



FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DEPARTAMENTO DE CONTROL AUTOMÁTICO

TESIS EN OPCIÓN AL TÍTULO ACADÉMICO DE MASTER EN CIENCIAS

TÍTULO: “Metodología para el mejoramiento del factor de potencia en Pequeñas Centrales Hidroeléctricas en régimen autónomo y que emplean convertidores de CA en CA para la regulación de frecuencia.”

AUTOR: Ing. Henry Bory Prévez

TUTOR: Dr. C. Francisco Chang Mumañ

Santiago de Cuba

2011

Pensamiento

El azar no es más que la medida de la ignorancia del hombre.

Henri Poincaré

Dedicatoria

A mi familia.

Agradecimientos

Al Creador del Universo, por quien todo fue hecho.

A mis padres por todos los sacrificios que han realizado por mí y los que aún continúan haciendo.

A mi hermano Gabriel por la confianza extrema que siempre ha depositado en mí.

A mi señora Dunia por su amor y comprensión sobre todo en los últimos momentos de la realización de este trabajo.

A mi tutor y amigo Dr. C. Chang por aceptarme como su discípulo.

A aquellos profesores que durante el estudio de la carrera y estudio de postgrado se ganaron mi respeto y admiración, hoy muchos están presentes, otros presentes en mi corazón.

A aquellos amigos que siempre me han dado aliento.

Resumen

En el presente trabajo se propuso una metodología para el mejoramiento del factor de potencia mediante compensación de potencia reactiva en pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado, y que regulan frecuencia variando la potencia disipada en cargas lastres con convertidores de alterna en alterna. Para lograr esto se caracterizó desde el punto de vista gnoseológico, histórico y actual al factor de potencia en estas pequeñas centrales hidroeléctricas; se propusieron y analizaron dos circuitos rectificadores y dos variantes de conmutarlos para el control de la potencia en las cargas lastres con la ventaja de que estos contribuyen al mejoramiento del factor de potencia, se resolvieron cuatro ejemplos numéricos en los que se aplica la metodología a situaciones prácticas. Se empleó los paquetes de programas profesionales MATLAB 6.5 para el procesamiento y graficado de datos y el Psim 6.0 para la simulación de los esquemas eléctricos.

Índice	
Introducción	1
Capítulo I: El Factor de Potencia en Pequeñas Centrales Hidroeléctricas en Régimen Autónomo.	6
Introducción.	6
1.1. Caracterización gnoseológica del factor de potencia en pequeñas centrales hidroeléctricas en régimen autónomo.	6
1.1.1. Caracterización gnoseológica de pequeñas centrales hidroeléctricas en régimen autónomo.	6
1.1.2. Índices de rendimiento y energético.....	12
1.1.3. Análisis del convertidor de CA en CA.	14
1.1.4. Reseña sobre el compensador estático de potencia reactiva con reactor controlado por tiristor y capacitor.	30
1.2. Caracterización histórica de las pequeñas centrales hidroeléctricas, controlador de CA en CA y factor de potencia.	32
1.3. Actualidad de las pequeñas centrales hidroeléctricas, controlador de CA en CA y factor de potencia.	34
Conclusiones del capítulo I.	37
Capítulo II: Metodología para la Corrección del Factor de Potencia en Pequeñas Centrales Hidroeléctricas en Régimen Autónomo.	39
Introducción.	39
2.1. Caso 1.....	40
2.2. Caso 2.....	55
2.3. Caso 3.....	61
2.4. Caso 4.....	69
2.5. Metodología propuesta.	75
Conclusiones del capítulo II.	78
Conclusiones Generales.....	79
Recomendaciones.	80
Bibliografía.....	81
Anexo #1: Esquema de simulación con convertidores de CA en CA y SVCs.	1
Anexo #2: Gráficos de potencia activa y reactiva normalizada para esquema con rectificador trifásico.....	2
Anexo #3: Gráficos de potencia activa y reactiva normalizada para esquema con rectificadores monofásicos.	3

Introducción

En la actualidad existe una crisis energética a nivel mundial, por lo que científicos de diversas naciones exploran diferentes caminos para solucionar ésta. Una de las vías es encontrar nuevas fuentes de energía, en especial si es renovable para proteger al medio ambiente, la otra vía es mejorar la eficiencia energética, dígase, reducir al mínimo las pérdidas en la transformación de una forma de energía a otra o maximizar el aprovechamiento de una fuente de energía, realizar el máximo trabajo útil con toda la energía disponible o entregada por los generadores o fuentes naturales.

En la primera vía se encuentra, el empleo de la energía solar, los parques eólicos que usan la fuerza del viento y el aprovechamiento de los ríos para la construcción de pequeñas centrales hidroeléctricas (PCHs), en las cuales se transforma la energía potencial gravitatoria del caudal de agua en energía eléctrica de corriente alterna con valores determinados de voltaje efectivo y de frecuencia, para nuestro país 110 V y 60 Hz.

De las múltiples ventajas de las que son acreedoras las PCHs se pueden mencionar: su primer beneficio es producir energía eléctrica; no requieren del uso de combustibles fósiles para su funcionamiento; emplean una forma renovable de energía repuesta por la naturaleza de forma gratuita; no contaminan ni el aire ni el agua; tienen poco impacto ambiental; poseen bajo costo diseño, mantenimiento y explotación; generan puestos de trabajo en su construcción, mantenimiento y explotación; poseen larga vida útil; apoyan al desarrollo económico y mejoran la calidad de vida en el área o región donde ésta estén instaladas, que en general son asentamientos humanos en zonas montañosas.

Las ventajas anteriormente mencionadas, asociadas a la forma de relieve y los recursos hídricos de nuestro país es lo que ha motivado la instalación en el territorio nacional de 181 PCHs ubicadas fundamentalmente en las provincias orientales, de las cuales 150 operan no conectadas al Sistema Electroenergético Nacional (SEN) según datos de la empresa Hidroenergética de Guantánamo. [2]

Como estas PCHs generalmente no están conectadas al SEN, se dice que operan en régimen aislado o autónomo, resultando de gran importancia la regulación de la amplitud y la frecuencia del voltaje entregado por éstas. Para la regulación de la frecuencia se emplea el método de control por carga balastro, que consiste en variar la potencia disipada en unas resistencias denominadas cargas balastros, fantasmas o

lastres cuando varía la potencia consumida por los usuarios (potencia consumida por equipos electrodomésticos como: refrigeradores, cocinas eléctricas, ventiladores, radios, televisores de los habitantes de la zona), de forma tal que las PCHs entreguen una potencia constante. Una forma de variar la potencia disipada en las cargas fantasmas es mediante el empleo de un convertidor de corriente alterna en corriente alterna, variando los tiempos de conducción de sus dispositivos semiconductores (tiristores).

La segunda vía para tratar de solucionar la crisis energética, consiste en hacer más eficiente la conversión de una forma de energía a otra, dígase de energía mecánica en eléctrica, reduciendo las pérdidas como por ejemplo las de fricción y batimiento, o de energía eléctrica de uno a otro tipo, como: en convertidores de corriente alterna (CA) en corriente directa (CD) o viceversa, o convertidores de CA en CA, siempre observando en estos indicadores energéticos como el factor de potencia (fp), el cual es un indicador de cuanta energía útil se aprovecha de la disponible o cuánta energía es necesaria consumir de la fuente para la realización de un trabajo dado en sistemas eléctricos, para mantener este indicador lo más cercano a la unidad, que es su valor máximo.

En los sistemas eléctricos en los cuales existen dispositivos semiconductores que operen en régimen no lineal, interruptores, como: diodos, tiristores, transistores de compuerta aislada (IGBTs), mosfet de potencia, entre otros; están presentes cuatro tipos de potencias: la activa, la reactiva, la de distorsión y la aparente.

La potencia activa es la única capaz de transformarse en otros tipos de energía como: lumínica, calor, radiación, trabajo mecánico, etc.

La potencia reactiva cuantifica la energía que se encuentra oscilando entre el generador y la carga, ésta no realiza trabajo útil.

La potencia de distorsión aparece por la deformación de la corriente o el voltaje o de ambos de la forma sinusoidal pura.

La potencia aparente es la potencia que deben producir los generadores eléctricos para alimentar una carga, en un sistema su valor al cuadrado es la suma de los cuadrados de las potencias anteriores.

El factor de potencia se define como el cociente entre la potencia activa y la aparente, de esto se deduce la importancia de mantenerlo lo más cercano a la unidad.

De los beneficios producidos por mantener un alto factor de potencia (por encima de 0.9) se pueden mencionar: evitar sobrecarga de cables, transformadores y máquinas generadoras; reducir las pérdidas de cobre en los conductores (pérdidas energéticas debido a la disipación de energía eléctrica en forma calorífica); aumento de los niveles de tensión en la red eléctrica y aumento de la disponibilidad de la PCH.

En el presente trabajo se presta especial interés a la eficiencia energética, factor de potencia, de las PCHs que operan en régimen aislado y que logran la regulación de la frecuencia del voltaje producido, a través de cargas lastres en las que se varía la potencia disipada en éstas por la conexión y desconexión de la fuente de energía eléctrica en un período del voltaje mediante convertidores electrónicos de CA en CA que emplean tiristores.

Estos convertidores de CA en CA se emplean por su sencillez de fabricación, gran robustez y bajo costo de producción con respecto a otros convertidores para este tipo de aplicación, pero su propio principio de funcionamiento hace que éstos consuman energía reactiva de la fuente y que ésta dependa del ángulo con que se conmuten a los tiristores, siendo esta potencia reactiva máxima cuando el ángulo de disparo sea de 90° contribuyendo al deterioro del factor de potencia de la red eléctrica.

Lo anteriormente declarado impone como **problema de investigación** el bajo factor de potencia de las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado.

El **objeto de la investigación** es: el factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado.

El **objetivo de la investigación** es: aportar una metodología para el mejoramiento del factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado a través de la compensación de potencia reactiva.

El **campo de acción** es: la compensación de la potencia reactiva en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado.

Luego se plantea la siguiente **hipótesis**: si se obtiene una metodología para el mejoramiento del factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado, ésta permitirá el aumento de la eficiencia energética y la disponibilidad de las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado.

Para llevar a cabo la realización exitosa del objetivo de la investigación nos impusimos las siguientes tareas:

1. Caracterizar desde el punto de vista gnoseológico, histórico y actual el factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado y a los convertidores electrónicos para el control de la potencia disipada en cargas fantasmas.
2. Determinar las expresiones de los índices de rendimiento y energético en función del ángulo de disparo del convertidor de CA en CA que se emplea actualmente.
3. Descripción del compensador estático de potencia reactiva continuo.
4. Determinar las expresiones de los índices de rendimiento y energético en función del ángulo de disparo del puente rectificador monofásico a diodos con interruptor en serie con la carga y del puente rectificador trifásico a diodos con interruptor en serie con la carga que se proponen, empleando las formas de conmutación con ángulo simétrico y en adelanto y corroboración de los resultados mediante simulación.
5. Desarrollo de la metodología para el mejoramiento del factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado.
6. Corroborar la propuesta a partir de criterios o valoraciones emitidas por los especialistas.

Las técnicas y métodos empleados en la investigación son:

1. Técnicas empíricas.
2. Análisis documentales.
3. Observación.
4. Método histórico-lógico.
5. Método de análisis-síntesis.

Aporte práctico de la investigación: creación de una guía para el mejoramiento del factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas que operan en régimen aislado o autónomo.

Significación práctica de la investigación: la metodología permitirá aumentar la disponibilidad de la máquina generadora de electricidad lo que traerá como repercusión social mejorar la calidad del servicio eléctrico; incorporar otros equipamientos técnicos hospitalarios y educacionales; aumentar la durabilidad del generador en las zonas rurales donde esté instalada una pequeña central hidroeléctrica contribuyendo de esta

forma al desarrollo de la zona y elevar la calidad de vida de los pobladores que reciban este servicio.

El informe está estructurado en: introducción general, dos capítulos con introducción y conclusiones parciales cada uno, conclusiones generales, recomendaciones, bibliografía y anexos.

Capítulo I: El Factor de Potencia en Pequeñas Centrales Hidroeléctricas en Régimen Autónomo.

Introducción.

En este capítulo se realiza una caracterización gnoseológica del factor de potencia en las pequeñas centrales hidroeléctricas (PCHs) que operan en régimen aislado, para esto se caracteriza gnoseológicamente estas PCHs, se repasan las definiciones y significado de los índices de rendimiento y energéticos que se emplean en este trabajo y que brindan información sobre la calidad y utilidad de la energía en sistemas electroenergéticos, se describe el convertidor de CA en CA empleado para el control de la frecuencia por medio de carga lastre y del compensador estático de potencia reactiva (SVC) que emplea capacitor y reactor para corregir el factor de potencia de forma continua, se hace una caracterización desde un enfoque histórico y actual de las PCHs, de los convertidores de CA en CA y de los métodos de compensación de potencia reactiva.

Las consideraciones que se emplean para el desarrollo del capítulo son:

1. El voltaje entregado por el alternador es aproximadamente sinusoidal.
2. Los dispositivos semiconductores de potencia los consideramos ideales, caída de voltaje en estado de conducción y corriente de fugas en estado de no conducción despreciables.
3. Al emplear conmutación por fase a 60 Hz, se considera que la conmutación de los dispositivos de potencia es instantánea, luego no hay pérdidas en éstos.
4. Los convertidores monofásicos conectados en cada fase en un sistema trifásico se conmutan con el mismo ángulo para lograr un sistema balanceado.

1.1. Caracterización gnoseológica del factor de potencia en pequeñas centrales hidroeléctricas en régimen autónomo.

1.1.1. Caracterización gnoseológica de pequeñas centrales hidroeléctricas en régimen autónomo.

Que el planeta Tierra sea finito, es una realidad al igual que los recursos naturales como: el petróleo, carbón, gas natural, árboles y minerales diversos que el hombre emplea para construir su mundo. Esta realidad es evidente si se compara el planeta

Tierra con un globo conteniendo estos recursos, que al consumirse sin posibilidad de reponerse se agotan. Este enfoque, avizora un futuro desabastecimiento de fuentes de energía o que los precios de estas fuentes crezcan de modo excesivo (Sitio 2).

En la actualidad existe una crisis energética a nivel mundial, por lo que científicos apuestan al uso de energías renovables y al aumento de la eficiencia energética. Dentro de las energías renovables que existen en la naturaleza, encontramos el empleo de la energía hidráulica para la construcción de centrales hidroeléctricas.

La energía hidráulica es: la energía que se obtiene de la caída del agua desde cierta altura a un nivel inferior lo que provoca el movimiento de ruedas hidráulicas o turbinas. Luego la función de una central hidroeléctrica es utilizar la energía hidráulica del agua y convertirla, primero en energía mecánica y luego en eléctrica (Sitios 1 y 2).

De las instalaciones hidroeléctricas tienen gran importancia las centrales de pequeña potencia, pues no requieren grandes embalses. Una pequeña central hidroeléctrica (PCH) es un tipo especial de central hidráulica utilizada para la generación de energía eléctrica a partir de la energía potencial o cinética del agua (Sitios 1 y 2).

La clasificación de estas PCHs según su capacidad de generación posee diversos criterios, se empleará la clasificación en micro, mini y pequeña según la Organización Latinoamericana de Energía (OLADE) [27], como aparece en la tabla 1.1.1.

Tabla 1.1.1 Tipos de centrales según su capacidad de generación [27].

Tipo de centrales	Potencia generada
Microcentrales hidroeléctricas (μ CH)	hasta 50 kW
Minicentrales hidroeléctricas (mCH)	50 - 500 kW
Pequeñas centrales hidroeléctricas (PCH)	500 - 5000 kW

De las múltiples ventajas de las que son acreedoras las PCHs (Sitios 1, 2 y 4), se pueden mencionar:

- Producir energía eléctrica, es su primer beneficio, permitiendo el desarrollo de la industria local, incorporar equipamiento técnico hospitalario y educacionales lo que mejora la calidad de vida en la región donde la PCH esté instalada.
- No requieren uso de combustibles fósiles, por lo que no contaminan el aire con emisiones de dióxido de carbono y cenizas, ni el agua, por lo que clasifican como tecnologías limpias.
- Emplean una forma renovable de energía, la hidráulica, que es repuesta gratuitamente por la naturaleza.

- Producen poco impacto ambiental, pueden pasar desapercibidas ya que las instalaciones pueden hacerse subterráneas o construidas con materiales de la región, además al no usar represa de gran dimensión y retorno del agua al cauce del río evita afectar el entorno.
- Bajo costo de construcción, mantenimiento y explotación, las obras de ingeniería no son de gran envergadura debido a su pequeño tamaño, precio y facilidad de instalación.
- Posibilidad de empleo, generados por los trabajos de construcción, mantenimiento y explotación.
- La turbina hidráulica es una máquina sencilla, eficiente y segura.
- Las obras de ingeniería que aprovechan la energía hidráulica poseen larga vida útil.

La principal desventaja es [22]:

- La disponibilidad de la energía eléctrica puede fluctuar de estación en estación y de año en año, según las características hidrológicas de la zona.

La instalación hidrogeneradora mostrada en la figura 1.1.1, consta de un generador eléctrico generalmente sincrónico trifásico destinado a la producción de electricidad con un valor de tensión y frecuencia determinado, acoplado al eje de una turbina hidráulica que aprovecha la energía potencial gravitatoria del caudal de agua en su caída de un nivel superior a uno inferior. El flujo de agua es conducido por una tubería conductora hasta la válvula que regula el gasto de agua que llega a la turbina y hace que ésta produzca energía mecánica rotatoria. (Sitio 1)

Cuando estas PCHs no se encuentran conectadas al Sistema Electroenergético Nacional (SEN), se dice que operan en régimen aislado o autónomo y presentan la necesidad de regulación del voltaje y frecuencia, para independizarlas de las variaciones de la carga originadas por cambios en el consumo eléctrico y variaciones del flujo del agua en la turbina.

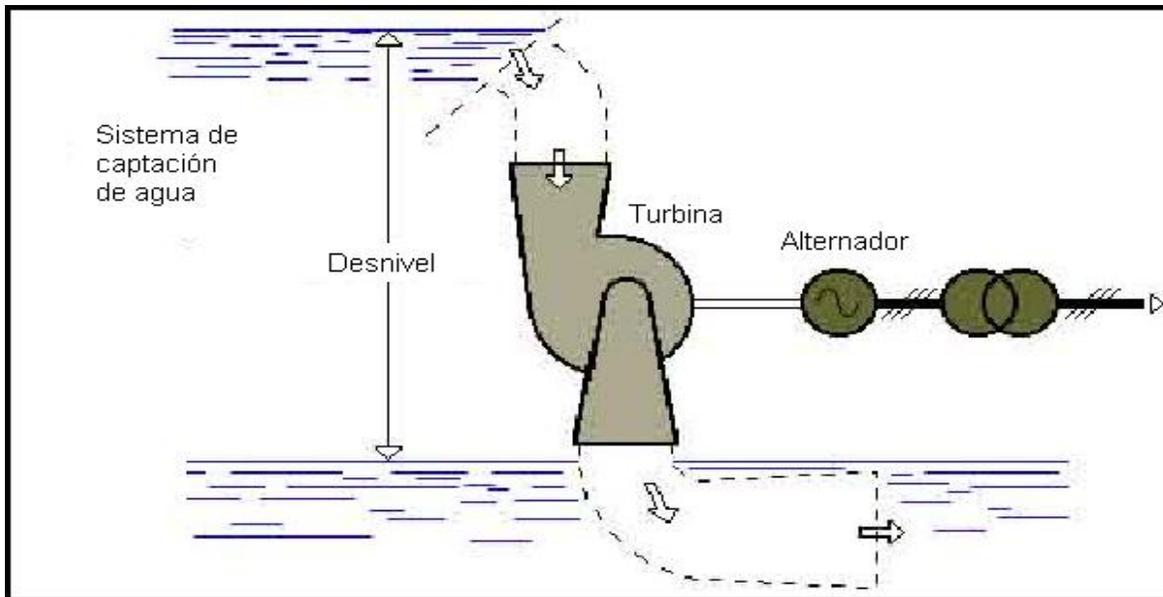


Fig. 1.1.1 Esquema de una instalación hidrogeneradora.

Las máquinas sincrónicas, generadores, según [24] presentan las siguientes características cuando operan en régimen autónomo:

1. La frecuencia depende totalmente de la velocidad de la turbina.
2. El factor de potencia es impuesto por la carga pudiendo variar cuando diversos equipos eléctricos son apagados o encendidos.
3. El voltaje en los terminales de la máquina depende de la velocidad del rotor, corriente de campo, corriente de armadura y factor de potencia.

La frecuencia f en Hz, de un generador sincrónico o alternador está relacionada con la velocidad de giro n en r.p.m. del rotor y el número de pares de polos p de la máquina según $f = \frac{p \cdot n}{60}$.

Existe variación de la frecuencia del voltaje producido por un alternador cuando aparece un desequilibrio entre la potencia generada y la consumida por la carga.

Algunos efectos negativos de la variación de la frecuencia en sistemas eléctricos son [22]:

- Los motores eléctricos producen mayor o menor potencia.
- Las pérdidas de núcleo en transformadores y motores varían de forma cuadrática con la frecuencia.
- Los relojes sincronizados con la red se adelantan o atrasan.
- Se alteran los equipos electrónicos que emplean la frecuencia como referencia.

- Los filtros de armónicos producen un efecto distorsionador.

En Cuba, la frecuencia nominal de la tensión de la red es de 60Hz y la norma internacional impone que la variación de ésta alrededor de su valor nominal no sea superior a 1Hz, aunque los estándares de calidad aceptados para pequeños sistemas eléctricos son los siguientes: variación de la tensión de ± 8 a 10 % del valor nominal y la frecuencia de 60 Hz con variación de ± 1 Hz (se aceptan incrementos del 5% (3Hz) pero se evitan frecuencias debajo de la nominal). [22, 30]

Los métodos de regulación de frecuencia en PCHs en régimen aislado, [16] y [22] son:

Regulación a caudal variable o caudal de agua: aquí la potencia generada (P_G) está definida exclusivamente por la potencia de consumo de los usuarios (P_C). La ecuación de este tipo de regulación es: $P_G = P_C$. Se utiliza tanto en grandes como pequeños generadores y consiste en adecuar P_G a la P_C variando el flujo de agua que ingresa a la turbina.

Regulación a caudal constante o por carga lastre: se realiza manteniendo el caudal constante y modificando la potencia disipada en una carga lastre conectada en paralelo con la carga de los usuarios de modo tal que la potencia generada (P_G), constante, sea igual a la potencia disipada por la carga lastre (P_L) más la potencia consumida por los usuarios (P_C), figura 1.1.2. La ecuación de este tipo de regulación es: $P_G = P_L + P_C$. Este principio se aplica a alternadores pequeños debido a que el costo de las resistencias, carga lastre, resulta cada vez más prohibitivo a medida que aumenta la potencia.

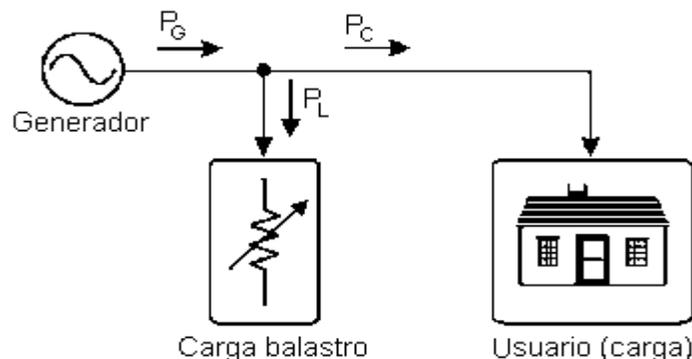


Fig. 1.1.2 Esquema general de trabajo.

Regulación mixta o por caudal variable y carga lastre: este método es una combinación de los dos anteriores. Dada las particularidades de los consumidores, la carga lastre puede implementarse de manera que represente entre el 20 y el 30% de la potencia nominal del generador. [16]

Las ventajas y desventajas que afirman Echevarría y Bell [16], Mare y Odello, [22] de cada método de control son:

- La regulación a caudal variable ahorra agua, se aplica a pequeñas y grandes turbinas, pero los accionamientos mecánicos son caros y requieren mantenimiento riguroso lo que encarece el costo de estas PCHs y se tiene una respuesta lenta del sistema de regulación.
- La regulación por carga lastre es la más sencilla de implementar desde el punto de vista electrónico, exacto y de rápida respuesta, importante ante bruscos cambios en la carga (usuarios), pues carece de elementos actuadores mecánicos, se puede instalar en cualquier parte de la red eléctrica y su costo es relativamente más bajo, pero tiene alto consumo de agua y se aplica en PCHs de pequeña potencia.
- La regulación mixta trata de solucionar las desventajas de los métodos anteriores, logra una buena regulación y ahorro de agua, cuestión vital en ríos de poco caudal.

Carga lastre también conocida como: carga balastro, fantasma, secundaria, auxiliar, complementaria o ficticia tiene como función disipar potencia, las dos formas de construirlas es mediante resistencia eléctrica capaz de disipar energía eléctrica de gran potencia generalmente hasta del orden de las decenas de kW o por corriente de Foucault. [22]

El empleo de resistencias lastre es una forma ineficiente de regulación, ya que gran parte de la energía se desperdicia al disiparse en las resistencias. Desde el punto de vista de la eficiencia, es mucho mejor el empleo de un accionamiento que actúe sobre la válvula de control del flujo de la turbina. De esta manera se ahorra energía a través de la reducción del consumo de agua, la cual puede ser almacenada en algún reservorio para su posterior uso. Por lo general, las microcentrales no cuentan con tales reservorios ya que la mayoría se ubica sobre el mismo curso de agua. Hoy en día, sólo las minicentrales y centrales de gran escala utilizan este tipo de accionamientos. [22]

El principio de funcionamiento del control de frecuencia empleando carga fantasma se resume en transferir más energía a ésta, si la frecuencia en el sistema aumenta como consecuencia de una disminución de P_c , o disminuir la energía entregada a la carga balastro si disminuye la frecuencia en el sistema debido a un aumento en P_c .

Las tres formas de lograrse el objetivo anterior son: variación de ángulo de fase, modulación de ancho de pulso y cargas binarias. [22]

Sólo analizaremos la variación de ángulo de fase, ésta emplea dispositivos semiconductores como tiristores (SCR) o triacs en serie con la carga auxiliar a los cuales modificándole el tiempo de conducción en cada semiperíodo del voltaje producido por el alternador adelantando o atrasando el pulso de disparo después del cruce por cero de dicho voltaje se logra variar de forma continua la potencia disipada en la carga auxiliar. El circuito que realiza esta función es el convertidor de corriente alterna en corriente alterna (convertidor de CA en CA) por control de ángulo de fase.

Las ventajas y desventajas del método de regulación por variación de ángulo de fase son: emplean tiristores o triacs que son componentes robustos y al ser de conmutados a 60 Hz son relativamente baratos. Al emplear una carga lastre por fase disminuye el costo económico y el sistema es más simple pero la regulación se suspenderá si falla esa única resistencia.

El método de regulación o control de frecuencia para PCHs en régimen aislado seleccionado para realizar el presente trabajo es el control por carga lastre resistiva con variación de ángulo de fase y porque permitirá aumentar la eficiencia energética.

1.1.2. Índices de rendimiento y energético.

En este epígrafe se realiza un breve repaso de la definición y significado de cada índice de rendimiento y energético que se emplean en este trabajo, útiles para condiciones no sinusoidales impuesta por el uso de componentes que operan en régimen no lineal.

La operación de los convertidores de electrónica de potencia que se tratan, se basan en la conmutación de dispositivos semiconductores, los cuales transitan del estado de conducción al de no conducción o viceversa. Estas conmutaciones necesarias para el funcionamiento de los convertidores producen deformaciones en la forma de onda de la corriente en su entrada aunque el convertidor esté alimentado con un voltaje sinusoidal. La corriente de entrada al estar deformada contiene un conjunto de armónicas de frecuencia múltiplos de la frecuencia fundamental, frecuencia de la onda deformada, que se determinan descomponiendo la forma de onda de la corriente con la serie de Fourier.

Empleando las definiciones encontradas en [21], [23], [25], [26] y [29], los parámetros de rendimiento y energéticos que cuantifican la energía y la calidad de ésta son:

Ángulo de desplazamiento (ϕ_1), ángulo entre las componentes fundamentales del voltaje de entrada y de la corriente, éste indica el defasaje que existe entre ellos.

El factor de desplazamiento o factor de potencia de desplazamiento (FPD), es el coseno del ángulo de desplazamiento.

Sea el valor efectivo de la corriente de entrada al convertidor I_{rms} y el valor efectivo de su primer armónico I_{1rms} , se define el **factor armónico o distorsión armónico total** (T.H.D.i), en el cual el subíndice indica que es de corriente, según:

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2}{I_{1rms}^2}} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1rms}}\right)^2 - 1} \quad (1.1.1)$$

ésta es una medida de la distorsión de una forma de onda.

Sea el voltaje sinusoidal de valor efectivo V_{ef} , a_1 y b_1 las componentes en cuadratura y en fase de la componente fundamental de la corriente, se definen según [9], [26] y [25]

Potencia activa:

$$P = V_{ef} I_{1rms} \cos(\phi_1) = V_{ef} I_{1rms} FPD = V_{ef} \frac{b_1}{\sqrt{2}} \quad (1.1.2)$$

esta potencia es la única capaz de transformarse en otros tipos de energía como: lumínica, calor, radiación, trabajo mecánico, etc.

Potencia reactiva:

$$Q = V_{ef} I_{1rms} \sen(\phi_1) = V_{ef} \frac{a_1}{\sqrt{2}} \quad (1.1.3)$$

Para ésta potencia emplearemos el siguiente convenio, la potencia reactiva inductiva se considerará positiva y la capacitiva negativa. La potencia reactiva indica cuanta energía se encuentra oscilando entre el generador y la carga, ésta no realiza trabajo útil, por lo que se considera una medida de potencia transmitida inútilmente y del grado en el cual un sistema de potencia no se aprovecha adecuadamente.

Potencia aparente:

$$S = V_{ef} I_{rms} \quad (1.1.4)$$

La potencia aparente es la potencia que deben producir los generadores eléctricos para alimentar una carga.

Potencia de distorsión (T), surge por la deformación de la forma de onda de la corriente, no tiene expresión de definición propia, se determina a partir de las potencias anteriores:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + T^2 \quad (1.1.5)$$

Despejando

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = V_{ef} \sqrt{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2} = V_{ef} I_{1rms} T.H.D.i \quad (1.1.6)$$

Factor de potencia se define como el cociente entre la potencia activa y la aparente:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} I_{1rms} \cos(\phi_1)}{V_{ef} I_{rms}} \quad (1.1.7)$$

$$fp = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cos(\phi_1) = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} FPD \quad (1.1.8)$$

Un bajo factor de potencia en un sistema eléctrico produce los siguientes inconvenientes tanto a los consumidores como a las empresas distribuidoras de energía: aumento de la intensidad de corriente, de las pérdidas en los conductores y de la temperatura en estos, lo que disminuye la vida útil del aislamiento, aumento de caídas de tensión, incremento de potencia en los transformadores con la correspondiente disminución de su vida útil y de su capacidad, aumento en facturas por consumo de electricidad y penalización por bajo factor de potencia, mayor inversión en los equipos de generación y transformadores porque su capacidad en kVA debe aumentar para poder entregar la energía reactiva adicional, baja regulación de voltaje, lo cual puede afectar la estabilidad de la red eléctrica. (Sitios 6, 8 y 10)

1.1.3. Análisis del convertidor de CA en CA.

En el presente epígrafe se analizará el convertidor de CA en CA empleado actualmente atendiendo a los parámetros de rendimiento y energéticos definidos en el acápite anterior, además se realizarán simulaciones para corroborar los resultados obtenidos.

Como el sistema es trifásico, existe un convertidor en cada fase que regula la cantidad de energía transferida del alternador a las cargas balastros, además al estar los

convertidores conectados en estrella, basta analizar uno para obtener los resultados del conjunto.

En la figura 1.1.3 se muestra el esquema de simulación del convertidor de CA en CA en Psim para una fase.

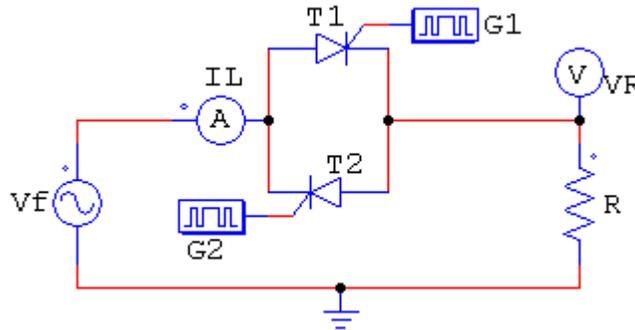


Fig. 1.1.3 Esquema de simulación del convertidor de CA en CA.

Este esquema de simulación está compuesto por: fuente de voltaje sinusoidal (V_f) que representa una fase del alternador, de voltaje efectivo 110 V y frecuencia 60 Hz, convertidor de CA en CA constituido por los tiristores T1 y T2, gatillos (G1 y G2) cuya función es darle el pulso de disparo a los tiristores y sus parámetros son frecuencia (60 Hz), número de puntos de conmutación (2) y puntos de conmutación (se indica el ángulo de disparo deseado), resistencia de carga que representa la carga lastre ($R=1.21$ ohm) y los marcadores de corriente y voltaje (IL y VR) para visualizar las formas de onda de la corriente de entrada al convertidor y del voltaje en la carga respectivamente.

El funcionamiento del esquema es el siguiente: para el semiciclo del voltaje de entrada se dispara el T1 un ángulo alfa después del cruce por cero, haciendo que éste pase al estado de conducción permitiendo el flujo de potencia de la fuente a la carga. Durante el semiciclo negativo se dispara T2 un ángulo alfa después del cruce por cero, haciendo que éste pase al estado de conducción permitiendo el flujo de potencia de la fuente a la carga. Variando el ángulo de disparo se controla el flujo de potencia.

En la figura 1.1.4 se representan las formas de onda más significativas tanto de voltaje como de corriente del circuito anterior.

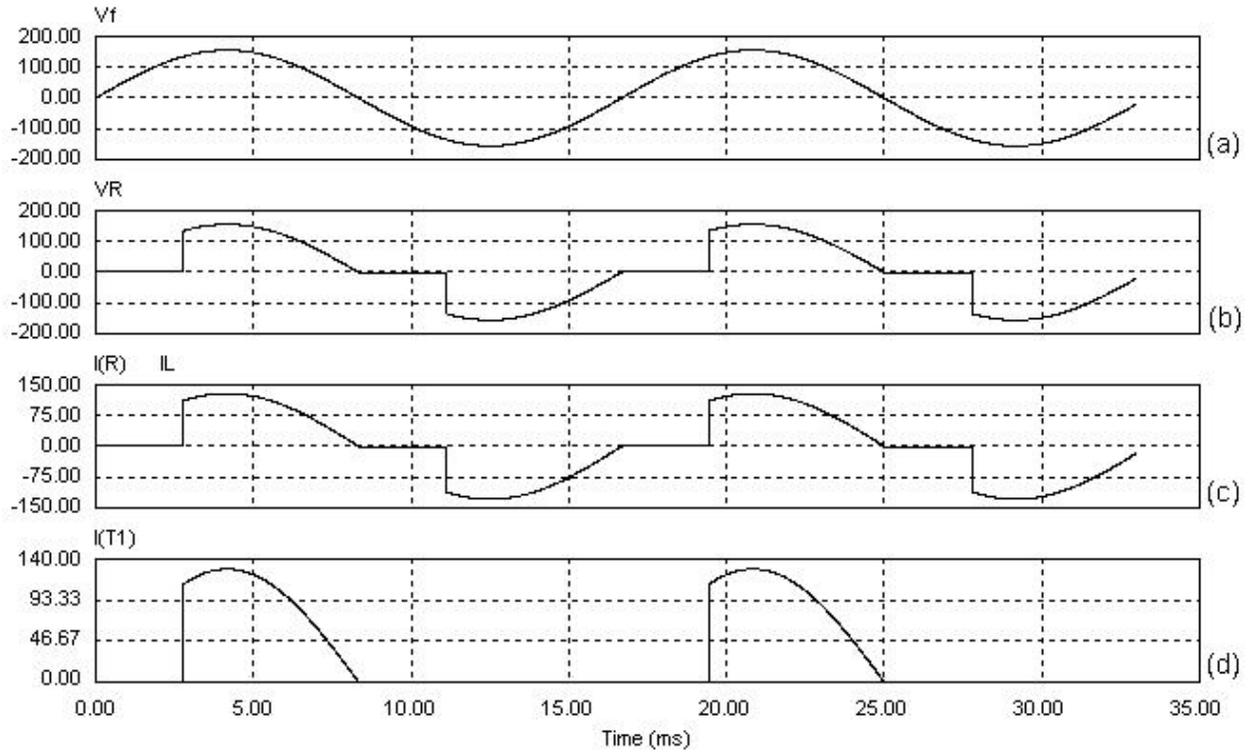


Fig. 1.1.4 Graficas de las formas de onda más significativas del convertidor de CA en CA. (a) Voltaje de la fuente, (b) Voltaje en la carga, (c) Corriente en línea la misma de la carga, (d) Corriente en el tiristor T1. El voltaje instantáneo en la carga se observa en la figura 1.1.4b, cuya forma de onda posee período $T_{VR} = 2\pi$ y se define como:

$$v_R(\theta) = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & 0 < \theta < \alpha \\ \sqrt{2}V_{ef} \text{sen}(\theta) & \alpha < \theta < \pi \\ 0 & \pi < \theta < \pi + \alpha \\ \sqrt{2}V_{ef} \text{sen}(\theta) & \pi + \alpha < \theta < 2\pi \end{array} \right\} \quad (1.1.9)$$

Con la expresión analítica del voltaje instantáneo en la carga se obtiene la característica de control, ecuación del voltaje efectivo en la carga en función del ángulo de disparo α .

$$V_{R\alpha} = \sqrt{\frac{2}{T_{VR}} \int_0^{T_{VR}} [v_R(\theta)]^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} [\sqrt{2}V_{ef} \text{sen}(\theta)]^2 d\theta} \quad (1.1.10)$$

$$V_{R\alpha} = V_{ef} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(\alpha)}{2} \right]} \quad 0 \leq \alpha \leq \pi \quad (1.1.11)$$

Para $\alpha = 0$, se obtiene el máximo voltaje efectivo en la carga $V_{R\alpha}(\alpha = 0) = V_{ef}$ y para $\alpha = \pi$ se obtiene el valor mínimo de voltaje efectivo en la carga $V_{R\alpha}(\alpha = \pi) = 0$.

Al dividir la ec (1.1.11) por el valor efectivo del voltaje de entrada se obtiene la característica de control normalizada en función de alfa α .

$$V_{R\alpha} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(\alpha)}{2} \right]} \quad 0 \leq \alpha \leq \pi \quad (1.1.12)$$

Esta característica de control normalizada se grafica en la siguiente figura.

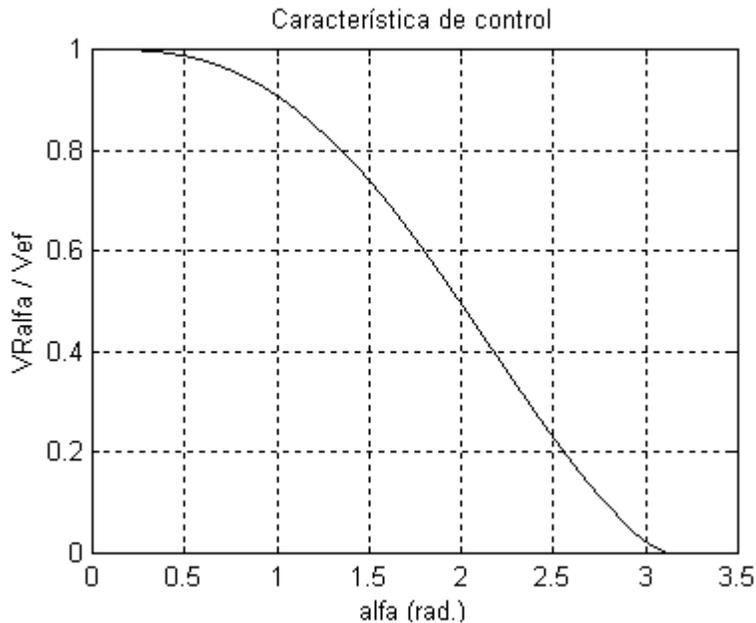


Fig. 1.1.5 Grafica de la característica de control normalizada para el convertidor de CA en CA.

Para realizar un análisis armónico a la corriente de entrada al convertidor hay que aplicarle el análisis de Fourier, dicha corriente está afectada principalmente por las conmutaciones, por lo que estará distorsionada, ésta corriente tiene período $T_{iL} = 2\pi$ y su expresión de definición se obtiene de su forma de onda, mostrada en la figura 1.1.4c.

$$i_L(\theta) = \left. \begin{array}{ll} 0 & 0 < \theta < \alpha \\ \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) & \alpha < \theta < \pi \\ 0 & \pi < \theta < \pi + \alpha \\ \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) & \pi + \alpha < \theta < 2\pi \end{array} \right\} \quad (1.1.13)$$

Esta corriente presenta simetría de media onda, luego en la serie de Fourier $a_0 = a_n = b_n = 0$ para n par.

$$i_L(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \cos(n\theta) + b_n \text{sen}(n\theta) \quad (1.1.14)$$

Determinando los coeficientes a_n para n impar:

$$a_n = \frac{4}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/2} i_L(\theta) \cos(n\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad (1.1.15)$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\cos[(n+1)\alpha] - 1}{n+1} - \frac{\cos[(n-1)\alpha] - 1}{n-1} \right] \quad (1.1.16)$$

Notemos que para n=1 la expresión de ese coeficiente se indetermina. Obteniendo a_1 :

$$a_1 = \frac{4}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/2} i_L(\theta) \cos(\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) \cos(\theta) d\theta \quad (1.1.17)$$

$$a_1 = -\frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.18)$$

Determinando los coeficientes b_n para n impar:

$$b_n = \frac{4}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/2} i_L(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta \quad (1.1.19)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\text{sen}[(n+1)\alpha]}{n+1} - \frac{\text{sen}[(n-1)\alpha]}{n-1} \right] \quad (1.1.20)$$

Notemos que para n=1 la expresión de ese coeficiente se indetermina. Obteniendo b_1 :

$$b_1 = \frac{4}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/2} i_L(\theta) \text{sen}(\theta) d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) \text{sen}(\theta) d\theta \quad (1.1.21)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.22)$$

Una vez calculado estos coeficientes se puede encontrar la forma compacta de la serie de Fourier:

Determinando la amplitud C_1 :

$$C_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} = \sqrt{\left(-\frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}\right]\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}\right]\right)^2} \quad (1.1.23)$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}} \quad (1.1.24)$$

Este coeficiente da la amplitud del primer armónico, observamos que para $\alpha = 0$

$C_1 = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R}$, valor máximo, es cuando el convertidor se comporta como un cable y para

$\alpha = \pi$ $C_1 = 0$, los tiristores no entran en conducción y no conectan la carga a la fuente.

Los coeficientes C_n :

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.1.25)$$

$$C_n = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \sqrt{\left(\frac{\cos[(n+1)\alpha] - 1}{n+1} - \frac{\cos[(n-1)\alpha] - 1}{n-1}\right)^2 + \left(\frac{\text{sen}[(n+1)\alpha]}{n+1} - \frac{\text{sen}[(n-1)\alpha]}{n-1}\right)^2} \quad (1.1.26)$$

$$C_n = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R(n^2 - 1)} \sqrt{(n^2 + 3) - (n^2 - 1)\cos(2\alpha) - 4\{n\text{sen}(n\alpha)\text{sen}(\alpha) + \cos(n\alpha)\cos(\alpha)\}} \quad (1.1.27)$$

Para $\alpha = 0$ los coeficientes $C_n = 0$, lo que está en correspondencia con el comportamiento del convertidor de CA en CA, cuando $\alpha = 0$ la resistencia de carga siempre está conectada a la fuente, luego la corriente es sinusoidal pura.

Determinando el ángulo de fase ϕ_{1n} para cada armónico impar:

$$\phi_{11} = \text{tg}^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right) = \text{tg}^{-1}\left(\frac{-\frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}\right]}{\frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}\right]}\right) \quad (1.1.28)$$

$$\phi_{11} = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2\pi - 2\alpha + \text{sen}(2\alpha)}\right) \quad (1.1.29)$$

El signo negativo indica el atraso de la corriente de línea con respecto al voltaje de entrada. Para $\alpha = 0$ $\phi_{11} = 0$, no hay defasaje entre la componente fundamental de la corriente y el voltaje de entrada.

Las fases para los restantes armónicos $n=3, 5, 7, \dots$

$$\phi_{1n} = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (1.1.30)$$

$$\phi_{1n} = -\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{n\operatorname{sen}(n\alpha)\operatorname{sen}(\alpha) + \cos(n\alpha)\cos(\alpha) - 1}{n\operatorname{sen}(\alpha)\cos(n\alpha) - \operatorname{sen}(n\alpha)\cos(\alpha)}\right) \quad (1.1.31)$$

A continuación se muestra el espectro de amplitud contra frecuencia de la corriente de entrada al convertidor, en la que se han representado los 10 primeros armónicos. De la figura 1.1.6, se observa que los armónicos de orden par son nulos, debido a la simetría de media onda de la corriente. Se empleó un ángulo de 60° y la amplitud de cada coeficiente se dividió por la cantidad V_{ef} / R para normalizar.

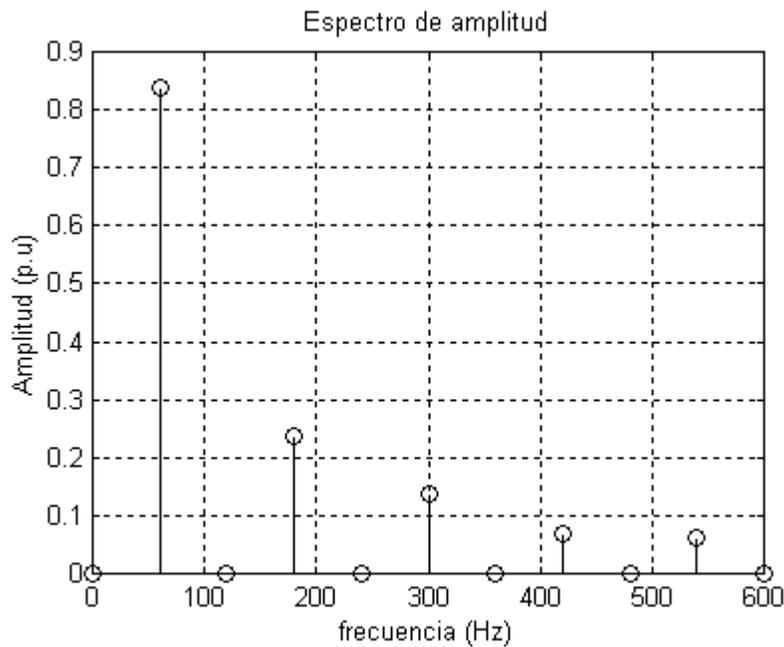


Fig. 1.1.6 Espectro de la corriente de entrada al convertidor de CA en CA para $\alpha=60^\circ$.

El ángulo de desplazamiento:

$$\phi_1 = \phi_{v1} - \phi_{i1} \quad (1.1.32)$$

$$\phi_1 = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2\pi - 2\alpha + \operatorname{sen}(2\alpha)}\right) \quad (1.1.33)$$

Este ángulo es positivo para $0 < \alpha < \pi$ indicando que el voltaje de entrada está en adelanto respecto a la corriente, excepto en $\alpha = 0$ donde las fases de ambos coinciden.

El factor de potencia de desplazamiento:

$$FPD = \cos(\phi_1) = \cos\left[\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2\pi - 2\alpha + \operatorname{sen}(2\alpha)}\right)\right] \quad (1.1.34)$$

$$FPD = \frac{2(\pi - \alpha) + \text{sen}(2\alpha)}{2\sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}}} \quad (1.1.35)$$

El valor efectivo del armónico fundamental de la corriente de entrada es:

$$I_{1rms} = \frac{C_1}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ef}}{\pi R} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}} \quad (1.1.36)$$

El valor efectivo de la corriente de entrada es:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/2} [i_L(\theta)]^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left[\frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) \right]^2 d\theta} \quad (1.1.37)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (1.1.38)$$

Con las expresiones de la corriente efectiva de entrada y del valor efectivo del primer armónico de ésta, se encuentra la distorsión armónica total (T.H.D.i) de corriente.

$$T.H.D.i = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1rms}} \right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\frac{V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}}{\frac{V_{ef}}{\pi R} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}}} \right)^2 - 1} \quad (1.1.39)$$

$$T.H.D.i = \sqrt{\left(\frac{\pi \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}} \right)^2 - 1} \quad (1.1.40)$$

Para $\alpha = 0$, el T.H.D.i es cero, resultado esperado pues para este valor de alfa, el convertidor mantiene conectada la carga a la fuente en todo instante de tiempo y el circuito se comporta como resistivo puro, por lo que la corriente es sinusoidal pura, o sea, no hay distorsión. Para $\alpha = \pi$ el T.H.D.i tiende a infinito.

Ahora se realiza el análisis energético del convertidor.

Determinando la potencia activa de entrada al convertidor empleando la componente del armónico fundamental de corriente de entrada en fase con el voltaje de entrada:

$$P_{ent} = V_{ef} \frac{b_1}{\sqrt{2}} \quad (1.1.41)$$

$$P_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.42)$$

Para $\alpha = 0$ la potencia activa es máxima de valor $P_{\alpha 0} = \frac{V_{ef}^2}{R}$, lo que corresponde con el comportamiento del convertidor pues para este valor de α , la fuente ve conectada a ella una resistencia pura y ésta $P_{\alpha 0}$ es la potencia que se disipa en dicha resistencia. Para $\alpha = \pi$, la potencia de entrada alcanza su valor mínimo, cero, pues no se transfiere potencia a la carga. Esta potencia tiene una curva aproximadamente sinusoidal como lo indica la ec (1.1.42).

Esta variación de la potencia disipada en una resistencia fija producto de la variación del ángulo de disparo a los tiristores del convertidor, podría observarse como la potencia disipada en una resistencia equivalente variable con alfa, sea R_{eq} , ésta resistencia equivalente e igualemos las potencias.

$$\frac{V_{ef}^2}{R_{eq}} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.43)$$

Luego:

$$R_{eq} = \frac{\pi R}{\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}} \quad (1.1.44)$$

Se observa que R_{eq} evaluada para $\alpha = 0$ es igual a la resistencia de carga y para $\alpha = \pi$, R_{eq} tiende a infinito, lo que indica que para este valor de alfa el convertidor no permite la circulación de corriente de la fuente a la carga.

A continuación se grafica R_{eq} / R en función del ángulo de control.

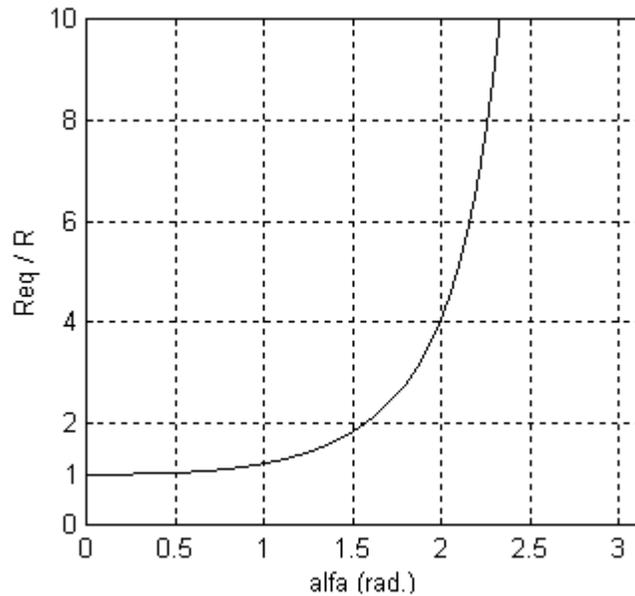


Fig. 1.1.7 Gráfica de R_{eq} / R en función del ángulo de disparo.

Determinando la potencia reactiva de entrada al convertidor empleando la componente de la armónica fundamental de la corriente de entrada en cuadratura con el voltaje de entrada, notemos que el valor negativo de a_1 , indica que ésta componente de la corriente está en retraso con el voltaje, resultado obtenido en ec (1.1.29).

$$Q_{ent} = V_{ef} \frac{a_1}{\sqrt{2}} \text{sen}(-90^\circ) \quad (1.1.45)$$

$$Q_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.46)$$

La potencia de entrada al convertidor es positiva lo que indica que ésta se consume de la red. En la figura 1.1.8 se grafica la potencia reactiva de entrada entre la potencia activa máxima contra el ángulo de disparo, ésta es cero para $\alpha = 0$ y $\alpha = \pi$. Para $\alpha = \pi/2$ alcanza la potencia reactiva su valor máximo de 0.318 veces la potencia activa máxima que es la máxima potencia consumida de la red. Para $\alpha = 0$ la potencia reactiva es nula, pues no existe defasaje entre la componente fundamental de la corriente de entrada y el voltaje de alimentación.

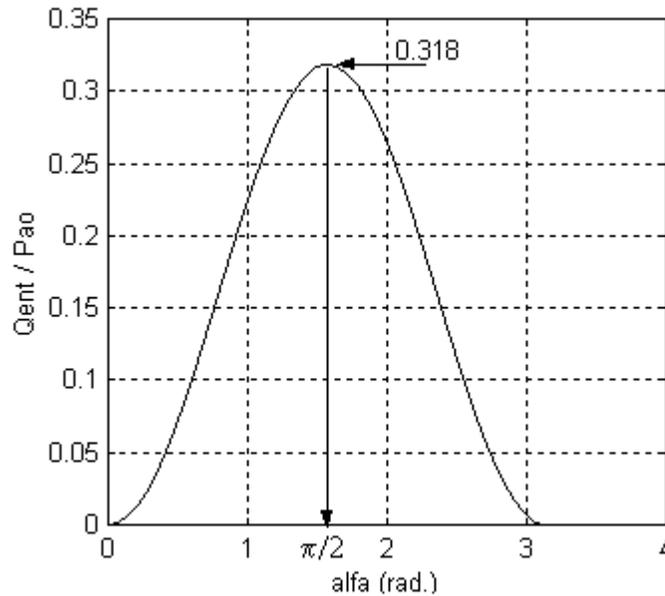


Fig. 1.1.8 Grafica de $Q_{ent} / P_{\alpha 0}$ en función del ángulo de disparo.

La existencia de la potencia reactiva a la entrada del convertidor producto de las conmutaciones, podría observarse como en una reactancia inductiva equivalente X_{eq} variable con el ángulo de disparo, para determinarla igualemos las potencias reactivas:

$$\frac{V_{ef}^2}{X_{eq}} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.47)$$

Luego:

$$X_{eq} = \frac{2\pi R}{1 - \cos(2\alpha)} \quad (1.1.48)$$

y la inductancia equivalente es:

$$L_{eq} = \frac{2\pi R}{\omega(1 - \cos(2\alpha))} \quad (1.1.49)$$

Donde ω es la frecuencia angular igual a 377 rad/s.

Para $\alpha = 0$, la reactancia y la inductancia equivalente tienden a infinito, lo que indica que existirá una gran oposición a la circulación de la componente en cuadratura de la armónica fundamental de la corriente de entrada, recordar que para $\alpha = 0$, la corriente de entrada no está distorsionada y está en fase con el voltaje de entrada. Para $\alpha = \pi$, X_{eq} y L_{eq} tienden a infinito, esta gran oposición a la circulación de la corriente de entrada se corresponde con la desconexión de la carga de la fuente. Para $\alpha = \pi/2$ tanto X_{eq} como L_{eq} toman sus valores mínimos y es cuando se consume la $Q_{ent\max}$,

$X_{eq\min} = \pi R$ y $L_{eq\min} = \pi R / \omega$. En la figura 1.1.9 se muestra la variación de la inductancia equivalente dividida por la resistencia de carga R en función del ángulo de disparo ilustrando lo antes discutido, para una frecuencia de 60 Hz.

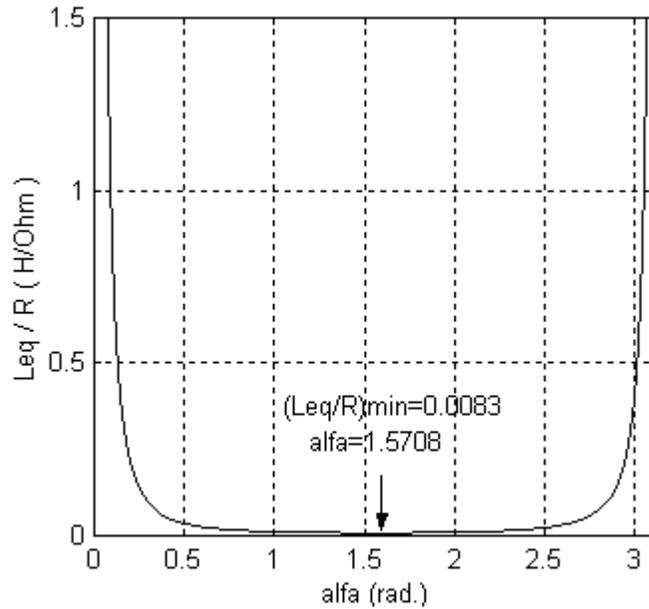


Fig. 1.1.9 Grafica de L_{eq} / R en función del ángulo de disparo.

La potencia aparente de entrada:

$$S_{ent} = V_{rms} I_{rms} \quad (1.1.50)$$

$$S_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (1.1.51)$$

Para $\alpha = 0$, la potencia aparente toma su valor máximo igual al potencia activa máxima disipada en la resistencia de carga. Para $\alpha = \pi$, la fuente no le entrega energía a la carga por lo que la potencia aparente es nula su valor mínimo. Esta potencia tiene una curva aproximadamente sinusoidal como lo indica la ec (1.1.51).

La potencia de distorsión se determina como:

$$T_{ent} = \sqrt{S_{ent}^2 - P_{ent}^2 - Q_{ent}^2} \quad (1.1.52)$$

$$T_{ent} = \frac{\sqrt{2} V_{ef}^2}{2\pi R} \sqrt{2\alpha(\pi - \alpha) + (2\alpha - \pi)\text{sen}(2\alpha) + \cos(2\alpha) - 1} \quad (1.1.53)$$

Para $\alpha = 0$, $T_{ent} = 0$ debido a que la corriente de entrada al convertidor no está distorsionada. Para $\alpha = \pi$, $T_{ent} = 0$ pues la corriente de entrada es nula.

A continuación se muestra el gráfico de la potencia de distorsión de entrada dividida por la potencia activa máxima en función de alfa. Se observa en esta que para $\alpha = \pi/2$ la potencia de distorsión alcanza su valor máximo de 0.386 veces la potencia activa máxima.

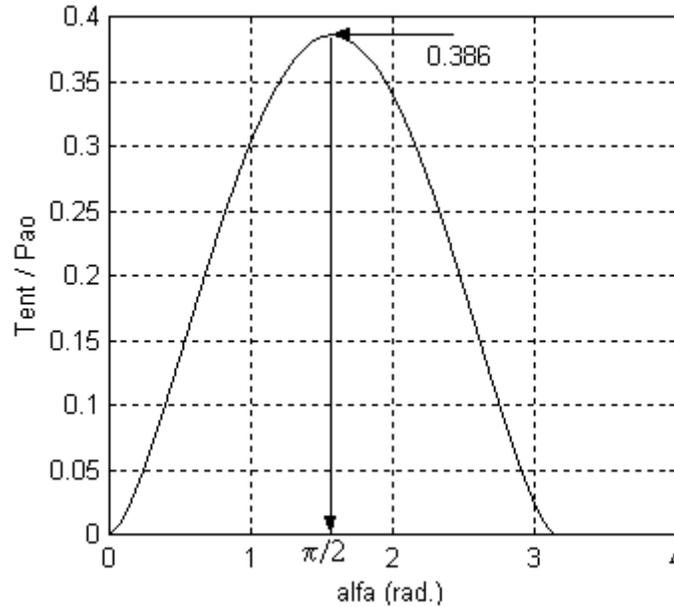


Fig. 1.1.10 Grafica de $T_{ent} / P_{\alpha 0}$ en función del ángulo de disparo.

Ahora se determina el factor de potencia:

$$fp = \frac{P_{ent}}{S_{ent}} = \frac{\frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}{\frac{V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}} \quad (1.1.54)$$

$$fp = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (1.1.55)$$

Para $\alpha = 0$ $fp = 1$, pues para este ángulo la corriente de entrada al convertidor es perfectamente sinusoidal y está en fase con el voltaje de entrada. En la figura 1.1.11 se grafica el factor de potencia en función de alfa.

Para la selección de los tiristores se tiene en cuenta la corriente media a través de estos, que se obtiene a partir de la corriente instantánea mostrada en la figura 1.1.4d, con período $T_{T1} = 2\pi$.

$$I_{T1} = \frac{1}{T_{T1}} \int_0^{T_{T1}} i_{T1}(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta) d\theta \quad (1.1.56)$$

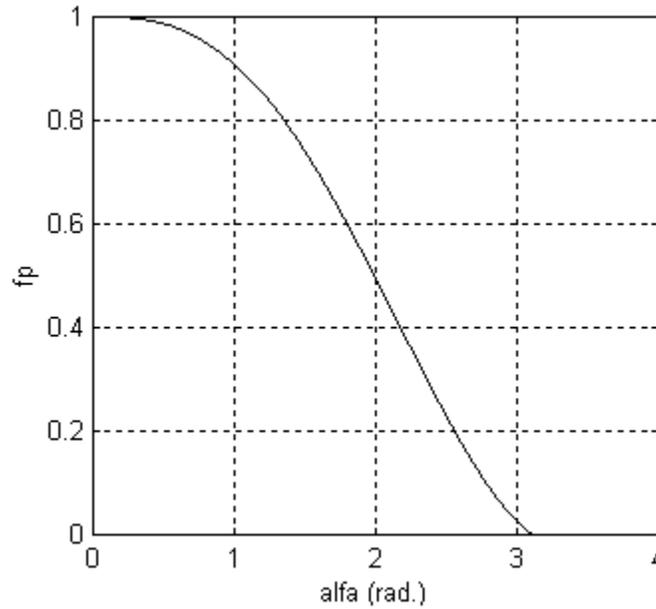


Fig. 1.1.11 Grafica de fp en función del ángulo de disparo.

$$I_{T1} = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{1 + \cos(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.57)$$

Para $\alpha = 0$ la corriente media que circula a través de los tiristores es máxima de valor $I_{T1\max} = 0.45V_{ef} / R$, valor que hay que tener en cuenta cuando se escogen los tiristores, al igual que el voltaje máximo inverso que en nuestro caso será: $V_{RM} = \sqrt{2}V_{ef}$.

De la aplicación de los resultados anteriores al convertidor de CA en CA trifásico conectado en estrella, junto a la consideración 4 en la introducción, se obtienen las expresiones de la potencia activa, reactiva, de distorsión, aparente y factor de potencia:

- Potencia activa trifásica

$$P_{3ent} = 3P_{ent} = 3 \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.58)$$

- Potencia reactiva trifásica

$$Q_{3ent} = 3Q_{ent} = 3 \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \right] \quad (1.1.59)$$

- Potencia aparente trifásica

$$S_{3ent} = 3S_{ent} = 3 \frac{V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (1.1.60)$$

- Potencia de distorsión trifásica

$$T_{3ent} = 3T_{ent} = 3 \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \sqrt{\pi \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] - \left[(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \right]} \quad (1.1.61)$$

- Factor de potencia

$$fp_3 = \frac{P_{3ent}}{S_{3ent}} = fp = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (1.1.62)$$

La ec (1.1.62) indica que el factor de potencia del convertidor de CA en CA trifásico es idéntico al de cada una de sus fases por separado, siempre que se conmute cada fase del convertidor trifásico en estado estacionario con el mismo ángulo de control.

El esquema representado en la figura 1.1.12, es empleado para corroborar mediante simulación la validez de las expresiones (1.1.58), (1.1.59), (1.1.60) y (1.1.62), porque pueden obtenerse directamente de la simulación.

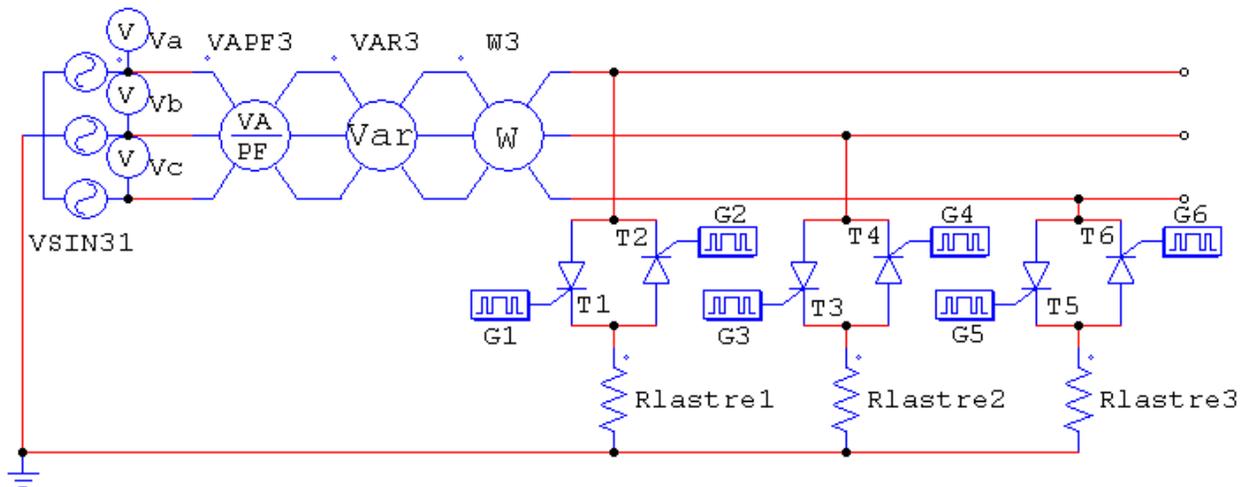


Fig. 1.1.12 Esquema de simulación del convertidor de CA en CA trifásico.

Los elementos que componen el esquema son:

VSIN31, fuente de voltaje sinusoidal trifásica de 60 Hz y de 190.53 V de línea a línea.

Instrumentos de medición, W3, VAR3 y VAPF3, miden la potencia activa, reactiva y aparente respectivamente, VAPF3 mide además el factor de potencia trifásico.

Convertidor de CA en CA trifásico, compuesto por los tiristores T1 al T6.

Unidades de disparo, simuladas con los gatillos G1 al G6, con frecuencia de operación de 60 Hz, número de puntos de conmutación 2 y en los puntos de conmutación se programan el ángulo de control y el ancho del pulso deseado.

Resistencias lastre, representadas por Rlastre1 a Rlastre3 de valor 1.21 ohm.

En la tabla 1.1.2, Comparación entre (P_{3ent}), (Q_{3ent}), (S_{3ent}) y (fp) calculado y simulado, se listan los valores de los índices anteriores calculados mediante las ecs (1.1.58), (1.1.59), (1.1.60) y (1.1.62), con los obtenidos por simulación, ambos a estado estacionario y para valores de alfa de: 0° , 30° , 60° , 90° , 120° y 150° .

Tabla 1.1.2 Comparación entre (P_{3ent}), (Q_{3ent}), (S_{3ent}) y (fp) calculado y simulado.

Alfa	Índice	Índice calculado	Índice simulado
0°	S_{3ent}	30 kVA	29.983 kVA
	P_{3ent}	30 kW	30.001 kW
	Q_{3ent}	0 kVAr	$2.15 \cdot 10^{-5}$ kVAr
	fp	1.000	1.000
30°	S_{3ent}	29.564 kVA	29.546 kVA
	P_{3ent}	29.135 kW	29.135 kW
	Q_{3ent}	2.387 kVAr	2.375 kVAr
	fp	0.985	0.986
60°	S_{3ent}	26.904 kVA	26.890 kVA
	P_{3ent}	24.131 kW	24.129 kW
	Q_{3ent}	7.162 kVAr	7.148 kVAr
	fp	0.897	0.897
90°	S_{3ent}	21.213 kVA	21.198 kVA
	P_{3ent}	15.000 kW	14.996 kW
	Q_{3ent}	9.549 kVAr	9.570 kVAr
	fp	0.707	0.707
120°	S_{3ent}	13.262 kVA	13.263 kVA
	P_{3ent}	5.830 kW	5.865 kW
	Q_{3ent}	7.162 kVAr	7.151 kVAr
	fp	0.442	0.442
150°	S_{3ent}	5.094 kVA	5.090 kVA
	P_{3ent}	0.865 kW	0.864 kW
	Q_{3ent}	2.387 kVAr	2.379 kVAr
	fp	0.170	0.170

De la correspondencia que existe entre los datos de las columnas Índice calculado e Índice simulado en la tabla 1.1.2, se puede afirmar que los resultados de la simulación corroboran la validez de los valores calculados por las expresiones (1.1.58), (1.1.59), (1.1.60) y (1.1.62), obtenidas analíticamente. Si se observa sólo los valores de (Q_{3ent}) en la columna Índice simulado, se nota que su mayor valor es cuando $\alpha = 90^0$ y los valores restantes se distribuyen de forma simétrica alrededor de $\alpha = 90^0$, simetría de (Q_{3ent}) prevista en la figura 1.1.8.

1.1.4. Reseña sobre el compensador estático de potencia reactiva con reactor controlado por tiristor y capacitor.

El compensador estático de potencia reactiva, SVC por sus siglas en ingles, es un conjunto de dispositivos cuyo funcionamiento se basa en el empleo de tiristores, bobinas y capacitores para hacer la compensación de potencia reactiva y mejorar el factor de potencia [8], [18] y [25].

La configuración del SVC que se emplea en este trabajo es el del capacitor en paralelo con una bobina controlada por tiristores (TCR) como se muestra en la figura 1.1.13 para una fase.

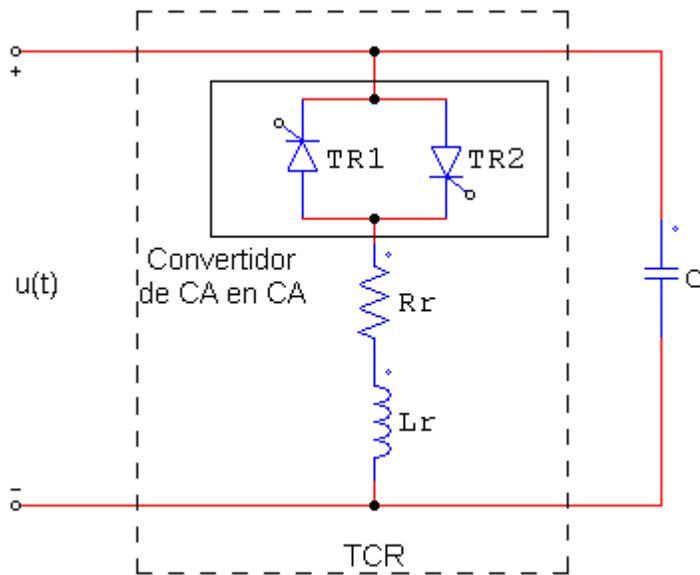


Fig. 1.1.13 Esquema del SVC.

La función del TCR es conseguir una regulación continua y rápida de la potencia reactiva consumida por la bobina. El objetivo de este SVC es variar de forma continua la potencia reactiva capacitiva que aporta al sistema eléctrico a partir de la diferencia

entre la potencia reactiva fija que entrega el capacitor y el reactivo consumido por el TCR.

En la figura 1.1.13, encerrado en un rectángulo de línea discontinua se observa la configuración del TCR, compuesto por una bobina de inductancia L_r y resistencia de dispersión R_r y un convertidor de CA en CA formado por dos tiristores TR1 y TR2 en antiparalelo.

Al aplicar control de fase a los tiristores, se consigue que vayan conduciendo alternadamente de forma que la intensidad resultante es una sucesión de transitorios sobre el conjunto R_r y L_r . [8]

En [8] se demuestra que los tiristores TR1 y TR2 se deben disparar con un ángulo en el intervalo $\pi/2 \leq \alpha_r \leq \pi$, que este ángulo de disparo debe ser el mismo para ambos tiristores para evitar armónicos de orden par y al considerar solamente la componente fundamental de la intensidad en el TCR, se puede interpretar la variación de ésta con α_r como si se dispusiese de una inductancia variable L_{α_r} de valor:

$$L_{\alpha_r} = \frac{\pi L_r}{2(\pi - \alpha_r) + \text{sen}(2\alpha_r)} \quad \pi/2 \leq \alpha_r \leq \pi \quad (1.1.63)$$

Para $\alpha_r = \pi/2$ la inductancia toma su valor mínimo $L_{\alpha_r} = L_r$, para $\alpha_r = \pi$ la inductancia tiende a infinito lo que corresponde con que TR1 y TR2 no conducen y no circula corriente por el TCR.

La potencia reactiva consumida por el TCR, cuya ecuación impone condiciones de diseño es [8]:

$$Q_{L\alpha_r} = \frac{V_{\text{ef}}^2}{\omega L_{\alpha_r}} = \frac{2(\pi - \alpha_r) + \text{sen}(2\alpha_r)}{\pi \omega L_r} V_{\text{ef}}^2 \quad \pi/2 \leq \alpha_r \leq \pi \quad (1.1.64)$$

donde: V_{ef} es el voltaje efectivo de la alimentación del TCR y ω es la frecuencia angular en nuestro país es 377 rad/s.

Para $\alpha_r = \pi/2$ la potencia reactiva en el TCR toma su valor máximo $Q_{L\alpha_r} = \frac{V_{\text{ef}}^2}{\omega L}$, decreciendo cuando el ángulo de disparo crece hasta $\alpha_r = \pi$ donde la potencia reactiva consumida por el TCR es nula, su valor mínimo.

En paralelo con el TCR se encuentra el capacitor C, figura 1.1.13, por lo que la potencia reactiva aportada por SVC, Q_{SVC} , se puede obtener del balance de potencias reactivas capacitiva Q_C y del TCR $Q_{L\alpha_r}$ según:

$$Q_{SVC} = Q_{L\alpha_r} - Q_C = \frac{2(\pi - \alpha_r) + \text{sen}(2\alpha_r)}{\pi\omega L_r} V_{ef}^2 - \omega C V_{ef}^2 \quad (1.1.65)$$

Luego:

$$Q_{SVC} = \left[\frac{2(\pi - \alpha_r) + \text{sen}(2\alpha_r)}{\pi\omega L_r} - \omega C \right] V_{ef}^2 \quad \pi/2 \leq \alpha_r \leq \pi \quad (1.1.66)$$

La ec (1.1.66) cuantifica la potencia reactiva que aporta el SVC de forma continua en función del ángulo de disparo de los tiristores TR1 y TR2, ésta sirve además de ecuación de diseño. Una cuestión de especial importancia es que el SVC logra la compensación de la potencia reactiva de la red mejorando el factor de potencia del sistema eléctrico, con un consumo ínfimo de potencia activa en el SVC.

1.2. Caracterización histórica de las pequeñas centrales hidroeléctricas, controlador de CA en CA y factor de potencia.

Los antiguos romanos y griegos aprovechaban ya la energía del agua; utilizaban ruedas hidráulicas para moler trigo. Durante la edad media, las grandes ruedas hidráulicas de madera desarrollaban una potencia máxima de 50 caballos. La energía hidroeléctrica debe su mayor desarrollo al ingeniero civil británico John Smeaton, que construyó por vez primera grandes ruedas hidráulicas de *hierro colado*. (Sitios 1 y 2)

La primera central hidroeléctrica se construyó en 1880 en Northumberland, Gran Bretaña (Sitios 1 y 2). El renacimiento de la energía hidráulica se produjo por el desarrollo del generador eléctrico, seguido del perfeccionamiento de la turbina hidráulica y debido al aumento de la demanda de electricidad a principios del siglo XX. En 1920 las centrales hidroeléctricas generaban una parte importante de la producción total de electricidad. La tecnología de las principales instalaciones se ha mantenido igual durante el siglo XX. [1]

La aplicación de la hidroenergía como fuente de generación de energía eléctrica en Cuba data de principios del siglo XX, cuando fueron puestas en funcionamiento dos PCHs; la Piloto en la provincia de Pinar del Río en el año 1912 de 295 kW y la Guaso

en la provincia de Guantánamo en el año 1917 de 1750 kW, que se encuentran actualmente en funcionamiento, [1], [30] y [31].

Estas instalaciones contaban con reguladores mecánico-hidráulicos, cuyo elemento fundamental es el servomotor hidráulico compuesto por aceite a presión, válvula piloto, cilindro de potencia y dos puertos. Estos tipos de reguladores no se prestan a las exigencias de los generadores de corriente alterna que exigen una velocidad constante para entregar una frecuencia eléctrica invariable. [30], [31].

En Santiago de Cuba se construye la primera PCH en el 1936, cuando se instaló la primera turbina Francis de potencia 5 kW para el alumbrado en la Presa Charco Mono, pero es en 1983 cuando las mCHs Cueva I y Cueva II fueron puestas en marcha en Las Cuevas del Turquino. [1]

A partir del principio de los años 80 se dio inicio a un proceso de desarrollo de micro, mini y pequeñas centrales hidroeléctricas PCH. La posibilidad de emplear embalses construidos con otras finalidades, (regadíos, regulación de inundaciones, abastos de agua, etc.) para la generación de electricidad, garantiza una disminución del costo de las instalaciones y de explotación de las PCHs [1]. Pero la mayoría de estas instalaciones hidrogeneradoras carecen de reguladores de voltaje, de frecuencia y por supuesto del factor de potencia.

La Electrónica de Potencia comenzó en el 1900 con la introducción del rectificador de arco de mercurio, luego apareció el rectificador de tubo al alto vacío de rejilla controlada. Pero es con el desarrollo del tiristor (SCR) comercial de la General Electric en 1958 que empezó la segunda revolución de la electrónica [26]. El tiristor ha sido de gran utilidad, el perfeccionamiento de éste ha dado la posibilidad de construir rectificadores controlados y semicontrolados que manejan cada vez mayores potencias, otro circuito que emplea el SCR es el controlador o convertidor de CA en CA que controlado por fase o línea encuentra aplicación en el método de regulación de frecuencia de μ CHs por carga lastre en nuestro país.

Habitualmente el factor de potencia se ha corregido y aún se corrige poniendo en paralelo con la carga a compensar, generalmente inductiva, una batería fija de condensadores. No obstante, los condensadores presentan inconvenientes, como por ejemplo: la potencia reactiva depende de la tensión; son elementos sensibles a armónicos, ya que su impedancia disminuye con la frecuencia; su inclusión en la red

puede provocar resonancias con los elementos inductivos existentes en ella; su envejecimiento afecta la potencia reactiva que son capaces de generar; influyen en la estabilidad de las máquinas eléctricas presentes en la red. [8]

Cuando se desea que la energía reactiva generada por los condensadores se adapte al posible comportamiento variable de la carga, es normal encontrar baterías de condensadores divididas en varios escalones de generación gobernados por elementos mecánicos como interruptores, pero a pesar de su sencillez, la división en escalones tiene fundamentalmente los siguientes inconvenientes: la capacidad de adaptación al comportamiento de la carga depende del número de escalones disponibles, los cuales no pueden ser numerosos por razones tecnológicas y económicas; la corriente de conexión de una batería de condensadores puede alcanzar valores considerables; la utilización de elementos mecánicos para la conexión de las capacidades significa una limitación en cuanto a la velocidad de actuación y vida útil. [8]

Un elemento que se ha venido aplicando para obtener una regulación continua de reactiva, tanto generada como consumida, es el condensador sincrónico. Se trata de un motor sincrónico funcionando en vacío, de forma que al actuar sobre su excitación, éste se comporta como una carga inductiva si está subexcitada, o capacitiva si está sobreexcitado. Las características del condensador sincrónico son: regulación de la potencia reactiva muy fácil y progresiva, pudiendo compensar tanto cargas inductivas como capacitivas en régimen estático como transitorio; pero a pesar de su marcha en vacío, el compensador sincrónico absorbe una potencia activa apreciable debido a las pérdidas mecánicas; su instalación implica considerables gastos de montaje y mantenimiento. [8]

Lo anteriormente expuesto sirve para poner de manifiesto que en las aplicaciones en las que hay una necesidad un consumo o generación variable de potencia, se utilizan equipos basados en elementos electromecánicos, lo que limita en gran medida su utilización, de ahí la ventaja de emplear dispositivos semiconductores de potencia.

1.3. Actualidad de las pequeñas centrales hidroeléctricas, controlador de CA en CA y factor de potencia.

Según los datos de la empresa hidroenergía Guantánamo, En Cuba existen actualmente 181 PCHs con una potencia instalada de aproximadamente 60 MW,

ubicadas principalmente en las provincias orientales y de éstas 150 no se encuentran conectadas al Sistema Electroenergético Nacional (SEN). La mayoría no posee reguladores de frecuencia y/o de voltaje que garanticen una buena calidad en el suministro de la energía eléctrica, [2], [30] y [31], así mucho menos control del factor de potencia.

En la actualidad gracias al desarrollo de las microcomputadoras y la electrónica de potencia los diseños de los controladores se han simplificado y brindan buen desempeño.

En el trabajo de Mare y Odello de la universidad de Cumahue, 2001, se describe detalladamente el proceso de regulación en una μ CH empleando el método de cargas binarias que puede provocar perturbación al sistema por ser discreta. El autor realizó un buen diseño con el uso del microcontrolador **MC68HC711E9** de la familia **M68HC11** de Motorola. El uso de display cristal líquido presenta una limitación visual en horario nocturno para el operador. [22]

Entre los trabajos llevados a cabo por el grupo AFER de la Universidad de Oriente Sede Mella, se encuentra el de Abreu del 2006 que realizó el regulador de frecuencia con el microcontrolador **PIC18FXX2**, pero no se aprovecha al máximo las potencialidades del microcontrolador porque el circuito es complejo y usa muchos circuitos periféricos para realizar funciones del regulador. Este regulador se instaló en la μ CH de Arrollo Blanco, del municipio de Baracoa de la provincia Guantánamo. Se monitoreó con ayuda de un sistema de supervisión por computadora la calidad de la energía eléctrica generada, validándose la efectividad y confiabilidad del diseño. [2]

El artículo de Kurtz y Anocibar del 2006 presenta un diseño electrónico de un regulador mixto, por variación de caudal y carga lastre, de la frecuencia de una PCH en Misiones provincia de Argentina, el cual posee las ventajas de la regulación mixta. Los autores realizan una descripción detallada de los circuitos que emplean. El circuito para el control de la potencia en la carga fantasma es un convertidor de CA en CA que emplea como dispositivo de potencia el tiristor por lo que este circuito consume energía reactiva. Las unidades de disparo para gobernar a los tiristores emplean circuitos integrados y optotriac. Muy pocos diseños utilizan estos circuitos de disparo. [20]

El diseño de Hechavarria y Bell, 2008, utiliza una gran cantidad de componentes electrónicos discretos, por lo que es un diseño complejo, difícil de construir, de poner en

funcionamiento y cuya probabilidad de fallo es mayor que en un diseño a circuitos integrados. [16]

Fong y colectivo de autores en el 2008 trabajaron en el diseño e implantación de un sistema digital de regulación de frecuencia para micro y mini hidroeléctricas operando en modo aislado, por el método de carga lastre, como el implementado en la unidad hidrogeneradora de Arroyo Blanco del municipio Baracoa de la provincia Guantánamo a base de microcontrolador. En el esquema de control de la frecuencia emplean convertidores de CA en CA y no se realiza análisis del factor de potencia. [12] y [13]

El trabajo realizado por Lee Dinh Suu en el 2010, presenta un diseño excelente, pues el autor aprovecha al máximo las potencialidades del microcontrolador PIC18F452 de la familia PIC18FXX2 de Microchip implementando en él mediante programación gran parte del regulador, por lo que tiene una pequeña cantidad de componentes electrónicos periféricos haciendo el esquema simple, de rápido montaje y con menor probabilidad de fallo. Este regulador se encuentra en funcionamiento desde el 13 de Diciembre de 2009 en la μ CH Los Gallegos del municipio de Maísi de la provincia Guantánamo. [31]

El trabajo realizado por Ángel Suárez en el 2010, presenta un diseño del controlador de frecuencia por carga lastre en la μ CH las Brujas del municipio de Guama en la provincia de Santiago de Cuba basado en PLC. Para los circuitos periféricos emplea circuitos integrados logrando un esquema más compacto. Para el ajuste del controlador discreto implementado en el PLC, el autor realizó una identificación experimental paramétrica y comprobó el funcionamiento del sistema a lazo cerrado vía simulación. [30]

Con el auge y empleo de controladores electrónicos resulta una regulación más eficiente, estos son más sensibles y exactos, no presentan desgastes; pues no hay piezas en movimiento; ni requieren el mantenimiento necesario de los reguladores mecánico-hidráulicos.

Los reguladores mecánico-hidráulicos no son aplicables a μ CHs porque requieren para su funcionamiento que la potencia instalada sea relativamente alta, luego la regulación en las μ CHs aún se hace de forma manual en nuestro país, lo que resulta ineficiente y de respuesta lenta ante las rápidas y continuas variaciones de la potencia consumida por los usuarios.

En el artículo de Kurtz y Botterón del 2006, los autores proponen como alternativa del control de la potencia a disipar en la carga balastro, un rectificador trifásico tipo puente a diodos (puente de Graets) con un mosfet de potencia, que actúa como interruptor, en serie con la carga, al cual con el objetivo de mejorar el factor de potencia a su entrada se conmuta al mosfet por modulación de ancho de pulso. Los autores realizan un estudio detallado del comportamiento del mosfet como interruptor a la frecuencia de conmutación así como de la circuitería necesaria. Este tipo de control tiene el inconveniente de que obliga a emplear dispositivos de potencia de respuesta rápida que son más caros y menos disponibles que los dispositivos de la misma potencia pero conmutados por línea. [19]

En los artículos [4], [5], [6] y [7] se aplican nuevas formas de conmutar por fase a diferentes configuraciones de puentes rectificadores con carga resistiva inductiva, en ellos se demuestra que dependiendo de la forma de conmutar a los componentes, el puente puede consumir o generar o ni consumir ni generar potencia reactiva. La dificultad en la aplicación de estos métodos ha estado en la necesidad de usar varios dispositivos de potencia (MCT, IGBT, GTO, etc.) que permiten lograr estas formas de conmutar pero que son más caros que los SCR de la misma potencia.

Es interesante comentar que: hoy en día existe una empresa Checa, CINK, que diseña y monta PCHs, (Sitio 5) y hay una dirección en la cual se publican noticias sobre PCHs, (Sitio 11).

Conclusiones del capítulo I.

A las conclusiones que se arribaron en el desarrollo del presente Capítulo son:

- De la bibliografía consultada se observa que en las PCHs que operan en régimen aislado no se realiza control del factor de potencia, ni se analizan los efectos negativos que produce la potencia reactiva.
- De la reseña realizada al convertidor de CA en CA en el acápite 1.1.3, se demuestra que este consume energía reactiva, resultado comprobado mediante simulación, contribuyendo a empeorar el factor de potencia del sistema eléctrico de la PCH donde este convertidor se emplea para la regulación de frecuencia por carga lastre.

- Los esquemas de regulación de frecuencia por carga lastre en μ CHs realizados en nuestro país por el grupo AFER emplean conexión a cuatro hilos del generador trifásico.
- La combinación del esquema rectificador propuesto por Kurtz y Botterón, [19], y de las formas de conmutar a los puentes rectificadores empleadas en los artículos [4], [5], [6] y [7], brinda un esquema más barato que el propuesto por Kurtz y Botterón y más simple, barato y de fácil construcción que los de los artículos mencionados, que resultará de gran utilidad para el control de la potencia disipada en la carga auxiliar y el mejoramiento del factor de potencia, no sólo del puente sino del sistema eléctrico de las μ CHs.

Capítulo II: Metodología para la Corrección del Factor de Potencia en Pequeñas Centrales Hidroeléctricas en Régimen Autónomo.

Introducción.

El objetivo de este capítulo es proporcionar una metodología para la mejora del factor de potencia a través de la compensación de la potencia reactiva, en PCHs que operan en régimen aislado y que regulan la frecuencia variando la potencia disipada en cargas lastres por medio de convertidores de CA en CA. Esta metodología es válida para estas PCHs encontrándose en fase de explotación o de diseño.

Se proponen dos circuitos rectificadores tipo puente y dos variantes de conmutar a éstos para el control de la potencia en las cargas balastros.

Se realiza el análisis del rectificador trifásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga conmutado con ángulo simétrico, caso 1, cuya principal ventaja respecto al circuito actual, convertidor de CA en CA, es que no consume potencia reactiva. Este circuito rectificador es el más barato de los dos circuitos que se proponen éstos son: rectificador trifásico y monofásico. A través de un ejemplo se corrobora mediante simulación los resultados obtenidos y se muestra la metodología a seguir.

Se presentan a modo de resumen debido a la similitud del análisis, los resultados obtenidos de los índices de rendimiento y energético para el rectificador trifásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga conmutado con ángulo en adelanto, caso 2, y el rectificador monofásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga conmutado con ángulo simétrico y en adelanto, caso 3 y 4 respectivamente. En cada caso se desarrolla un ejemplo.

Se resume los pasos de la metodología propuesta.

Las consideraciones que se emplean para el desarrollo del capítulo son:

1. El voltaje entregado por el alternador es aproximadamente sinusoidal.
2. Los dispositivos semiconductores de potencia los consideramos ideales, caída de voltaje en estado de conducción y corriente de fugas en estado de no conducción despreciables.
3. Al emplear conmutación por fase a 60 Hz, se considera que la conmutación de los dispositivos de potencia es instantánea, luego no hay pérdidas en éstos.

4. Los convertidores monofásicos conectados en cada fase en un sistema trifásico se conmutan con el mismo ángulo para lograr un sistema balanceado.
5. La carga que representa a los usuarios es balanceada.

2.1. Caso 1.

El esquema de simulación del rectificador trifásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga que se propone, se muestra en la figura 2.1.1.

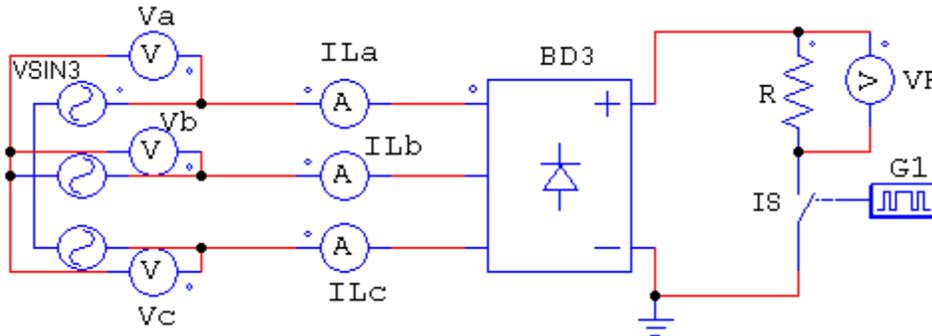


Fig. 2.1.1 Esquema de simulación del rectificador trifásico propuesto.

Los elementos que componen el esquema son: fuente de voltaje sinusoidal trifásica (VSIN3) de 60 Hz y de 190.53 V efectivo de línea a línea y representa al alternador; puente rectificador trifásico (BD3), interruptor (IS) que representa un componente de conmutación como transistor bipolar o IGBT; gatillo (G1) cuya función es aplicar un pulso al interruptor según la forma de conmutar y ángulo deseado, con parámetros frecuencia (360 Hz), número de puntos de conmutación (2) y puntos de conmutación (ángulo y ancho deseado); resistencia de carga (R), que representa la carga lastre ($R=1.21$ Ohm) y los marcadores de voltajes y corrientes (V_a , V_b , V_c , V_R , I_{La} , I_{Lb} e I_{Lc}) que visualizan las formas de onda de los voltajes de fase, del voltaje en la carga y las corrientes de línea respectivamente.

El funcionamiento del esquema es el siguiente: los diodos del puente conducen un máximo de 120° y conmutan cada 60° , luego para este caso, simétrico, se cierra IS un ángulo α después del punto de conmutación natural y se abre IS el mismo α antes del próximo punto de conmutación natural, de esto se deduce que el rango de regulación es: $0 \leq \alpha \leq \pi/6$.

En la figura 2.1.2 se representan las formas de onda más significativas tanto de voltaje como de corriente del circuito anterior para esta forma de conmutar.

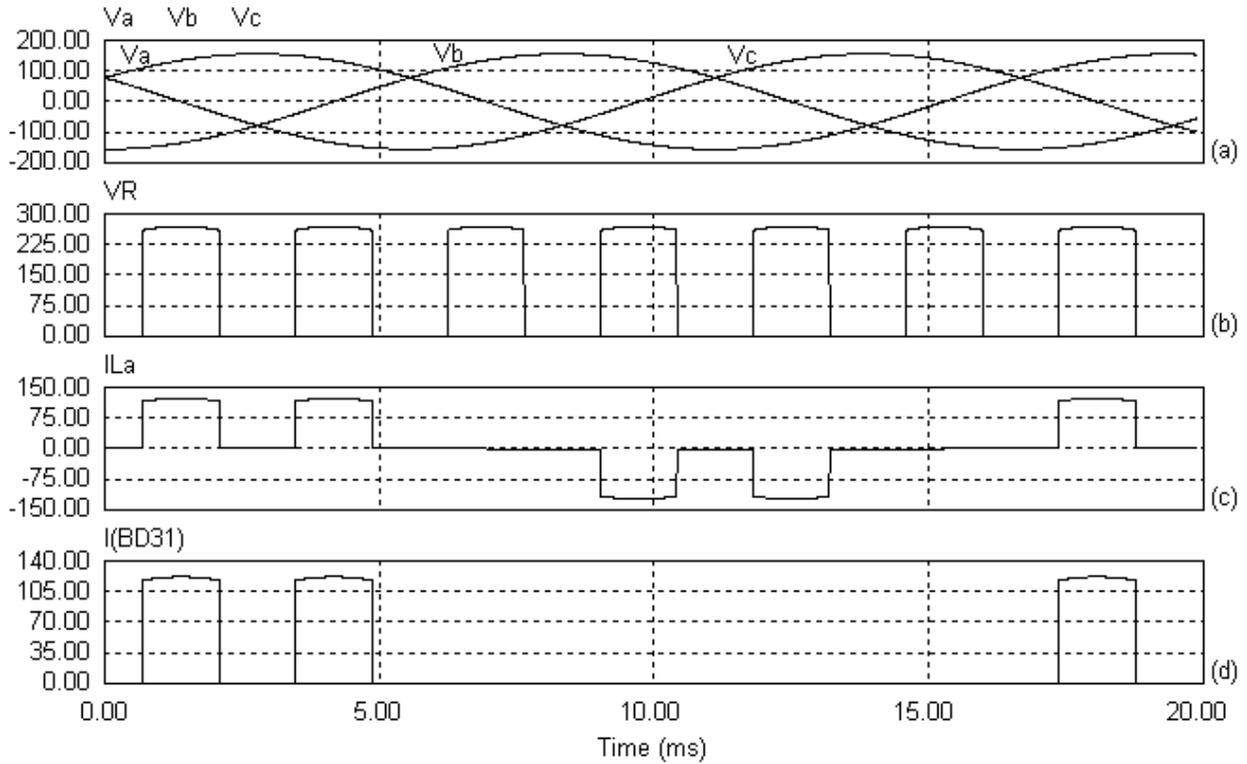


Fig. 2.1.2 Graficas de las formas de onda más significativas del circuito rectificador trifásico propuesto conmutado con ángulo simétrico. (a) Voltajes de fases, (b) Voltaje en la carga, (c) Corriente en línea de fase A, (d) Corriente en el diodo D1 (extremo superior del puente).

El voltaje instantáneo en la carga se observa en la figura 2.1.2b., cuya forma de onda posee período $T_{VR} = \frac{\pi}{3}$ y se define como:

$$v_R(\theta) = \begin{cases} 0 & \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha \\ \sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef} \text{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & \frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} - \alpha \\ 0 & \frac{\pi}{2} - \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.1.1)$$

Con la expresión analítica del voltaje instantáneo en la carga se obtiene la característica de control, ecuación del voltaje medio en la carga en función del ángulo α .

$$\bar{V}_\alpha = \frac{1}{T_{VR}} \int_0^{T_{VR}} v_R(\theta) d\theta = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \alpha} \sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef} \text{sen}(\theta) d\theta \quad (2.1.2)$$

$$\bar{V}_\alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{ef} [\cos(\alpha) - \sqrt{3}\text{sen}(\alpha)] \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} \quad (2.1.3)$$

Para $\alpha = 0$, se obtiene el máximo voltaje medio en la carga $\bar{V}_{\alpha \text{máx}} = 2.34V_{\text{ef}}$ y para $\alpha = \pi/6$ se obtiene el valor mínimo de voltaje efectivo en la carga $\bar{V}_{\alpha \text{min}} = 0$.

Al dividir la ec (2.1.3) entre el valor efectivo del voltaje de fase se obtiene la característica de control normalizada en función de alfa α .

$$\bar{V}_{\alpha N} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} [\cos(\alpha) - \sqrt{3}\text{sen}(\alpha)] \quad 0 \leq \alpha \leq \pi/6 \quad (2.1.4)$$

Esta característica de control normalizada se grafica en la siguiente figura, en ésta se observa el comportamiento aproximadamente lineal del voltaje medio en la carga.

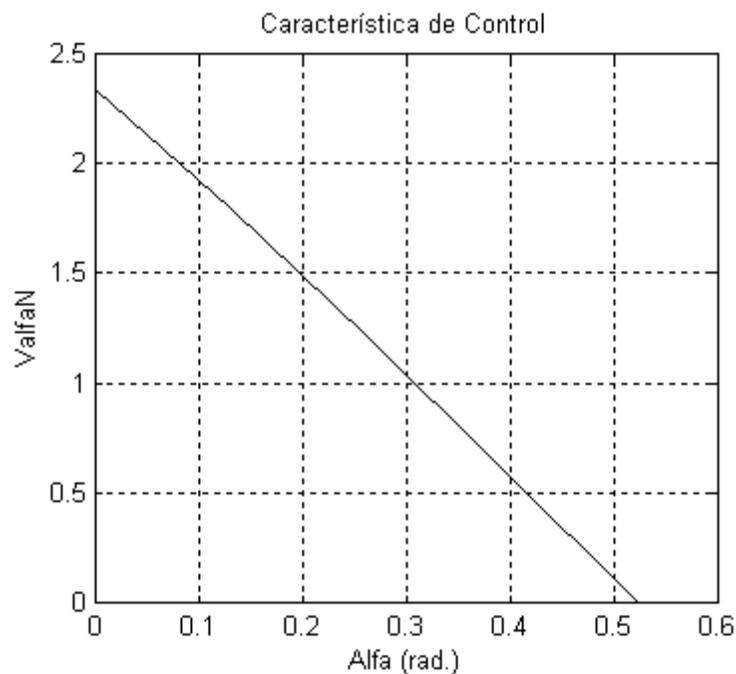


Fig. 2.1.3 Grafica de la característica de control normalizada del rectificador trifásico conmutado con ángulo simétrico.

La forma de onda de la corriente de entrada al rectificador, como la que se muestra en la figura 2.1.2c para la fase **a**, tiene período $T_{iL} = 2\pi$ y cuya expresión analítica se expresa mediante la ec (2.1.5) en la página siguiente.

Luego en la figura 2.1.2c se observa que la corriente de entrada por fase del convertidor posee simetría impar y de media onda, lo que implica que: $a_0 = 0$, $a_n = 0$ para todo n y $b_n = 0$ para n par. Como el coeficiente a_1 es nulo el rectificador para la forma de conmutar analizada no consume ni genera potencia reactiva.

$$i_L(\theta) = \left. \begin{array}{ll} 0 & \pi/6 < \theta < \pi/6 + \alpha \\ \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta + \pi/6) & \pi/6 + \alpha < \theta < \pi/2 - \alpha \\ 0 & \pi/2 - \alpha < \theta < \pi/2 + \alpha \\ \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta - \pi/6) & \pi/2 + \alpha < \theta < 5\pi/6 - \alpha \\ 0 & 5\pi/6 - \alpha < \theta < 7\pi/6 + \alpha \\ \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta - 5\pi/6) & 7\pi/6 + \alpha < \theta < 3\pi/2 - \alpha \\ 0 & 3\pi/2 - \alpha < \theta < 3\pi/2 + \alpha \\ \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta + 5\pi/6) & 3\pi/2 + \alpha < \theta < 11\pi/6 - \alpha \\ 0 & 11\pi/6 - \alpha < \theta < 2\pi + \pi/6 \end{array} \right\} \quad (2.1.5)$$

Determinando el coeficiente b_1 :

$$b_1 = \frac{8}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/4} i_L(\theta) \text{sen}(\theta) d\theta = \frac{8}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2-\alpha} \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta + \pi/6) \text{sen}(\theta) d\theta \quad (2.1.6)$$

$$b_1 = \frac{3\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.1.7)$$

El valor efectivo del armónico fundamental es:

$$I_{1rms} = \frac{3V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.1.8)$$

Para $\alpha = 0$, el valor efectivo de la componente fundamental de la corriente de entrada al convertidor alcanza su valor máximo: $I_{1rms\text{máx}} = \frac{3V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$ y para $\alpha = \pi/6$ se anula, su valor mínimo.

El ángulo de desplazamiento:

$$\phi_1 = \phi_{v1} - \phi_{i1} = 0 \quad (2.1.9)$$

El resultado anterior indica que no existe defasaje entre el voltaje de fase y la corriente de entrada al rectificador para cualquier valor de α , lo que corrobora que no se consume ni genera potencia reactiva.

El factor de potencia de desplazamiento es uno.

El valor efectivo de la corriente de entrada al rectificador es:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{4}{T_{IL}} \int_0^{T_{IL}/4} [i_L(\theta)]^2 d\theta} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2-\alpha} \left[\frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}(\theta + \pi/6) \right]^2 d\theta} \quad (2.1.10)$$

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.1.11)$$

Con las expresiones de la corriente efectiva de entrada y del valor efectivo del primer armónico de ésta, se encuentra la distorsión armónica total (T.H.D.i) de corriente.

$$T.H.D.i = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1rms}} \right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}}{\frac{3V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}} \right)^2 - 1} \quad (2.1.12)$$

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{3} + 2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}}{\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}}} \quad (2.1.13)$$

Para $\alpha = 0$, el T.H.D.i es diferente de cero, debido a que para este valor de alfa la corriente está distorsionada. Para $\alpha = \pi/6$ el T.H.D.i tiende a infinito.

Ahora se realiza el análisis energético del convertidor.

Determinando la potencia activa total a la entrada del rectificador empleando la componente del armónico fundamental de corriente de entrada en fase con el voltaje de fase.

$$P_{3ent} = 3V_{ef} \frac{b_1}{\sqrt{2}} \quad (2.1.14)$$

$$P_{3ent} = \frac{9V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.1.15)$$

Para $\alpha = 0$ la potencia activa total es máxima $P_{3ent\text{m}\acute{a}x} = \frac{9V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$ y para $\alpha = \pi/6$

ésta es nula, valor mínimo. Si se define $P_0 = \frac{V_{ef}^2}{R}$ y se divide la ec (2.1.15) por P_0 , se obtiene la expresión de la potencia activa total normalizada, cuyo grafico mostrado en la figura 2.1.4 se observa un comportamiento aproximadamente lineal de ésta (compare con Recta de referencia), lo que convierte a este rectificador con conmutación de ángulo simétrico en un componente ideal del lazo de control de frecuencia.

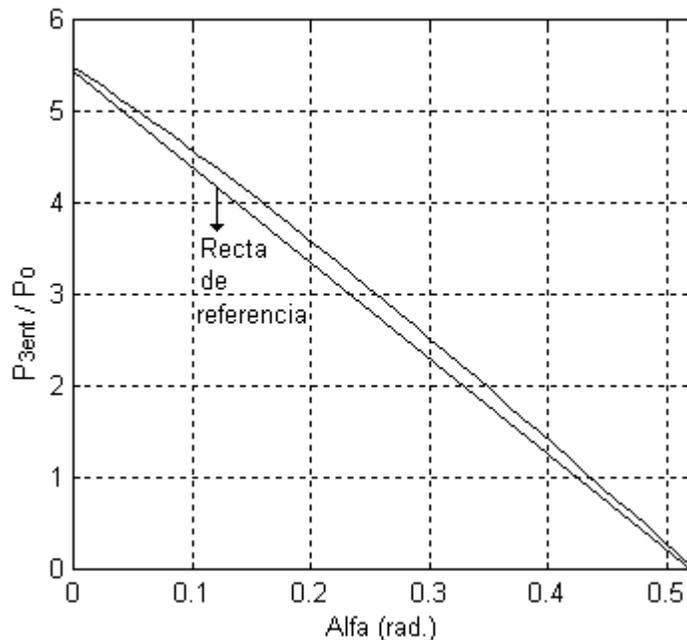


Fig. 2.1.4 Grafica de P_{3ent} / P_0 en función de alfa.

La variación de la potencia activa por fase producto de la variación del tiempo de conducción del interruptor, podría observarse como la potencia disipada en una resistencia equivalente variable con alfa, sea R_{eqf} , ésta resistencia equivalente por fase e igulemos las potencias.

$$\frac{V_{ef}^2}{R_{eqf}} = \frac{3V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.1.16)$$

Luego:

$$R_{eqf} = \frac{\pi R}{3 \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.1.17)$$

Se observa que R_{eqf} evaluada para $\alpha = 0$ es: $R_{eqf} = \pi R * \left(3 \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \right)^{-1}$ y para $\alpha = \pi/6$,

R_{eqf} tiende a infinito, lo que indica que para este valor de alfa no hay circulación de corriente de la fuente a la carga.

A continuación se grafica R_{eqf} / R en función del ángulo de control.

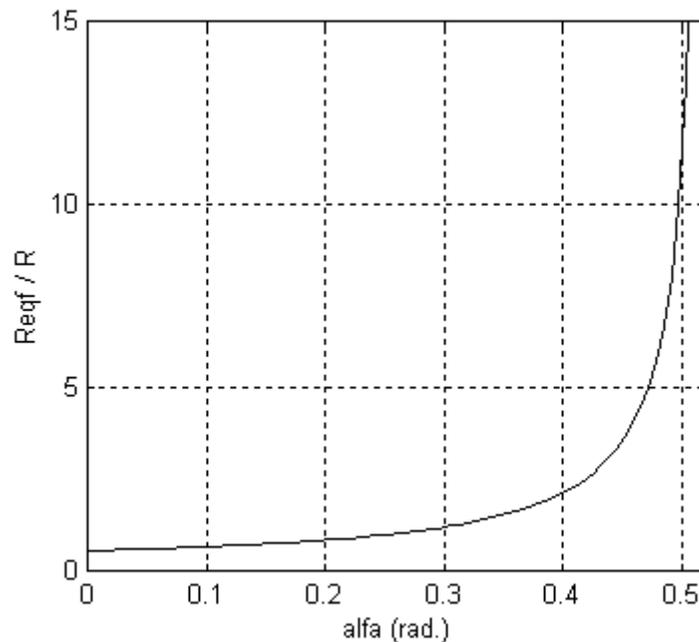


Fig. 2.1.5 Grafica de R_{eqf} / R en función del ángulo de disparo.

La potencia reactiva total a la entrada del rectificador es nula como se ha discutido anteriormente.

La potencia aparente total de entrada:

$$S_{3ent} = 3V_{rms} I_{rms} \quad (2.1.18)$$

$$S_{3ent} = \frac{3\sqrt{6}V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.1.19)$$

Para $\alpha = 0$, la potencia aparente total a la entrada del rectificador alcanza su valor

máximo $S_{3ent\text{máx}} = \frac{3\sqrt{6}V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]}$. Para $\alpha = \pi/6$, la potencia aparente trifásica

es nula, su valor mínimo, ya que la fuente no le entrega energía a la carga. Esta potencia tiene una curva aproximadamente parabólica como lo indica la ec (2.1.19).

La potencia de distorsión trifásica se determina como:

$$T_{3ent} = \sqrt{S_{3ent}^2 - P_{3ent}^2} \quad (2.1.20)$$

$$T_{3ent} = \frac{9V_{ef}^2}{\pi R} \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - \left[2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]^2} \quad (2.1.21)$$

Para $\alpha = 0$ $T_{3ent} = 1.687P_0$, valor diferente de cero debido a que la corriente de entrada al rectificador está distorsionada. Para $\alpha = \pi/6$, $T_{3ent} = 0$ pues la corriente de entrada es nula.

A continuación se muestra el gráfico de la potencia de distorsión total de entrada dividida entre P_0 en función de alfa, se resalta que para $\alpha = \pi/12$ esta potencia alcanza su valor máximo de 2.999 veces P_0 .

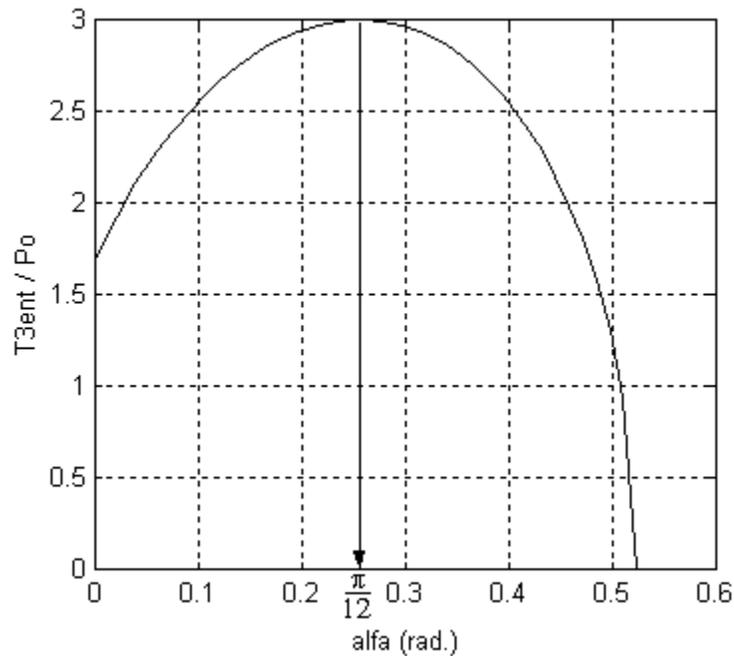


Fig. 2.1.6 Grafica de T_{3ent} / P_0 en función del ángulo de disparo.

Ahora se determina el factor de potencia:

$$fp = \frac{P_{3ent}}{S_{3ent}} = \frac{\frac{9V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]}{\frac{3\sqrt{6}V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]^2}} \quad (2.1.22)$$

$$fp = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\alpha) - \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.1.23)$$

Notemos que para $\alpha = 0$ $fp = 0.956$, debido a que la corriente de entrada al rectificador para este ángulo está distorsionada. El factor de potencia tiene una curva aproximadamente parabólica como lo indica la ec (2.1.23).

Para la selección de los diodos que conforman el puente rectificador, se tiene en cuenta la corriente media a través de estos, que se obtiene a partir de la corriente instantánea mostrada en la figura 2.1.2d, con período $T_D = 2\pi$.

$$I_D = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} i_D(\theta) d\theta = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2-\alpha} \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{ef}}{R} \text{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \quad (2.1.24)$$

$$I_D = \frac{\sqrt{6}}{\pi R} V_{ef} [\cos(\alpha) - \sqrt{3}\text{sen}(\alpha)] \quad (2.1.25)$$

El valor máximo de la corriente media que circula a través de los diodos se obtiene para $\alpha = 0$ y su valor máxima es: $I_{Dmáx} = 0.78V_{ef} / R$, valor que hay que tener en cuenta para la selección de los diodos, al igual que el voltaje máximo inverso en estos que para el peor de los casos posibles será: $V_{RM} = \sqrt{6}V_{ef}$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar, debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cemáx}$) que cumpla $V_{cemáx} \geq 3\sqrt{6}V_{ef} / 2$ y una corriente de colector máxima ($I_{cmáx}$) que satisfaga $I_{cmáx} \geq 4.7V_{ef} / R$.

Ejemplo caso 1:

Ahora se desarrolla un ejemplo para ilustrar las ventajas del rectificador trifásico junto a la forma de conmutar que se analizó en esta sección, frente al convertidor de CA en CA que es el esquema actualmente empleado en el control de la frecuencia en una μ CH.

Supóngase que luego de tener un registro de mediciones de la potencia, el voltaje y corriente efectiva en una μ CH, se conozca que la potencia activa mínima demandada por los usuarios, $P_{umín}$, sea de 3 kW; que la potencia activa máxima demandada por los usuarios, $P_{umáx}$, sea de 12 kW y que en cierto horario la potencia demandada por los usuarios sea $P_u = 7.5$ kW con un factor de potencia, fp_u de 0.7 en atraso.

Como para el control de la potencia a disipar en la carga lastre se empleará el rectificador trifásico propuesto conmutado con ángulo simétrico se impone encontrar el valor de la resistencia lastre, está se calcula a partir de la potencia activa máxima que debe consumir el rectificador trifásico, ésta es: $P_{BD3máx} = P_{umáx} - P_{umín} = 9 \text{ kW}$, luego evaluando la ec (2.1.15) para $\alpha = 0$ se tiene:

$$R_{Lastre} = \frac{9V_{ef}^2}{\pi P_{BD3máx}} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] = 7.3689 \text{ Ohm} \quad (2.1.26)$$

El valor escogido de la resistencia lastre es: $R_{Lastre} = 7.3 \text{ Ohm}$, ya que ésta permite el control de la frecuencia cuando la potencia de los usuarios sea la mínima.

Los valores de la resistencia e inductancia por fase que representan a la carga de los usuarios cuando en cierto horario éstos demanden la potencia P_u con un factor de potencia de 0.7 son: $R_u = 2.37 \text{ Ohm}$ y $L_u = 6.418 \text{ mH}$ respectivamente. La potencia reactiva total consumida por los usuarios y la corriente efectiva en cada fase para estas condiciones son: $Q_u = 7.65 \text{ kVAR}$ y $I_u = 32.47 \text{ A}$.

En el horario en que los usuarios consumen la potencia P_u , el rectificador debe consumir una potencia activa, P_{BD3} de 4.5 kW, esto se logra con $\alpha = 0.282 \text{ rad}$ (16.16°).

Para este valor de α y de R_{Lastre} las corrientes efectivas, potencias y factor de potencia en la entrada del rectificador son:

- La corriente efectiva ec (2.1.11): $I_{BD3A} = I_{BD3B} = I_{BD3C} = 20.27 \text{ A}$.
- La potencia activa total ec (2.1.15): $P_{BD3} = 4.5006 \text{ kW}$.
- La potencia reactiva total: $Q_{BD3} = 0 \text{ kVAR}$.
- La potencia aparente total ec (2.1.19): $S_{BD3} = 6.690 \text{ kVA}$.
- La potencia de distorsión total ec (2.1.21): $T_{BD3} = 4.950 \text{ kVAD}$.
- El factor de potencia ec (2.1.23): $fp_{BD3} = 0.6727$.

En los terminales del generador para las condiciones de carga impuestas por los usuarios y del rectificador, la potencia activa total (P_L), potencia reactiva total (Q_L), potencia aparente total (S_L), potencia de distorsión total (T_L) y el factor de potencia (fp_L) son:

- La potencia activa total: $P_L = 12.00 \text{ kW}$.
- La potencia reactiva total: $Q_L = 7.65 \text{ kVAR}$.
- La potencia aparente total: $S_L = 15.070 \text{ kVA}$.

- La potencia de distorsión total: $T_L=4.950$ kVAD.
- El factor de potencia: $fp_L=0.7966$.

En la figura 2.1.7 se muestra el esquema empleado para las simulaciones.

Los elementos que componen al esquema son: fuente de voltaje sinusoidal **VSIN3**, que representa al alternador; la carga de los usuarios, **RLusuarios**; el rectificador trifásico propuesto constituido por **BD3**, **IS** y **G1**; la carga balastro **Rlastre**; el bloque que contiene un SVC por fase **SVCs**; los amperímetros de alterna (**ILa**, **ILb**, **ILc**, **ILua**, **ILub**, **ILuc**, **IaBD3**, **IbBD3** e **IcBD3**) que miden los valores efectivos en cada fase de la corriente en los terminales del generador, en la carga que representa a los usuarios y en el rectificador propuesto respectivamente; los wattmetros, varmetros y medidores de potencia aparente y factor de potencia (**W3L**, **VAR3L**, **VAPF3L**, **W3u**, **VAR3u**, **VAPF3u**, **W3BD3**, **VAR3BD3** y **VAPF3BD3**) para medir las potencias totales y factor de potencia a la salida del alternador, en la carga de los usuarios y en la entrada del puente rectificador respectivamente y los wattmetros, varmetros y medidores de potencia aparente y factor de potencia trifásicos (**WSVC**, **VAR3SVC** y **VAPFSVC**) que miden dichas variables de los compensadores estáticos de potencia reactiva.

Antes de mostrar y discutir los resultados de la simulación del esquema mostrado en la figura 2.1.7, donde se conmuta al rectificador con ángulo simétrico y en el cual se consideran desconectados los SVCs, se resumirá los valores calculados de la corriente efectiva, potencia activa, reactiva, de distorsión y aparente de entrada del esquema que emplea para el control de la frecuencia tres convertidores de CA en CA, mostrado en el anexo 1, para realizar comparaciones entre lo que existe actualmente y lo propuesto.

Los elementos que componen el esquema del anexo1 son análogos a los de la figura 2.1.7, excepto que existen tres convertidores de CA en CA cuyas resistencias lastres son (**Rlastre1** a **Rlastre3**) y los medidores de las corrientes efectivas, potencias totales y factor de potencia son: (**IaCACA**, **IbCACA**, **IcCACA**, **W3CACA**, **VAR3CACA** y **VAPF3CACA**).

Las tres resistencias lastres, son $R_{lastre1}= R_{lastre2}= R_{lastre3}=4.03$ Ohm, una por cada convertidor de CA en CA. Para que estos convertidores consuman 1.5 kW, deben ser conmutados con un ángulo de 90^0 , resultando:

- Corriente efectiva de entrada por convertidor ec (1.1.38): $I_{CACA}=19.30$ A.
- Potencia activa por fase, ec (1.1.42): $P_{fCACA}=1.5$ kW, total: $P_{CACA}=4.5$ kW.

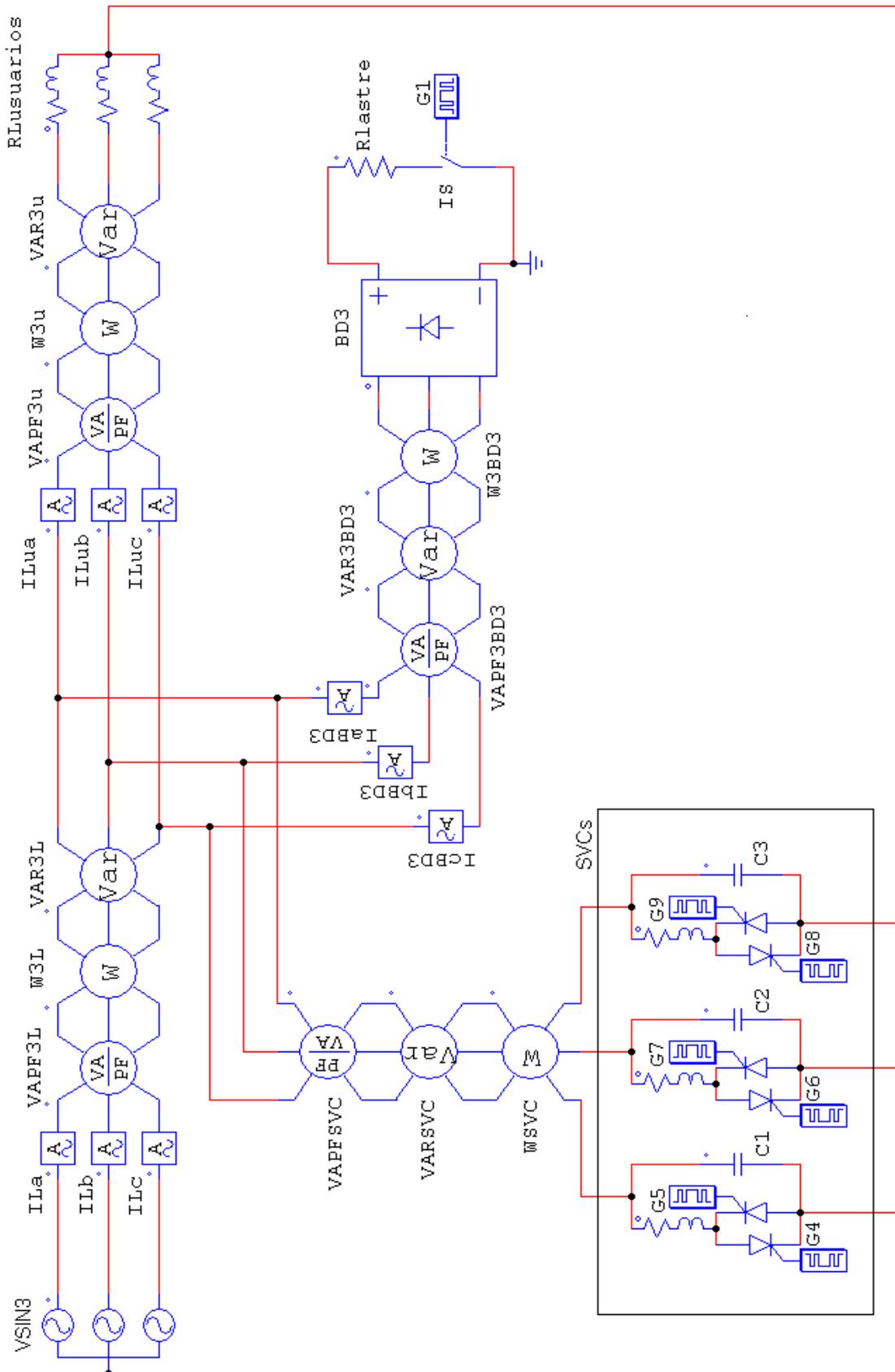


Fig. 2.1.7 Esquema de simulación general con rectificador trifásico y SVCs.

- Potencia reactiva por fase, ec (1.1.46): $Q_{fCACA}=0.955$ kVAR, total: $Q_{CACA}=2.864$ kVAR.
- Potencia aparente por fase, ec (1.1.52): $S_{fCACA}=2.123$ kVA, total: $S_{CACA}=6.369$ kVA.
- Potencia de distorsión por fase, ec (1.1.54): $T_{fCACA}=1.157$ kVAD, total: $T_{CACA}=3.470$ kVAD.
- El factor de potencia ec (1.1.55): $fp_{CACA}=0.7071$.

A la salida del generador, representado por **VSIN3** la potencia activa es $P_G=12$ kW, la potencia reactiva $Q_G=10.514$ kVAR, La potencia de distorsión $T_G=4.950$ kVAD, la potencia aparente $S_G=16.331$ kVA y el factor de potencia $fp_G=0.735$.

En la tabla 2.1.1, Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificador trifásico conmutado con ángulo simétrico y de convertidor de CA en CA, se muestran los resultados de la simulación de ambos esquemas en los que están desconectados los SVCs.

De los resultados mostrados en la tabla 2.1.1, se observa una excelente correspondencia entre los valores calculados y simulados.

Es interesante notar que el factor de potencia en los terminales del generador cuando se emplea convertidores de CA en CA es mayor que en el convertidor y en la carga de los usuarios por separados, esto se debe a que la potencia activa consumida por los usuarios y por el convertidor es mayor que la reactiva y la distorsión impuestas por éste. La potencia reactiva consumida por el convertidor de CA en CA representa un 37.4 % de la consumida por los usuarios para el ángulo de control del convertidor de 90° y un 27.23 % de la potencia reactiva a la salida del generador.

En la tabla 2.1.1 se nota claramente que el factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); para el esquema con rectificador trifásico, es mayor que en el esquema con convertidores de CA en CA, esto se debe a que él primero no consume energía reactiva, lo que se traduce en la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador, como se observa en la primera fila de la tabla 2.1.1, indicando que aumenta la disponibilidad del alternador. Resultado que refuerza la validez del circuito y de la forma de conmutar propuesta.

Tabla 2.1.1 Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificador trifásico conmutado con ángulo simétrico y de convertidor de CA en CA.

Variable	Rectificador Trifásico.	Convertidor de CA en CA.
ILa, ILb, ILc	45.61 A	49.45 A
ILua, ILub, ILuc	32.44 A	32.44 A
IaBD3, IbBD3, IcBD3,	20.25 A	-
IaCACA, IbCACA, IcCACA	-	19.27 A
W3L	12.002 kW	12.004 kW
VAR3L	7.656 kVAR	10.522 kVAR
VAPF3L (S)	15.065 kVA	16.323 kVA
VAPF3L, (fp)	0.7966	0.7354
W3u	7.500 kW	7.500 kW
VAR3u	7.656 kVAR	7.656 kVAR
VAPF3u, (S)	10.710 kVA	10.708 kVA
VAPF3u, (fp)	0.7004	0.7004
W3BD3, W3CACA	4.501 kW	4.504 kW
VAR3BD3, VAR3CACA	-0.067 VAR	2.685 kVAR
VAPF3BD3, VAPF3CACA (S)	6.690 kVA	6.364 kVA
VAPF3BD3, VAPF3CACA, (fp)	0.6728	0.7077

Los diodos que conforman el puente rectificador trifásico se deben escoger de modo que la corriente media de ellos por catálogo (I_{DCAT}) cumpla: $I_{DCAT} \geq 23.51 A$ y el voltaje máximo inverso de éstos por catálogo (V_{RMCAT}) sea: $V_{RMCAT} \geq 539 V$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cem\acute{a}x}$), que cumpla $V_{cem\acute{a}x} \geq 404.2V$ y una corriente de colector máxima ($I_{cm\acute{a}x}$) que satisfaga $I_{cm\acute{a}x} \geq 70.8 A$.

Si se desea mejorar el factor de potencia visto por el generador se debe incluir los SVCs y conectarlos como se muestra la figura 2.1.7.

Para el cálculo de la capacidad de los condensadores de los SVCs se debe buscar el valor máximo del producto $P_u \tan(\cos^{-1}(fp_1))$, donde P_u es la potencia activa total y fp_1 el factor de potencia de la carga de usuarios, luego se escoge el factor de potencia

deseado (fp_2), este último debe ser menor que uno siempre y por supuesto mayor que fp_1 , con estos datos se aplica la siguiente ecuación

$$C = \frac{P_u}{1131V_{ef}^2} [\tan(\cos^{-1}(fp_1)) - \tan(\cos^{-1}(fp_2))] \quad (2.1.26)$$

Esta ecuación da el valor del capacitor en faradios si P_u se da en watts y V_{ef} , voltaje efectivo en los terminales del alternador, en volt.

Para nuestro ejemplo en el cual $P_u=7500$ W, $fp_1=0.7$, $V_{ef}=110$ V, la frecuencia es 60 Hz y suponiendo $fp_2=0.95$ el valor del capacitor para cada SVC es

$$C = \frac{7500}{1131*110^2} [\tan(\cos^{-1}(0.7)) - \tan(\cos^{-1}(0.95))] = 378.98 \mu F \quad (2.1.27)$$

El valor escogido del condensador es $380 \mu F$ cuyo voltaje sea de $V_C \geq 312$ V, otra forma de especificar el capacitor es por su potencia reactiva que se obtiene mediante

$$Q_C = 377CV_{ef}^2 = 1728.8 VAR \quad (2.1.28)$$

El valor de la inductancia del TCR se puede seleccionar de forma tal que compense todo el reactivo capacitivo cuando se conmute los tiristores del TCR a 90° , de esta condición: $Q_L=Q_C$, se obtiene

$$L_r = \frac{V_{ef}^2}{377Q_C} = 0.0186 H \quad (2.1.29)$$

donde la inductancia se da en H, si V_{ef} se da en volt y Q_C en VAR.

El valor de la resistencia de dicha bobina, R_r , es la de su alambre y se obtiene por medición directa, para las simulaciones se empleó $R_r = 0.01 Ohm$.

Los tiristores de los TCR deben escogerse de forma tal que la corriente media cumpla

$$I_{DCAT} \geq 0.0024 \frac{V_{ef}}{L_r} A \text{ y su voltaje máximo inverso sea } V_{RMCAT} \geq 312 V.$$

Los resultados al aplicar los SVCs conmutando los tiristores con un ángulo de 85° se muestran en la tabla 2.1.2, Variables modificadas por el empleo de los SVCs en el esquema con rectificador trifásico conmutado con ángulo simétrico.

En la tabla 2.1.2 se evidencia el mejoramiento del factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); debido a la compensación de la potencia reactiva de la carga de los usuarios por el reactivo capacitivo aportado por los SVCs, fila VARSVC, lo que se traduce en la disminución de la corriente efectiva

en cada fase del alternador, como indica la primera fila de la tabla 2.1.2, aumentando la disponibilidad del generador. Resultado que demuestra la validez de los SVCs.

Tabla 2.1.2 Variables modificadas por el empleo de los SVCs en el esquema con rectificador trifásico conmutado con ángulo simétrico.

Variable	Esquema con rectificador Trifásico y SVCs.
ILa, ILb, ILc	39.98 A
VAR SVC	-5.199 kVAR
VAR3L	2.457 kVAR
VAPF3L (S)	13.206 kVA
VAPF3L, (fp)	0.9090

No se han tenido en cuenta la potencia activa, ni de distorsión de los SVCs, porque sus magnitudes son despreciables respecto a las potencias restantes el esquema.

2.2. Caso 2.

En este epígrafe se resumen los resultados obtenidos de los índices de rendimiento y energético para el rectificador trifásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga conmutado con ángulo en adelanto.

El esquema de simulación de este caso, es el mostrado en la figura 2.1.1.

El funcionamiento del esquema es el siguiente: los diodos del puente conducen un máximo de 120° y conmutan cada 60° , luego para lograr la conmutación en adelanto, se cierra IS a partir del punto de conmutación natural y se abre IS un ángulo α antes del próximo punto de conmutación natural, de esto se deduce que el rango de regulación es: $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ el doble del caso anterior.

La característica de control es:

$$\bar{V}_\alpha = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_{ef} [1 + \cos(\alpha) - \sqrt{3}\text{sen}(\alpha)] \quad 0 \leq \alpha \leq \pi/3 \quad (2.2.1)$$

Los coeficientes a_1 y b_1 de la serie de Fourier de la corriente instantánea para una línea del rectificador son respectivamente:

$$a_1 = \frac{3\sqrt{2}V_{ef}}{4\pi R} [\cos(2\alpha) + \sqrt{3}\text{sen}(2\alpha) - 1] \quad (2.2.2)$$

$$b_1 = \frac{3\sqrt{2}V_{ef}}{4\pi R} \left[\frac{4\pi}{3} - 4\alpha + \sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3} \right] \quad (2.2.3)$$

El valor efectivo de la componente fundamental de la corriente de entrada al rectificador

$$I_{1rms} = \frac{3V_{ef}}{\pi R} \left(\frac{\pi^2}{9} - \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \alpha + \left(\frac{\sqrt{3}\pi}{3} - \sqrt{3}\alpha + \frac{1}{2} \right) \frac{\cos(2\alpha)}{2} - \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} - \alpha \right) \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} + \frac{\sqrt{3}\pi}{3} + \frac{1}{2} + \alpha^2 \right)^{1/2} \quad (2.2.4)$$

La fase de la componente fundamental:

$$\phi_{11} = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\cos(2\alpha) + \sqrt{3}\text{sen}(2\alpha) - 1}{\frac{4\pi}{3} - 4\alpha + \sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3}} \right) \quad (2.2.5)$$

El ángulo de desplazamiento:

$$\phi_1 = -\text{tg}^{-1} \left(\frac{\cos(2\alpha) + \sqrt{3}\text{sen}(2\alpha) - 1}{\frac{4\pi}{3} - 4\alpha + \sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3}} \right) \quad (2.2.6)$$

El resultado anterior indica que para $0 < \alpha < \pi/3$ la componente fundamental de la corriente de entrada al rectificador adelanta al voltaje de fase, lo que implica que el rectificador para esta forma de conmutar generará potencia reactiva.

El factor de potencia de desplazamiento es:

$$FPD = \frac{\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{\sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3}}{4}}{\sqrt{\frac{\pi^2}{9} - \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \alpha + \left(\frac{\sqrt{3}\pi}{3} - \sqrt{3}\alpha + \frac{1}{2} \right) \frac{\cos(2\alpha)}{2} - \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \alpha \right) \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} + \frac{\sqrt{3}\pi}{3} + \frac{1}{2} + \alpha^2}} \quad (2.2.7)$$

El valor efectivo de la corriente de entrada al rectificador es:

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{6}V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{\sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3}}{4} \right]} \quad (2.2.8)$$

La distorsión armónica total (T.H.D.i) de corriente.

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{\frac{\pi^2}{9} + \frac{\sqrt{3}}{2}\alpha + \left(\sqrt{3}\alpha - \frac{1}{2}\right)\frac{\cos(2\alpha)}{2} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \alpha\right)\frac{\sen(2\alpha)}{2} - \frac{1}{2} - \alpha^2}{\frac{\pi^2}{9} - \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2}\right)\alpha + \left(\frac{\sqrt{3}\pi}{3} - \sqrt{3}\alpha + \frac{1}{2}\right)\frac{\cos(2\alpha)}{2} - \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \alpha\right)\frac{\sen(2\alpha)}{2} + \frac{\sqrt{3}\pi}{3} + \frac{1}{2} + \alpha^2}}$$

(2.2.9)

La potencia activa, reactiva, aparente y de distorsión trifásica a la entrada del rectificador son:

$$P_{3ent} = \frac{9V_{ef}^2}{4\pi R} \left[\frac{4\pi}{3} - 4\alpha + \sqrt{3}\cos(2\alpha) - \sen(2\alpha) + \sqrt{3} \right]$$

(2.2.10)

La potencia activa total posee un comportamiento aproximadamente lineal, lo que convierte a este rectificador con conmutación de ángulo en adelante en un componente ideal del lazo de control de frecuencia. Para $\alpha = 0$ ésta es máxima.

$$Q_{3ent} = -\frac{9V_{ef}^2}{4\pi R} \left[\cos(2\alpha) + \sqrt{3}\sen(2\alpha) - 1 \right]$$

(2.2.11)

El valor negativo de la potencia reactiva indica que el rectificador para esta forma de conmutar aporta energía reactiva a la red y el valor mínimo de ésta es:

$Q_{3entmín} = -0.716V_{ef}^2 / R$ para $\alpha = \pi/6$, que corresponde con la máxima potencia reactiva que produce el rectificador.

$$S_{3ent} = \frac{3\sqrt{3}V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{2\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}\cos(2\alpha) - \sen(2\alpha) + \sqrt{3}}{2} \right]}$$

(2.2.12)

$$T_{3ent} = \frac{9V_{ef}^2}{\pi R} \sqrt{\frac{\pi^2}{9} + \frac{\sqrt{3}}{2}\alpha + \left(\sqrt{3}\alpha - \frac{1}{2}\right)\frac{\cos(2\alpha)}{2} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \alpha\right)\frac{\sen(2\alpha)}{2} - \frac{1}{2} - \alpha^2}$$

(2.2.13)

La potencia de distorsión total de entrada posee un valor máximo $T_{3entmáx} = 2.915 V_{ef}^2 / R$ para $\alpha = 0.471 \text{ rad } (27^\circ)$.

La variación de la potencia activa y reactiva por fase producto de la variación del tiempo de conducción del interruptor, podría interpretarse como las potencias en una resistencia R_{eqf} y capacitor C_{eqf} equivalentes variables con alfa, cuyas expresiones son:

$$R_{eqf} = \frac{\pi R}{3 \left[\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{\sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3}}{4} \right]} \quad (2.2.14)$$

$$C_{eqf} = \frac{3}{8\pi^2 f R} [\cos(2\alpha) + \sqrt{3} \text{sen}(2\alpha) - 1] \quad (2.2.15)$$

El factor de potencia:

$$fp = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{\sqrt{3} \cos(2\alpha) - \text{sen}(2\alpha) + \sqrt{3}}{4} \right]} \quad (2.2.16)$$

Notemos que para $\alpha = 0$ $fp = 0.956$, debido a que la corriente de entrada al rectificador para este ángulo está distorsionada.

Los diodos que conforman el puente rectificador, se deben escoger de modo que la corriente media de ellos por catálogo (I_{DCAT}) cumpla: $I_{DCAT} \geq 1.56 V_{ef} / R$ y el voltaje máximo inverso de éstos por catálogo (V_{RMCAT}) sea: $V_{RMCAT} \geq 4.9 V_{ef}$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar, debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cem\acute{a}x}$) que cumpla $V_{cem\acute{a}x} \geq 3\sqrt{6} V_{ef} / 2$ y una corriente de colector máxima ($I_{cm\acute{a}x}$) que satisfaga $I_{cm\acute{a}x} \geq 4.7 V_{ef} / R$.

Ejemplo caso 2:

Ahora a modo de ejemplo se aplicará el rectificador trifásico conmutado con ángulo en adelanto al ejemplo del acápite anterior, para ilustrar las ventajas de éste frente al convertidor de CA en CA, esquema actualmente empleado en el control de la frecuencia en una μ CH.

El procedimiento de cálculo de la resistencia lastre a conectar la salida del rectificador es la misma del ejemplo caso1, luego $R_{Lastre} = 7.3 \text{ Ohm}$.

En el horario en que los usuarios consumen la potencia P_u , el rectificador debe consumir una potencia activa, P_{BD3} de 4.5 kW, esto se logra con $\alpha = 0.528 \text{ rad}$ (30.26°).

Para este valor de α y de R_{Lastre} las corrientes efectivas, potencias y factor de potencia en la entrada del rectificador conmutado con ángulo en adelanto son:

- La corriente efectiva ec (2.2.8): $I_{BD3A} = I_{BD3B} = I_{BD3C} = 20.27 \text{ A}$.
- La potencia activa total ec (2.2.10): $P_{BD3} = 4.500 \text{ kW}$.
- La potencia reactiva total ec (2.2.11): $Q_{BD3} = -1.187 \text{ kVAR}$.

- La potencia aparente total ec (2.2.12): $S_{BD3}=6.690$ kVA.
- La potencia de distorsión total ec (2.2.13): $T_{BD3}=4.806$ kVAD.
- El factor de potencia ec (2.2.16): $fp_{BD3}=0.6726$.

En los terminales del generador para las condiciones de carga impuestas por los usuarios y del rectificador, la potencia activa total (P_L), potencia reactiva total (Q_L), potencia aparente (S_L) total, potencia de distorsión total (T_L) y el factor de potencia (fp_L) son:

- La potencia activa total: $P_L=12.00$ kW.
- La potencia reactiva total: $Q_L=6.436$ kVAR.
- La potencia aparente total: $S_L=14.232$ kVA.
- La potencia de distorsión total: $T_L=4.806$ kVAD.
- El factor de potencia: $fp_L=0.843$.

Si se comparan estos valores calculados con los correspondientes del ejemplo del caso anterior se observa que el factor de potencia de este caso es mayor que el del caso anterior porque el rectificador conmutado con ángulo en adelanto aporta energía reactiva capacitiva que compensa la de los usuarios.

El esquema para las simulaciones del ejemplo actual es el mostrado en la figura 2.1.7 y su descripción es la realizada en ejemplo caso1.

La descripción del esquema que emplea los convertidores de CA en CA y los resultados obtenidos con éste, son los discutidos en el ejemplo del acápite anterior.

En la tabla 2.2.1, Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificador trifásico conmutado con ángulo en adelanto y de convertidor de CA en CA, se muestran los resultados de la simulación de ambos esquemas en los que están desconectados los SVCs.

Se observa en los resultados mostrados en la tabla 2.2.1, que existe correspondencia entre los valores calculados y simulados.

En la tabla 2.2.1 se nota claramente que el factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); para el esquema con rectificador trifásico, es superior al del esquema con convertidores de CA en CA, esto se debe a que él primero aporta energía reactiva capacitiva que compensa el reactivo inductivo de los usuarios, lo que implica la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador, como se observa en la primera fila de la tabla 2.1.1, aumentando por tanto la

disponibilidad del alternador. Resultado que corrobora la validez del circuito y de la forma de conmutar propuesta.

Tabla 2.2.1 Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificador trifásico conmutado con ángulo en adelante y de convertidor de CA en CA.

Variable	Rectificador Trifásico.	Convertidor de CA en CA.
ILa, ILb, ILc	43.75 A	49.45 A
IaBD3, IbBD3, IcBD3,	20.26 A	-
IaCACA, IbCACA, IcCACA	-	19.27 A
W3L	12.001 kW	12.004 kW
VAR3L	6.470 kVAR	10.522 kVAR
VAPF3L (S)	14.440 kVA	16.323 kVA
VAPF3L, (fp)	0.831	0.7354
W3BD3, W3CACA	4.500 kW	4.504 kW
VAR3BD3, VAR3CACA	-1.177 VAR	2.685 kVAR
VAPF3BD3, VAPF3CACA (S)	6.691 kVA	6.364 kVA
VAPF3BD3, VAPF3CACA, (fp)	0.6727	0.7077

Las mediciones indicadas por: ILua, ILub, ILuc, W3u, VAR3u y VAPF3u son las mismas a las expuestas en la tabla 2.1.1.

Si se compara la primera y última fila, columna 2 de las tablas 2.1.1 y 2.2.1 se nota que con el rectificador trifásico conmutado en adelante, se logra una mayor disminución de la corriente efectiva de línea y un mayor factor de potencia, que conmutado con ángulo simétrico para igual condición de carga, debido al aporte de reactivo capacitivo de la conmutación en adelante.

Los diodos que conforman el puente rectificador trifásico y el IGBT o el transistor bipolar de potencia se deben escoger la misma forma a como se hizo en ejemplo caso1.

Si se desea mejorar el factor de potencia visto por el generador se debe incluir los SVCs y conectarlos como se muestra la figura 2.1.7. El cálculo de sus componentes y la forma de escogerlos es idéntico a la realizada en el ejemplo del acápite anterior.

Los resultados al emplear los SVCs conmutando los tiristores con un ángulo de 60° se muestran en la tabla 2.2.2, Variables modificadas por los SVCs en el esquema con rectificador trifásico conmutado en adelante.

Tabla 2.2.2 Variables modificadas por los SVCs en el esquema con rectificador trifásico conmutado en adelante.

Variable	Esquema con rectificador Trifásico y SVCs.
ILa, ILb, ILc	39.45 A
VAR SVC	-4.900 kVAR
VAR3L	1.579 kVAR
VAPF3L (S)	13.206 kVA
VAPF3L, (fp)	0.9197

En la tabla 2.1.2 se evidencia el mejoramiento del factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); debido a la compensación de la potencia reactiva de la carga de los usuarios por el reactivo capacitivo aportado por los SVCs, fila VAR SVC, lo que se traduce en la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador, como indica la primera fila de la tabla 2.2.2, aumentando la disponibilidad del generador. Resultado que demuestra la importancia de los SCVs.

No se tienen en cuenta la potencia activa, ni de distorsión de los SVCs, porque sus magnitudes son despreciables respecto a las potencias restantes el esquema.

2.3. Caso 3.

En esta sección se muestra el esquema de simulación y se resumen los resultados obtenidos de los índices de rendimiento y energético para el rectificador monofásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga conmutado con ángulo simétrico.

El esquema de simulación de dicho rectificador, se muestra en la figura 2.3.1.

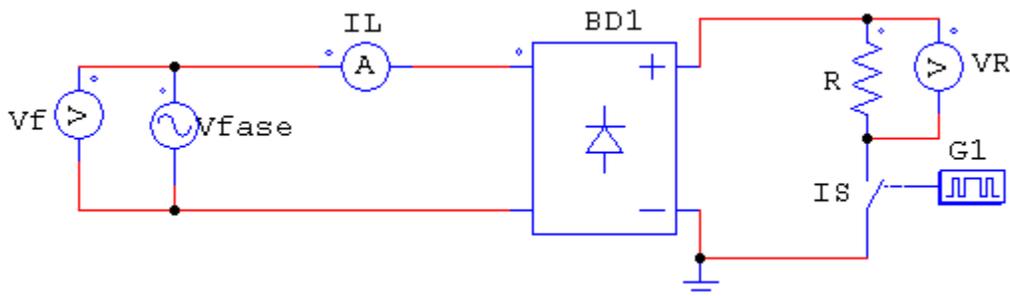


Fig. 2.3.1 Esquema de simulación del rectificador monofásico propuesto.

Este esquema está compuesto por: fuente de voltaje sinusoidal monofásica (Vfase) de 60 Hz y de voltaje efectivo 110 V, representa una fase del alternador; puente rectificador monofásico de diodos (BD1), interruptor (IS) que representa un componente

de conmutación como transistor bipolar o IGBT; gatillo (G1) representa a la unidad de control, y su función es aplicar un pulso a IS según el patrón de conmutación deseado, con parámetros frecuencia (120 Hz), número de puntos de conmutación (2) y puntos de conmutación (ángulo y ancho deseado); resistencia de carga (R), que representa la carga lastre (R=1.21 Ohm) y los marcadores de voltajes y corrientes (V_f , V_R e I_L) que visualizan las formas de onda del voltaje de la fuente de alimentación, voltaje en la carga y de la corriente de línea o de entrada al rectificador respectivamente.

El funcionamiento del esquema es el siguiente: los diodos del puente conducen como máximo 180° y conmutan cada 180° , luego para conmutar con ángulo simétrico, se cierra IS un ángulo α después del cruce por cero del voltaje de la fuente y se abre IS el mismo ángulo α antes del próximo cruce por cero, de esto se deduce que el rango de regulación es $0 \leq \alpha \leq \pi/2$.

El valor medio del voltaje rectificado en función del ángulo de control α es:

$$\bar{V}_\alpha = \frac{2\sqrt{2}V_{ef}}{\pi} \cos(\alpha) \quad 0 \leq \alpha \leq \pi/2 \quad (2.3.1)$$

Al realizar el análisis de Fourier a la corriente de entrada al rectificador se obtiene que el coeficiente a_1 es nulo, lo que implica que el rectificador no consume ni produce energía reactiva para ningún valor del ángulo de control. El coeficiente b_1 es:

$$b_1 = \frac{2\sqrt{2}V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.3.2)$$

El valor del primer armónico de la corriente de entrada al rectificador:

$$I_{1rms} = \frac{2V_{ef}}{\pi R} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.3.3)$$

El ángulo de desplazamiento ϕ_1 es nulo para cualquier valor del ángulo de control, indicando que no existe defasaje entre el voltaje de fase y la corriente de entrada al rectificador.

El factor de potencia de desplazamiento es uno para todo valor de α

El valor efectivo de la corriente de entrada es:

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.3.4)$$

La distorsión armónica total de corriente (T.H.D.i)

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{2\alpha - \text{sen}(2\alpha)}{\pi - 2\alpha + \text{sen}(2\alpha)}} \quad (2.3.5)$$

Se observa que para $\alpha = 0$ el T.H.D.i vale cero, indicando que para este valor de alfa no hay distorsión en la corriente de línea, pues al conmutar al rectificador con ángulo cero la carga queda conectada en paralelo con la fuente y por tanto la corriente de línea es sinusoidal.

La potencia activa, reactiva, aparente y de distorsión a la entrada del rectificador son:

$$P_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} [\pi - 2\alpha + \text{sen}(2\alpha)] \quad (2.3.6)$$

Para $\alpha = 0$ la potencia activa es máxima.

$$Q_{ent} = 0 \quad (2.3.7)$$

Resultado anteriormente discutido

$$S_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha + \text{sen}(2\alpha)}{\pi}} \quad (2.3.8)$$

Para $\alpha = 0$ la potencia aparente es máxima.

$$T_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \sqrt{\pi(2\alpha - \text{sen}(2\alpha)) - 4\alpha^2 + 4\alpha \text{sen}(2\alpha) - \text{sen}^2(2\alpha)} \quad (2.3.9)$$

Para $\alpha = 0$ la potencia de distorsión es cero, pues para este ángulo la corriente de entrada al rectificador no está distorsionada. Para $\alpha = 1.152 \text{ rad } (66^\circ)$, ésta alcanza su valor máximo $T_{entmáx} = 0.5V_{ef}^2 / R$.

La variación de la potencia activa de entrada al rectificador en función de alfa, puede interpretarse como la potencia disipada en una resistencia equivalente cuya expresión es:

$$R_{eq} = \frac{\pi R}{\pi - 2\alpha + \text{sen}(2\alpha)} \quad (2.3.10)$$

El factor de potencia:

$$fp = \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha + \text{sen}(2\alpha)}{\pi}} \quad (2.3.11)$$

Para $\alpha = 0$ $fp = 1$, resultado esperado pues para este ángulo de control la corriente de entrada al rectificador es sinusoidal y no existe defasaje entre ésta y el voltaje de entrada.

Los diodos que conforman el puente rectificador, se deben escoger de modo que la corriente media de ellos por catálogo (I_{DCAT}) cumpla: $I_{DCAT} \geq 0.9V_{ef} / R$ y el voltaje máximo inverso de éstos por catálogo (V_{RMCAT}) sea: $V_{RMCAT} \geq 2.82V_{ef}$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar, debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cem\acute{a}x}$) que cumpla $V_{cem\acute{a}x} \geq 3\sqrt{2}V_{ef} / 2$ y una corriente de colector máxima ($I_{cm\acute{a}x}$) que satisfaga $I_{cm\acute{a}x} \geq 1.8V_{ef} / R$.

Ejemplo caso3:

Aquí se emplean tres rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico al ejemplo que se ha venido desarrollando, para ilustrar las ventajas de estos sobre el esquema actual que usa de tres convertidores de CA en CA.

Las condiciones de la carga de los usuarios son las dadas en ejemplo caso1, resumiendo: $P_{um\acute{i}n}=3$ kW, $P_{um\acute{a}x}=12$ kW y que en cierto horario la potencia demandada por los usuarios sea $P_u=7.5$ kW con un factor de potencia, fp_u de 0.7 en atraso.

Como para el control de la potencia a disipar en las cargas lastres, una por fase, se emplearán rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico, el cálculo de éstas es el mismo y realiza a partir de la potencia activa máxima que debe consumir un rectificador monofásico, sea ésta: $P_{BDm\acute{a}x} = (P_{um\acute{a}x} - P_{um\acute{i}n})/3 = 3$ kW, luego evaluando la ec (2.3.6) para $\alpha = 0$ se tiene:

$$R_{Lastr\acute{e}1} = R_{Lastr\acute{e}2} = R_{Lastr\acute{e}3} = \frac{V_{ef}^2}{P_{BDm\acute{a}x}} = 4.03 \text{ Ohm} \quad (2.3.12)$$

Los valores de la resistencia e inductancia por fase que representan a la carga de los usuarios se determinaron en ejemplo caso1 y son: $R_u=2.37$ Ohm y $L_u=6.418$ mH respectivamente. La potencia reactiva total consumida por los usuarios y la corriente efectiva en cada fase para estas condiciones son: $Q_u=7.65$ kVAR y $I_u=32.47$ A.

En el horario en que los usuarios consumen la potencia P_u , cada rectificador debe consumir una potencia activa de 1.5 kW, esto se logra con $\alpha = 1.155 \text{ rad}$ (66.18°).

Para este valor de α y de R_{Lastre1} , R_{Lastre2} y R_{Lastre3} las corrientes efectivas, potencias y factor de potencia en la entrada de cada rectificador son:

- Corriente efectiva ec (2.3.4): $I_{aBD}=I_{bDBB}=I_{cBD}=19.30$ A.
- Potencia activa por fase ec (2.3.6): $P_{fBD}=1.500$ kW, total: $P_{3BD}=4.500$ kW
- Potencia reactiva por fase ec (2.3.7) y total: $Q_{fBD}=Q_{3BD}=0$ kVAR.
- Potencia aparente por fase ec (2.3.8): $S_{fBD}=2.123$ kVA, total $S_{3BD}=6.369$ kVA.
- Potencia de distorsión por fase ec (2.3.9): $T_{fBD}=1.501$ kVAD, total $T_{3BD}=4.503$ kVAD.
- Factor de potencia ec (2.3.11): $fp_{3BD}=0.7071$.

En los terminales del generador para las condiciones de carga impuestas por los usuarios y del rectificador, la potencia activa total (P_L), potencia reactiva total (Q_L), potencia aparente total (S_L), potencia de distorsión total (T_L) y el factor de potencia (fp_L) son:

- La potencia activa total: $P_L=12.00$ kW.
- La potencia reactiva total: $Q_L=7.65$ kVAR.
- La potencia aparente total: $S_L=14.926$ kVA.
- La potencia de distorsión total: $T_L=4.503$ kVAD.
- El factor de potencia: $fp_L=0.8039$.

En la figura 2.3.2 se muestra el esquema empleado para las simulaciones.

Los elementos que componen al esquema de la figura 2.3.2 son análogos al mostrado en la figura 2.1.7, excepto que se sustituye el puente rectificador trifásico por los tres monofásicos constituidos por **BD1**, **BD2**, **BD3**, **IS1**, **IS2**, **IS3**, **G1**, **G2** y **G3**; la carga balastro **Rlastre** se sustituye por tres **Rlastre1**, **Rlastre2**, **Rlastre3**; los amperímetros de alterna empleados son **IaBD**, **IbBD** e **IcBD**, que miden los valores efectivos de la corriente de entrada correspondiente a cada rectificador y los wattmetros, varmetros y medidores de potencia aparente y factor de potencia (**W3BD**, **VAR3BD** y **VAPF3BD**) para medir las potencias totales y factor en la conexión de entrada de los tres puentes rectificadores.

La descripción del esquema que emplea los convertidores de CA en CA y los resultados obtenidos con éste, son los discutidos en el ejemplo del acápite 2.1.

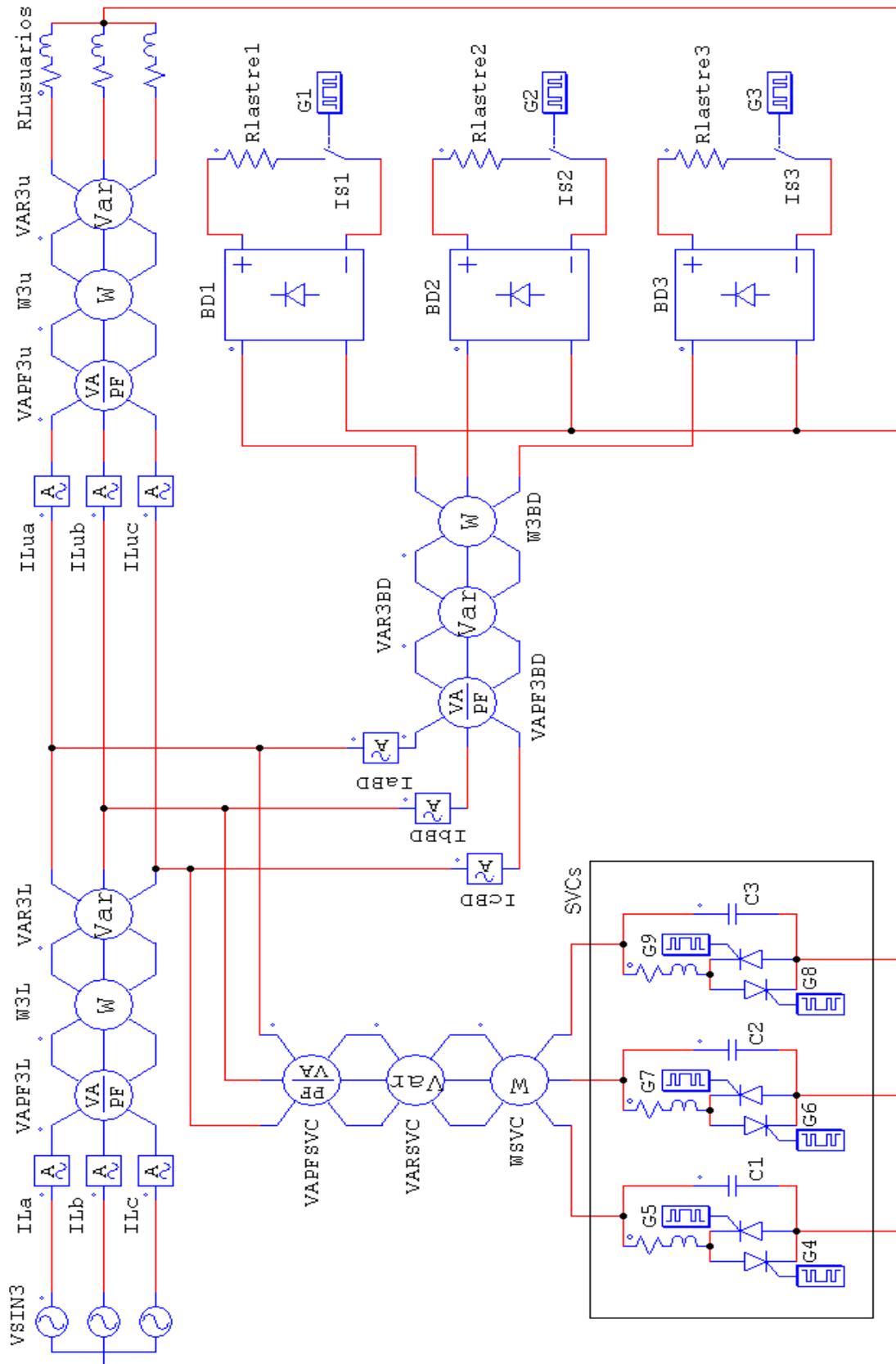


Fig. 2.3.2 Esquema de simulación general con tres rectificadores monofásicos y SVCs.

En la tabla 2.3.1, Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico y de convertidor de CA en CA, se muestran los resultados de la simulación de ambos esquemas en los se consideran desconectados los SVCs.

Tablas 2.3.1 Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico y de convertidor de CA en CA.

Variable	Rectificadores Monofásicos.	Convertidores de CA en CA.
ILa, ILb, ILc	45.19 A	49.45 A
IaBD, IbBD, IcBD,	19.23 A	-
IaCACA, IbCACA, IcCACA	-	19.27 A
W3L	12.002 kW	12.004 kW
VAR3L	7.652 kVAR	10.522 kVAR
VAPF3L (S)	14.923 kVA	16.323 kVA
VAPF3L, (fp)	0.8043	0.7354
W3BD, W3CACA	4.502 kW	4.504 kW
VAR3BD, VAR3CACA	-4.043 VAR	2.685 kVAR
VAPF3BD, VAPF3CACA (S)	6.366 kVA	6.364 kVA
VAPF3BD, VAPF3CACA, (fp)	0.7070	0.7077

Las mediciones indicadas por: ILua, ILub, ILuc, W3u, VAR3u y VAPF3u son las mismas a las expuestas en la tabla 2.1.1.

De los resultados mostrados en la tabla 2.3.1, se observa una excelente correspondencia entre los valores calculados y simulados.

De la tercera y cuarta fila de la tabla 2.3.1 se observa que las corrientes efectivas de entrada a los rectificadores y a los convertidores de CA en CA son prácticamente iguales.

El valor dado por la simulación de la potencia reactiva para el esquema con los rectificadores puede considerarse nula debido a su pequeña magnitud.

En la tabla 2.3.1 se nota que el factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); para el esquema con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico, es mayor que en el esquema con

convertidores de CA en CA, debido a que él primero no consume energía reactiva, esto se traduce en la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador, como se observa en la primera fila de la tabla 2.3.1, aumentando la disponibilidad del alternador. Resultado que valida al circuito y forma de conmutar propuesta.

Los diodos que conforman los puentes rectificadores monofásicos deben escogerse de modo que la corriente media de ellos por catálogo (I_{DCAT}) cumpla: $I_{DCAT} \geq 25 A$ y el voltaje máximo inverso de éstos por catálogo ($V_{RM CAT}$) sea: $V_{RM CAT} \geq 310 V$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cem\acute{a}x}$), que cumpla $V_{cem\acute{a}x} \geq 234V$ y una corriente de colector máxima ($I_{cm\acute{a}x}$) que satisfaga $I_{cm\acute{a}x} \geq 49.5 A$.

Si se desea mejorar el factor de potencia visto por el generador se debe incluir los SVCs y conectarlos como se muestra la figura 2.3.2. El cálculo de sus componentes y la forma de escogerlos es idéntico a la realizada en el ejemplo del acápite 2.1.

Los resultados al aplicar los SVCs conmutando los tiristores con un ángulo de 70° se muestran en la tabla 2.3.2, Variables modificadas por el empleo de los SVCs en el esquema con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico.

Tabla 2.3.2 Variables modificadas por el empleo de los SVCs en el esquema con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo simétrico.

Variable	Esquema con rectificador Trifásico y SVCs.
ILa, ILb, ILc	39.56 A
VAR SVC	-5.109 kVAR
VAR3L	2.543 kVAR
VAPF3L (S)	13.064 kVA
VAPF3L, (fp)	0.919

En la tabla 2.3.2 se evidencia el mejoramiento del factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); por la compensación de la potencia reactiva de la carga de los usuarios por el reactivo capacitivo de los SVCs, fila VAR SVC, lo que resulta en la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador, como indica la primera fila de la tabla 2.3.2, aumentando la disponibilidad del generador. Resultado que demuestra la utilidad de los SCVs.

No se han tenido en cuenta la potencia activa, ni de distorsión de los SVCs, porque sus magnitudes son despreciables respecto a las potencias restantes el esquema.

2.4. Caso 4.

En este acápite se resumen los resultados obtenidos de los índices de rendimiento y energético para el rectificador monofásico tipo puente a diodos con interruptor en serie con la carga conmutado con ángulo en adelanto.

El esquema de simulación de este caso, es el mostrado en la figura 2.3.1.

El funcionamiento del esquema es el siguiente: los diodos del puente conducen como máximo 180° y conmutan cada 180° , luego para conmutar con ángulo en adelanto, se cierra IS en el instante del cruce por cero del voltaje de la fuente y se abre IS un ángulo α antes del próximo cruce por cero, de esto se infiere que el rango de regulación es $0 \leq \alpha \leq \pi$, el doble del caso anterior.

El valor medio del voltaje rectificado en función del ángulo de control α es:

$$\bar{V}_\alpha = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\pi} [1 + \cos(\alpha)] \quad 0 \leq \alpha \leq \pi \quad (2.4.1)$$

Los coeficientes a_1 y b_1 de la serie de Fourier de la corriente instantánea de entrada al rectificador son respectivamente:

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{2\pi R} [1 - \cos(2\alpha)] \quad (2.4.2)$$

$$b_1 = \frac{3\sqrt{2}V_{ef}}{4\pi R} [2(\pi - \alpha) + \text{sen}(2\alpha)] \quad (2.4.3)$$

El valor efectivo de la componente fundamental de la corriente de entrada al rectificador

$$I_{1rms} = \frac{V_{ef}}{\pi R} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\text{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}} \quad (2.4.4)$$

La fase de la componente fundamental:

$$\phi_{11} = \text{tg}^{-1} \left(\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2(\pi - \alpha) + \text{sen}(2\alpha)} \right) \quad (2.4.5)$$

Ángulo positivo que indica el carácter en adelanto de la corriente de línea respecto al voltaje de entrada al rectificador.

El ángulo de desplazamiento:

$$\phi_1 = -\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2(\pi - \alpha) + \operatorname{sen}(2\alpha)}\right) \quad (2.4.6)$$

El resultado anterior informa que para $0 < \alpha < \pi$ la componente fundamental de la corriente de entrada al rectificador adelanta al voltaje de fase, lo que implica que el rectificador para esta forma de conmutar generará potencia reactiva.

El factor de potencia de desplazamiento es:

$$FPD = \frac{\pi - \alpha + \operatorname{sen}(2\alpha) / 2}{\sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\operatorname{sen}(2\alpha) + \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2}}} \quad (2.4.7)$$

El valor efectivo de la corriente de entrada al rectificador es:

$$I_{rms} = \frac{V_{ef}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(\pi - \alpha) + \frac{\operatorname{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.4.8)$$

La distorsión armónica total (T.H.D.i) de corriente.

$$T.H.D.i = \sqrt{\frac{2\alpha(\pi - \alpha) + (\pi - 2\alpha)\operatorname{sen}(2\alpha) + \cos(2\alpha) - 1}{2(\pi - \alpha)^2 + 2(\pi - \alpha)\operatorname{sen}(2\alpha) + 1 - \cos(2\alpha)}} \quad (2.4.9)$$

Se observa que para $\alpha = 0$ el T.H.D.i vale cero, debido a que para este valor de alfa la corriente de línea es sinusoidal.

La potencia activa, reactiva, aparente y de distorsión en la entrada del rectificador son:

$$P_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen}(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.4.10)$$

Para $\alpha = 0$ la potencia activa es máxima.

$$Q_{ent} = -\frac{V_{ef}^2}{\pi R} \left[\frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.4.11)$$

El valor negativo de la potencia reactiva indica que el rectificador para esta forma de conmutar aporta energía reactiva a la red, resultado anteriormente afirmado, el valor mínimo de ésta es: $Q_{ent\min} = -0.318 V_{ef}^2 / R$ cuando $\alpha = \pi/2$, que corresponde con la máxima potencia reactiva producida por el rectificador.

$$S_{ent} = \frac{V_{ef}^2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.4.12)$$

$$T_{ent} = \frac{\sqrt{2} V_{ef}^2}{2\pi R} \sqrt{2\alpha(\pi - \alpha) + (2\alpha - \pi)\operatorname{sen}(2\alpha) + \cos(2\alpha) - 1} \quad (2.4.13)$$

La potencia de distorsión posee un valor máximo $T_{entm\acute{a}x} = 0.386V_{ef}^2 / R$ en $\alpha = \pi/2$.

La variación de la potencia activa y reactiva producto de la variación del tiempo de conducción del interruptor, podría interpretarse como las potencias en una resistencia R_{eq} y capacitor C_{eq} equivalentes variables con alfa, cuyas expresiones son:

$$R_{eq} = \frac{\pi R}{\pi - \alpha + \text{sen}(2\alpha)/2} \quad (2.4.14)$$

$$C_{eq} = \frac{1 - \cos(2\alpha)}{4\pi^2 f R} \quad (2.4.15)$$

El factor de potencia:

$$fp = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2} \right]} \quad (2.4.16)$$

Notemos que para $\alpha = 0$ $fp = 1$, resultado esperado pues para este ángulo de control la corriente de entrada al rectificador no está distorsionada y no existe defasaje entre ésta y el voltaje de entrada.

Los diodos que conforman el puente rectificador, se deben escoger de modo que la corriente media de ellos por catálogo (I_{DCAT}) cumpla: $I_{DCAT} \geq 0.9V_{ef} / R$ y el voltaje máximo inverso de éstos por catálogo (V_{RMCAT}) sea: $V_{RMCAT} \geq 2.82V_{ef}$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar, debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cem\acute{a}x}$) que cumpla $V_{cem\acute{a}x} \geq 3\sqrt{2}V_{ef} / 2$ y una corriente de colector máxima ($I_{cm\acute{a}x}$) que satisfaga $I_{cm\acute{a}x} \geq 1.8V_{ef} / R$.

Ejemplo caso 4:

Aquí se aplicarán tres rectificadores monofásicos conmutados en adelante al ejemplo que se ha estado desarrollando, para demostrar las ventajas de estos sobre el esquema actual, que usa tres convertidores de CA en CA para el control de la frecuencia en μ CH.

El procedimiento de cálculo de cada resistencia lastre a conectar en cada rectificador es la misma del ejemplo anterior, éstas son: $R_{Lastr\acute{e}1} = R_{Lastr\acute{e}2} = R_{Lastr\acute{e}3} = 4.03 \text{ Ohm}$.

En el horario en que los usuarios consumen la potencia P_u , cada rectificador debe consumir una potencia activa de 1.5 kW, esto se logra con $\alpha = \pi/2 \text{ rad}$ (90°).

Para este valor de α y de R_{Lastre1} , R_{Lastre2} y R_{Lastre3} las corrientes efectivas, potencias y factor de potencia en la entrada de cada rectificador son:

- Corriente efectiva ec (2.4.8): $I_{aBD}= I_{bDBB}= I_{cBD}=19.30$ A.
- Potencia activa por fase ec (2.4.10): $P_{fBD}=1.501$ kW, total: $P_{3BD}=4.503$ kW
- Potencia reactiva por fase ec (2.4.11): $Q_{fBD}= -0.956$ kVAR, total: $Q_{3BD}= -2.867$ kVAR.
- Potencia aparente por fase ec (2.4.12): $S_{fBD}=2.123$ kVA, total $S_{3BD}=6.369$ kVA.
- Potencia de distorsión por fase ec (2.4.13): $T_{fBD}=1.158$ kVAD, total $T_{3BD}=3.473$ kVAD.
- Factor de potencia ec (2.4.16): $fp_{3BD}=0.7071$.

En los terminales del generador para las condiciones de carga impuestas por los usuarios y del rectificador, la potencia activa total (P_L), potencia reactiva total (Q_L), potencia aparente total (S_L), potencia de distorsión total (T_L) y el factor de potencia (fp_L) son:

- La potencia activa total: $P_L=12.00$ kW.
- La potencia reactiva total: $Q_L=4.791$ kVAR.
- La potencia aparente total: $S_L=13.380$ kVA.
- La potencia de distorsión total: $T_L=3.474$ kVAD.
- El factor de potencia: $fp_L=0.8977$.

Notar: de todos los circuitos y formas de conmutar propuestas sin emplear los SVCs y para las mismas condiciones de carga, este caso logra el fp_L mayor, debido a que es el que aporta mayor potencia reactiva capacitiva y el de menor potencia de distorsión.

El esquema para las simulaciones del ejemplo actual es el mostrado en la figura 2.3.2 y su descripción es la realizada en ejemplo del acápite anterior.

La descripción del esquema que emplea los convertidores de CA en CA y los resultados obtenidos con éste, son los discutidos en el ejemplo caso 1.

En la tabla 2.4.1, Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo en adelanto y con convertidores de CA en CA, se muestran los resultados de la simulación de ambos esquemas en los se consideran desconectados los SVCs.

Las mediciones indicadas por: I_{Lua} , I_{Lub} , I_{Luc} , W_{3u} , VAR_{3u} y $VAPF_{3u}$ son las mismas a las expuestas en la tabla 2.1.1.

Tablas 2.4.1 Comparación entre los resultados de las simulaciones de los esquemas con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo en adelanto y con convertidores de CA en CA.

Variable	Rectificadores Monofásicos.	Convertidores de CA en CA.
ILa, ILb, ILc	40.49 A	49.45 A
IaBD, IbBD, IcBD,	19.27 A	-
IaCACA, IbCACA, IcCACA	-	19.27 A
W3L	12.004 kW	12.004 kW
VAR3L	4.791 kVAR	10.522 kVAR
VAPF3L (S)	13.371 kVA	16.323 kVA
VAPF3L, (fp)	0.8977	0.7354
W3BD, W3CACA	4.504 kW	4.504 kW
VAR3BD, VAR3CACA	-2.685 kVAR	2.685 kVAR
VAPF3BD, VAPF3CACA (S)	6.364 kVA	6.364 kVA
VAPF3BD, VAPF3CACA, (fp)	0.7077	0.7077

De los resultados mostrados en la tabla 2.4.1, se observa una excelente correspondencia entre los valores calculados y simulados.

En la tabla 2.2.1 se evidencia que el factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); para el esquema con rectificadores monofásicos conmutados en adelanto, es superior al del esquema con convertidores de CA en CA, porque el primero aporta energía reactiva capacitiva que compensa el reactivo inductivo de los usuarios, lo que implica la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador en aproximadamente 9 A, como se observa en la primera fila de la tabla 2.4.1, aumentando por tanto la disponibilidad del alternador. Resultado que corrobora la validez del circuito y de la forma de conmutar propuesta.

De las últimas cuatro filas de la tabla 2.4.1 se observa iguales valores de las potencias y factor de potencia para los rectificadores monofásicos y los convertidores de CA en CA, excepto en el signo de las potencias reactivas.

Los diodos que conforman los puentes rectificadores monofásicos deben escogerse de modo que la corriente media de ellos por catálogo (I_{DCAT}) cumpla: $I_{DCAT} \geq 25 A$ y el voltaje máximo inverso de éstos por catálogo (V_{RMCAT}) sea: $V_{RMCAT} \geq 310 V$.

El IGBT o el transistor de potencia a seleccionar debe tener un voltaje colector emisor máximo ($V_{cem\acute{a}x}$), que cumpla $V_{cem\acute{a}x} \geq 234V$ y una corriente de colector máxima ($I_{cm\acute{a}x}$), que satisfaga $I_{cm\acute{a}x} \geq 49.5 A$.

Si se desea mejorar el factor de potencia visto por el generador se debe incluir los SVCs y conectarlos como se muestra la figura 2.3.2. El cálculo de sus componentes y la forma de escogerlos es idéntico a la realizada en el ejemplo del acápite 2.1.

Los resultados al aplicar los SVCs conmutando los tiristores con un ángulo de 15^0 se muestran en la tabla 2.3.2, Variables modificadas por el empleo de los SVCs en el esquema con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo en adelanto.

Tabla 2.4.2 Variables modificadas por el empleo de los SVCs en el esquema con rectificadores monofásicos conmutados con ángulo en adelanto.

Variable	Esquema con rectificador Trifásico y SVCs.
ILa, ILb, ILc	39.45 A
VAR SVC	-1.697 kVAR
VAR3L	3.093 kVAR
VAPF3L (S)	13.023 kVA
VAPF3L, (fp)	0.9220

En la tabla 2.4.2 se evidencia que sólo con un ángulo de disparo de 15^0 en los SVCs aumenta el factor de potencia a aproximadamente 0.92 en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); compensando menos potencia reactiva de la carga de los usuarios que en casos anteriores. Esto se debe a que la potencia de distorsión de los rectificadores monofásicos conmutados en adelanto es menor que la de los otros casos propuestos. No se han tenido en cuenta la potencia activa, ni de distorsión de los SVCs, porque sus magnitudes son despreciables respecto a las potencias restantes el esquema.

Antes de finalizar el ejemplo, se aplicarán los SVCs al esquema actual de control de la frecuencia en una μ CH empleando convertidores de CA en CA.

Como la potencia reactiva total de los convertidores de CA en CA para las condiciones de los ejemplos es aproximadamente el 37.4 % de la carga de los usuarios, se recomienda aumentar el valor de los capacitores de los SVCs en un 37 %, valor

escogido de $520 \mu F$. Si no se desea compensar todo el reactivo capacitivo, los TCRs se pueden escoger como en el ejemplo caso 1.

La tabla 2.4.3, Variables modificadas por los SVCs en el esquema con convertidores de CA en CA, muestra los resultados al emplear los SVCs conmutados con ángulo de 50° .

Tabla 2.4.3 Variables modificadas por los SVCs en el esquema con convertidores de CA en CA.

Variable	Esquema con convertidores de CA en CA y SVCs.
ILa, ILb, ILc	39.56 A
VAR SVC	-6.435 kVAR
VAR3L	4.086 kVAR
VAPF3L (S)	13.060 kVA
VAPF3L, (fp)	0.9193

En la tabla 2.4.3 se manifiesta el mejoramiento del factor de potencia en los terminales de la fuente que representa al alternador; fila VAPF3L, (fp); por compensación del reactivo de la carga de los usuarios y del convertidor de CA en CA por el reactivo capacitivo de los SVCs, fila VAR SVC, traduciéndose en la disminución de la corriente efectiva en cada fase del alternador, como indica la primera fila de la tabla 2.4.3, aumentando la disponibilidad del generador. Resultado que refuerza la importancia de los SCVs. No se tienen en cuenta la potencia activa, ni de distorsión de los SVCs, por ser despreciables respecto a las potencias restantes el esquema.

2.5. Metodología propuesta.

Se emplea la notación de los ejemplos donde $P_{um\acute{a}x}$, $P_{um\acute{i}n}$, $fp_{um\acute{a}x}$ y $fp_{um\acute{i}n}$ representan las potencias máximas y mínimas y los factores de potencias correspondientes a dichas potencias, P_{ui} y fp_{ui} con $i=1,2,\dots, n$; son las potencias activas y factor de potencias de la carga de los usuarios para n condiciones diferentes estables de operación, $P_{BD3m\acute{a}x} = P_{3entm\acute{a}x} = P_{um\acute{a}x} - P_{um\acute{i}n}$ potencia activa trifásica máxima de entrada al rectificador trifásico y $P_{BDm\acute{a}x} = P_{entm\acute{a}x} = (P_{um\acute{a}x} - P_{um\acute{i}n})/3$ potencia activa máxima por fase de entrada a un rectificador monofásico.

La metodología que se propone para la corrección del factor de potencia en μCH consta de tres variantes y cada variante se ha subdividido en pasos, ésta es la siguiente:

Variante #1 Para diseño del lazo de control de frecuencia.

1. Hacer registro de mediciones para encontrar $P_{um\acute{a}x}$, $P_{um\acute{m}n}$, $fp_{um\acute{a}x}$, $fp_{um\acute{m}n}$, P_{ui} y fp_{ui} .

2. Seleccionar el circuito de control de la potencia a disipar:

a) Si no se requiere balancear las cargas de los usuarios se recomienda el rectificador trifásico, cuya forma de conmutar sea

- Adelanto si $\frac{|Q_{enti}|}{P_{BD3m\acute{a}x}} < \frac{P_{ui} \tan(\cos^{-1}(fp_{ui}))}{P_{BD3m\acute{a}x}}$ para cada condición de carga i ,

donde $\frac{|Q_{enti}|}{P_{BD3m\acute{a}x}}$ se determina como: con P_{ui} se calcula la potencia activa

normalizada consumida por el rectificador $\frac{(P_{um\acute{a}x} - P_{ui})}{P_{BD3m\acute{a}x}}$, con este valor

se entra por las ordenadas al grafico $P_{3ent}/ P_{3entm\acute{a}x}$ vs α , Anexo #2, y se

determina α_i en sus abscisas, con α_i se entra por las abscisas en el grafico

de $|Q_{3ent}|/ P_{3entm\acute{a}x}$ vs α y se obtiene en las ordenadas $|Q_{enti}|/ P_{BD3m\acute{a}x}$.

- Simétrico si $\frac{|Q_{enti}|}{P_{BD3m\acute{a}x}} < \frac{P_{ui} \tan(\cos^{-1}(fp_{ui}))}{P_{BD3m\acute{a}x}}$ se incumple para algún i .

b) Si se requiere balancear las cargas de los usuarios se recomienda los rectificadores monofásicos, cuya forma de conmutar sea

- Adelanto si $\frac{|Q_{enti}|}{P_{BDm\acute{a}x}} < \frac{P_{ui} \tan(\cos^{-1}(fp_{ui}))}{3P_{BDm\acute{a}x}}$ para cada condición de carga i ,

donde $\frac{|Q_{enti}|}{P_{BDm\acute{a}x}}$ se determina como: con P_{ui} se calcula la potencia activa

normalizada consumida por un rectificador $\frac{(P_{um\acute{a}x} - P_{ui})}{3P_{BDm\acute{a}x}}$, con este valor

se entra por las ordenadas al grafico $P_{ent}/ P_{entm\acute{a}x}$ vs α , Anexo #3, y se

determina α_i en sus abscisas, con α_i se entra por las abscisas en el grafico

de $|Q_{ent}|/ P_{entm\acute{a}x}$ y se obtiene en las ordenadas $|Q_{enti}|/ P_{BD3m\acute{a}x}$.

- Simétrico si $\frac{|Q_{enti}|}{P_{BDm\acute{a}x}} < \frac{P_{ui} \tan(\cos^{-1}(fp_{ui}))}{3P_{BDm\acute{a}x}}$ se incumple para algún i .

3. Cálculo del valor de la(s) resistencia (s) lastre (s) y selección de componentes del circuito o circuitos rectificadores:

a) Si se seleccionó rectificador trifásico, se calcula la resistencia lastre como

$$R_{Lastre} = 5.48 \frac{V_{ef}^2}{P_{BD3m\acute{a}x}}, \text{ los seis diodos del puente deben cumplir}$$

$I_{DCAT} \geq 1.56V_{ef} / R$ y $V_{RMCAT} \geq 4.9V_{ef}$, el transistor bipolar o IGBT se debe escoger con $I_{cm\acute{a}x} \geq 4.7V_{ef} / R$ y $V_{cem\acute{a}x} \geq 3.7V_{ef}$.

b) Si se seleccionaron los rectificadores monofásicos, las resistencias lastres se

$$\text{calculan como } R_{Lastre} = \frac{V_{ef}^2}{P_{ent}}, \text{ los doce diodos de los puentes deben cumplir}$$

$I_{DCAT} \geq 0.9V_{ef} / R$ y $V_{RMCAT} \geq 2.82V_{ef}$, el transistor bipolar o IGBT se debe escoger con $I_{cm\acute{a}x} \geq 1.8V_{ef} / R$, $V_{cem\acute{a}x} \geq 2.12V_{ef}$.

4. Si el factor es menor que 0.9 y la conexión es de cuatro hilos se recomienda emplear los SVCs analizados, uno por fase, cuyos componentes se escogen:

➤ Capacitor: por la capacidad $C = \frac{P_u}{1131V_{ef}^2} [\tan(\cos^{-1}(fp_1)) - \tan(\cos^{-1}(fp_2))]$ o

por la potencia $Q_C = 377CV_{ef}^2$ y $V_C \geq 2.82V_{ef}$.

➤ Inductor: $L_r = \frac{V_{ef}^2}{377Q_L}$ donde Q_L es un porciento de Q_C , R_r se obtiene por medición.

➤ Tiristor: $I_{DCAT} \geq 0.0024 \frac{V_{ef}}{L_r}$ y $V_{RMCAT} \geq 2.82V_{ef}$.

Variante #2 Remodelación del lazo de control de frecuencia (Las resistencia lastres ya están determinadas).

1. Hacer registro de mediciones para encontrar $P_{um\acute{a}x}$, $P_{um\acute{m}n}$, $fp_{um\acute{a}x}$, $fp_{um\acute{m}n}$, P_{ui} y fp_{ui} .
2. Selección de forma de conmutar los rectificadores monofásicos se aplica el mismo

procedimiento que el paso 2 b) de la variante #1 pero con $P_{BDm\acute{a}x} = \frac{V_{ef}^2}{R_{Lastre}}$.

3. Se aplica el mismo procedimiento que el paso 3 b) de la variante #1.
4. Aplicar paso 4 de la Variante #1.

Variante #3 Adición de los SVCs al esquema del lazo de control de frecuencia con convertidores de CA en CA.

1. Hacer registro de mediciones para encontrar $P_{um\acute{a}x}$, $P_{um\acute{i}n}$, $fp_{um\acute{a}x}$, $fp_{um\acute{i}n}$, P_{ui} y fp_{ui} .
2. Aplicar el paso 4 de la Variante #1, con la sugerencia de adicionarle al valor del capacitor calculado, un porciento de capacidad igual al porciento que representa la potencia reactiva maxima del convertidor a la potencia reactiva demandada por los usuarios por fase $P_{ui} \tan(\cos^{-1}(fp_{ui}))/3$, que obliga a conmutar el convertidor con un ángulo cercano a 90°. Ver ejemplo caso 4.

Conclusiones del capítulo II.

A las conclusiones que se arribaron en el desarrollo del presente Capítulo son:

- Los rectificadores conmutados con ángulo simétrico no producen ni consumen energía reactiva, esto constituye una mejora con respecto al circuito actual, convertidor de CA en CA.
- Los rectificadores conmutados con ángulo en adelanto aportan energía reactiva a la red, útil para compensar las cargas inductivas de los usuarios.
- Los rectificadores trifásicos para las dos formas de conmutar no necesitan conexión de cuatro hilos.
- La expresión de la potencia activa en función del ángulo de control es aproximadamente lineal en los rectificadores trifásicos para las dos formas de conmutar.
- La expresión de la potencia activa en función de alfa del rectificador monofásico conmutado con ángulo en adelanto es idéntica al del convertidor de CA en CA, lo que implica que la función de transferencia de ambos respecto a la potencia activa son iguales, luego sustituir el convertidor de CA en CA en el lazo de control por el rectificador monofásico propuesto conmutado con ángulo en adelanto no implica cambio en el lazo de control, pero desde el punto energético este cambio implica una mejora.

Conclusiones Generales.

Luego del desarrollado el presente trabajo se llegan a las siguientes conclusiones:

1. Se cumple con el objetivo del trabajo, se propone una metodología, cuya aplicación permitirá corregir el factor de potencia mediante la compensación de potencia reactiva en las PCHs en régimen autónomo que emplean convertidores de CA en CA para la regulación de frecuencia.
2. Se corroboró mediante simulación las expresiones de los índices de rendimiento y energético de los circuitos propuestos bajo las formas de conmutar analizadas.
3. Se corroboró mediante simulación y mediante los cálculos realizados en los ejemplos desarrollados que el empleo de los circuitos propuestos bajo las formas de conmutar analizadas contribuyen al mejoramiento o al menos al no empeoramiento del factor de potencia del sistema eléctrico de la PCHs, la aplicación de los SVCs es necesaria para la compensación de la potencia reactiva para cualquier condición de carga impuesta por los usuarios.
4. De las simulaciones realizadas se confirma que el convertidor de CA en CA colabora con el empeoramiento del factor de potencia.
5. Las expresiones de los índices de rendimiento y energético analizados del rectificador monofásico propuesto conmutado con ángulo en adelanto son idénticos al del convertidor de CA en CA, excepto que en el primero la potencia reactiva es negativa y en el segundo es positiva.
6. Una ventaja del esquema con rectificador trifásico es que emplea una sola resistencia lastre, lo que resulta económico, pero es a su vez una desventaja pues si falla esta única resistencia se pierde el control de frecuencia.

Recomendaciones.

Se recomienda para trabajos futuros sobre la temática la realización de:

1. Valoración económica de cada esquema propuesto y el análisis económico de la mejora del factor de potencia.
2. Diseño del control del factor de potencia a lazo cerrado.
3. Análisis de armónicos de la corriente en los terminales de entrada de los rectificadores monofásicos y trifásicos para las formas de conmutar con ángulo en adelanto y simétrico.
4. Eliminación de armónicos con filtros.

Bibliografía.

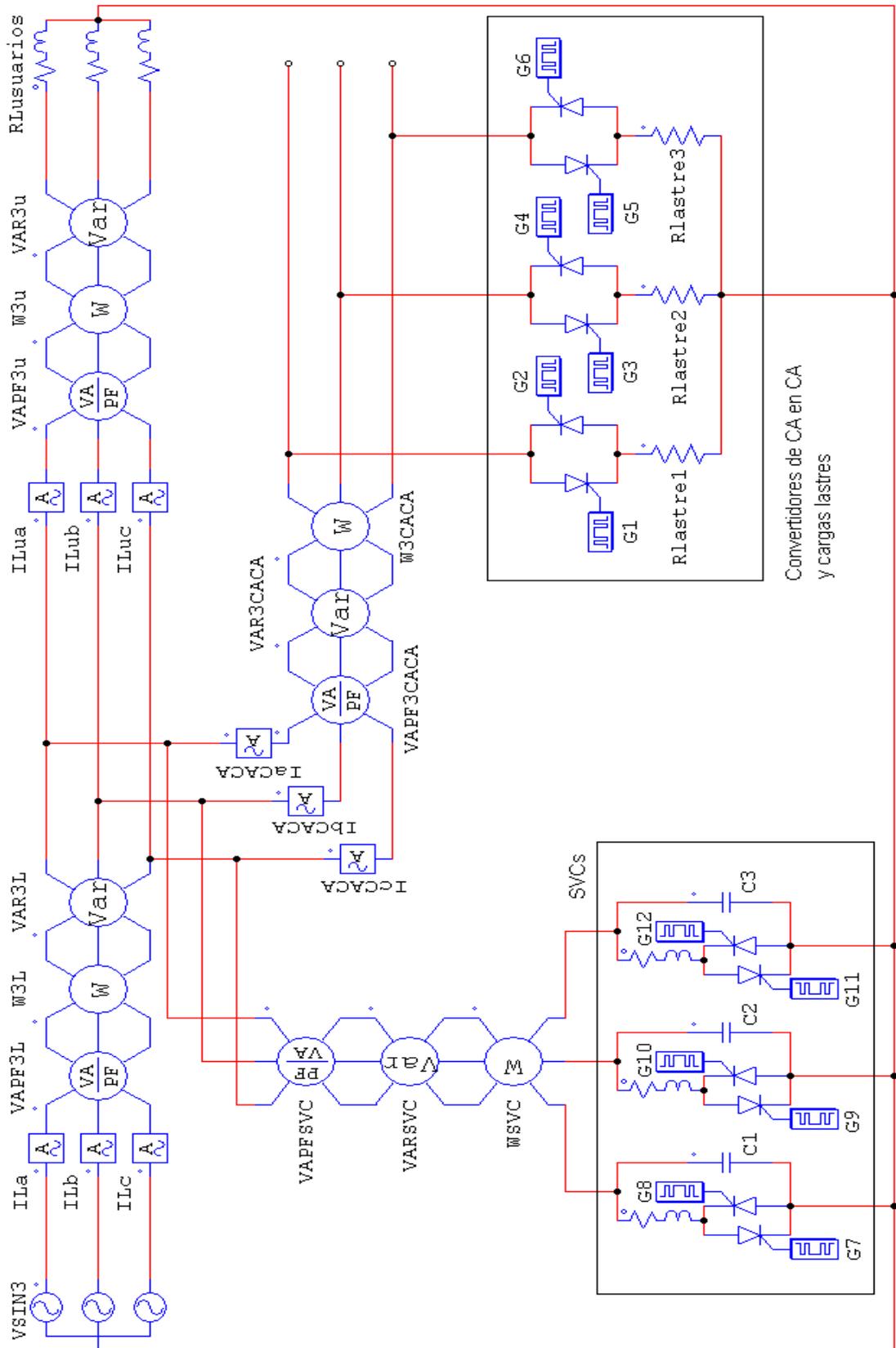
1. Abreu, A.: "Construcción de un regulador de frecuencia para una mini hidroeléctrica", Trabajo de Diploma. Universidad de Oriente, Cuba. 2006.
2. AFER: "Regulación de frecuencia en una minihidroeléctrica por carga lastre mediante un PC embebido". Universidad de Oriente, Cuba. 2004.
3. Amador M. E.: "Electrotecnia Básica". Editorial Pueblo y Educación. La Habana. 1979.
4. Bory et al: "Análisis de diferentes formas de control del puente rectificador monofásico". FIE´06. Julio 2006. Cuba. ISBN: 84-00-08424-1.
5. Bory et al: "Análisis de diferentes formas de control del semiconvertidor monofásico". FIE´08. Cuba. ISBN: 978-84-00-08680-0.
6. Bory et al: "Simétrico conjugado, nueva forma de control del semiconvertidor monofásico". FIE´08. Cuba. ISBN: 978-84-00-08680-0.
7. Bory et al: "Simétrico conjugado, nueva forma de control del puente rectificador monofásico". FIE´08. Cuba. ISBN: 978-84-00-08680-0.
8. Carrillo G. C. J., Cidrás P. J.: "Compensadores estáticos de potencia reactiva (SVC)". Vigo. 2003.
9. Costa M., A., Bonne C. F.: "Principios Fundamentales de Accionamiento Eléctrico". Pueblo y Educación. La Habana. 1989.
10. Fitzgerald E. A., Higginbotham E. D.: "Basic Electrical Engineering". Edición Revolucionaria. La Habana. 1966.
11. Fitzgerald E. A., Kingsley C., Umans D. S.: "Máquinaria Eléctrica". McGraw-Hill. 2004. ISBN: 970-10-4052-X.
12. Fong et al: "Control de frecuencia de una micro hidroeléctrica por carga lastre". XVI Forum de Ciencia y Técnica.
13. Fong et al: "Regulador de frecuencia por carga lastre basado en microcontrolador para micro y mini centrales hidroeléctricas en operación aislada". FIE´08. Cuba. ISBN: 978-84-00-08680-0.
14. García D. R.: "Diccionario Técnico inglés-español". Edición Revolucionaria. Cuba. 1986.
15. García, et al. "Perspectivas de la automatización de las centrales hidroeléctricas en Cuba". Facultad de Ingeniería Eléctrica. Universidad de Oriente. 2004.

16. Hechavarria, M. y Bell, O.: "Control de frecuencia en centrales minihidroeléctricas aisladas", Trabajo de Diploma. Universidad de Oriente, Cuba. 2008.
17. Kerchner M. R., Corcoran F.G.: "Alternating-Current Circuits". John Wiley & Son, Inc. New York. 1943.
18. Kundur P.: "Power Systems Stability and Control". McGraw-Hill, Inc. USA. 1994. ISBN: 0-07-035958-X.
19. Kurtz, V. H. y Botteron, F.: "Alternativa para el control de cargas balastos". Universidad Nacional de Misiones, Argentina. Hidrored, 3-10. 2007.
20. Kurtz, V. H. y Anocibar, H. R.: "Sistema mixto para control de la generación en microcentrales hidroeléctricas". Universidad Nacional de Misiones, Argentina. Hidrored, 24-30. 2007.
21. Llamas A. T., Rodríguez J. B. "Módulo IV. Factor de Potencia y Armónicos".
22. Mare, J. y Odello, L.: "Reguladores de frecuencia inteligente para microcentrales hidráulicas". Universidad Nacional de COMAHUE, Argentina. 2001.
23. Matos P. E.: "Análisis Energético de los Rectificadores Tipo Puente". Tesis de Maestría. 2002.
24. McPherson G.: "An Introduction to Electrical Machines and transformers".
25. Mohan N., Tore M. U., Willian P. R.: "Power Electronics Converters, Applications and Design". *John Wiley & Sons*, Inc. Second Edition. 1995.
26. Muhammad H. R.: "Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones". Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. Segunda edición, 1993.
27. Quintero et al.: "Microcentrales hidroeléctricas". Universidad Nacional de Colombia. Colombia. 2003.
28. Dewan S. B, G. R. Slemon, A. Straughen: "Power Semiconductor Drives". Primera Edición cubana, 1986.
29. Sorio P. Y., "Análisis de diferentes formas de control del rectificador monofásico tipo puente". Trabajo de diploma. Universidad de Oriente. Diciembre 2004.
30. Suárez T. A.: "Desarrollo de un sistema de regulación de frecuencia para una microcentral hidroeléctrica de operación aislada". Trabajo de diploma. Universidad de Oriente. Cuba. 2010.
31. Suu D. L.: "Controlador de frecuencia para las micros y mini centrales hidroeléctricas de operación aislada". Trabajo de diploma. Universidad de Oriente. Cuba. 2010.

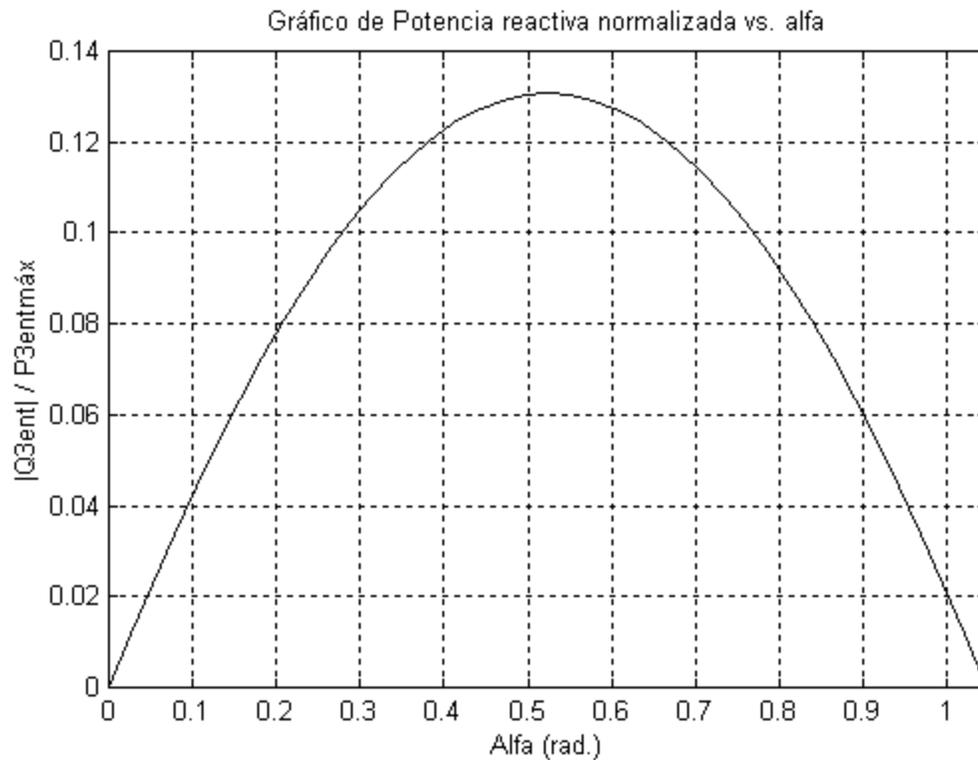
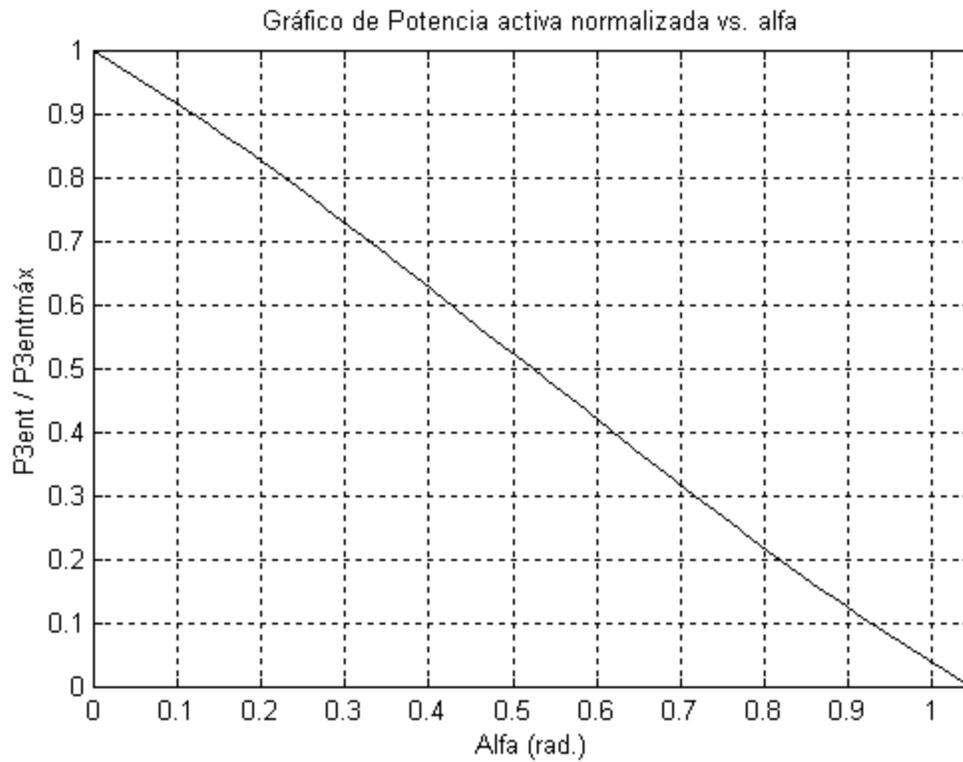
Sitios en Internet

1. <http://thales.cica.es/rd/Recursos/rd99/ed99-0226-01/capitulo3.html>
(consulta Diciembre 2010)
2. <http://html.rincondelvago.com/energia-hidraulica.html> (consulta Dic. 2010)
3. <http://www.faragauss.com/articulos/fuentdistoarmonic.htm> (consulta Enero 2011)
4. http://www.ipse.gov.co/index.php?option=com_content&view=article&id=148%3Apequeñas-centrales-hidroelectricas&catid=132%3Aproyectos-de-energia-convencional&Itemid=505&lang=es (consulta Enero 2011)
5. <http://cink-hydro-energy.czechtrade.es/centrales-hidroelectricas-pequeñas>.
(consulta Enero 2011)
6. http://www.bchydro.com/powersmart/technology_tips/maintenance_guides/powerquality/power_factor_correction.html (consulta Enero 2011)
7. <http://www.induambiente.com/ltimas-noticias/en-2011-las-pequeñas-centrales-hidroelctricas-contar-n-con-normativa-ambiental-ajustada-al-sector.html> (consulta Febrero 2011)
8. <http://www.lmphotronics.com/pwrfact.htm> (consulta Febrero 2011)
9. <http://www.electrotek.com/pfactor.htm> (consulta Febrero 2011)
10. <https://www1.eere.energy.gov/industry/bestpractices/pdfs/mc60405.pdf> (consulta Febrero 2011)
11. <http://reddeenergia.com/mostrarnoticia.php?idnoticia=20601> (consulta Marzo 2011)

Anexo #1: Esquema de simulación con convertidores de CA en CA y SVCs.



Anexo #2: Gráficos de potencia activa y reactiva normalizada para esquema con rectificador trifásico.



Anexo #3: Gráficos de potencia activa y reactiva normalizada para esquema con rectificadores monofásicos.

