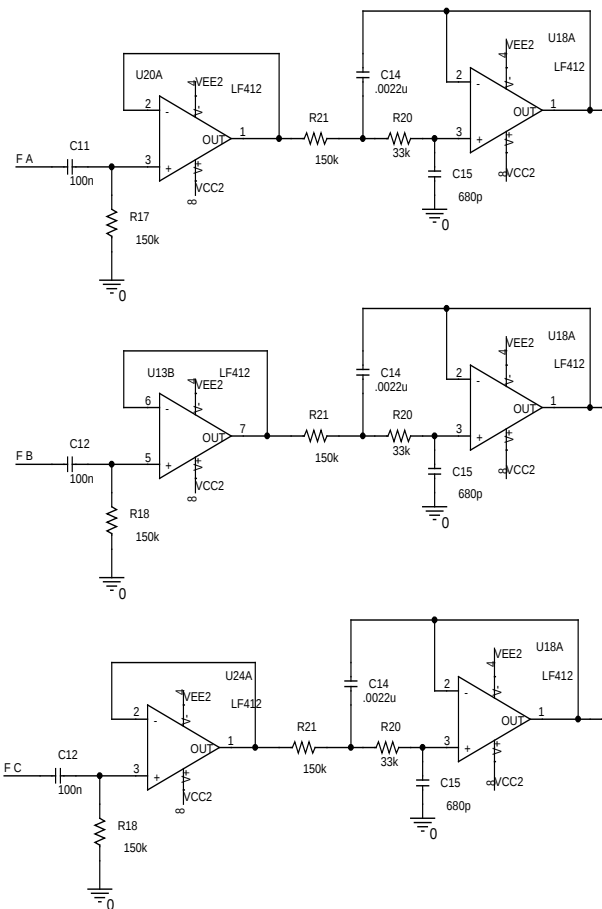
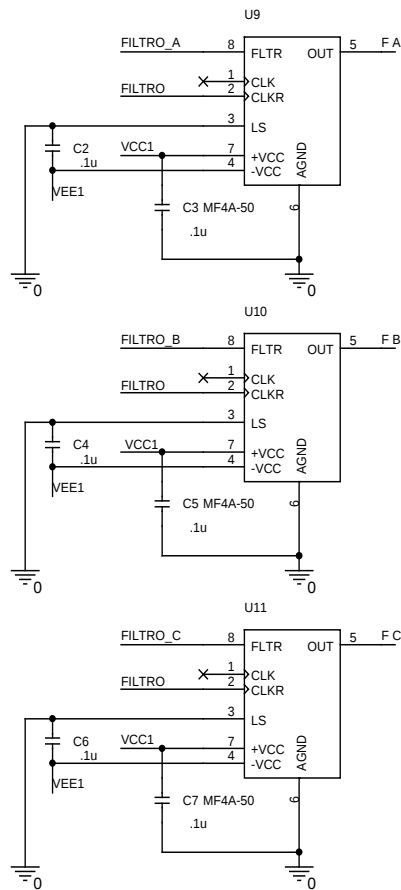


Figura 3.10 Circuito utilizado con condensadores conmutados para el simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.

Figura 3.11 Circuito utilizado con filtros activos para el simulador de un trifásico, variable en frecuencia y amplitud.

Acondicionamiento de señales (ganancia en amplitud y corriente). Para esta etapa se sugirió inicialmente un amplificador clase AB con retroalimentación, este circuito se implemento con dos transistores (BC557B y el BC547B) y un amplificador operacional (LM412) como se muestra en la Figura 3.12. Sin embargo, debido a que este aparato va estar sujeto a experimentos en los cuales es común que se cometan accidentes que provoquen cortocircuitos a tierra o entre fases, se decidió modificar esta etapa por la mostrada en la Figura 3.13, en la cual la ganancia en corriente depende únicamente del seguidor de voltaje (sección 2.2.1).

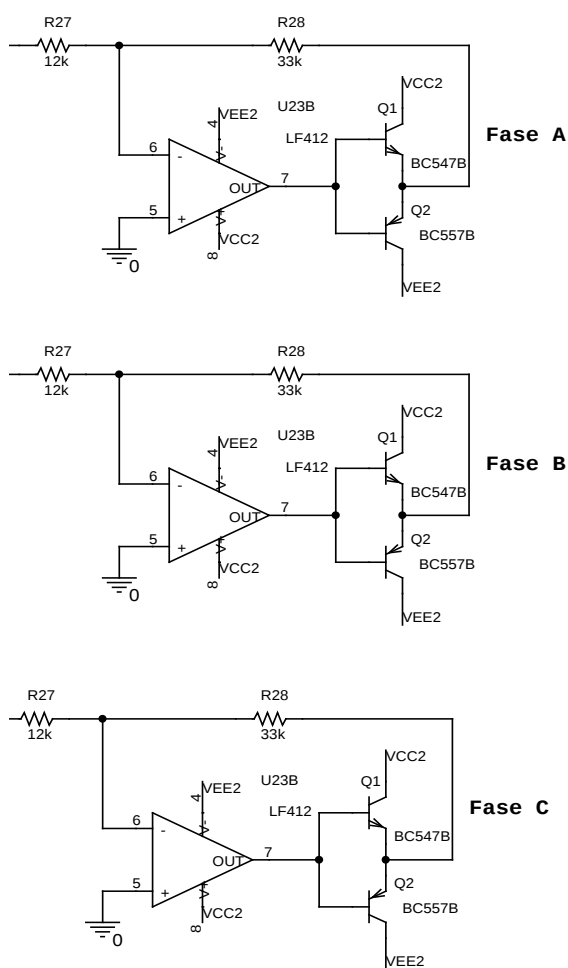


Figura 3.12 Circuito sugerido para el acondicionamiento de las señales del simulador. Este circuito ofrece una ganancia en corriente por medio del uso de un amplificador clase AB.

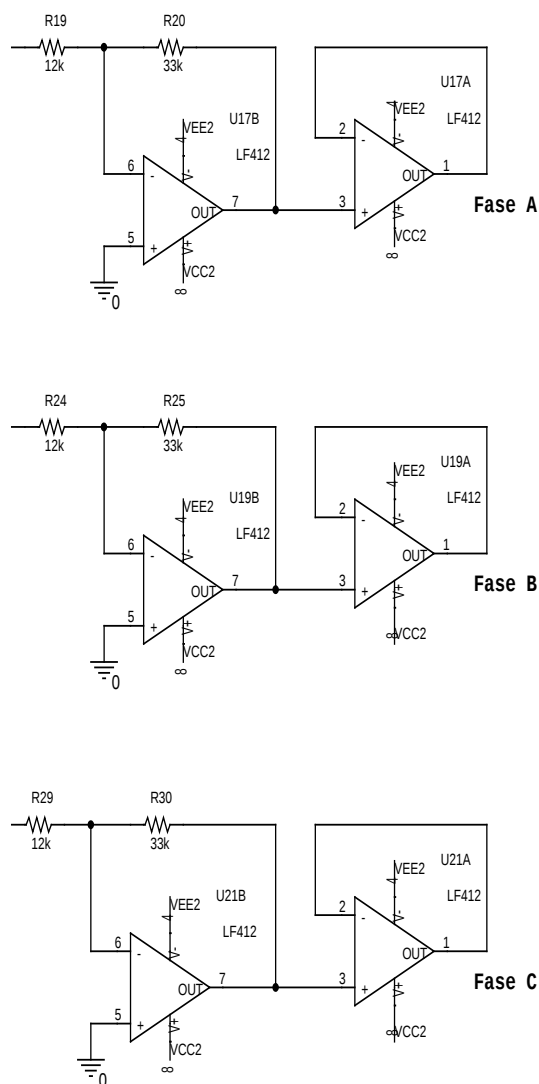


Figura 3.13 Circuito utilizado para el acondicionamiento de las señales del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.

Fuentes de Alimentación. Se construyó para alimentar el circuito del simulador trifásico una fuente de voltaje sencilla, con reguladores de tensión (ver sección 2.5). Los valores de voltaje requeridos para el funcionamiento del circuito diseñado son de: 5[V], -5[V], 12[V] y -12[V] (ver Figura 3.14). Estos valores se obtuvieron por medio de reguladores de la familia MC78XX y MC79XX (ver anexo 2).

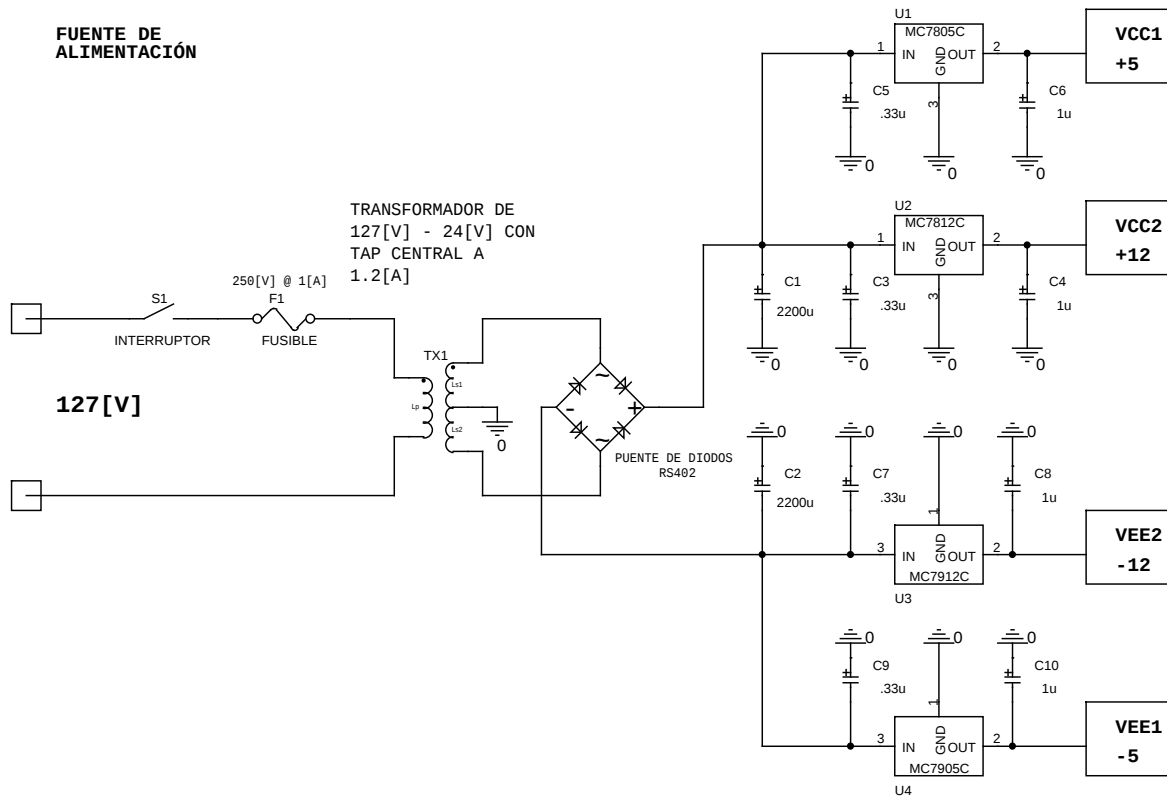


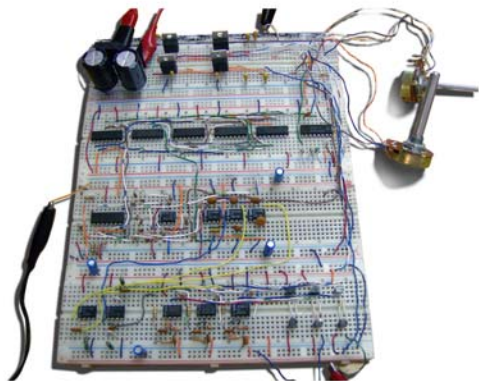
Figura 3.14 Circuito de la fuente utilizada para alimentar el circuito del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud.

3.5 Construcción asistido mediante Layout y proceso de manufactura de la tarjeta de circuito impreso (PCB)

Una vez realizado un implementado del circuito en tarjetas de prueba (protoboard), y verificado su buen funcionamiento, se decidió realizar una tarjeta de circuito impreso PCB (por sus siglas en inglés) para que el circuito quedase fijo y pudiese ser colocado en un gabinete para su cómoda utilización. El programa de cómputo utilizado para este trabajo fue *Layout*, el cual permite realizar diseños de circuitos impresos de una o varias caras, en este caso se realizó un circuito impreso de una sola cara, ya que el proceso para la construcción de éste fue totalmente casero. Después de realizar el diseño de las pistas (ver anexo 3), se realizó una impresión en papel satinado mediante una impresora láser, para posteriormente planchar éste impresión sobre una placa fenólica de cobre con la finalidad de que se traspase el dibujo de las pistas, después se sumergió en agua la placa con el papel para humedecer éste y poder desprenderlo más fácilmente. Este proceso permite traspasar el dibujo de las pistas del circuito a la placa fenólica, la que posteriormente se sumerge en una solución de cloruro férrico, para retirar el cobre de la placa, respetando únicamente el cobre que forma las pistas del circuito.

Una vez concluido la elaboración de la placa, se realizaron trabajos de perforación mediante un taladro de banco, para introducir los circuitos integrados y dispositivos del simulador. El proceso descrito para la construcción de la tarjeta de circuito impreso es bastante económico, sin embargo, presenta inconvenientes, ya que algunas pistas se dañan al momento de realizar los trabajos de perforación y algunas conexiones se tiene que realizar mediante cables tanto en la cara que presenta las pistas como en la cara opuesta, debido a la dificultad de realizar todas las conexiones mediante pistas en una sola cara.

Una vez concluido el trabajo de perforación se soldaron los componentes en la placa de circuito impreso, cabe señalar que los circuitos integrados se montaron en bases para circuitos integrados, las cuales permiten montar y desmontar los circuitos integrados sin necesidad de soldar, con la finalidad de que si llegasen a dañarse, fuesen lo más fácil posible de refaccionar. Cada una de las etapas que componen el proceso de construcción del *simulador de un generador trifásico variable en frecuencia y amplitud SGTVFA* se muestra en la Figura 3.15.



a) Implementación del circuito del SGTVFA en una *protoboard*



b) Elaboración de la tarjeta de circuito impreso (PCB)



c) Elaboración de gabinete

d) Presentación final del SGTVFA



Figura 3.15 Etapas de la construcción del *Simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud* (SGTVFA).

Por último, se colocó el circuito impreso en un gabinete para su uso y conservación. Las características físicas finales del simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud se muestran en la Figura 3.16 y en el anexo 4. El gabinete posee las perillas para el control simultaneo de la frecuencia y la amplitud de las tres señales senoidales y cuatro conectores jack, para la conexión de las tres señales y la tierra común a circuitos externos y a aparatos de medición (osciloscopio), cada uno de los conexiones puede llevarse a cabo mediante cables banana-caimán, los cuales también fueron fabricados para llevar a cabo pruebas y observaciones con el simulador. El aparato posee sus propias fuentes en el mismo gabinete, por lo que es totalmente independiente para realizar sus funciones, posee también un fusible de protección en caso que se presente algún accidente que pueda poner en peligro la seguridad del operador.

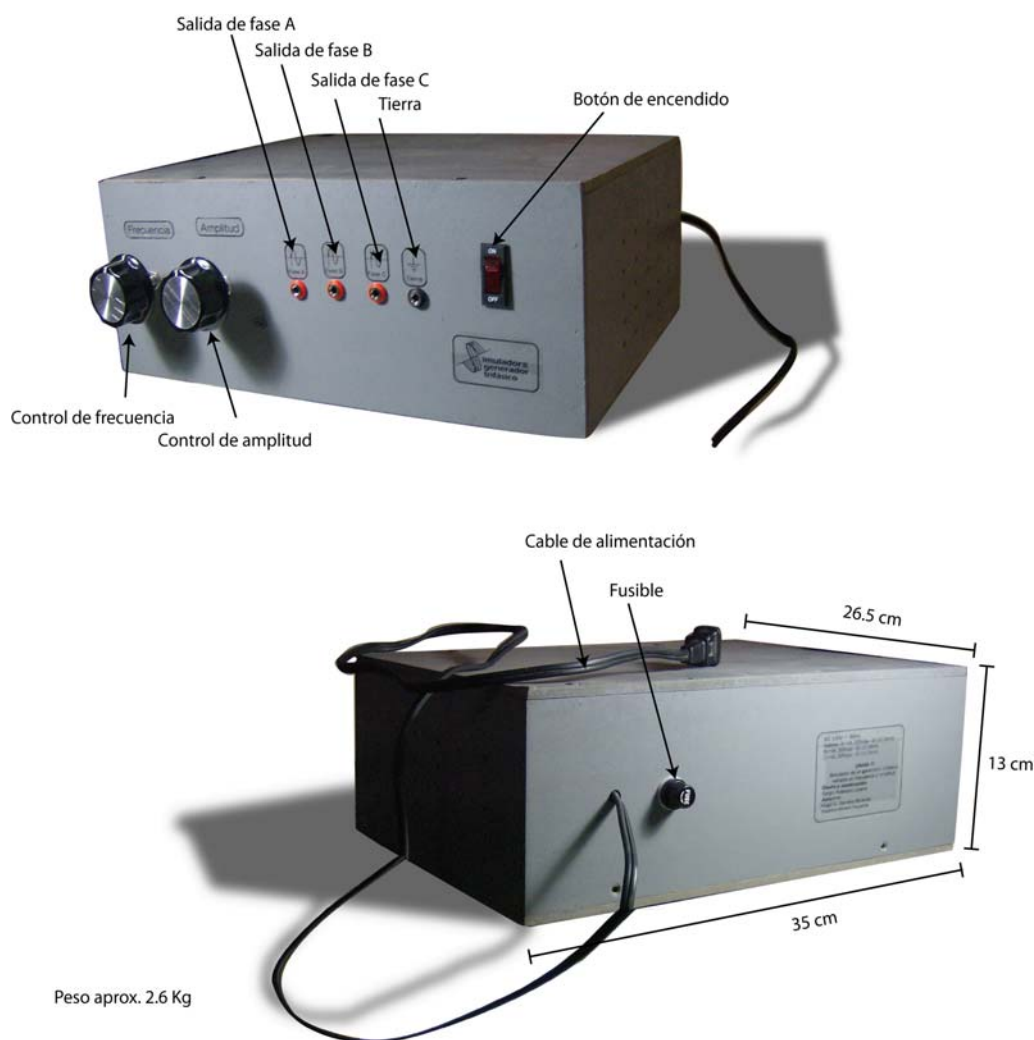


Figura 3.16 Características físicas del *Simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud* (SGTVFA).

Capítulo 4

Análisis de experimentos con circuitos trifásicos balanceados y desbalanceados usando el simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud (SGTVFA)

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos al realizar algunos experimentos con el *Simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud (SGTVFA)*. Los circuitos elaborados para la realización de estas pruebas se basaron en los experimentos propuestos en el manual de *Prácticas del laboratorio de análisis de circuitos eléctricos* de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, con la excepción del último que consiste en un circuito rectificador.

4.1 Caracterización de las señales en amplitud, frecuencia y defasamiento del SGTVFA

Se realizaron observaciones en el osciloscopio de las señales obtenidas a la salida del SGTVFA, con la finalidad de caracterizar estas señales y comprobar que cumplen con las características deseadas.

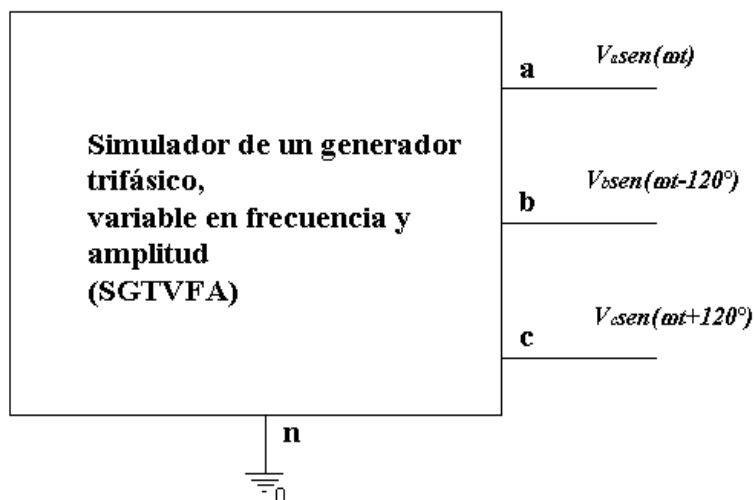


Figura 4.1 Esquema del Simulador de un generador trifásico, variable en frecuencia y amplitud (SGTVFA).

Los resultados son las siguientes:

Características de las señales del SGTVFA	Valores de operación	Unidades
Amplitud mínima	2.8	V _{pp}
Amplitud máxima	20	V _{pp}
Frecuencia mínima	117.65	Hz
Frecuencia máxima	1111.11	Hz
Defasamiento entre señales	120	°
Offset	0	V

Tabla 4.1.

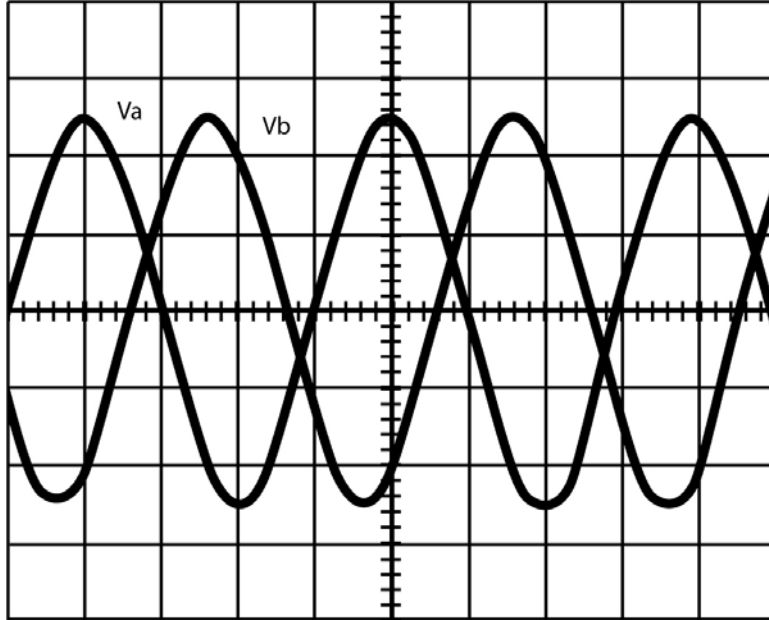


Figura 4.2 Forma de las señales V_a y V_b observadas en el osciloscopio. Escala horizontal = 2 [V/Div];
Escala vertical = 1.25 [ms/Div].

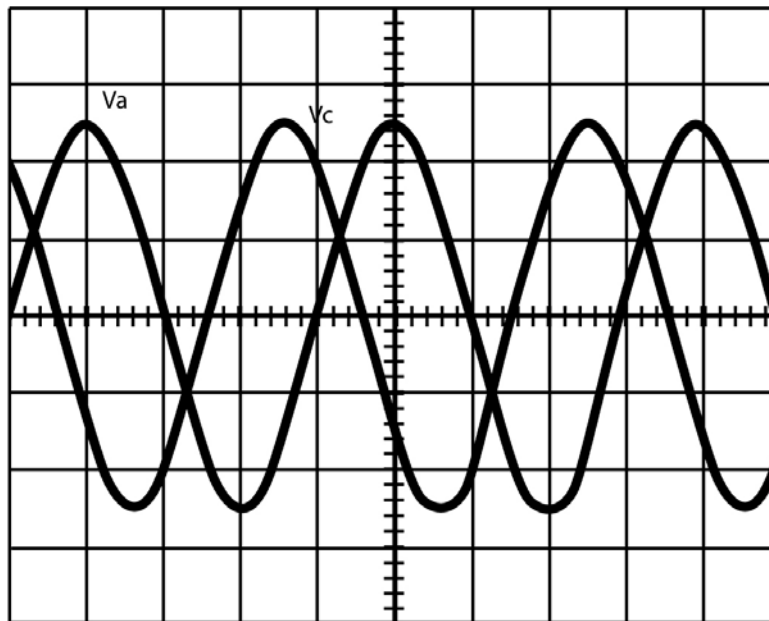


Figura 4.3 Forma de las señales V_a y V_c observadas en el osciloscopio. Escala horizontal = 2 [V/Div];
Escala vertical = 1.25 [ms/Div].

Las señales mantienen simetría y conservan su defasamiento de 120° entre ellas a pesar de los cambios de frecuencia. Las señales no presentan offset y mantienen su amplitud igual.

4.2 Experimentos con circuitos trifásicos con carga resistiva balanceados en conexión delta y conexión estrella, mediante el uso del SGTVFA

Se elaboró el circuito mostrado en la Figura 4.4, el cual es un circuito estrella (Y) con cargas resistivas balanceadas, y en el cual se observaron los voltajes de v_{ab} y v_{bn} en el osciloscopio.

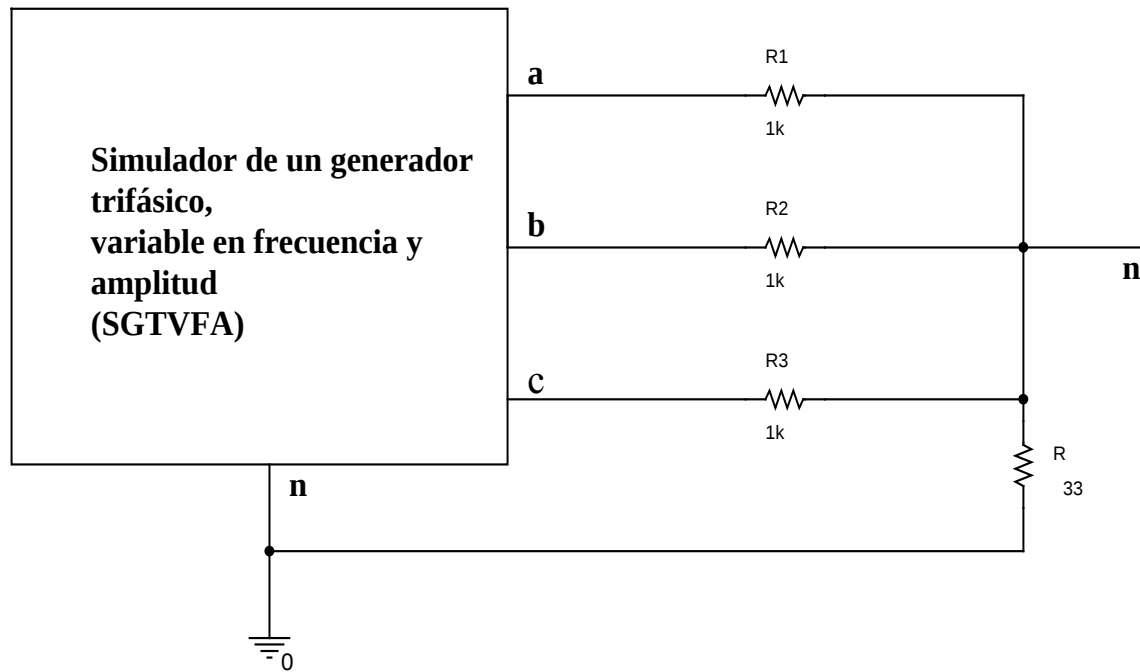


Figura 4.4 Circuito en estrella Y con cargas resistivas balanceado.

Para este experimento la frecuencia de las señales se propuso de 200[Hz] y la amplitud pico propuesta fue de 10[Vpp].

$$f = 200[\text{Hz}]$$

$$A = 10[\text{Vpp}]$$

$$\omega = 2\pi(200)$$

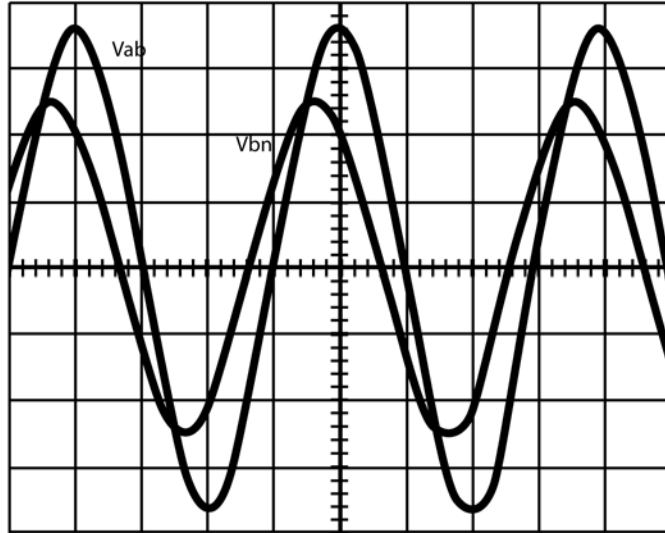


Figura 4.5 Formas de onda observadas en el osciloscopio de las señales de v_{ab} y v_{bn} . Escala horizontal = $2[V/Div]$; Escala vertical = $1.25[ms/Div]$.

Como puede observarse en la Figura 4.5 la forma de onda de v_{ab} es mayor a v_{bn} en una relación aproximada a $1.73 \approx \sqrt{3}$ y tienen un defasamiento de aproximadamente 30° . Lo cual es congruente con los datos teóricos esperados:

$$v_{ab} = \sqrt{3}v_{bn}$$

$$\theta = 30^\circ$$

En la Figura 4.6 se puede observar un circuito en conexión delta (Δ), el cual fue implementado para realizar pruebas con el SGTVFA.

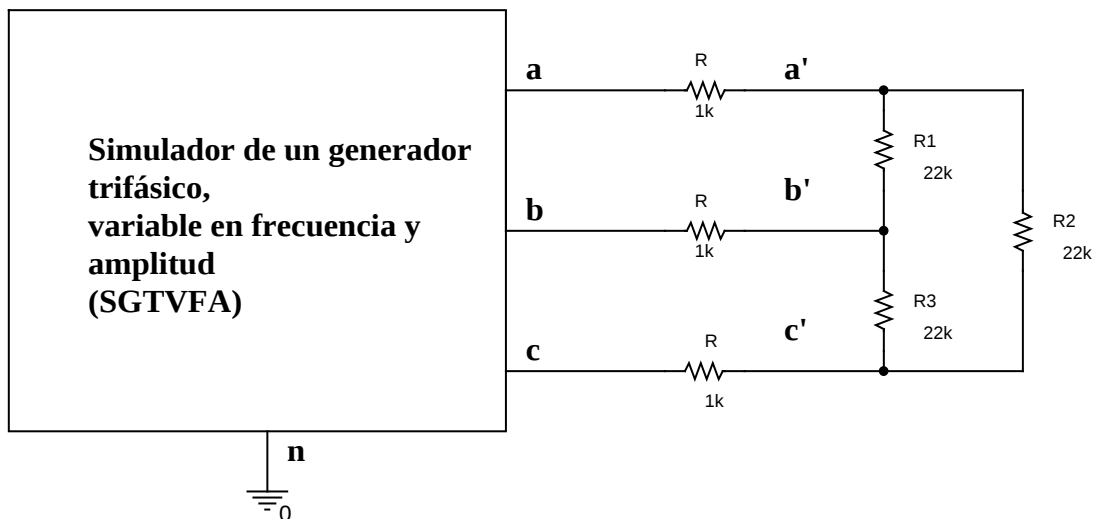


Figura 4.6 Circuito en conexión delta Δ con cargas resistivas balanceado.

Para este experimento la frecuencia de las señales fue propuesta de 200[Hz] y la amplitud pico propuesta fue de 10[Vpp] y se realizaron observaciones en el osciloscopio de las formas de onda de los voltajes de $v_{cc'}$ y $v_{a'e'}$. Las cuales son proporcionales a las corrientes de i_c y $i_{a'e'}$ respectivamente. Las formas de onda obtenidas se presentan en la Figura 4.7.

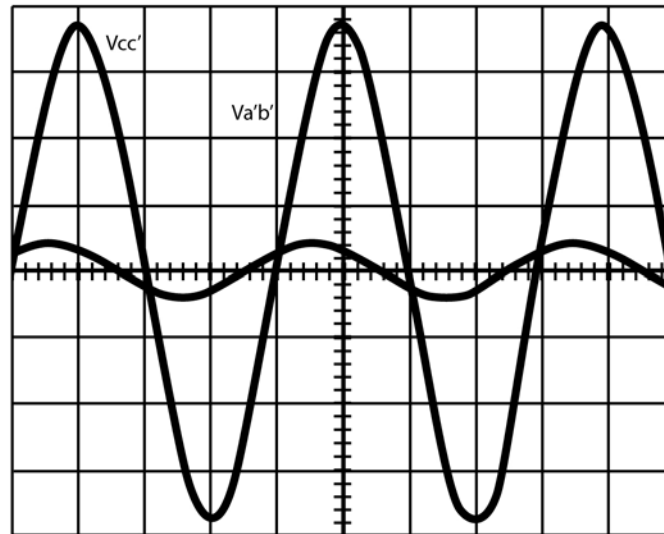


Figura 4.7. Formas de onda de los voltajes de $v_{cc'}$ y $v_{a'e'}$, las cuales son proporcionales a las corrientes de i_c y $i_{a'e'}$ respectivamente. Escala horizontal = 2[V/Div]; Escala vertical = 1.25[ms/Div].

Como puede observarse en la Figura el ángulo de fase θ es aproximadamente de 30° , lo cual es lo esperado, ya que en la conexión delta (Δ), la corriente de línea mantiene una relación de fase de 30° con respecto a la corriente de fase de la carga.

4.3 Experimentos con circuitos trifásicos con carga resistiva, inductiva y capacitiva, mediante el uso del SGTVFA

En la Figura 4.8 se observa el circuito probado mediante el SGTVFA, para diferentes tipos de carga en una conexión estrella (Y), es decir, en la fase A se conectó una carga predominantemente capacitiva; en la fase B una carga predominantemente inductiva; en la fase C una carga resistiva, lo cual permite observar el defasamiento de las formas de onda de v_{an} con respecto a v_{aa} , $v_{bb'}$, y $v_{cc'}$.

Para este experimento la frecuencia de las señales fue propuesta de 200[Hz] y la amplitud pico propuesta fue de 10[Vpp].

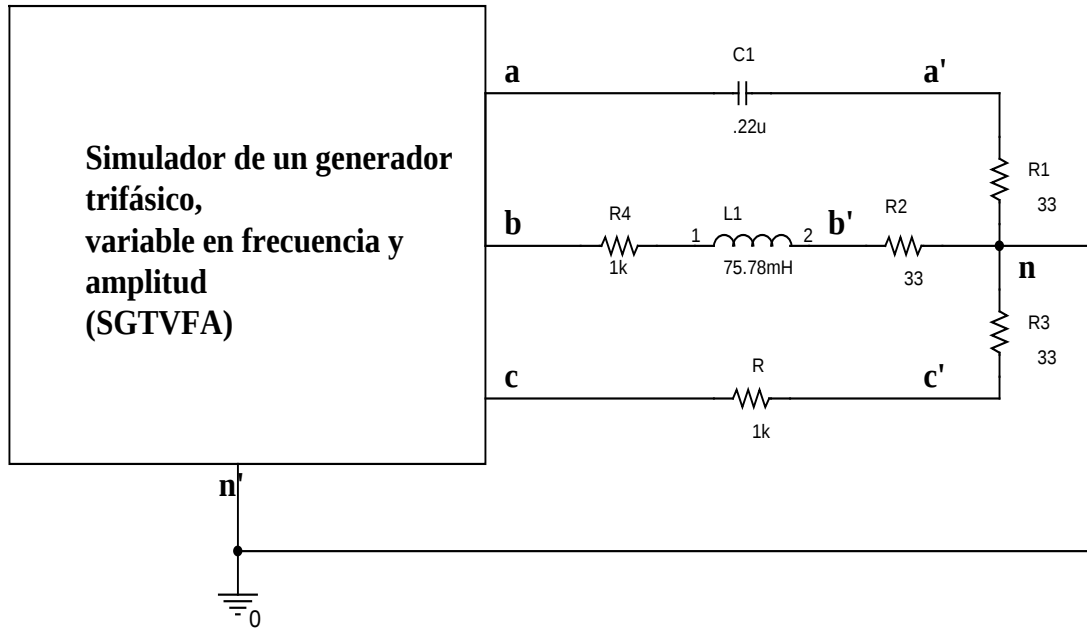


Figura 4.8 Circuito probado mediante el SGTVFA, para observar los efectos de defasamiento provocados por las diferentes cargas.

En la Figura 4.9 se puede observar las formas de onda de v_{an} con respecto a $v_{aa'}$, en las cuales se puede observar un ángulo de defasamiento de $< +89^\circ$. Lo cual es esperado debido a la naturaleza de la carga que es predominantemente capacitiva.

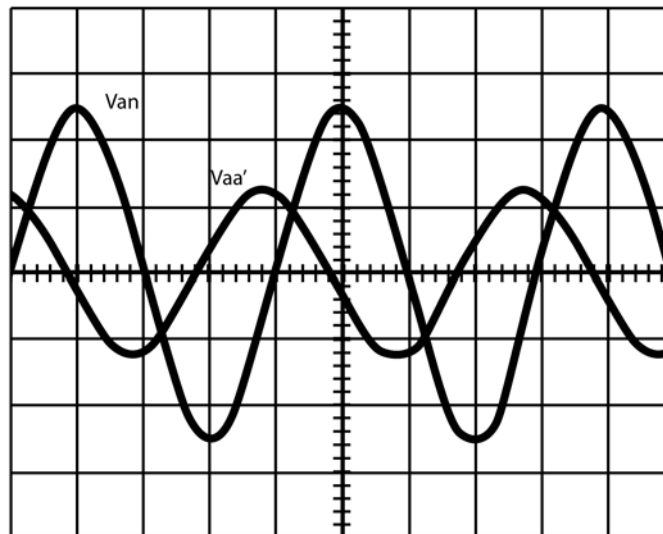


Figura 4.9 Formas de onda de $v_{aa'}$ adelantado con respecto a v_{an} . Escala horizontal = 2[V/Div]; Escala vertical = 1.25[ms/Div].

En la Figura 4.10 se puede observar las formas de onda de v_{an} con respecto a $v_{bb'}$, en las cuales se puede observar un ángulo de defasamiento aproximado de $<-124^\circ$. Lo cual es esperado debido a la naturaleza de la carga que es predominantemente inductiva.

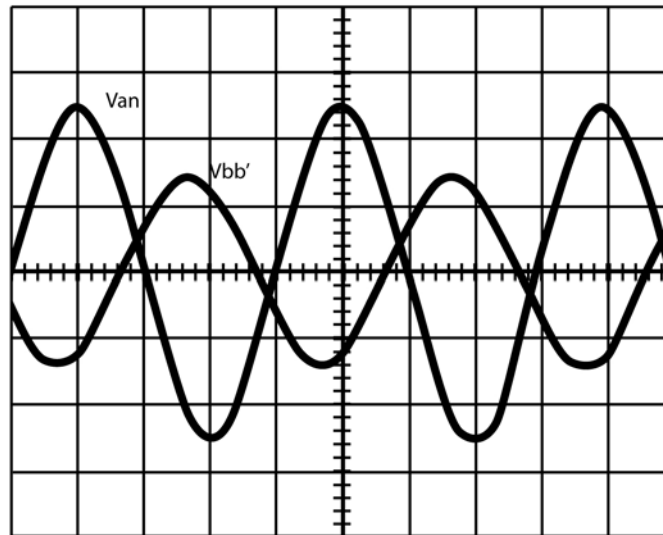


Figura 4.10 Formas de onda de $v_{bb'}$ adelantado con respecto a v_{an} . Escala horizontal = $2[V/Div]$; Escala vertical = $1.25[ms/Div]$.

En la Figura 4.11 se puede observar las formas de onda de v_{an} con respecto a $v_{cc'}$, en las cuales se puede observar un ángulo de defasamiento aproximado de $<+120^\circ$. Lo cual es esperado debido a la naturaleza de la carga es resistiva, por lo que no existe defasamiento de la fase C, la cual se encuentra defasada $<+120^\circ$ con respecto a la fase A, y mantiene este defasamiento a pesar de estar conectada a una carga, lo cual no ocurrió cuando las cargas fueron predominantemente capacitiva e inductiva.

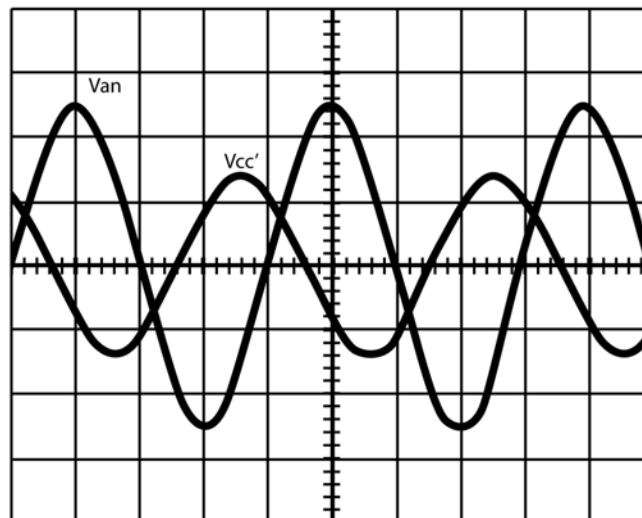


Figura 4.11 Formas de onda de $v_{cc'}$ en adelantado con respecto a v_{an} 120° . Escala horizontal = $2[V/Div]$; Escala vertical = $1.25[ms/Div]$.

4.4 Experimento con un circuito rectificador empleando el SGTVFA

En la Figura 4.12 se puede observar un circuito compuesto por un arreglo de 6 diodos, el cual tiene la función de rectificar las señales que salen del SGTVFA, permitiendo obtener una señal de directa.

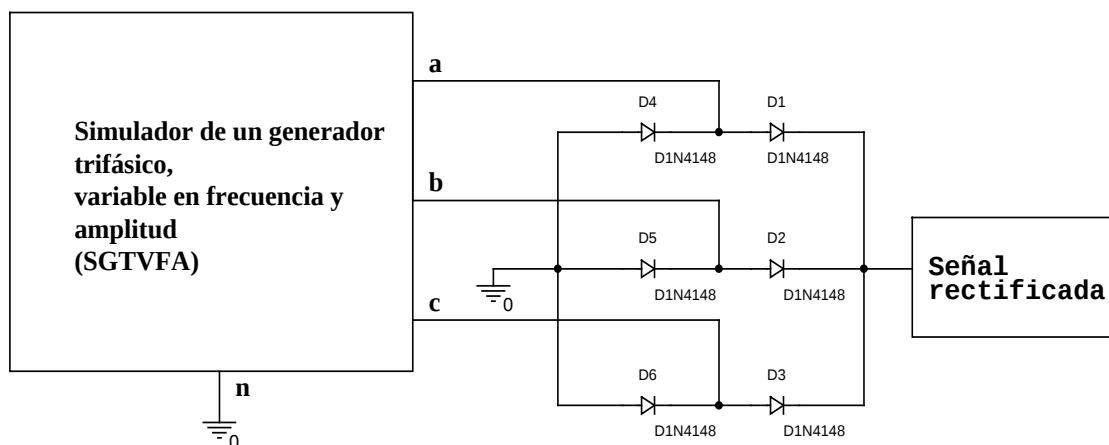


Figura 4.12 Circuito rectificador empleando el SGTVFA.

En la Figura 4.13 se pueden observar la forma de la señal rectificada mediante el circuito mostrado en la Figura 4.12. Este experimento al igual que los anteriores, permiten mostrar algunas de las posibles aplicaciones del SGTVFA para el desarrollo de experimentos con circuitos trifásicos. Estos experimentos se desarrollaron con componentes económicos y fáciles de conseguir, además pudieron realizarse de una manera sencilla y segura mediante el SGTVFA.

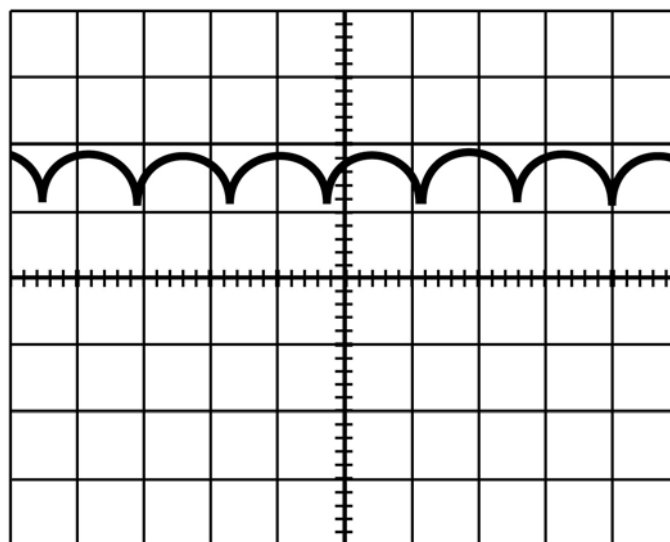


Figura 4.13 Forma de la onda rectificada del circuito de la Figura 4.12.

Conclusiones

El aparato obtenido como resultado de este trabajo, presenta las características de amplitud, frecuencia y defasamiento que se plantearon como objetivos al inicio de su desarrollo, es decir, los valores de operación en frecuencia cumplen con el intervalo propuesto de 200Hz a 1000Hz y el intervalo de operación de la amplitud cumple también con el propuesto de 4V_{pp} a 20V_{pp}, el defasamiento entre las señales es de 120° y se mantiene relativamente constante a los cambios de frecuencia que realice el operador.

Estos intervalos de operación tanto en frecuencia como en amplitud resultaron prácticos para la realización de algunas pruebas que se desarrollaron con el simulador, ya que permiten observar las señales en el osciloscopio de una manera segura y cómodamente, permitiendo la realización de experimentos con algunos circuitos implementados en tarjetas de prueba (*protoboard*) y con dispositivos comunes en el mercado y en los laboratorios de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. La respuesta del aparato a las pruebas sometidas permiten observar sus posibles aplicaciones en el estudio y experimentación de sistemas trifásicos.

El diseño desarrollado ofrece un circuito económico, y sus componentes electrónicos se pueden encontrar fácilmente en el mercado, lo cual facilita la realización de tareas de mantenimiento, reparación o modificación, que puedan llegar a ser requeridas. La construcción de las tarjetas de circuito impreso tanto para el circuito del simulador de un generador trifásico como para las fuentes que lo alimentan fueron desarrolladas mediante un proceso que presentó algunas dificultades e inconvenientes, pero que permitió la construcción del aparato a un costo razonable, permitiendo que el prototipo desarrollado pudiese ser concluido en su totalidad, cabe mencionar que los circuitos integrados se colocaron en bases para circuitos integrados, los cuales permiten montar y desmontar los circuitos sin necesidad de realizar trabajos de soldadura, lo cual permite que las tareas de mantenimiento y reparación sean más sencillas en caso de ser necesarias.

El prototipo implementado en la tarjeta de prueba (*protoboard*), cumple con todas las características esperadas, no obstante, en la tarjeta de circuito impreso una de las amplitudes (fase C) presenta una pequeña atenuación del orden del 1% con respecto a las otras dos fases (fase A y fase B), como resultado, probablemente, de la presencia de algún error en ella o en su elaboración. Es importante hacer notar que el proceso de elaboración de la tarjeta de circuito impreso fue realizado de una manera totalmente casera, el cual si bien, resultó bastante económico tiene algunos inconvenientes que provocaron probablemente esta falla. Sin embargo, se puede garantizar que el diseño funciona correctamente por los resultados experimentales obtenidos en el circuito implementado en la tarjeta *protoboard*, por lo que en el futuro si se desea construir otro simulador basados en este diseño, se recomienda realizarse la tarjeta de circuito impreso mediante otro proceso.

Los valores de operación del aparato pueden llegar a ser cambiados modificando algunas etapas en el diseño, como lo es el *oscilador controlado por voltaje (VCO)*, el cual permitiría ampliar los intervalos de frecuencia, o fijar la frecuencia a un valor específico, lo cual podría ser de utilidad en algunos casos, y además reduciría la complejidad del circuito,

su número de componentes y por lo tanto el costo del simulador de un generador trifásico, lo mismo puede realizarse para el intervalo de operación en amplitud.

El uso de filtros de condensadores conmutados que presenten una mayor razón entre la frecuencia de la señal de reloj f_{ck} y la frecuencia de corte, es también recomendable, aunque no se encontraron disponibles en el mercado nacional durante la elaboración de este trabajo.

Las características de amplitud y frecuencia son controladas mediante perillas, respetando tanto la forma de onda de las tres señales senoidales, como su amplitud simétrica con respecto a cero volts, es decir, no presenta OFFSET y la amplitud de las tres señales se mantiene idéntica sin importar los valores de frecuencia y amplitud que el operador asigne a las señales dentro de los intervalos de operación del aparato. El defasamiento entre las tres señales senoidales también se mantiene de 120° , sin importar los valores de amplitud y frecuencia que el operador asigne.

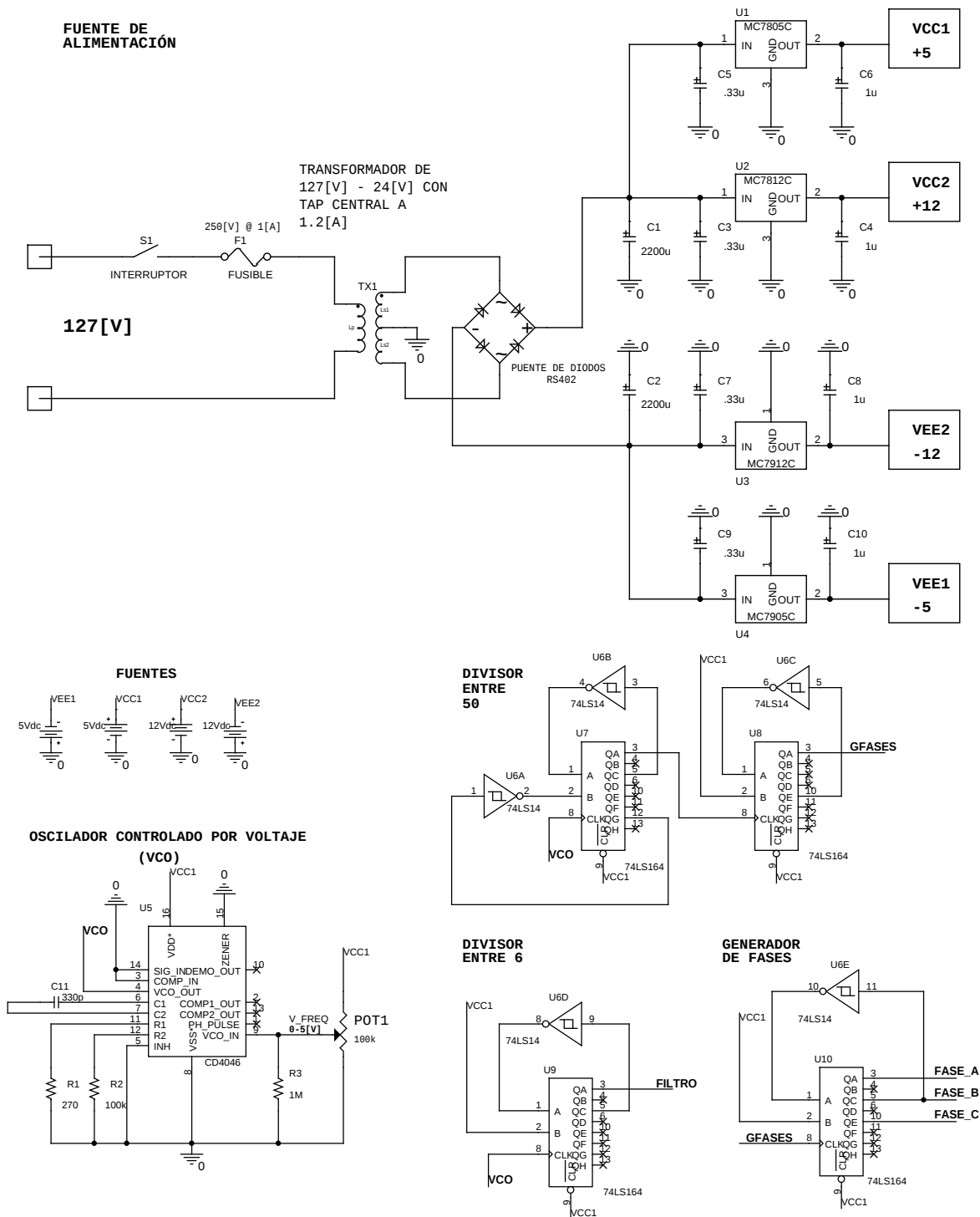
Las características físicas finales del aparato pueden observarse en el anexo 4, el gabinete posee las perillas para el control simultáneo de la frecuencia y la amplitud de las tres señales senoidales y cuatro conectores jack para realizar la conexión de las tres señales senoidales y la tierra a circuitos externos y a los aparatos de medición, cada uno de las conexiones puede llevarse a cabo mediante cables banana-caimán, los cuales fueron elaborados y son también proporcionados como resultado de este trabajo para la realización de experimentos y observaciones con el simulador.

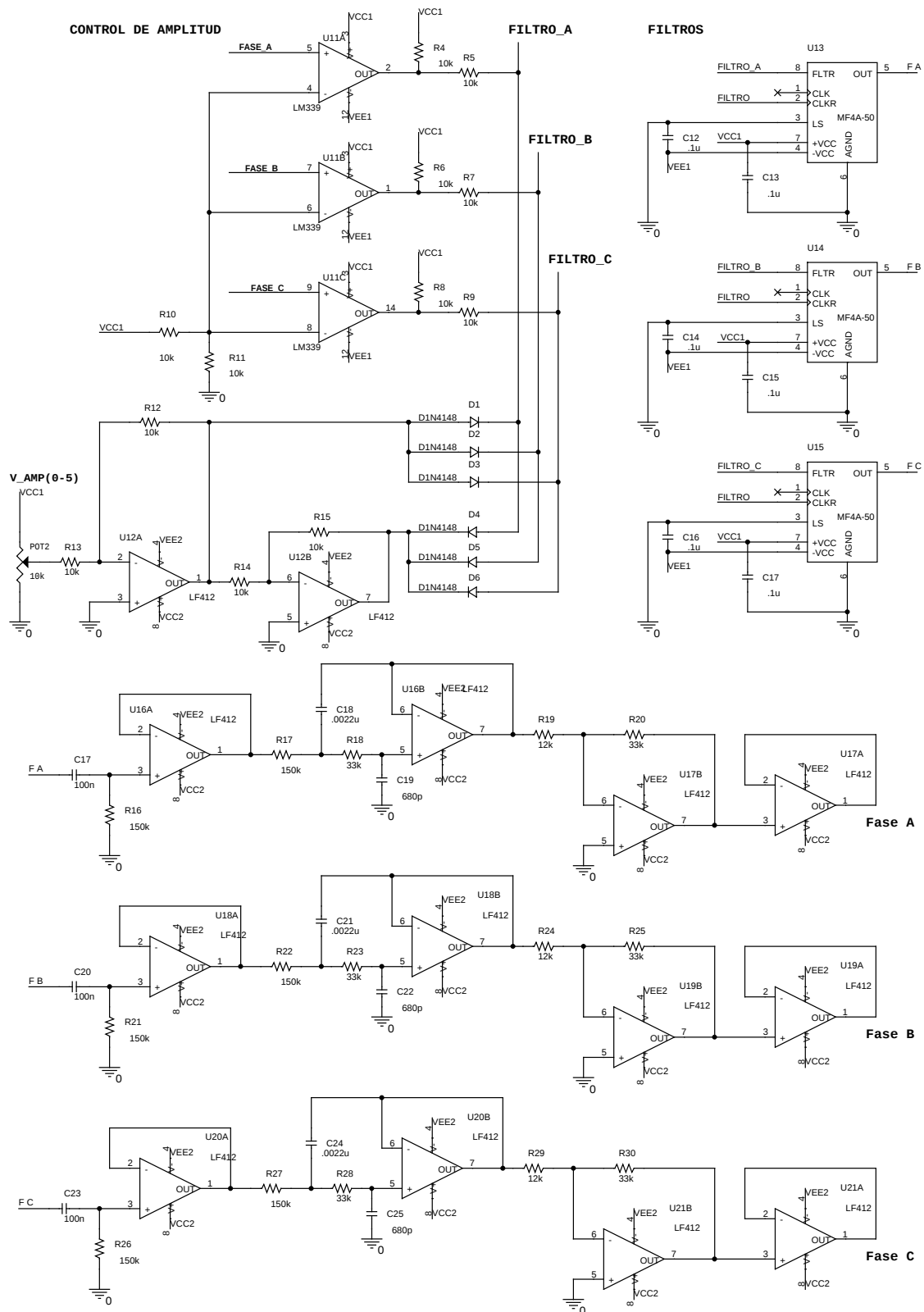
El aparato posee sus propias fuentes en el mismo gabinete, por lo que es totalmente independiente para realizar todas sus funciones sin necesidad de ser alimentado por fuentes de corriente directa externas, además la presentación del gabinete permite un manejo cómodo para el operador, protege los elementos que componen el circuito para su conservación, facilita su transporte y al mismo tiempo brinda un poco de seguridad para el operador, ya que mantiene los componentes eléctricos aislados del contacto con él, también como medida de protección se le colocó un fusible. Las dimensiones del gabinete son razonables para un aparato de laboratorio y son las siguientes: altura de 13cm; ancho de 35cm y profundidad de 26.5cm. El peso aproximado del aparato es de 2.6kg, lo cual permite que pueda ser transportado con relativa facilidad.

Se espera de esta manera que el resultado de este trabajo sea un antecedente para futuros diseños y para la realización de futuros desarrollos de esta clase de simuladores u otro tipo de proyectos para los cuales se requiera la generación simultánea de señales electrónicas y el control de frecuencia, amplitud y defasamiento de las mismas, con el fin de que este prototipo o alguna de sus etapas pueda llegar a contribuir al desarrollo de proyectos posteriores. Se espera también que el presente trabajo ofrezca un prototipo que permita la realización de experimentos con circuitos trifásicos en los laboratorios de las asignaturas de Análisis de Circuitos Eléctricos y Análisis de Circuitos, de las carreras de Ing. Eléctrica Electrónica e Ing. Mecatrónica respectivamente de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

Anexo 1

Esquemas del circuito del SGTVFA.





Anexo 2

Hojas de especificaciones.

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



MF4 4th Order Switched Capacitor Butterworth Lowpass Filter

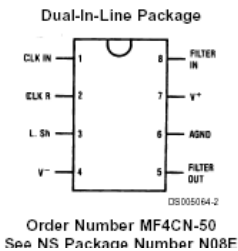
General Description

The MF4 is a versatile, easy to use, precision 4th order Butterworth low-pass filter. Switched-capacitor techniques eliminate external component requirements and allow a clock-tunable cutoff frequency. The ratio of the clock frequency to the low-pass cutoff frequency is internally set to 50 to 1. A Schmitt trigger clock input stage allows two clocking options, either self-clocking (via an external resistor and capacitor) for stand-alone applications, or for tighter cutoff frequency control an external TTL or CMOS logic compatible clock can be applied. The maximally flat passband frequency response together with a DC gain of 1 V/V allows cascading MF4 sections together for higher order filtering.

Features

- Low Cost
- Easy to use
- 8-pin mini-DIP or 14-pin wide-body S.O.
- No external components
- 5V to 14V supply voltage
- Cutoff frequency range of 0.1 Hz to 20 kHz
- Cutoff frequency accuracy of ± 0.3% typical
- Cutoff frequency set by external clock
- Separate TTL and CMOS/Schmitt-trigger clock inputs

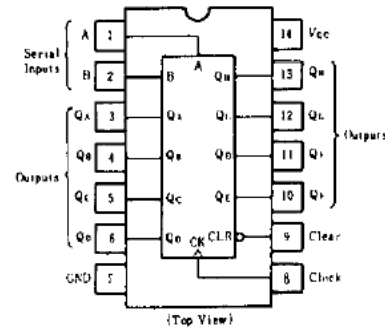
Connection Diagram



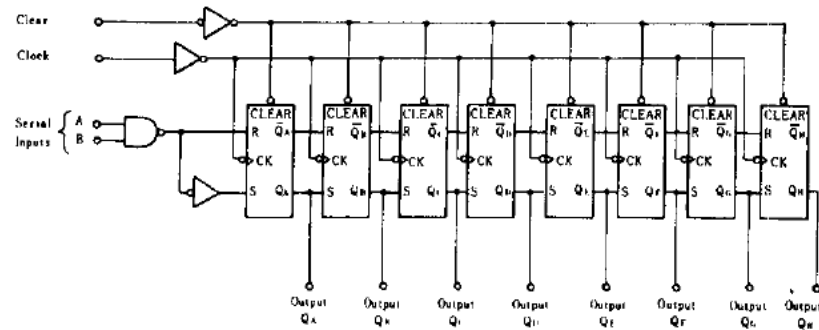
HD74LS164 • 8-Bit Parallel-Out Serial-In Shift Registers

This 8-bit shift register features gated serial inputs and an asynchronous clear. The gated serial inputs (A and B) permit complete control over incoming data as a low at either (or both) input(s) inhibits entry of the new data and resets the first flip-flop to the low level at the next clock pulse. A high-level input enables the other input which will then determine the state of the first flip-flop. Data at the serial inputs may be changed while the clock is high or low, but only information meeting the setup requirements will be entered. Clocking occurs on the low-to-high-level transition of the clock input.

PIN ARRANGEMENT

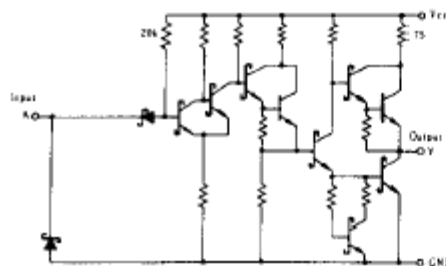


BLOCK DIAGRAM

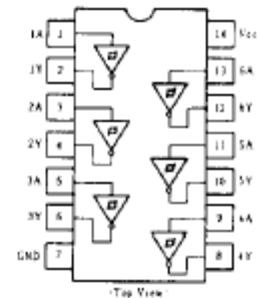


HD74LS14 • Hex Schmitt Trigger Inverters

CIRCUIT SCHEMATIC (1/6)



PIN ARRANGEMENT



LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302

Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

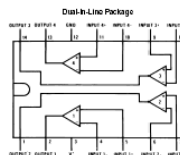
Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic—where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Features

- Wide supply voltage range
- LM139/139A Series: 2 to 36 V_{CC} or ± 1 to $\pm 18 V_{CC}$
- LM2901: 2 to 36 V_{CC} or ± 1 to $\pm 18 V_{CC}$
- LM3302: 2 to 28 V_{CC} or ± 1 to $\pm 14 V_{CC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current: ± 5 nA
- Offset voltage: ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Advantages

- High precision comparators
- Reduced V_{CC} drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation



LF412C DUAL JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS010B — MARCH 1987 — REVISED AUGUST 1994

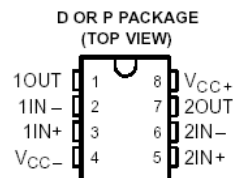
- Low Input Bias Current . . . 50 pA Typ
- Low Input Noise Current
0.01 pA/ $\sqrt{Hz}$ Typ
- Low Supply Current . . . 4.5 mA Typ
- High Input impedance . . . $10^{12} \Omega$ Typ
- Internally Trimmed Offset Voltage
- Wide Gain Bandwidth . . . 3 MHz Typ
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ

description

This device is a low-cost, high-speed, JFET-input operational amplifier with very low input offset voltage and a specified maximum input offset voltage drift. It requires low supply current yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, the matched high-voltage JFET input provides very low input bias and offset currents.

The LF412C can be used in applications such as high-speed integrators, digital-to-analog converters, sample-and-hold circuits, and many other circuits.

The LF412C is characterized for operation from 0°C to 70°C.



LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

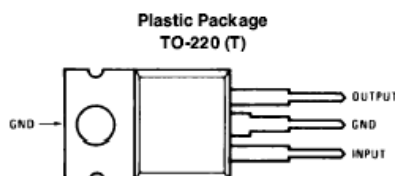
For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V



LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of $-5V$, $-8V$, $-12V$, and $-15V$. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

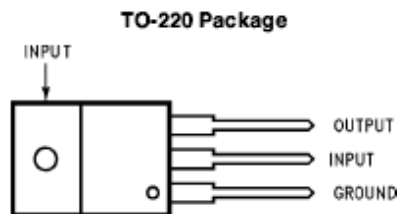
Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current drain of

these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

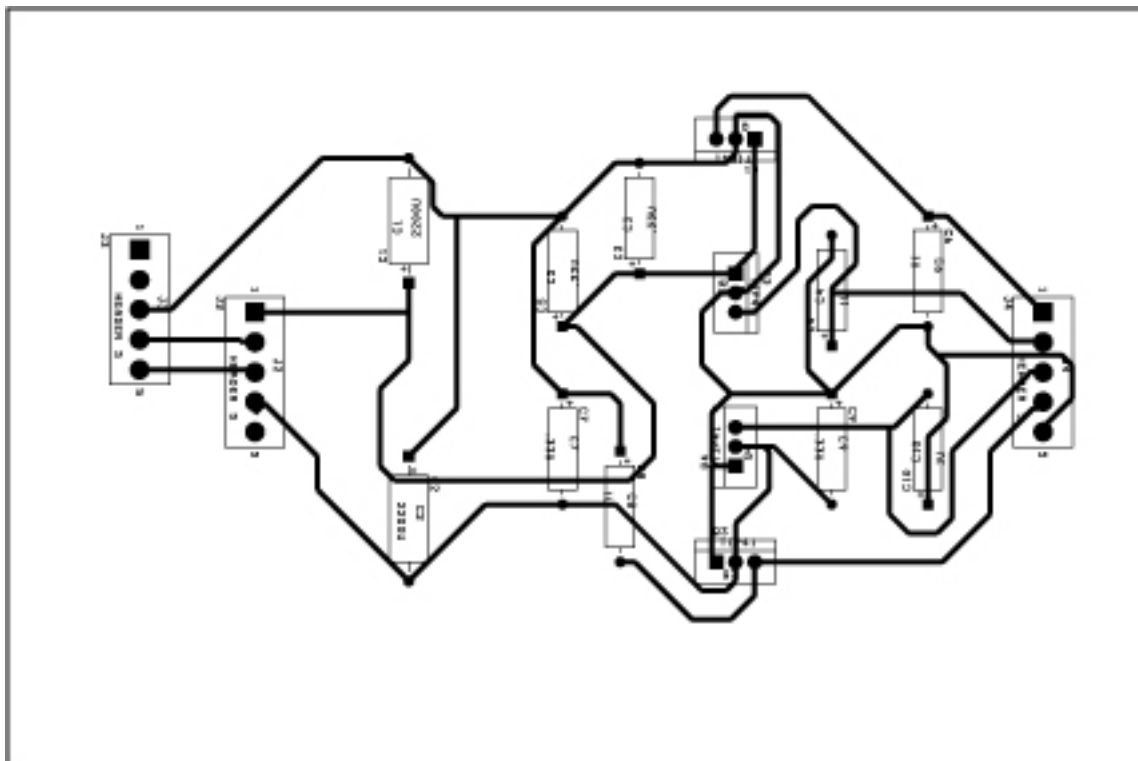
Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% tolerance on preset output voltage

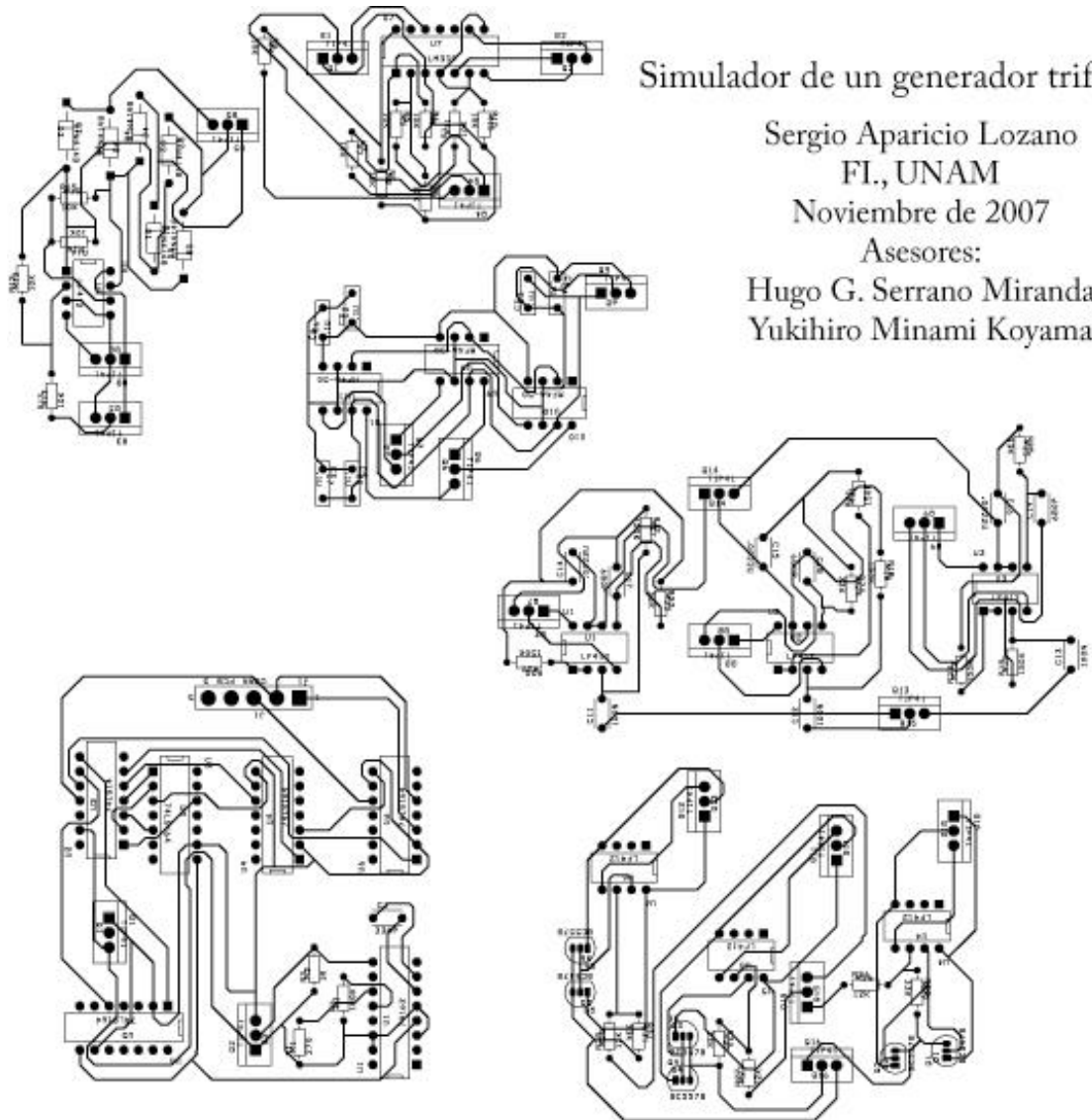


Anexo 3

Placas del circuito impreso de la fuente de alimentación del SGTVFA.

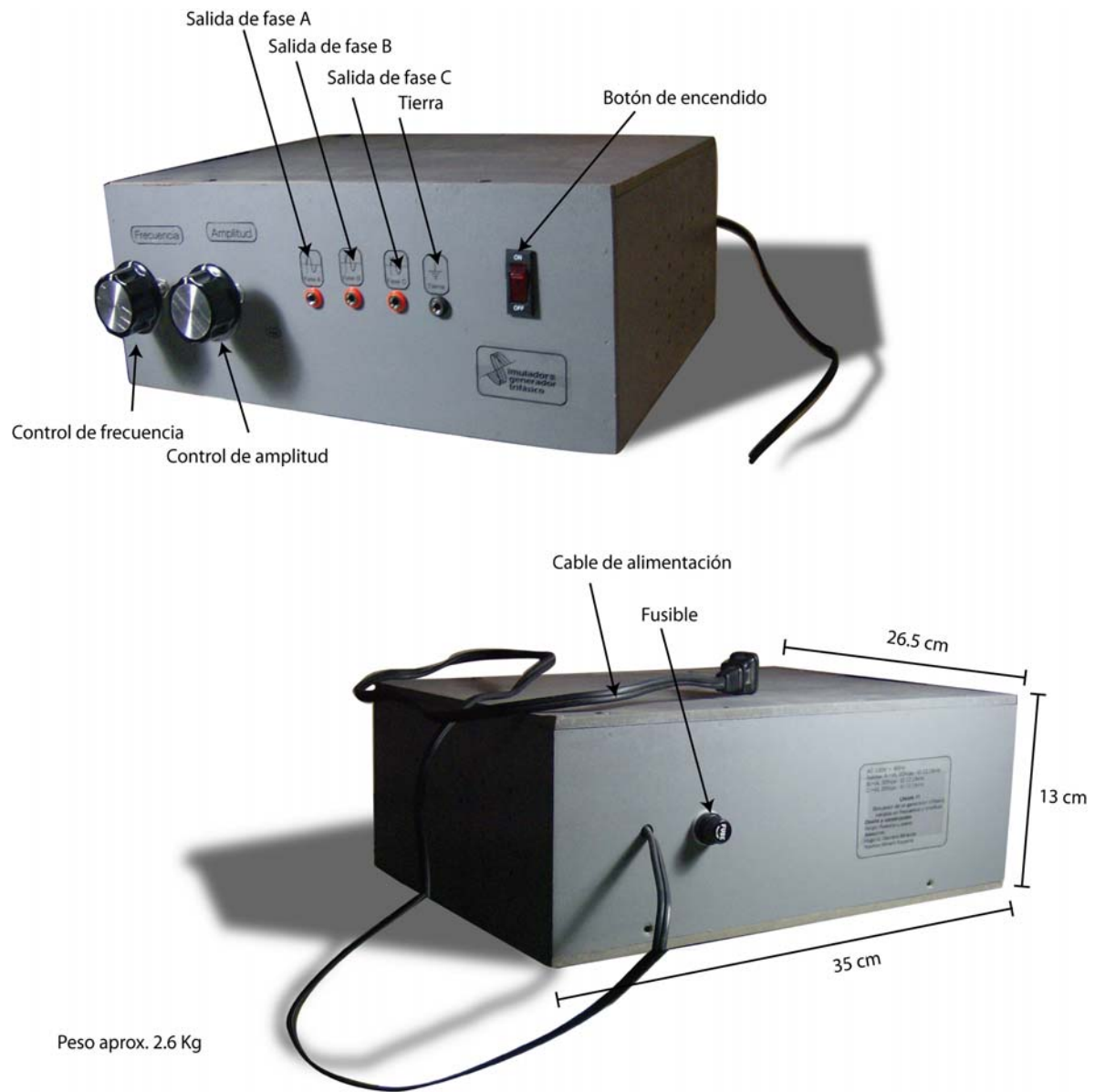


Placas del circuito impreso del SGTVFA.



Anexo 4

Características físicas del SGTVFA.



Bibliografía y referencias

BOYLESTAD, R. L., *Análisis Introductorio de Circuitos*, Prentice Hall, México, 1997.

CASTILLO José, *Notas personales de la materia de Circuitos Integrados Analógicos*, Facultad de Ingeniería de la UNAM, México, 2005.

DUECK,., *Digital Design with CPLD Applications and VHDL*, Thomson Delmar Learning, USA, 2000.

FITZGERALD, A. E., *Fundamentos de Ingeniería Eléctrica*, McGrawHill, México, 1978.

FRANCO, S., *Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Analógicos*, McGrawHill, México, 2004.

HUELSMAN, L. P., *Introducción al amplificador operacional. Teoría y aplicaciones*, Editorial Gustavo Gili, Barcelona, 1983.

KAMEN, E. W., *Introduction to Signals and systems*, Macmillan Publishing Company, New York, 1987.

KRICK, E. V., *Introducción a la Ingeniería y al Diseño en la Ingeniería*, Limusa, México, 1976.

LATHI, B. P., *Introducción a la teoría y Sistemas de Comunicación*, Limusa, México, 1978.

LUECKE, J., *Analog and Digital Circuits for Electronic Control System Applications*, Elsevier, USA, 2005.

MALVINO, A. P., *Principios de Electrónica*, McGrawHill, México, 1989.

MANO, M. M., *Diseño Digital*, Prentice Hall, México, 1993.

MATA, G., *Manual de Prácticas de Traductores y Convertidores Eléctricos*, Facultad de Ingeniería de la UNAM, México, 1993.

MIMS, F. M., *Notas de Electrónica. Aplicaciones de Circuitos Integrados*, McGrawHill, México 1986.

PARDINAS, F., *Metodología y Técnicas de Investigación en Ciencias Sociales*, Siglo veintiuno editores, México, 1991.

SÁNCHEZ V. M., *Prácticas de laboratorio de análisis de circuitos eléctricos*, Facultad de Ingeniería de la UNAM, México, 2000.

Revistas

VALENS. C., *Digital Three-Phase Sinewave Generator*, revista Elektor, USA, octubre de 2001.

VALLEJO. H. D., *Generador de señales de formas de onda especiales*, revista Saber Electrónica, número 91, noviembre de 1990.

Páginas de Internet

CALVERT, J. B., *Three-Phase*, Disponible en línea,
<http://mysite.du.edu/~jcalvert/tech/threeph.htm>, septiembre de 2007.

ELECTRONIC DESIGN, *Digital sine-wave generator produces 0° to 360° phase-shifts*, Disponible en línea,
<http://www.electronicdesign.com/Articles/Index.cfm?AD=1&ArticleID=4995>, agosto de 2007.

GLENN John H., *Three-Phase Sine-Wave Generator*. Disponible en línea,
<http://www.techbriefs.com/content/view/1839/32/>, septiembre de 2007.

UCONTROL, *Cómo construir tus propios PCB*, Disponible en línea,
<http://www.ucontrol.com.ar/makePCB.htm>, septiembre de 2007.

PEREZ-LOBATO, Eduardo, *Three-phase senoidal-waveform generator uses PLD*, Disponible en línea, <http://www.edn.com/article/CA6378085.html?ref=nbd&industryid=44217>, agosto de 2007.

RODRÍGUEZ, J. M., *Circuitos trifásico*, Disponible en línea, <http://www.trifasicos.com>, noviembre de 2007.