CCM
CONSEJO DE COMPETENCIAS MINERAS

Cuaderno del Instructor
Módulo 6: “Mantenimiento de unidades de rectificadores de media tensión”
PFMEI-4-01/V.1[PE01-M06/v.1]

Una iniciativa de:

CONSEJO MINERO

Con la asesoría experta de:

Innovum | FCH FUNDACIÓN CHILE

Equipo Consejo Minero

Joaquín Villarino H., Presidente Ejecutivo
Carlos Urenda A., Gerente General
Christian Schnettler R., Gerente del Consejo de Competencias Mineras
José Tomás Morel L., Gerente de Estudios
María Cecilia Valdés V., Gerente de Comunicaciones
Sofía Moreno C., Gerente de Comisiones y Asuntos Internacionales
Claudia Díaz R., Jefe de Proyectos

Equipo Innovum Fundación Chile

Hernán Araneda D., Gerente
Diego Richard M., Director Programa Fuerza Laboral Minera
Rafael Pizarro G., Jefe de Proyecto Empresas
Susana Gallardo S., Especialista de Formación
Eduardo Soto S., Consultor Senior
Ignacio Riffo C., Consultor Senior
Álvaro Aguilar H., Consultor de Proyectos
Carolina Gutiérrez M., Consultor de Proyectos

Consejo Minero
Dirección: Apoquindo 3500, Piso 7, Las Condes, Santiago.
Teléfono: (562) 2347 2200
www.ccm.cl

Propiedad del Consejo de Competencias Mineras (CCM) del Consejo Minero:

Este material es propiedad del Consejo de Competencias Mineras (CCM) del Consejo Minero. Está disponible para instituciones que imparten formación en el ámbito minero en Chile, a las que se autoriza la reproducción total o parcial de los contenidos de este material para fines de formación, citando siempre al Consejo de Competencias Mineras del Consejo Minero y pudiendo incluso adaptarlo para satisfacer los requerimientos de los participantes. Se prohíbe la reproducción o adaptación con fines comerciales.

El uso del género masculino en esta publicación no constituye discriminación; tiene el sólo propósito de aligerar el texto cuando la redacción así lo exige.

TODOS LOS DERECHOS RESERVADOS, QUEDA AUTORIZADA SU REPRODUCCIÓN Y DISTRIBUCIÓN CITANDO LA FUENTE. © Anglo American Norte S.A., Anglo American Sur S.A., Anglo American Chile Ltda.; Antofagasta Minerals S.A.; BHP Chile Inc.; Compañía Minera Barrick Chile Ltda.; Compañía Minera Cerro Colorado Ltda., Minera Escondida Ltda., Minera Spence S.A.; Compañía Minera Zaldívar Ltda.; Corporación Nacional del Cobre de Chile; Compañía Minera Doña Inés de Collahuasi SCM; Compañía Contractual Minera Candelaria, Sociedad Contractual Minera El Abra; FreeportMcMoran South America Inc.; Glencore Chile S.A.; SCM Minera Lumina Cooper Chile; Sierra Gorda SCM; Teck Resources Chile Ltda.; Yamana Chile Servicios Ltda.; 2013.

Consejo de Competencias Mineras – CCM:

El Consejo de Competencias Mineras (CCM) es una iniciativa de articulación entre las empresas mineras, cuyo fin es proveer información sectorial, estándares y herramientas que permitan al mundo formativo adecuar la formación de técnicos a la demanda del mercado laboral minero, tanto en términos cualitativos como cuantitativos. Con la asesoría experta de Innovum Fundación Chile, este organismo genera, con un enfoque sistémico, insumos para el mundo formativo, dando a conocer qué necesidades de capital humano tiene la minería y transfiriendo buenas prácticas para su formación.

El Consejo de Competencias Mineras – el primero de su naturaleza en el país – opera al alero del Consejo Minero. Fue formado en 2012 y cuenta con 12 empresas socias. A tres años de su creación, el CCM ha desarrollado una serie de productos y sistemas que han marcado un cambio de paradigma en la vinculación del mundo productivo con el de la formación para el trabajo, y han significado un aporte de fondo para el mejoramiento y la valoración de la educación técnico-profesional en el país, con un alcance que trasciende ampliamente a la sola industria minera.
Los Paquetes para Entrenamiento, son uno de estos productos. Se han creado además: Estudios de Fuerza Laboral, El Marco de Cualificaciones para la Minería (MCM), Marco de Calidad de Buenas Prácticas Formativas, Marco de Calidad para Instructores e impulsamos el apoyo sectorial al Sistema de Certificación de Competencias Laborales.

Si bien el Consejo de Competencias Mineras es una entidad privada, sus productos están concebidos como bienes públicos y gratuitos, de valor compartido para todos los estamentos de la sociedad en Chile. Toda la información y los productos generados por el CCM, además de un breve video explicativo, están disponibles en el sitio web: www.ccm.cl

El desafío que ahora enfrenta el CCM es que, tanto el mundo formativo como el minero, incorporen los estándares generados a sus procesos de negocio y a su quehacer diario. Esto generará una fuerza laboral más productiva y, por ende, mayor competitividad del país en el contexto internacional.

Contribución del CCM

Para trabajadores actuales y personas interesadas en trabajar en la minería:

- Mejor empleabilidad.
- Aprendizaje adecuado a los requerimientos del mercado.
- Acceso no sólo a un oficio, sino a rutas de formación y aprendizaje.

Para el sector minero:

- Mitigación de la escasez de personal, anticipándose al problema de manera coordinada y con visión de futuro.
- Mejora de productividad, al contar con más trabajadores preparados para los requerimientos de la industria, tanto propios como de proveedores.
- Mayor competitividad de esta industria, que repercute positivamente también en la competitividad del país.

Para las instituciones educacionales:

- Mejor empleabilidad de sus egresados.
- Mejor información proyectada a 8 a 10 años, para potenciar programas formativos en los oficios para los cuales se anticipa una mayor brecha de capital humano.
- Oportunidad para el reconocimiento de la industria respecto a su calidad formativa.

Para la comunidad y el país:

- Asignación más eficiente de fondos públicos de educación y capacitación, al tener identificados programas adecuados para satisfacer requerimientos del mercado.
- Disminución de la presión que se ejerce sobre otros sectores productivos por la demanda de trabajadores, al aumentar la cantidad de personas calificadas para la minería.

Índice

Descripción del documento **7**
Módulo VI: Mantención de Unidades de **8**
Rectificadores Media Tensión **8**
1. Interruptores de potencia **9**
1.1 Electrónica de Potencia 9
1.1.1 Revisión de los interruptores de estado sólido 9
1.1.2 Rectificadores monofásicos no controlados 15
1.1.3 Rectificadores trifásicos (y polifásicos) no controlados 28
1.1.4 Rectificadores monofásicos controlados 42
1.1.5 Rectificadores trifásicos controlados 50
1.1.6 Inversores monofásicos de corriente 61
1.1.7 Inversores trifásicos de corriente 71
1.1.8 Armónicos de voltaje y corriente 88
1.2 Estándares C 34.2 Rev. 73 e IEEE 519. 89
1.2.1 IEEE 519 Rev. 1992 89
1.2.3 Efectos de la contaminación por armónicos en los sistemas eléctricos 96
1.2.4 Sistemas de enfriamiento de rectificadores 97
1.2.5 Intercambiadores de calor 100
1.2.6 Filtros de armónicos 120
1.2.7 Componentes de las celdas de baja tensión. 140
1.2.8 Componentes de las celdas de media tensión. 142
1.3. METROLOGÍA APLICADA A RECTIFICADORES DE POTENCIA 151
Actividad N° 7 153

Descripción del documento

El Cuaderno del instructor contiene la totalidad de los contenidos a utilizar por el instructor para el desarrollo del programa de formación de **Mantenedor Eléctrico Especialista Equipos Fijos.**

El documento está dividido en módulos, los cuales están organizados en secciones de temas y contenidos específicos.

El instructor, podrá, además, sugerir actividades como las que se listan a continuación:

- Charlas y/o reflexiones de seguridad.
- Discusiones o foros de debate.
- Reforzamientos.
- Actividades en terreno.
- Preparación para la evaluación final

Específicamente para las actividades relacionadas a tecnologías de comunicación audiovisual se entregarán links a modo referencial, sin embargo el instructor tendrá la libertad de utilizar los recursos que estime conveniente a fin de lograr los requerimientos de la actividad.

Todo el material es susceptible de ser mejorado, adaptado o modificado en función de las características del grupo con el que se trabaje. Por ello se ha diseñado desde un enfoque flexible, que permite al instructor agregar recursos que enriquezcan algún contenido o posibilitar el aporte de los participantes, cuidando siempre de lograr los aprendizajes esperados de cada módulo.

Respecto a las evaluaciones se sugiere que éstas sean elaboradas por el instructor de acuerdo a los siguientes lineamientos

La evaluación de los módulos y sus contenidos debe estar compuesta por a lo menos 10 preguntas, las cuales deben ser extraídas del documento de evaluación de proceso".

Cada pregunta será evaluada con puntajes entre 0 y 10.La escala de calificación será de 0 a 100%. Considerando el 0% cuando el participante no tiene respuestas correctas y el 100% cuando posee la totalidad de respuestas buenas.

La nota de aprobación de las evaluaciones de los distintos módulos corresponderá a un 75%.

Módulo VI: Mantención de Unidades de Rectificadores Media Tensión

1. Interruptores de potencia

1.1 Electrónica de Potencia

1.1.1 Revisión de los interruptores de estado sólido

Clasificados en tres grupos de acuerdo a su grado de controlabilidad:

1. Diodos: Encendido y apagado por la potencia del circuito
2. Tiristores: Encendido y enganchados por señales de control pero apagados por la potencia del circuito
3. Interruptores Controlados: Encendidos y apagados por señales de control
   a. Transistores de Juntura Bipolar BJT
   b. Transistores de efecto de campo MOSFET
   c. Tiristores apagados por compuerta GTO
   d. Transistores de compuerta aislada IGBT

Diodos

Dependiendo del tipo de aplicación se dispone de varios tipos de diodos.

1. Diodo Schottky: Estos diodos se usan cuando se necesita un valor bajo de voltaje en Sentido directo (típico 0,3 V) en circuitos cuya salida es pequeña
2. Diodos de rápida recuperación: Están diseñados para ser usados en circuitos de alta frecuencia en combinación con interruptores controlados. En niveles de varios cientos de volts y amperes, Trr < microsegundos
3. Diodos de frecuencia de línea: Voltaje directo lo más bajo posible y trr alto. Voltajes de bloqueo de varios kilovolts y corrientes de Kiloamperes cuando se conectan en paralelo o en serie.

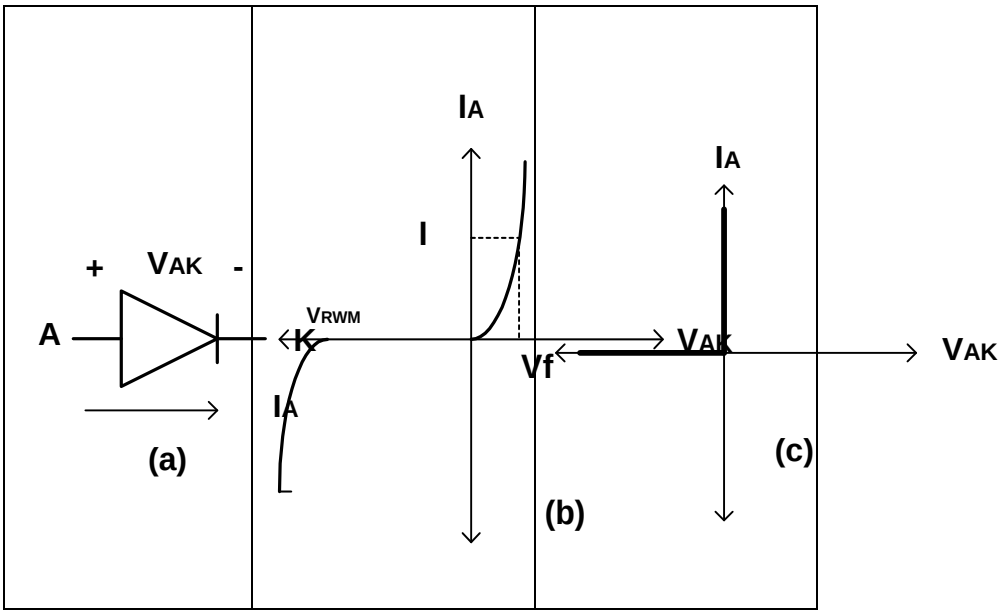


Figura 1
Diodo a) Símbolo b) característica i-v c) Característica idealizada

Tiristores

El tiristor se dispara y pasa al estado de conducción con la aplicación de un pulso positivo de corriente en la compuerta por un corto período. Una vez que el dispositivo entra en conducción se puede remover el pulso de la compuerta.

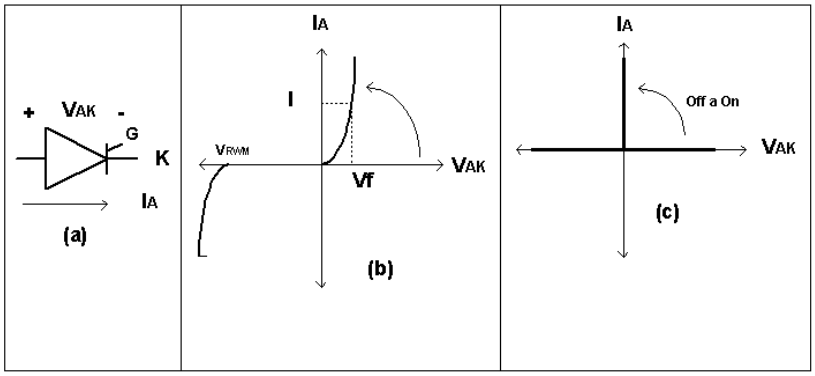


Figura 2
Tiristor a) Símbolo b) Característica i-v c) Característica idealizada

El tiristor no se puede bloquear por compuerta, y por esto conduce como un diodo. Sólo cuando la corriente de ánodo es negativa bajo la influencia del circuito, el tiristor se puede bloquear y su corriente llega a cero.

Usualmente los rangos de voltaje de ruptura directo e inverso son los mismos. Los rangos de corriente del tiristor se especifican en términos de corrientes máximas, medias y rms.

En el diseño se debe considerar di/dt y dv/dt

Características deseadas de un interruptor controlado

1. Pequeña corriente parásita en el estado apagado.
2. Pequeño voltaje de conducción Von para minimizar las pérdidas.
3. Cortos tiempos de encendidos y apagados. Aplicaciones de alta frecuencia.
4. Alta capacidad de soportar voltajes de ruptura inversos y directos minimiza la necesidad de conectar en serie los semiconductores.
5. Alta capacidad de corriente en el estado de conducción minimiza el problema de conectar semiconductores en paralelo.
6. Coeficiente de temperatura positivo de la resistencia en el estado de encendido. Esto asegura igualdad de corriente en dispositivos conectados en paralelo.
7. Pequeño requerimiento de potencia para controlar el semiconductor.
8. Capacidad de resistir di/dt y dv/dt durante la conmutación eliminando el uso de mallas snubber.
9. Capacidad de resistir valores altos de voltajes y corriente durante la conmutación eliminando protecciones.

Transistores de Juntura Bipolar BJT y Darlington Monolítico MD

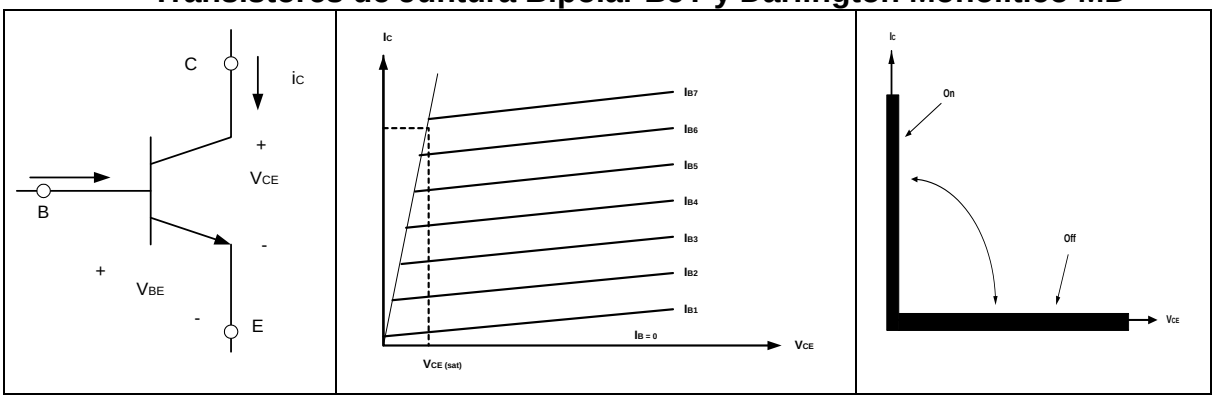


Figura 3
Transistor de Juntura Bipolar a) Símbolo b) Característica i-v

Ib = Ic / hfe

hfe: Ganancia de corriente dc del transistor

Vce: Voltaje colector emisor en saturación, rango 1,2 V

Hfe 5-10 en transistores de alta potencia

Conexión Darlington o triple Darlington

Pérdidas por conducción pequeñas

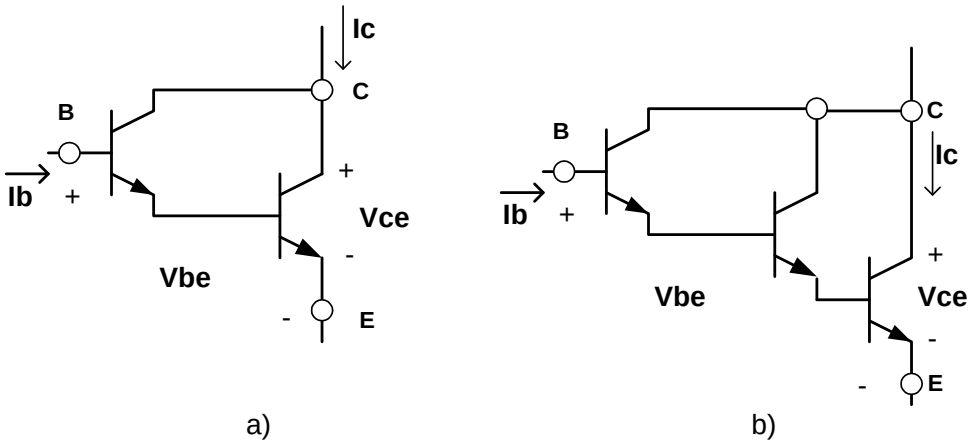


Figura 4
Configuración Darlington a)Darlington, b) Triple Darlington.

MD: Darlington Monolítico. Configuración Darlington en un solo encapsulada. Tiempos de conmutación de unos pocos cientos de nanosegundos a microsegundos.

1400 V Cientos de amperes

Coeficiente de temperatura negativo. Los BJTs fabricados con un buen control de calidad pueden ser conectados en paralelo (4 transistores, hasta 5 con un pequeño desbalance de corriente). El transistor se controla por base y la corriente debe ser suministrada en forma continua para mantener la conducción.

Transistores de Efecto de Campo Metal Oxido Semiconductor (MOSFET)

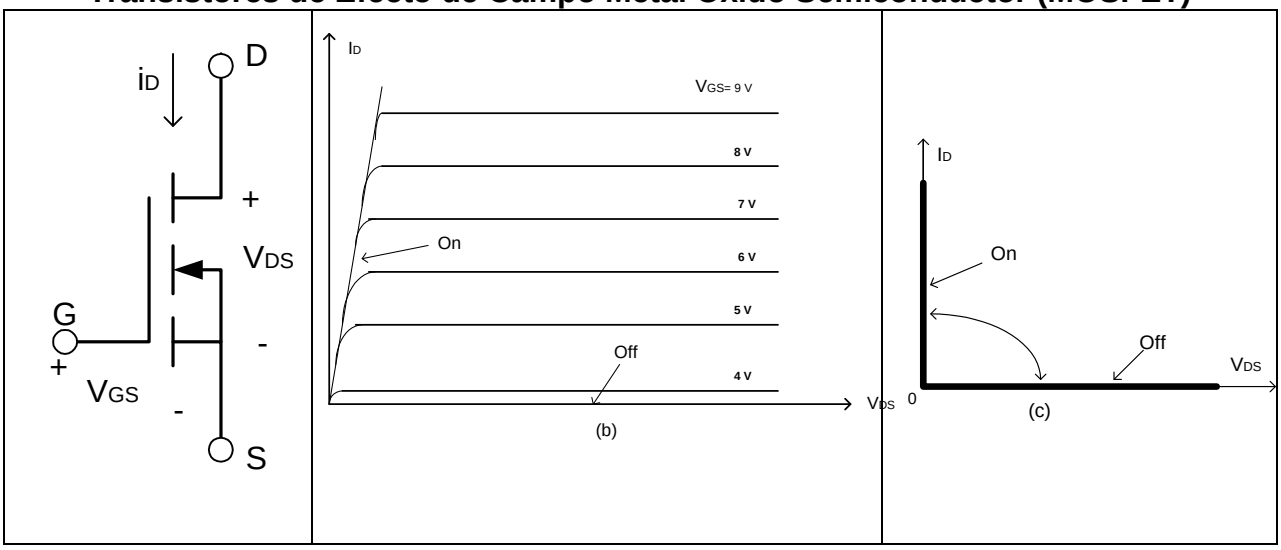


Figura 5
MOSFET canal N a) Símbolo, b) Característica i-v, c) característica idealizada.

Completamente cerrado cuando Vgs es suficientemente grande. Los tiempos de conmutación son pequeños; en el rango de unas decenas de nanosegundos.

Poseen baja resistencia en conducción. Alta velocidad de conmutación. Un Mosfet de 00-400 V compite en potencia de conmutación con un BJT si la frecuencia de conmutación excede 30 a 100 KHz.

MOSFET	Voltaje	mayor 1000 V
	Corriente	hasta 100 A

Máximo VGS +20 V algunos Mosfet pueden ser controlados con 5 V. Coeficiente de temperatura positivo. Facilita la conexión en paralelo.

Tiristores apagados por compuerta

Gate Turn Off. Thiristor (GTO)

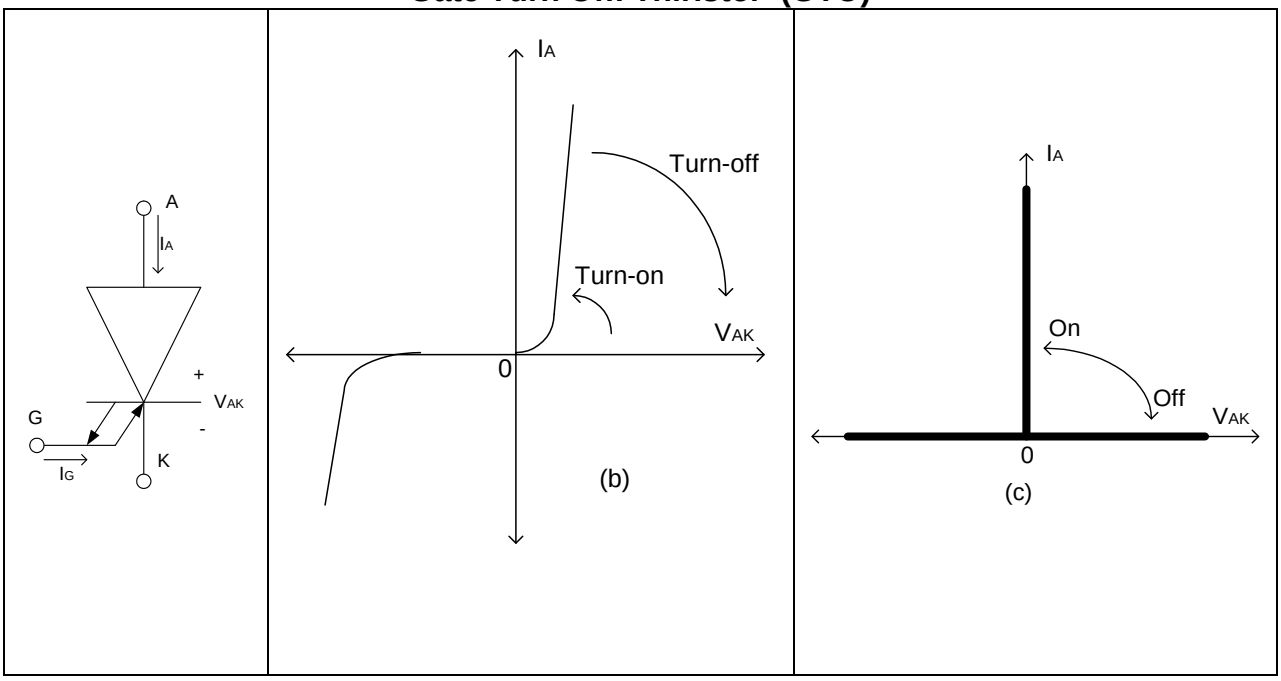


Figura 6
Característica de GTO a)Símbolo, b) curva i-v, c) GTO ideal

Al igual que el tiristor el GTO entra en conducción con un pulso de disparo aplicado entre la compuerta y el cátodo. Voltaje negativo: de unos pocos microsegundos, 3 veces la corriente de ánodo.

Tiene problemas de dv/dt en el apagado, por tanto deben protegerse con mallas snubber para reducir el dv/dt en el apagado.

Voltaje de conducción 2-3 V ligeramente superior al tiristor.

Velocidades de conmutación menor a 25 useg.

Voltaje hasta 4,5 kV, corrientes de unos pocos kA.

Se usan cuando se necesita un interruptor en estos rangos de potencia y un rango de frecuencia de unos pocos cientos de hertz a 10 KHz.

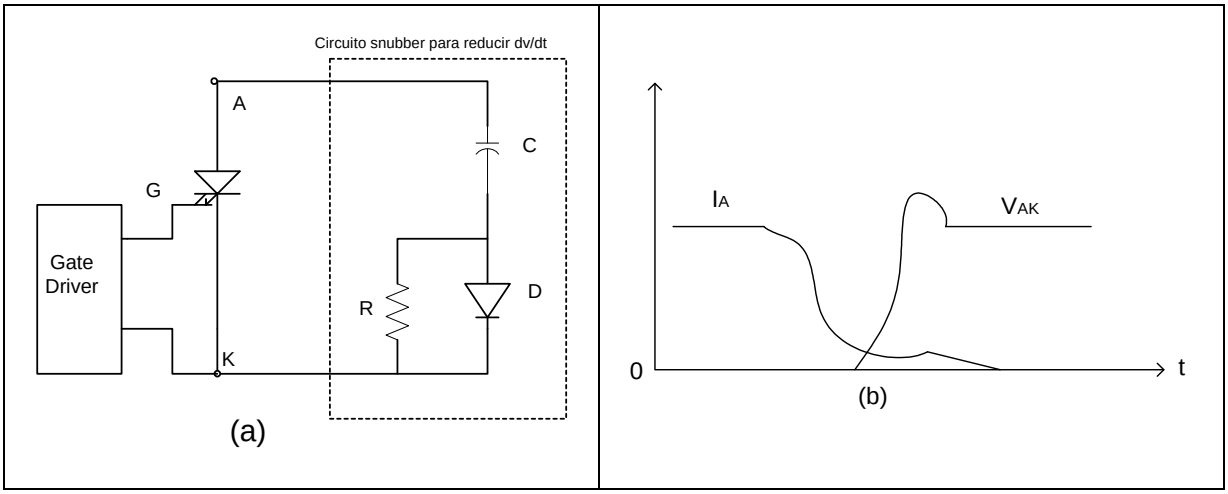


Figura 7
Características transientes del GTO a) malla snubber, b) Característica turn off del GTO.

Transistor Bipolar de Compuerta Aislada IGBT

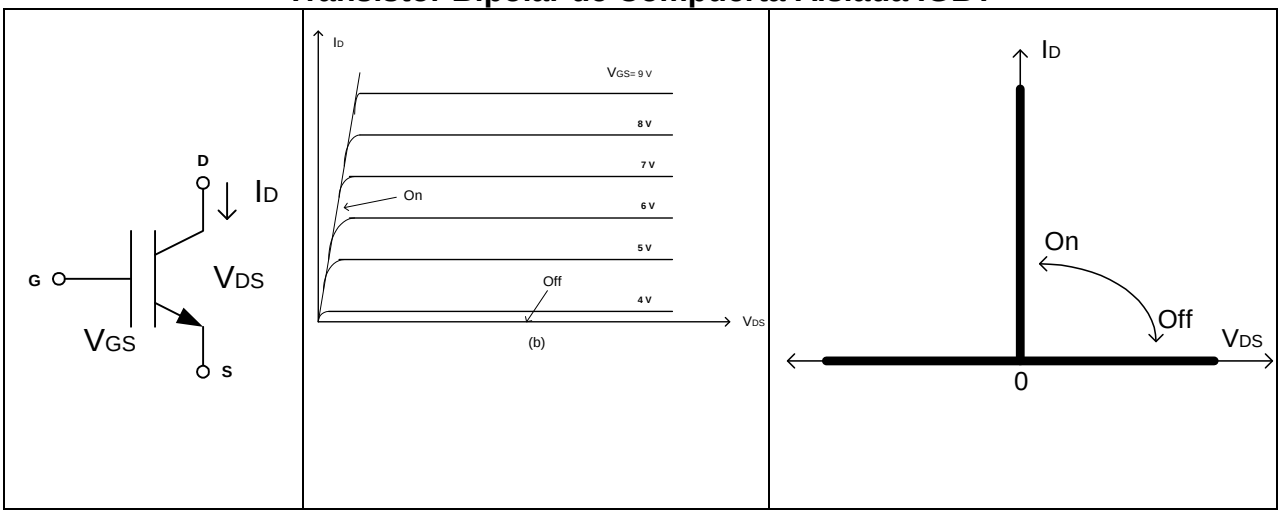


Figura 8
IGBT: a)Símbolo, b)Característica i-v, c)Característica idealizada

Tiene algunas de las ventajas del MOSFET, el BJT y el GTO combinadas. Similar al MOSFET, el IGBT tiene una alta impedancia en la compuerta por lo tanto se requiere una pequeña cantidad de energía para disparar el dispositivo.

Similar al BJT el IGBT posee un pequeño voltaje de conducción aún para voltajes grandes de bloqueo.

V_{on} de 2-3 V para 1000 V.

Similar al GTO el IGBT puede ser diseñado para bloquear voltajes negativos.

T_{on}, t_{off} 1 useg, 1200 V; 100 A, proyectados 2000 V mayor de 1000 A

Comparación de Interruptores Controlados

DISPOSITIVO	CAPACIDAD DE POTENCIA	VELOCIDAD
BJT/MD	Media	Media
MOSFET	Baja	Rápida
GTO	Alta	Baja
IGBET	Media	Media

Los circuitos Drive sirven para conducir y comandar la base y compuerta de los interruptores controlados. Los circuitos snubber se utilizan para modificar las características de conmutación.

La tendencia en el futuro es integrar la circuitería de control dentro del package que contiene al interruptor para que sea controlado por ejemplo con un microprocesador. Dispositivo emergente MCT, o sea Tiristor Controlado por Mosfet.

1.1.2 Rectificadores monofásicos no controlados

Introducción

Esencialmente corresponden a los conversores efectuados a base de diodos semiconductores de potencia en los cuales es posible obtener una tensión continua en la carga, donde el valor medio de ésta depende de la señal de alimentación y la carga. Los conversores o convertidores de ac a cd se conocen comúnmente como rectificadores, en resumen, los rectificadores de diodos entregan a la salida un potencial fijo de corriente directa. Por ejemplo, para una alimentación constante, se obtendrá una salida continua constante.

Los diodos semiconductores tienen muchas aplicaciones en la electrónica y en los circuitos de ingeniería eléctrica. Los diodos también son ampliamente utilizados en los circuitos de electrónica de potencia para la conversión de energía eléctrica. En este capítulo se analizan algunos circuitos de diodos de uso común en la electrónica de potencia para el procesamiento de la energía

Para simplificar, los diodos serán considerados como ideales. Por “ideales” se entiende que el tiempo de recuperación inversa y la caída de voltaje directo son despreciables, esto es, que estos valores son igualables a cero.

En electrónica, un **rectificador monofásico no controlado** es el elemento o circuito que permite convertir la corriente alterna en corriente continua. Esto se realiza utilizando diodos rectificadores. Se les clasifica en monofásicos, cuando están alimentados por una fase de la red eléctrica. Atendiendo al tipo de rectificación, pueden

ser de media onda, cuando sólo se utiliza uno de los semiciclos de la corriente, o de onda completa, donde ambos semiciclos son aprovechados.

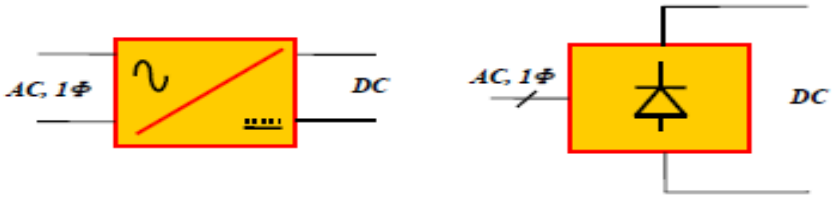


Figura 9
Símbolos de Convertidores AC/DC monofásicos

Características

- **Entrada** AC monofásica**.**
- **Salida** DC no controlada, su valor depende de:
- La tensión de entrada
- La corriente por la carga
- Topología del convertidor
- **Flujo de potencia** desde la entrada a la salida
- **Aplicaciones:**
- Pueden usarse en aplicaciones con las siguientes características:
- De coste mínimo
- No sensibles al valor de la tensión de salida
- No problema con el factor de potencia
- Algunos ejemplos:
- Entrada de fuentes de alimentación
- Alimentación de motores DC

Diferentes Topologías de Rectificadores: a) Media Onda, b) Onda Completa con Transformador de Toma Media, c) Onda Completa con Puente de Diodos

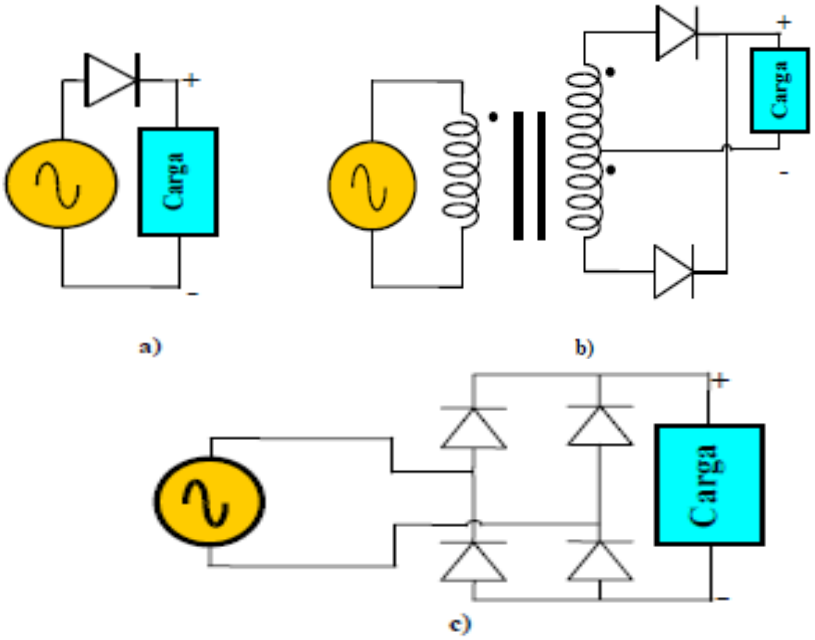


Figura 10
Rectificador monofásico de media onda

Un rectificador monofásico de media onda es el tipo más sencillo, pero no se utiliza normalmente en aplicaciones industriales. Sin embargo, resulta útil para comprender el principio de la operación de los rectificadores.

Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el diodo está en condición de bloqueo o en corte y el voltaje de salida es cero. Las formas de onda para los voltajes de entrada y de salida se muestran en la Figura 403.

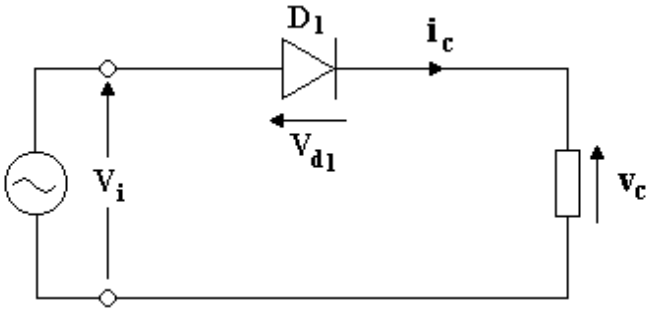


Figura 11
Diagrama de circuito rectificador monofásico de media onda no controlado con carga resistiva.

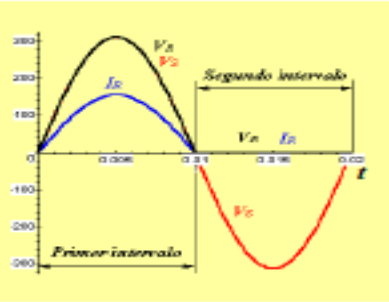


Figura 12
Forma de onda en la carga para un circuito retificador de media onda resistivo.

Primer intervalo: Segundo intervalo:

VR=VS	*VR=0*
IR=VS/R	*IR=0*
VAK=0	*VAK= VS*

Tensión media en la carga: $V_{R\,(AV)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_S$

Tensión eficaz en la carga: $V_{R\,(RMS)} = \frac{V_S}{\sqrt{2}}$

Carga resistiva

En la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**333 es posible observar la forma de onda de un rectificador de media onda con carga resistiva de un circuito con diodo, aunque el voltaje de salida, es cd, es discontinuo y contiene armónicas. Un rectificador es un procesador de potencia que debe proporcionar una salida de cd con una cantidad mínima de contenido armónico, al mismo tiempo, deberá mantener la corriente de entrada tan sinusoidal como sea posible y en fase con el voltaje de entrada, de tal forma que el factor de potencia esté cercano a la unidad. Hay distintos tipos de circuitos rectificadores y los rendimientos de un rectificador se evalúan normalmente en función de los siguientes parámetros:

Valor promedio del voltaje de salida, o de carga ($\bar{v}_c$).

Valor promedio de la corriente de carga ($\bar{i}_c$).

Potencia de salida cd ($P_{cd} = \bar{v}_c \; \bar{i}_c$).

Valor medio cuadrático del voltaje de salida (V_{RMS}).

Valor medio cuadrático de la corriente de salida (I_{RMS}).

Potencia de salida en ca ($P_{ca} = V_{RMS} \cdot I_{RMS}$).

Carga inductiva

Para este caso se tiene un desfase entre el voltaje y la corriente de β, lo que impide que el diodo deje de conducir, ya que este debe cumplir dos condiciones para que esto ocurra, una es que la tensión directa sea inferior a cero y la otra es que la corriente sea cero, por lo cual el diodo dejará de conducir solo en ese momento. Es posible visualizar esto en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**4, la que muestra la forma de onda de entrada, salida y la corriente de carga.

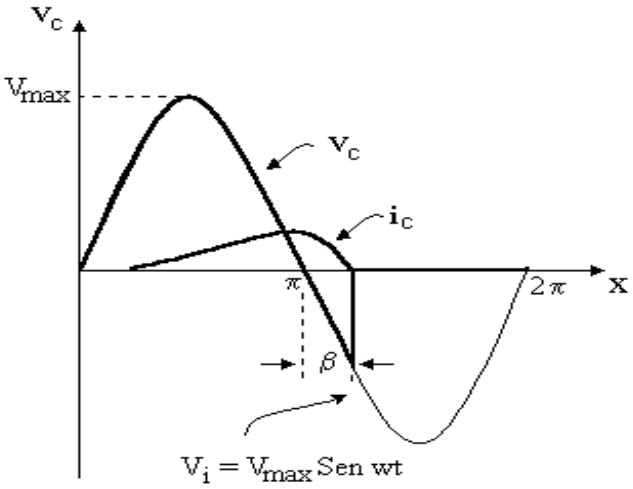


Figura 13
Forma de onda para un circuito rectificador de media onda con diodo y carga inductiva.

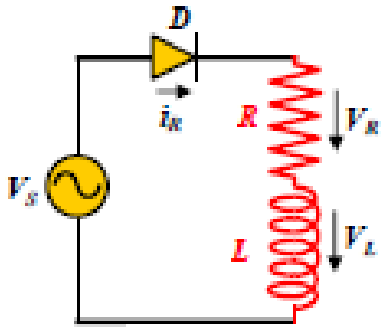


Figura 14
Rectificador de media onda no Controlado con Carga Resistiva-inductiva

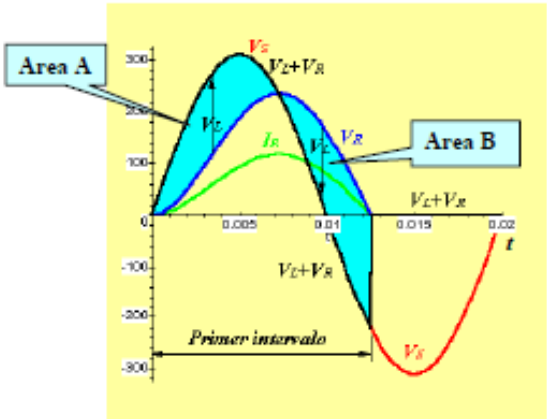


Figura 15

Formas de Onda en un Rectificador monofásico con Carga Resistiva-Inductiva

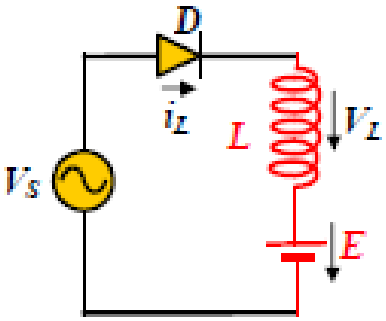


Figura 16
Rectificador de media onda no controlado con Carga Inductiva y Fuerza Contraelectromotriz

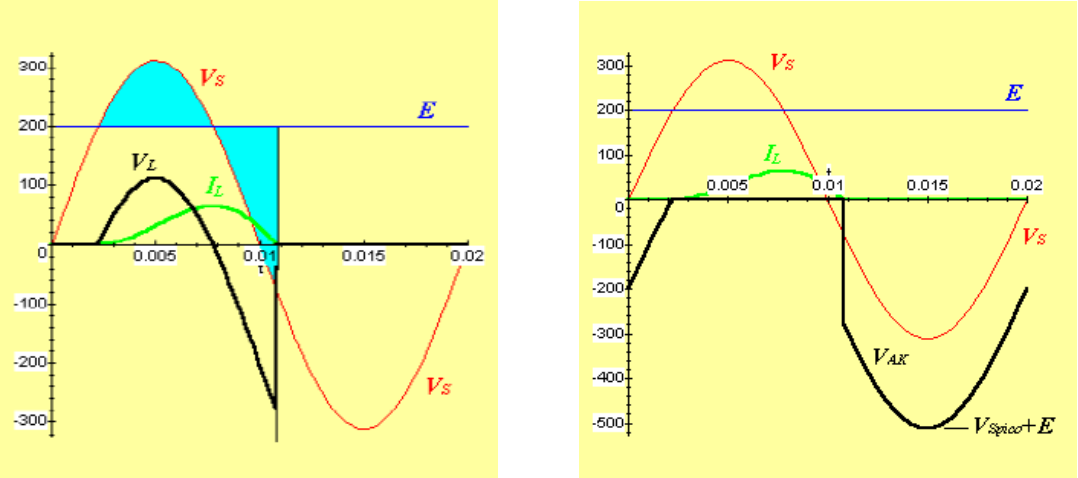


Figura 17
Formas de Onda en un Rectificador con Carga Inductiva y Fuerza Contraelectromotriz (Cargador de Baterías o Motor DC).

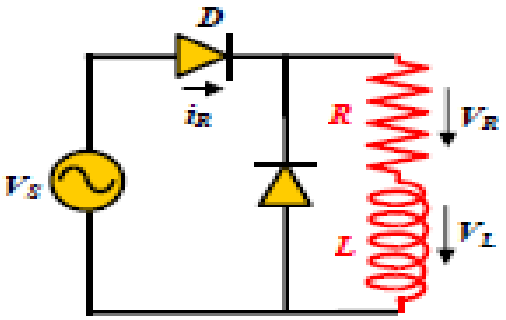


Figura 18
Rectificador de media onda no controlado con Carga Resistiva-Inductiva y Diodo de Libre Circulación

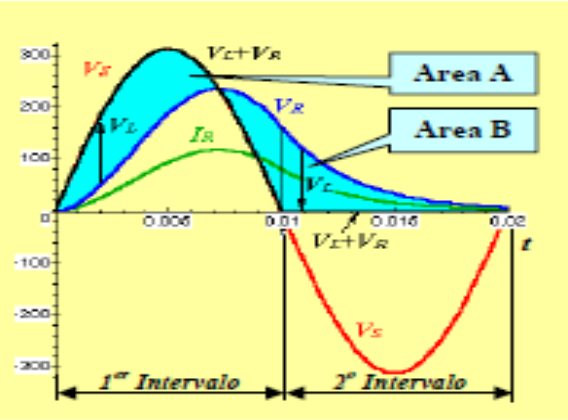


Figura 19
Formas de Onda en un Rectificador con Carga Resistiva-Inductiva y Diodo de Libre Circulación

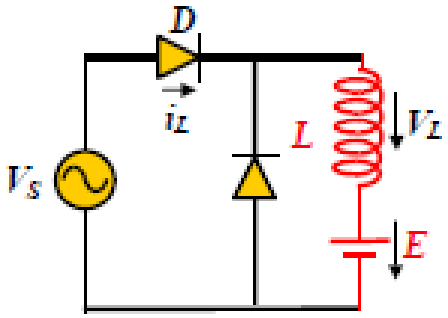


Figura 20
Rectificador de media onda no controlado con Carga Inductiva y Fuerza Contraelectromotriz y Diodo de Libre Circulación.

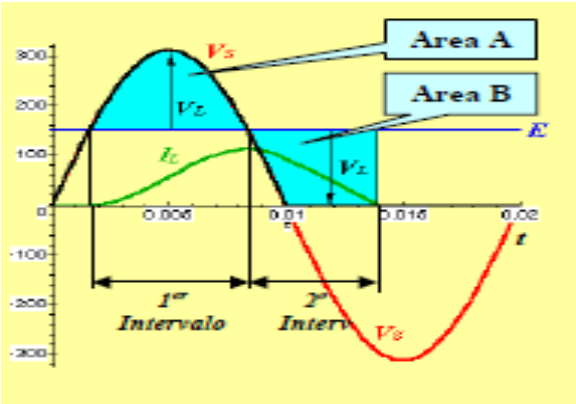


Figura 21
Formas de Onda en un Rectificador con Carga Inductiva y Fuerza Contraelectromotriz (Cargador de Baterías o Motor DC) y Diodo de Libre Circulación.

Rectificador Monofásico. Puente no controlado de onda completa

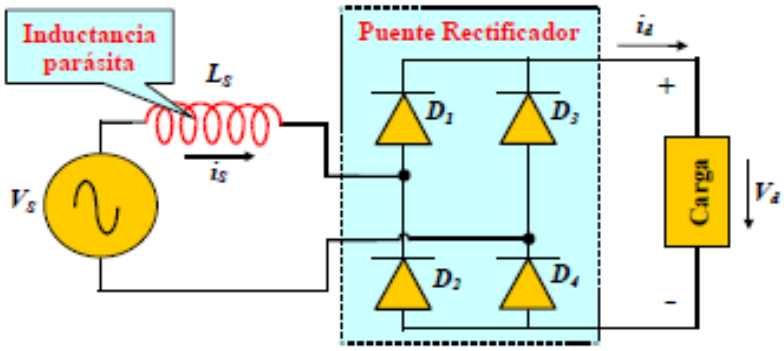


Figura 22
Circuito Rectificador Monofásico no controlado en Puente de onda completa

Se estudiarán los siguientes casos:

- Para L_S despreciable.
  - Con carga resistiva
  - Con carga fuertemente inductiva.

- Teniendo en cuenta el efecto de L_S.
  - Con carga fuertemente inductiva.

Conmutación Instantánea

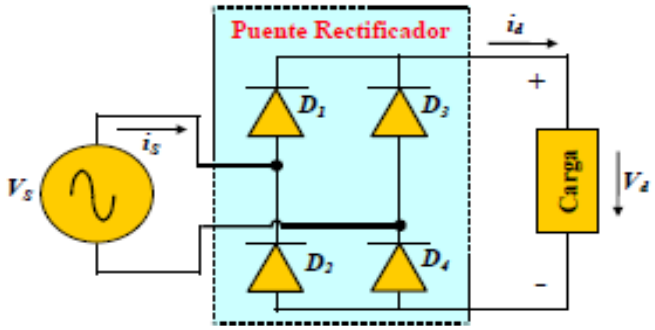


Figura 23
Rectificador Monofásico no controlado en Puente de onda completa con conmutación ideal y carga resistiva:

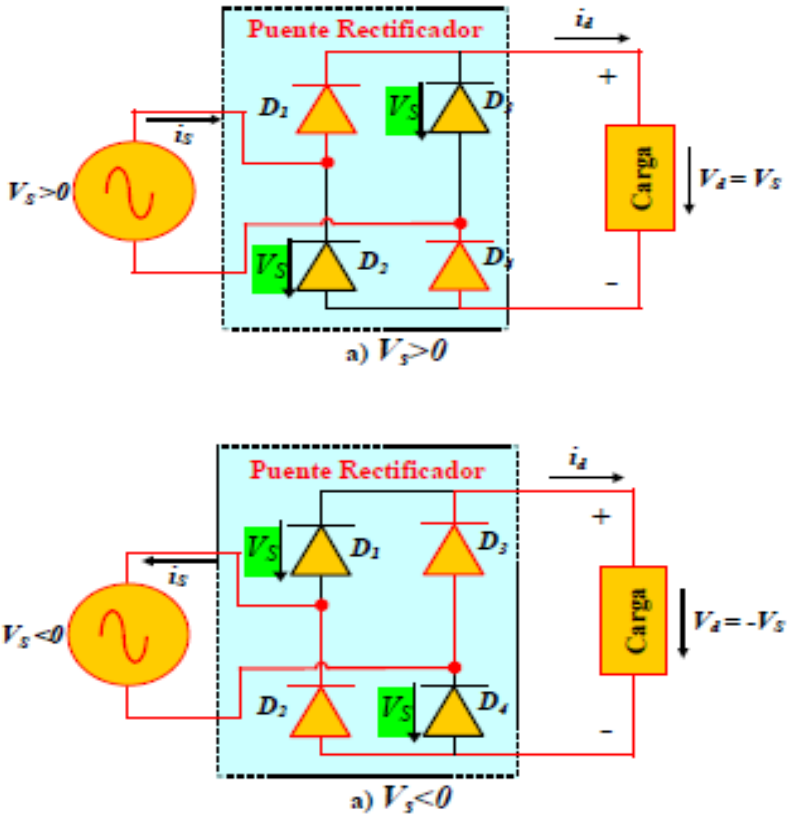


Figura 24
Formas de Onda de un Rectificador Monofásico Puente no Controlado para Carga Resistiva

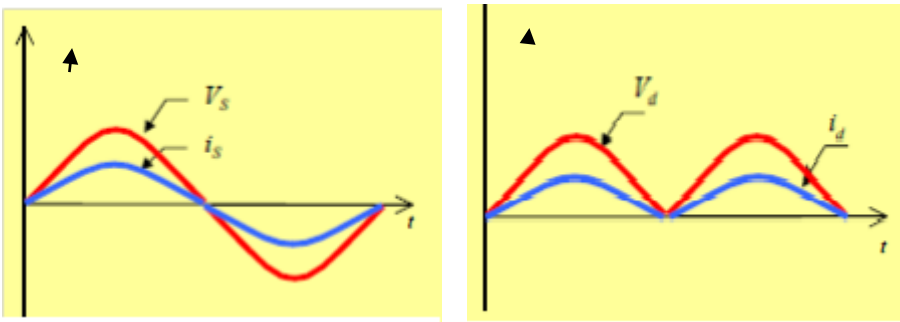


Figura 25
Formas de Onda de un Rectificador Monofásico Puente no Controlado para Carga Fuertemente Inductiva

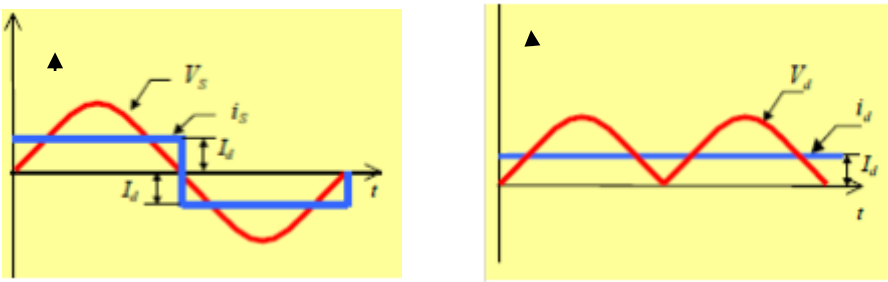


Figura 26

Ls =0; es una onda cuadrada →

$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{d} = 0{,}9\ I_d$

$$I_{sh} = \begin{cases} 0 \text{ (h par)} \\ I_{s1}/h \text{ (h impar)} \end{cases}$$

Los armónicos están en fase con la tensión

$V_{d0} = 0.9\ V_S$

$I_{d0} = I_d$

La distorsión total de la corriente de línea *IS* será:

$\%\ THD = 100\frac{\sqrt{I^2 s - I^2 s1}}{Is1}$, Como $I_s = I_d$, $Is1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_d \rightarrow \%THD = 100\frac{\sqrt{1-(2\frac{\sqrt{2}}{\pi})^2}}{2\frac{\sqrt{2}}{\pi}} = 48.43\%$

$$PF = \frac{DPF}{\sqrt{1+THD^2}} \rightarrow \begin{cases} DPF=1 \\ PF= 0.875 \end{cases}$$

Conmutación no Instantánea

Rectificador Monofásico no controlado en Puente de onda completa con conmutación no instantánea

a) Circuito

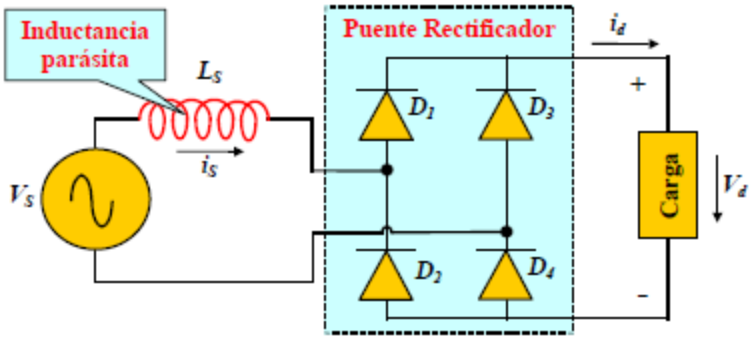


Figura 27

b) Forma de onda

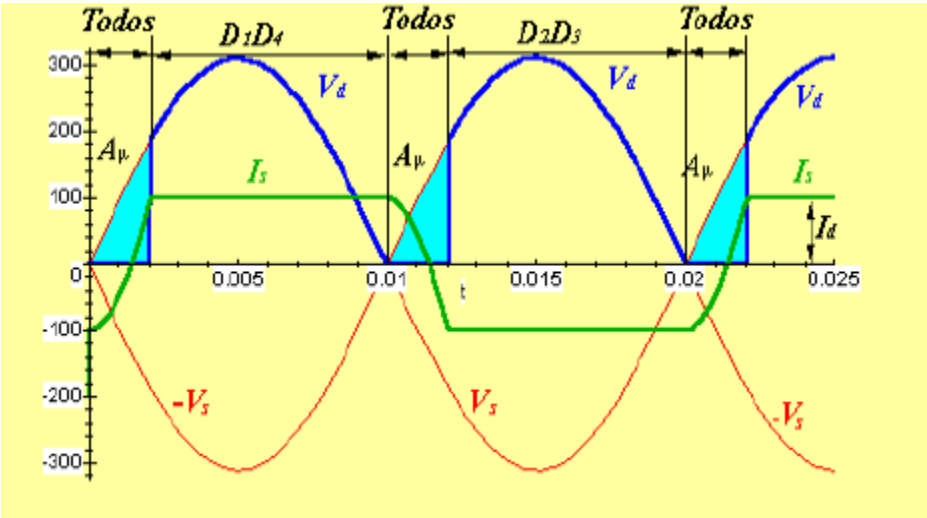


Figura 28

Circuito Equivalente Usado para el Estudio de la Conmutación no Instantánea:
La fuente y la bobina forman una malla con los cuatro diodos conduciendo.

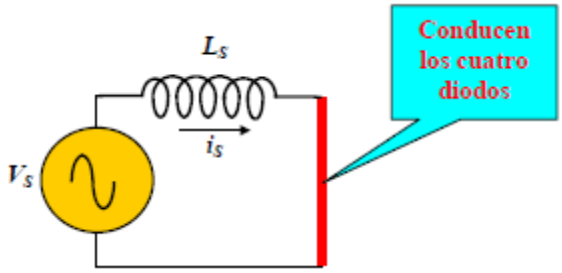


Figura 29

La ecuación que rige el funcionamiento de este circuito es:

$$\mathbf{Vs} = \sqrt{2}V_s sen(\omega t) = Ls \cdot \frac{dis}{dt} \qquad (0 \leq \omega t \leq \mu)$$

Integrando la ecuación se tiene:

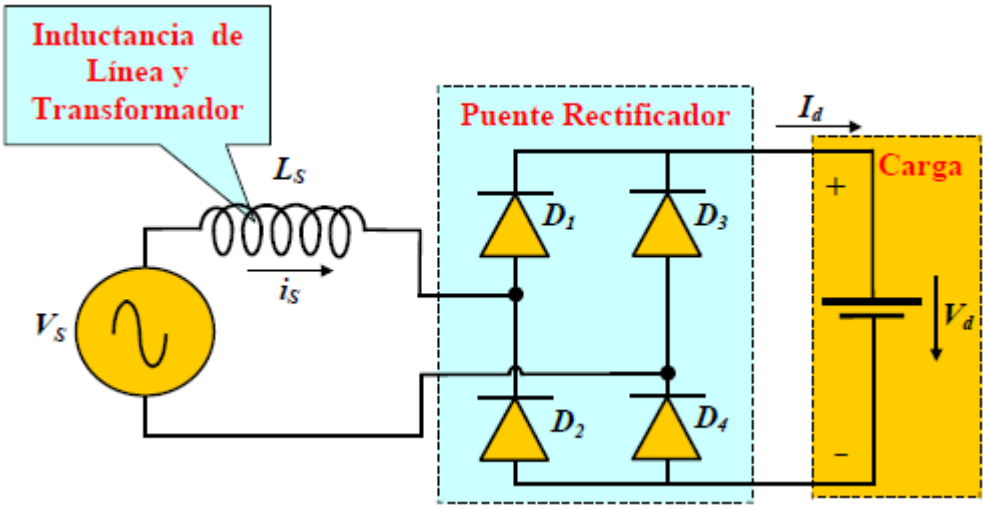
$$A_\mu = \sqrt{2}Vs(1- \cos \mu) = 2\omega L_s I_d \;;$$

El valor medio de la pérdida de tensión debida a la conmutación no instantánea será: ***Aμ /π*** luego la **tensión en el rectificador** será:

$$V_d = V_{d0} - \frac{A\mu}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega LSId}{\pi}$$

Puente Rectificador Monofásico con Carga a Tensión Constante
(Carga capacitiva, Motor DC o Batería)

a) Circuito



b) Formas de Onda

Figura 30

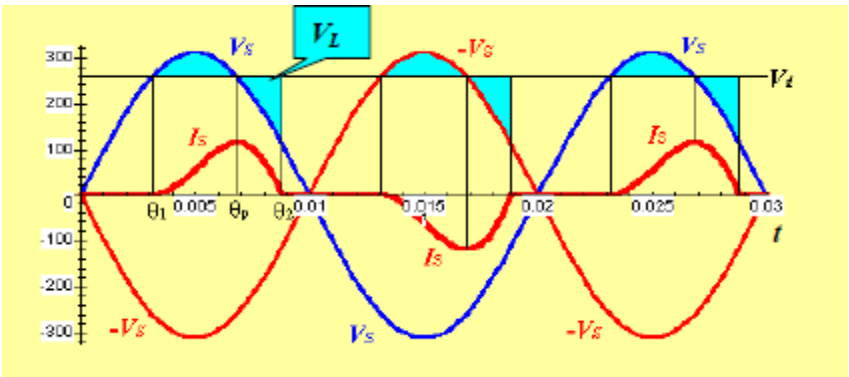


Figura 31

$\theta_1 = arc\sin(\frac{V_d}{\sqrt{2}V_s})$; $\theta_p = \pi - \theta_1$

La ecuación que rige el funcionamiento del circuito es:

$V_L = L_S \cdot \frac{dI_d}{dt} = \sqrt{2}V_s sen(\omega t) - V_d$

integrando esta ecuación, se obtiene:

$$i_s(t) = \frac{\sqrt{2V_s^2 - V_d^2}}{\omega L_s} - \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L_s} \cdot \cos(\omega t) - V_d \frac{t - t_1}{L_s}$$

El ángulo θ_2 en el que se anula la corriente, se calcula de:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(\sqrt{2}V_S \, \mathrm{sen}(\omega t) - V_d\right) d(\omega t) = 0$$

y el valor medio de la corriente por la carga de:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_S(t) d(\omega t)$$

1.1.3 Rectificadores trifásicos (y polifásicos) no controlados

Rectificador monofásico no controlado. Conexión en redes trifásicas. Corrientes por el neutro.

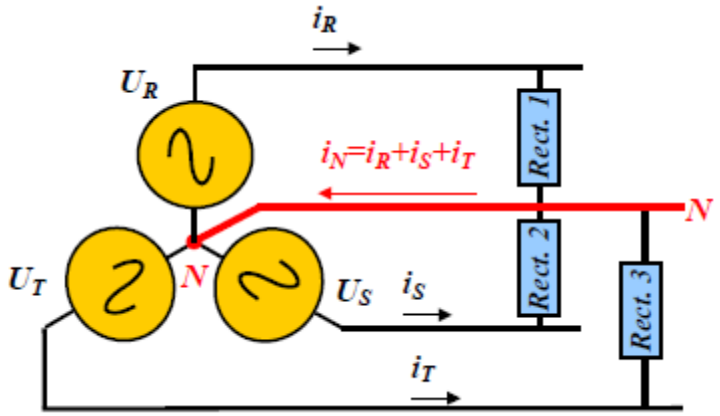


Figura 32

Conexión de tres rectificadores idénticos en una red trifásica.

Las corrientes de fase son:

$$i_R = \sqrt{2}I_{s1}sen(\omega t - \varphi_1) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \left(\sqrt{2}I_{sh}\sin(\mathrm{h}\omega t - \varphi_h)\right)$$

, k= 1, 2, 3, ...

$$i_S = \sqrt{2}I_{s1}sen(\omega t - \varphi_1 - 120º) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \left(\sqrt{2}I_{sh}\sin(\mathrm{h}\omega t - \varphi_h - 120º\mathrm{h})\right)$$

$$i_T = \sqrt{2}I_{s1}sen(\omega t - \varphi_1 - 240º) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \left(\sqrt{2}I_{sh}\sin(\mathrm{h}\omega t - \varphi_h - 240º\mathrm{h})\right)$$

La corriente por el neutro es: $i_N = i_R + i_S + i_T$

En esta suma todos los armónicos no triples suman cero, luego **la corriente por el neutro** será:

$$i_N = 3\sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} \left(\sqrt{2}I_{sh}\mathrm{sen}(\mathrm{h}\omega t - \varphi_h)\right)$$

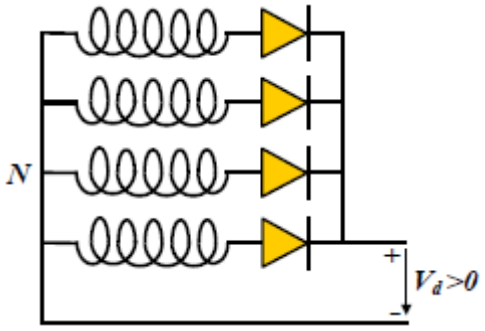
, k= 1, 2, 3, ...

$$I_N = 3\sqrt{\sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} I_{Sh}^2} \approx 3I_{S3}$$

Esta última aproximación se puede hacer si el tercer armónico es mucho mayor que los demás armónicos triples.

Montajes Simples de rectificadores trifásicos no controlados

a) Montaje Simple Polianódico



b) Montaje Simple Policatódico

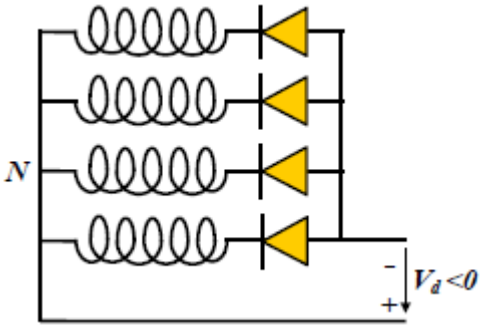
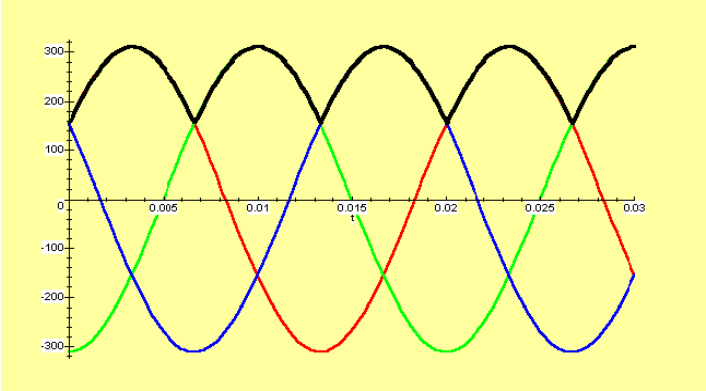


Figura 33
Formas de ondas de los montajes Polianódico



Policatódico426

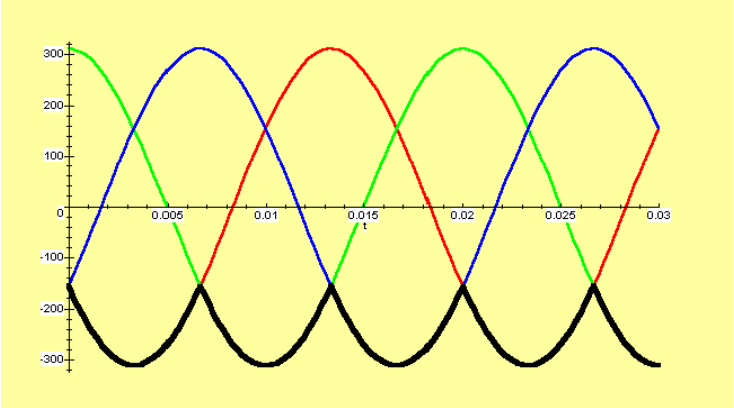


Figura 34
Conexión Serie en fase

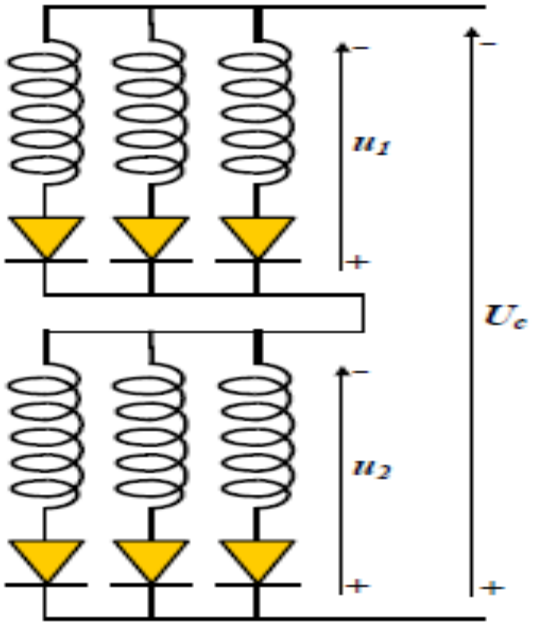


Figura 35

Comparación con un solo rectificador:

- $U_c=u_1+u_2$
- Tensión de pico doble.
- Frecuencia de rizado igual.
- Tensión de rizado doble.

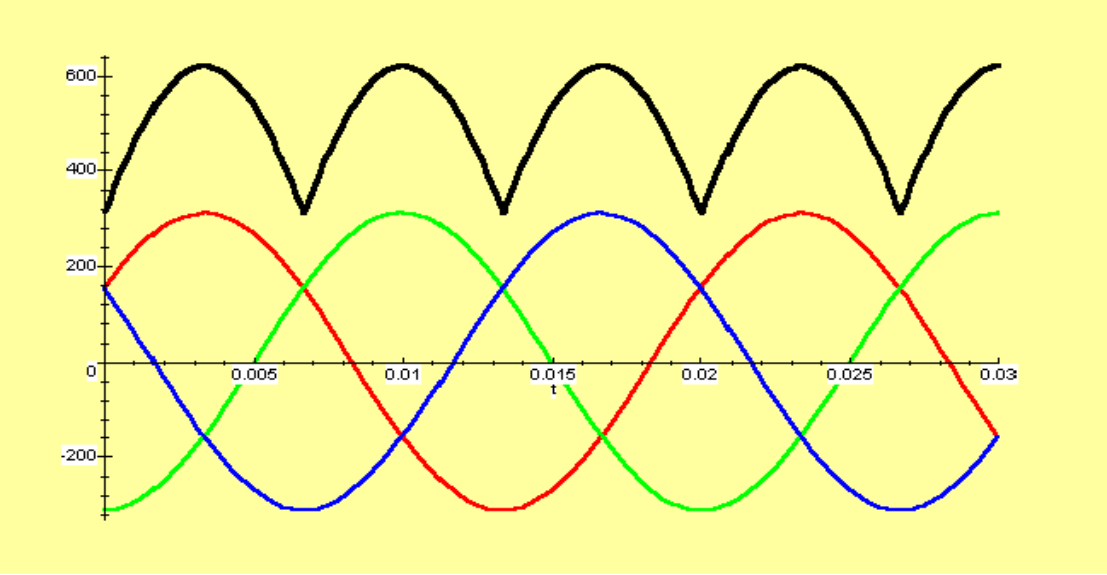


Figura 36
Formas de Onda de Conexión en Fase de dos Rectificadores Polianódicos idénticos

Conexión Serie en oposición de fases

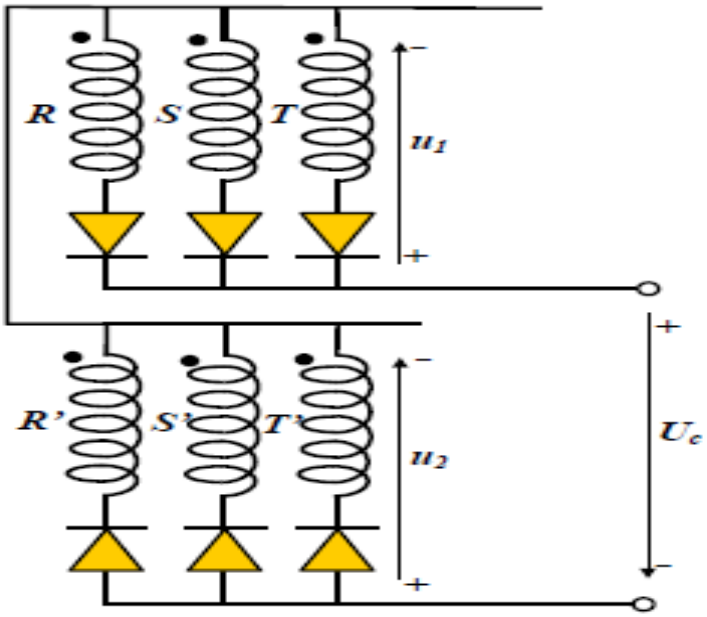


Figura 37

Comparación con un solo rectificador:

- *Uc=u1-u2*
- Tensión de pico menor que el doble (en trifásica $\sqrt{3}$)
- Frecuencia de rizado doble.
- Tensión de rizado menor.

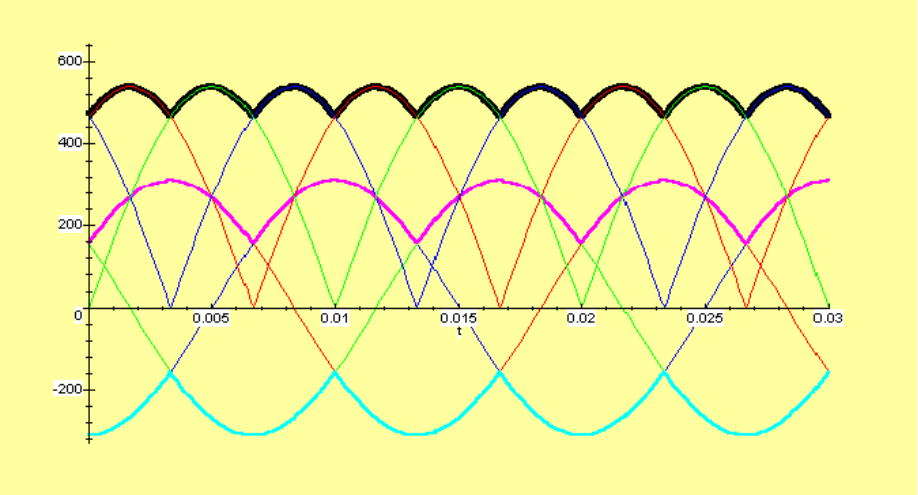


Figura 38
Formas de Onda de Conexión en oposición de Fases de dos Rectificadores Polianódicos idénticos

Montaje Puente Trifásico

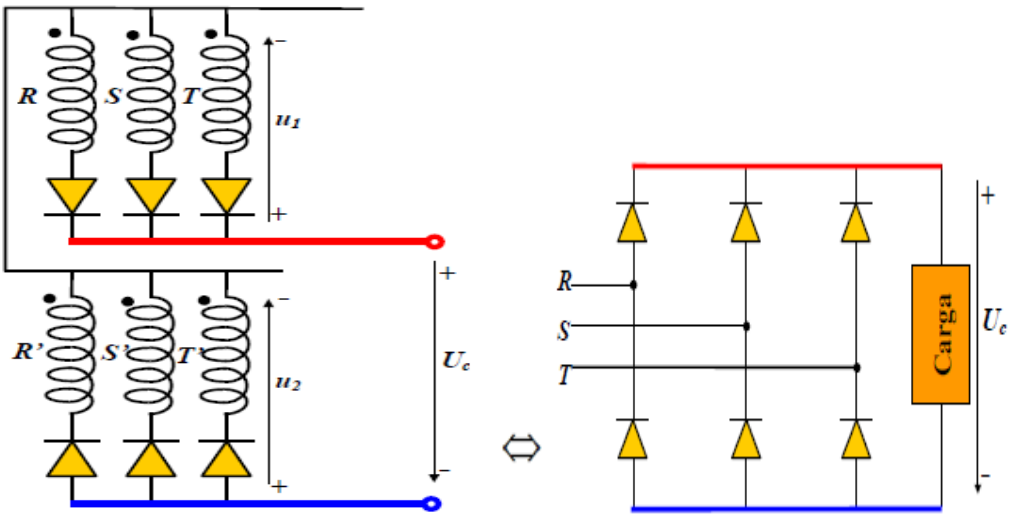


Figura 39
El montaje puente es equivalente al montaje serie en oposición de fase, pero se ahorran devanados de transformadores.

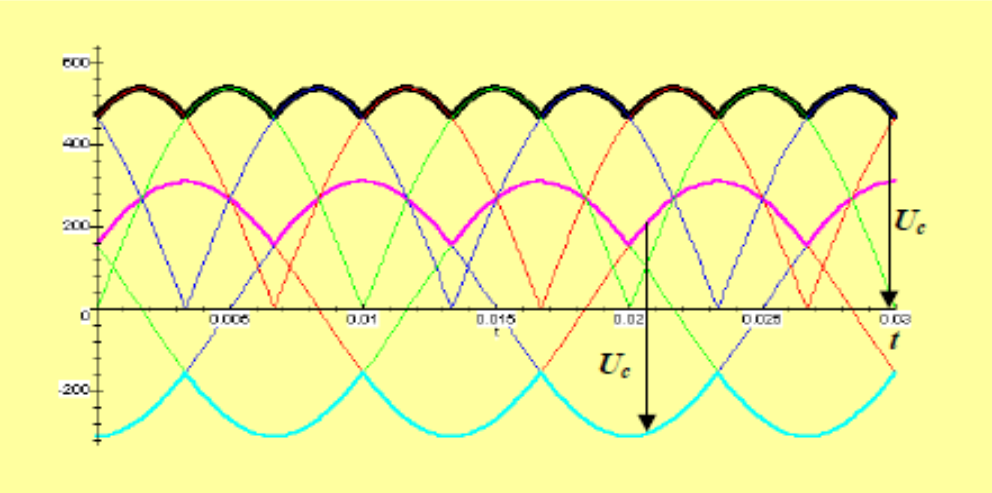


Figura 40
Formas de Onda de Conexión en Puente

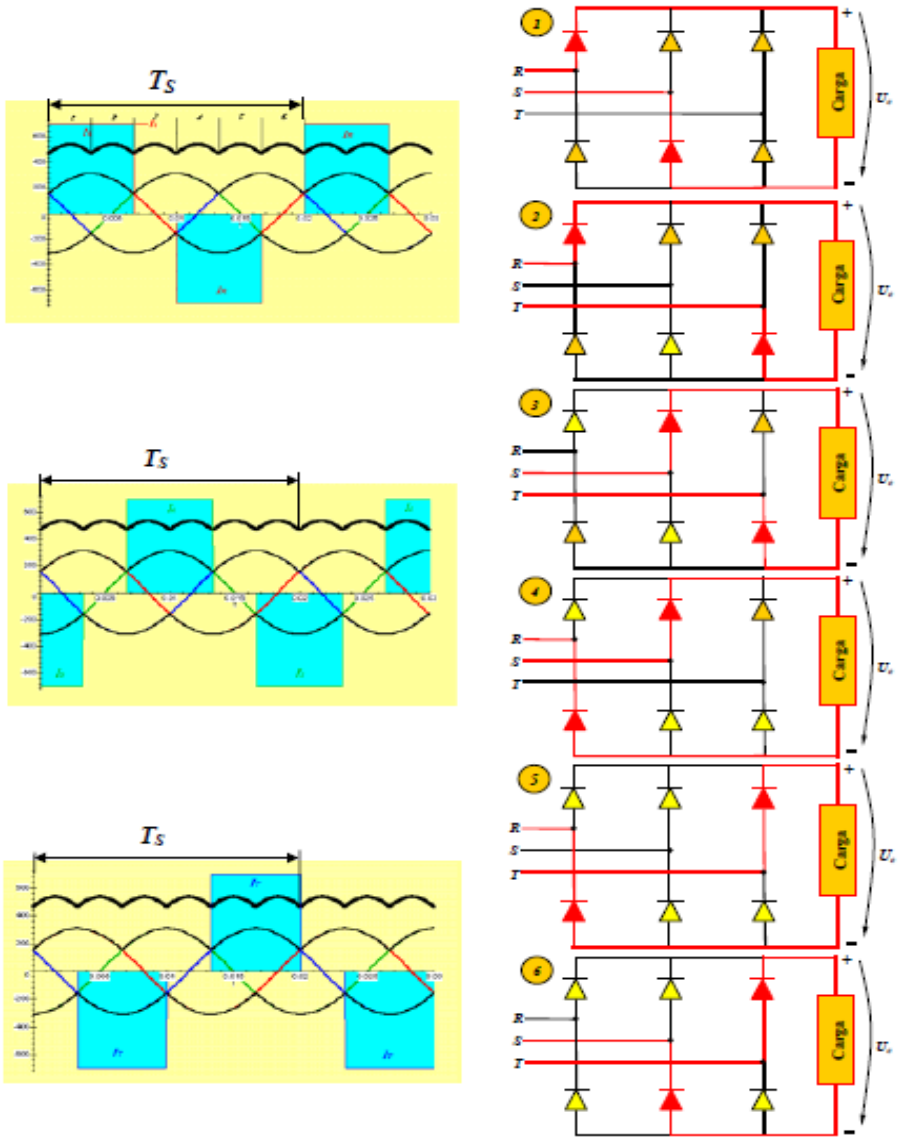
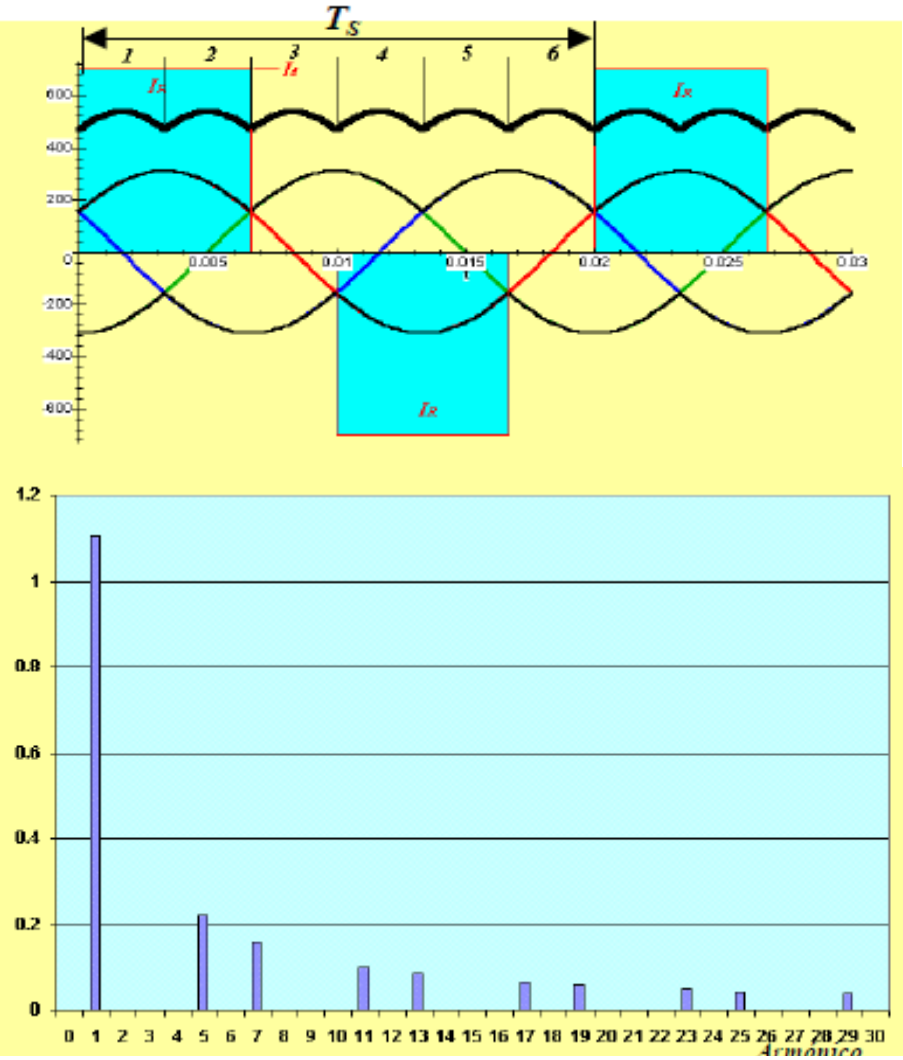


Figura 41
Puente trifásico



Armón	Valor	Armón	Valor	Armón	Valor	Armón	Valor
0	0	5	0.220	10	0	15	0
1	1.102	6	0	11	0.100	16	0
2	0	7	0.157	12	0	17	0.064
3	0	8	0	13	0.084	18	0
4	0	9	0	14	0	19	0.0584

Figura 42
Armónicos de la corriente *IR* (normalizada con *Id*)

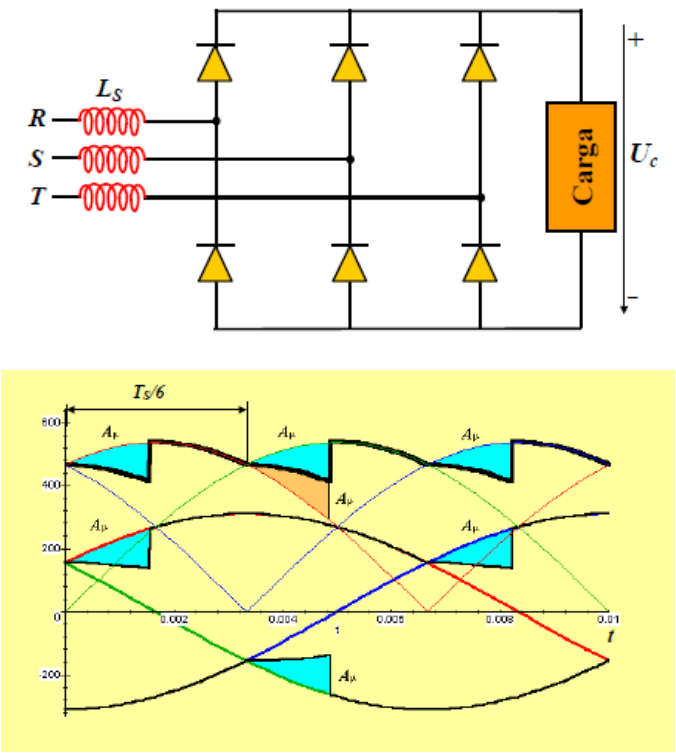
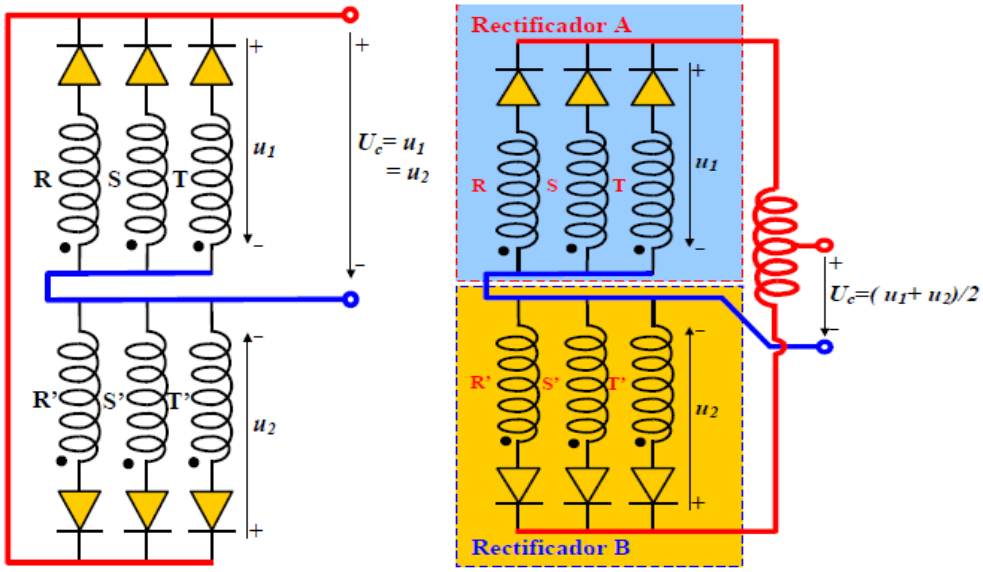


Figura 43
Conmutación no instantánea en un puente trifásico

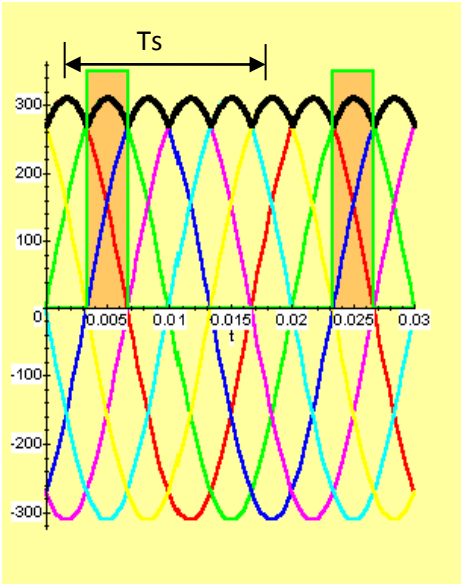
Conexión en paralelo

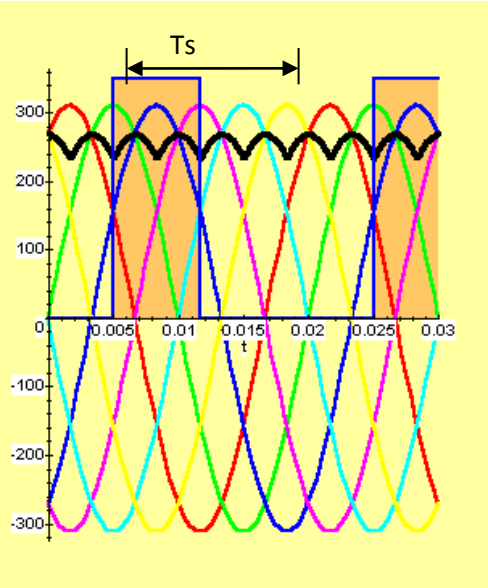


Rectificador Hexafásico

Conexión Paralelo de dos Rectificadores Trifásicos en Oposición de Fase

Figura 44



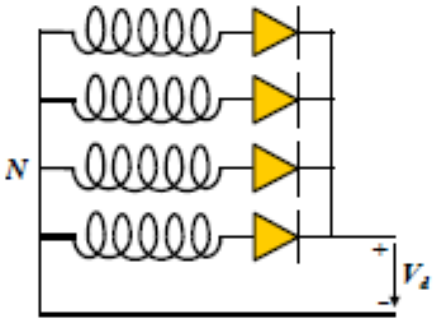


Sólo conduce un diodo en cada instante

Conducen un diodo de cada rectificador en cada instante

Figura 45

Rectificación de tensión



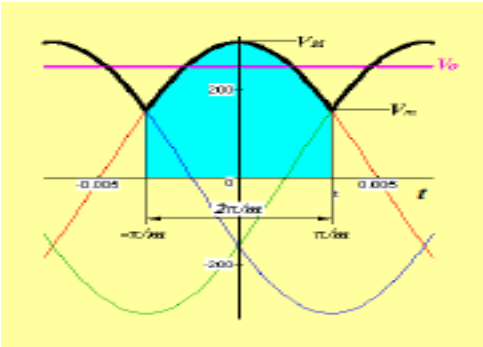


Figura 46
Valor Medio de la Tensión Rectificada en un Montaje Simple

De la Figura , puede deducirse que:

$V_m = V_M \cos\frac{\pi}{m}$

La tensión de salida estará formada por una **serie de arcos** que se repiten periódicamente:

U= $V_s\cos(\omega t)$ para $\frac{-\pi}{m} < \omega t < \frac{\pi}{m}$

El valor medio *V*0 se obtiene integrando entre los límites anteriores:

$$V_0 = \frac{m}{2\pi} V_M \left(\text{sen}\frac{\pi}{m} - \text{sen}\frac{-\pi}{m}\right)$$

$$\boxed{V_0 = \frac{m}{\pi} V_M \ \text{sen}\frac{\pi}{m}}$$

Valor Medio de la Tensión Rectificada en un Puente

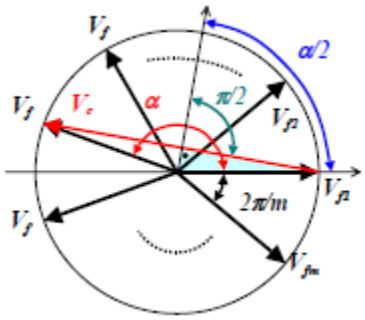


Figura 47

En el triángulo isósceles, el lado mayor es la tensión compuesta Vc (tensión fase-fase) y los lados iguales son las tensiones de fase Vf. Al dividirlo por la bisectriz, quedan dos triángulos rectángulos, de dónde se calcula:

Vc/2=Vfsen(α/2) dónde α=(2π/m)· trunc(m/2)

Para calcular la tensión media en un puente, se puede aplicar la fórmula deducida para un montaje simple, pero teniendo en cuenta que la tensión de pico será la tensión compuesta y que la frecuencia de rizado será el doble:

$$V_M = V_c = 2V_f \ \text{sen}\left(\frac{\pi}{m} \cdot \text{trunc}\left(\frac{m}{2}\right)\right)$$

$$V_0 = \frac{2m}{\pi} V_c \ \text{sen}\left(\frac{\pi}{2m}\right) = \frac{2m}{\pi}\left(\text{sen}\left(\frac{\pi}{m} \cdot \text{trunc}\left(\frac{m}{2}\right)\right) \cdot V_f\right) \cdot \text{sen}\frac{\pi}{2m}$$

$$V_0 = \frac{4m}{\pi} \text{sen}\left(\frac{\pi}{m} \cdot \text{trunc}\left(\frac{m}{2}\right)\right) \cdot \text{sen}\frac{\pi}{2m} \cdot V_f$$

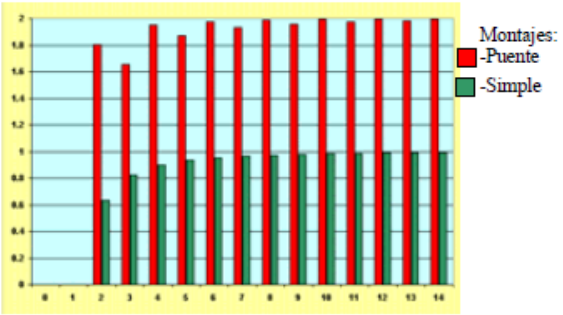


Figura 48

En el caso **trifásico:** m=3**,**

$$V_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_f = 1.652\ V_f$$

Tensión rectificada en Montaje Simple

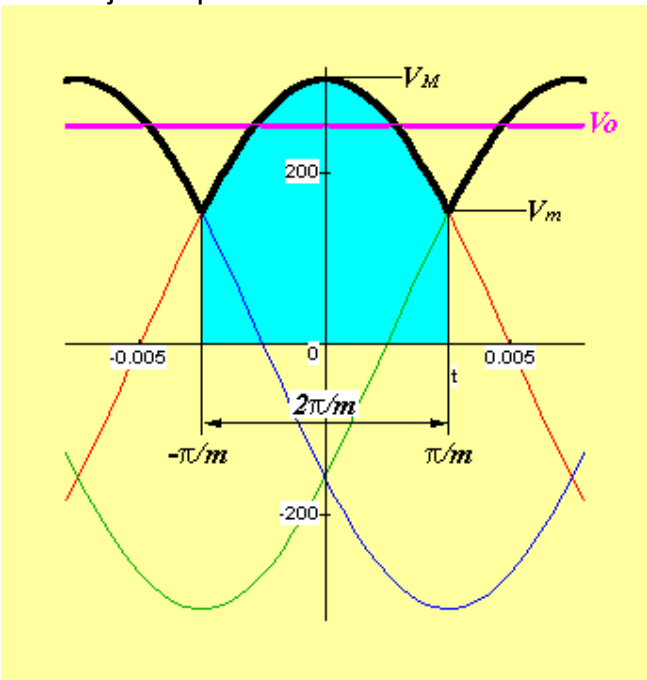


Figura 49
Valor Eficaz *(VRMS)* . Montaje Simple:

$$V_{RMS} = V_M \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m}}$$

Para el caso **trifásico:** *VRMS(m=3)=1.189VS*

Montaje simple: Factor de Ondulación. Desarrollo en Serie. Factor de Potencia del Secundario

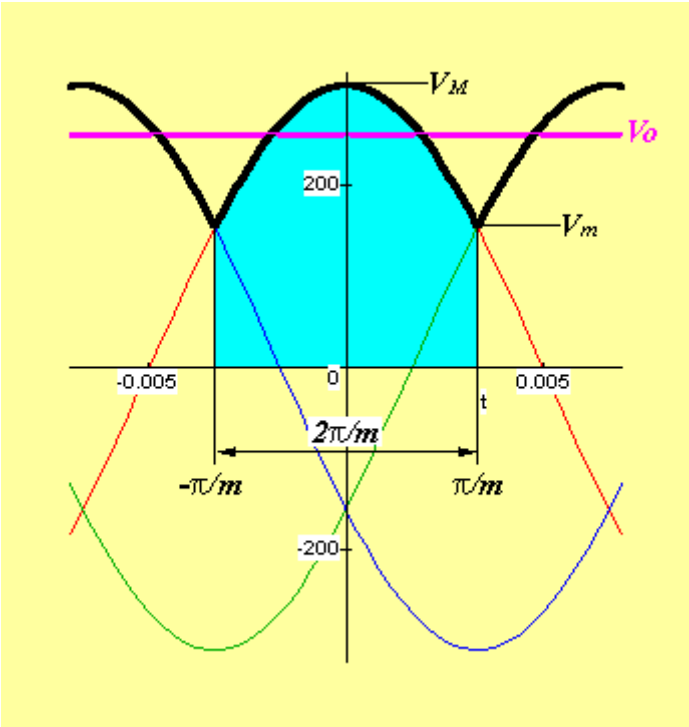


Figura 50
Factor de Ondulación. Montaje Simple:

El factor de ondulación se define como la mitad del valor de pico-pico, dividido por el valor medio.

$$K_M = \frac{V_M - V_m}{2V_0} = \frac{V_M - V_M \cdot \cos\frac{\pi}{m}}{\frac{2m}{\pi} V_M \cdot \operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} = \frac{\pi}{2m} \cdot \frac{1-\cos\frac{\pi}{m}}{\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}}$$

Para el caso trifásico: *K3=0.302*

Desarrollo en Serie. Montaje Simple:

$$u(t) = V_0 \cdot \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2 \cdot (-1)^k}{k^2 \cdot m^2 - 1} \cos(km\omega t)\right)$$

donde V_0 es el valor medio de la tensión rectificada

Factor de Potencia del Secundario. Montaje Simple.

También se le denomina factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{P_d}{S_s}$$

La potencia activa suministrada por el rectificador es:

$$P_d = \frac{1}{T}\int_0^T v_d \cdot i_d \cdot dt$$

donde v_d e i_d son la tensión y la corriente a la salida del rectificador.

Ss es la potencia aparente total del secundario del transformador.

Veamos cuanto vale TUF para el caso de carga altamente inductiva. Si suponemos que i_d es constante durante todo el periodo y de valor I_d , $P= V\cdot I_d$ donde V_0 es el valor medio de la tensión rectificada.

La corriente que circula por el devanado secundario es igual a la que circula por cada diodo. Esta corriente es igual a I_d durante el tiempo *T/m* y es nula durante el resto del período T, por tanto:

$$I_s^2 = \frac{1}{m} I_d^2 \rightarrow I_s = \frac{I_d}{\sqrt{m}}$$

Luego:

$$\mathrm{TUF} = \frac{P_d}{S_s} = \frac{V_0 I_d}{m \cdot V_s I_s} = \frac{\frac{m}{\pi} \cdot V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\frac{\pi}{m} I_d}{m \cdot V_s \cdot \frac{I_d}{\sqrt{m}}} = \frac{\sqrt{2m}}{\pi} \cdot \sin\frac{\pi}{m}$$

Para el caso trifásico:

$$TUF(m=3) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \sin\frac{\pi}{3} = 0.675$$

Gráficamente:

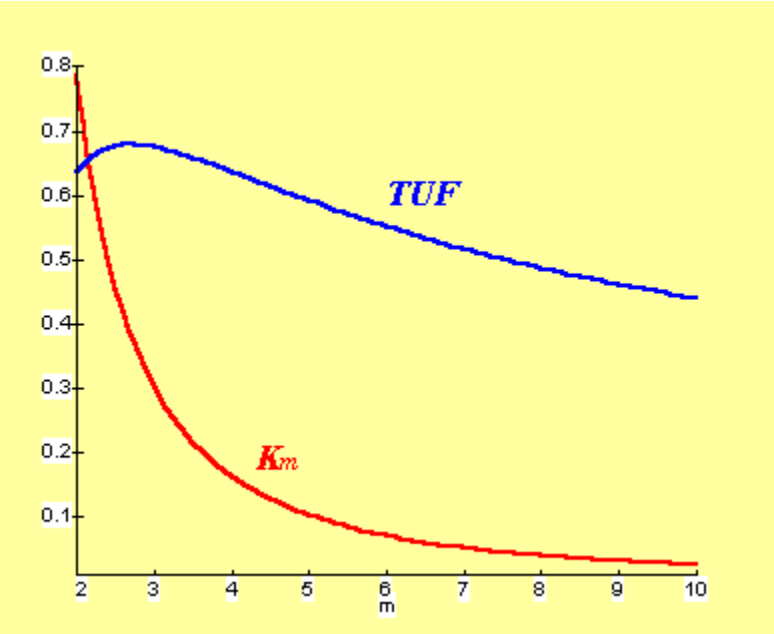


Figura 51
Factor de potencia del Secundario (TUF) y Factor de Ondulación (Km) en función del número de fases (m) del rectificador.

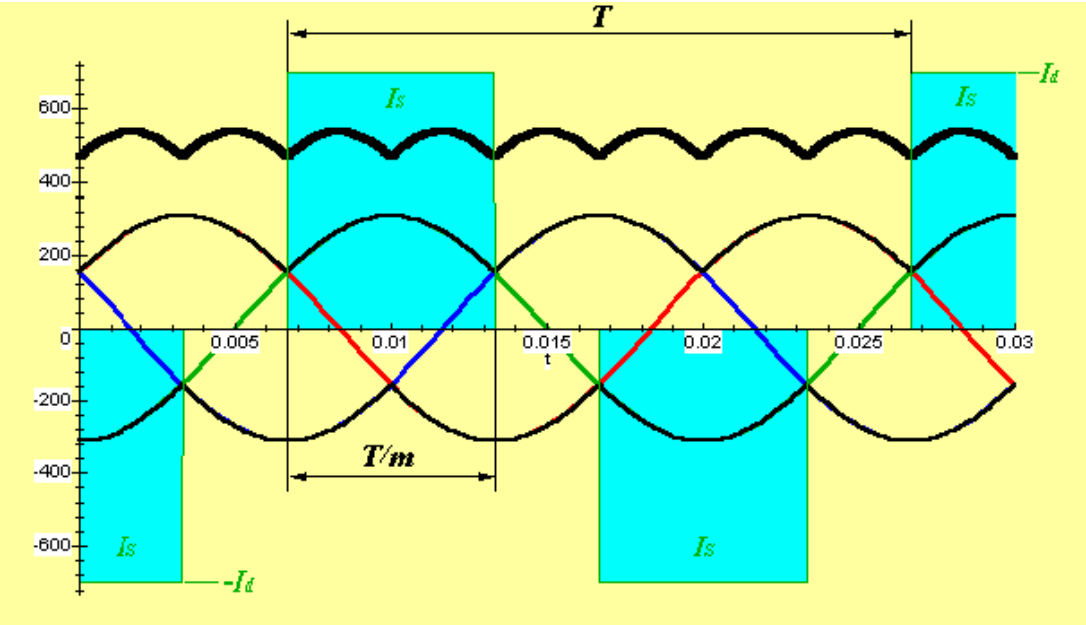


Figura 52
Corriente para carga altamente inductiva en el Puente Trifásico.

El valor eficaz de la corriente de una fase es:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{m}} I_d$$

Para m=3:

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \\ I_{s1} = \frac{I_d \cdot \sqrt{6}}{\pi} \\ I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \end{cases}$$

Al estar los armónicos en fase, *DPF=1*. El factor de potencia es:

$$PF = \frac{I_{s1} \cdot DPF}{h} = \frac{3}{\pi} = 0.955$$

1.1.4 Rectificadores monofásicos controlados

Este tipo de convertidores en la actualidad es casi la única aplicación de los SCR, ya que son circuitos que requieren control de ángulo de fase y los dispositivos se bloquean naturalmente.
Existen rectificadores controlados monofásicos y polifásicos, diseñados para potencias muy elevadas.

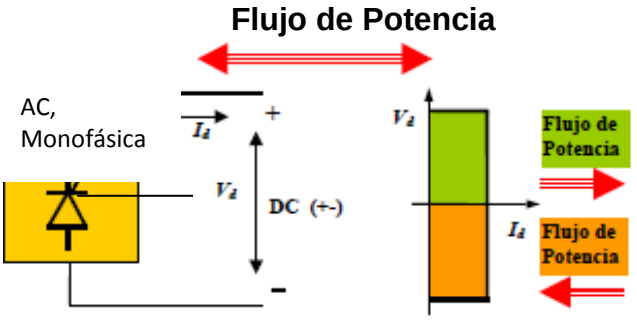
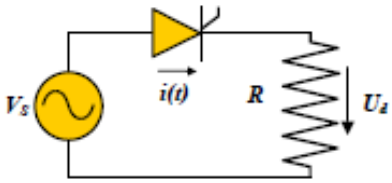


Figura 53

Rectificador Controlado Monofásico de Media Onda con Carga Resistiva.



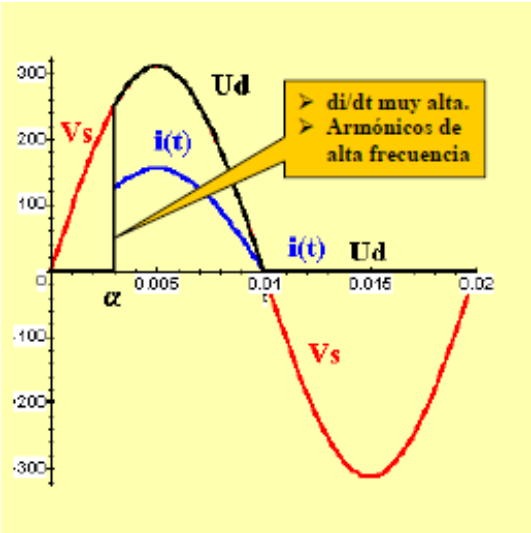


Figura 54
Forma de onda con Carga Resistiva

Rectificador Controlado Monofásico de Media Onda con Carga Resistiva e Inductiva.

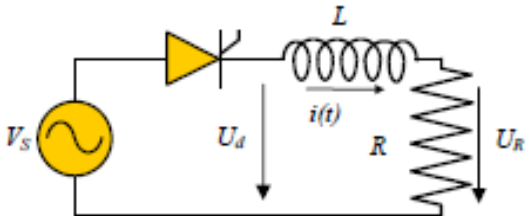


Figura 55

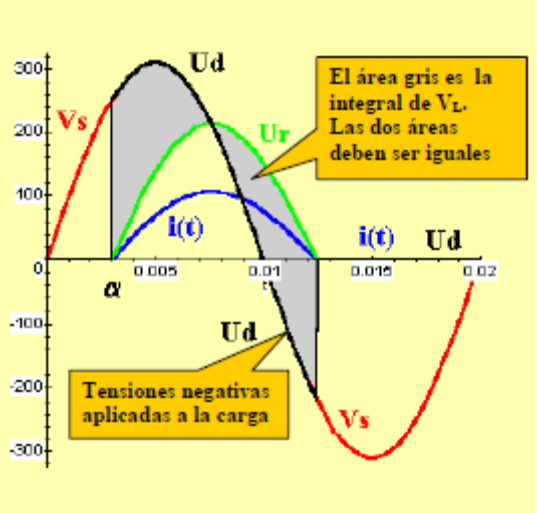
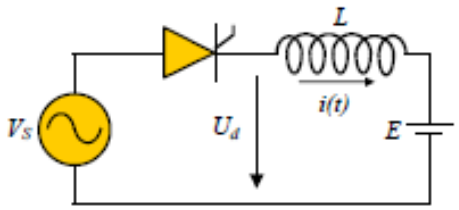


Figura 56

Forma de onda con Carga Resistiva e Inductiva

Rectificador Controlado Monofásico de Media Onda con Carga Inductiva y Fuente de Tensión.



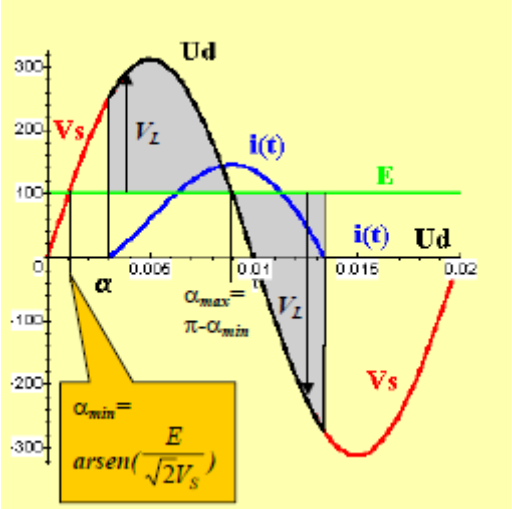


Figura 57
Forma de onda con **Carga Inductiva y Fuente de Tensión**

Rectificador Controlado Monofásico de Media Onda con Carga Resistiva e Inductiva y Diodo de Libre Circulación.

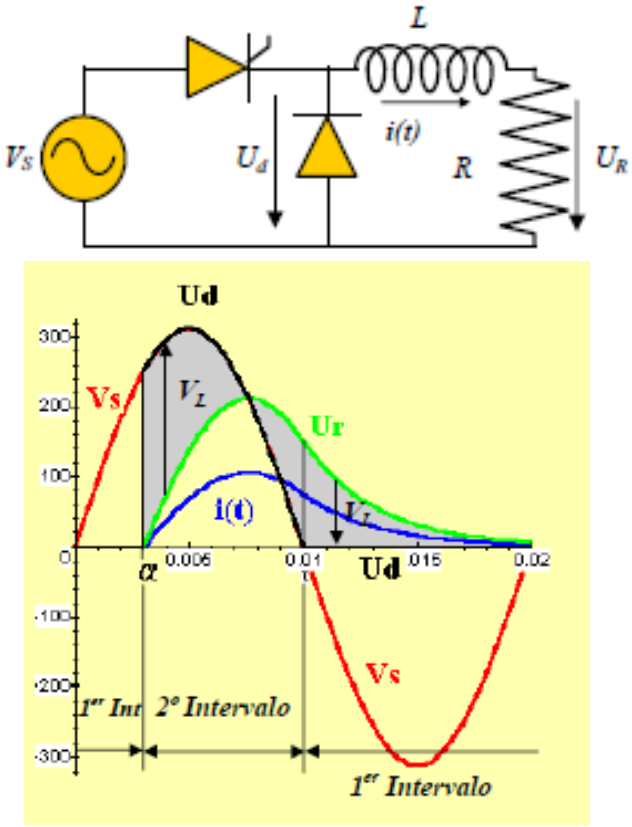


Figura 58
Formas de onda con Carga Resistiva e Inductiva con Diodo de libre circulación

Rectificador Controlado Monofásico de Media Onda con Carga Inductiva, Fuente de Tensión y Diodo de Libre Circulación

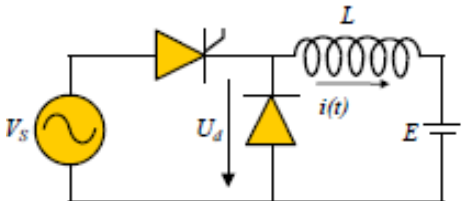


Figura 59

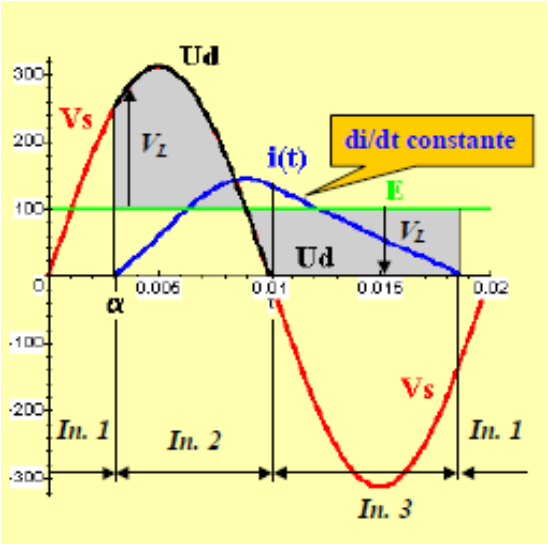


Figura 60
Forma de onda con Carga inductiva y fuente de alimentación con Diodo de libre circulación

Rectificador Controlado Monofásico Puente Conmutación Ideal

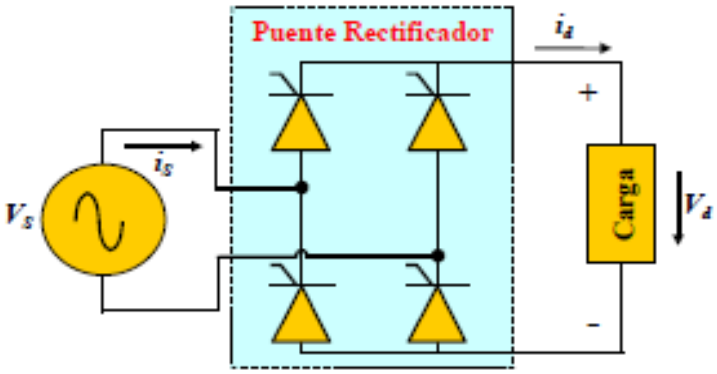


Figura 61

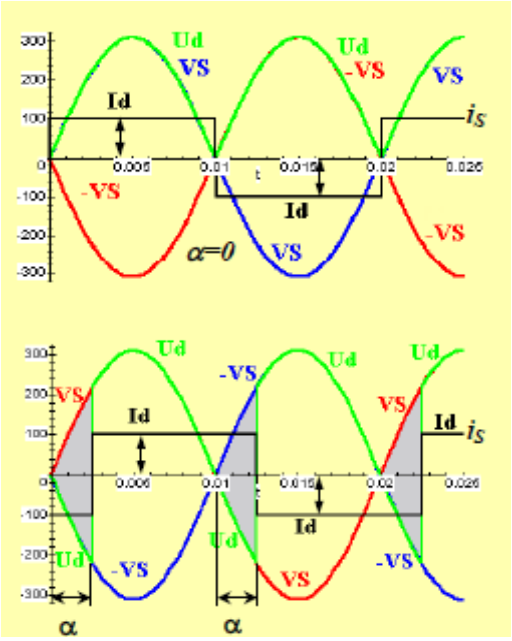


Figura 62
Formas de onda en Puente Monofásico Controlado

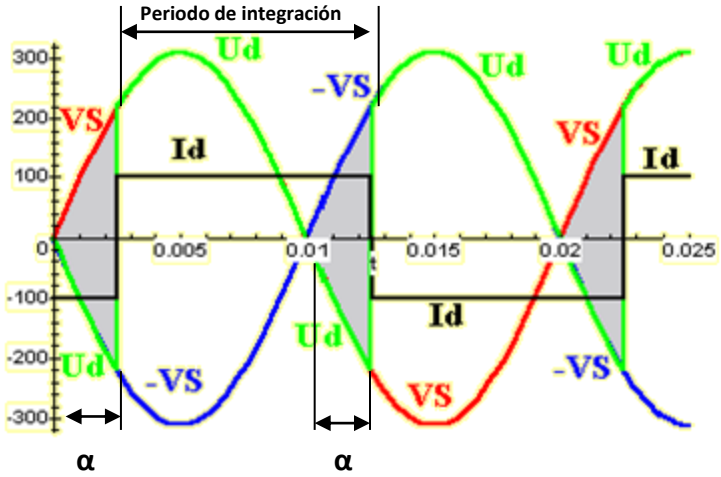


Figura 63
Valor medio de la tensión rectificada

$$V_{d\alpha} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_s \cdot \cos\alpha = 0.9 V_s \cos\alpha$$

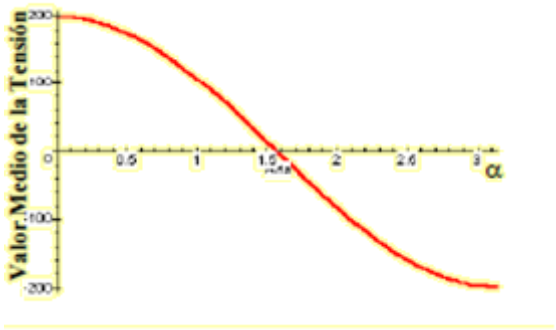


Figura 64

$$P = I_d\left(\frac{1}{T}\cdot\int_0^T V_d \cdot dt\right) = 0.9\cdot I_d \cdot V_s \cdot \cos\alpha$$

Efecto de α sobre la Componente Fundamental de I_S

Desarrollando la serie de Fourier se obtiene para la componente fundamental de la corriente por la línea (I_S):

$I_{s1} = 0.9\cdot\ I_d$ (Valor eficaz**)**

$I\ S\ 1M = 0.9\cdot\sqrt{2}\cdot\ I_d = 1.27\cdot\ I_d$ **(**Valor de pico**)**

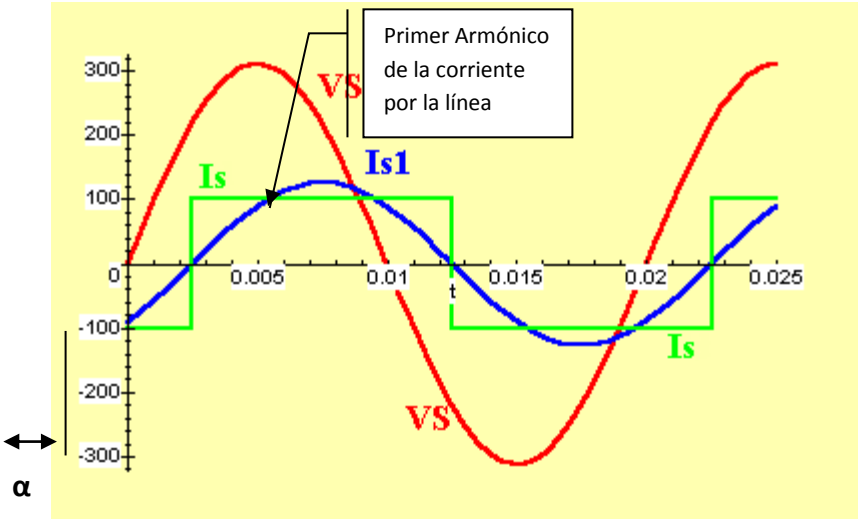


Figura 65

Para distintos valores de α:

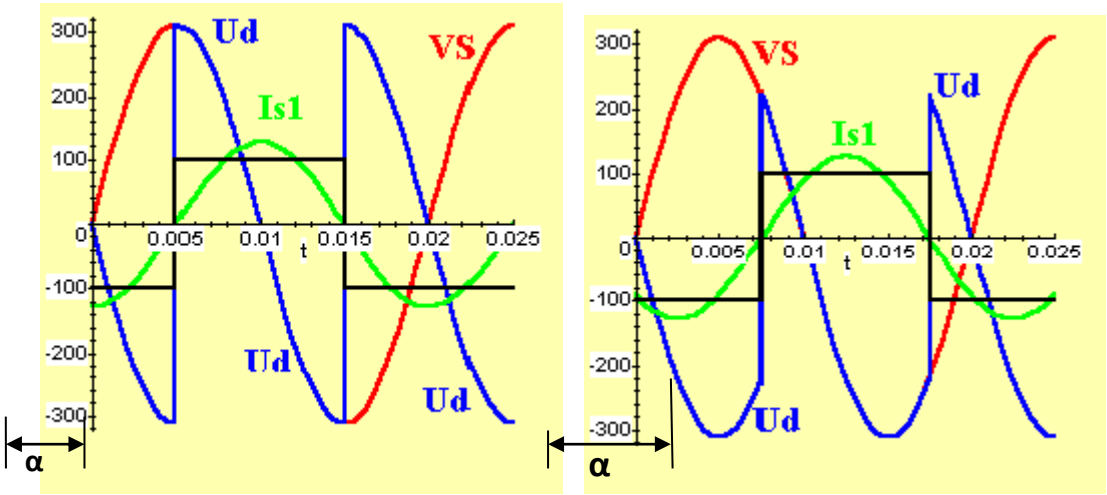
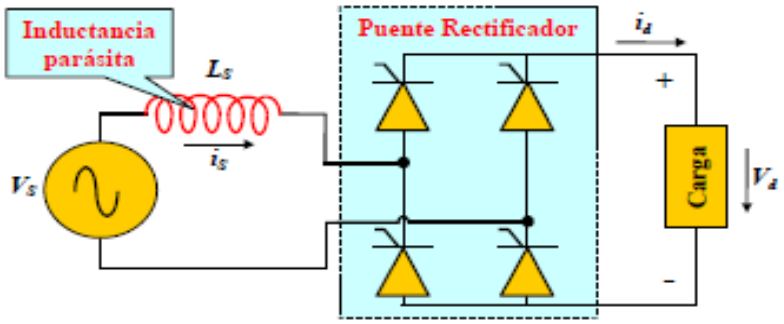


Figura 66

Conmutación no Instantánea



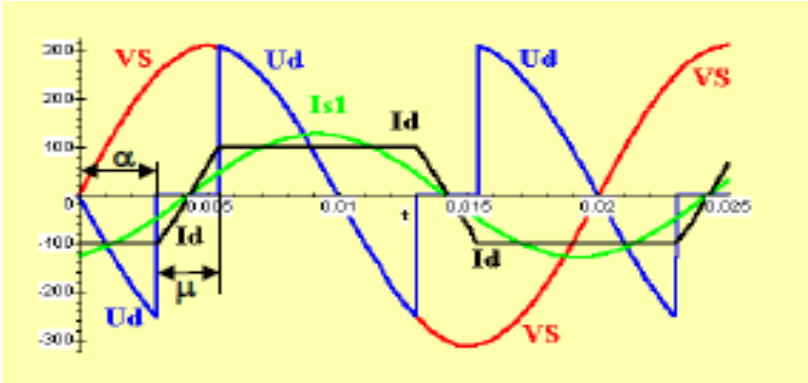


Figura 69
***Formas de Onda en* Puente Monofásico con conmutación no instantánea**

Sincronización del circuito de disparo

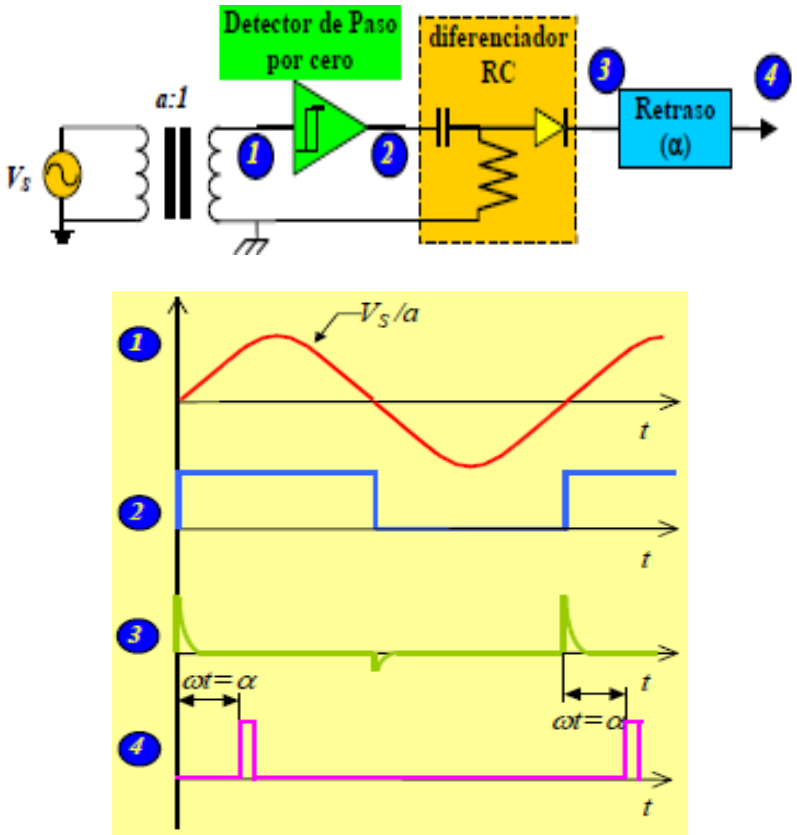


Figura 70
Sincronización del disparo con el paso por cero de V_S.

1.1.5 Rectificadores trifásicos controlados

Rectificadores Trifásicos Simples

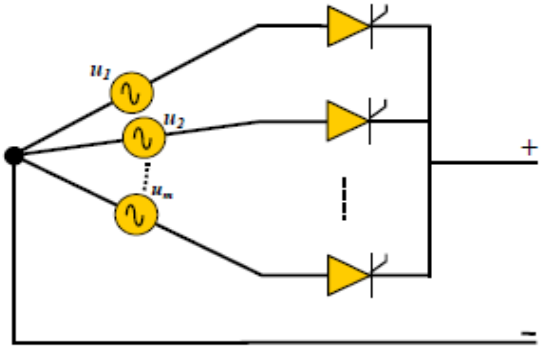


Figura 71
Forma de onda rectificador trifásico simple

Valor Medio de la Tensión Rectificada

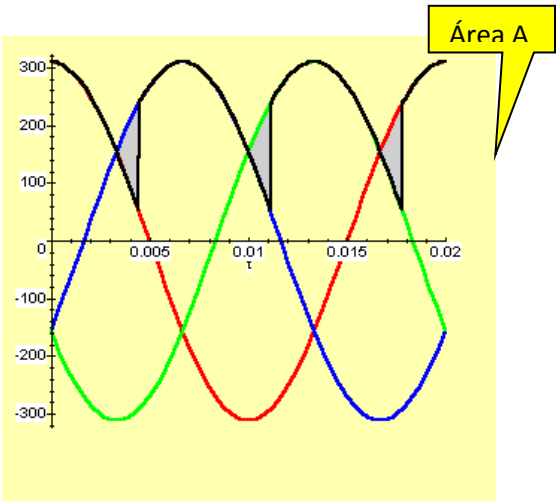


Figura 72

$$U_\alpha = \frac{A}{\frac{2\pi}{m}} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{\pi/m}^{\pi/m+\alpha} \left(U_M \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{m}\right) - U_M \cdot \cos\omega t \right) d\omega t =$$

$$U_\alpha = \frac{U_M \cdot m}{2\pi} \left[\operatorname{sen}\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \operatorname{sen}\left(-\frac{\pi}{m}\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) + \operatorname{sen}\frac{\pi}{m} \right] =$$

$$U_\alpha = \frac{U_M \cdot m}{2\pi} \left(2\operatorname{sen}\frac{\pi}{m} + \operatorname{sen}\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) \right)$$

Aplicando $\operatorname{sen} p - \operatorname{sen} q = 2\cos\frac{1}{2}(p+q) \cdot \operatorname{sen}\frac{1}{2}(p-q)$, **resulta:**

$$U_\alpha = \frac{U_M \cdot m}{2\pi} \left[2\operatorname{sen}\frac{\pi}{m} + 2\cos\alpha \cdot \operatorname{sen}\left(-\frac{\pi}{m}\right) \right] = U_M \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \operatorname{sen}\frac{\pi}{m}(1 - \cos\alpha) =$$

$$U_\alpha = U_{ov}(1 - \cos\alpha)$$

La tensión media a la salida del rectificador controlado será:

$U_o = U_{ov} \cdot U_\alpha = U_{ov} \cdot \cos\alpha$

La Tensión Eficaz:

$$U_{rms} = U_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \cdot \operatorname{sen}\frac{2\pi}{m} \cdot \cos\alpha}$$

Los Armónicos:

$$U_{ok} = U_o \cdot \frac{2}{k^2 \cdot m^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + k^2 \cdot m^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha}$$

Funcionamiento como Rectificador y como Ondulador

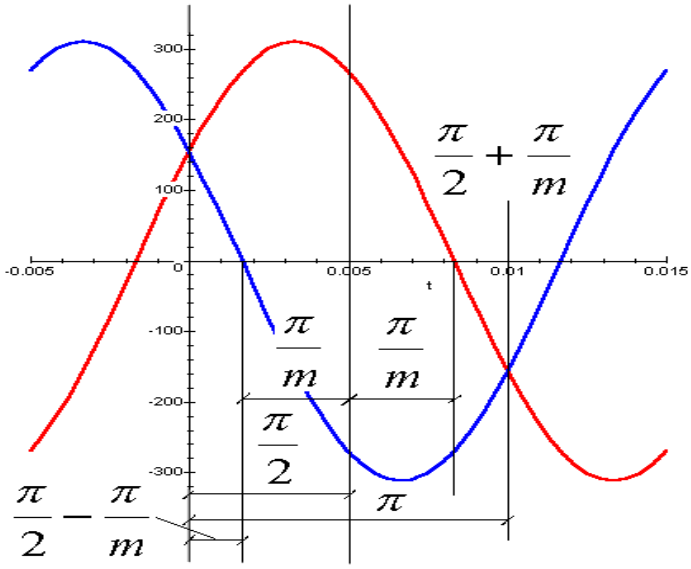


Figura 73

Según el valor de α:

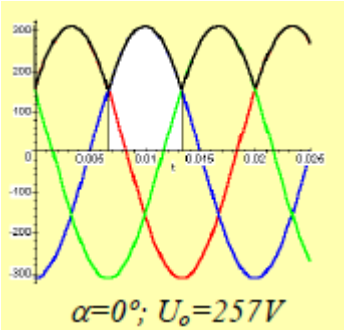
$0 < \alpha < (\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m})$ ➔ U_d *siempre* >0 → U_0 >0

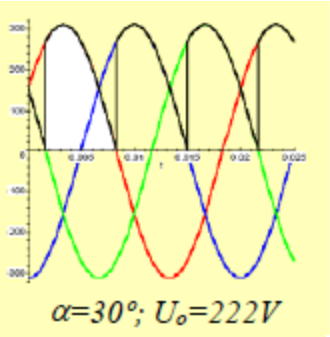
$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2}$ ➔ U_d < >0 → U_0 >0

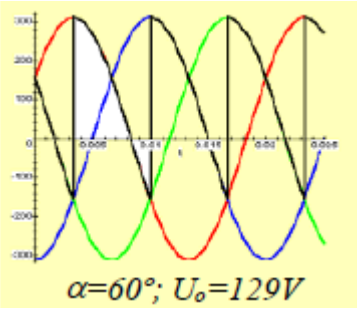
$\alpha = \frac{\pi}{2}$ ➔ U_d =0

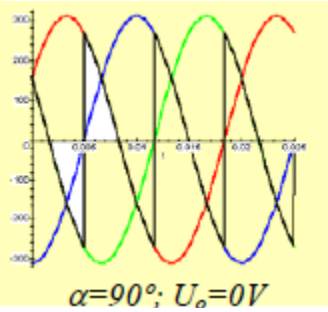
$\frac{\pi}{2} < \alpha < (\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m})$ ➔ U_d < >0 → U_0 <0

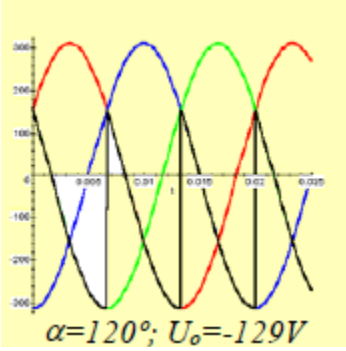
$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} < \alpha < \pi$ ➔ U_d *siempre* <0 → U_0 <0

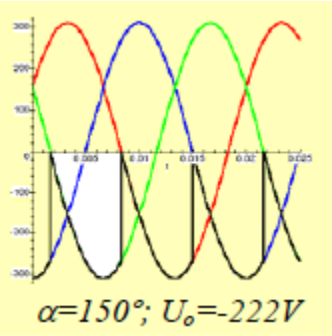

α=0°; Uₒ=257V


α=30°; Uₒ=222V


α=60°; Uₒ=129V


α=90°; Uₒ=0V


α=120°; Uₒ=-129V


α=150°; Uₒ=-222V

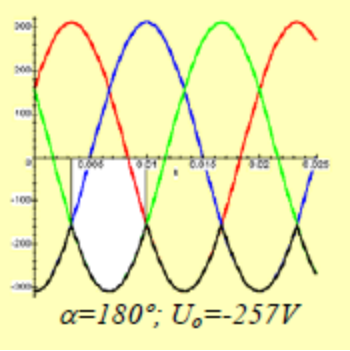

α=180°; Uₒ=-257V

Figura 74

Influencia de la Naturaleza de la Carga

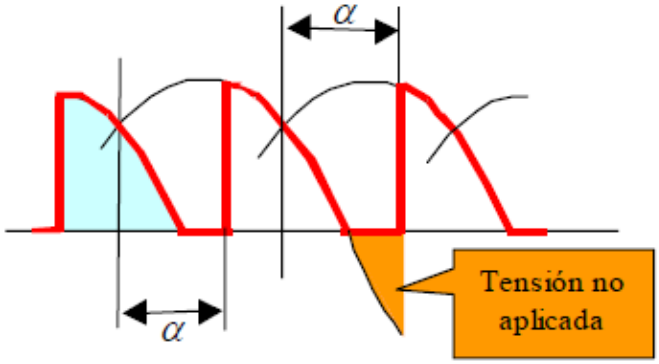


Figura 75

La fórmula antes calculada:

*U o =U ov – U***α** **=** *U ov* ·cosα

No es válida en el caso de cargas Resistivas o con diodos de libre circulación, ya que no se podrán aplicar tensiones negativas a la carga, en este caso, solo será aplicable si como vimos antes **α** está en el intervalo:

$0 < \alpha < (\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m})$ ➔ U_d *siempre* >0 → U_0 >0

Conmutación no Instantánea

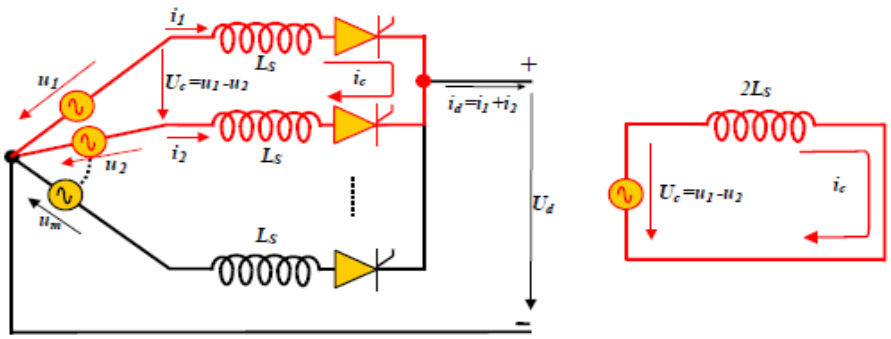


Figura 76

a) b)

a) Corrientes durante la conmutación no instantánea. b) Circuito equivalente.

Conmutación no instantánea

$u_c = u_2 - u_1$; $u_c = \sqrt{2} \cdot U_c \cdot sen\omega t$; $Uc = 2 \cdot sen\pi U_f / m$

Dónde

$$Ic = \frac{\sqrt{2} \cdot Uc}{2\omega Ls}$$

$i_1 = I_d - i_2 = I_d - i_c$, para $\omega t = \alpha + \mu$, $i_1(\omega t = \alpha + \mu) = 0$

Como: $i_c(\alpha + \mu) = I_d$ será:

$$i_c(\alpha + \mu) = I_d = I_c \cdot (\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu))$$

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos\alpha - I_d / I_c$$

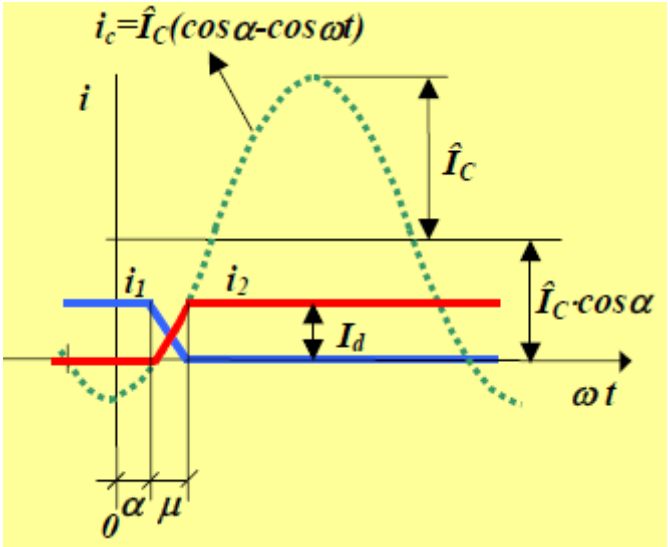


Figura 77
Representación gráfica de la ecuación que rige la conmutación no instantánea de un rectificador trifásico:

$i_c = I_c \cdot (\cos\alpha - \cos\omega t)$

Válida para: $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$

Circuito equivalente durante la conmutación no instantánea.

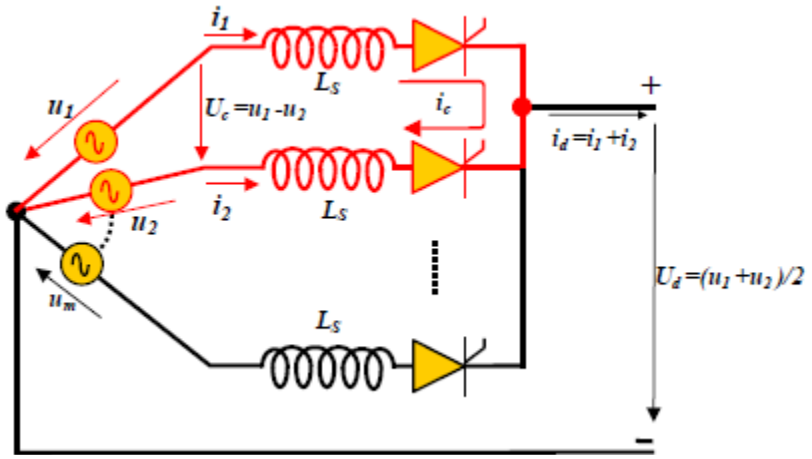


Figura 78

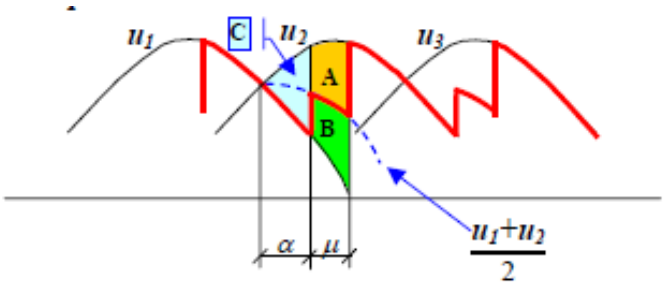


Figura 79

de la Figura , se deduce que las áreas A y B son iguales y que:
$A+B+C = U\alpha + 2U_x$ donde:
$U\alpha = U_{ov} \cdot (1 - \cos\alpha) \equiv$ área C

$U\alpha + 2U_x = U_{ov} \cdot [1 - \cos(\alpha+\mu)] \equiv$ Áreas A+B+C
$2U_x = U_{ov} \cdot [\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu)]$

$U_o = U_{ov} - U\alpha - U_x =$

$U_o = U_{ov} \cdot [1-(1-\cos\alpha)-1/2(\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu))] =$

$U_o = 1/2 U_{ov} \cdot [\cos\alpha + \cos(\alpha+\mu))]$

Rectificador Puente Trifásico Controlado

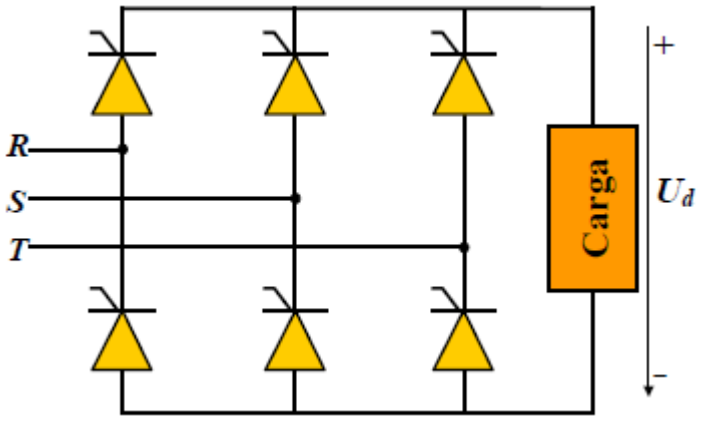


Figura 80

Circuito Puente Trifásico

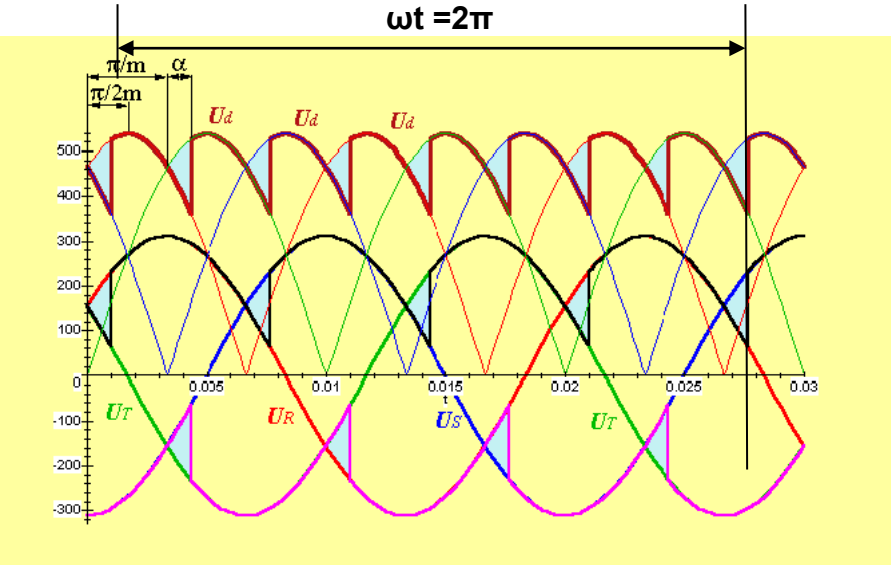


Figura 81
Tensiones en un Puente Rectificador Trifásico con Ángulo de Disparo α

Valor Medio de la Tensión Rectificada

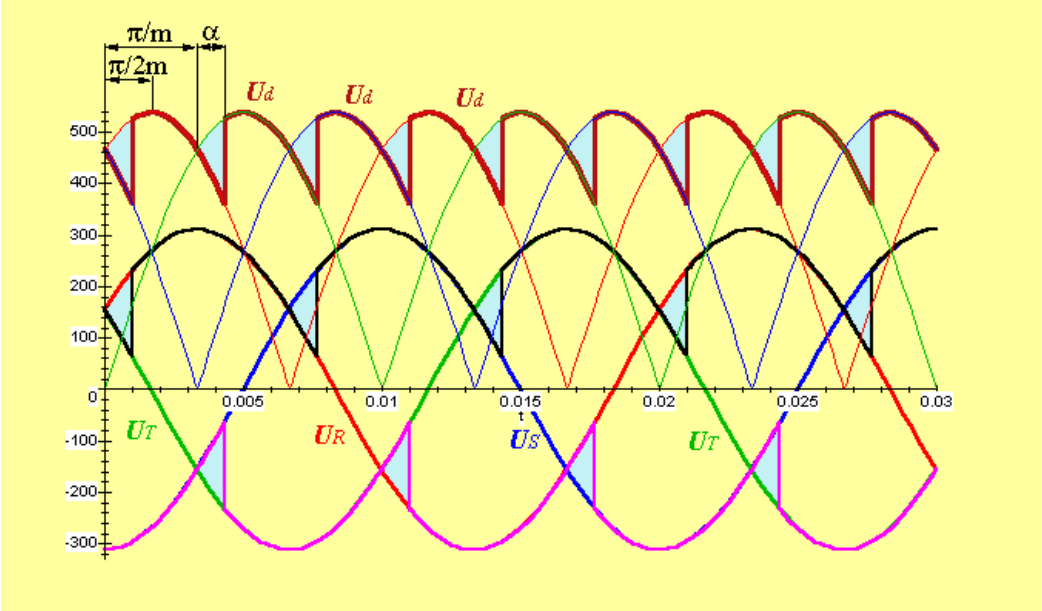


Figura 82

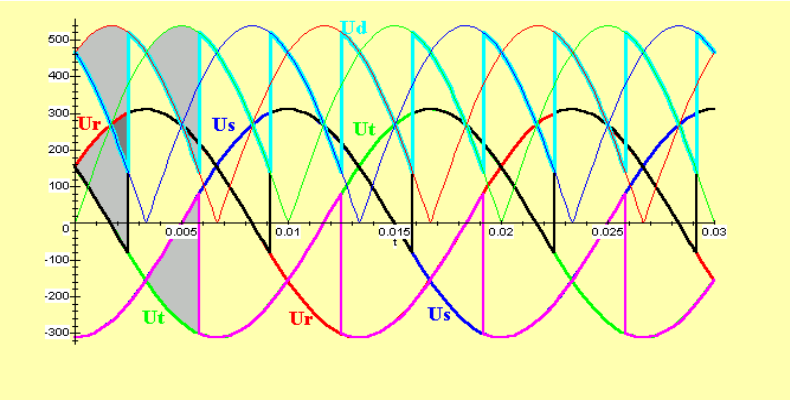
$$U_c = 2U_M \operatorname{sen}(\frac{\pi}{m}) \cos(\omega t - \frac{\pi}{2m})$$

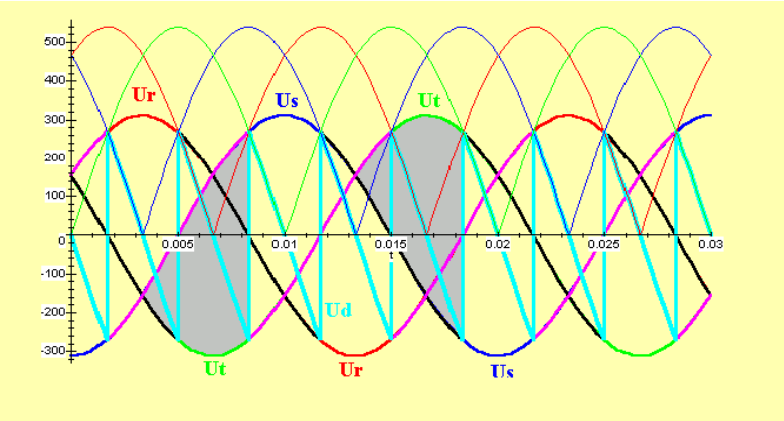
$$U_d = \frac{4m}{\pi} U_M \operatorname{sen}(\frac{\pi}{m}) \operatorname{sen}(\frac{\pi}{2m}) \cos(\alpha)$$

Si *m=3,*

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_M \cos(\alpha) = 1.65\ U_M \cos(\alpha)$$

Funcionamiento como Rectificador y como Ondulador





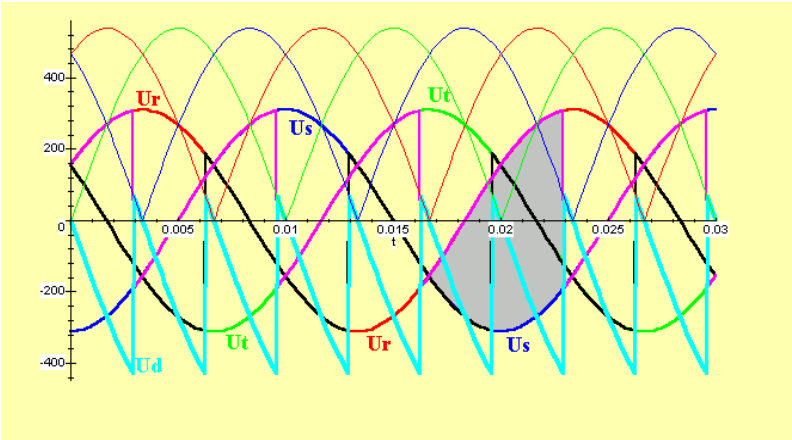


Figura 83

Conmutación no Instantánea

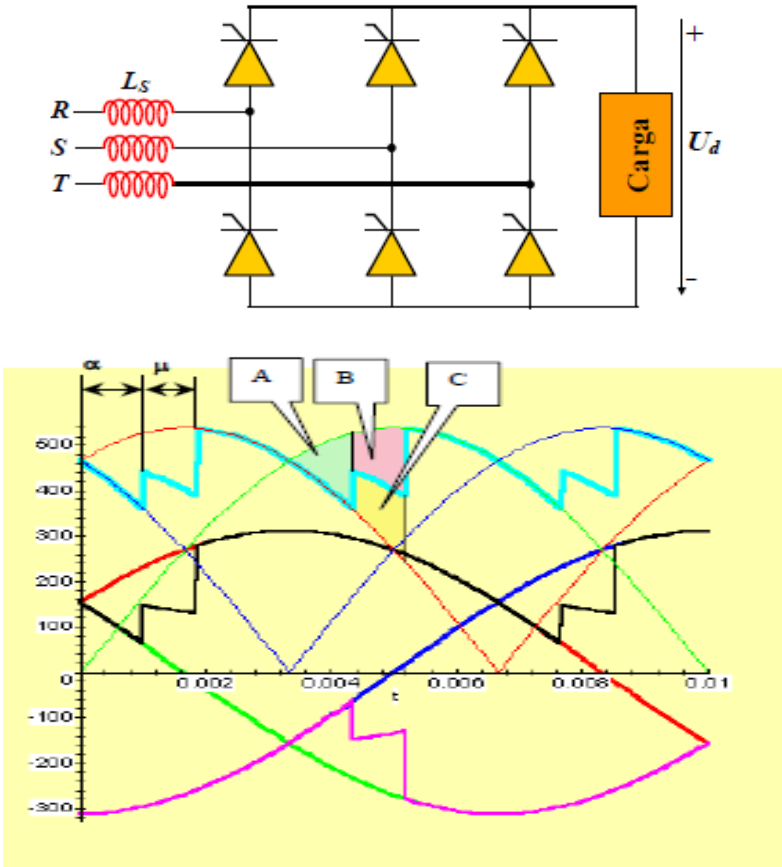


Figura 84

Igual que en el caso del rectificador simple será:

$$U_o = \frac{1}{2} U_{ov} \left[\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu) \right]$$

Para el puente trifásico será:

$$U_{ov} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_M \cos(\alpha) = 1.65\ U_M \cos(\alpha)$$

1.1.6 Inversores monofásicos de corriente

Símbolo para la Representación de Convertidores monofásicos CC/CA (Inversores)

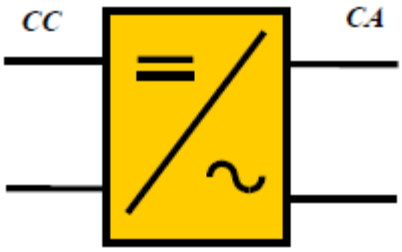


Figura 85

Inversor Monofásico.

Aplicaciones:

- **Actuadores para motores de corriente alterna.** Permite variar la tensión y la frecuencia de estos motores.
- **Fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS).** Genera una tensión senoidal a partir de una batería con el fin de sustituir a la red cuando se ha producido un corte en el suministro eléctrico.
- **Generación fotovoltáica.** Genera la tensión senoidal de 50Hz a partir de una tensión continua producida por una serie de paneles fotovoltaicos.

En este tema, se considerará únicamente el funcionamiento a **bajas frecuencias**, es decir: los interruptores conmutando a la frecuencia de la red.

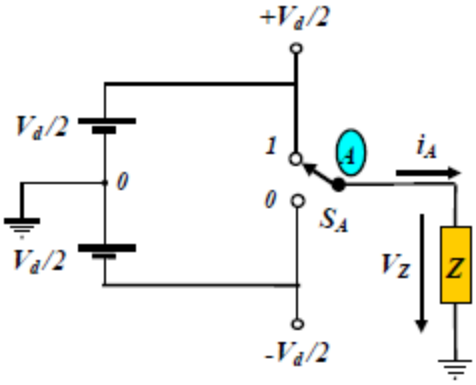


Figura 86
Circuito Inversor Simple

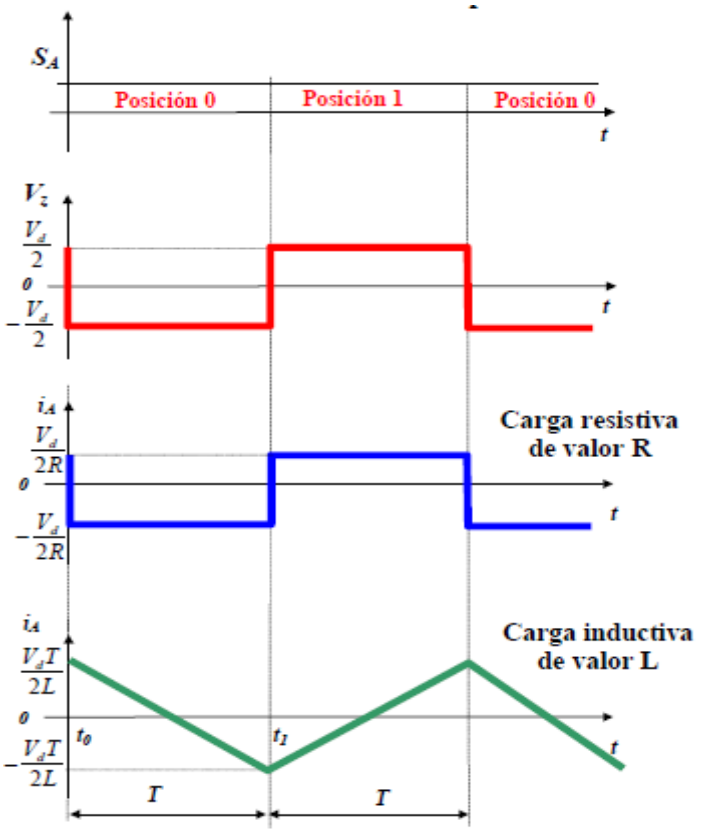


Figura 87
Formas de Onda de un Circuito Inversor Simple

Armónicos

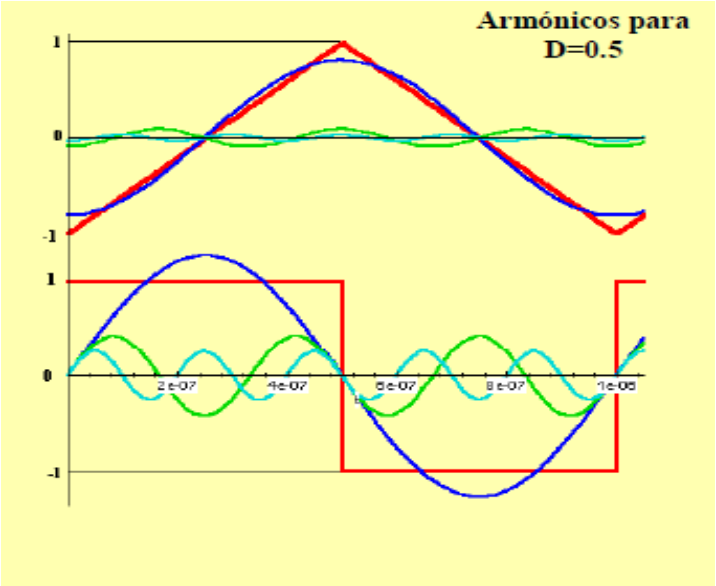


Figura 88
Armónicos de ondas cuadrada y triangular

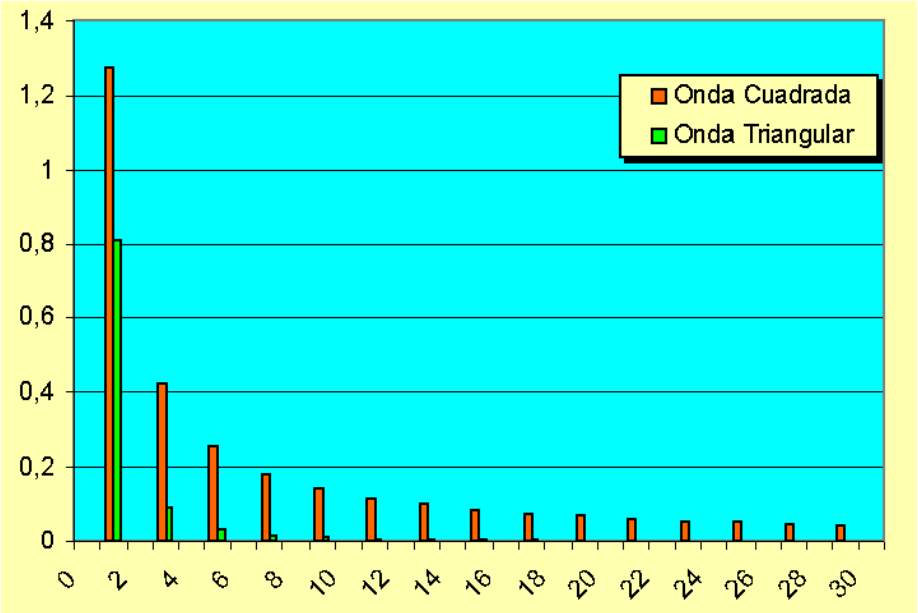


Figura 89
Armónicos 0 a 5 de una Onda Cuadrada de amplitud ± ½ en función de *D*

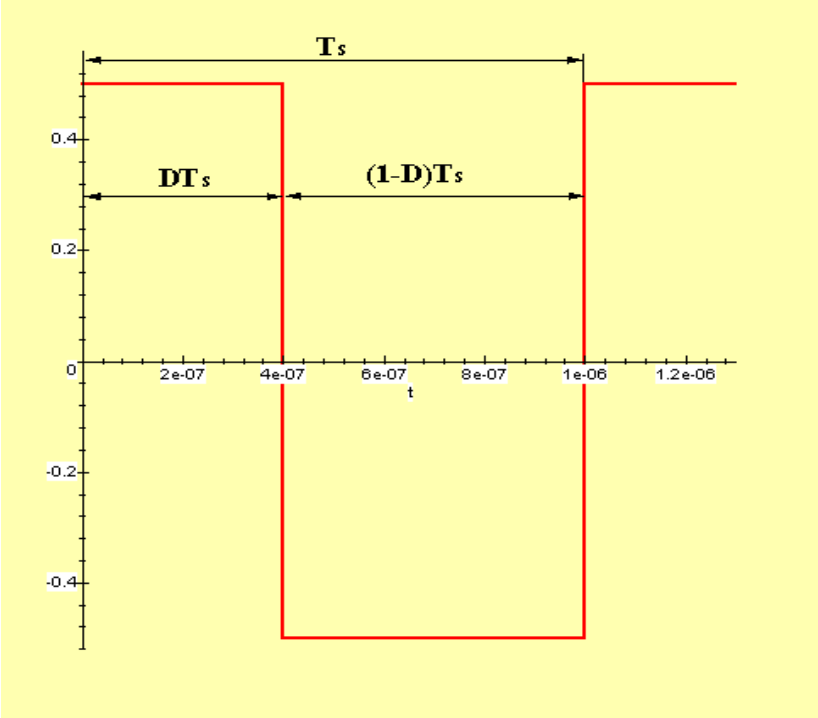


Figura 90

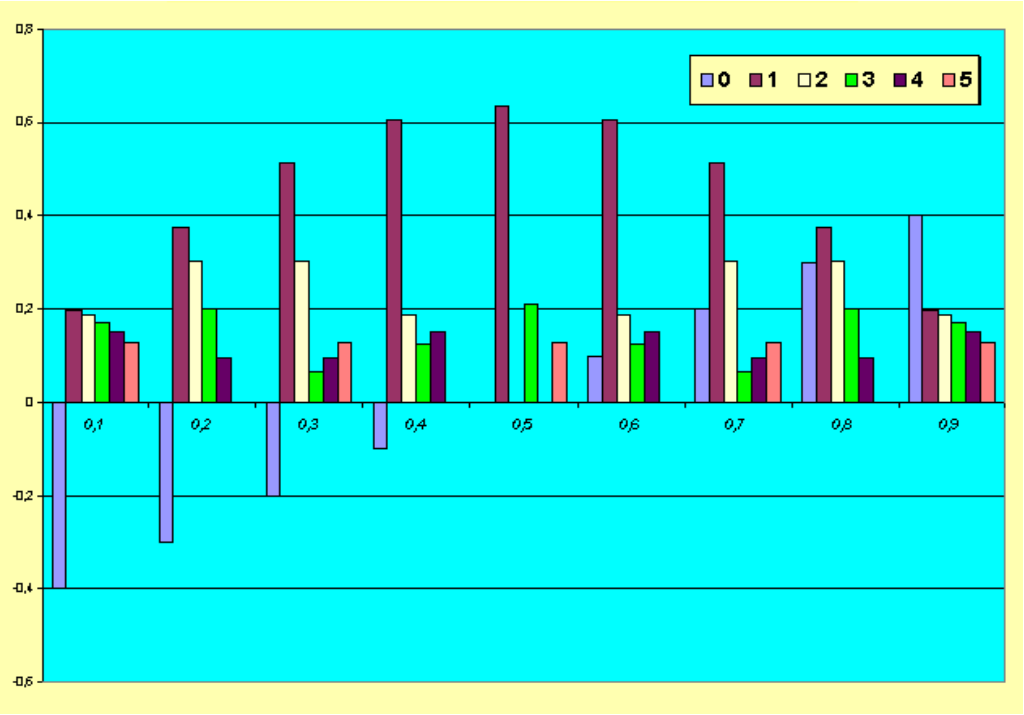


Figura 91

Armónicos 0 a 5 de una Onda Cuadrada de amplitud ± ½ en función de *D*

Conexión de un Convertidor CC/AC

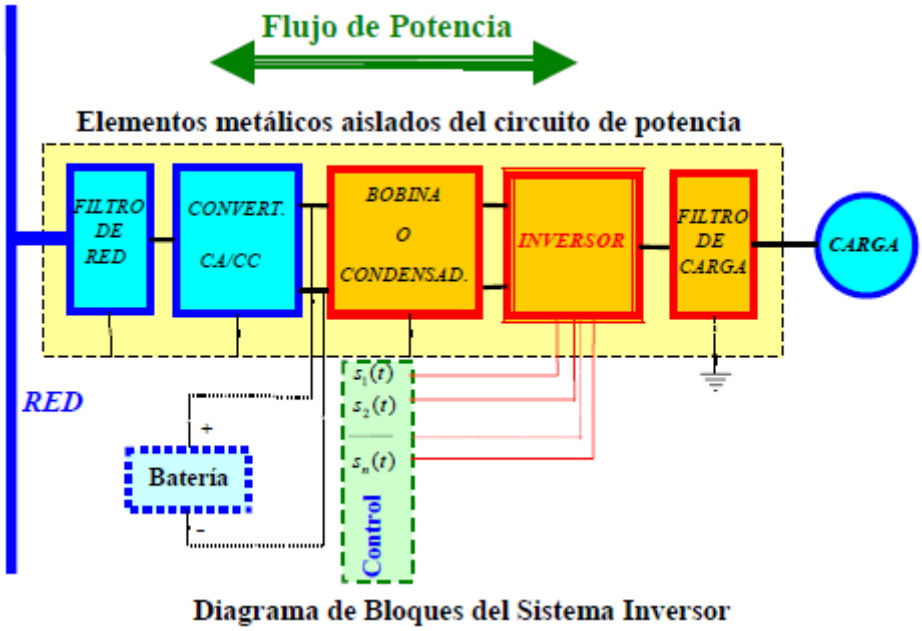


Figura 92

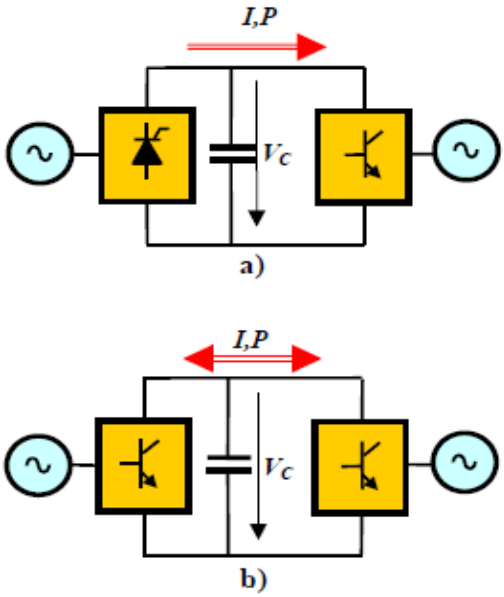


Figura 93
Circuito de Alimentación de Inversores. (a) Alimentación Mediante un Rectificador Controlado. (b) Alimentación Mediante Otro Inversor

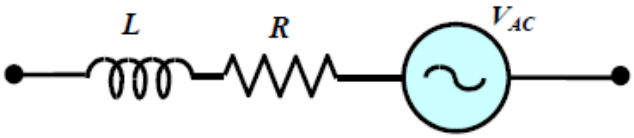


Figura 94
Modelo por Fase de la Carga del Inversor

Clasificación:

- Inversores con fuente de corriente (CSI).
- Inversores con fuente de tensión (VSI).

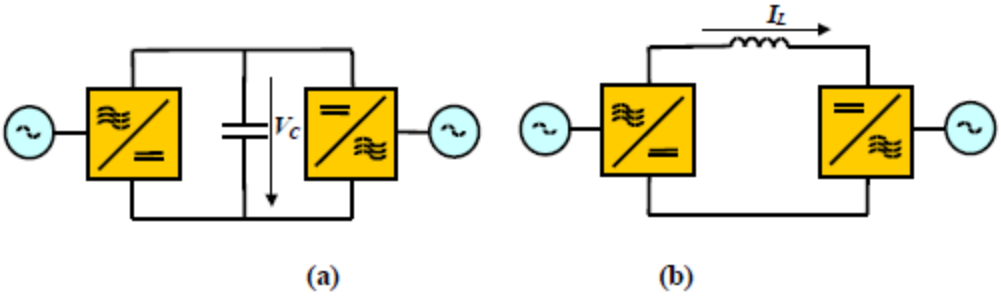


Figura 95
Inversores con: (a) Fuente de Tensión (VSI). (b) Fuente de Corriente (CSI)

- Inversores de baja frecuencia (onda cuadrada).
- Inversores de alta frecuencia (modulación por anchura de pulsos).
- Inversores de transistores bipolares.
- Inversores de MOSFET's.
- Inversores de IGBT's.
- Inversores de tiristores.
- Inversores de GTO's.

- Inversores no resonantes.
- Inversores resonantes.

- Medio puente o batería con toma media.
- Transformador con toma medio o Push-Pull.
- Puente completo monofásico.
- Puente trifásico.

Inversor Medio Punente. Rama Elemental

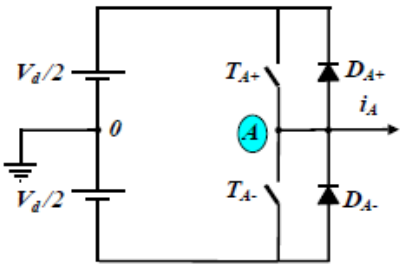


Figura 96
***I*nversor en Medio Puente**

- t_0 , instante de tiempo en el que se abre el interruptor T_A+ **.**
- t_0+ Δt_0 instante de tiempo en el que se cierra el interruptor T_A- **.**
- t_1, instante de tiempo en el que se abre en interruptor T_A**-.**
- t_1+ Δt_1 instante de tiempo en el que se cierra el interruptor T_A+.
- Δt_0 y Δt_1 son los tiempos muertos (generalmente coinciden).

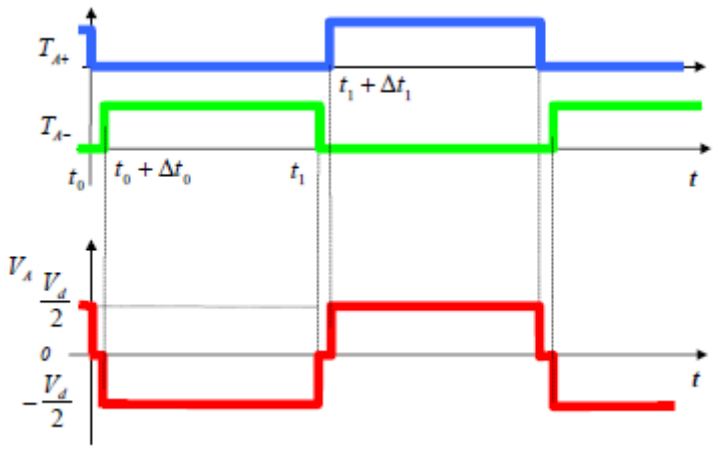


Figura 97
Formas de Onda del Inversor Medio Puente con Carga Resistiva

Circuitos Equivalentes durante los Intervalos de Funcionamiento del Inversor en Medio Puente

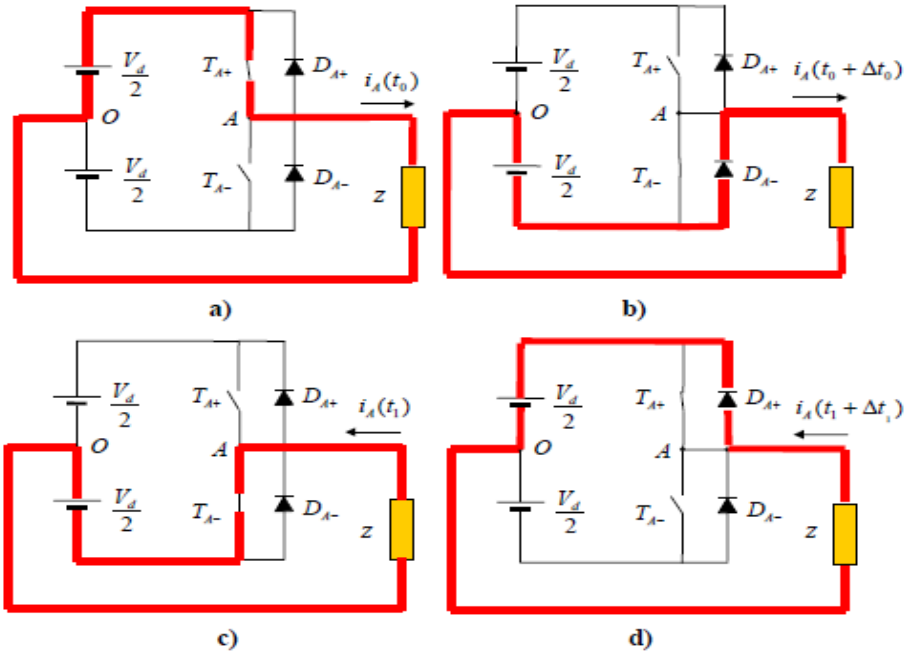


Figura 98

Formas de Onda de Tensión y Corriente de un Inversor Medio Puente con Carga Inductiva considerando tiempos muertos y tiempos de almacenamiento de los interruptores

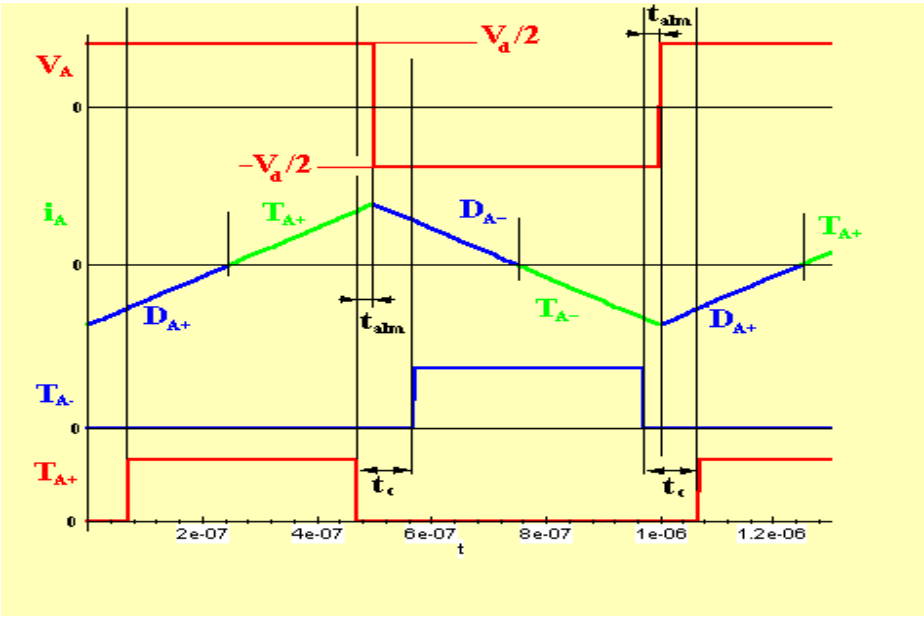


Figura 99
Efecto de los Tiempos Muertos en la Pérdida de Tensión en la Carga cuando la corriente no cambia de signo

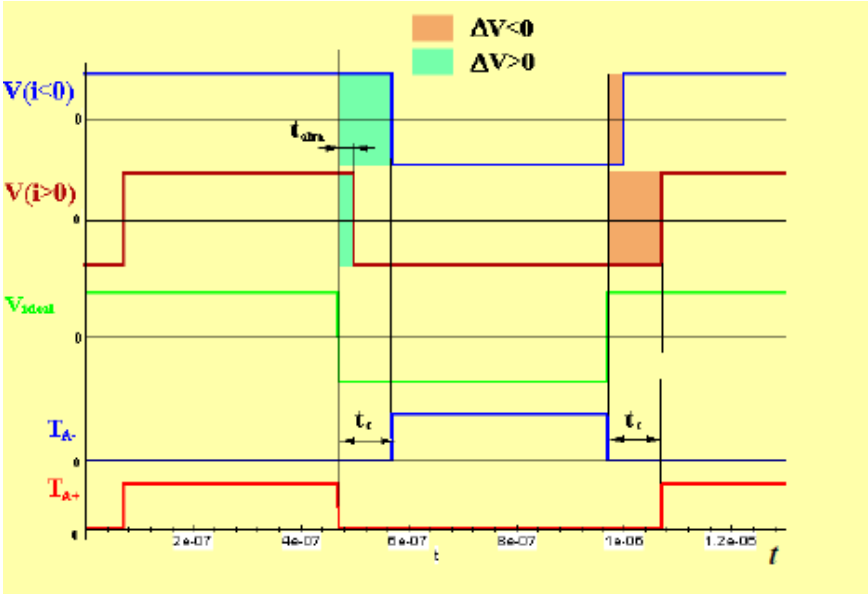


Figura 100

$$\Delta V_A = -V_d \frac{t_c - t_{alm}}{T_S} sig(i_A)$$

Circuitos Simplificados del Inversor en Medio Puente: a) Como Conmutador. b) Como Fuente de Onda Cuadrada

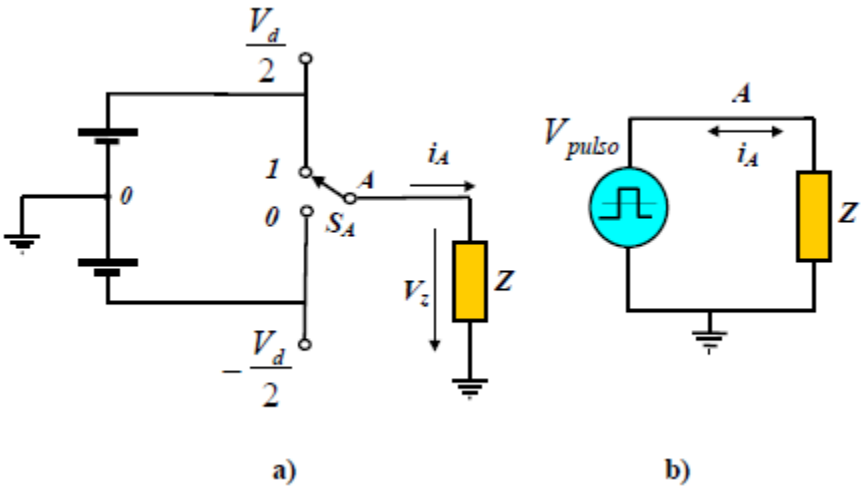


Figura 101

Inversor Monofásico. Puente Completo

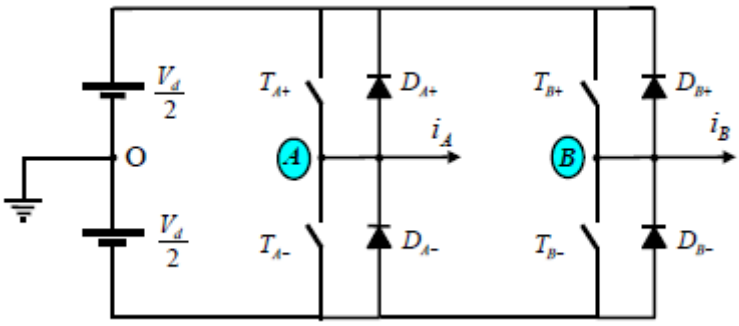


Figura 102
Circuito Inversor Monofásico en Puente Completo

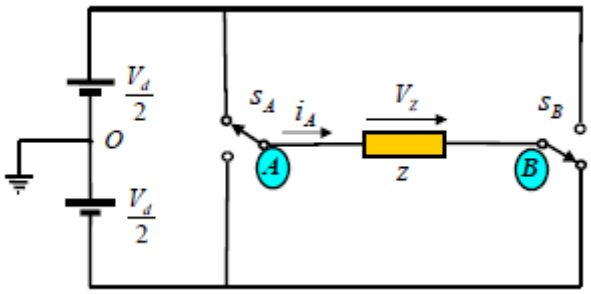


Figura 103
Circuito Equivalente del Inversor Monofásico en Puente Completo

Estado	Interruptor S_A	Interruptor S_B	Tensión en la carga
0	0	0	0
1	0	1	$-V_d$
2	1	0	V_d
3	1	1	0

Figura 104
Resumen de los Estados de un Inversor Monofásico en Puente Completo

Inversor con Fuente de Corriente

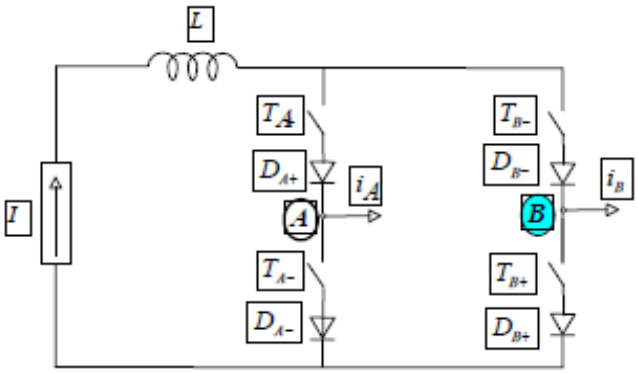


Figura 105
Circuito del Inversor en Puente Completo con Fuente de Corriente.

Los diodos son necesarios si los interruptores no soportan tensiones inversas.
Nota: En este montaje pueden cerrarse simultáneamente los dos interruptores de una rama, pero no se pueden dejar abiertos a la vez los dos de la parte de arriba (o de abajo) de ambas ramas.

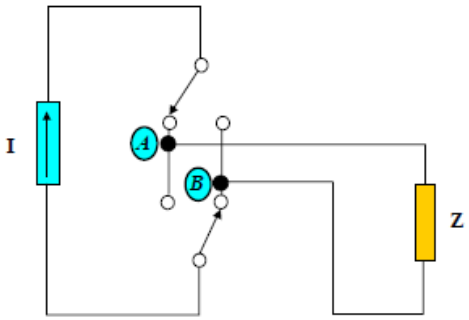


Figura 106
Modelo Equivalente del Inversor Monofásico con Fuente de Corriente

Su uso principal es para grandes potencias con SCR (tendencia a desuso). Tienen una ventaja, ya que pueden devolver energía a la red si la fuente de corriente se construye con una bobina y un rectificador controlado.

1.1.7 Inversores trifásicos de corriente

Inversor puente trifásico

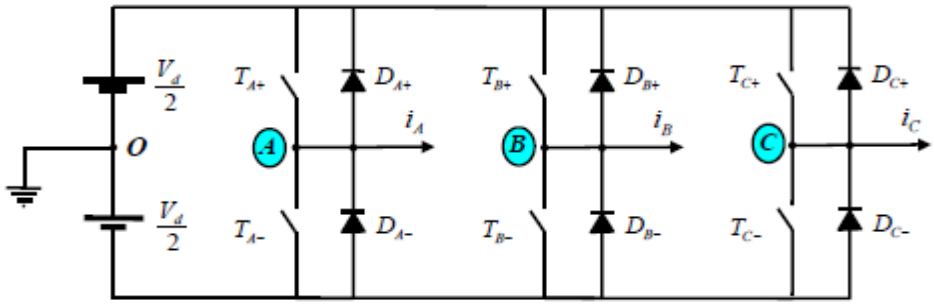


Figura 107
Circuito del Inversor puente trifásico

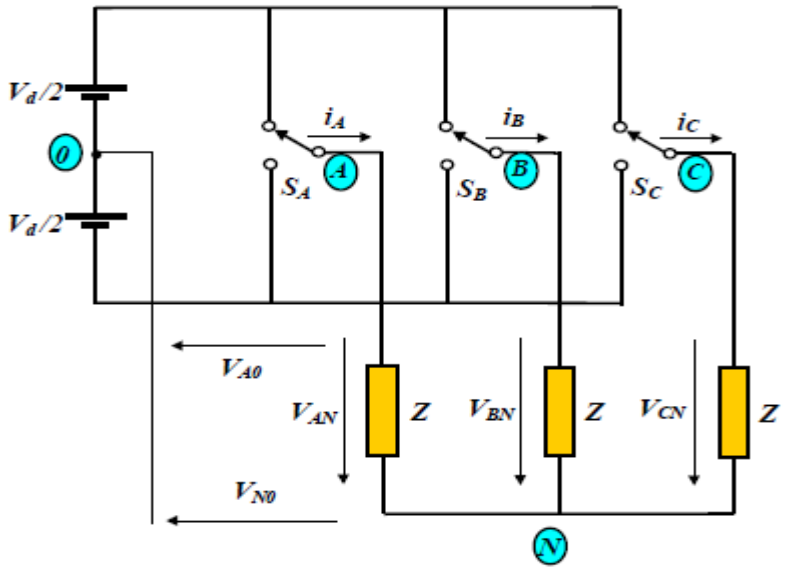


Figura 108
Circuito Equivalente del Inversor Trifásico

Interruptores			
Estado	S_A	S_B	S_C
S0	0	0	0
S1	1	0	0
S2	1	1	0
S3	0	1	0
S4	0	1	1
S5	0	0	1
S6	1	0	1
S7	1	1	1

Figura 109
Estados de un Inversor Trifásico puente.

Tensión en el Neutro

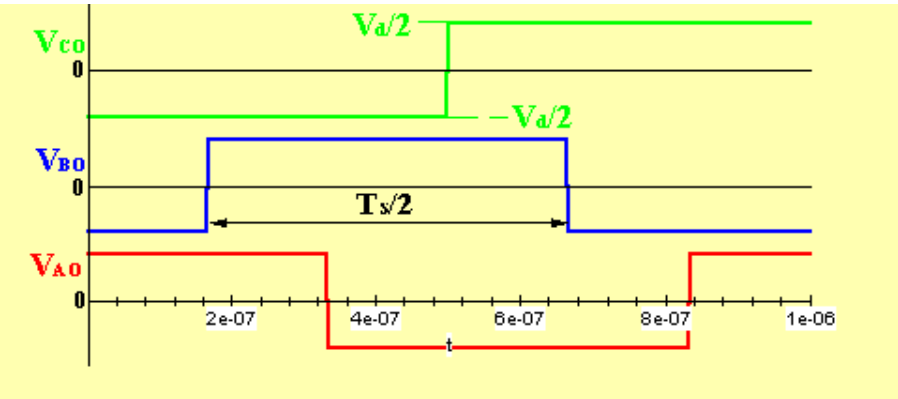


Figura 110
Tensiones en las tres ramas del inversor. Determinación de la tensión del neutro de la carga:

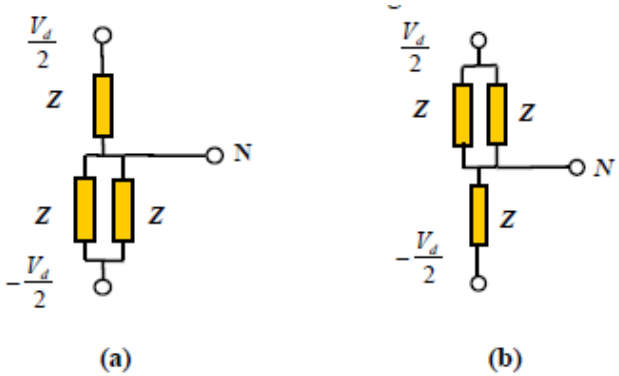


Figura 111

Circuitos Equivalentes para Determinar la Tensión del Neutro de la carga

Estados:

a) $V_{NO} = \frac{Z/2}{3/2\,Z}\frac{V_d}{2} - \frac{Z}{3/2\,Z}\frac{V_d}{2} = \frac{V_d}{6} - \frac{V_d}{3} = -\frac{V_d}{6}$ S1, S3 y S5

b) $V_{NO} = \frac{Z}{3/2\,Z}\frac{V_d}{2} - \frac{Z/2}{3/2\,Z}\frac{V_d}{2} = \frac{V_d}{3} - \frac{V_d}{6} = \frac{V_d}{6}$ S2, S4 y S6

Luego:

Figura 112

y las tensiones aplicadas a la carga por fase son:

$V_{AN} = V_{AO} - V_{NO}$; $V_{BN} = V_{BO} - V_{NO}$; $V_{CN} = V_{CO} - V_{NO}$

Armónicos

Tensiones en un inversor puente trifásico

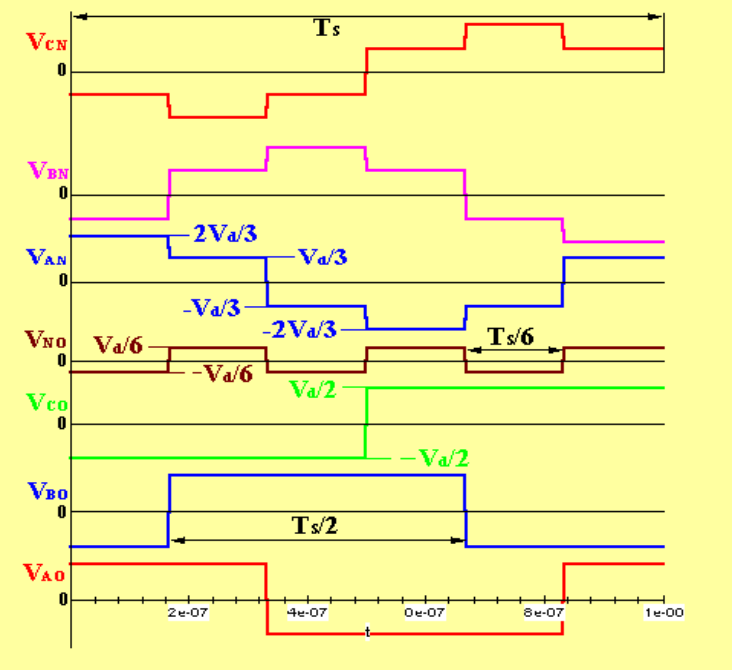


Figura 113

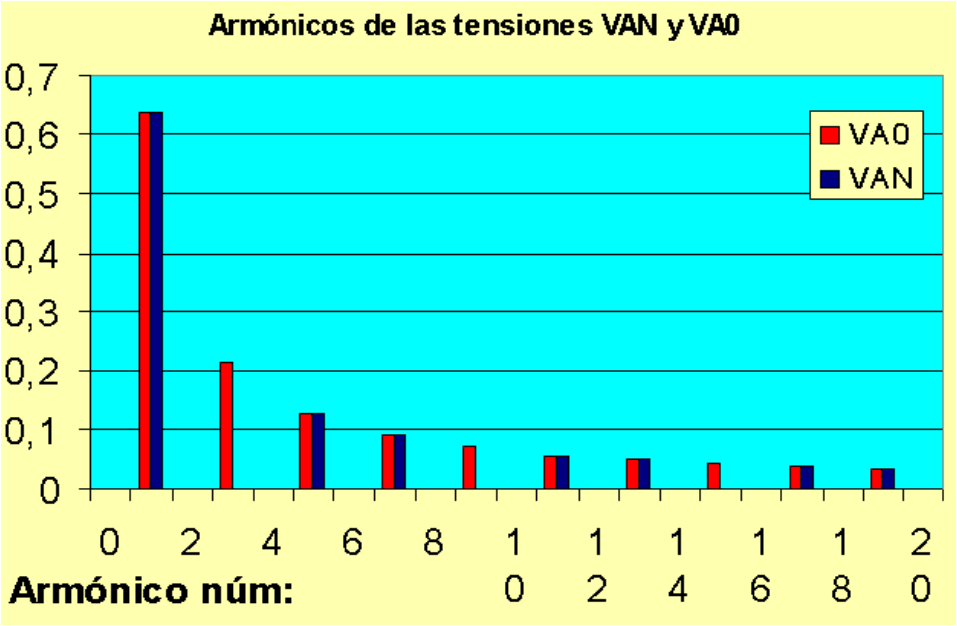


Figura 114

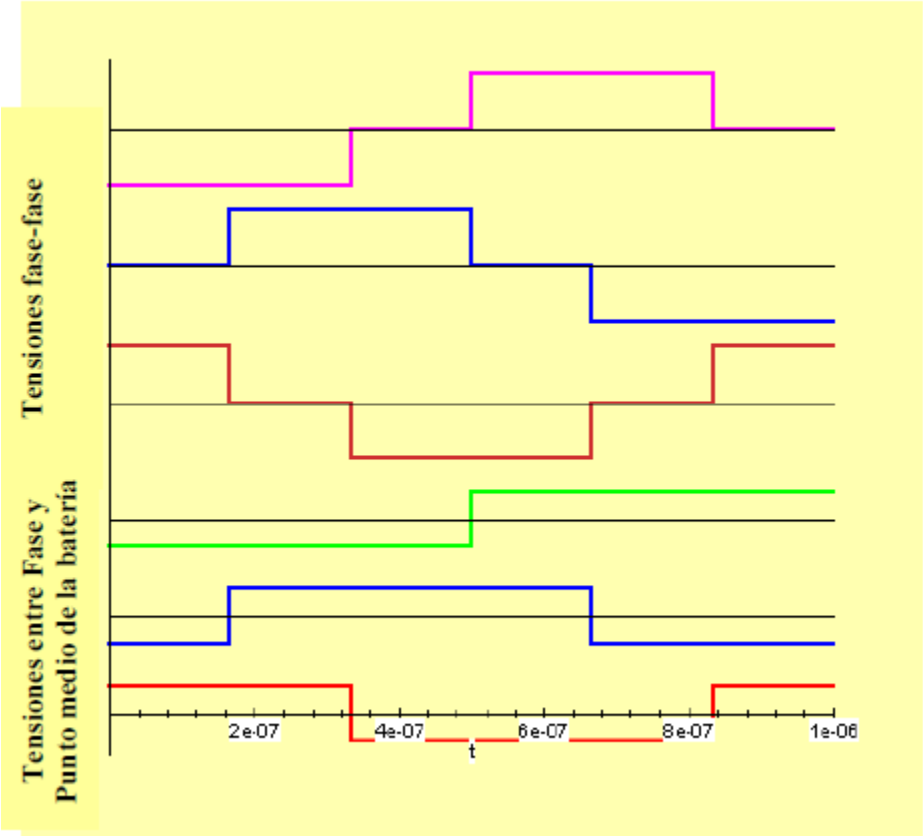


Figura 115

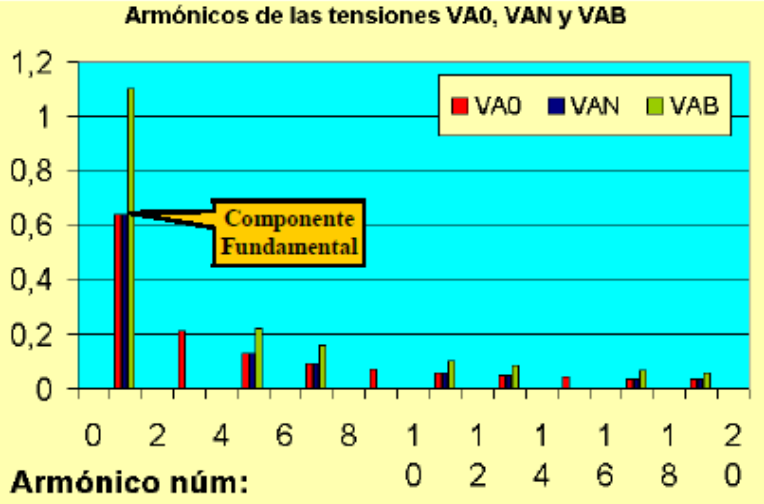


Figura 116

Espacio de Estados

	Interruptores			Tensiones/V_d		
Estado	S_A	S_B	S_C	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
S0	0	0	0	0	0	0
S1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
S2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
S3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
S4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
S5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
S6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
S7	1	1	1	0	0	0

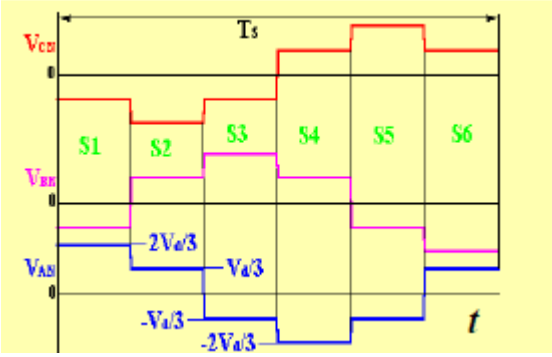


Figura 117
Estados de un Inversor Trifásico puente.

Conversión de coordenadas del espacio tridimensional al plano (proyección):

$$\begin{bmatrix} \mathrm{Re} \\ \mathrm{Im} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

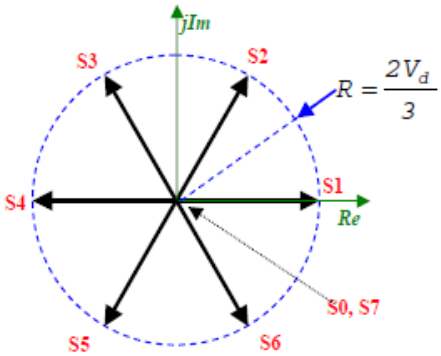


Figura 118

Por ejemplo, para **S1:** *VA* = 2*Vd/3; V B*=− *V d/3; V C* =− *V d/3,* resulta:

Re =2 *Vd/3;* Im =0, cuyo módulo es: 2 *Vd/3*

para **S5:** *VA* =− *V d/3; V B*=− *V d/3; V C* =2*Vd/3,* resulta:

Re = −*Vd/3;* Im = *V d/√3,* cuyo módulo es: 2 *Vd/3*

Inversor trifásico con Fuente de Corriente

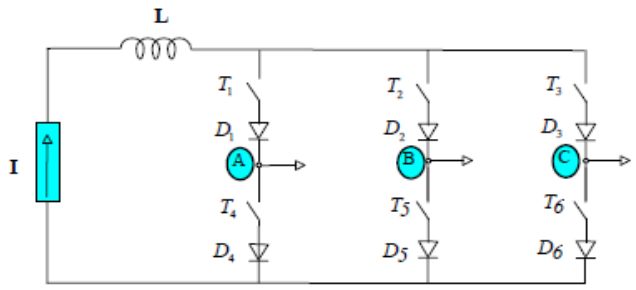


Figura 119
Circuito del Inversor Trifásico con Fuente de Corriente

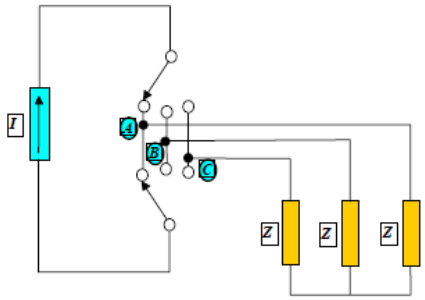


Figura 120
Modelo Equivalente del Inversor Trifásico con Fuente de Corriente

Inversores trifásicos de tres niveles

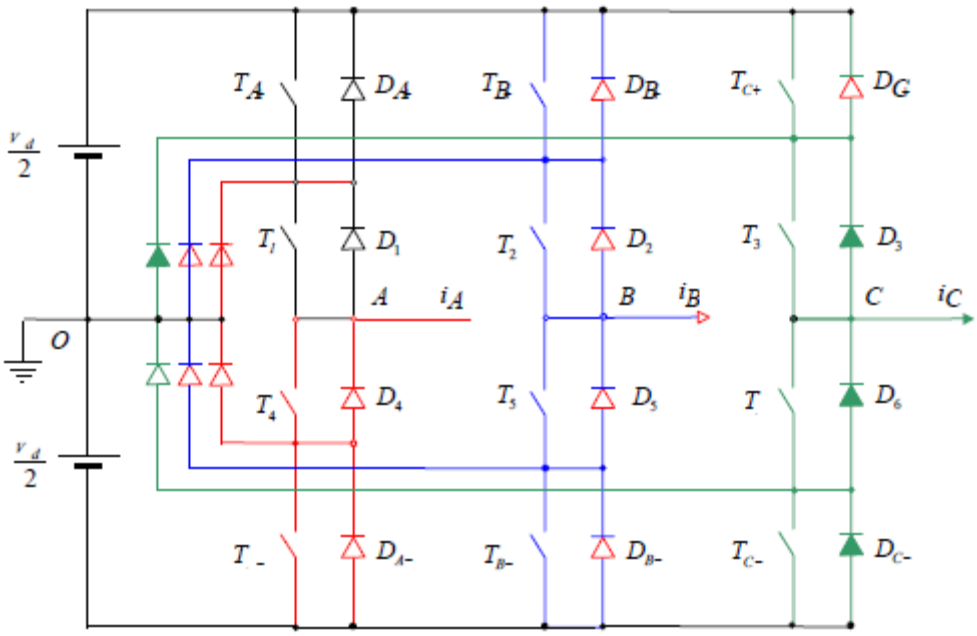


Figura 121
Inversor Trifásico de Tres Niveles

Estados de una rama de inversor trifásico a tres niveles

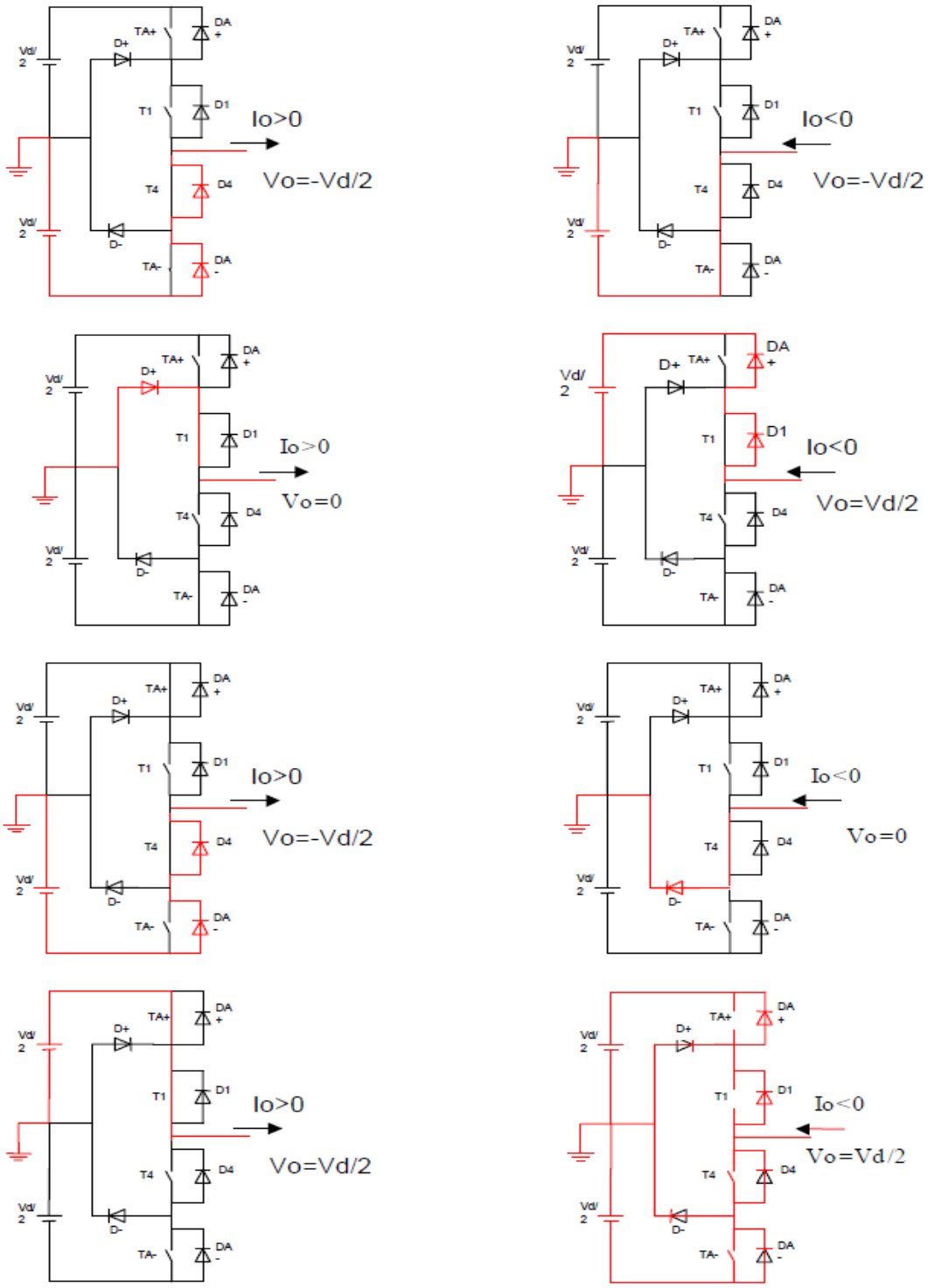


Figura 122
Estados de una rama de inversor trifásico a tres niveles

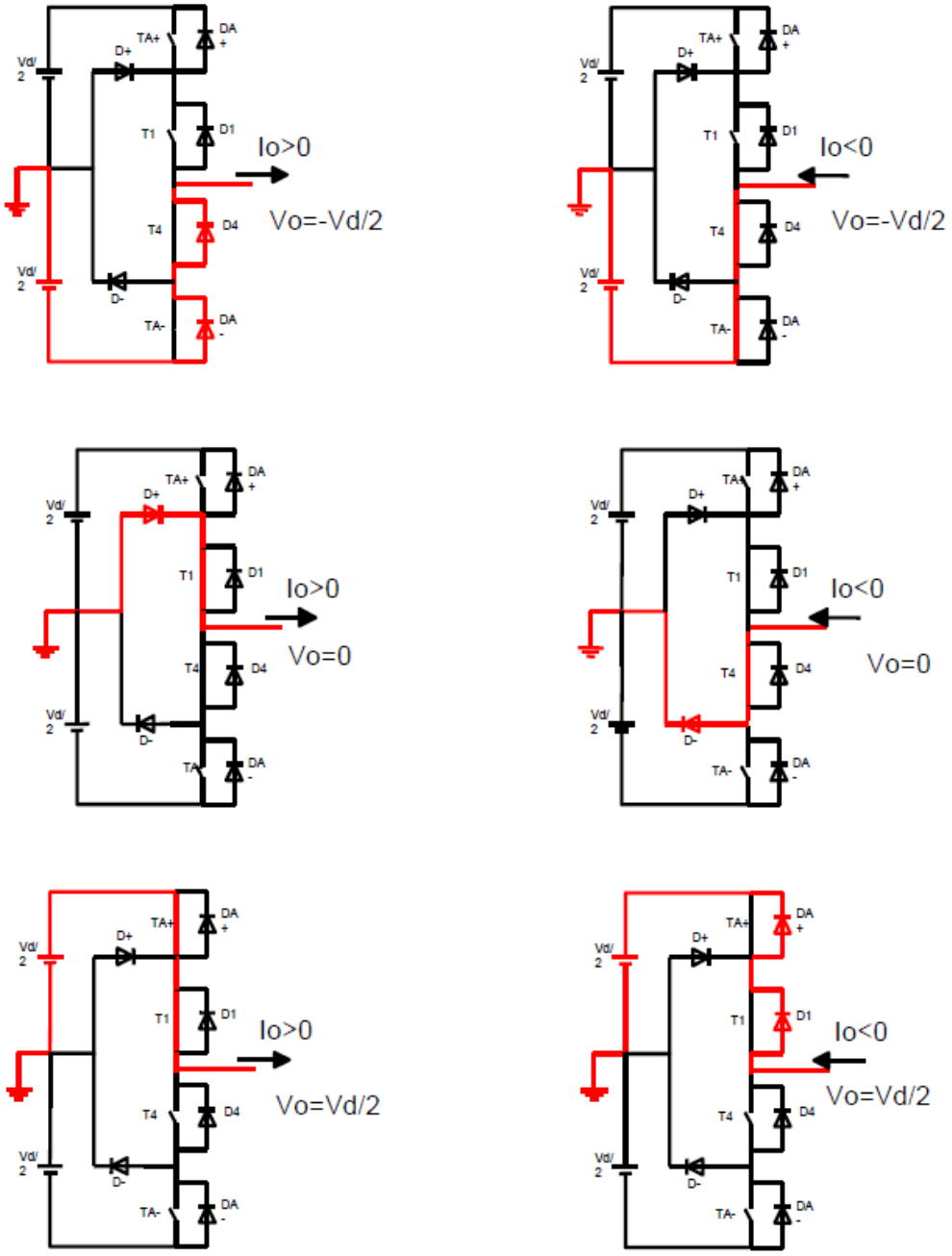

Vd/
2
TA+
D+
DA
+
T1
D1
Io>0
T4
D4
Vo=-Vd/2
D-
TA-
DA
-
Io<0
Vo=-Vd/2
Io>0
Vo=0
Io<0
Vo=0
Io>0
Vo=Vd/2
Io<0
Vo=Vd/2

Figura 123

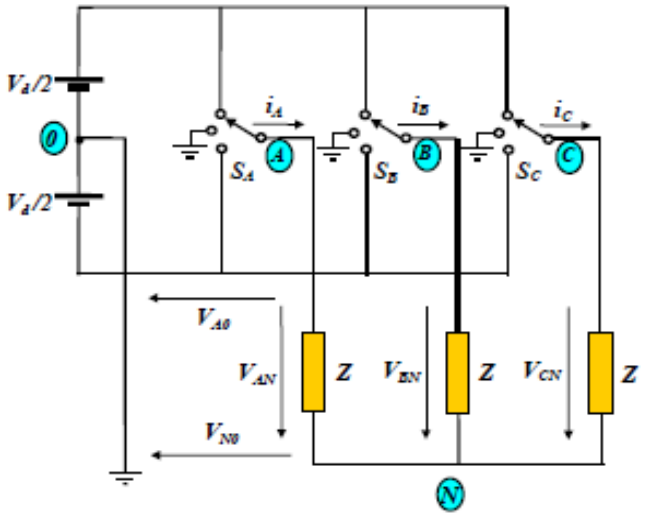


Figura 124
Circuito Equivalente del Inversor Trifásico de tres niveles

La tensión V_{N0} se puede calcular aplicando el Teorema de Superposición:

$$V_{N0} = V_{A0}\left(\frac{Z/2}{Z + Z/2}\right) + V_{B0}\left(\frac{Z/2}{Z + Z/2}\right) + V_{C0}\left(\frac{Z/2}{Z + Z/2}\right) =$$

$$V_{N0} = \frac{(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0})}{3}$$

Las tensiones V_{A0} ,V_{B0} y V_{C0} pueden tomar los valores: $+V_d/2$, $-V_d/2$ y 0.

Luego los posibles valores de V_{N0} serán: 0, $\pm V_d/6$, $\pm V_d/3$ y $\pm V_d/2$

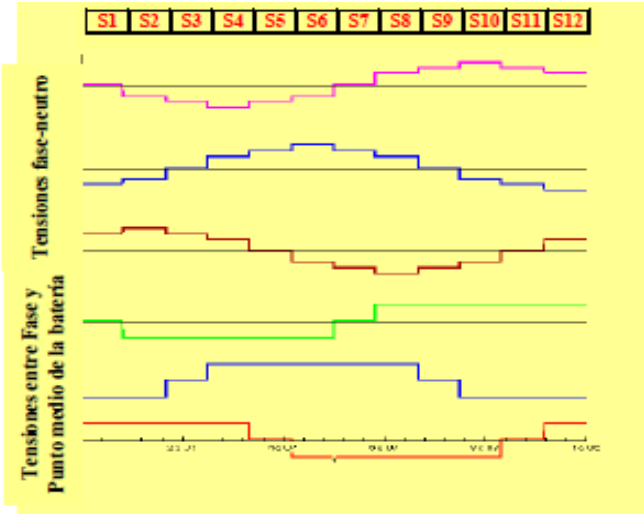


Figura 125
Formas de onda en el inversor trifásico de tres niveles

	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{N0}	S_A	S_B	S_C
S1	1/2	-1/2	0	0	+	-	0
S2	2/3	-1/3	-1/3	-1/6	+	-	-
S3	1/2	0	-1/2	0	+	0	-
S4	1/3	1/3	-2/3	1/6	+	+	-
S5	0	1/2	-1/2	0	0	+	-
S6	-1/3	2/3	-1/3	-1/6	-	+	-
S7	-1/2	1/2	0	0	-	+	0
S8	-2/3	1/3	1/3	1/6	-	+	+
S9	-1/2	0	1/2	0	-	0	+
S10	-1/3	-1/3	2/3	-1/6	-	-	+
S11	0	-1/2	1/2	0	0	-	+
S12	1/3	-2/3	1/3	1/6	+	-	+

Figura 126
Tensiones y estados en un inversor trifásico de tres niveles

	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	S_A	S_B	S_C
S1	1/2	-1/2	0	+	-	0
S2	2/3	-1/3	-1/3	+	-	-
S3	1/2	0	-1/2	+	0	-
S4	1/3	1/3	-2/3	+	+	-
S5	0	1/2	-1/2	0	+	-
S6	-1/3	2/3	-1/3	-	+	-
S7	-1/2	1/2	0	-	+	0
S8	-2/3	1/3	1/3	-	+	+
S9	-1/2	0	1/2	-	0	+
S10	-1/3	-1/3	2/3	-	-	+
S11	0	-1/2	1/2	0	-	+
S12	1/3	-2/3	1/3	+	-	+

Figura 127
Estados en un inversor de tres niveles

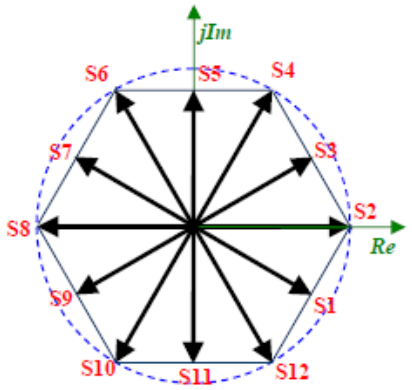


Figura 128
Estados en un inversor de tres niveles

Comparación de las tensiones de fase y sus armónicos entre un inversor convencional de dos niveles y otro de tres niveles

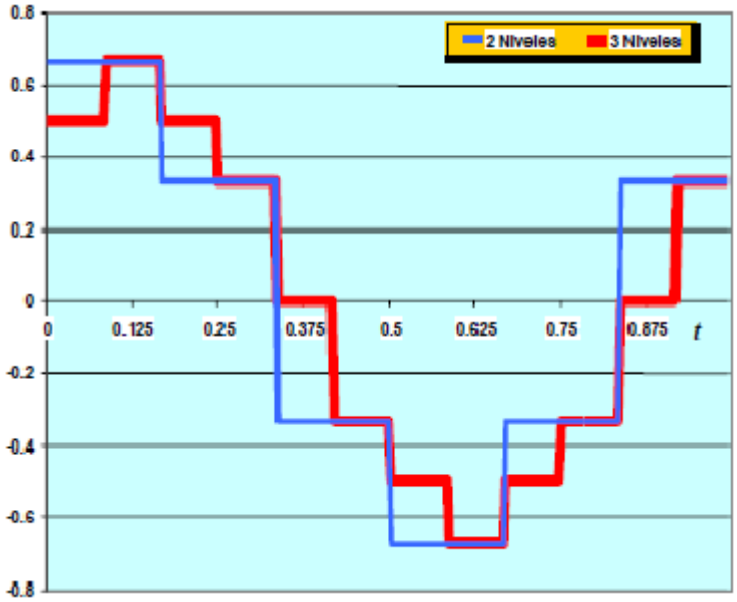


Figura 129

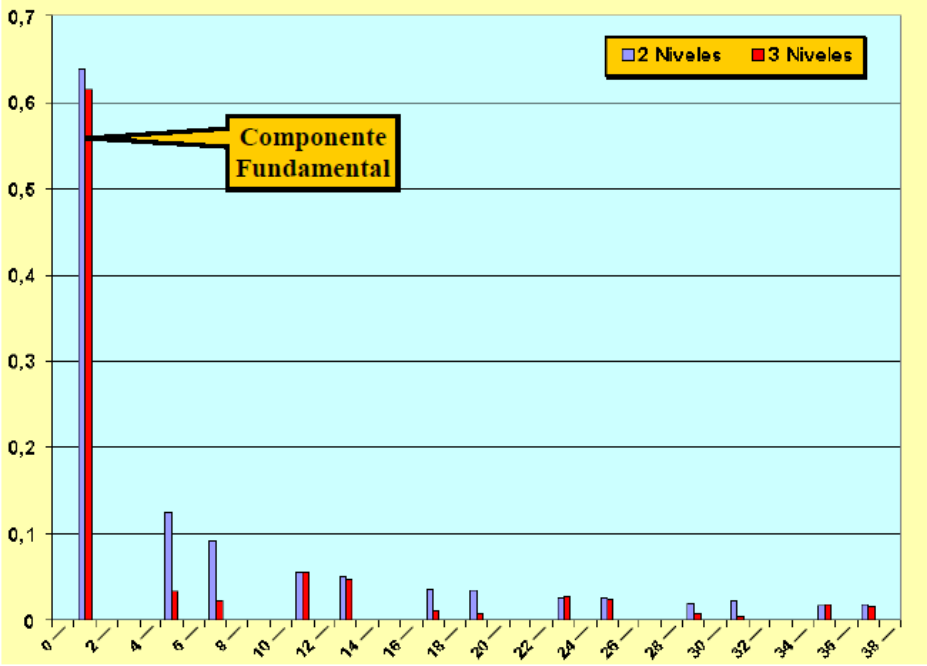


Figura 130

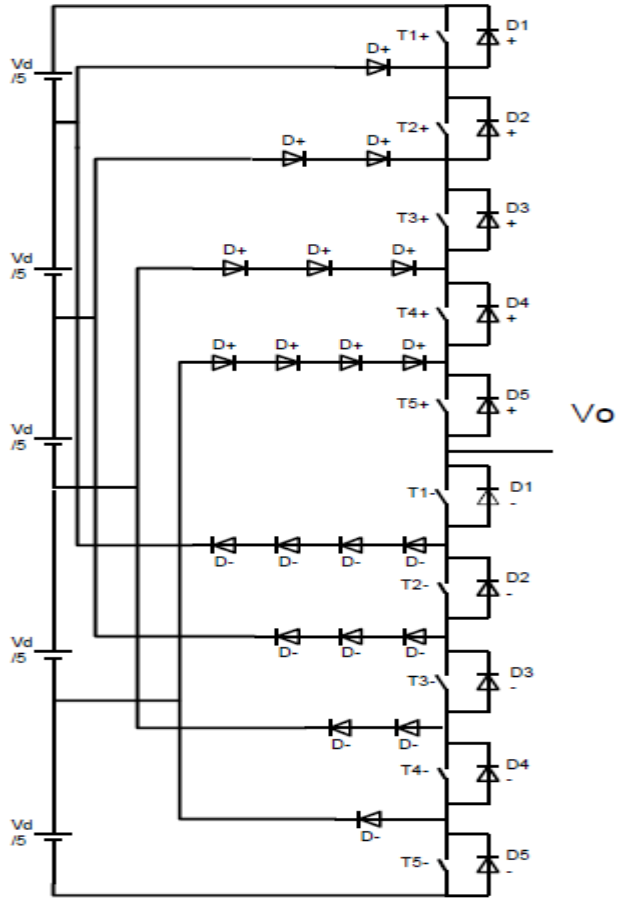
Estados (27) en un inversor trifásico de tres niveles

ESTADO	VA0	VB0	VC0	VN0	VAN	VBN	VCN	=
S0	-0,5	-0,5	-0,5	-0,50	0,00	0,00	0,00	S13,S26
S1	-0,5	-0,5	0	-0,33	-0,17	-0,17	0,33	S14
S2	-0,5	-0,5	0,5	-0,17	-0,33	-0,33	0,67	
S3	-0,5	0	-0,5	-0,33	-0,17	0,33	-0,17	S16
S4	-0,5	0	0	-0,17	-0,33	0,17	0,17	S17
S5	-0,5	0	0,5	0,00	-0,50	0,00	0,50	
S6	-0,5	0,5	-0,5	-0,17	-0,33	0,67	-0,33	
S7	-0,5	0,5	0	0,00	-0,50	0,50	0,00	
S8	-0,5	0,5	0,5	0,17	-0,67	0,33	0,33	
S9	0	-0,5	-0,5	-0,33	0,33	-0,17	-0,17	S22
S10	0	-0,5	0	-0,17	0,17	-0,33	0,17	S23
S11	0	-0,5	0,5	0,00	0,00	-0,50	0,50	
S12	0	0	-0,5	-0,17	0,17	0,17	-0,33	S25
S13	0	0	0	0,00	0,00	0,00	0,00	S0,S26
S14	0	0	0,5	0,17	-0,17	-0,17	0,33	S1
S15	0	0,5	-0,5	0,00	0,00	0,50	-0,50	
S16	0	0,5	0	0,17	-0,17	0,33	-0,17	S3
S17	0	0,5	0,5	0,33	-0,33	0,17	0,17	S4
S18	0,5	-0,5	-0,5	-0,17	0,67	-0,33	-0,33	
S19	0,5	-0,5	0	0,00	0,50	-0,50	0,00	
S20	0,5	-0,5	0,5	0,17	0,33	-0,67	0,33	
S21	0,5	0	-0,5	0,00	0,50	0,00	-0,50	
S22	0,5	0	0	0,17	0,33	-0,17	-0,17	S9
S23	0,5	0	0,5	0,33	0,17	-0,33	0,17	S10
S24	0,5	0,5	-0,5	0,17	0,33	0,33	-0,67	
S25	0,5	0,5	0	0,33	0,17	0,17	-0,33	S12
S26	0,5	0,5	0,5	0,50	0,00	0,00	0,00	S0,S13

Figura 131

Inversores Multinivel

Inversor de 6 niveles.



		Tensión de Salida $V_o=k*V_d$					
	k=	1	4/5	3/5	2/5	1/5	0
Estado de interruptores	T1+	1	0	0	0	0	0
	T2+	1	1	0	0	0	0
	T3+	1	1	1	0	0	0
	T4+	1	1	1	1	0	0
	T5+	1	1	1	1	1	0
	T1-	0	1	1	1	1	1
	T2-	0	0	1	1	1	1
	T3-	0	0	0	1	1	1
	T4-	0	0	0	0	1	1
	T5-	0	0	0	0	0	1

Figura 132

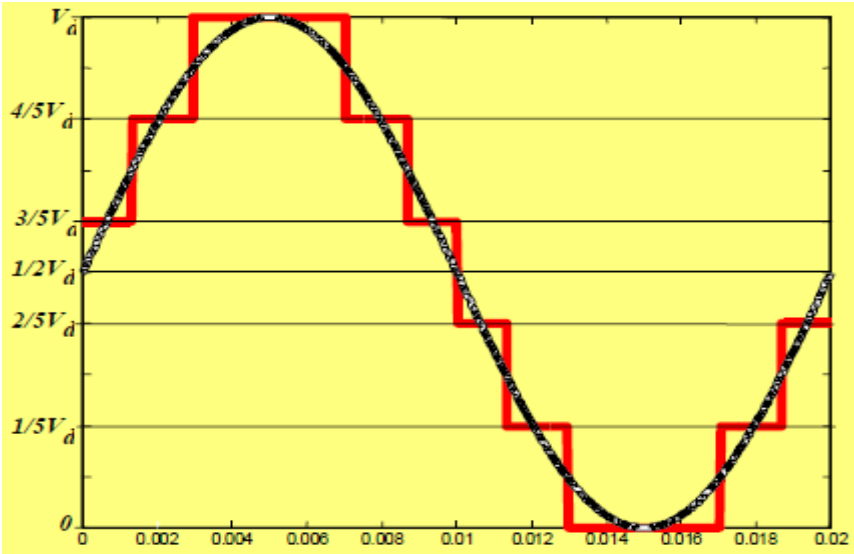


Figura 133
Tensión entre una rama y el terminal negativo de la batería

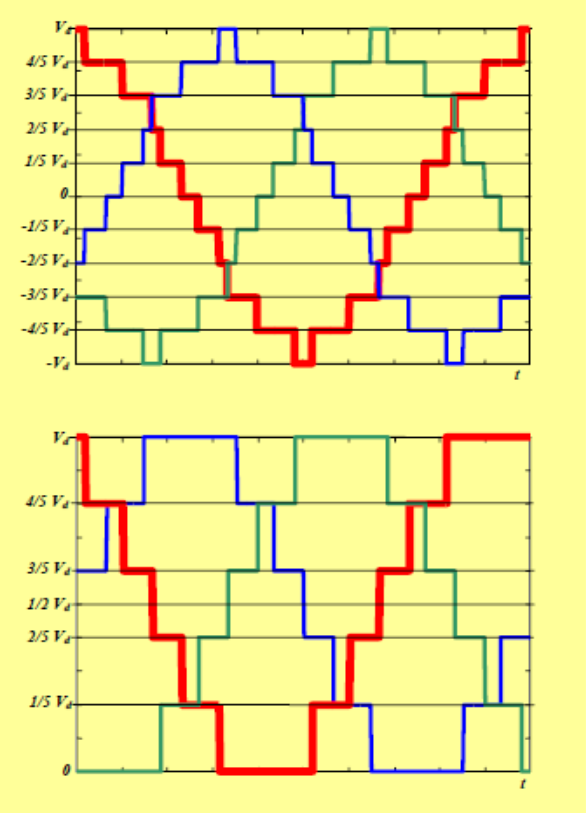


Figura 134
Estados en un inversor de tres niveles

Inversor de seis niveles: tensiones fase-neutro y fase-fase

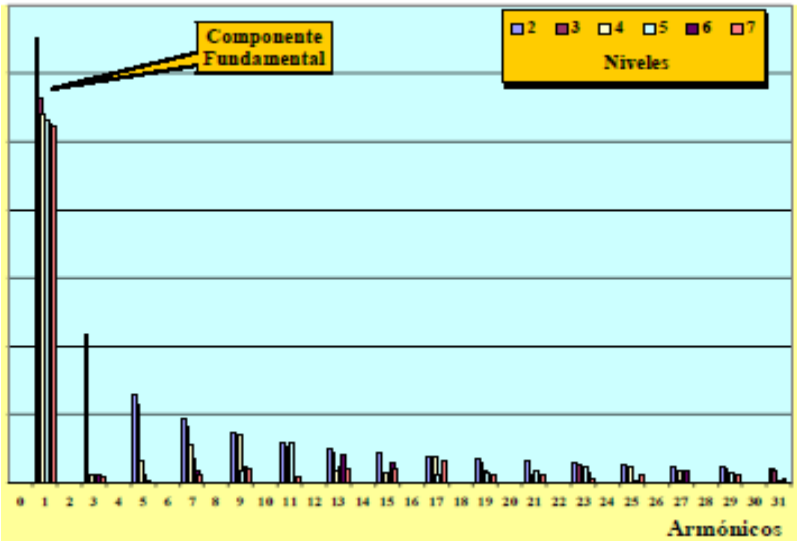


Figura 135
Armónicos de V_{A0} en inversores Multinivel

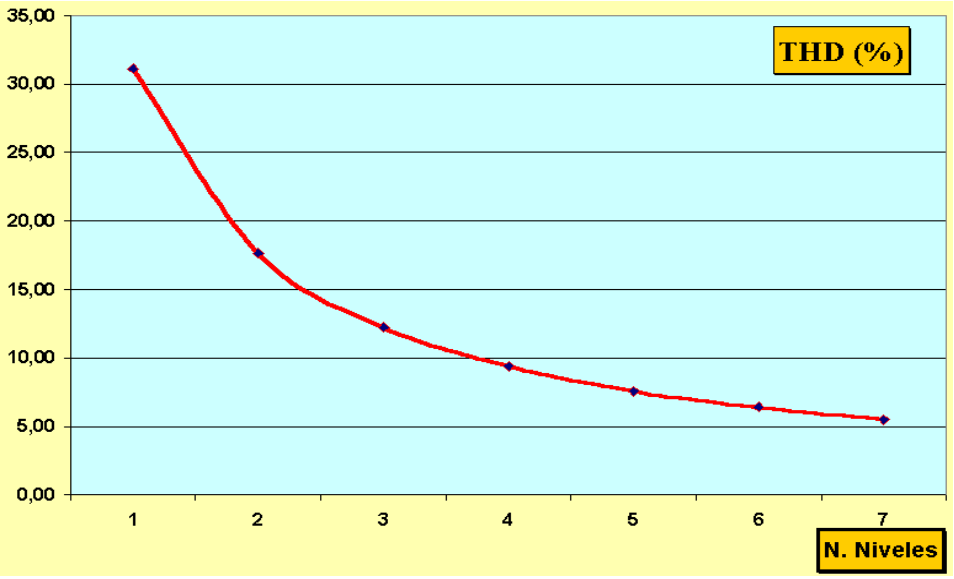


Figura 136
Distorsión Armónica Total de V_{A0} en inversores Multinivel

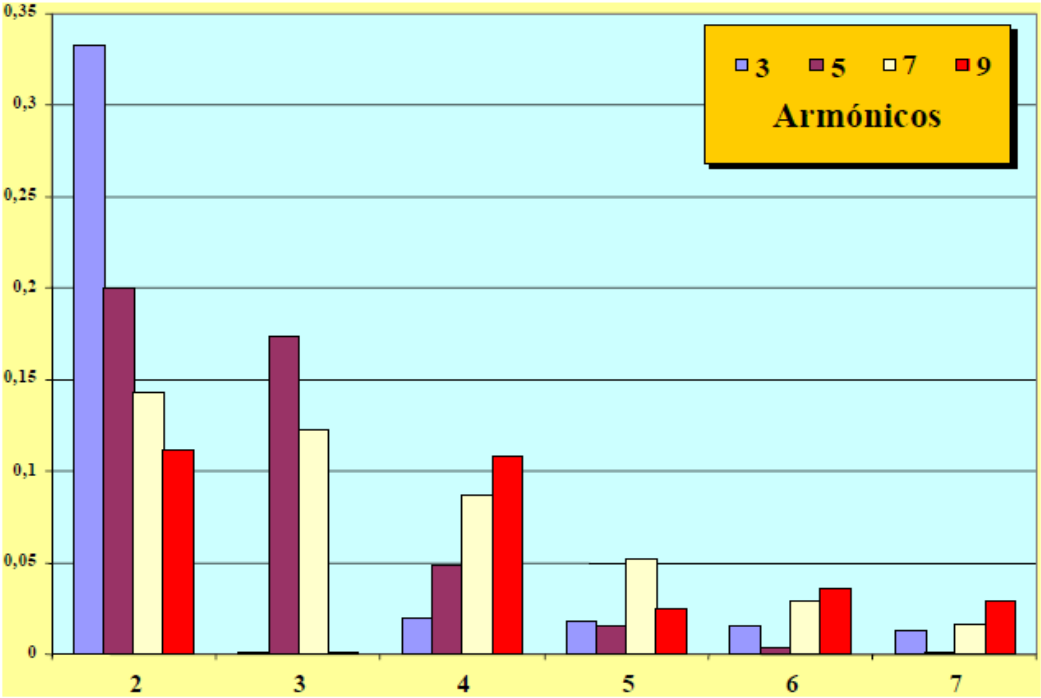


Figura 137
Armónicos 3, 5, 7 y 9 en inversores de diferentes niveles de tensión

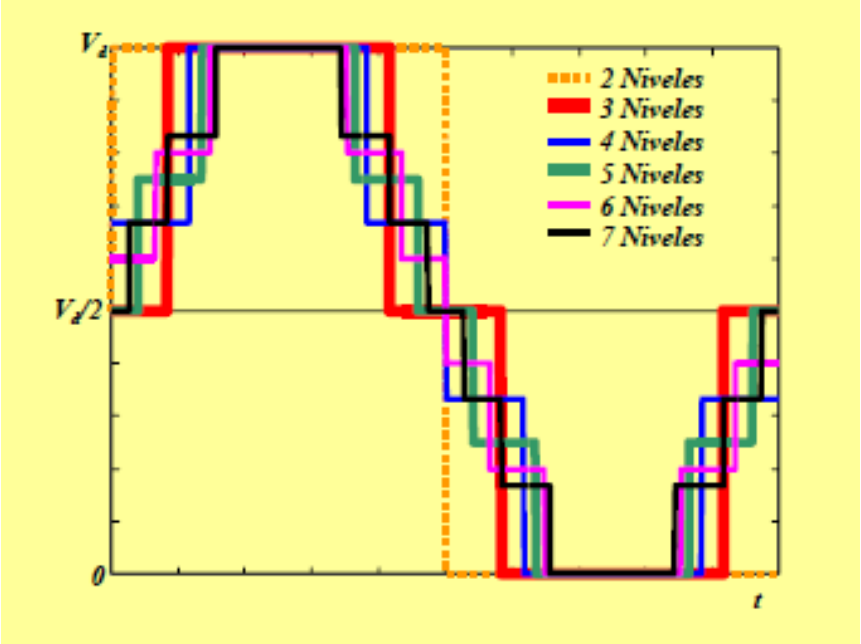


Figura 138
Tensiones de salida en inversores multinivel

Convertidores CC/CA con Salida Sinusoidal

Estudio de una rama de un puente inversor. Modulación Senoidal PWM

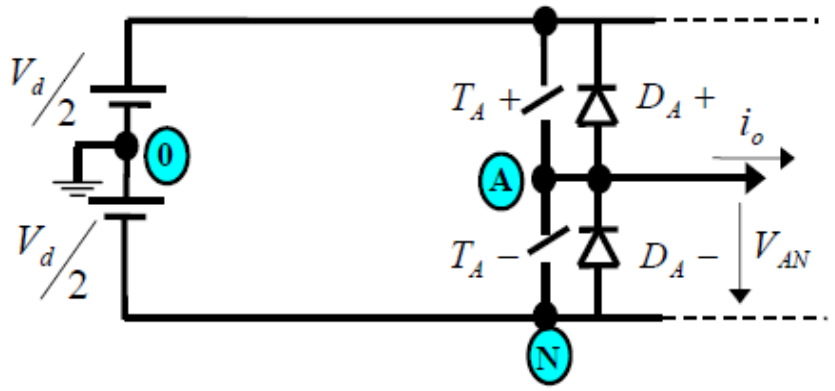


Figura 139

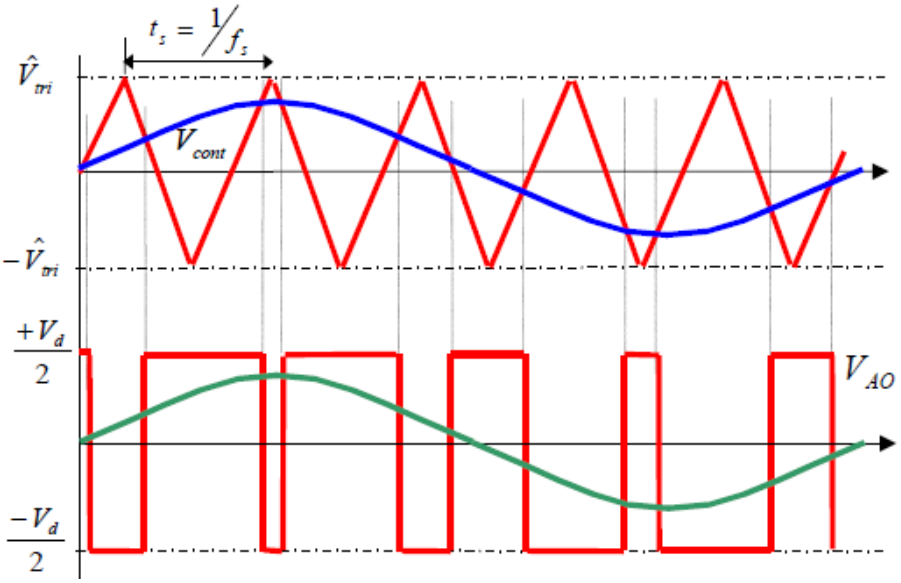


Figura 140

1.1.8 Armónicos de voltaje y corriente

Introducción

Estos equipos de conmutación natural y de fase controlada inyectan armónicos a la red. Esto es la circulación de corrientes de frecuencias múltiplos de la fundamental en el sistema eléctrico (p.ej. 250, 350, 550, 650 Hz) provocando distorsión del voltaje del sistema de distribución industrial. Primero se revisan los estándares que norman los

niveles máximos de inyección armónica permitida. Estos estándares son el IEEE 519 y el Reglamento Eléctrico Chileno. Además se revisa el estándar ANSI C34.2 en el que se establecen las características operacionales que deben cumplir los rectificadores a diodos y tiristores.
En seguida se estudian los componentes armónicos inyectados por un rectificador de altas corrientes en AC y DC. También se discute sobre el factor de potencia en equipos rectificadores de fase controlada.

1.2 Estándares C 34.2 Rev. 73 e IEEE 519.

1.2.1 IEEE 519 Rev. 1992

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) desarrolló el estándar IEEE 519-1981 ***"Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of StaticPower Converters"***, el cual fue elevado a la jerarquía de práctica recomendada IEEE 519-1992 ***"Recomendad Practices and Requeriments for Harmonic Control in Electric Power System",*** relativo a normar los límites de inyección de corrientes armónicas producto del uso de múltiples convertidores estáticos en Sistemas de Potencia Industrial (SPI). Esta norma fija límites para la contaminación armónica que un usuario puede inyectar en corriente y los límites en la distorsión de voltaje que la empresa de suministro debe respetar. Esto también es un estándar ANSI (American National Standard Institute). Una particularidad del estándar es que los niveles máximos de inyección de armónicas dependen del tamaño relativo entre el sistema eléctrico y el cliente. Para determinar esto, se calcula la razón entre la corriente de cortocircuito y la corriente nominal (Isc/IL) en el Punto de Contacto Común (PCC) o empalme.

Los niveles permisibles de inyección de armónicas, según el voltaje de trabajo, se muestran en la Tabla 1-1, Tabla 1-2 y Tabla 1-3. Los niveles de distorsión máxima del voltaje en entregado por el sistema eléctrico se muestran en la Tabla 1-4.
Además, se define el Índice de Distorsión Total (THD) como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L}$$

Distorsión Máxima de Corriente en % de I_L (de 120V a 69kV)						
I_{SC}/I_L	Orden de las armónicas individuales (Impares)					THD
	n<11	11<n<17	17<n<23	23<n<35	35<n	
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 - 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 - 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 - 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla 1-1.- Límite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes entre 120[V] y 69[KV] en [%] respecto de la fundamental.

Distorsión Máxima de Corriente en % de I_L (de 69001V a 161kV)						
I_{SC}/I_L	Orden de las armónicas individuales (Impares)					THD
	n<11	11<n<17	17<n<23	23<n<35	35<n	
<20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20 – 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50 - 100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100 - 1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Tabla 1-2.- Límite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes entre 69[KV] y 161[KV] en [%] respecto de la fundamental.

Distorsión Máxima de Corriente en % de I_L (más de 161kV)						
I_{SC}/I_L	Orden de las armónicas individuales (Impares)					THD
	n<11	11<n<17	17<n<23	23<n<35	35<n	
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
>50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Tabla 1-3.- Límite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales con voltajes mayores a 161[KV] en [%] respecto de la fundamental.

Nota: Los armónicos pares se limitan al 25[%] de los impares y la Distorsión Armónica

Voltaje en PCC	Distorsión de Voltaje, armónicas individuales	Distorsión armónica Total (THD).
Menor que 69kV	3.0	5.0
69kV a 161kV	1.5	2.5
Mayor a 161kV	1.0	1.5

Tabla 1-4.- Límite de armónicas de Voltajes en el PCC para los distribuidores de potencia, en [%] respecto de la fundamental.

1.2.2 Reglamento Eléctrico Chileno

En el Título IX del "Reglamento de la ley general de servicios eléctricos" se establece el marco legal concerniente a la normalización de perturbaciones del sistema eléctrico, donde se encuentra lo relacionado con la distorsión armónica en calidad de disposiciones transitorias. Esta norma establece los límites permitidos y la forma en que se debe medir.

a) Distorsión de Corriente Individual y Total

En condiciones normales de operación, se deberá cumplir para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de 7 días consecutivos que el 95% de los valores estadísticos de las corrientes armónicas y de su índice de distorsión total (THD), cumplen con lo indicado en la Figura siguiente.

El valor estadístico de las corrientes armónicas y de su índice de distorsión será obtenido para cada intervalo de diez minutos, como resultado de evaluar estadísticamente un conjunto de mediciones efectuadas en dicho intervalo.

Máxima Distorsión Armónica de Corriente en el Sistema Eléctrico Expresada como % del valor de Corriente Máxima de Carga a frecuencia fundamental						
	Orden de la Armónica (armónicas impares)					
Isc/IL	< 11	11 < H<17	17 < H < 23	23 < H < 35	35 < H	Índice DI
< 20 *	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 - 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 - 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 - 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites establecidos para las armónicas impares.						
* Todos los equipos de generación de potencia están limitados a los valores indicados de distorsión armónica de corriente, independiente de la razón Isc/IL. Dónde: Isc = Máxima corriente de cortocircuito en el Punto Común de Conexión (PCC). PCC es el nudo más cercano de la red donde dos o más usuarios obtienen energía eléctrica. IL = Máxima corriente de carga (valor efectivo) de frecuencia fundamental en el PCC. Se calcula como el promedio de los doce valores previos de las máximas demandas mensuales.						
Para el caso de Clientes en Puntos Comunes de Conexión comprendidos entre 69 kV y 154 kV, los límites son el 50% de los límites establecidos en la Tabla. Para el caso de Clientes en PCC superiores a 154 kV se aplicarán los límites de 110 kV en tanto el Ministerio a proposición de la Comisión no fije la norma respectiva. Si la fuente productora de armónicas es un convertidor con un número de pulsos "q" mayor que seis, los límites indicados en la tabla deberán ser aumentados por un factor igual a la raíz cuadrada de un sexto de "q".						

Límite de corrientes armónicas en el PCC para cargas no lineales.

b) Distorsión de Voltaje Individual y Total

En todo sistema eléctrico, en condiciones normales de operación, se deberá cumplir para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos, que el 95% de los valores estadísticos de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión total, cumplen con lo indicado en la Tabla 1-6. El valor estadístico de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión es obtenido para cada intervalo de diez minutos, como resultado de evaluar estadísticamente un conjunto de mediciones efectuadas en dicho intervalo, de acuerdo a lo establecido en la norma correspondiente.

Al aplicar la estadística del 95 % a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones iguales o inferiores a 110 kV, que este índice deberá ser inferior a 8%.

Al aplicar la estadística del 95 % a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones superiores a 110 kV, que este índice deberá ser inferior a 3%.

Armónicas Impares No múltiplo de 3			Armónicas Impares múltiplo de 3			Pares		
Orden	Armónica Voltaje (%)		Orden	Voltaje (%)		Orden	Voltaje (%)	
	<= 110 kV	>110 kV		<= 110 kV	>110 kV		<= 110 kV	>110 kV
5	**6**	**2**	**3**	**5**	**2**	**2**	**2**	**1.5**
7	**5**	**2**	**9**	**1.5**	**1**	**4**	**1**	**1**
11	**3.5**	**1.5**	**15**	**0.3**	**0.3**	**6**	**0.5**	**0.5**
13	**3**	**1.5**	**21**	**0.2**	**0.2**	**8**	**0.5**	**0.4**
17	**2**	**1**	**>21**	**0.2**	**0.2**	**10**	**0.5**	**0.4**
19	**1.5**	**1**				**12**	**0.2**	**0.2**
23	**1.5**	**0.7**				**>12**	**0.2**	**o.2**
25	**1.5**	**0.7**						
>25	**0.2+1.3*25/h**	**0.2+0.5*25/h**						

Límite de armónicas de Voltajes en el PCC para los productores de potencia, en [%] respecto de la fundamental.

Una de las características principales de una carga no lineal, es la generación de armónicos. Los convertidores estáticos son por naturaleza sistemas no lineales, ya que poseen “interruptores electrónicos” que hacen que la relación entre el voltaje y la corriente no sea lineal. Esto produce la generación de corrientes no senoidales en un rectificador.

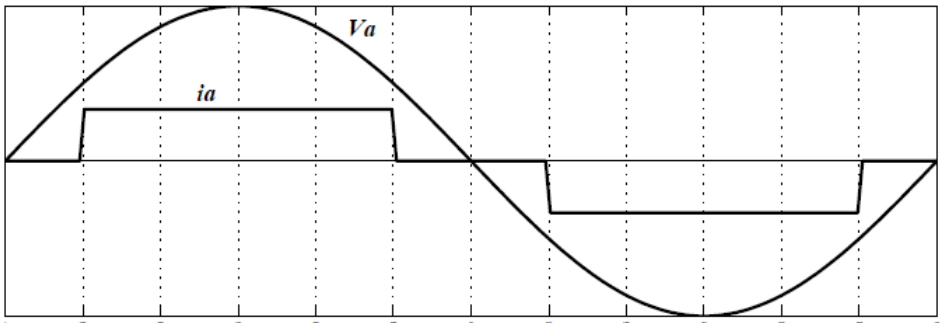


Figura 141

Forma de onda del Voltaje y corriente de entrada a un rectificador tipo puente de diodos.

Utilizando las Series de Fourier, se puede representar cualquier señal periódica como una suma de componentes senoidales de distintas frecuencias. Cada una de estas señales representa el contenido armónico de una forma de onda específica.

El contenido armónico de la corriente de un puente de diodos puede determinarse con las Series de Fourier. Por inspección de la forma de onda se establece que es una señal impar, por lo tanto los coeficientes 0 *a* y *n a* son iguales a cero.
Y expresando los términos hasta n=20 se tiene:

$$f(t) = 2\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(w\cdot t) - \frac{2}{5}\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(5\cdot w\cdot t) - \frac{2}{7}\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(7\cdot w\cdot t) + \ldots$$

$$\left(\frac{2}{11}\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(11\cdot w\cdot t) + \frac{2}{13}\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(13\cdot w\cdot t)\right) - \frac{2}{17}\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(17\cdot w\cdot t) - \ldots.$$

$$\frac{2}{19}\cdot\frac{A}{\pi}\cdot\sqrt{3}\cdot sin(19\cdot w\cdot t)$$

Encontrándose componentes de frecuencia de 5, 7, 11, 13, 17 y 19 veces la frecuencia original, Si la frecuencia base es 50 [Hz] las componentes están en 250, 350, 550, 650, 850 y 950 [Hz], respectivamente.

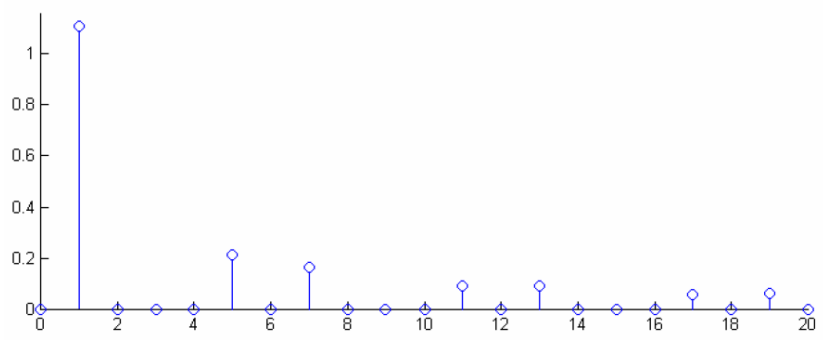


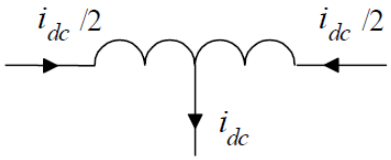
Figura 142
Contenido armónico de un rectificador de 6 pulsos.

Reactores de Interfase.

Para lograr un rectificador de 12 pulsos, se deben conectar dos rectificadores de 6 pulsos desfasados en 30º entre sí. Como se puede observar, la tensión instantánea *dc* de cada rectificador no es idéntica, por lo que se deben conectar a través de un reactor.

La función fundamental del reactor de interfase es absorber la diferencia instantánea de voltaje entre los terminales *dc* (de salida) de los rectificadores, filtrando la sexta armónica y sus múltiplos impares. El rector de interfase absorbe sólo las diferencias instantáneas de voltaje. No absorbe diferencias entre tensiones medias de cada rectificador.

En conclusión, el voltaje de salida de un rectificador se puede expresar como un voltaje dc más un voltaje ac (que produce el ripple). El reactor se diseña para limitar la corriente que circulará por causa de esta señal ac. La corriente dc que circula por el reactor es siempre la mitad de la corriente que sale del reactor y su dirección cambia para cada mitad del reactor como se puede observar en la Figura 535. Por criterio de diseño el ripple de corriente que se permite es aproximadamente un 5% de la corriente dc que circula por el reactor.



zzzzzzzzz

Figura 143
Corrientes en el reactor de interfase.

Ejemplo de diseño.
Se desea diseñar un reactor de interfase para conectar dos rectificadores de fase controlada tipo puente en paralelo para obtener operación de 12 pulsos. La corriente de salida es de 10.000[A] . El circuito se muestra en la Figura 144.

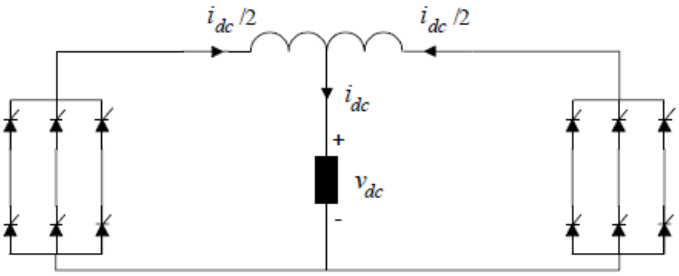


Figura 144
Doble Puente con Reactor de Interfase.

Un sistema de *p* pulsos tiene armónicas $n \cdot p$ en el lado dc. Su amplitud se puede obtener del gráfico de la Figura 145. Este gráfico muestra la amplitud peak de la armónica, en el lado dc, por unidad de Vomax para un α dado. Los voltajes de alimentación a cada uno de los rectificadores tipo puente de la Figura 144 están desfasados 30º para así obtener un sistema equivalente de 12 pulsos y su amplitud entre líneas es de 380 [V].

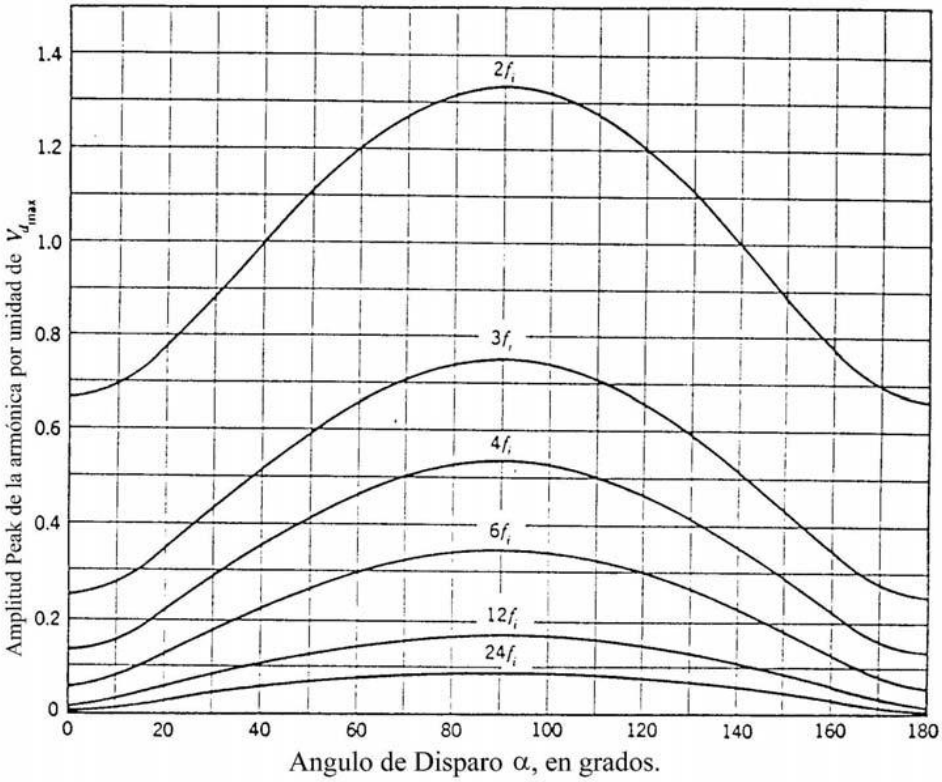


Figura 145
Variación de la Amplitud de las armónicas presentes en el voltaje dc en función del ángulo de disparo para convertidores de dos cuadrantes con conducción continua.

Se puede dibujar un esquema simplificado con sólo las armónicas dominantes y el reactor de interfase, como se observa en la Figura 146, donde el signo + indica la fase de la 6ª armónica. Este desfase de 180º existente entre las 6ª armónicas de cada

rectificador resultan del desfase que existe entre los rectificadores de 30º (0º x 6 =0º y 30º x 6 = 180º).

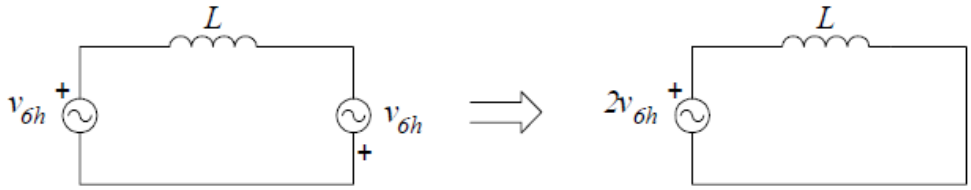


Figura 146
6ª armónica presente en un rectificador doble puente de diodos.

Para determinar el voltaje armónico se utiliza la Fig.1.11,

$$V_{dc} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} = 1.35 \cdot v_{LL} = 1.35 \cdot 380 = 514.8[V]$$

Considerando α = 30º y que el voltaje máximo dc es de 514.8 [V] se obtiene,

$$V_{6h,\max} = K \cdot V_{dc,nom} = 0.17 \cdot 514.8 = 87.5[V], \qquad V_{6h,rms} = \frac{87.5}{\sqrt{2}} = 61.9[V]$$

La frecuencia de la 6ª armónica es:

$$f_{6h} = 6 \cdot f_{in} = 6 \cdot 50 = 300[Hz]$$

y se planteó que el reactor debe permitir circular corrientes armónicas de hasta un 5% de la Idc que circula por el reactor que es 5[kA], esto es:

$$i_{6h} = 5\% \quad de \quad 5000[A] \Rightarrow 250[A]$$

y del circuito equivalente

$$V = w \cdot L \cdot i \;\; ó \;\; 2 \cdot V_{6h,rms} = wL \cdot i_{6h}$$

$$L = \frac{2 \cdot V_{6h,rms}}{w \cdot i} = \frac{2 \cdot V_{6h,rms}}{2 \cdot \pi \cdot f_{6h} \cdot i} = \frac{2 \cdot 61.9}{2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 250} = 262.7[\mu H]$$

1.2.3 Efectos de la contaminación por armónicos en los sistemas eléctricos

Los convertidores estáticos son por naturaleza sistemas no lineales, ya que poseen “interruptores electrónicos” que hacen que la relación entre el voltaje y la corriente no sea lineal. Esto produce la generación de corrientes no senoidales en un rectificador. La generación de armónicos es una de las características principales de una carga no lineal.

La circulación de corrientes de frecuencias múltiplos de la fundamental en el sistema eléctrico (p.ej. 250, 350, 550, 650 Hz) provocan una distorsión del voltaje del sistema de distribución industrial, estas perturbaciones del sistema eléctrico relacionadas con la distorsión armónica, pueden medirse por el índice de distorsión total

Otro aspecto importante es el hecho que los rectificadores operan generalmente con ángulos de control de fase entre 30º y 60º, donde presentan el mayor consumo de potencia reactiva. En consecuencia, operan con un bajo factor de potencia, lo que hace que el consumo de reactivos de toda la planta sea elevado.

El factor de potencia de un usuario y su regulación de voltaje se encuentran fuertemente relacionados. En efecto, un sistema que opera con un bajo factor de potencia está sub-utilizando sus componentes de transmisión y distribución, es decir, líneas y transformadores y está generando una gran cantidad de pérdidas. Además, este sistema se encuentra consumiendo una corriente mayor a la mínima necesaria del factor de potencia unitario. Luego el sistema se encuentra innecesariamente sobrecargado, con el consecuente perjuicio en la regulación de voltaje. Un sistema con un elevado consumo de reactivos implica una mala regulación de voltaje y baja eficiencia del sistema de distribución

Estos filtros pueden ser de operación fija, sin embargo, para obtener una buena regulación de voltaje se requiere utilizar bancos de filtros de conexión automatizada. Estos bancos son conectados y desconectados según los requerimientos de la carga por un controlador de reactivos. Naturalmente, esta solución es costosa al requerirse equipo de maniobra para un número de secciones de filtro de acuerdo a la máxima potencia que permite el sistema de distribución para que el transiente de voltaje durante el inrush de corriente sea tolerable. Esto significa para filtros de rectificación de altas corrientes 3 a 4 secciones de condensadores sintonizados.

Los condensadores conectados en un sistema de potencia industrial y las inductancias del sistema (transformadores y líneas) generan un circuito LC, el cual posee una cierta frecuencia de oscilación natural o de resonancia. Si las cargas del sistema inyectan una corriente con una componente armónica en la frecuencia de oscilación natural del circuito LC, este la amplificará. Esta amplificación de corrientes armónicas produce tanto sobrevoltajes como sobrecorrientes elevadas, sometiendo a todo el SPI a un stress elevado y provocando graves fallas en los equipos.

Para solucionar el problema de un bajo factor de potencia y de resonancia, los rectificadores operan con bancos de filtros pasivos del tipo sintonizados, los cuales proporcionan los reactivos requeridos por el control de fase y evitan posibles resonancias con las corrientes armónicas producidas por los convertidores.

1.2.4 Sistemas de enfriamiento de rectificadores

Los rectificadores de altas potencias fabricados con semiconductores, en especial con diodos y tiristores deben ser capaces de soportar, conducir y conmutar corrientes de muy alto amperaje, las cuales generan pérdidas de potencia en forma de calor, esto provoca aumentos de temperatura dentro del semiconductor, la cual debe ser soportada por estos dispositivos. Sin embargo, el incremento de temperatura debido a la conmutación de altas corrientes va generando un incremento paulatino de la temperatura que puede derivar en la destrucción del dispositivo, por esta razón se hace necesario controlar la temperatura y mantenerla dentro de los márgenes de seguridad, para garantizar la integridad de los componentes, en buen funcionamiento de los equipos rectificadores y prolongar su vida útil.

Por lo anteriormente descrito es muy importante mantener la temperatura del cristal controlada, aún en las condiciones más desfavorables, como es a máximas disipación de potencia y máxima temperatura del medio ambiente. Para lo cual se usan sistemas de disipación de calor y/o sistemas de refrigeración forzada de los dispositivos semiconductores.

A continuación se presenta el esquema general de un sistema de refrigeración forzada típico usado en conversores de potencia.

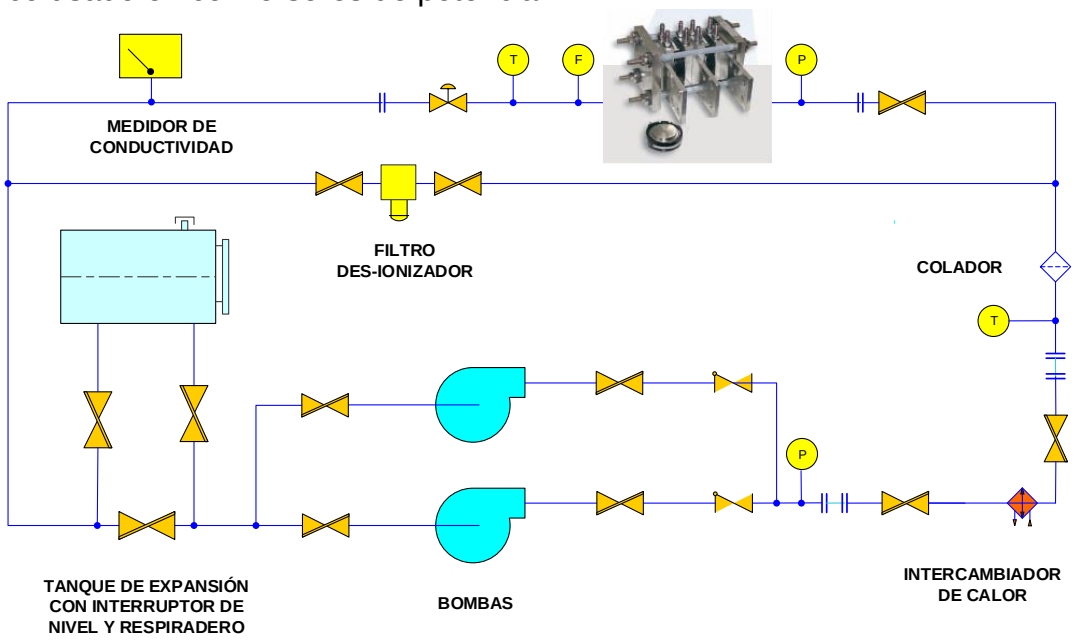


Figura 147
Sistema de enfriamiento por agua de un rectificador o inversor de potencia

La Figura muestra el circuito de refrigeración de un inversor de potencia, refrigerado por agua, en el cual se pueden apreciar los diferentes componentes que intervienen en el proceso de enfriamiento. En caso de un sistema trifásico, existirá un circuito de refrigeración por cada pierna del rectificador o inversor.

El sistema de refrigeración consta de un estanque de almacenamiento del líquido refrigerante (agua, que puede contener aditivos) un sistema de válvulas que permiten el flujo desde el estanque a las bombas impulsoras (normalmente una stand by) a la salida de éstas existe un medidor de presión y un intercambiador de calor que enfria el agua, si ésta no tiene la temperatura adecuada. A continuación se puede apreciar un medidor de temperatura y un colador o filtro para atajar las posibles impurezas. La presión también es medida a la entrada de los dispositivos refrigerantes adosados a cada tiristor o diodo. A la salida de estos se mide el tanto el flujo, como la temperatura del agua, además de la conductividad.

Este sistema es el más seguro y confiable para mantener la temperatura de operación de los semiconductores, dentro de los rangos deseados, toda vez que es un sistema de control automático que está censando permanentes las diversas variables y ajustándolas al valor de operación previamente establecido (seteo)

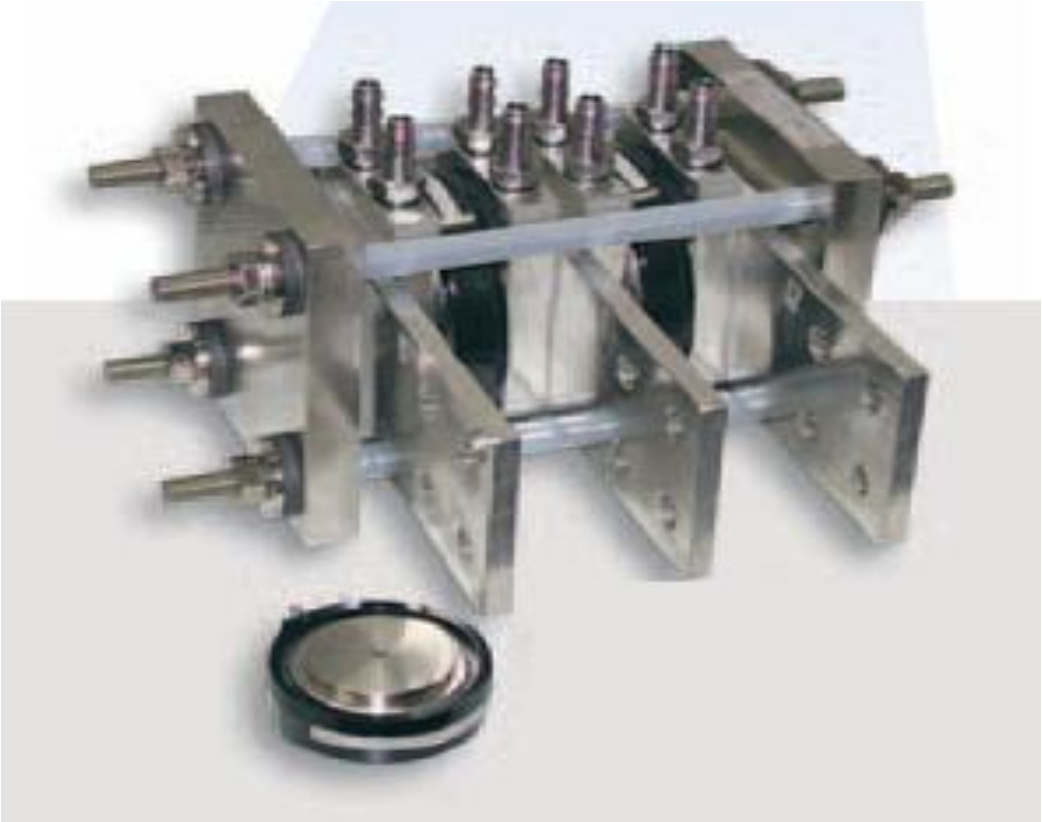


Figura 148
Unidad de enfriamiento y disipador de calor usados en conversores de potencia con SCR.

El SCR (1600 A) y su fusible son ensamblados entremedio de la unidad de enfriamiento y el disipador de calor común. La presión aplicada al SCR debe ser medida con un indicador de torque. Esta presión debe ser 6500 +/- 500 Lbs. La corriente alterna de entrada es rectificada de tal manera de proveer 12 pulsos con una corriente de salida continua regulada. Los dos rectificadores de seis pulsos están conectados en paralelo para producir una salida de 19000 A a 275 VCC

1.2.5 Intercambiadores de calor

Al circular corrientes por los dispositivos y conmutar entre corte y saturación se producen pérdidas de potencia en forma de calor en el dispositivo. Si este calor no es extraído del interior del dispositivo, provocará una subida de la temperatura del semiconductor.
La temperatura en el cristal de silicio no puede superar un valor máximo, (normalmente *Tjmax*=125ºC), ya que:

- Empeoran las características funcionales del dispositivo.
- La vida media esperada disminuye al aumentar la temperatura.

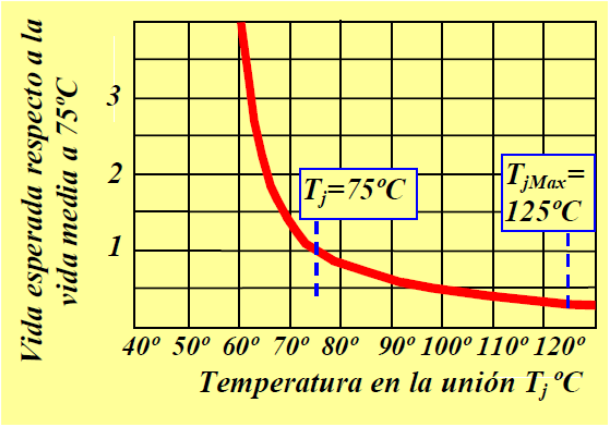


Figura 149

En la gráfica puede observarse que un dispositivo funcionando a 75ºC durará unas cuatro veces más que si trabaja a su temperatura máxima, por tanto es muy importante mantener la temperatura del cristal controlada, aún en las condiciones más desfavorables (Máximas disipación de potencia y temperatura del medio ambiente)

Para lograr controlar la temperatura se deben tomar las siguientes Acciones:

- Debe limitarse la potencia disipada en el dispositivo (pérdidas):
- Usar dispositivos con menor caída en conducción.
- Limitar la corriente máxima por el dispositivo.
- Usar técnicas que minimicen las pérdidas en conmutación.
- bien facilitar la evacuación del calor generado hacia el medio ambiente

(supuesto como un sumidero de calor infinito) empleando alguna de las siguientes técnicas:

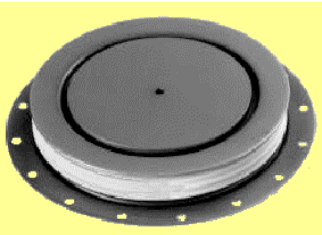


Figura 150
Ejemplo de Encapsulado: IGCT

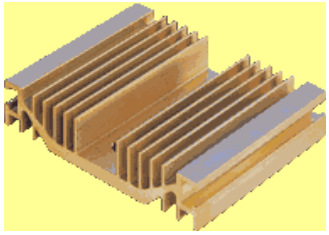


Figura 151
Disipador de Aluminio Extrusionado

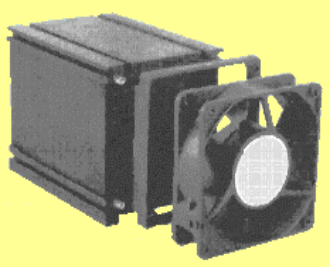


Figura 152
Disipador de Aluminio con ventilador

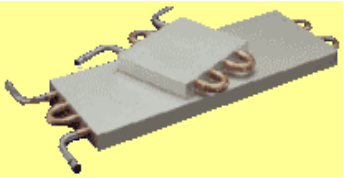


Figura 153
Dos refrigeradores por agua

Mecanismos de Transferencia de calor.
Convección

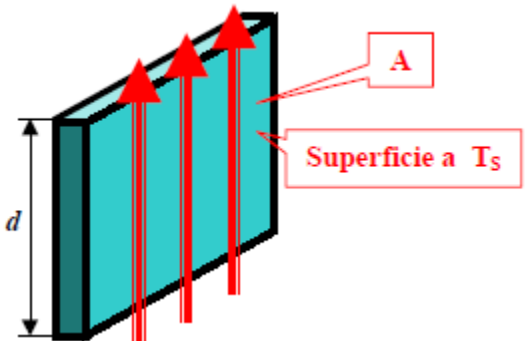


Figura 154
Flujo de aire a $_{Ta}$

El mecanismo de convección del calor ocurre entre un sólido y el fluido con el que está en contacto. Las capas del fluido más próximas se calientan y crean un flujo (convección natural) o mediante un ventilador o bomba se establece un flujo (convección forzada)

La transferencia de calor por Convección (natural, en el aire) se puede estimar por:

$$P_{conv} = 1.34 \cdot A(\Delta T)^{1.25} / d^{0.25}$$

Dónde:
• P_{conv} es la potencia transferida por el mecanismo de convección desde el disipador hacia el ambiente *(W).*
• A es el área de la superficie vertical *(m^2).*
• *d* es la altura vertical del área de la superficie *A (m).*
• ΔT es el incremento de temperatura entre el fluido y la superficie *(ºC).*
La resistencia térmica equivalente será por tanto:

$$R_{\theta sa,conv} = \frac{1}{1.34A}\left(\frac{d}{dt}\right)^{1/2}$$

En algunos manuales se suele aproximar por: $P_{conv}=h\ A\ \Delta T$

Sistema Empleado		h ($W m^{-2}\ ºK^{-1}$)
Convección Natural	Gases	2-25
	Líquidos	50-1.000
Convección Forzada	Gases	25-250
	Líquidos	50-20.000
Convección con Cambio de Fase	Líquido+Gas (Evaporación y Condensación)	2.500-100.000

Radiación

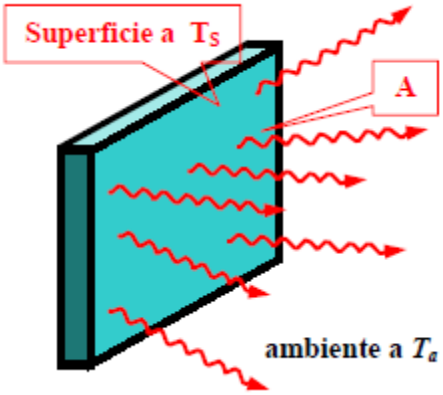


Figura 155

El mecanismo de radiación consiste en la emisión por una superficie de energía en forma de radiación electromagnética (infrarrojos), por tanto no necesita un medio material para producirse.
La transferencia de calor por Radiación se rige por la ley de Stefan Boltzmann:

$$P_{rad} = \sigma E A \cdot (T_s^4 - T_a^4)$$

Dónde:
• P_{rad} es la potencia transferida entre la superficie del disipador y el ambiente *(W).*
• ***E*** es la emisividad de la superficie del disipador. Esta constante depende del tipo de material. Para objetos oscuros, como el aluminio pintado de negro utilizado en radiadores es 0.9.
• ***A*** es el área de la superficie *(m^2).*
• ***Ts*** es la temperatura de la superficie expresada en grados Kelvin.
• $\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8}\ W\ m^{-2}\ ºK^{-4}$ es la constante de Stefan Boltzmann

La resistencia térmica equivalente será por tanto:

$$R_{\theta sa,conv} = \frac{\Delta T}{5.7x10^{-8} EA \cdot (T_s^4 - T_a^5)}$$

Al instalar radiadores, se debe tener en cuenta que si se colocan próximos a otros objetos más calientes absorberán más energía que la que emitan por radiación.

Conducción

En un material conductor del calor, el flujo de calor va desde los puntos más calientes del material hacia los más fríos.

Según la ley de Fourier, la evacuación de calor por conducción se puede aproximar suponiendo que el material que conduce el calor presenta una resistencia térmica independiente de la temperatura y de la cantidad de calor evacuada:

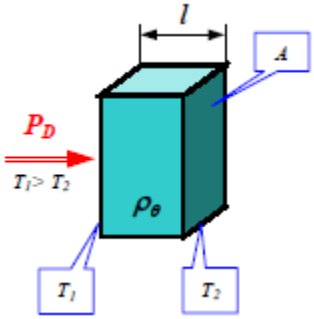


Figura 156

$$R_\theta = \frac{\Delta T}{Q} = \frac{\Delta T}{P_D}\left(\frac{ºC}{W}\right)$$

con $Q = \frac{\partial Q}{\partial t} = P_D$ y $R_\theta = \frac{\rho_\theta \cdot l}{A}$

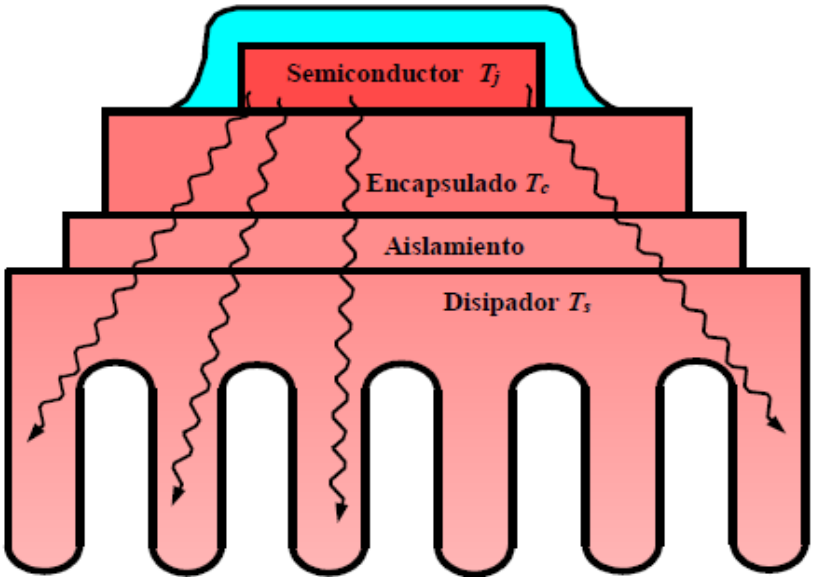
Dónde:

- ρ_θ es la resistividad térmica del material *(ºCm/W).*
- ***l*** es la longitud *(m).*
- ***A*** es el área *(m^2)*.
- ***P_D*** es la potencia disipada *(W).*
- ***R_θ*** es la resistencia térmica del trozo de material *(ºC/W).*

Material	ρ_θ (ºC*cm/W)
Diamante	0.02 - 0.1
Cobre	0.3
Aluminio	0.5
Estaño	2.0
Grasa térmica	130
Mica	150
Mylar	400
Aire en calma	3000

Figura 157
Comparación de la Resistividad Térmica de Algunos Materiales Típicos

Modelo Térmico Estático



Temperatura Ambiente *Ta*

Figura 158
Modelo Multicapa de un Semiconductor Montado sobre un Disipador para analizar la Transferencia de calor desde el Silicio hacia el Ambiente

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}$$

Dónde:

• $R_{\theta jc}$ es la resistencia térmica debido a mecanismos de transferencia de calor por conducción entre el silicio y el encapsulado del dispositivo.

• $R_{\theta cs}$ es la resistencia térmica debido a mecanismos de transferencia de calor por conducción entre el encapsulado del dispositivo y el disipador.

• $R_{\theta sa}$ es la resistencia térmica debido a mecanismos de transferencia de calor por convección y radiación entre el disipador y el ambiente.

Estos mecanismos, aunque más complejos, se pueden modelar de forma aproximada mediante una resistencia térmica y serán estudiados posteriormente.

Se puede hacer una analogía con los circuitos eléctricos:

Magnitud Eléctrica	Magnitud Térmica
Diferencia de Potenciales	Diferencia de Temperaturas
Intensidad	Potencia
Resistencia Eléctrica	Resistencia Térmica

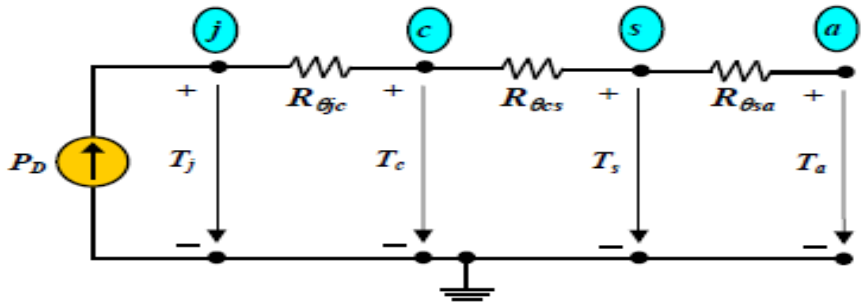


Figura 159

Circuito Equivalente Basado en Resistencias Térmicas $T_j = P_D\ (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a$
dónde:
• $\boldsymbol{T_j}$ es la temperatura de la unión del semiconductor.
• ***Ta*** es la temperatura ambiente del medio exterior.
Estos cálculos no son exactos, debido a que las resistencias térmicas varían con:

- La Temperatura.
- Contacto térmico entre cápsula y radiador (Montaje).
- Dispersiones de fabricación.
- Efectos transitorios.

Modelo Térmico Dinámico

Hasta ahora se ha estudiado el funcionamiento en situaciones estacionarias.
Vamos a considerar otros casos:

- Arranque de un sistema ⇒ Potencia constante pero temperatura subiendo.
- Funcionamiento con cargas pulsantes ⇒ Potencia variable, pero la temperatura puede considerarse constante (o no).

La temperatura que alcanza un material al que se aplica una cantidad de calor depende de su calor específico definido como:

La energía requerida para elevar la temperatura de un material un grado centígrado una unidad de masa de dicho material

La masa del material hace de “almacenamiento” de energía, modificando la temperatura con una determinada dinámica.

En la analogía con los circuitos eléctricos el producto **masa x calor específico** sería la capacidad de un condensador, ya que:

$$\Delta T = (M \cdot C_e)\Delta Q = C_\Theta \Delta Q$$

$$\frac{\partial T}{\partial t} = C_\theta \frac{\partial Q}{\partial t} = C_\theta P_D \quad \Leftrightarrow \quad \frac{\partial V}{\partial t} = C \cdot I_C$$

Dónde:

- ***Ce*** es el calor específico del material (W ºC^{-1} Kg^{-1})
- *M* es la masa del material (Kg)
- C_θ es la capacidad térmica equivalente (W ºC^{-1})

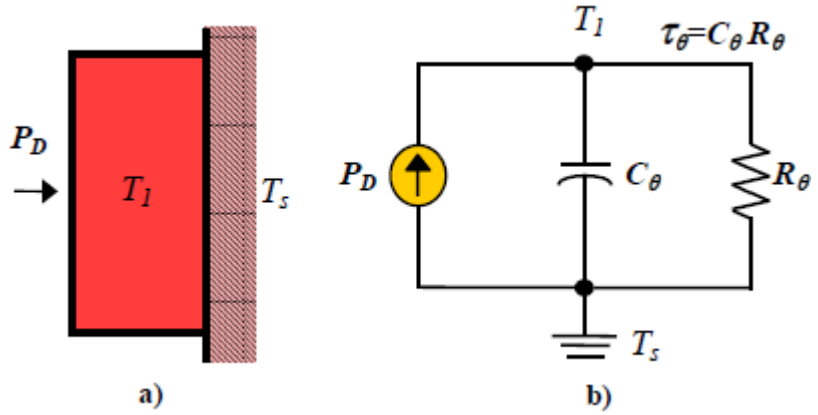


Figura 160

a) Sistema Térmico Simple Consistente en una Masa a Temperatura inicial T_S a la cual se le suministra un escalón de potencia P_D, estando en contacto con un Disipador a Temperatura T_S. La temperatura final alcanzada es T_1 .

b) Modelo equivalente eléctrico utilizado para modelar comportamientos transitorios de un sistema térmico.

La evolución en el tiempo de la temperatura cuando se aplica un cambio brusco (escalón) de la potencia disipada será:

$$T_1(t) - T_S = P_D R_\theta (1 - e^{-t/\tau_\theta})$$

En régimen permanente coincide con lo estudiado anteriormente para el caso estático:

$$T_1(t = \infty) - T_S = P_D R_\theta$$

Para una masa de cierto tamaño se tendrá una distribución continua de temperaturas. Para calcular la evolución de la temperatura se aproxima el material en varios trozos en los que se supone que la temperatura es constante:

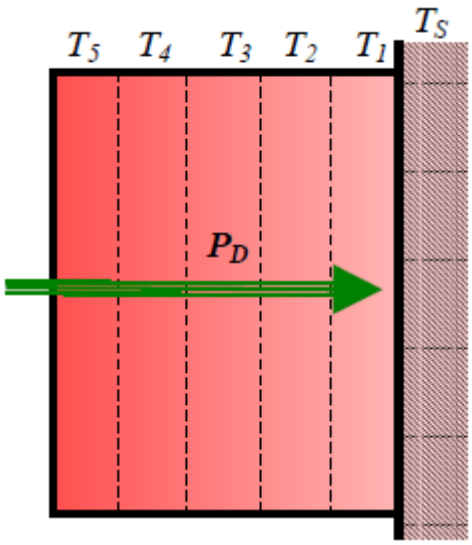
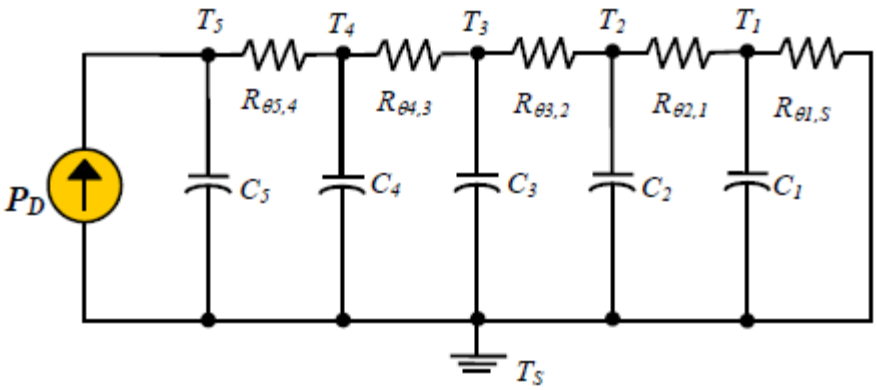


Figura 161

a) Sistema térmico aproximado por cinco trozos.

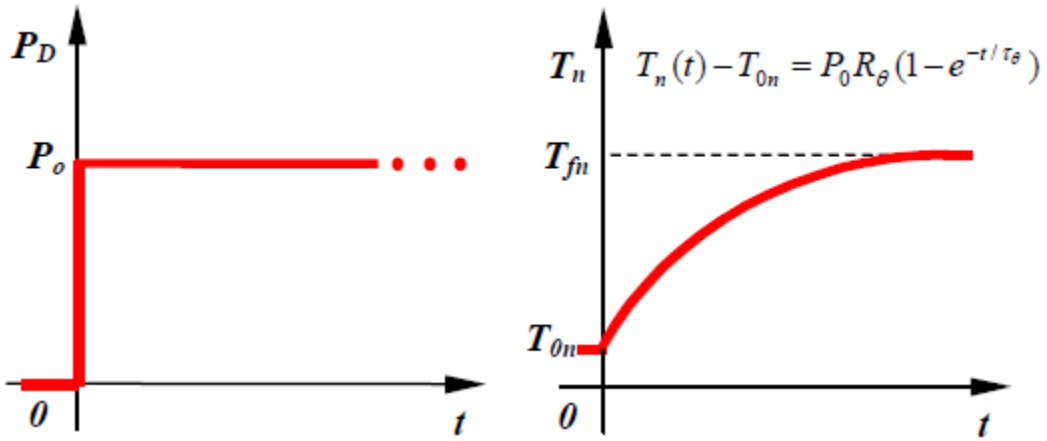


b) Modelo Eléctrico Equivalente

Figura 162

La temperatura final en un nodo debe coincidir con la obtenida con el modelo estático

Respuesta de la Temperatura de un material ante un escalón de potencia:



a) Escalón de Potencia b) Evolución de la Temperatura en el trozo n

Figura 163
Respuesta Transitoria de la Temperatura en el Nodo *n* Frente a un Cambio en escalón en la Potencia Disipada.

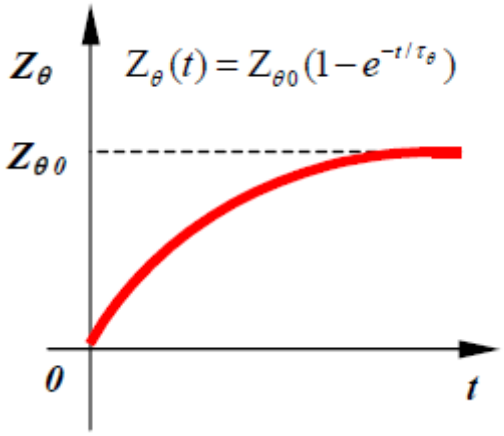


Figura 164

Definimos la impedancia transitoria como:

$$Z_0(t) = \frac{T(t) - T_{n0}}{P_0} = \frac{\Delta T(t)}{P_0}$$

Cálculo de la Temperatura de la Unión en Situaciones Transitorias

Los fabricantes suelen dar curvas en las que se representa la impedancia térmica transitoria para un dispositivo al que se aplica una potencia disipada tipo escalón u ondas cuadradas periódicas, por ejemplo:

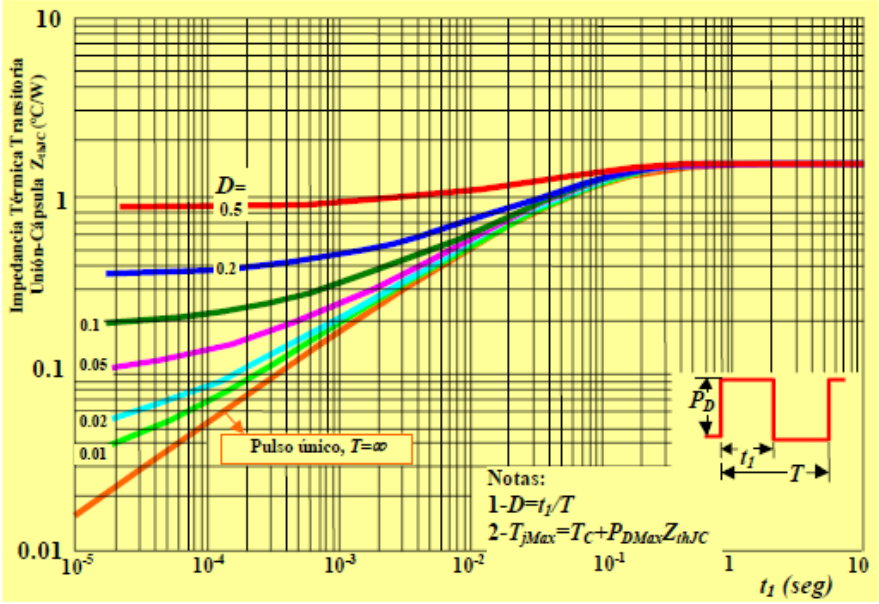


Figura 165
Curvas de la Impedancia Térmica Transitoria del transistor *MOSFET* IRF 330 donde la Impedancia Térmica Transitoria está parametrizada en función del ciclo de trabajo del *MOSFET*

Puede observarse que para valores altos de *D* y bajos de t_1 (=altas frecuencias), las curvas se vuelven horizontales, es decir, la inercia térmica hace que la temperatura de la unión no varíe y por tanto estas curvas no sirven. En general, para frecuencias mayores de *3kHz* es suficiente trabajar con la característica estática.

En otros casos, los fabricantes dan únicamente una curva que representa la impedancia térmica transitoria para una potencia disipada tipo escalón:

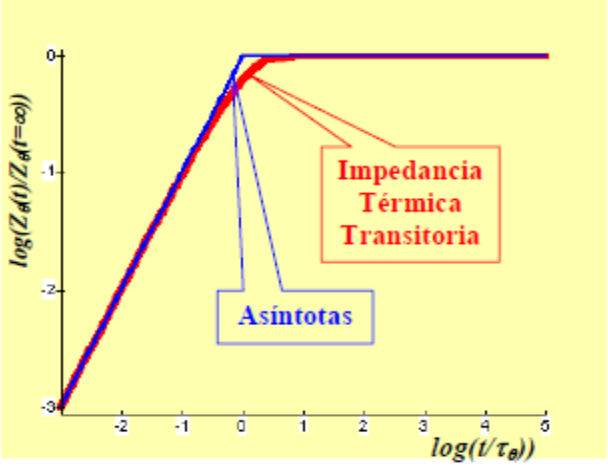


Figura 166
Impedancia Térmica Transitoria de un Dispositivo (incluyendo la curva asintótica).

Para formas de ondas diferentes de escalones y ondas cuadradas, se puede aproximar por ondas de duraciones comparables que inyecten la misma energía (área) que la onda cuadrada, así por ejemplo:

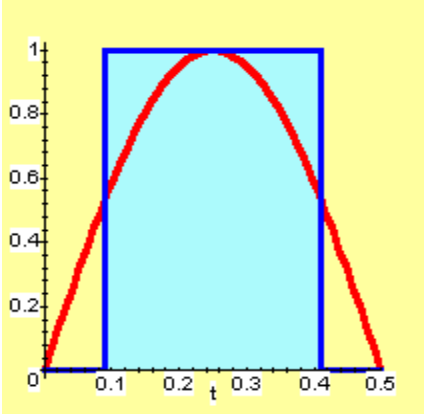


Figura 167

Se hace equivalente un arco de senoide a una onda cuadrada de la misma amplitud y duración 0.318T

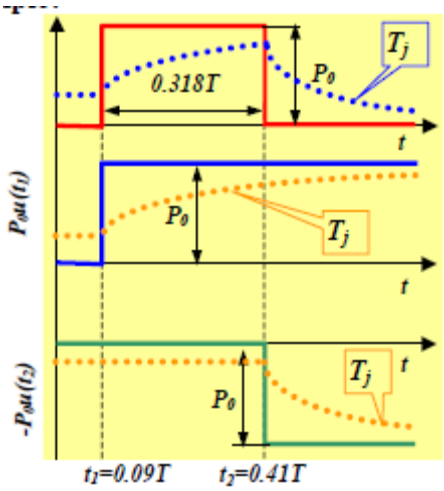


Figura 168

El pulso se descompone en dos escalones: $P(t)=P_{0u}(t_1)-P_{0u}(t_2)=P_0(u(t_1)-u(t_2))$ y la temperatura puede calcularse de: $Tj(t)=T_{j0}+P_0(Z_\theta(t_1)-Z_\theta(t_2))$

Para otros tipos de pulsos se puede generalizar:

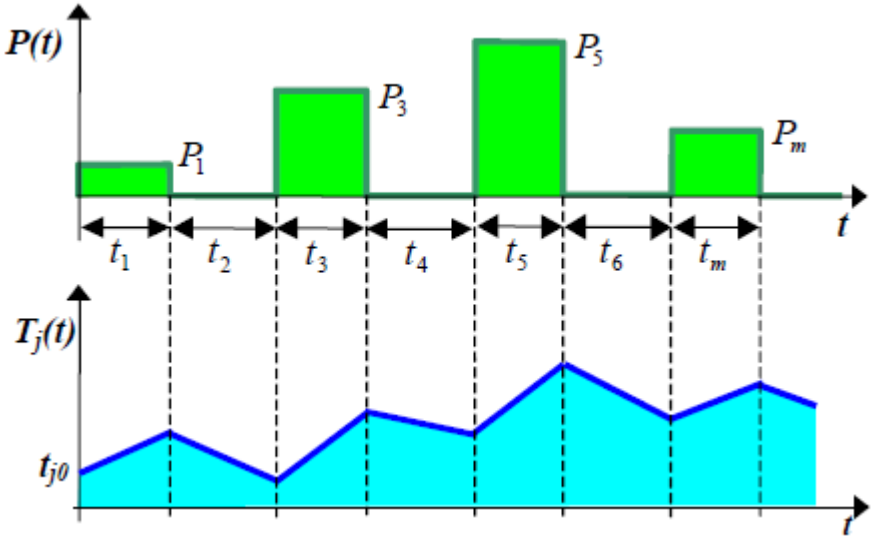


Figura 169

Temperatura de la Unión con Pulsos de Potencia Rectangulares

Llamando $Z_n=Z(t=t_n)$ y teniendo en cuenta que $P_2=P_4=P_6=...=0$, se puede escribir que la temperatura después del pulso m es:

$$T_j(t) = T_{j0} + P_1(Z_1 - Z_2) + P_3(Z_3 - Z_4) + P_5(Z_5 - Z_6) + \cdots = T_{j0} + \sum_{n=1}^{m} P_n(Z_n - Z_{n+1})$$

Para otras formas de ondas, se puede hacer la siguiente aproximación:

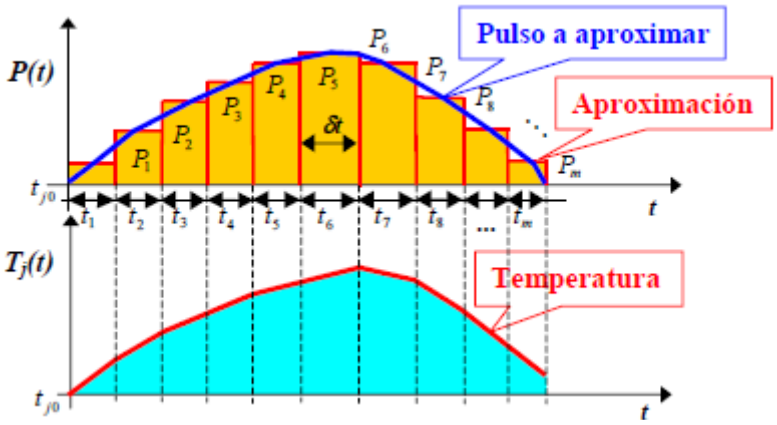


Figura 170

Aproximación de un Pulso de Potencia mediante Pulsos Rectangulares

$$T_j(t) = T_{j0} + P_1 Z_1 + Z_2(P_2 - P_1) + Z_3(P_3 - P_2) + \cdots = T_{j0} + \sum_{n=1}^{m} Z_n(P_n - P_{n+1})$$

ya que la secuencia de pulsos P_i se puede descomponer en una secuencia de pulsos de tipo escalón:

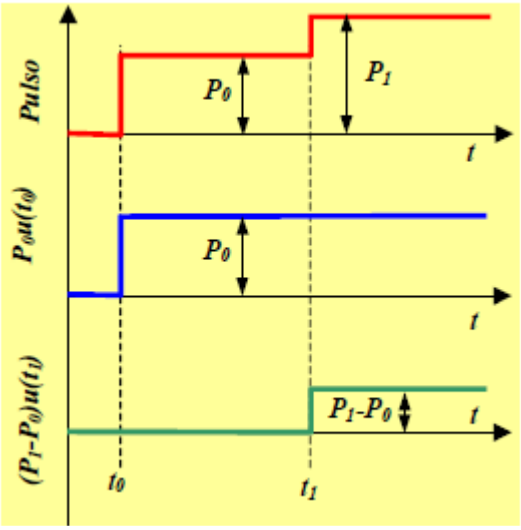


Figura 171

Radiadores

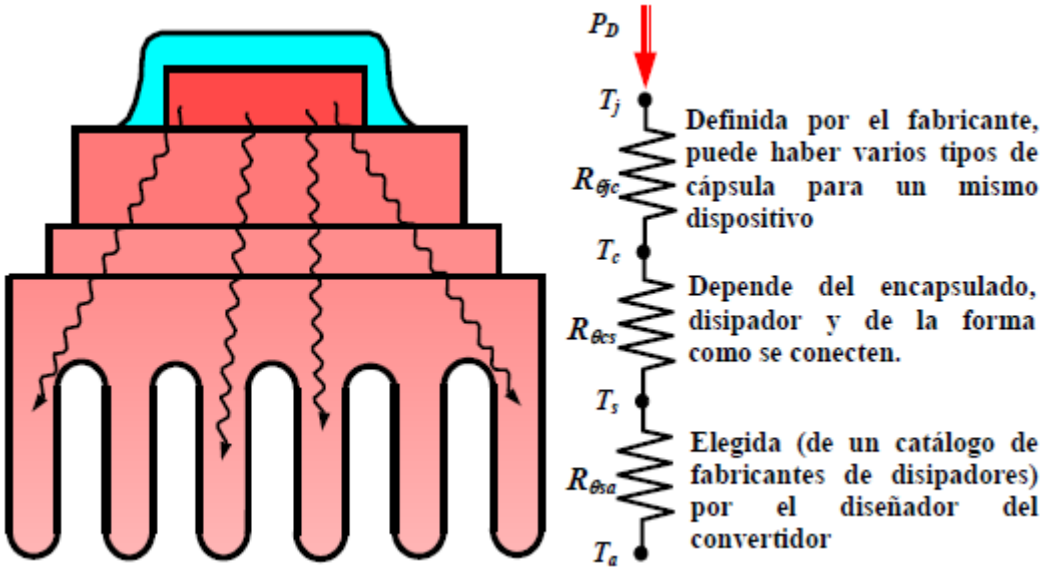


Figura 172

La resistencia $R_{\theta cs}$ depende mucho de la forma como se conecten la cápsula y el disipador, le afecta especialmente el acabado superficial de ambos:

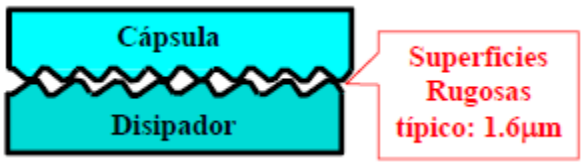


Figura 173

Uso de materiales intermedios "blandos" que llenen los huecos, por ejemplo:
• Mica
• Grasa de Silicona

Figura 174

Uso de tornillos que acerquen las superficies por presión

Convección Forzada

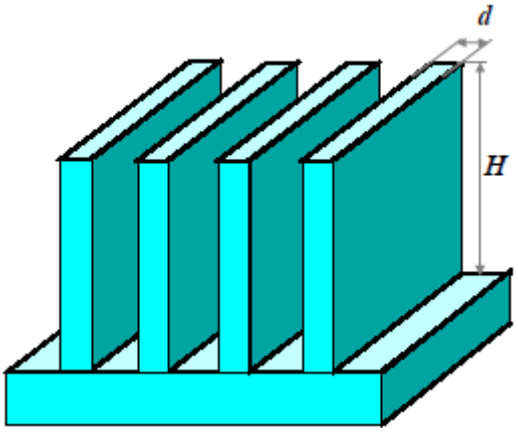


Figura 175

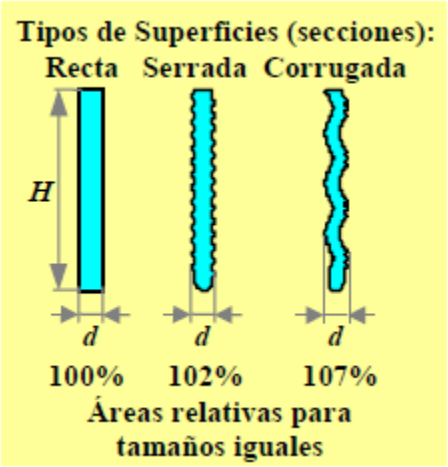


Figura 176

Las secciones de tipo corrugadas se usan en aplicaciones de convección natural porque son más delgadas y permiten una separación mayor entre láminas.

Las secciones de tipo serradas se usan en aplicaciones de convección forzada, ya que aumentan la turbulencia del flujo y por tanto el flujo de calor entre el disipador y el fluido. Las secciones rectas no se recomiendan en aplicaciones de gran potencia debido a su menor capacidad de transferencia de calor.

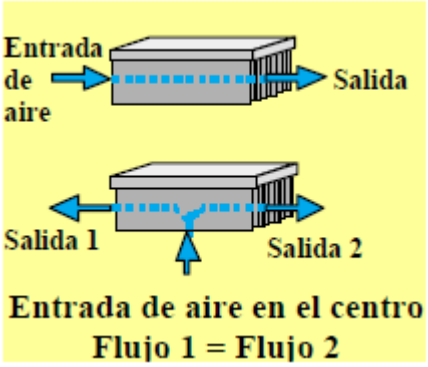


Figura 177

En el segundo caso, al ser la superficie atravesada por el flujo de aire el doble, las pérdidas de presión son la mitad y por tanto se necesita un esfuerzo menor (ventilador de menos potencia) para conseguir el mismo flujo. O bien con el mismo ventilador se puede conseguir una velocidad del aire mayor, bajando la resistencia térmica equivalente.

Curvas dadas por un fabricante:

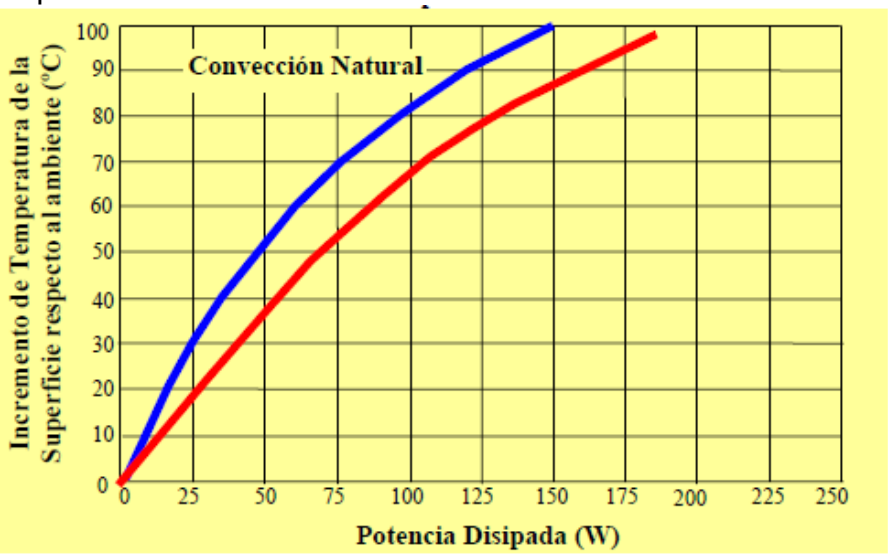


Figura 178

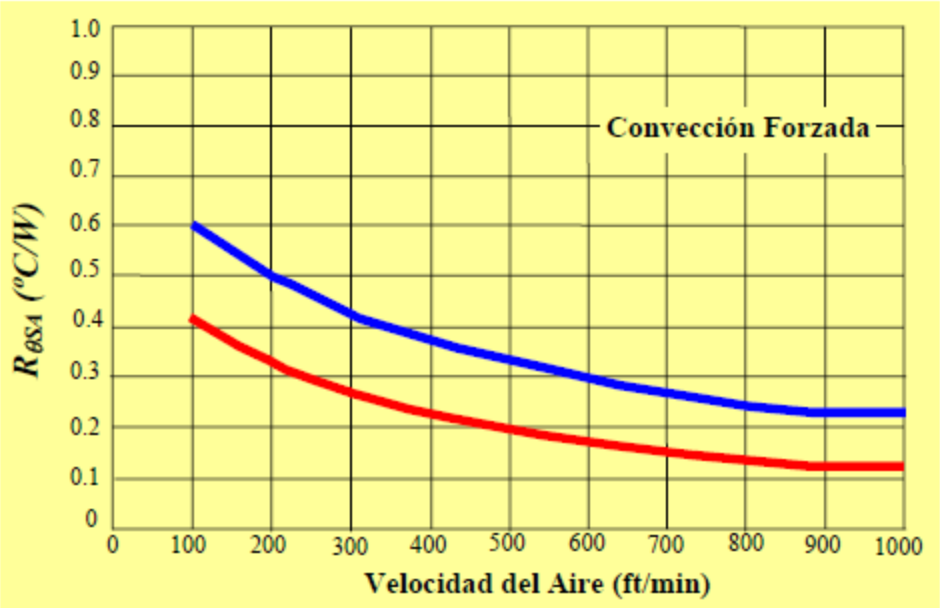


Figura 179

Características de la Resistencia Térmica de dos disipadores comerciales (azul y rojo) con convección natural y forzada.

Cálculo de la Resistencia Térmica

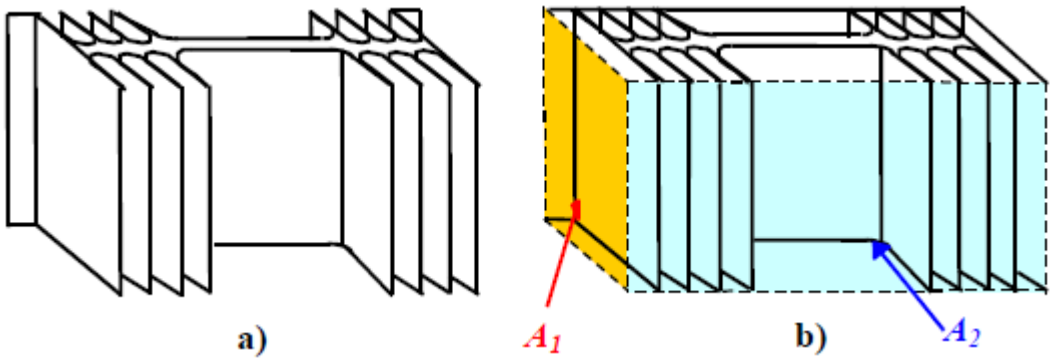


Figura 180

(a) Ejemplo de Disipador. b) Definición de las Áreas Usadas para Calcular la Resistencia Térmica en el Disipador de la Figura por Convección y Radiación.

$A_{con}=2\ A2 + n\ A1$

donde:

• A_1 es la superficie frontal del disipador.

• A_2 es la superficie lateral del disipador.

• *n* es el número de superficies laterales generadas por las aletas que componen el disipador. En el caso del disipador de la Figura *n=16*.

$$R_{\theta sa,conv} = \frac{1}{1.34 A_{con} F_{red}} \frac{d^{1/4}}{\Delta T^{1/4}}$$

donde *d* es el lado vertical de las superficies A_1 o A_2.

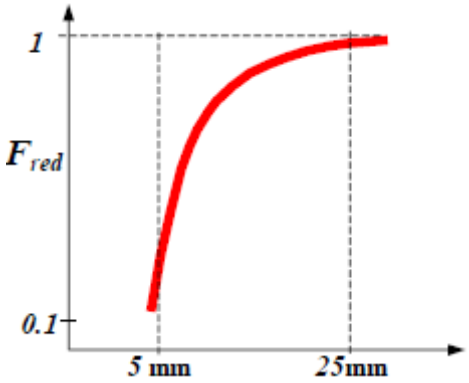


Figura 181

Distancia entre aletas del disipador

F_{red} en Función de la Distancia en mm entre Aletas del Disipador, para Distancias Menores que 25 mm

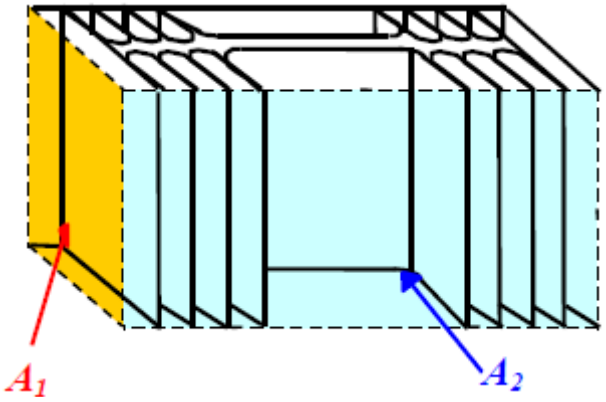


Figura 182

Para calcular la resistencia térmica debida a la radiación:

Arad=2 A1 + 2 A2

Dónde:

• A_1 es la superficie frontal del disipador.

• A_2 es la superficie lateral del disipador.

$$R_{\theta sa,conv} = \frac{\Delta T}{5.7x10^{-8} EA \cdot (T_s^4 - T_a^5)}$$

La Resistencia Térmica del Disipador será la resistencia equivalente a conectar en paralelo las dos resistencias térmicas calculadas anteriormente:

$$R_{\theta sa} = \frac{R_{\theta sa,rad} \cdot R_{\theta sa,conv}}{R_{\theta sa,rad} + R_{\theta sa,conv}}$$

Refrigeradores por líquidos

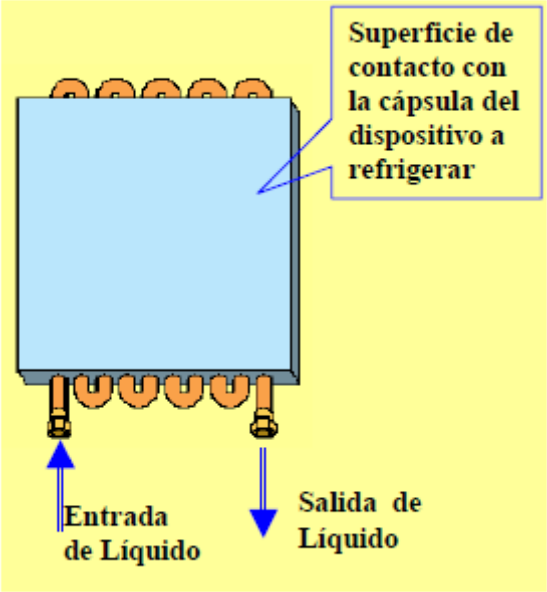


Figura 183

Mediante estos dispositivos, se puede evacuar una gran cantidad de calor con un tamaño de disipador mucho más reducido si se compara con los refrigerados por aire. Normalmente se empleará un circuito cerrado, y se forzará mediante una bomba la circulación del líquido.

Suele utilizarse como líquido refrigerante agua (a veces con aditivos).

El circuito completo será:

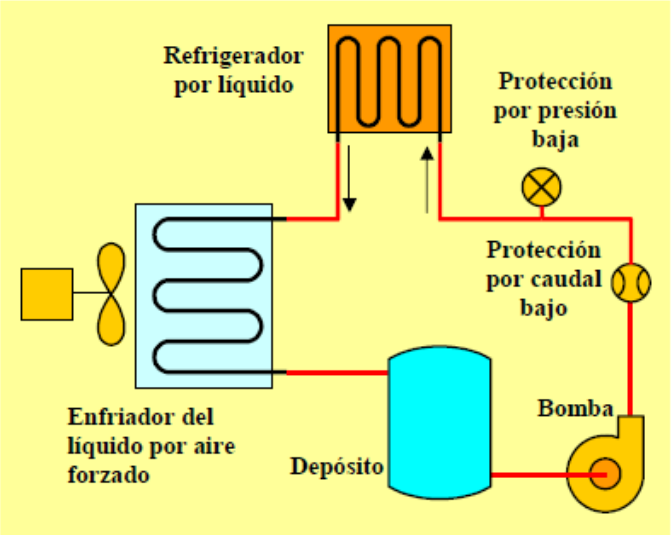


Figura 184

Como se vio al estudiar el mecanismo de convección, si se utiliza un sistema que incluya un líquido que se evapora y condensa, el coeficiente *h* que define la cantidad de calor que se evacua por convección, alcanza un valor muy alto.

Figura 185

1.2.6 Filtros de armónicos

Los sistemas de potencia industrial (SPI) entregan la energía eléctrica a los diversos procesos productivos. Estos procesos contienen tanto equipamiento de control (PLC, PC,

comunicaciones) como equipamiento de fuerza (Convertidores y motores), los cuales requieren de una energía de cierta calidad. Diversos factores afectan la calidad de la energía eléctrica, destacándose entre otros la regulación de voltaje y la distorsión armónica.

Si bien la red eléctrica provee una buena calidad de servicio, debido principalmente a su robustez, existen equipos que permiten aumentarla, ya sea para prevenir fallas dentro del propio sistema de potencia como para evitar multas por sobre pasar las normas. Los filtros sintonizados tienen por finalidad mejorar el factor de potencia en los sistemas de potencia, como además aminorar algunas de las armónicas de corriente que el sistema inyecta a la red de distribución / transmisión.

Regulación de Voltaje, Factor de Potencia y Distorsión

La regulación de voltaje, el factor de potencia y la distorsión armónica son parámetros que indican el buen funcionamiento de un sistema de potencia industrial. Tanto normas como prácticas recomendadas nacionales e internacionales establecen los límites para cada uno de estos. Por ejemplo, el reglamento chileno respecto a la regulación de voltaje establece lo siguiente;

1. En Baja Tensión (BT): Excluyendo períodos con interrupciones de suministro, el valor estadístico de la tensión medido de acuerdo con la norma técnica correspondiente, deberá estar dentro del rango de -7,5% a +7,5% durante el 95% del tiempo de cualquiera semana del año o de siete días consecutivos de medición y registro.

2. En Media Tensión (MT): Excluyendo períodos con interrupciones de suministro, el valor estadístico de la tensión medido de acuerdo con la norma técnica correspondiente, deberá estar dentro del rango -6,0% a +6,0% durante el 95% del tiempo de cualquiera semana del año o de siete días consecutivos de medición y registro.

Como se puede apreciar, tanto normas como reglamentos y prácticas recomendadas regulan el buen funcionamiento de los sistemas de potencia industrial. Luego, es labor de cada usuario mantenerse dentro de los márgenes establecidos de modo de cumplir con las normas vigentes. Los filtros sintonizados son una herramienta poderosa que permiten cumplir con estas normas que se hacen cada vez más exigentes.

Interrelación factor de potencia – regulación de voltaje – distorsión

El factor de potencia de un usuario y su regulación de voltaje se encuentran fuertemente relacionados. En efecto, un sistema que opera con un bajo factor de potencia está sub-utilizando sus componentes de transmisión y distribución, es decir, líneas y transformadores, y está generando una gran cantidad de pérdidas. Además, este sistema se encuentra consumiendo una corriente mayor a la mínima necesaria del factor de potencia unitario. Luego el sistema se encuentra innecesariamente sobrecargado, con el consecuente perjuicio en la regulación de voltaje. Un sistema con un elevado consumo de reactivos implica una mala regulación de voltaje.

La compensación del factor de potencia es una forma sencilla y confiable de disminuir los requerimientos de potencia reactiva de una planta. Esta disminución de potencia reactiva reduce la corriente entregada por el suministro, utilizando en forma eficiente los transformadores y las líneas. Además, tanto la regulación de voltaje como la estabilidad del sistema mejoran.

En los comienzos de la industrialización, las cargas del sistema eléctrico eran todas lineales. En efecto, los motores y los convertidores rotatorios casi no generaban corrientes

armónicas. En un sistema de este tipo era aceptable la utilización de condensadores para la corrección del factor de potencia. Sin embargo, los SPI modernos tienen cada vez un mayor número de cargas no lineales. Los equipos rectificadores y los variadores de frecuencia inyectan al suministro corrientes no lineales con elevado contenido armónico. Luego, la conexión de bancos de condensadores para el mejoramiento del factor de potencia es Inconcebible.

Los condensadores conectados en un sistema de potencia industrial y las inductancias del sistema (transformadores y líneas) generan un circuito LC, el cual posee una cierta frecuencia de oscilación natural o de resonancia. Si las cargas del sistema inyectan una corriente con una componente armónica en la frecuencia de oscilación natural del circuito LC, este la amplificará. Esta amplificación de corrientes armónicas produce tanto sobrevoltajes como sobrecorrientes elevadas, sometiendo a todo el SPI a un stress elevado y provocando graves fallas en los equipos.

Si bien el ingeniero especialista puede diseñar un banco de condensadores específico para cada sistema, de modo que la frecuencia de oscilación natural con los componentes inductivos del sistema no sea perjudicial, este análisis no asegura un correcto funcionamiento de los equipos. En efecto, la simple modificación de los taps de un transformador modifica la frecuencia de oscilación natural. Luego en un SPI en que se conectan y desconectan cargas inductivas (motores y transformadores) la frecuencia de oscilación natural variará de acuerdo al sistema equivalente en cada caso.

Una correcta solución para la compensación del factor de potencia lo entregan los condensadores sintonizados o filtros de armónicas. Estos están conformados por condensadores conectados en serie con un reactor, normalmente de aire. Ambos elementos conforman un circuito LC, con una cierta frecuencia de oscilación natural. El ingeniero especialista diseña y sintoniza el filtro para una cierta frecuencia, la cual es fija y no depende de la operación del resto del sistema. Al mantener la frecuencia de oscilación fija es posible compensar el factor de potencia y filtrar el contenido armónico del sistema. Esto es posible debido a que el filtro se comporta como un condensador para baja frecuencia (50 o 60[Hz]) y como un inductor para frecuencias sobre la de oscilación natural. En la frecuencia de oscilación natural, el filtro se comporta como una impedancia de un valor pequeño.

Otro efecto benéfico de la utilización de filtros sintonizados en vez de bancos de condensadores es el efecto del reactor sobre la corriente de inrush. Al conectar un banco de condenadores desenergizados al sistema eléctrico, se produce un fenómeno similar a un cortocircuito. En efecto, la corriente de inrush es elevada y puede producir problemas en las protecciones del sistema. Otro fenómeno asociado es la producción de Sags en el voltaje lo que puede dañar al equipamiento electrónico, computadores y hacer operar en forma errática los sistemas de protección. Al incluir reactores en serie con los condensadores esta corriente de inrush se reduce. Esto conlleva el beneficio agregado de incrementar la vida útil de los propios condensadores. Consecuentemente, se mejora el factor de potencia sin comprometer la estabilidad del sistema y su confiabilidad operacional.

Ejemplo de compensación de factor de potencia

Un sistema de potencia requiere compensar potencia reactiva en forma variable entre 5 y 25 MVA de acuerdo a las variaciones de carga. El sistema tiene solamente cargas inductivas conectadas y, por lo tanto, no presenta ninguna resonancia. Entre las cargas principales del sistema existen rectificadores de potencia que inyectan armónicas. Al modificar este sistema mediante la inclusión de condensadores o filtros sintonizados se pueden producir resonancias que generan sobrecorrientes y sobretensiones.

Sistema con condensadores

Ya que las posibles resonancias varían según la potencia de los bancos de condensadores conectados se realizan los estudios para bancos de condensadores de 5, 10, 15, 20 y 25 MVA. Las siguientes Figura muestran como varía la impedancia armónica de la barra principal al variar la potencia de los condensadores conectada a ella.

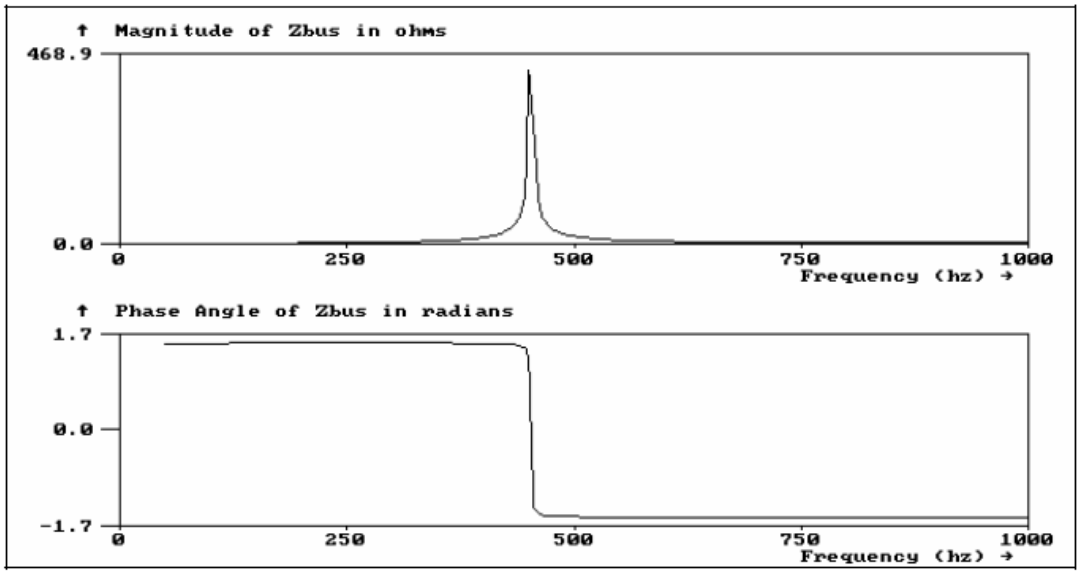


Figura 186

Impedancia armónica con 5MVAr de condensadores.

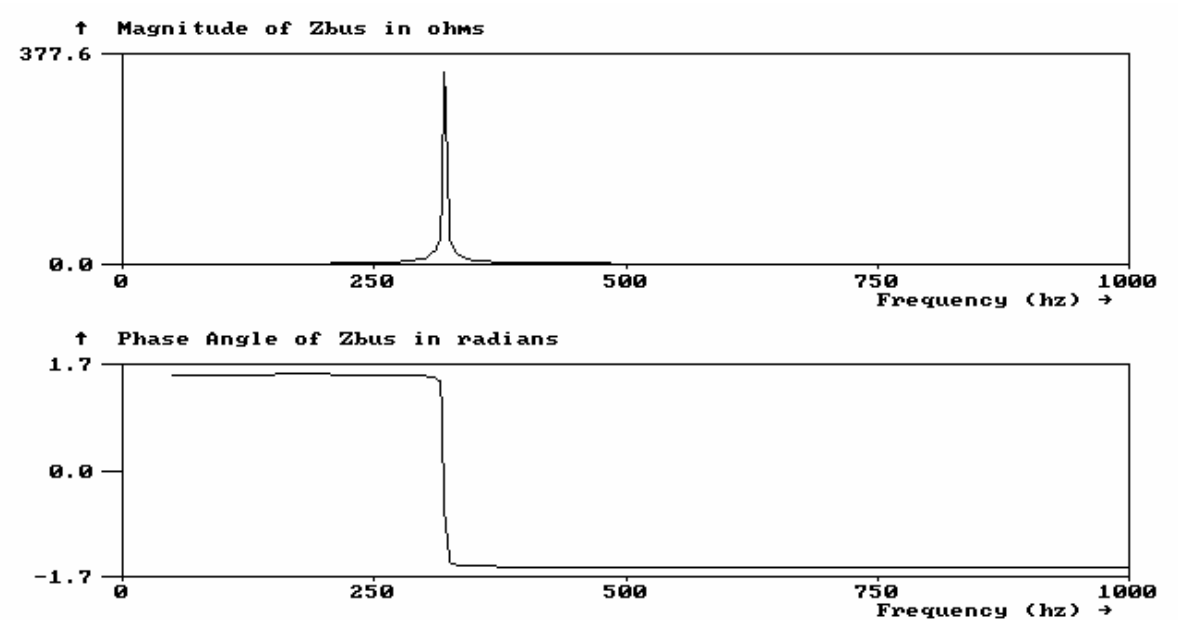


Figura 187

Impedancia armónica con 10MVAr de condensadores.

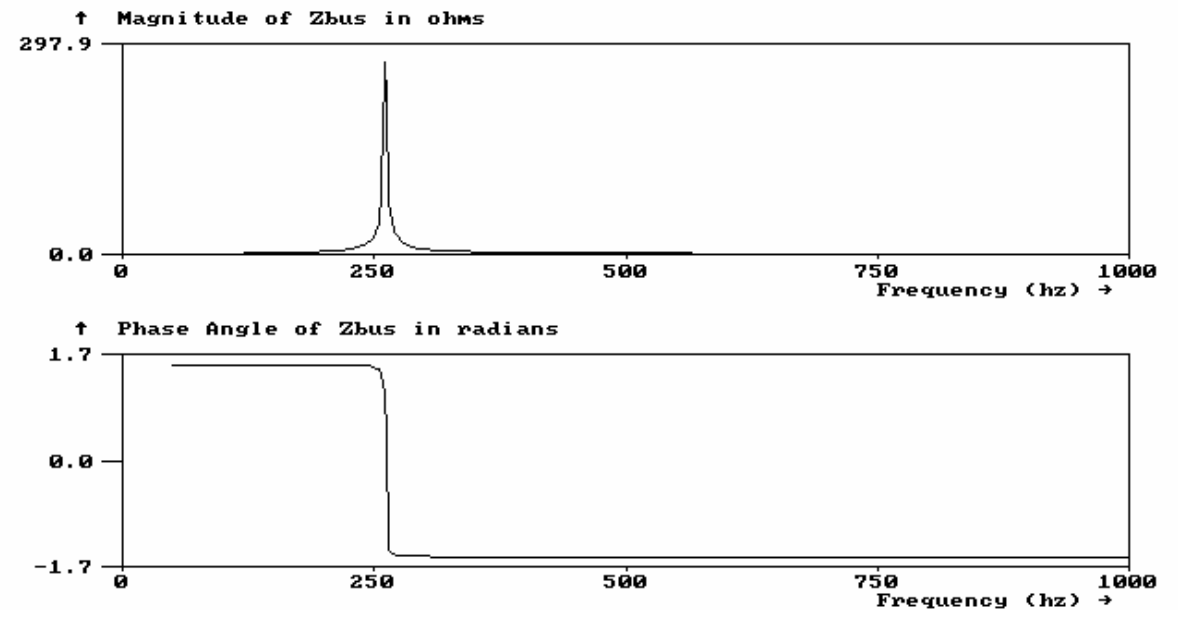


Figura 188

Impedancia armónica con 15MVAr de condensadores.

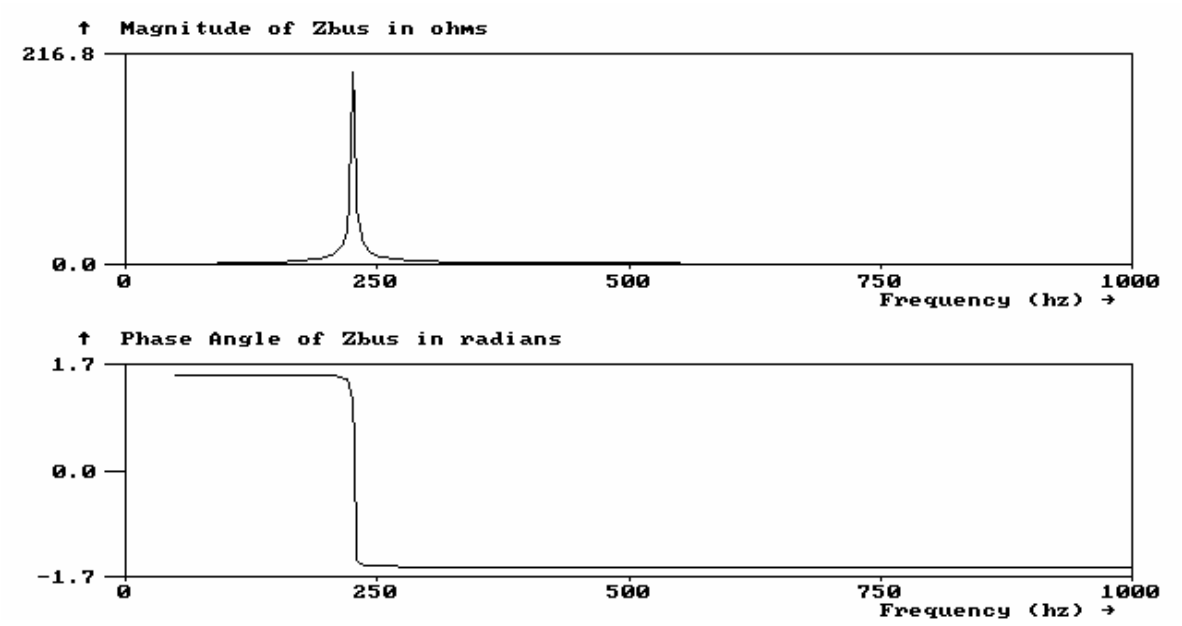


Figura 189

Impedancia armónica con 20MVAr de condensadores.

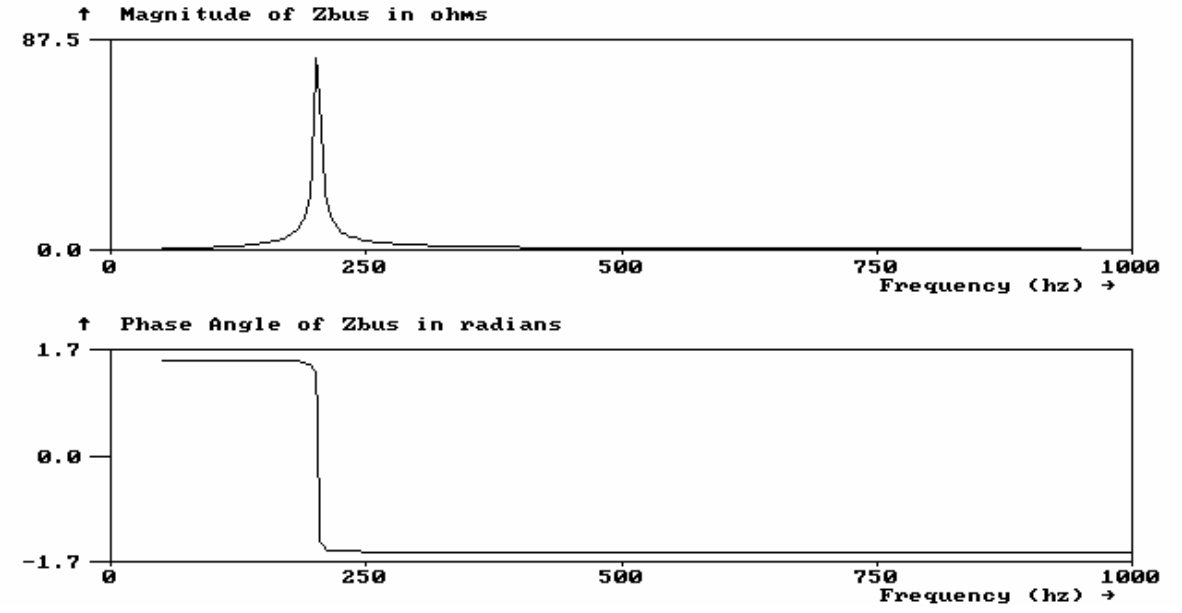


Figura 190

Impedancia armónica con 25MVAr de condensadores

Las Figuras anteriores muestran la alta posibilidad de resonancia del sistema al conectar bancos de condensadores. Esto se debe al aumento de la impedancia armónica en las frecuencias de inyección de corrientes armónicas (250[Hz] 350[Hz] 550[Hz] 650[Hz]). Luego ya que existe una elevada posibilidad de que se produzcan

resonancias en el sistema al compensar el factor de potencia con condensadores, no se recomienda el uso de estos.

Sistema con filtros de armónicas

Ya que las posibles resonancias varían según los filtros conectados, se calcula la impedancia armónica al conectar los filtros de 5ª, 5ª 7ª, 5ª 7ª 11ª y 5ª 7ª 11ª 13ª armónicas.

Las siguientes Figura muestran como varía la impedancia armónica de la barra principal al

variar los esquemas de filtros conectados a ella.

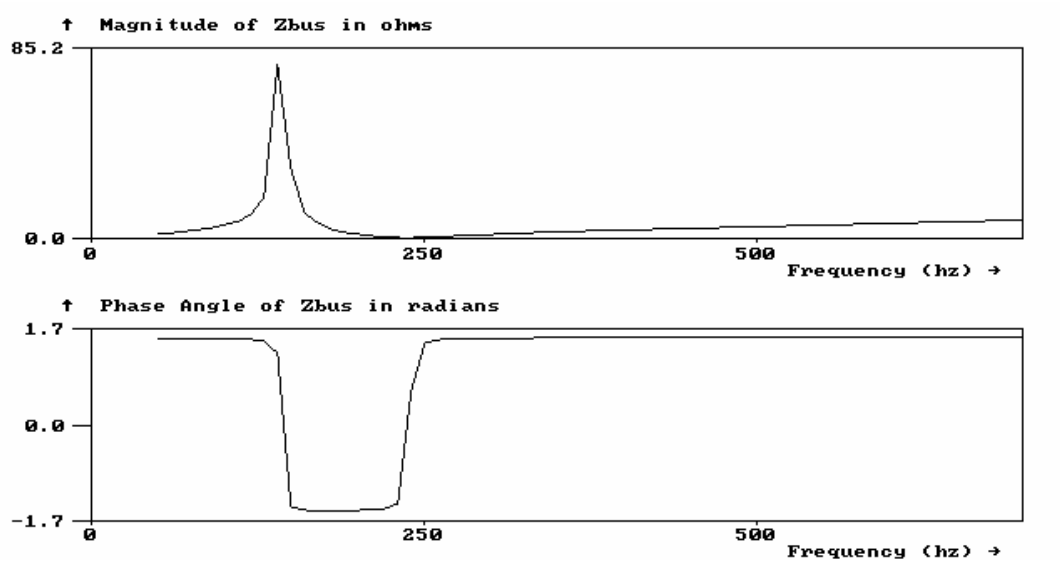


Figura 191

Impedancia al conectar filtro de 5ª armónica.

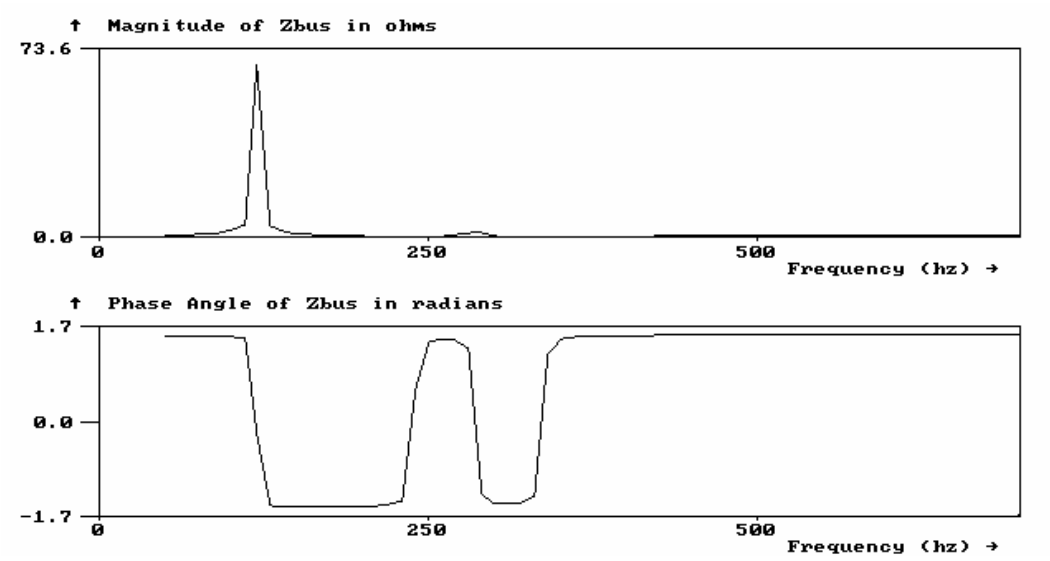


Figura 192

Impedancia al conectar filtros de 5ª y 7ª armónicas.

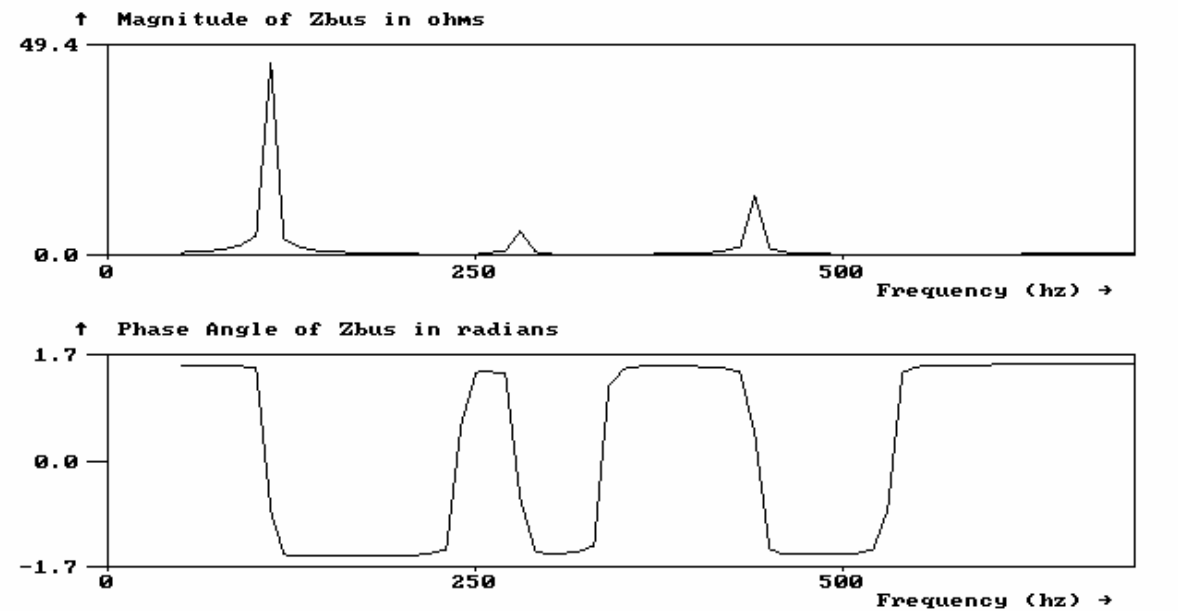


Figura 193

Impedancia al conectar filtros de 5ª, 7ª y 11ª armónicas.

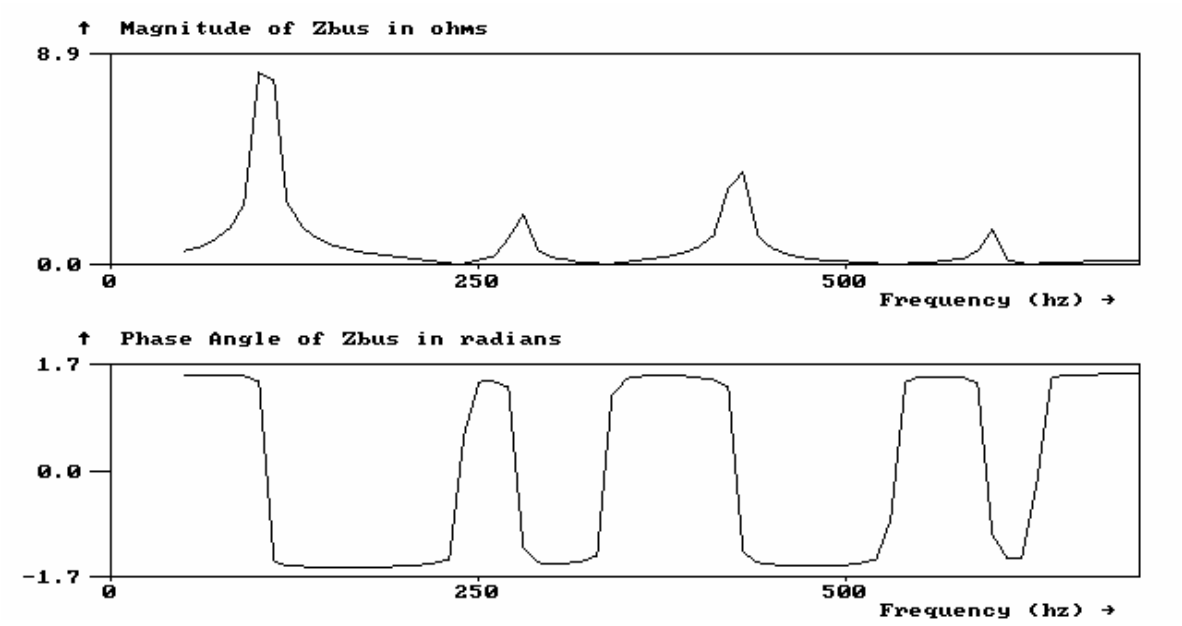


Figura 194

Impedancia al conectar filtros de 5ª, 7ª, 11ª y 13ª armónicas.

Las Figura s anteriores muestran que al conectar filtros de armónicas se elimina la posibilidad de resonancia, ya que la impedancia en las frecuencias de inyección de corrientes armónicas es muy baja, y la posible resonancia dominante se encuentra siempre bajo los 140[Hz]. Luego al incluir filtros sintonizados se aminoran al máximo las resonancias del sistema.

Distorsión de voltaje

Al tener un sistema con equipos rectificadores, se produce una distorsión de voltaje que afecta a los otros equipos que se encuentran conectados. Esta variará al conectar condensadores o filtros de armónicas. El sistema original tiene una distorsión de voltaje (thdv) de 8.85%. Al conectar condensadores en el sistema (para máxima compensación del factor de potencia) y calcular la distorsión de voltaje en las barras principales, se obtiene un thdv de 8.19%. Al conectar los filtros para las armónicas 5, 7, 11 y 13 calculados para máxima compensación del factor de potencia se obtiene un thdv de 4.95%.

La siguiente Figura compara los espectros del voltaje de la barra principal del sistema actual, del sistema con condensadores y del sistema con filtros.

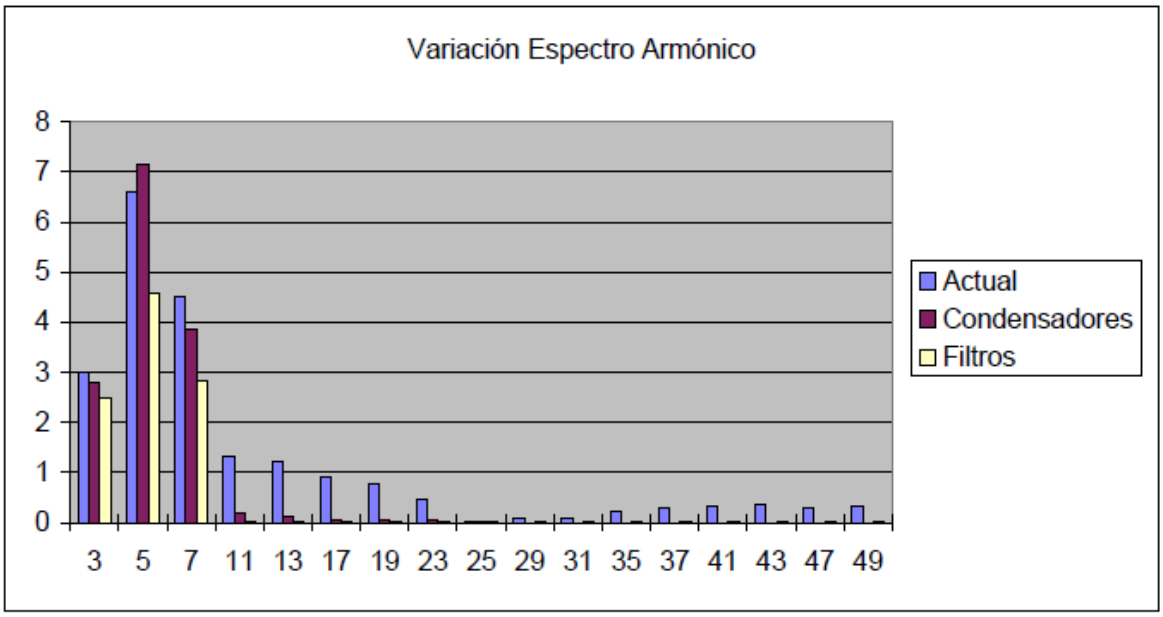


Figura 195

Espectro del voltaje del sistema actual y del sistema con las distintas soluciones.

Al analizar la Figura y valores anteriores se puede apreciar que la solución que genera una menor distorsión son los filtros sintonizados.

Diseño y dimensionamiento de filtros sintonizados de etapas múltiples

Para el diseño y dimensionamiento de filtros sintonizados se deben considerar al menos la siguiente información;

- Perfil de consumo de potencias activa y reactiva
- Perfil de regulación de voltaje
- Perfil de distorsión armónica de corriente y voltaje
- Armónicas presentes en el sistema
- Características de las cargas más importantes del sistema

Con la información anterior y de acuerdo a los estándares vigentes y a los requerimientos propios de cada usuario se debe diseñar un sistema de filtros. Este sistema tiene por finalidad, en forma general, resolver todos o algunos de los problemas presentes en los sistemas de potencia industrial.

- Mejorar la regulación de voltaje
- Reducir el consumo de potencia reactiva
- Reducir la distorsión de voltaje
- Reducir la inyección de corrientes armónicas al suministro

En el siguiente ejemplo, una planta es alimentada desde un generador, cuya capacidad es 44MVA y se encuentra utilizada casi al 100%. Esta planta requiere aumentar su capacidad productiva, lo que implica un aumento de la potencia del sistema.

Consecuentemente es necesario encontrar una solución viable tanto tecnológica como económicamente en forma de poder suministrar la potencia necesaria al sistema.

La capacidad del grupo generador ya se encuentra extendida desde su capacidad original de 40MVA. Luego un mayor aumento de capacidad no es posible. Una opción fuertemente competitiva es la compensación de reactivos. En efecto la planta consume una elevada potencia reactiva, limitando la capacidad del generador, transformadores y líneas.

Además el nivel de pérdidas es mayor contribuyendo a la baja eficiencia del sistema. Para

comenzar a trabajar se analizó el consumo de potencia de la planta.

Consumo de potencia (Situación antes de modificaciones).
El consumo de potencia de la planta se obtiene de mediciones realizadas durante enero y febrero de 1999. Estas mediciones fueron realizadas en el empalme del generador principal cada media hora.

Consumo de Potencia Actual

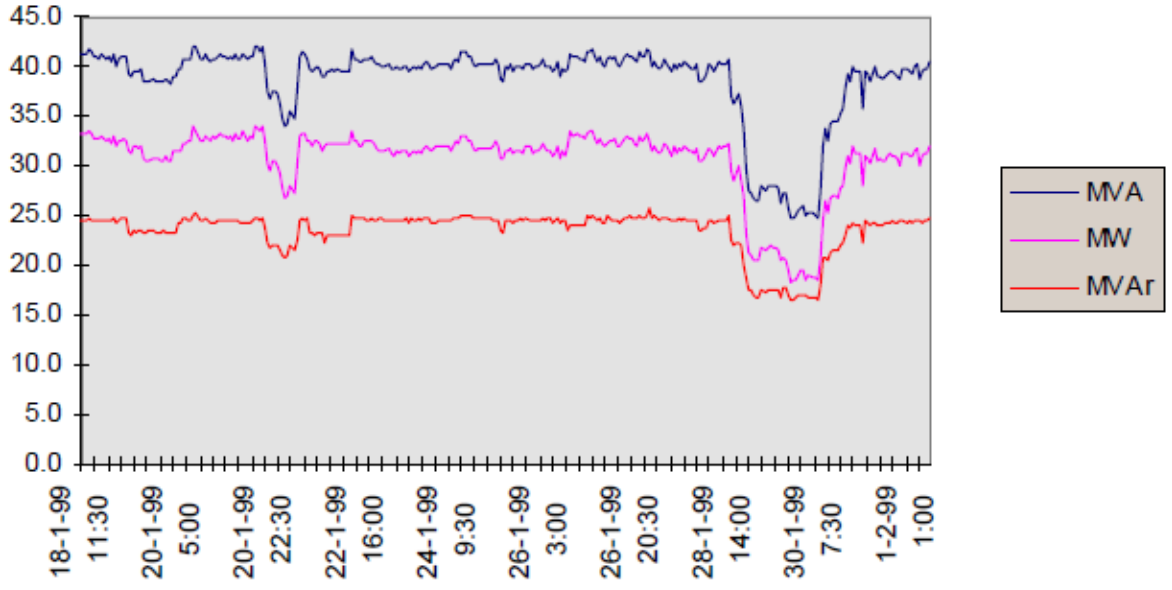


Figura 196

Consumo de potencia actual.

La Tabla siguiente muestra el resumen del consumo de potencia

	Máximo	Promedio	Mínimo
MVA	42.1	38.6	24.7
MW	33.9	30.6	18.3
MVAr	26.0	23.5	16.5

Resumen consumo actual de potencia.

Al analizar la Figura y la tabla anterior se nota el alto consumo de potencia reactiva del sistema. En promedio se consumen 23.5 MVAr. Esto se traduce en un bajo factor de potencia y una deficiente utilización del generador principal, el cual debe generar más corriente que la realmente necesaria.

Consumo de potencia (Situación con modificaciones).

De acuerdo a la información entregada, se estima que el aumento de la potencia consumida por la planta, elevará los valores a cerca de 52MVA. Al calcular un aumento de potencias debido al nuevo proyecto.

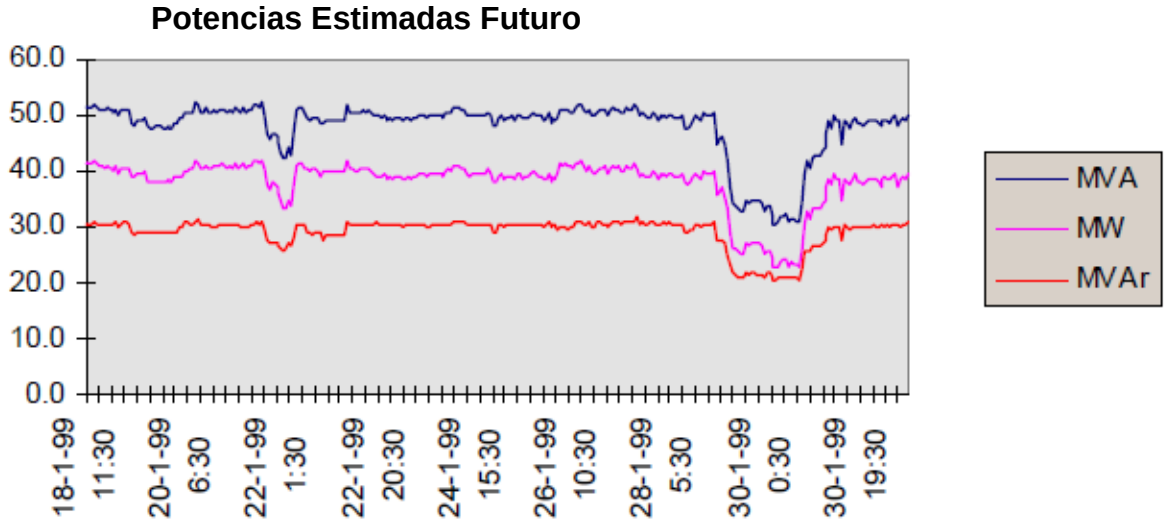


Figura 197

Consumo de potencia estimada futuro.

La Tabla siguiente resume el consumo de potencias futuro estimado.

	Máximo	Promedio	Mínimo
MVA	52.3	47.9	30.7
MW	42.1	38.0	22.7
MVAr	31.9	29.2	20.5

Resumen de potencias estimada futuro.

Al aumentar la carga del sistema se sobrepasa la potencia que es capaz de entregar el generador. Actualmente, todos los reactivos son entregados por el generador. Esta situación permite recomendar la utilización de filtros sintonizados.

Compensación de reactivos.

La compensación de reactivos permite obtener su máxima potencia activa (dada por la potencia de la turbina). Dependiendo de la potencia reactiva compensada, se obtiene la potencia aparente que debe entregar el generador. Ya que esta depende de la carga del sistema se han estudiado 5 opciones. La Tabla siguiente muestra cada una de estas opciones, de acuerdo a los porcentajes de carga de cada planta. Estos datos fueron entregados por el cliente.

	Carga de cada planta en %			
	Planta 1	Planta 2	Planta 3	Planta 4
Opción 1	100	100	100	100
Opción 2	100	100	0	100
Opción 3	100	0	100	100
Opción 4	100	100	100	62
Opción 5	0	100	100	100

Opciones de carga de las plantas

Con las opciones definidas es posible determinar los MVA totales en función de la potencia reactiva compensada. Esta información se muestra en la Figura siguiente:

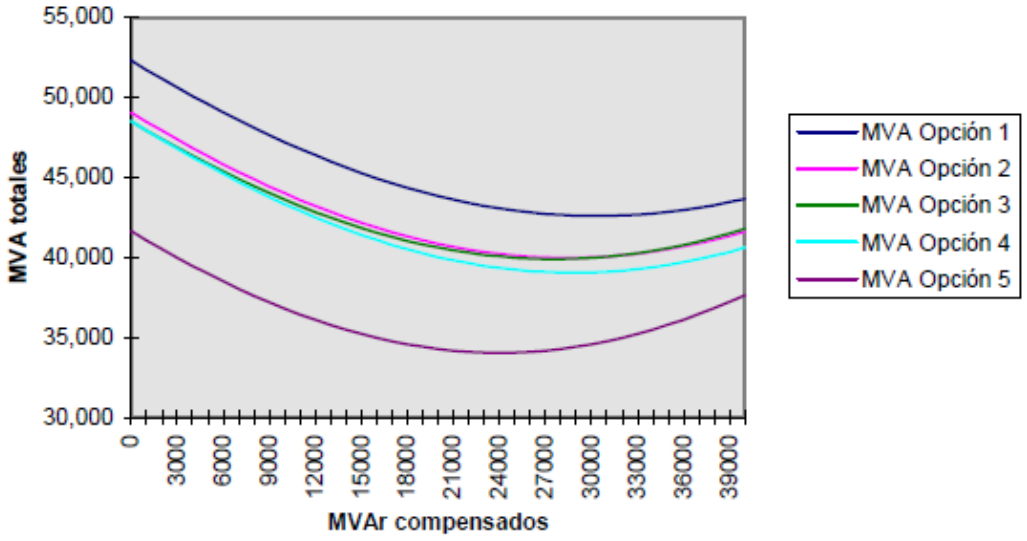


Figura 198

MVA totales al compensar cierta cantidad de reactivos.

La Figura siguiente muestra el factor de potencia promedio que se obtiene al compensar
reactivos para cada opción.

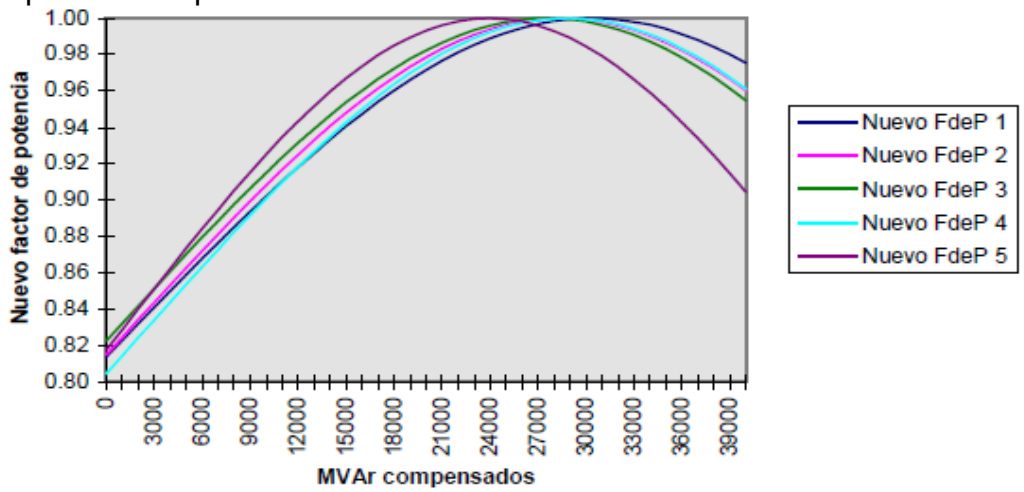


Figura 199

Nuevo factor de potencia al compensar reactivos.

Como el consumo de potencia no presenta grandes variaciones se aconseja utilizar un banco compensador fijo. Esto trae las siguientes ventajas :

- Evitar la conexión y desconexión de los bancos.
- Evitar transientes al realizar las maniobras anteriores.
- Mantener la estabilidad del sistema.
- Elevar la confiabilidad de los equipos de maniobra y los controladores.

Con el fin de lograr un buen factor de potencia, permitiendo al generador entregar una pequeña porción de los reactivos, y asegurar un buen filtrado de las corrientes armónicas se recomendó compensar 22MVAr.

Compensación con condensadores

Los bancos de condensadores permiten entregar los reactivos necesarios al sistema. Consecuentemente se mejora la utilización del generador, ya que la energía eléctrica que genera se utiliza plenamente. La desventaja de los bancos de condensadores es la producción de resonancias en sistemas con corrientes armónicas.

El sistema eléctrico en estudio tiene diferentes cargas no lineales. Las mayores cargas son los rectificadores de una la planta. Las otras cargas no lineales se encuentran distribuidas en el sistema. Los rectificadores presentes en estos equipos inyectan armónicas de corriente (250Hz, 350Hz, 550Hz, 650Hz,…) que se traducen en armónicas de voltaje al circular por las impedancias del sistema. Ya que al introducir en el sistema (netamente inductivo) los condensadores (elementos capacitivos) se producen resonancias. Estas resonancias son altamente destructivas.

La frecuencia de esta resonancia depende de los elementos del sistema, por lo que requiere de un estudio detallado para encontrarla. Además cualquier cambio en el sistema puede variar la frecuencia de resonancia. La Figura siguiente muestra la impedancia de la barra principal al conectar un banco de condensadores de 17MVAr en el sistema en estudio.

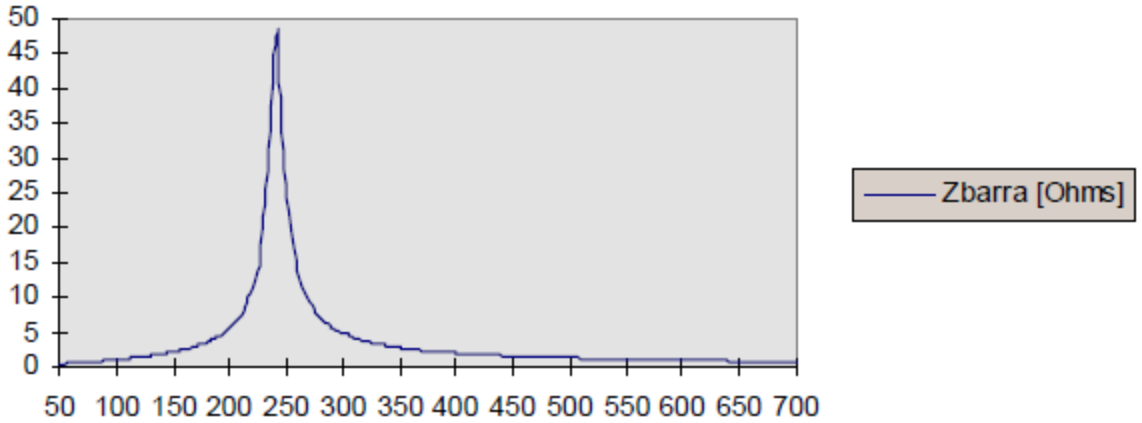


Figura 200

Resonancia al conectar condensadores

Como se puede apreciar de la Figura anterior, al inyectar una corriente armónica de 250Hz, esta encuentra una elevada impedancia por donde debe circular. Por esto se produce una resonancia. Los principales efectos son el aumento de la distorsión tanto de corriente como de voltaje en todo el sistema. En efecto, con el uso de

condensadores la distorsión armónica de voltaje (THDv) en la barra principal aumenta hasta un 19,62%, triplicando la distorsión original del sistema (6,10%).

Ya que el sistema de en estudio presenta una elevada posibilidad de resonancias al conectar bancos de condensadores para la compensación de potencia reactiva, se descarta esta opción, siendo la opción más segura los filtros sintonizados, los que además permiten disminuir la distorsión.

Compensación con filtros sintonizados

Los filtros sintonizados permiten compensar reactivos y disminuir la distorsión armónica al evitar que la corriente armónica circule hacia el generador. Estos filtros se sintonizan para cada armónica que se desea eliminar. Esto minimiza la posibilidad de ocurrencia de resonancias.

De acuerdo a las mediciones realizadas, la corriente que inyectan las cargas tiene armónicas 5, 7, 11 y 13, siendo estas dos últimas las de mayor magnitud. Al utilizar filtros sintonizados en las armónicas anteriores se reduce en forma importante la inyección de estas corrientes en el filtro, con lo cual se reduce la distorsión de corriente. Al reducir la distorsión de corriente, el voltaje que entrega el filtro contiene una menor distorsión y consecuentemente todas las barras disminuyen su distorsión.

Filtros sintonizados.

Para el sistema eléctrico se recomienda la instalación de un filtro sintonizado de 22MVAr. Este permite la correcta compensación de reactivos junto con la disminución de la distorsión de voltaje y corriente en la planta. Debido a la elevada potencia a compensar por el filtro y le existencia de corrientes armónicas de distintas frecuencias y amplitudes es Necesario segmentar el filtro en diversas etapas. De esta forma se consigue;

- Evitar grandes corrientes de inrush al conectar etapas de grandes potencias.
- Filtrar en forma selectiva las armónicas de mayor presencia en el sistema.
- Controlar, frente a distintos requerimientos de potencia reactiva, la compensación entregada por los filtros.

Luego de analizar los otros factores que influyen en el diseño de los filtros sintonizados se decidió utilizar un sistema de filtro de 5 etapas. Cada una de estas se sintonizó en las armónicas 4, 5, 7, 11 y 13. Consecuentemente se aminoraron las armónicas predominantes en el sistema, se compensó la potencia reactiva, se doto al sistema de capacidad de control de la potencia compensada y se limitó la corriente de inrush de cada etapa. Para esto, la potencia y frecuencia de sintonía de cada etapa es la siguiente;

Etapa	Armónica	Frecuencia [Hz]	Potencia [MVAr]
1	4	190	6.60
2	5	240	6.60
3	7	335	4.18
4	11	540	2.76
5	13	640	1.76

Potencia y frecuencia de sintonía filtros sintonizados.

Corriente de Inrush

La corriente de inrush se produce durante la conexión de los filtros sintonizados.
Esta corriente puede perturbar el correcto funcionamiento del sistema de potencia en caso de ser de gran amplitud o durar durante un tiempo prolongado. En el caso en estudio las corrientes de inrush fueron limitadas a 2000[A], valor que permite mantener una buena regulación. La siguiente Figura muestra las corrientes de inrush para el peor caso.

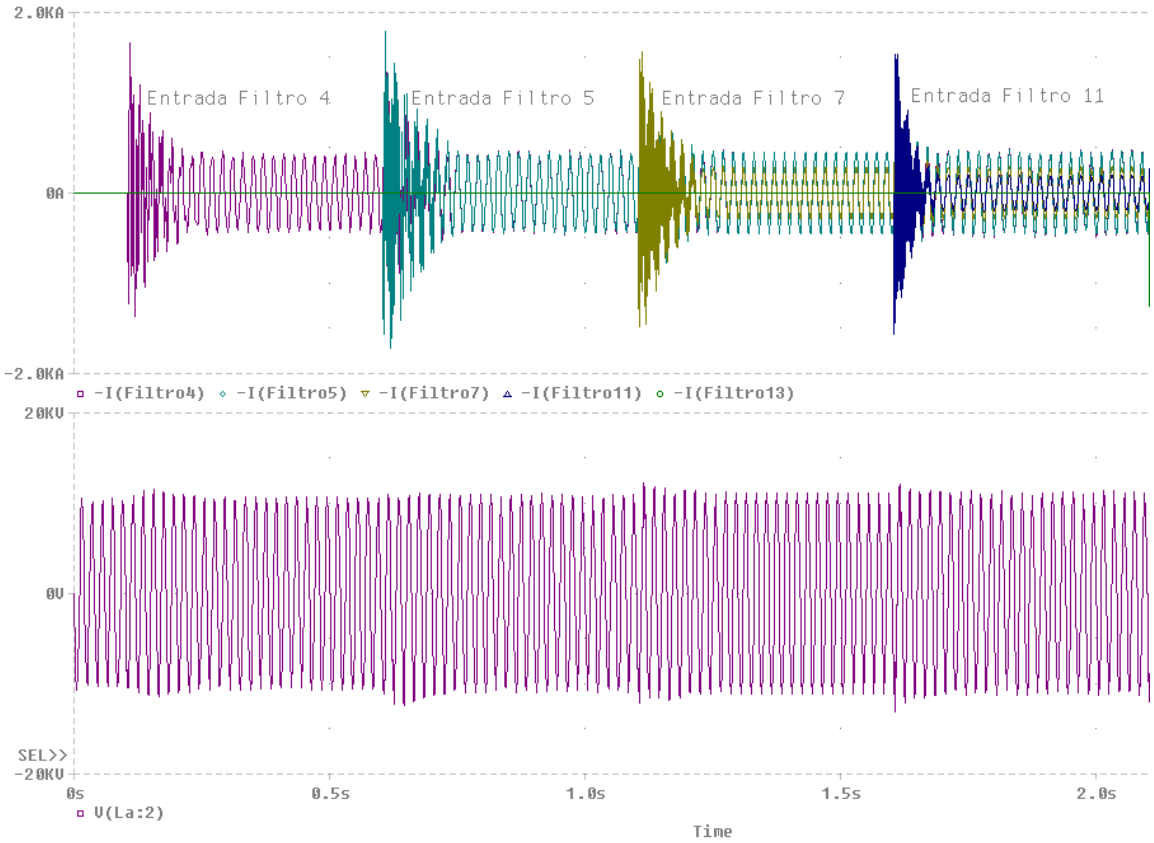


Figura 201

Corrientes de entrada al conectar los filtros y voltaje de barra.

Se puede apreciar, de la Figura anterior, que las corrientes de inrush son menores a 2000[A]. Por su parte el voltaje de la barra se mantiene dentro de los rangos permitidos por el equipamiento más sensible.

En caso que los bancos anteriores fueran solamente condensadores se producirían unas corrientes de inrush muy superiores. En el caso del primer banco, la corriente de inrush estaría limitada solamente por la impedancia del sistema (corriente de cortocircuito). Sin embargo, peores aún son las corrientes al conectar un banco de condensadores en las cercanías de otro. El banco entrante se comporta como un cortocircuito, mientras que el banco (o los bancos) conectado son una gran fuente de energía reactiva. Luego ya que la impedancia entre ellos es mínima las corrientes son tan elevadas que puede, incluso, destruir los propios condensadores, hacer actuar las protecciones e influir muy negativamente en la regulación de voltaje.

Control y Operación de Filtros

Si bien los filtros pueden ser mantenidos constantemente conectados, su mayor aprovechamiento se obtiene al dotar al sistema de la capacidad de control. En efecto, los sistemas modernos de control de filtros sintonizados permiten conectar y desconectar bancos de acuerdo no solamente a los requerimientos de potencia reactiva, sino a una amplia gama de variables. De acuerdo a los requerimientos de cada proceso se programa y automatiza la entrada y salida de bancos de filtros de forma de optimizar tanto la compensación de reactivos, la regulación de voltaje, y minimizar la distorsión armónica.

En controlador de secciones de filtro provee el control completo de la entrada y salida de los bancos de condensadores. Este equipo basado en microprocesadores provee la máxima versatilidad, siendo programable según una combinación de parámetros:

- Voltaje
- Cambio de voltaje
- Corriente
- Factor de potencia
- Potencia real
- Potencia reactiva
- Temperatura
- Fecha
- Hora
- Día de la semana

Adicionalmente el controlador provee del software necesario para su programación y adquisición de datos.

El controlador de secciones de filtro asegura la máxima utilización de los bancos disponibles mediante la optimización de la entrada y salida de las secciones. Esto permite ahorrar energía y disminuir las pérdidas al coordinar las diferentes secciones en forma eficiente.

Los controladores modernos permiten conectarse a una red computacional. De esta forma, mediante un PC, es posible modificar la programación del controlador, verificar el estado de cada banco y guardar toda la información referente a los filtros. Los softwares permiten desplegar gráficos de tendencia de las diversas variables eléctricas tanto de proceso como de control.

Partida de Grandes Motores en Sistemas con Filtros

En los procesos productivos se utilizan frecuentemente motores de grandes potencias, los cuales se conectan normalmente a tensiones medias. Estos motores, generalmente de inducción, producen un elevado consumo de corriente durante la partida.

En efecto, la corriente de partida de un motor puede ser hasta 500% la corriente nominal. Luego, en un sistema poco robusto se utilizan partidores suaves los que limitan la corriente de entrada al reducir el voltaje aplicado al motor durante la partida.

Los sistemas de partida de motores se justifican básicamente cuando se producen una de dos situaciones:

- La partida del motor afecta seriamente el voltaje del sistema.
- Por razones de eficiencia energética cuando el motor requiere de una elevada frecuencia de partidas de acuerdo a las características del proceso.

Naturalmente, al incluirse equipamiento adicional (partidor suave), la confiabilidad global del sistema debe ser tomada en consideración. Esto por cuanto la partida directa es en general el método más confiable para la partida de un motor.

Al incluir un sistema de filtros en las barras principales de la planta se modifica substancialmente el impacto de la partida del motor en el voltaje del sistema. En efecto, la utilización de los filtros de armónicas compensando potencia reactiva, aumenta la robustez del sistema. Por lo anterior el nuevo sistema se ve influenciado en menor forma por la partida de los motores.

Los motores de inducción son equipos relativamente robustos y que están diseñados para tolerar diferentes regímenes de partida que pueden ser evaluados con la característica de rotor bloqueado. En el siguiente ejemplo se comparan diferentes condiciones de partida y se evalúan utilizando la curva característica en por unidad. La siguiente tabla muestra los resultados que se obtuvieron para diferentes regímenes de partida.

Tipo de partida	Autotransformador		Directa	
Tap autotransformador	80%	80%		
Filtro	Des-conectado	Conectado	Des-conectado	Conectado
Corriente motor [A]	268	292	331	354
Voltaje barra durante partida	5888	6350	5860	6420

[V]				
Voltaje barra final [V]	6050	6544	6025	6550
Tiempo partida [s]	6.9	6.1	4.5	4.0
Regulación de voltaje durante partida [%]	89.2	96.2	88.8	97.3
Regulación de voltaje final de partida [%]	91.7	99.2	91.3	99.2

Resultados de partida de motor.

Se puede apreciar la mejor regulación de voltaje en ambos casos en que los bancos de filtros se encuentran conectados. Este efecto positivo se debe principalmente a que los filtros durante la partida de los motores les entregan a estos la energía reactiva necesaria.

1.2.7 Componentes de las celdas de baja tensión.

La celda de baja tensión incluye el interruptor automático y la instrumentación de medida y control requerida hasta 1.000 KV.

Interruptores automáticos con conductor neutro de sección plena

La gama de interruptores automáticos con el neutro de sección plena se utiliza en aplicaciones especiales en las cuales la presencia de armónicos que circulan por cada una de las fases, provocan en el conductor neutro, una corriente resultante de un valor muy elevado. Las aplicaciones típicas son instalaciones con cargas de elevada perturbación armónica (ordenadores y dispositivos electrónicos en general), instalaciones de iluminación con un elevado número de lámparas fluorescentes, instalaciones con sistemas inverter y rectificadores, grupos de continuidad, sistemas de regulación de la velocidad de motores eléctricos. Esta gama se presenta con interruptores automáticos estándar con neutro de sección plena en los tamaños E1, E2 y E3. Los tamaños E4 y E6 se encuentran disponibles hasta corrientes asignadas de 6300 A. Las versiones E4/f y E6/f se encuentran disponibles en versión fija y extraíble tetrapolar. Todos los tamaños se pueden dotar con todas las versiones disponibles de relé electrónicos de protección en versión estándar.

Interruptores de maniobra-seccionadores

Los interruptores de maniobra-seccionadores se derivan de los correspondientes interruptores automáticos, de los cuales conservan inalteradas las dimensiones generales y la posibilidad de montaje de los accesorios. Esta ejecución se diferencia de los interruptores automáticos sólo por la ausencia de los relés de sobreintensidad. Los interruptores de maniobra-seccionadores se encuentran disponibles en ejecución fija y extraíble, tripolar y tetrapolar. Los interruptores de maniobra-seccionadores, identificados con la sigla MS, se utilizan según la categoría de empleo AC-23 A (maniobra de motores u otras cargas fuertemente inductivas) en conformidad con la norma IEC 60947-3.

Interruptores automáticos para aplicaciones hasta 1.000 V AC

Los interruptores automáticos se pueden suministrar, en ejecución especial, para tensiones asignadas de empleo hasta 1000 V con corriente alterna. Los interruptores automáticos en dicha ejecución se definen con la sigla de la gama estándar (tensión asignada de empleo hasta 690 V AC) junto a la sigla E y se derivan de los correspondientes interruptores automáticos estándar de los cuales conservan las ejecuciones y los accesorios. Los interruptores automáticos para aplicaciones hasta 1000 V en corriente alterna se encuentran disponibles en las ejecuciones fija y extraíble y en versiones tripolar y tetrapolar. Los interruptores automático E están particularmente indicados para instalaciones en minas, plantas petroquímicas y tracción.

Interruptores de maniobra-seccionadores para aplicaciones hasta 1000 V AC

La gama de los aparatos para aplicaciones a 1000 V en corriente alterna (AC) se completa con los interruptores de maniobra-seccionadores. Dichos interruptores son conformes a la normativa internacional IEC 60947-3. Los interruptores en dicha ejecución se definen con la sigla de la gama estándar, donde la tensión asignada de empleo llega hasta 690 V AC, junto a la sigla E, que y derivan de los correspondientes interruptores de maniobra- seccionadores estándar. Se encuentran disponibles las versiones tripolares, tetrapolares, en ejecución fija y extraíble con las mismas dimensiones, características de accesorios e instalación de los análogos interruptores automáticos estándar. Además, para los interruptores automáticos en ejecución extraíble, se pueden utilizar las partes fijas estándar.

1.2.8 Componentes de las celdas de media tensión.

Celdas Electrolíticas de Conexión Multicircuital.

Los procesos de electroobtención y electrorrefinación de cobre utilizan celdas electrolíticas para obtener cobre metálico desde cobre disuelto. Estos procesos requieren múltiples celdas. Cada celda contiene electrodos diseñados para operar con una densidad de corriente específica en los 61 ánodos y 60 cátodos (ej. 250 [A/m2]).

Un problema intrínseco a la actual configuración eléctrica del proceso (conexión Walker) es el desbalance interno de corrientes que afecta en forma diversa a cada uno de los 12.000 electrodos de una nave de electroobtención. Por este elevado número y su difícil medición, el monitoreo humano de las corrientes que circulan por cada electrodo es inconcebible. En efecto, debido a las diferencias en las resistencias de contacto, verticalidad de los electrodos y del electrolito, la corriente se distribuye en forma no equilibrada. Los efectos nocivos en el proceso y su producto son múltiples. Entre otros parámetros comprometidos están; la eficiencia del proceso, el volumen de producción, el porcentaje de rechazo, la uniformidad de los cátodos, la calidad en forma y pureza, el precio, la vida útil de ánodos y cátodos. Además, se incrementan los problemas operativos y la tendencia a la producción de cortocircuitos. Por lo tanto, los desequilibrios de corriente entre los electrodos deben tratar de eliminarse.

La conexión multicircuital propuesta (basada en la conexión Whitehead) permite atenuar drásticamente los desbalances de corriente. Esto es posible al cambiar la conexión convencional tipo fuente de voltaje a una conexión tipo fuente de corriente. Esta nueva conexión es menos sensible a las variaciones en las resistencias de contacto, a la verticalidad de los electrodos y a las variaciones del electrolito.

Los siguientes puntos son la **base** del desarrollo de este proyecto de innovación:

- *Está orientado a aumentar la producción, mejorar la eficiencia y calidad en procesos de electroobtención y electrorrefinación de cobre.*
- *Debe ser aplicable a plantas existentes y permitir su incorporación gradual sin perturbar la producción.*
- *Las modificaciones requeridas a la planta y a su operación deben ser mínimas y completamente reversibles.*
- *Resultados deben ser cuantificables con un porcentaje reducido de celdas multicircuitales.*

Circuito de alimentación eléctrica convencional: Fuente de voltaje

Las celdas de una nave de electroobtención reciben la energía eléctrica desde un rectificador de altas corrientes a través de un circuito de alimentación eléctrica. Este circuito se conecta a la barra que soporta los ánodos de la primera celda. La corriente circula desde el rectificador hacia la barra que soporta los ánodos, luego a través de estos y el electrolito, hacia los cátodos de la misma celda. Los cátodos, al igual que los ánodos, se encuentran conectados eléctricamente por la barra que los sostiene. Esta barra recibe la corriente de los cátodos y la entrega a los ánodos de la celda siguiente. La corriente circula a través de todas las celdas siguiendo el camino **barra – ánodos – electrolito – cátodos – barra**. Los cátodos de la última celda entregan la corriente a la barra que los sostiene, desde donde retorna hacia el rectificador.

La Figura siguiente muestra un esquema de la conexión convencional de los electrodos en las celdas de electroobtención. En esta Figura , los ánodos A de la primera celda reciben la corriente desde el rectificador por el circuito C. Se puede apreciar la barra B que distribuye la corriente desde el rectificador hacia los ánodos. Los cátodos K reciben la corriente desde los ánodos a través del electrolito y la entregan a la barra B que entrega la corriente a la celda siguiente. En esta configuración eléctrica, cada celda conecta y alimenta con corriente sus ánodos por la barra que los sostiene. De igual forma, los cátodos de la celda están unidos eléctricamente por la barra a la cual entregan la corriente. La configuración de ánodos y cátodos conectados sólidamente en ambos extremos se comporta como resistencias en paralelo alimentadas por una fuente de voltaje. En efecto, el voltaje de cada celda es único y es aplicado a todos los electrodos de la celda.

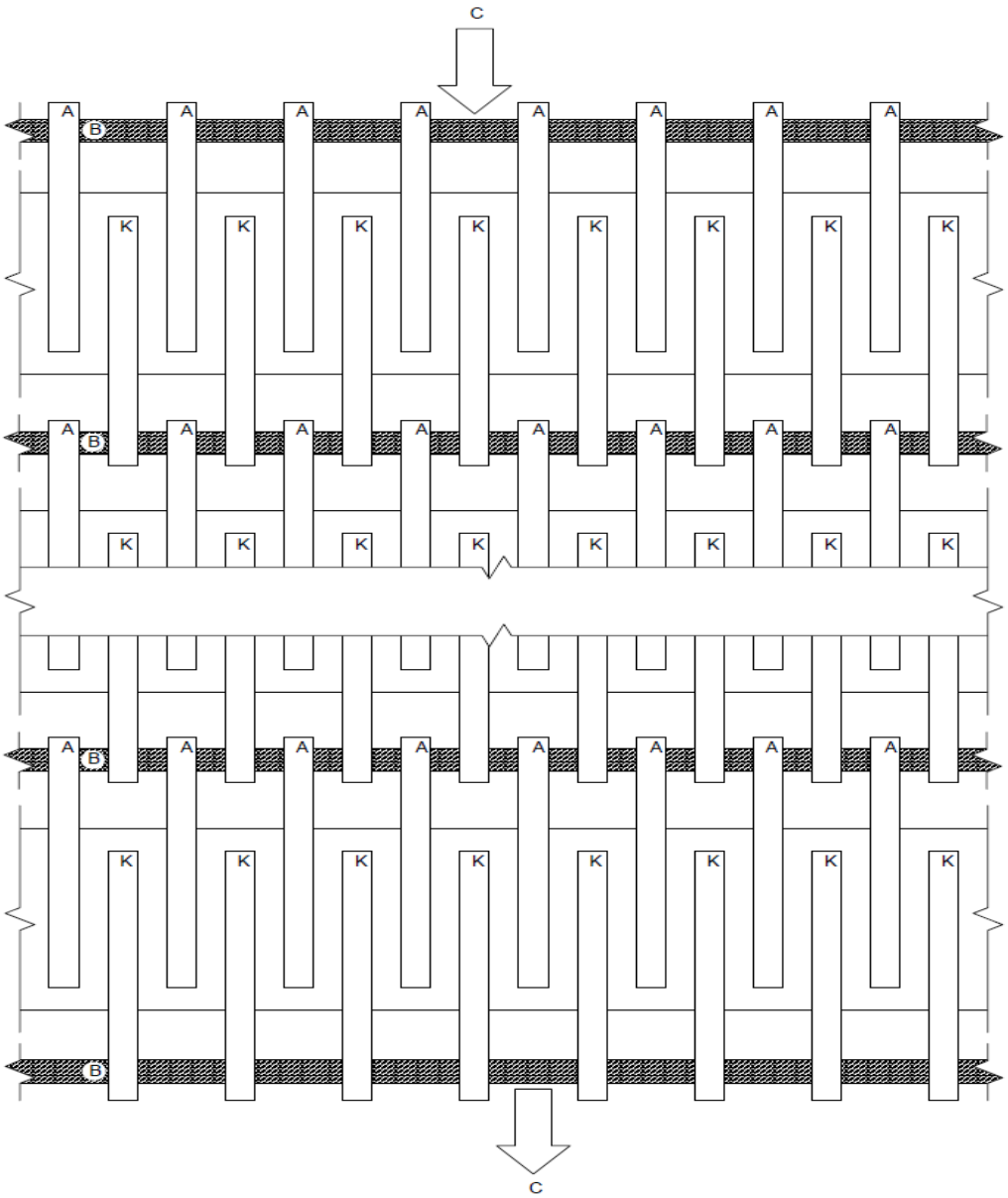


Figura 202
Actual configuración caracterizada por conexión sólida mediante barras de los electrodos en celdas electrolíticas.

Alimentación eléctrica multicircuital: Fuente de corriente

Para producir una mejor distribución de corrientes en las celdas electrolíticas se debe forzar a la corriente a circular en forma balanceada por resistencias no uniformes. Para esto se ha modificado el circuito de distribución eléctrica eliminando la equipotencialidad entre los pares de electrodos (ánodo cátodo) de cada celda. En efecto, al realizar la modificación se conectan en serie los distintos electrodos, compensando las variaciones de resistencia y forzando un mayor balance de corrientes.

La modificación radical en el sistema de distribución eléctrica de las plantas de electroobtención se realiza en las barras que conducen la corriente entre una celda y otra.
Actualmente, una barra recibe la corriente de todos los cátodos y la entrega a todos los ánodos. Mediante la modificación, se tendrá igual número de barras como de cátodos.

Cada una recibirá la corriente desde un cátodo y la entregará a un ánodo. Con esta nueva configuración los electrodos de una celda no se encuentran conectados en paralelo, si no que todos los electrodos de la nave se conectan en serie, reduciendo de esta forma la sensibilidad a las variaciones de resistencia.

La Figura 595 muestra una parte de una nave de electroobtención modificada. Los ánodos ***A*** se encuentran aislados entre sí, al igual que los cátodos ***K***. La conexión entre cátodos de una celda y ánodos de la celda siguiente se realiza mediante las barras ***B***. Desde el rectificador se inyecta la corriente en los ánodos superiores por el circuito ***C***. La corriente circula por ánodos, por el electrolito y por los cátodos de la misma celda. Luego los cátodos entregan la corriente a los ánodos respectivos de la celda siguiente por las barras ***B*** formando los circuitos serie. Este proceso se repite hasta la última celda, la que retorna la corriente al rectificador desde los cátodos aislados por el circuito ***C***. La innovación presentada consigue modificar el comportamiento eléctrico de las celdas de electroobtención sin perturbar el proceso. Específicamente, se minimizan los efectos de desbalance producto de los contactos eléctricos, de variaciones geométricas y del electrolito.

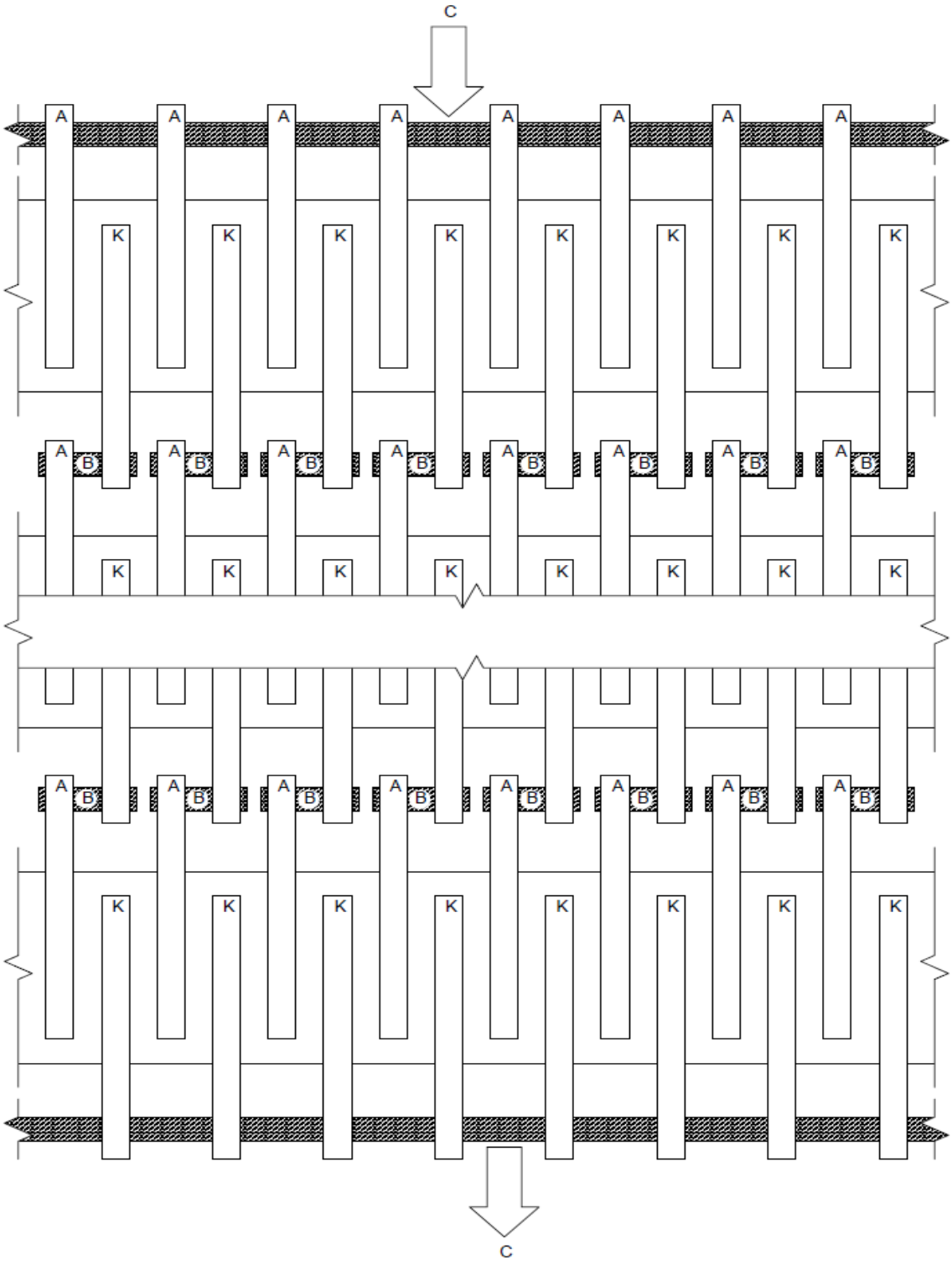


Figura 203

Nueva Conexión de electrodos en celdas electrolíticas caracterizada por la segmentación de las barras interceldas.

Modelación de la celda

Se realizó un modelo que permite predecir los fenómenos asociados a las resistencias de contactos, a las variaciones de la verticalidad de los electrodos y a las variaciones del electrolito. El proceso electroquímico se modela como una fuente de voltaje continua y una resistencia entre ánodos y cátodos. Los rangos y magnitudes de los parámetros internos del modelo fueron escogidos utilizando datos de mediciones obtenidas en plantas de electroobtención actuales.

Al utilizar el modelo interno de cada celda se obtiene el circuito eléctrico total que caracteriza la operación de una nave de electroobtención o electrorrefinación. El resultado es un gran circuito compuesto por más de 50.000 elementos. La Figura 596 muestra un esquema del circuito eléctrico de parte de una celda de electroobtención. Se considera cada ánodo ***A*** y cada cátodo ***K*** como un punto equipotencial. Las resistencias ***Rc*** representan a las resistencias de contacto de cada electrodo, mientras que las resistencias ***Rak*** representan a la resistencia entre un ánodo y un cátodo contiguo. El voltaje de la reacción electroquímica se representa por ***V***.

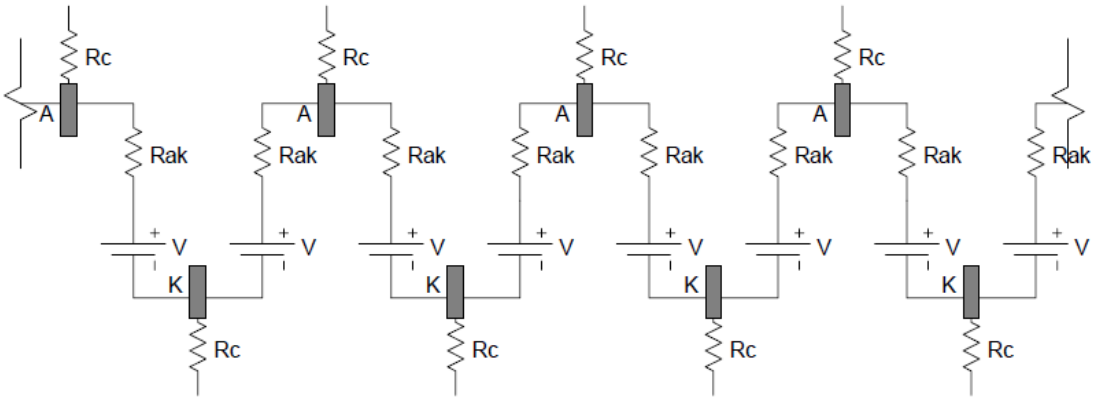


Figura 204

Modelo de celda electrolítica válido para ambas configuraciones.

Para la obtención de resultados se han variado los parámetros internos de las celdas según la siguiente tabla.

Parámetro	**Valor Nominal**	**Variación**
Rc	0.2 [mΩ]	± 50% aleatorio
Rak	2.0 [mΩ]	Ninguna
Vak	1.5 [V]	Ninguna

Valores de los parámetros internos utilizados para la obtención de resultados.

Distribución de corriente

El origen de los desbalances de corriente es en gran medida responsabilidad de la conexión convencional. En ésta, los ánodos de una celda de electroobtención se conectan entre sí por la barra donde se apoyan. En la misma forma los cátodos se interconectan por otra barra. Por esta razón, el voltaje aplicado a los electrodos de cada celda es el mismo. Sin embargo, debido a las variaciones en las resistencias de contacto, del electrolito y en la verticalidad de los electrodos, las corrientes resultantes son desbalanceadas. Esto se traduce en el desequilibrio de corrientes en los cátodos.

Por la magnitud del circuito eléctrico involucrado los resultados presentados fueron obtenidos en un sistema de 33 celdas con 20 cátodos y 21 ánodos cada una. Para la obtención de resultados con la conexión convencional se utilizaron 10.000[A] totales para obtener una densidad de corriente de 250[A/m2] por placa. Idealmente cada cátodo debía conducir 500[A]. Sin embargo, debido a las variaciones antes descritas, la corriente de los cátodos tuvo una distribución normal con media 500[A] y desviación estándar 26.13[A].

Al conectar los electrodos de acuerdo a la invención y alimentar el proceso desde el rectificador de 10.000[A] para obtener la densidad de corriente de 250[A/m2] por placa. La corriente mantuvo una distribución normal con media 500[A], pero la desviación estándar disminuyó desde 26.13[A] a 13.26[A].

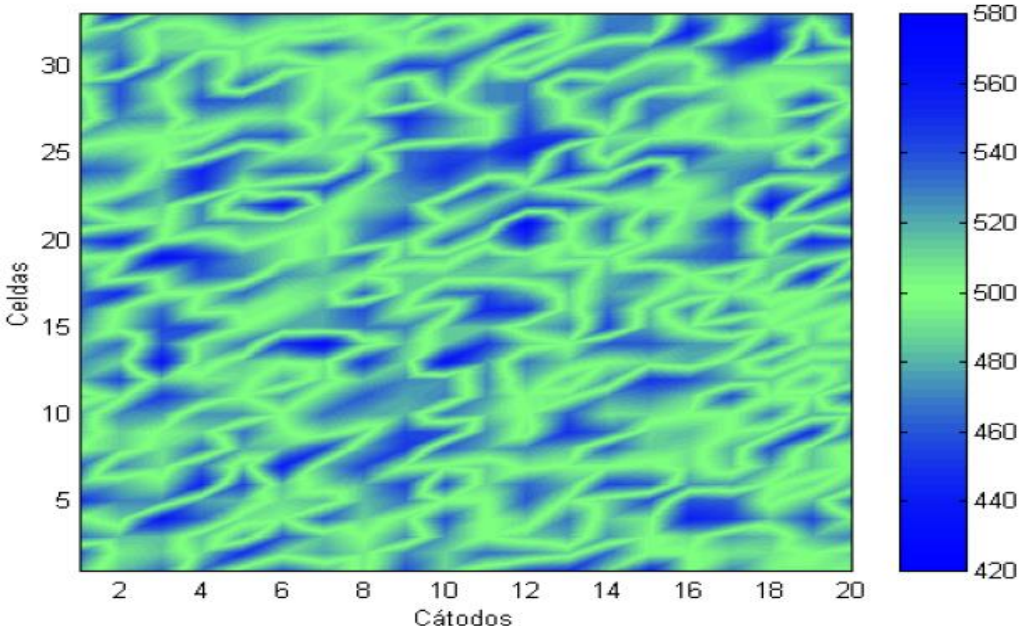


Figura 205

Distribución de corriente catódica en planta de 33 celdas con 20 cátodos por celda, y circuito de

Distribución convencional.

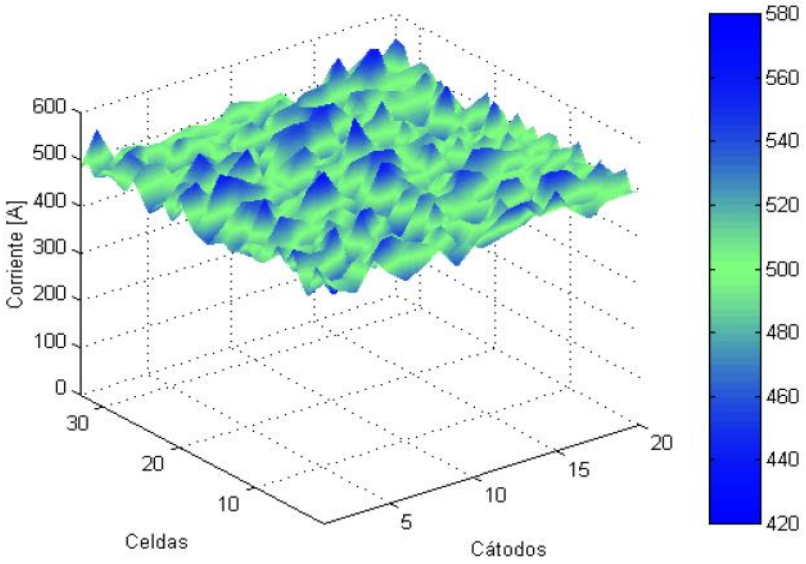


Figura 206

Distribución de corriente catódica en planta de 33 celdas con 20 cátodos por celda, y circuito de

Distribución convencional.

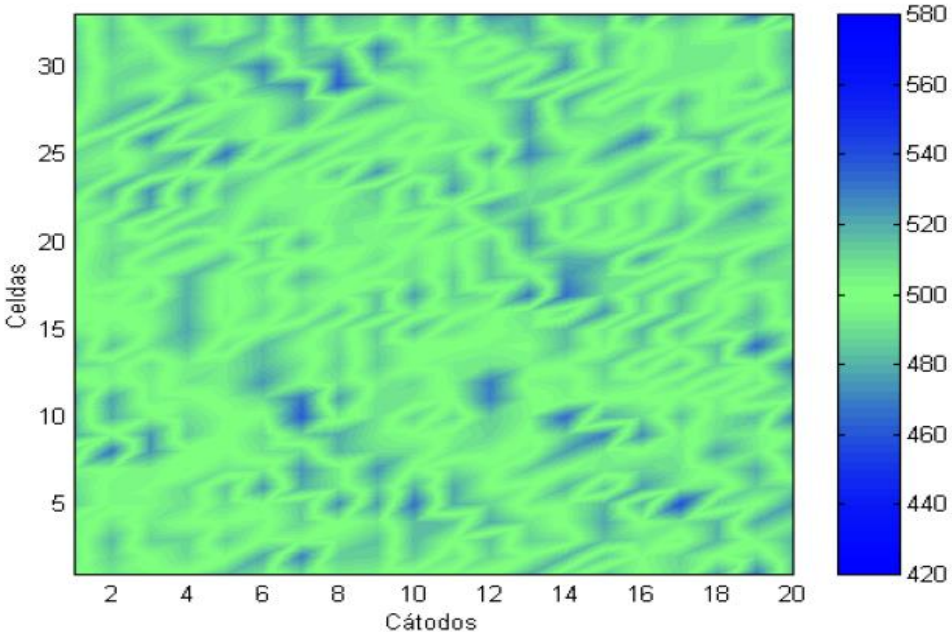


Figura 207

Distribución de corriente catódica en planta de 33 celdas con 20 cátodos por celda, y circuito de distribución multicircuital.

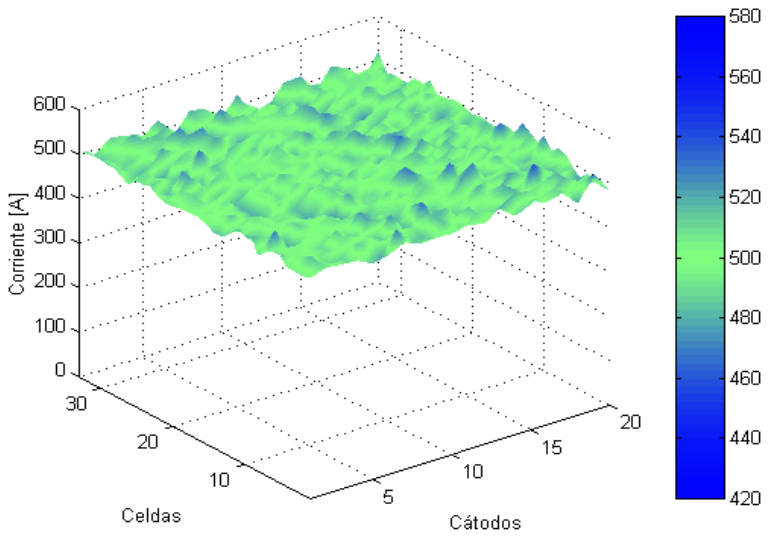


Figura 208

Distribución de corriente catódica en planta de 33 celdas con 20 cátodos por celda, y circuito de distribución multicircuital.

Al comparar las distribuciones de corrientes de la conexión convencional con la de la innovación, simulando ambas varias veces y modificando aleatoriamente los parámetros, se ve claramente como la nueva conexión disminuye la dispersión de las corrientes en torno al valor medio. La Figura siguiente muestra ambas distribuciones.

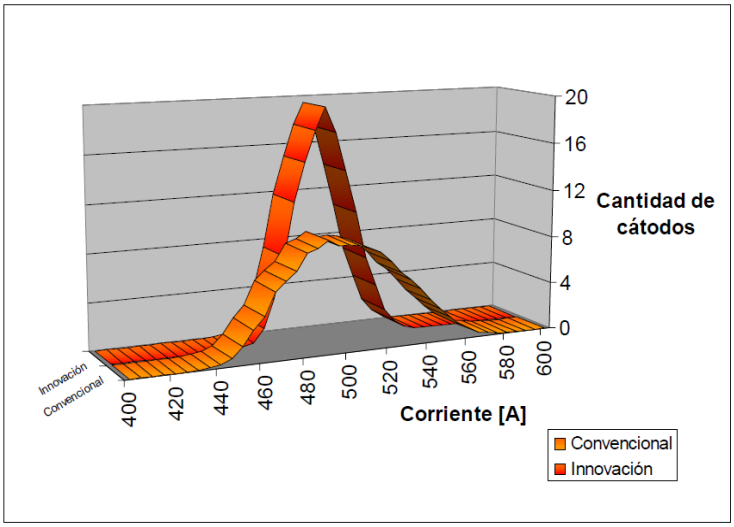


Figura 209

Comparación de distribuciones normalizadas de corrientes catódicas.

En la Figura anterior, el trazo que presenta una mayor dispersión muestra cómo se distribuyen las corrientes al conectar los electrodos en la forma convencional. El otro trazo con la distribución más concentrada se obtiene con los electrodos conectados según la innovación. Es evidente el estrechamiento de la dispersión de corrientes en torno al valor medio. Por lo tanto, si en el proceso convencional son admisibles corrientes catódicas de 560[A], en el caso de la innovación es posible aumentar la corriente media en un 5% manteniendo el mismo rango admisible. Luego una planta puede producir, con la misma inversión, un 105%.

1.3. METROLOGÍA APLICADA A RECTIFICADORES DE POTENCIA

Tester digital true RMS

El multímetro digital cumple las funciones de medición, características en localización de problemas, resolución y precisión para resolver más problemas en las unidades de motor, en la automatización de plantas, distribución de energía y equipos electromecánicos.

El 87 Serie V funciona muy similar a la clásica serie de 80, pero con la solución más problema de la energía, seguridad, comodidad y protección contra impactos.

La nueva serie de 87 V se prueban de forma independiente para cumplir con la segunda edición de la norma ANSI / ISA S82.01 y EN61010-1 CAT IV 600 V / CAT III 1000V. Pueden soportar impulsos superiores a 8.000 V y reducir los riesgos relacionados con sobretensiones y picos.

El Fluke 287V multímetro digital Multímetro Incluye:
• cables de prueba TL75
• Clips de cocodrilo AC72
• Funda
• Batería de 9V (instalada)
• Introducción y ejercicios
• CD con manual detallado
• Sonda de temperatura 80BK

Características:

Función única para mediciones de voltaje y frecuencia precisos en variadores de velocidad y en otros equipos con mucho ruido eléctrico.

Termómetro incorporado convenientemente le permite tomar lecturas de temperatura sin necesidad de instrumentos adicionales.
Colgador magnético opcional para una fácil conFiguración y lectura mientras las manos para otras tareas.

Pantalla digital grande con brillante, luz de fondo de dos niveles hace que el 80- Serie V significativamente más fácil de leer que los modelos antiguos.

Seguridad eléctrica

Todas las entradas están protegidas según la segunda edición de la norma ANSI / ISA S82.01 y EN61010-1 CAT IV 600 V y CAT III, 1000 V. Pueden soportar impulsos superior a 8.000 V y reducir los riesgos relacionados con sobretensiones y picos.

Medir correctamente las señales de accionamiento del motor con modulación por ancho de pulsos.

Hasta ahora, no ha habido un multímetro capaz de medir con precisión variadores de velocidad. Pero el nuevo Fluke 87V está diseñada específicamente para manejar estas señales complejas. Piense en el potencial de productividad obtendrá tomando las conjeturas de sistema de accionamiento de solución de problemas. Las mediciones son correctas cada vez.

- Función única para mediciones precisas de ancho de pulso de tensión alterna modulada ruidoso. Medidas correctamente en el TEA y en los terminales del motor
- Medir con precisión la frecuencia (velocidad del motor). Medición de frecuencia no se ve afectada por la frecuencia portadora TEA
- Medir la corriente alterna con un accesorio de pinza de corriente opcional• Compare la lectura de la 87V con la pantalla de la CIA
- Los bloques de blindaje especial de alta frecuencia, el ruido de alta energía generados por sistemas de accionamiento grandes

Actividad N° 7

Introducción a la actividad
La siguiente actividad está diseñada para que el participante realice pruebas de continuidad e identifique las conexiones de un SCR, mediante el uso de un Ohmímetro.

Estrategias metodológicas para el instructor
Las estrategias son los procedimientos y/o recursos utilizados para promover el aprendizaje a través de las actividades.

Recurso Plataforma Web	
Explicación demostrativa en aula	✓
Uso de Handbook de semiconductores	✓
Recurso Audiovisual	
Propuestas de situaciones problemáticas	✓
Formulación de Preguntas	✓
Taller de Trabajo	✓

Uso de un ohmímetro para identificar las conexiones y realizar pruebas de continuidad en SCRs

Objetivos del aprendizaje
Identificar las conexiones de un SCR comprobando su condición de funcionamiento, mediante pruebas de continuidad.
D
escripción de la Actividad
Esta actividad debe realizarse en pares de alumnos.

Los participantes deben observar y cumplir con todas las medidas de seguridad para la tarea.

El instructor solicitará a los participantes que procedan a verificar la polaridad de las puntas de pruebas del ohmímetro y que realicen las pruebas de continuidad en tiristores (SCRs) previamente seleccionados, además de analizar los resultados de las mediciones efectuadas. El análisis debe quedar reflejado en un informe técnico para que el instructor lo evalúe.

Materiales y Recursos

- Handbook de semiconductores (si no se tiene el Handbook buscar en internet)
- Computadores personales o notebook (si no se cuenta con un Handbook de semiconductores).
- Conexión a Internet (si no se cuenta con un Handbook de semiconductores).
- SCRs de baja potencia.
- Ohmímetro.
- Miliamperímetro de CC.
- Osciloscopio.

Nota: Los materiales y recursos deberán considerarse 1 por cada dos personas.

Seguridad:

En todas las actividades de taller es necesario recordar los siguientes aspectos de seguridad:

- Uso obligatorio de implementos personales de seguridad dentro de taller
  - Lente de seguridad.
  - Zapatos de seguridad.
  - Guantes de cabritilla (no aplica por trabajarse con el nivel de voltaje del Ohmímetro, que es cerca de 2 Volt).
- Identificar riesgos asociados a la trabajo a realizar.
- Consultar al instructor a cargo respecto a cualquier duda.
- Al finalizar el taller dejar todo limpio y ordenado.
- Trabajar en ambiente ventilado.

Desarrollo de la actividad

Paso 1 -- Comprobar el SCR

Los participantes, antes de proceder a realizar las pruebas y mediciones, deberán recopilar los siguientes antecedentes:

Buscar en el manual (handbook) de semiconductores o en Internet, las características técnicas de cada SCR que le entregue el instructor y confeccionar una tabla para su registro, de los siguientes parámetros.

$I_{T\ (rms)}$ $I_{T\ (rms)}$ es el rango nominal de corriente rms máxima constante. Si se excede este valor de corriente, la temperatura del SCR probablemente aumentará a un nivel que pudiera dañarlo o destruirlo.

V_{RRM} V_{RRM} es el voltaje pico de bloqueo inverso máximo repetitivo, o maximum peak repetitive reverse-blocking voltage. Si este voltaje se alcanza o excede, el SCR conducirá en la dirección inversa y se dañará permanentemente.

V_{DRM} V_{DRM} es el voltaje pico de bloqueo directo máximo repetitivo, o maximum peak repetitive forward-blocking voltage. Si este voltaje se alcanza o excede, el SCR sin que

haya una señal de compuerta. Esto no es una característica deseable, ya que el control de compuerta se hace redundante.

I_H I_H es la corriente de retención, o holding current, y es la corriente mínima requerida para sustentar la conducción. Si la magnitud del corriente principal ánodo-cátodo cae por debajo de este valor de corriente, sin una señal de la compuerta, el SCR bloquea.

V_G V_{GT} es el voltaje de compuerta (gate voltaje) necesario para producir la corriente de compuerta.

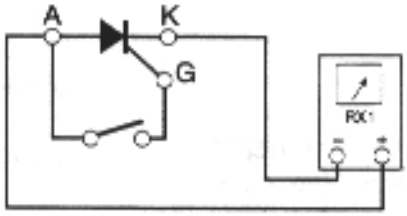
I_{GT} I_{GT} es la corriente de compuerta necesaria para disparar y hacer conducir el SCR.

dv / dt dv/dt es la tasa de elevación de voltaje que activará el SCR sin que exista una señal de compuerta.

Es importante no exceder los parámetros de compuerta de los SCRs. Muchos SCRs son dañados al generarse una excesiva disipación de potencia en su compuerta, o demasiado voltaje inverso de compuerta, más que cualquier otra variable.

Temperatura de trabajo El rango de temperatura de unión en la cual el SCR puede operar es la temperatura de trabajo. Las temperaturas comúnmente varían desde los -40 Cº a +125ºC.

Paso 2 Conecte la punta de prueba negativa del medidor al terminal del cátodo y la punta de prueba positiva al terminal del ánodo del SCR (Dibujo



7).
Dibujo 1 Comprobación de un SCR con un Ohmímetro

Nota: Debe utilizarse un ohmímetro que posea un voltaje, entre terminales, mayor a 1 Voltio para que esta prueba pueda funcionar.

Paso 3 Conecte un puente, mostrado en forma de interruptor, entre las terminales ánodo y de compuerta. Con el interruptor en la posición abierta, el Ohmímetro deberá indicar una resistencia muy alta.

Paso 4 Ponga en corto circuito la compuerta al ánodo (cierre el interruptor). Esto hace que la compuerta sea positiva con respecto al cátodo y deberá disparar el SCR a su modo de conducir. El Ohmímetro deberá ahora indicar que hay continuidad. Si el interruptor se reabre ahora, eliminado el corto circuito compuerta -ánodo, aún se deberá obtener la misma lectura en el Ohmímetro. Este es el sello distintivo de los SCR: una vez que el SCR dispara y conduce, seguirá conduciendo aun cuando la señal de compuerta haya sido eliminada.

Paso 5 Invierta las puntas del medidor a los terminales de ánodo y cátodo del SCR. Con el interruptor en la posición abierto, el Ohmímetro deberá indicar una resistencia muy alta. Cierre el interruptor. La resistencia del Ohmímetro deberá aún arrojar una resistencia muy alta.

Importante:

El Ohmímetro deberá ser capaz de suministrar suficiente corriente de compuerta para disparar y hacer que el SCR conduzca y deberá suministrar suficiente *corriente de retención* en el circuito ánodo – cátodo para mantener su conducción después de retirar el puente.

Esto podría, en algunos casos, exceder la capacidad de la corriente de la fuente del Ohmímetro.

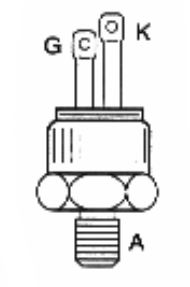
Informe Técnico Análisis de polaridad y continuidad de SCR

INFORME TÉCNICO			
Identificación SCR	Tipo de prueba	Valor medido	Dato de fabrica
Trabajo realizado		Informe técnico	

Antecedentes obtenidos desde el Handbook:

NTE5529

Rectificador Controlado por Silicio



VDRM - 600 VIGT - 30 mA Max.

Iγ(ROMS) - 25 A VGT - 2 V Max

TO48

Sustituye a ECG5529, SK6629

Descripción de las pruebas y mediciones

Los participantes deben describir las mediciones realizadas, las condiciones en que se efectuaron y los resultados obtenidos.

Análisis de las mediciones

Los participantes deben explicar los resultados contenidos y su significado desde el punto de vista del funcionamiento del dispositivo estudiado.

Cierre

Los participantes, según los antecedentes antes expuestos, deben concluir, conforme a las mediciones, el estado de los dispositivos (SCRs), si es que estos están buenos o defectuosos, donde también deben

Consejo Minero
Dirección: Apoquindo 3500, Piso 7, Las Condes, Santiago.
Teléfono: (562) 2347 2200
www.ccm.cl

AngloAmerican

ANTOFAGASTA MINERALS

BARRICK

bhpbilliton
resourcing the future

CODELCO
Orgullo de Todos

COLLAHUASI

FREEPORT-MCMORAN COPPER & GOLD

GLENCORE

KGHM
POLSKA MIEDŹ S.A.

LUMINA
COPPER CHILE

Teck

YAMANAGOLD