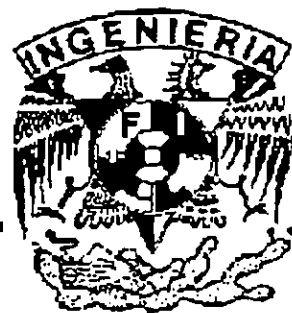




UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE MÉXICO



FACULTAD DE INGENIERÍA

“COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA Y  
ANÁLISIS ARMÓNICO DE UNA PLANTA CEMENTERA”

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

CASTAÑEDA HERNÁNDEZ GUILLERMO  
CORNEJO GALLEGOS ISRAEL  
MÓNICO MENDOZA MÓNICA

DIRECTOR: ING. FRANCISCO CUEVAS ARTEAGA

284201

MÉXICO, D.F.

OCTUBRE DEL 2000



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradezco a mi Papa y a mi Mama por haberme dado la vida, sus cuidados, tiempo y amor, por haberme enseñado valores y apoyarme siempre en mis triunfos y fracasos. Este trabajo lo presentamos para obtener un título, una meta en la vida profesional, un paso más en el largo camino que pretendemos continuar, hoy no podría estar yo presentando este trabajo sin el apoyo y cariño de mi familia, de mi esposa que hoy en día compartimos un futuro y una vida, a todos los profesores de todas las escuelas en donde estuve y que obtuve conocimientos de ellos, amigos de todas las etapas de mi vida y cada una de las personas que intervinieron para la realización de este trabajo. En especial al Ing. Francisco Cuevas Arteaga por su apoyo en el desarrollo de este trabajo.

Agradesco a todos mis familiares y a cada una de las personas que me han apoyado y que han estado cerca de mí durante estos años.

A mis padres que son las personas que siempre han estado en cualquier momento que los he necesitado y me han apoyado e impulsado para poder llegar a ser una persona de provecho, ya que el mejor regalo que me pudieron haber dado fue la educación, tanto personal como profesional. Espero que sigan siendo como son conmigo, y yo espero no fallarles nunca. Los quiere Israel.

A mis hermanas que me han dado su cariño y confianza y que después de haber pasado por algunos problemas y diferencias, hoy somos una familia más unida.

A una persona especial: Adriana que ha sido muy importante en una época de mi vida ya que me motivo a mejorar y me apoyo en estos últimos años con su cariño y amistad. Te quiero mucho.

A mis compañeros de tesis Mónica y Guillermo quienes además de ser dos de mis mejores amigos, me han dado toda su confianza y su apoyo siempre.

A mis amigos y amigas de la facultad (Armando, José Manuel, Cesar L., Cesar R. y Paul) y (Maribel, Alicia, Alejandra, Marcela, Maricela, Elizabeth, Carmen y Margarita) les agradezco el tiempo que convivimos y que nos divertimos juntos, además de que me hicieron cambiar mi forma de ser y de pensar. Y aunque por el momento nos hemos distanciado siempre pueden contar conmigo.

Al Ing. Francisco Cuevas A. nuestro director de tesis, quien además de apoyarnos nos presiono para poder terminar este trabajo y nos ha demostrado que es nuestro amigo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a sus Excelentes Profesores. A quienes agradezco sus enseñanzas y sus esfuerzos por ayudar a que los estudiantes logren ser unos profesionistas competentes.

En Memoria a mi Padre...

A mi Madre por todo su apoyo, amor y esfuerzo,  
sin ti no habría sido posible este momento.  
Te dedico este trabajo con Cariño, Respeto y Admiración.  
Te quiero Mucho.

Al Ing. Francisco Cuevas. Gracias por su  
apoyo en la realización de este trabajo.

A Areli y Noé. Espero les guste.  
A mis Tios Alfonso y Carmen.

A Israel, por tu Amistad.

A Guillermo, por compartir tu vida conmigo. Gracias.

# COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA Y ANÁLISIS ARMÓNICO DE UNA PLANTA CEMENTERA

## TEMARIO

CAPITULO I	INTRODUCCIÓN	2
CAPITULO II	GENERACIÓN DE ARMÓNICAS Y SUS CONSECUENCIAS	4
CAPITULO III	DIAGRAMA UNIFILAR DE LA PLANTA CEMENTERA	39
CAPITULO IV	CÁLCULO DE ALIMENTADORES	40
CAPITULO V	COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA	44
CAPITULO VI	CÁLCULO DE FALLA TRIFÁSICA	61
CAPITULO VII	ANÁLISIS ARMÓNICO	64
CAPITULO VIII	NORMATIVIDAD DE VOLTAJES Y CORRIENTES ARMÓNICAS	82
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	84
	BIBLIOGRAFÍA	88

## I.- INTRODUCCIÓN

Con las políticas actuales respecto al ahorro de energía eléctrica y a los estándares internacionales de las plantas industriales y comerciales, se ha tenido la necesidad de incrementar la eficiencia de sus equipos, además con el tratado de libre comercio donde se ha abierto el mercado y se presenta una mayor competitividad, se ha aumentado la calidad de los productos en base al incremento de la complejidad de los procesos de fabricación y al mejor control de la potencia, por ello se han instalado una gran cantidad de cargas no lineales en los sistemas eléctricos, trayendo como consecuencia la generación de corrientes armónicas que al interactuar con la impedancia del sistema, distorsionan la forma de onda del voltaje aplicado a los diferentes nodos del sistema eléctrico, y estas distorsiones provocan diferentes efectos en los distintos equipos instalados en las plantas industriales, comerciales y de empresas suministradoras que pueden ser: Sobrecalentamientos, sobrevoltajes, ruidos, errores en los sistemas de medición, control y protección.

Debido a que las cargas no lineales generalmente operan a bajos factores de potencia (demandan una gran cantidad de potencia reactiva) y con el propósito de mejorar la eficiencia y calidad del servicio en los sistemas eléctricos, se utilizan los bancos de capacitores en paralelo que al insertarse pueden tener gran influencia en los niveles armónicos, *cabe aclarar que los bancos por si solos no generan corrientes armónicas*, pero es necesario realizar estudios de f.p., voltaje y el análisis armónico cuando se pretenda instalar algún banco de capacitores en el sistema, con el fin de determinar bajo que condiciones deberá operar. Cuando no se toman las precauciones necesarias y el sistema entra en resonancia paralelo con el banco de capacitores a una de las frecuencias armónicas existentes, ésta corriente armónica se amplifica y circula por el sistema y por el banco de capacitores, ocasionando sobrevoltajes y sobrecalentamientos en los equipos, que afectan los aislamientos y la vida útil de los mismos, fusión de fusibles, fallas en unidades capacitores, daños a transformadores de control, mala operación de relés y ruidos en equipos de comunicación.

En un sistema eléctrico de potencia (SEP) ideal, el voltaje suministrado a los usuarios y la corriente de carga son ondas perfectamente senoidales, en la práctica, sin embargo, las condiciones nunca son ideales, así que las formas de onda son a veces muy distorsionadas. La desviación de la senoide perfecta se expresa en términos de Distorsión Armónica (DH) de las formas de onda de corriente y voltaje.

La DH no es un fenómeno nuevo. La DH fue típicamente causada por la saturación magnética de transformadores o por ciertas cargas industriales. Los efectos de las armónicas fueron en máquinas síncronas y transformadores, interferencia telefónica, fallas en capacitores de potencia, operación de dispositivos de protección (fusibles termomagnéticos, electromagnéticos), etc..

Actualmente, se ha incrementado la instalación de cargas no lineales (convertidores de potencia estáticos aplicados a controladores de velocidad, equipo controlado por computadoras, trenes eléctricos, soldadoras, hornos de arco eléctrico, molinos, remachadoras, TV's, VCR's, taladros, secadoras, hornos de μondas, dimmers, lámparas de arco y electrónicas, etc), la mayoría de cargas no-lineales operan a bajo FP ∴ se tienen que compensar los SEP'S (instalando bancos de capacitores en las plantas industriales y sistemas de distribución de las empresas suministradoras, para suministrar la potencia reactiva demandada por las líneas y por dichas cargas no lineales, mejorando el FP., reduciendo pérdidas y teniendo una mejor regulación de voltaje). Con la instalación de un banco de capacitores se da origen a la resonancia paralelo entre la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva de la fuente que da como resultado corrientes oscilatorias de gran magnitud y consecuentemente altos voltajes armónicos.

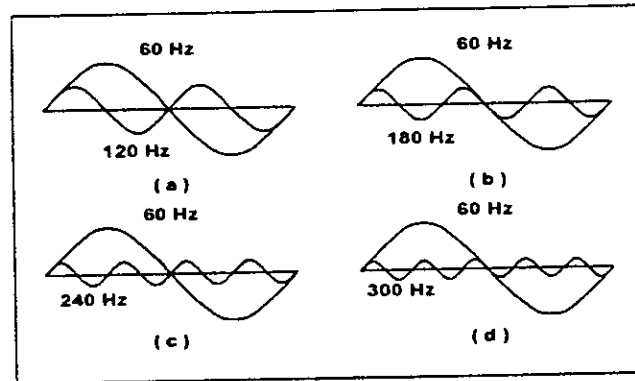


## II.- GENERACIÓN DE ARMÓNICAS Y SUS CONSECUENCIAS

### 2.1. DEFINICIÓN DE ARMÓNICA.

El término Armónica se origina en el campo de la acústica, y se refiere a la vibración de una cuerda o columna de aire a una frecuencia que es múltiple de la frecuencia de repetición básica (fundamental). Similarmente para señales eléctricas una armónica es definida como una componente senoidal de una onda periódica cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

Así en sistemas de potencia de 60 hz, una onda armónica es una senoide que tiene una frecuencia expresada por:  $f_{\text{armónica}} = n \times 60 \text{ hz}$ . Donde  $n$  es un entero.



LA FIG. 2.1.-MUESTRA UNA ONDA SENOIDAL DE 60 HZ Y SU 2ª, 3ª, 4ª Y 5ª ARMÓNICAS

### 2.2. CARACTERÍSTICAS DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA (DH), COMPOSICIÓN DE UNA ONDA DISTORSIONADA.

La Fig. 2.2. Muestra el efecto de superposición de una onda armónica sobre la fundamental. Cuando la onda  $e_1$  de 60 hz (de 1 pu de magnitud) se combina con la onda  $e_2$  que es la tercera armónica en fase con la fundamental (de magnitud 0.3 pu), da como resultado una forma de onda distorsionada  $e_r$  con la misma frecuencia que la fundamental.

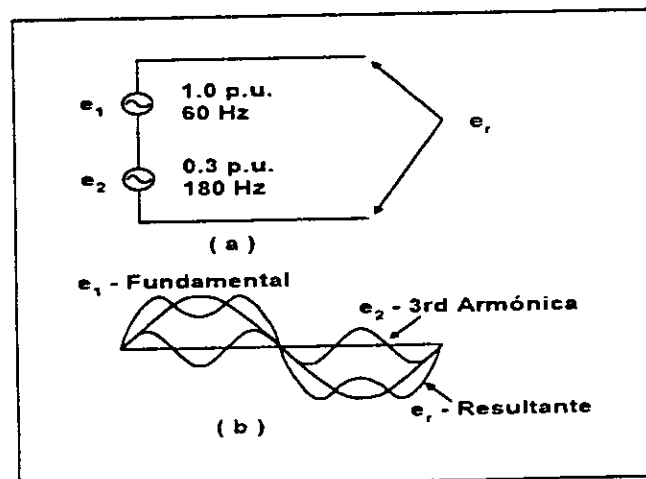


FIG. 2.2.- (a) CIRCUITO, (b) ONDA RESULTANTE ( $e_r$ ) OBTENIDA DE LA SUPERPOSICIÓN DE LA 3ª ARMÓNICA ( $e_2$ ) EN FASE SOBRE LA FUNDAMENTAL ( $e_1$ ).

Usando otras frecuencias armónicas y otras amplitudes, podemos producir una forma de onda distorsionada de alguna onda existente. Por ejemplo la onda periódica cuadrada de la fig. 2.3. es creada por la superposición de un número infinito de armónicas impares (con amplitudes decrecientes) sobre la fundamental de 1 pu de magnitud. La  $n$  ésima armónica (donde  $n$  es un entero impar) tiene una frecuencia de  $60 n$  y una amplitud de  $1/n$  en pu's de la amplitud fundamental.

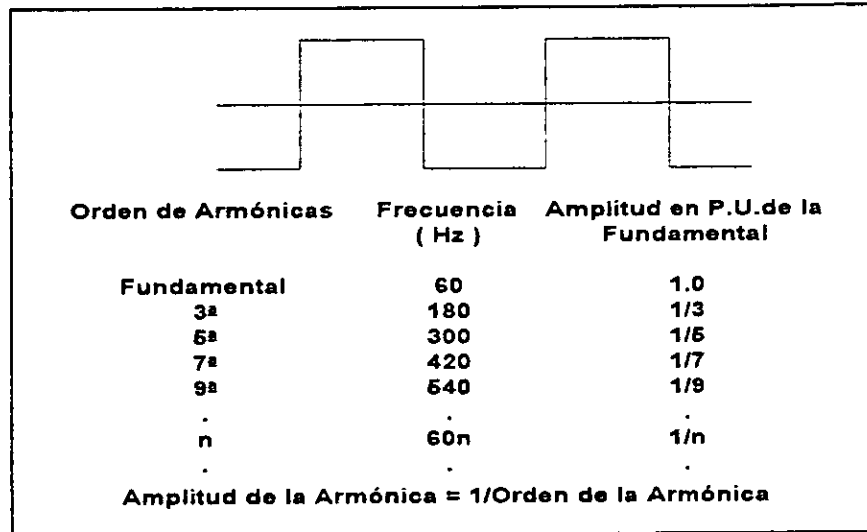


FIG. 2.3.- ONDA CUADRADA CREADA POR LA SUPERPOSICIÓN DE UN NÚMERO INFINITO DE ARMÓNICAS IMPARES SOBRE LA FUNDAMENTAL DE 1 P.U.

### 2.3. DESCOMPOSICIÓN DE UNA ONDA DISTORSIONADA.

Así como una forma de onda periódica distorsionada puede ser compuesta, ésta también puede ser descompuesta en una onda fundamental y sus armónicas.

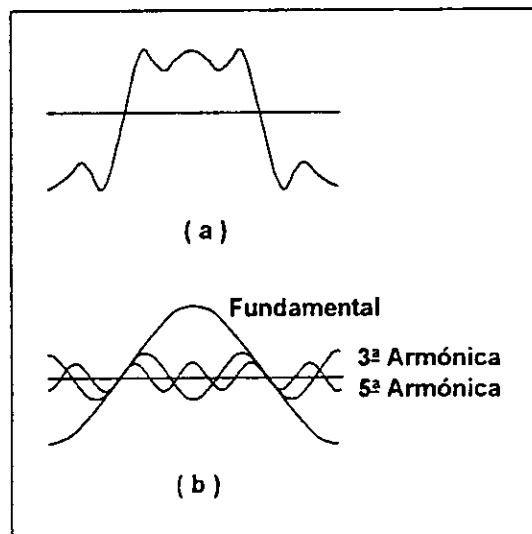


FIG. 2.4.- (a) ONDA DISTORSIONADA. (b) SU DESCOMPOSICIÓN EN UNA FUNDAMENTAL Y SUS COMPONENTES ARMÓNICAS. (SERIE DE FOURIER).

La habilidad para descomponer alguna forma de onda periódica considerando su grado de distorsión, es significativa desde el punto de vista de análisis de sistemas. La descomposición de alguna onda periódica en su fundamental y componentes armónicos se realiza por el análisis de Fourier.

**2.4. POTENCIA FUNDAMENTAL Y ARMÓNICA:**

En circuitos de C.A., el voltaje y la corriente fundamental producen potencia fundamental.

$$P_{fund} = V_{fund} I_{fund} \cos \theta_1 \quad (\text{Representa potencia útil})$$

Dónde  $\theta_1$  es el ángulo de fase entre  $V_{fund}$  e  $I_{fund}$ .

$P_{arm} = V_{arm} I_{arm} \cos \theta_2$  (potencia armónica disipada en forma de calor, efecto indeseable, excepto en ciertos procesos industriales que requieren calor). Las corrientes y voltajes armónicos deberán ser tan pequeños como sea posible.

**2.5. RELACIÓN ENTRE COMPONENTES ARMÓNICOS Y DE SECUENCIA.**

Cuando las armónicas son generadas en sistemas trifásicos, se pueden analizar en terminos de componentes de secuencia. En la tabla 2.1. se muestra la secuencia dominante correspondiente a cada armónica y un patrón que relaciona a las armónicas con su correspondiente secuencia.

Tabla 2.1.- Relación entre secuencia de fase y orden armónico

Sec. de fase	Positiva	Negativa	Cero
Orden de	1	2	3
La	4	5	6
Armónica	7	8	9

En la fig. 2.5. Se muestra que las corrientes o voltajes fundamentales están balanceados, además, la 3ª armónica de la fase "a", la 3ª armónica de la fase "b" y la 3ª armónica de la fase "c" están en fase entre ellas y son de igual magnitud ( sec 0).las componentes de 5a armónica de las tres fases, están fuera de fase entre ellas por 120°, con una sec a,c,b (sec neg).

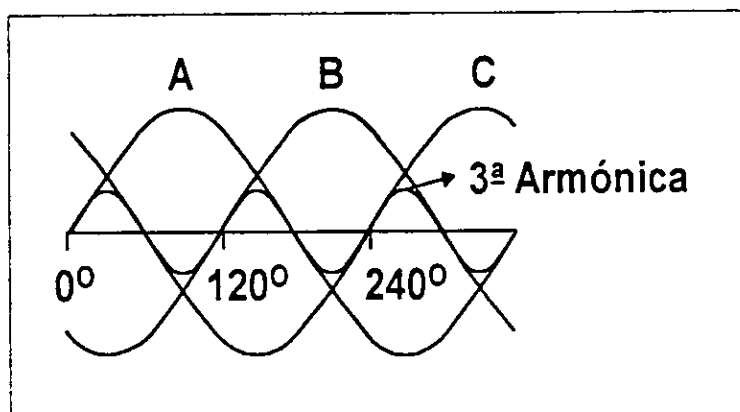


FIG. 2.5 CORRIENTES O VOLTAJES TRIFÁSICOS BALANCEADOS CON 3ª ARMÓNICA,

La 5ª armónica es importante cuando se considera el comportamiento de motores y generadores, ya que es de secuencia negativa y causa calentamiento en el rotor y par negativo en las máquinas.

## 2.6. FACTOR DE DISTORSIÓN ARMÓNICO (DF).

El factor de distorsión o factor armónico expresa la cantidad de distorsión armónica contenida en la onda distorsionada y es determinado por la siguiente ecuación.

$$DF(\%) = \frac{\sqrt{\text{SUMA DE LOS CUADRADOS DE TODAS LAS AMPLITUDES ARMÓNICAS}}}{\text{AMPLITUD DE LA FUNDAMENTAL}} \times 100$$

Para ilustrar la aplicación de ésta Ec., considere la forma de onda distorsionada de corriente de la fig. 2.6.

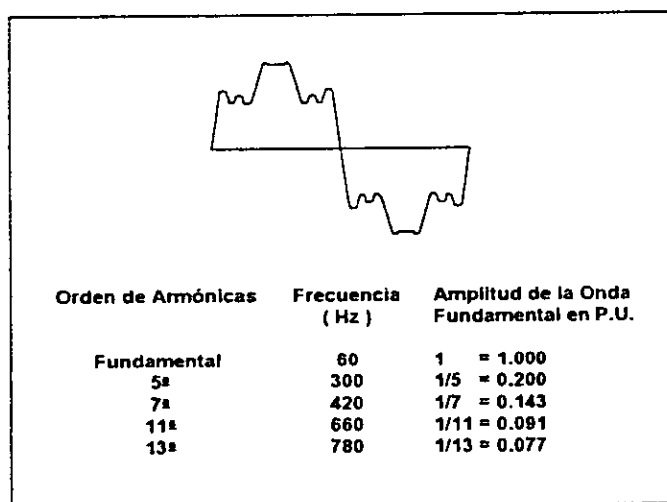


FIG 2.6. CONTENIDO ARMÓNICO DE UNA ONDA DISTORSIONADA.

$$DF = \frac{\sqrt{(0.2)^2 + (0.143)^2 + (0.091)^2 + (0.077)^2}}{1.0} \times 100 = 27\%$$

## 2.7. IMPORTANCIA DE LAS ARMÓNICAS EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS.

Los problemas de distorsión son causados por cargas no-lineales conectadas a los sistemas de distribución de las empresas suministradoras. Por ejemplo, un horno de arco eléctrico es una carga no lineal que demanda corrientes no senoidales (ricas en armónicas) cuando un voltaje senoidal es aplicado, como se muestra en la curva (a) de la fig. 2.7, la corriente de carga distorsionada causa distorsión del voltaje en el bus como se muestra en la curva (b).

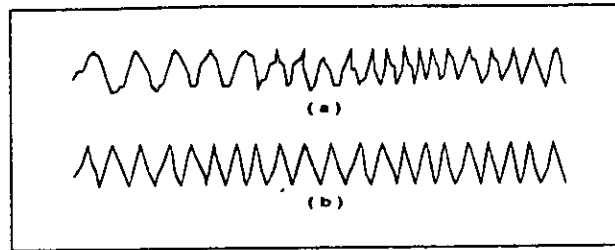


FIG. 2.7. (a) CORRIENTE DEMANDADA POR UN HORNO DE ARCO ELÉCTRICO; (b) VOLTAJE EN EL BUS.

Actualmente es necesario contar con métodos adicionales para resolver problemas de armónicas por tres razones principales:

- 1.- El uso de convertidores estáticos de potencia (CEP) han proliferado recientemente.
- 2.- Las resonancias de red se han incrementado.
- 3.- El equipo de sistemas eléctricos de potencia y cargas son más sensibles a las armónicas.

CEP, se refiere a dispositivos semiconductores que convierten potencia de una frecuencia a otra.

La mayor aplicación de los CEP'S es en controladores de velocidad para motores (ADS), para incrementar la eficiencia, mejor control de la velocidad y menor mantenimiento comparado con otros controladores convencionales.

En la mayoría de las aplicaciones, las cargas con CEP'S demandan corrientes del sistema, que consisten de pulsos positivos y negativos, separados por intervalos de corriente cero.

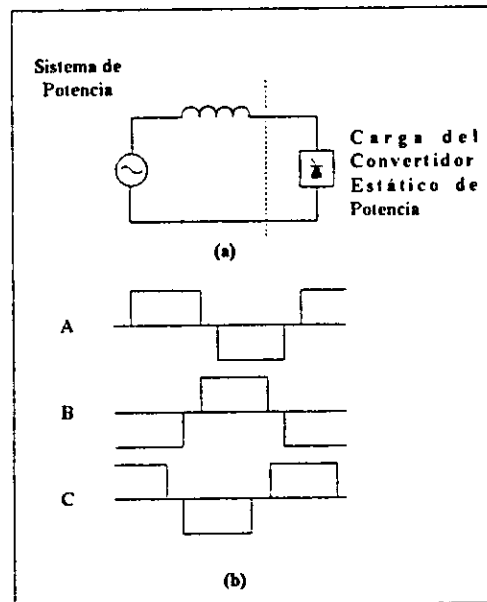


FIG. 2.8. EFECTO DE CARGAS CONTROLADAS POR CEP'S: (a) DIAGRAMA UNIFILAR DEL SISTEMA; (b) CORRIENTE ALTERNA EN LAS TRES FASES.

Las armónicas generadas por el convertidor estático se propagan a través del sistema causando la distorsión de voltaje en el bus remoto y las corrientes distorsionadas fluyen en los circuitos de carga. La fig. 2.9 ilustra el efecto remoto causado por una fuente armónica en el sistema. Este CEP, genera: 5ª, 7ª, 11ª y 13ª corrientes armónicas dominantes:

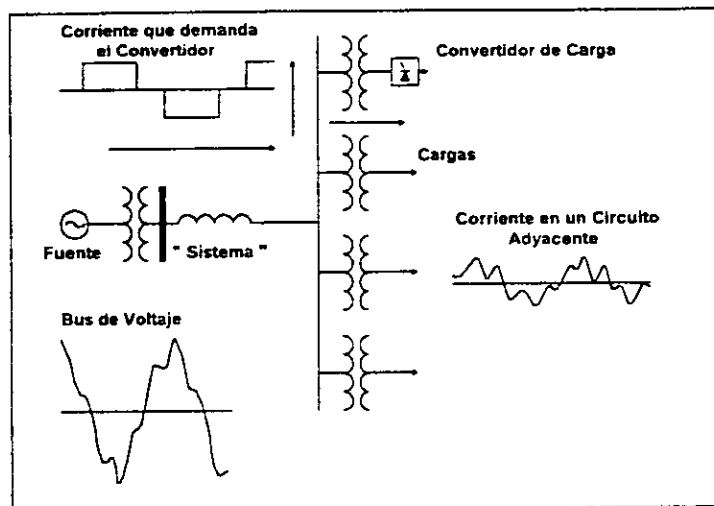


FIG. 2.9. PROPAGACIÓN DE CORRIENTES Y VOLTAJES ARMÓNICOS A TRAVÉS DEL SISTEMA DE POTENCIA.

Más aún, el problema de armónicos con frecuencia se agrava con la tendencia a instalar bancos de capacitores para mejorar el FP y/o controlar voltaje.

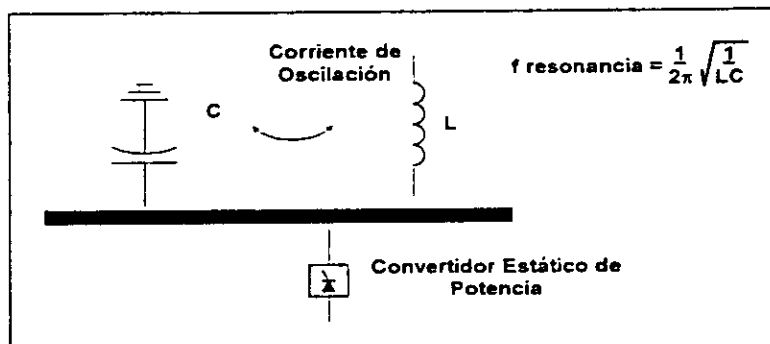


FIG. 2.10. EXCITACIÓN DE UN CIRCUITO RESONANTE PARALELO.

Si una corriente armónica es inyectada (de una frecuencia cercana a la *f*resonante), una gran corriente de oscilación fluirá y causará fusión de fusibles y altos voltajes armónicos. Además del incremento en generadores de armónicas y puntos resonantes en la red, los sistemas eléctricos y las cargas se han hecho más sensibles a las armónicas. Existen varias áreas de nueva y continúa preocupación:

- 1.- Computadoras, máquinas herramienta controladas por computadoras y varios tipos de controladores digitales, son especialmente susceptibles a las armónicas, así como también otros tipos de interferencia.
- 2.- Las armónicas pueden dañar por calentamiento al dieléctrico de cables subterráneos.
- 3.- Las fallas en los bancos de capacitores con frecuencia se deben a las armónicas.
- 4.- Los medidores inductivos pueden ser afectados por las armónicas.
- 5.- Diseños menos conservadores de generadores y transformadores, agravan los problemas térmicos causados por armónicas
- 6.- Las armónicas pueden ser las causantes de problemas en las comunicaciones.

## 2.8 CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE POTENCIA I.

Los convertidores de potencia estático presentan la categoría más grande de los dispositivos que producen armónicas en el sistema eléctrico de potencia. En éste capítulo se describirá el rectificador estático, el cuál convierte potencia de CA a CD. Iniciando con el diodo como elemento básico describiendo el proceso de rectificación, las formas de onda de corriente y voltaje resultantes y la generación de armónicas, ignorando el traslape en la conmutación, la inductancia del sistema e ignorando el efecto de la variación del ángulo de encendido de los tiristores.

### Nota sobre el uso del término "convertidor"

El término convertidor se refiere a algún dispositivo usado para convertir energía (eléctrica, mecánica, etc. ) de una forma a otra. En este curso, los términos "convertidor", "convertidor estático" y "convertidor de potencia estático" son utilizados para referirse específicamente a dispositivos que convierten potencia de CA a CD, de CD a CA ó de CA a CA.

## 2.9 RECTIFICADORES MONOFÁSICOS.

**RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA:** En rectificadores se toma la característica no-lineal de un diodo para convertir corriente alterna a corriente unidireccional pero pulsante. En la operación del rectificador de media onda el diodo experimenta un voltaje de directa cuando el voltaje de la fuente esta en su ciclo positivo y conduce corriente a la carga resistiva durante el intervalo de ( $0^\circ$  a  $180^\circ$ ). Cuando el voltaje de la fuente esta en su ciclo negativo de ( $180^\circ$  a  $360^\circ$ ) el diodo actúa como un switch abierto y no hay circulación de corriente hacia la carga.

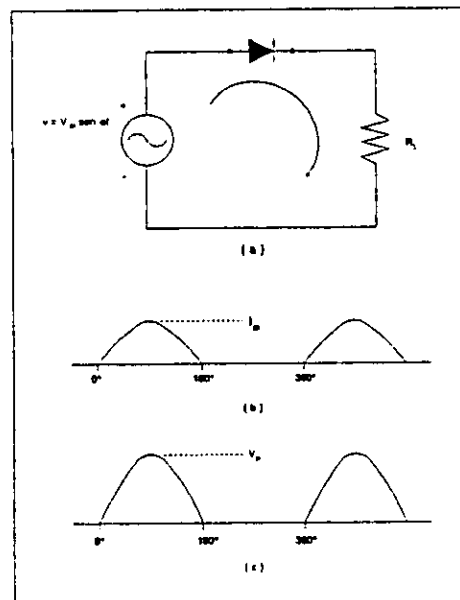


FIG. 2.11. RECTIFICADOR  $1\phi$  DE MEDIA ONDA: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) CORRIENTE DE CARGA; (c) VOLTAJE DE CARGA

Para la fuente de voltaje  $v = v_m \sin \omega t$ , el resultado de la corriente de carga es:

El valor promedio es obtenido por la integración de la corriente de carga de su periodo y dividido por el mismo periodo.

$$i = \frac{v}{R_L} = \frac{V_m \text{sen} \omega t}{R_L} = I_m \text{sen} \omega t \quad \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi$$

$$i = 0 \quad \text{para } \pi \leq \omega t \leq 2\pi$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \text{sen} \omega t \, d(\omega t) + 0$$

$$= \frac{1}{2\pi} I_m (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi} = 0.32 I_m$$

En rectificadores de media onda la corriente y el voltaje de carga son senoidales de medio ciclo, y la corriente directa demandada por la carga es aproximadamente el 30% del valor máximo de la corriente pulsante.

**RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA:** La corriente  $i_a$  fluye por los diodos 1 y 2 hacia la carga cuando el voltaje de la fuente esta en su medio ciclo positivo. En el ciclo negativo de voltaje, los diodos 3 y 4 conducen, fluyendo la corriente  $i_b$  a la carga y los diodos 1 y 2 no conducen. Sin embargo la corriente a través de la carga esta siempre en la misma dirección.

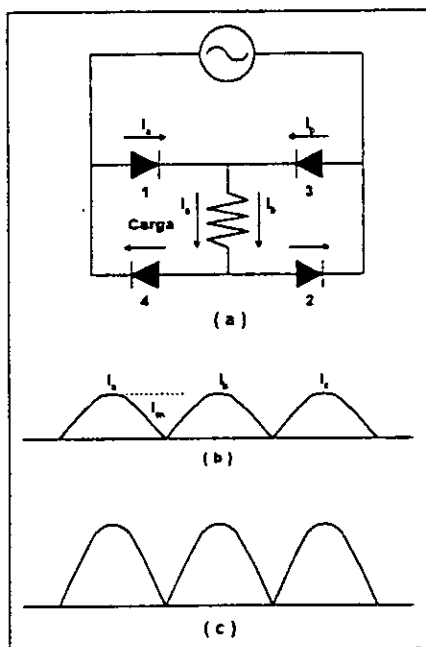


FIG. 2.12. RECTIFICADOR 1φ DE ONDA COMPLETA: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) CORRIENTE DE CARGA; (c) VOLTAJE DE CARGA.

Los rectificadores de media onda y onda completa son usados en equipo doméstico (tv's, vcr's, radios, máquinas de coser, taladros, pc's, lámparas etc.)

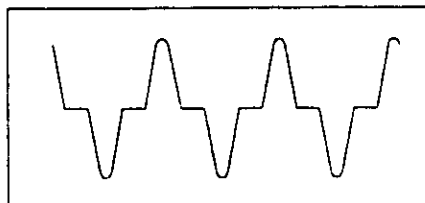


FIG. 2.13. CORRIENTE DEMANDADA POR LOS USUARIOS.



En equipo sensible, una L es colocada en serie con la carga, para asegurar el flujo de corriente constante, para la carga, si la carga tiene una alta L el efecto es el mismo.

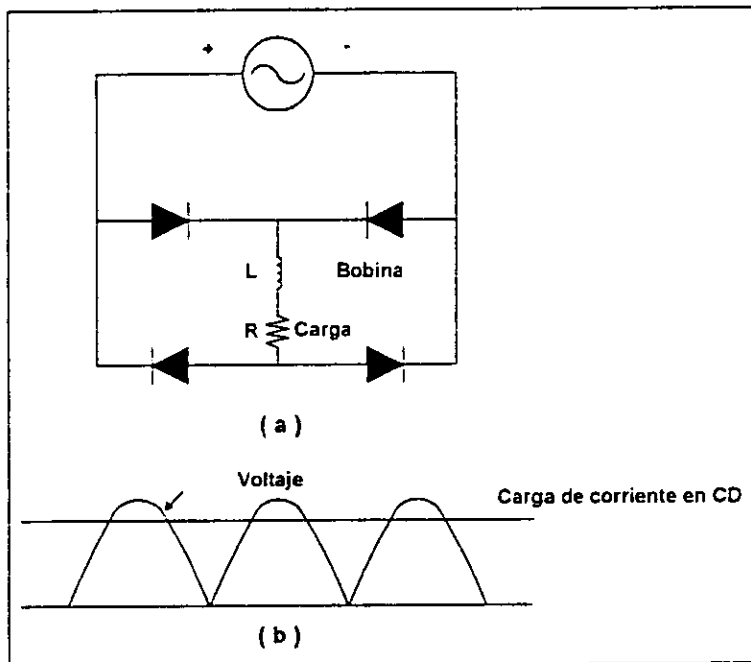


FIG. 2.14. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA 1φ CON REACTOR DE AMORTIGUAMIENTO: (a) DIAGRAMA DE CIRCUITO; (b) VOLTAJE APLICADO A LA CARGA Y CORRIENTE DE CARGA DE CD.

### 2.10 RECTIFICADORES TRIFÁSICOS.

En la figura 2.15 observamos los rectificadores trifásicos de tres pulsos.

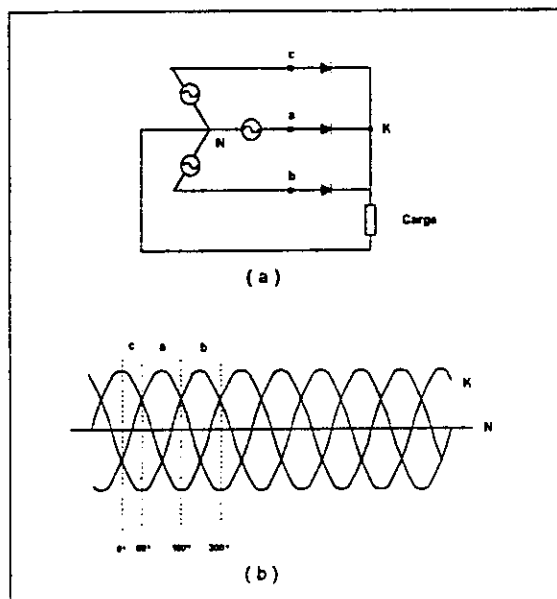


FIG. 2.15. RECTIFICADOR 3φ DE 3 PULSOS - COMPORTAMIENTO DURANTE EL INTERVALO DE 0° A 60°, DE 60° A 180° Y DE 180° A 300°, (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO, (b) VOLTAJE DE ALTERNA DE LÍNEA A NEUTRO.

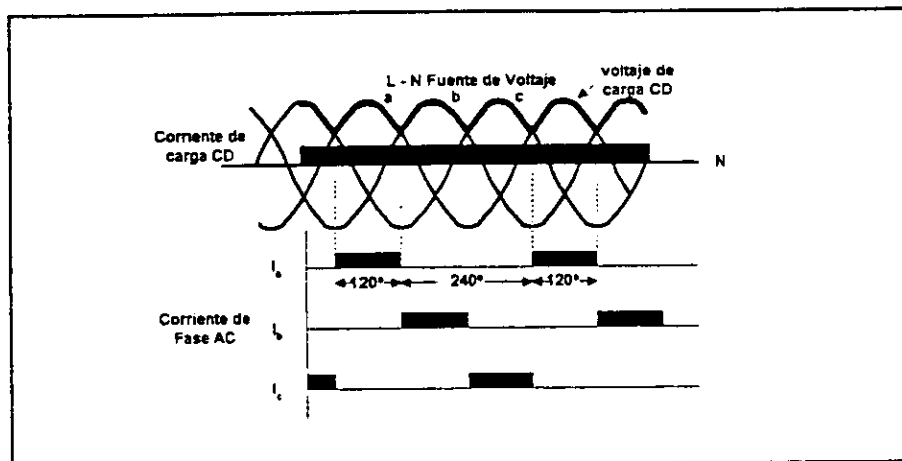


FIG. 2.16. RECTIFICADOR 3 $\phi$  DE 3 PULSOS, AQUÍ SE CONSIDERA QUE LA CARGA TIENE UNA GRAN L (PARA MANTENER EL FLUJO DE CC) MOSTRANDO LOS VOLTAJES Y CORRIENTES DE LÍNEA DE C.A., ASÍ COMO VOLTAJES Y CORRIENTES DE C.D.

En rectificadores 3 $\phi$  de seis pulsos, la demanda de corrientes de línea son parecidas a las senoidales y cortos períodos de corriente cero.

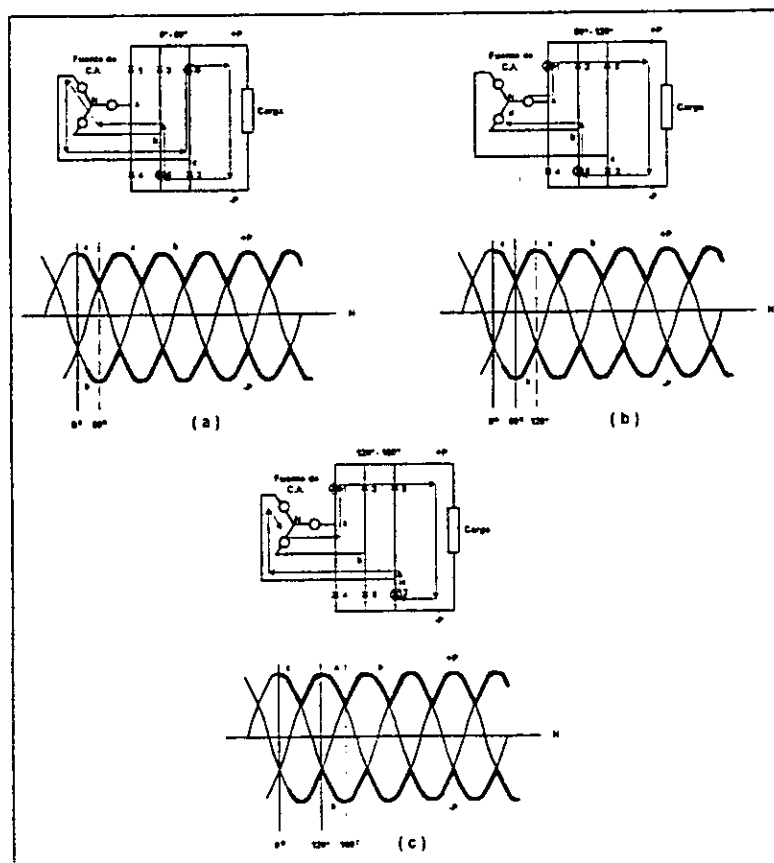


FIG. 2.17. RECTIFICADOR 3 $\phi$  DE 6 PULSOS - FLUJO DE CORRIENTE DURANTE TRES INTERVALOS SUCESIVOS DE 60°: (a) INTERVALO DE 0° - 60°; (b) INTERVALO DE 60° - 120°; (c) INTERVALO DE 120° - 180°.

Se asume que hay bastante inductancia inherente en lado de la carga.

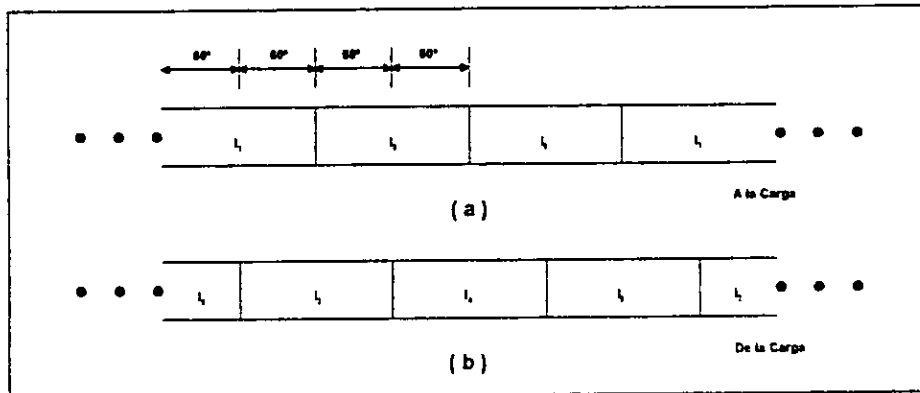


FIG. 2.18. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS-COMPOSICIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA CD: (a) DIODOS 1,3 Y 5 CONDUEN CORRIENTE A LA CARGA; (b) DIODOS 2, 4 Y 6 CONDUEN CORRIENTE DESDE LA CARGA

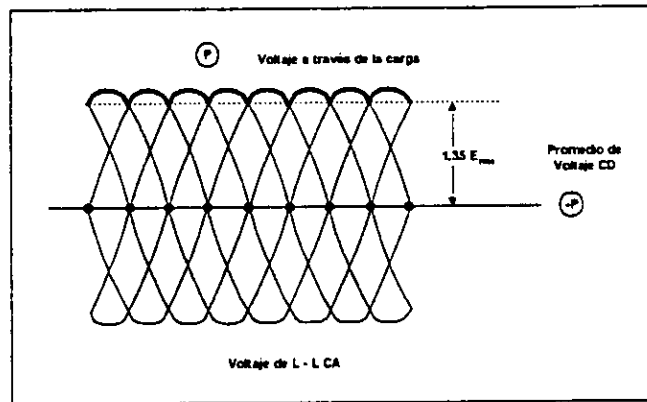


FIG. 2.19. RECTIFICADOR 3φ DE SEIS PULSOS- VOLTAJES ENTRE FASES DE CA, MOSTRANDO EL VOLTAJE DE CD APLICADO A LA CARGA Y EL VOLTAJE PROMEDIO DE CD.

El voltaje promedio suministrado a la carga se calcula integrando la forma de onda periódica entre su período.

$$V_{dc} = \frac{(\sqrt{2}/\sqrt{3}) E_{rms} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \text{sen } \theta \, d\theta}{2\pi/3}$$

(NOTA:  $2\pi/3 = 120^\circ =$  periodo de la onda)

$$= -\cos \theta \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} (\sqrt{2}/\sqrt{3}) E_{rms} \, 3/2\pi$$

$$= -\left[(-\sqrt{3}/2) - (\sqrt{3}/2)\right] (\sqrt{3}/2) E_{rms} \, 3/2\pi$$

$$= (3\sqrt{2}/2\pi) E_{rms} = (3/\pi\sqrt{2}) E_{rms}$$

$$V_{dc} = 0.675 E_{rms} \quad (\text{para un rectificador de tres pulsos})$$

donde  $E_{rms}$  = Voltaje de CA entre fases.

Así, se concluye que el voltaje de CD promedio entregado a la carga para un rectificador de seis pulsos es:  $V_{dc} = 2(0.675E_{rms}) = 1.35 E_{rms}$  (para un rectificador de seis pulsos).

Las amplitudes de las armónicas son mayores conforme  $\alpha$  se aproxima a  $90^\circ$

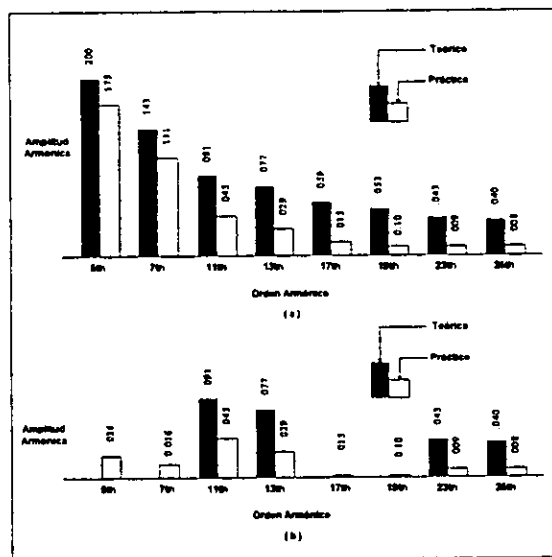


FIG. 2.20. CORRIENTES ARMÓNICAS TEÓRICAS Y PRÁCTICAS GENERADAS POR: (a) CONVERTIDOR DE 6 PULSOS; (b) CONVERTIDOR DE 12 PULSOS.

### 2.11 ARMÓNICAS NO CARACTERÍSTICAS.

Hasta aquí sólo se han considerado las armónicas "características" que resultan, de hacer el análisis de fourier a los pulsos de corriente de línea. las armónicas características se producen bajo las condiciones "ideales" siguientes:

- 1) pulsos de encendido en el puente igualmente espaciados.
- 2) reactancia de conmutación perfectamente balanceada entre fases.
- 3) voltajes de bus de c.a. perfectamente balanceados.

Cualquier desbalance en el sistema o pulsos de encendido no uniformes originarán armónicas adicionales conocidas como "armónicas no-características".

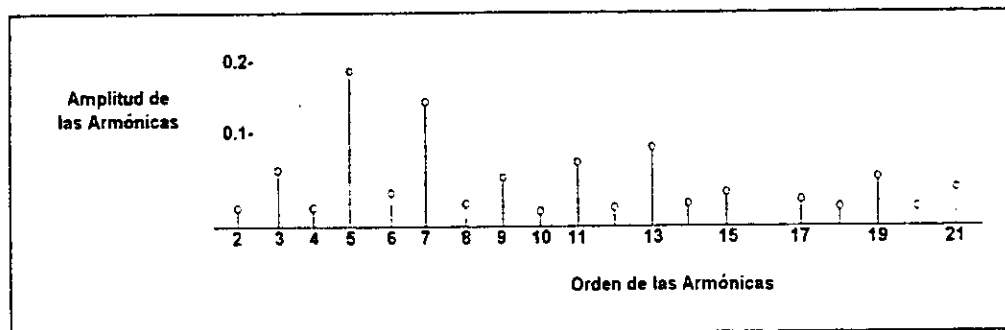


FIG. 2.21. CORRIENTES ARMÓNICAS NO CARACTERÍSTICAS GENERADAS POR UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS.

## 2.12 CONVERTIDORES DE POTENCIA DE MEDIANA CAPACIDAD.

Los controladores de velocidad a base de convertidores de potencia estáticos proveen alta eficiencia, un control de velocidad mas precisa y menor mantenimiento que otros tipos de controladores de velocidad. Por lo anterior, los controladores estáticos son ampliamente usados para todos los tipos de motores industriales.

En la actualidad, los problemas de armónicas resultan de la diversidad de tamaños y aplicaciones de los controladores estáticos de mediana capacidad, los cuales son usados en cientos de aplicaciones y en todos los tipos de industrias. El uso principal de tales convertidores es como controladores de velocidad de motores de CA y de CD.

## 2.13 MOTORES DE CD.

Aunque prácticamente toda la energía eléctrica producida comercialmente es generada, transmitida y distribuida en potencia de alterna, una buena porción de esta energía es utilizada en la forma de CD. *Motores de CD son usados por todas partes en la industria para muchas aplicaciones especiales, son preferidos sobre los de CA cuando la carga del motor requiere de un alto par.*

Los motores de CD operan a relativa baja velocidad, tales como laminadoras, grúas, perforadoras, propulsores de barcos y locomotoras eléctricas. En todas éstas aplicaciones el control de la velocidad es muy importante. Los motores deben funcionar a alguna velocidad, en dirección de las manecillas del reloj o en contra.

La velocidad del motor está dada por la expresión:

$$n = \frac{60E}{N_a \phi}$$

Donde:  $n$  = velocidad del motor en rpm.  
 $E$  = Voltaje aplicado a la armadura.  
 $N_a$  = Número total de conductores de la armadura.  
 $\phi$  = Flujo magnético por polo.

El Número total de conductores de la armadura es constante para una máquina dada, por lo tanto la velocidad puede ser controlada por dos métodos. 1° *control de armadura*, donde el voltaje en la armadura puede ser ajustado mientras el flujo por polo se mantiene constante, y el 2° *control de campo*, donde, el flujo por polo puede ser ajustado mientras el voltaje en la armadura se mantiene constante.

## 2.14 CONTROLADORES TRIFÁSICOS PARA MOTORES DE CD.

El circuito típico de éstos controladores se muestra en la Fig. 2.22. que es un simple rectificador estático de 6 pulsos, que alimenta voltaje de CD ( $E$ ) a la armadura del motor. Históricamente el campo del motor fue conectado de la alimentación a la armadura con un reóstato para ajustar la corriente de campo (*motor con campo en derivación*), actualmente, el devanado de campo del motor es alimentado independientemente por un puente monofásico de onda completa. Este es el tipo más común de motores de C.D. usados en la industria.

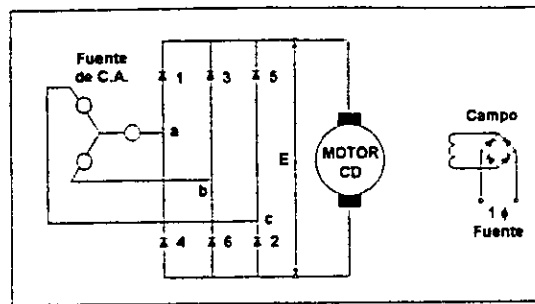


FIG. 2.22. RECTIFICADOR ESTÁTICO DE SEIS PULSOS QUE SUMINISTRA VOLTAJE C.D. A LA ARMADURA DEL MOTOR.

### 2.15 CONTROL DE ARMADURA.

Si la excitación del campo es mantenida constante, el flujo por polo del motor también será constante, en este caso, la velocidad del motor dependerá sólo del voltaje en la armadura (E). En la práctica, un puente monofásico suministra un voltaje de CD fijo al campo, esto causa una corriente de excitación de CD. constante en el devanado de campo.

Con la excitación fija, sólo el ángulo de encendido de los tiristores requiere ser ajustado para controlar la velocidad del motor. La velocidad variará en proporción directa al voltaje de armadura (E). Este control es utilizado en elevadores, grúas, molinos de las industrias: de acero, cementera y del papel. Por ejemplo, se ilustra en la fig. 2.23. que para un ángulo de encendido  $\alpha = 90^\circ$  el voltaje de C.D. suministrado al motor es cero, de tal manera que el motor no gira. Si el ángulo de encendido decrece a  $30^\circ$ , el voltaje de C.D. es positivo y el motor gira. A un ángulo de encendido de  $0^\circ$ , el voltaje de C.D. es máximo y el motor gira a su máxima velocidad. Por otro lado, si el ángulo de encendido es mayor que  $90^\circ$  por ejemplo  $150^\circ$ , el voltaje de C.D. es negativo y el motor actúa como un freno dinámico.

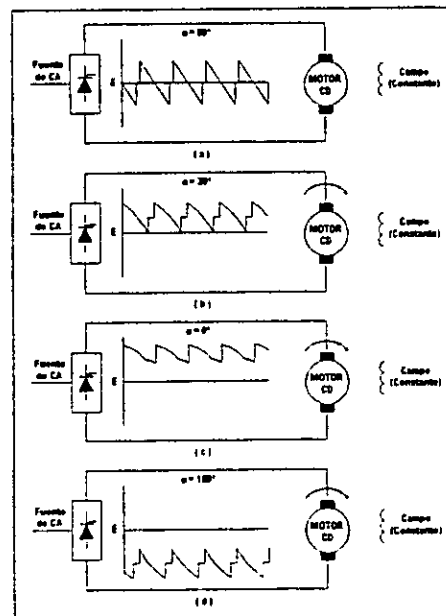


FIG. 2.23 AJUSTE DE VELOCIDAD DE UN MOTOR C.D. POR LA VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE ENCENDIDO: (a)  $90^\circ$  MOTOR BLOQUEADO; (b)  $30^\circ$  GIRA EN DIRECCIÓN DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ; (c)  $0^\circ$  GIRA A SU MÁXIMA VELOCIDAD EN LA DIRECCIÓN DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ; (d)  $150^\circ$  LA MÁQUINA ACTÚA COMO FRENO DINÁMICO.

Dos de los controladores de enlace de CD son analizados, y un tipo de controlador diferente para CA, que es el cicloconvertidor. Una gran variedad de controladores de velocidad son empleados en la industria y no pueden ser cubiertos todos en detalle. Sin embargo, se incluyen los más comunes y su contribución a la distorsión armónica al sistema de potencia.

## CONTROLADORES DE MOTORES DE C.A.

### 2.16 CONTROLADOR INVERSOR POR MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM).

El PWM mostrado en la Fig. 2.24. es otro controlador que está siendo ampliamente utilizado. Éste es un controlador con enlace de C.D. que usa un rectificador y un inversor de conmutación forzada para controlar la velocidad de un motor de inducción. En contraste con el inversor alimentado con voltaje, la sección rectificadora es un simple puente de diodos en lugar de tiristores. Éste rectificador suministra un voltaje de C.D. constante al inversor. Un inductor de alizamiento y filtro capacitor son incluidos en el enlace de C.D. para minimizar el rizo del voltaje de salida del rectificador.

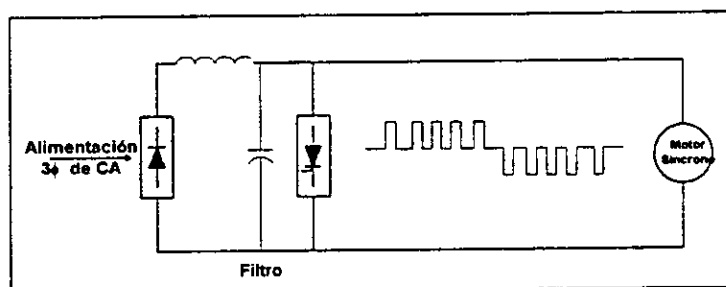


FIGURA 2.24. CONTROLADOR TÍPICO DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM).

La sección inversora switchea porciones de este voltaje constante de CD forzando a los tiristores a conducir y no-conducir muy rápidamente. El control del ángulo de encendido crea cortos pulsos de voltaje positivos de amplitud constante, seguidos por un número igual de pulsos negativos, como se muestra en la Fig. 2.25. El ancho y espaciamiento de los pulsos son arreglados para que el valor promedio sea una onda senoidal. La técnica es conocida como PWM.

En un PWM, la frecuencia de salida del inversor es ajustada por el cambio del número de pulsos consecutivos positivos y negativos. Por ejemplo, para reducir la frecuencia a la mitad, el período es duplicado (duplicando el número de pulsos), ver Fig. 2.25. (b).

El voltaje de salida del inversor también puede ser ajustado, aunque la magnitud del voltaje de entrada de CD no varíe. Ésto se realiza cambiando el ancho de cada pulso. Si los pulsos tienen la misma amplitud pero la mitad del ancho, el valor o el voltaje de salida rms es sólo la mitad de la amplitud total, ver Fig.2.25. (c).

Con el inversor alimentado por voltaje, el voltaje y la frecuencia deben ser variados para controlar la velocidad del motor de inducción. El PWM es realizado en la sección inversora, cambiando el número y ancho de los pulsos de voltaje.

Para reducir la velocidad del motor a la mitad, el número de pulsos por medio ciclo deben ser el doble para reducir la frecuencia, al mismo tiempo, los pulsos deberán ser de la mitad del ancho para reducir el voltaje, ver Fig. 2.25. (d).

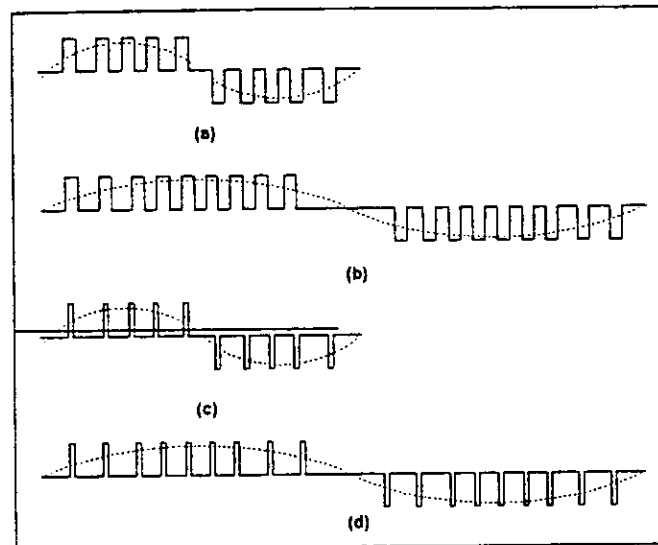


FIG. 2.25. CONTROL POR PWM: (a) APROXIMACIÓN DE LA ONDA SENOIDAL; (b) FRECUENCIA A LA MITAD POR DUPLICAR EL NÚMERO DE PULSOS; (c) MITAD DE VOLTAJE POR LA REDUCCIÓN DEL ANCHO DE PULSO A LA MITAD; (d) VELOCIDAD AL 50%, POR DUPLICAR EL NÚMERO DE PULSOS Y REDUCIR EL ANCHO DE PULSO A LA MITAD SIMULTÁNEAMENTE.

El PWM es un controlador de voltaje-frecuencia ajustables, como el controlador inversor alimentado por voltaje. Sin embargo, *el controlador alimentado por voltaje ajusta el voltaje con el rectificador a base de tiristores y ajusta la frecuencia con el inversor*. En un PWM, el voltaje y la frecuencia son ajustados en la sección inversora por conmutación forzada.

Una ventaja importante del PWM es la economía de utilizar un simple puente de diodos en lugar de tiristores. Sin tiristores en el circuito rectificador, no hay retardo de ángulo de fase de la corriente alterna. Así, desde la red de CA, el controlador PWM es "visto" como una carga de alto factor de potencia.

## 2.18 CONVERTIDORES DE PEQUEÑA CAPACIDAD Y OTRAS FUENTES DE ARMÓNICAS.

Ésta sección describe a los convertidores pequeños que son usados en todos los tipos de aplicaciones, tales como circuitos de control para máquinas herramientas y circuitería para equipos de sonido, TV'S, VCR'S y PC'S. Las otras fuentes de armónicas consideradas en esta sección caen dentro de las siguientes categorías:

- 1.- Equipo con núcleo magnético, tales como transformadores, motores y generadores.
- 2.- Dispositivos de arco eléctrico, tales como hornos de arco y lámparas fluorescentes.
- 3.- Controladores de voltaje, tales como compensadores estáticos de VARS (SVC'S).

## 2.19 EQUIPOS CON NÚCLEO MAGNÉTICO. TRANSFORMADORES.

Antes del incremento de los convertidores estáticos de potencia, las armónicas en los sistemas eléctricos de potencia fueron primariamente debido a la corriente de excitación requerida por los transformadores de potencia. Cuando un voltaje senoidal es aplicado al devanado primario del transformador (Fig. 2.26.) una pequeña corriente fluirá si el transformador está en vacío. Ésta corriente conocida como corriente de excitación, es



necesaria para establecer el campo magnético en el núcleo del transformador y así, inducir un voltaje en el lado secundario.

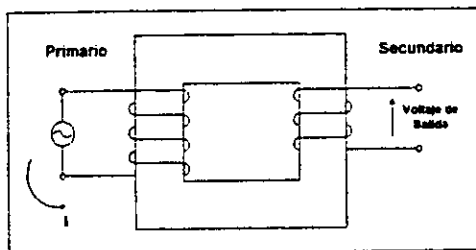


FIG. 2.26 CORRIENTE DE EXCITACIÓN CAUSADA POR UN VOLTAJE SENOIDAL APLICADO AL DEVANADO PRIMARIO DE UN TRANSFORMADOR.

La relación entre el voltaje aplicado y la corriente de excitación es extremadamente no-lineal, como se ilustra en la fig. 2.27.

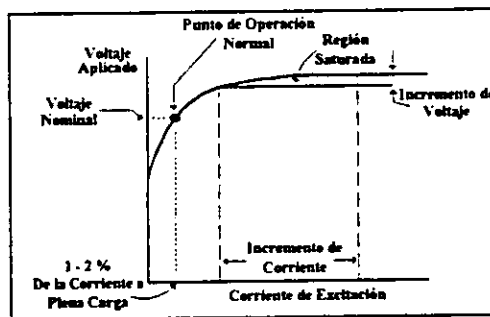


FIG. 2.27 CORRIENTE DE EXCITACIÓN CONTRA VOLTAJE DE APLICACIÓN DE UN TRANSFORMADOR.

La corriente de excitación demandada por el transformador (Fig. 2.28.) no es senoidal y contiene muchas armónicas. La forma de onda de la corriente de excitación es rica en 3ª armónica, la cuál alcanza el 50% de la corriente de frecuencia fundamental, la 5ª, 7ª y 9ª están presentes a un menor grado.

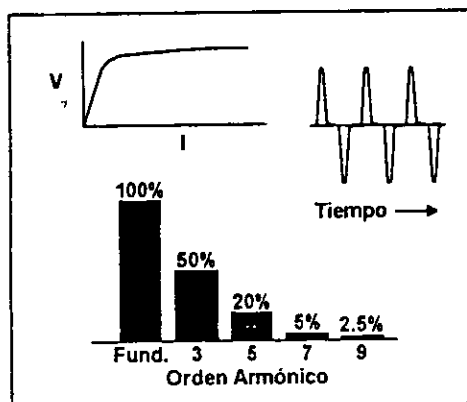


FIG. 2.28 CORRIENTE DE EXCITACIÓN NO SENOIDAL DE UN TRANSFORMADOR Y SU CONTENIDO ARMÓNICO.

Afortunadamente, los transformadores son diseñados para operar cerca de la rodilla de la curva de saturación, donde la corriente de excitación es del 1 o 2% de la corriente a plena carga. Así, aunque los transformadores son numerosos en el sistema de potencia, su corriente de excitación generalmente no causa problemas armónicos.

De otra manera, la contribución armónica de transformadores podría ser significativa durante sobrevoltajes sostenidos del sistema de potencia. Cuando el voltaje aplicado al transformador es incrementado arriba del nominal, el campo magnético incrementa al punto donde el núcleo puede alcanzar la saturación.

El núcleo saturado, a un pequeño incremento de voltaje produce un gran incremento en la corriente de excitación para generar el campo magnético requerido (ver Fig. 2.27.). El contenido armónico también se incrementa abruptamente. Por ejemplo, la magnitud de 3ª armónica podría incrementar de 50 a 75% de la fundamental cuando se aplica el 115% del voltaje nominal.

## 2.20 MOTORES Y GENERADORES.

En adición a los transformadores, hay un gran número de equipo con núcleo magnético que genera armónicas como los motores y generadores. Similar al transformador, un motor requiere de corriente de excitación (que contiene 3ª armónica) del sistema para establecer un campo magnético en su núcleo. En el caso de un motor, el campo magnético es requerido para girar el rotor de la máquina. No obstante, que la curva de saturación de un motor es mucho mas lineal que la de un transformador. La comparación se muestra en la Fig. 2.29. Así, las armónicas generadas son menores.

El tipo de devanado de un motor también influye en la generación de armónicas. Los devanados típicos del motor tienen 5 o 7 ranuras por polo, produciendo 5ª y 7ª corrientes armónicas. Aunque éstas son menores que las corrientes armónicas producidas por los convertidores estáticos, los controladores de velocidad de motores de gran capacidad (30,000 HP y mayores) pueden causar efectos armónicos en el sistema de potencia.

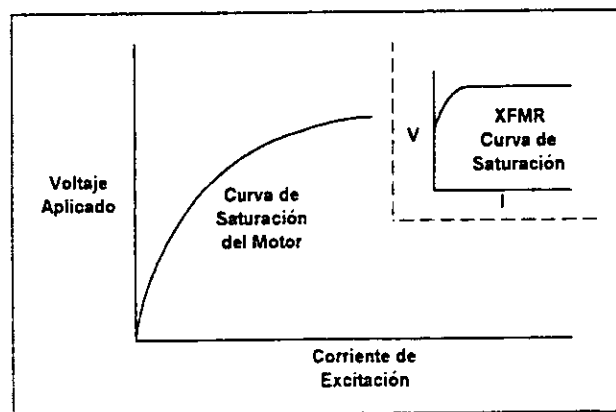


FIG. 2.29. CURVA TÍPICA DE SATURACIÓN DE UN MOTOR COMPARADA CON UNA CURVA DE SATURACIÓN DE UN TRANSFORMADOR.

Las armónicas que se producen en un generador de CA son porque, desde un punto de vista práctico y económico, es imposible distribuir los devanados del estator para que ellos generen ondas de voltaje senoidales puras. El voltaje inducido en el estator es ligeramente distorsionado y contiene una componente dominante de 3ª armónica. Esto causa que corriente de 3ª armónica fluya cuando el generador opera bajo carga.

Los diseñadores de generadores son forzados a realizar un compromiso con la generación de armónicas. Por ejemplo, la 5ª y 7ª corrientes armónicas son minimizadas por ajuste de las ranuras. El voltaje de 3ª armónica, sin embargo, resulta en un flujo de corriente de secuencia cero en el neutro del generador. Valores tan altos como de 20 amperes de corriente de 3ª armónica han sido medidas en neutros de generadores de 30 o 40 MVA'S , aterrizados a través de una resistencia.

*Bajo la mayoría de condiciones de operación, las armónicas causadas por motores y generadores no son significativas en comparación con la producción armónica total en el sistema de potencia. En casos raros, podría haber un problema cuando una frecuencia armónica de una máquina rotatoria de gran capacidad excita a un circuito resonante en el sistema de potencia.*

## 2.21 DISPOSITIVOS DE ARCO.

Otra categoría de fuentes de armónicas son los dispositivos de descarga de arco. El sistema de potencia está "lleno" de tales dispositivos de arco, tales como; hornos de arco eléctrico, soldadoras de arco y lámparas fluorescentes.

Todos éstos equipos tienen un comportamiento no-lineal. Como se muestra en la Fig. 2.30. los dispositivos de arco actúan parecido a un gap en serie con una reactancia que limita la corriente a un valor determinado. El voltaje a través del gap es parecido a una onda cuadrada y éste produce una corriente distorsionada con numerosas componentes armónicas.

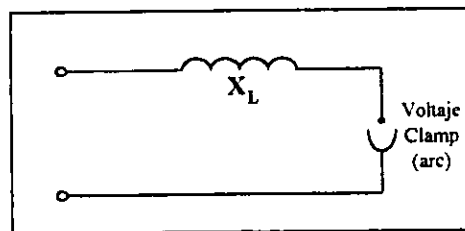


FIG. 2.30. DISPOSITIVO TÍPICO DE DESCARGA DE ARCO QUE ACTÚA PARECIDO A UN GAP.

De todos los dispositivos de arco del sistema de potencia, la mayor producción de armónicas, probablemente es de cargas de alumbrado, las cuales son conectadas en toda la red. Sin embargo, los hornos de arco causan los problemas más severos porque representan una fuente armónica de gran capacidad, concentradas en un lugar. Existen hornos de arco de hasta 130 MW.

En un horno de arco eléctrico de CA, como el mostrado en la Fig. 2.31. donde el acero y otros materiales metálicos son fundidos y refinados por medio de un arco de alta energía. Para arrancar el proceso, tres electrodos de grafito, cada uno controlado individualmente, son acercados al horno, haciendo contacto con el acero. Los electrodos son levantados y bajados para regular la corriente de arco. La trayectoria de la corriente es de un electrodo a través del acero a otro electrodo. La corriente que pasa a través del carbón del electrodo al acero tiene una impedancia diferente en la dirección positiva que en la dirección negativa, así exhibe una acción de rectificación débil entre los dos elementos distintos. Ésta simple acción de rectificación de fase produce las armónicas en la corriente de fase.

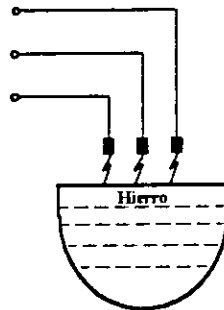


FIG. 2.31. HORNO DE ARCO MOSTRANDO QUE LOS ELECTRODOS ESTÁN ARRIBA HASTA QUE LOS ARCOS SON ESTABLECIDOS ENTRE CADA ELECTRODO Y EL ACERO.

Una corriente muy grande típicamente en decenas de kiloamperes fluye a través de los electrodos y la chatarra de acero. La corriente es limitada por las reactancias de los cables de alimentación al horno y el transformador del horno. En la etapa inicial de fundición, la trayectoria de arco es errática. El resultado de las variaciones del voltaje de arco produce todas las armónicas, debido a la acción rectificadora.

El horno es alimentado desde un transformador construido especialmente con un devanado conectado en delta. Por las características monofásicas del arco, todas las armónicas son producidas, incluyendo pares y triples.

La Fig. 2.32. muestra un espectro de frecuencia típico de corriente del horno de arco durante el período inicial cuando la chatarra está siendo fundida. La 2ª y 3ª son dominantes, cada una con el 25% de la magnitud de corriente fundamental.

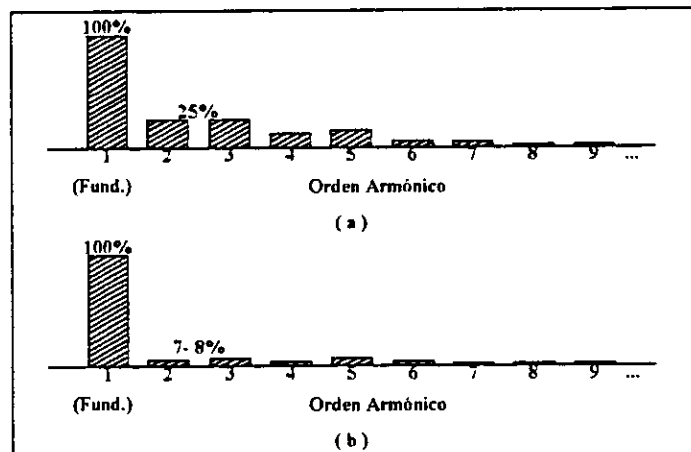


FIG. 2.32. ARMÓNICAS TÍPICAS PRODUCIDAS DURANTE LA OPERACIÓN DEL HORNO DE ARCO: (a) DURANTE EL PERÍODO INICIAL DE FUNDICIÓN DONDE LA 2ª Y 3ª CORRIENTES ARMÓNICAS SON DOMINANTES; (b) DURANTE EL PERÍODO DE REFINACIÓN DONDE LA 2ª Y 3ª ARMÓNICAS SON DOMINANTES, PERO REDUCIDAS A UN 7-8%.

Durante el período más largo que es cuando la chatarra está siendo refinada, la superficie del metal es relativamente uniforme y el arco es más estable. El inciso b de la Fig. 2.32. muestra el contenido armónico de la corriente del horno durante el período de refinación. Aunque la 2ª y 3ª armónicas predominan, sus magnitudes son reducidas al 7 u 8% de la magnitud de corriente fundamental.

## 2.22 EFECTOS DE LAS ARMÓNICAS EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS.

Esta sección describe algunos de los posibles efectos de las armónicas en los equipos de los usuarios y de la empresa suministradora, así como también en los sistemas de comunicaciones. Se intenta dar un amplio conocimiento de los tipos de problemas que se pueden presentar para las diferentes configuraciones y condiciones de operación del sistema.

Los efectos de las armónicas se divide en tres categorías:

1. Efectos en el propio sistema de potencia.
2. Efectos en las cargas de los usuarios.
3. Efectos en los circuitos de comunicaciones.

En el sistema de potencia, las corrientes armónicas son las culpables del sobrecalentamiento y disminución de la vida útil del equipo. El impacto es mayor cuando por resonancias en la red se amplifican dichas corrientes armónicas.

Las armónicas también pueden causar errores en el encendido de los tiristores en instalaciones de transmisión de corriente directa en alto voltaje (HVDC), compensadores estáticos de vars (SVC), errores en la medición y falsos disparos del equipo de protección. El comportamiento del equipo del usuario tal como controladores de velocidad, equipo de computo, controladores lógicos programables (PLC's) pueden ser afectados por las armónicas. Además el flujo de corrientes armónicas en los alimentadores pueden inducir ruidos en las líneas de comunicación cercanas.

### 2.22.1 EFECTOS EN EL SISTEMA DE POTENCIA.

#### *Importancia de la impedancia del sistema.*

Las armónicas son producidas por cargas no lineales las cuales demandan corrientes distorsionadas de la fuente de alimentación. Los sistemas de potencia son generalmente capaces de aguantar considerables corrientes armónicas sin que ocurran problemas importantes, *porque el sistema de potencia es generalmente robusto en relación a la carga*, por lo tanto la impedancia del sistema es pequeña comparada con la impedancia de la carga.

Con una impedancia pequeña del sistema, el flujo de la corriente distorsionada a la carga causará una distorsión de voltaje mínima en los buses. Con una distorsión de voltaje pequeña, no se verá afectada la operación de otras cargas y equipos.

#### RESONANCIA PARALELO.

Cuando existe una resonancia paralelo en el sistema, la distorsión de voltaje es significativa así como la amplificación de corriente. La inductancia paralelo de la fig. 2.33, corresponde a las reactancias de línea, transformador y sistema, la capacitancia paralelo consiste de capacitores en derivación, cables y capacitancia de la línea y la fuente de armónicas consiste de un convertidor estático de seis pulsos.

Existe alguna frecuencia a la cual la reactancia inductiva  $X_L$  es igual a la reactancia capacitiva  $X_C$  de tal manera que la impedancia equivalente es muy grande. La frecuencia a la cual la impedancia es muy grande es llamada frecuencia de resonancia y el circuito es referido como un circuito tanque.

Por ejemplo, la frecuencia de resonancia de la figura 2.33. es cercana a 300 Hz (5ª armónica), y como el convertidor genera la 5ª armónica, ésta excitará al circuito resonante, esto es, se presentará una impedancia muy grande al flujo de la corriente de 5ª armónica.

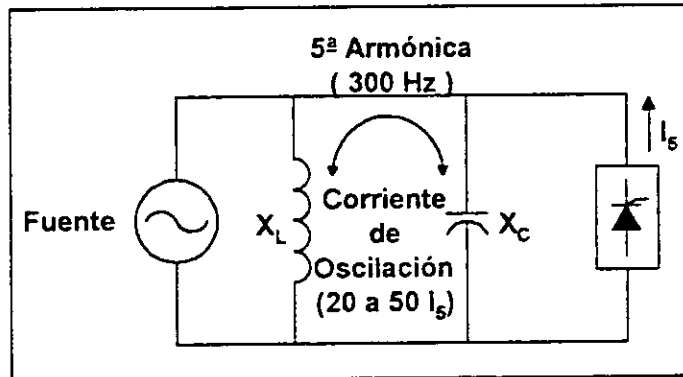


FIG. 2.33. CIRCUITO TÍPICO DE RESONANCIA PARALELO.

La resonancia paralelo y la corriente de 5ª armónica producen un voltaje armónico grande en el bus, y una gran corriente de oscilación en el circuito tanque. Un efecto de la resonancia es que se amplifica la corriente armónica en la L y C del circuito tanque. La corriente de oscilación puede ser de 20 a 50 veces la magnitud de la corriente armónica que originalmente excita al circuito tanque.

La corriente amplificada podría fundir fusibles del banco de capacitores. El voltaje distorsionado del bus podría causar el flujo de corrientes distorsionadas en los circuitos adyacentes de la fig. 2.34. y afecta a cargas remotas de la fuente armónica y circuito tanque.

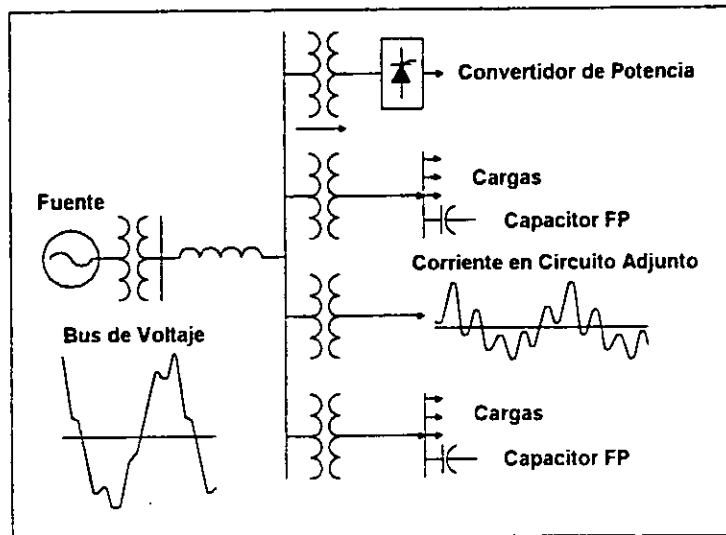


FIG. 2.34. PROPAGACIÓN DE CORRIENTE DISTORSIONADA A TRAVÉS DEL SISTEMA Y DISTORSIÓN DE VOLTAJE.

Otro ejemplo de resonancia paralelo, considere que la planta de cemento es alimentada en 4.16 KV (fig. 2.35.). La planta emplea un número de controladores de velocidad de una capacidad total de 12 MW, un banco de capacitores de 4.2 MVAR para suministrar potencia reactiva y mejorar el F.P. de la planta. Un circuito equivalente de esta planta es mostrado en la figura 2.36.

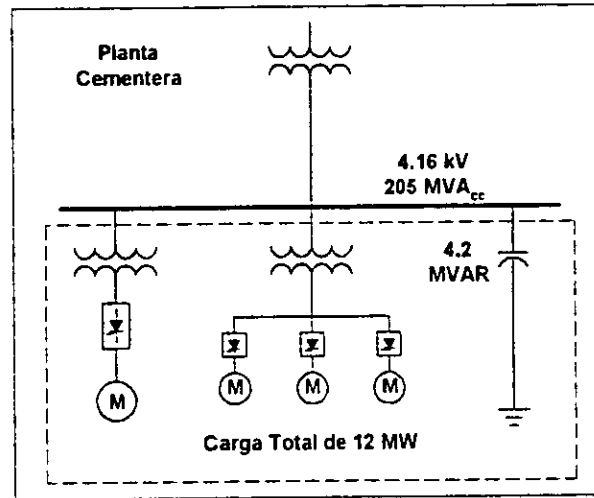


FIG. 2.35. DIAGRAMA UNIFILAR DE UNA PLANTA CEMENTERA QUE UTILIZA CONVERTIDORES ESTÁTICOS (AD'S) PARA MOTORES.

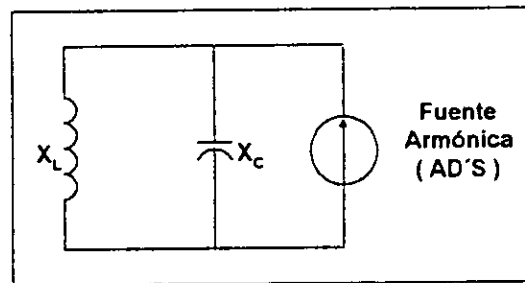


FIG. 2.36. CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA PLANTA CEMENTERA.

Visto desde la fuente armónica, el banco de capacitores en derivación ( $X_C$ ) está en paralelo con la inductancia del sistema ( $X_L$ ). La frecuencia de resonancia del circuito tanque puede ser calculada:

$$f_r = f_1 \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}; \quad f_r = f_1 \sqrt{\frac{\text{MVA de Corto circuito del sistema}}{\text{MVAR del capacitor}}}$$

Donde:

$f_r$  = frecuencia resonante en Hz.

$f_1$  = frecuencia fundamental en Hz.

$X_C, X_L$  = reactancias en  $\Omega$  ó en PU a la frecuencia fundamental.

Aquí las reactancias son expresadas en términos de la capacidad de corto circuito (MVA) en la localización del capacitor y la capacidad del banco de capacitores (MVAR). Esta Información es a menudo disponible directamente de los diagramas unifilares.

La capacidad de corto circuito en el bus de 4.16 KV es de 205 MVA'S y teniendo un banco de capacitores de 4.2 MVAR, la frecuencia de resonancia es de 420 Hz. Aunque la

impedancia del circuito tanque es bastante baja a la frecuencia fundamental del sistema de potencia (60 Hz), a 420 Hz (7ª armónica) es muy grande, como se muestra en la fig. 2.37. Ya que la corriente demandada por la carga contienen una fuerte componente de 7ª armónica, el circuito resonará a ésta frecuencia. La corriente de 7ª armónica será amplificada y una gran corriente de oscilación fluirá en el circuito tanque.

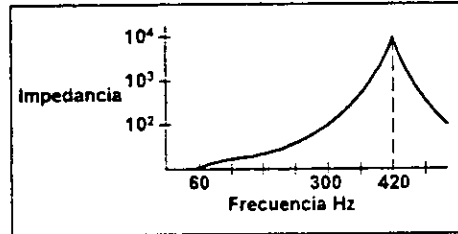


FIG. 2.37. CURVA DE IMPEDANCIA CONTRA FRECUENCIA MOSTRANDO UN GRAN PICO A 420 HZ, ENTONCES SE AMPLIFICA LA CORRIENTE DE 7ª ARMÓNICA.

#### SEVERIDAD DE UNA RESONANCIA PARALELO

El efecto de una resonancia paralelo es mayor si la capacidad de la carga no lineal es grande en relación a la capacidad de corto circuito. Para aplicar una regla general de dedo se puede definir una cantidad llamada relación de corto circuito (SCR)

$$SCR = \frac{\text{Corto circuito (MVA)}}{\text{Carga no lineal (MW)}}$$

Una SCR baja implica que la carga no-lineal es grande con respecto al sistema de potencia. Si la SCR es menor que 20 y si la frecuencia de resonancia es cercana a la 5ª ó 7ª armónica, indica un problema armónico potencial. De la fig. 2.35:

$$\bar{f}_r = \sqrt{\frac{205}{4.2}} \cong 7 \text{ P. U.}$$

$$SCR = \frac{205 \text{ MVA}}{12 \text{ MW}} = 17$$

Como la SCR es menor de 20 y el circuito resuena a la 7ª armónica, las corrientes y voltajes armónicos en este sistema deberán ser excesivos y requiere de un estudio para resolver éste problema. El efecto de una resonancia paralelo podría ser no tan severa si se agrega una resistencia al circuito tanque, como se muestra en la figura 2.38. La relación de reactancia a resistencia (X/R) es el factor que controla la amplificación de corriente. A una baja relación X/R implica una relativa alta resistencia, de tal manera que la amplificación de corriente es menos severa. La relación X/R baja es típica de los circuitos de baja tensión. Conforme la relación X/R incrementa, la amplificación de corriente va siendo mayor.



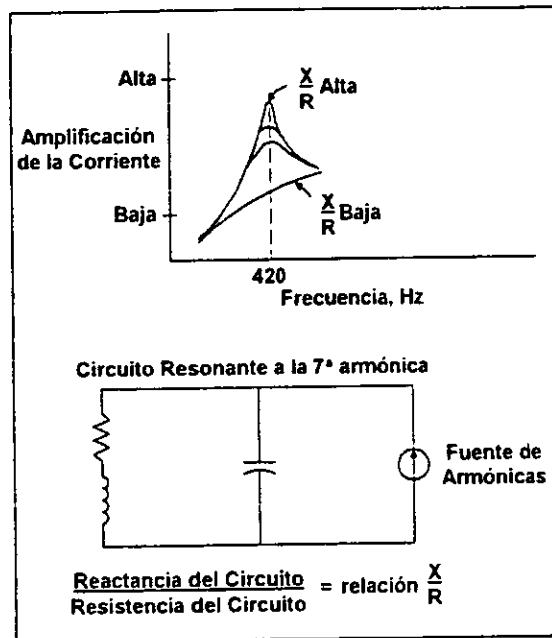


FIG. 2.38. REDUCCIÓN DEL EFECTO DE LA RESONANCIA PARALELO QUE RESULTA POR AGREGAR UNA RESISTENCIA EN EL CIRCUITO TANQUE.

Otro factor que afecta la severidad de la resonancia paralelo es la carga. Conforme se incrementa el nivel de la carga, la amplificación de la corriente armónica disminuye como se muestra en la fig. 2.39. Esto es porque hay más trayectorias de baja impedancia disponibles para el flujo de la corriente y más resistencia para amortiguar las armónicas. Además, los circuitos con demanda mínima son más susceptibles a las altas corrientes armónicas causadas por la resonancia paralelo.

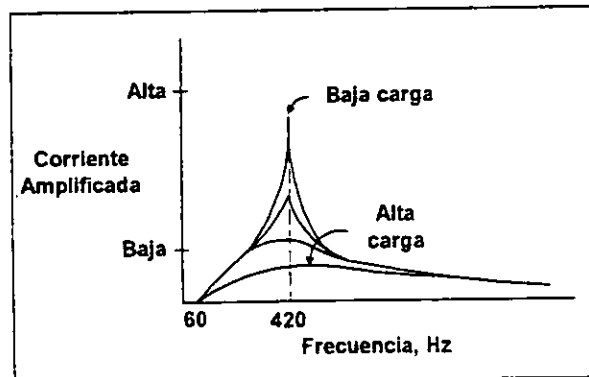
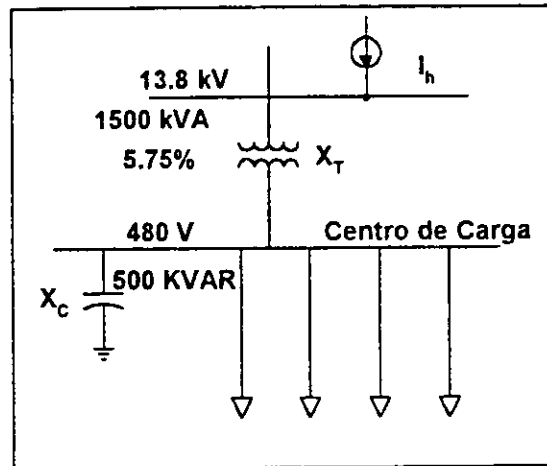


FIG. 2.39. REDUCCIÓN DE LA AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE DEBIDO A LAS TRAYECTORIAS DE BAJA IMPEDANCIA QUE RESULTAN DE LA ALTA CARGA.

#### RESONANCIA SERIE.

La resonancia serie ocurre entre el sistema y el banco de capacitores. Un ejemplo es ilustrado en la fig. 2.40. donde se tiene un transformador de 13.8 KV a 440 Volts, de 1500 KVA con 5.75% de impedancia. Para corregir el F.P se colocan bancos de capacitores de un total de 500 KVAR en 480 Volts. Hay también un fuente armónica en el sistema de distribución de 13.8 KV que consiste de convertidores estáticos de 6 pulsos y éstos convertidores no están equipados con filtros de armónicas.

FIG. 2.40.  $X_C$  EN RESONANCIA SERIE CON LA  $X_T$ .

Visto desde la fuente armónica, el circuito equivalente en demanda mínima en la fig. 2.41. incluye la inductancia del transformador y la capacitancia del banco de capacitores conectados en serie. Igual que en la resonancia paralelo, existe una frecuencia de resonancia a la cual las dos reactancias son iguales.

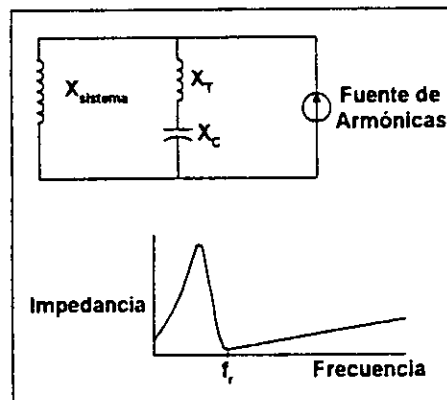


FIG. 2.41. CIRCUITO EQUIVALENTE "VISTO" DESDE LA FUENTE ARMÓNICA.

La frecuencia de resonancia serie ( $f_r$ ) es dada por las mismas expresiones que se aplican para la resonancia paralelo. Sin embargo, en la resonancia serie, la impedancia total a la frecuencia de resonancia es muy baja en lugar que alta. Esto significa que el circuito resonante parecerá un filtro en derivación. Si la frecuencia de resonancia del circuito serie es cercana ó igual a la 5ª ó 7ª armónica generadas por los convertidores estáticos de potencia, éstas corrientes armónicas serán desviadas hacia la combinación transformador-capacitor. La concentración de corrientes armónicas en la trayectoria resonante puede también causar altos voltajes distorsionados en el banco de capacitores y al secundario del transformador. A diferencia de la resonancia paralelo aquí no hay amplificación de la corriente armónica, pero el circuito de resonancia serie fuerza a la corriente armónica a fluir en trayectorias por las cuales podrían ser indeseables.

En el circuito de la fig. 2.41. la impedancia del transformador es determinada por:

$$X_L = \frac{(0.0575 \text{ p. u.}) (0.48 \text{ KV})^2}{1.5 \text{ MVA}} = 0.0088 \text{ ohm}$$

La impedancia equivalente del banco de capacitores es:

$$X_C = \frac{(0.48 \text{ KV})^2}{0.5 \text{ Mvar}} = 0.46 \text{ ohm}$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_r = 60 \text{ Hz} \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = 433 \text{ Hz}$$

La frecuencia de resonancia serie es cercana a la 7ª armónica. Si se instala un banco de capacitores de 1000 KVAR en lugar de 500 KVAR la frecuencia de resonancia será de 307 Hz, (cercana a la 5ª armónica). Las capacidades de los bancos de capacitores son dos terceras y una tercera parte de la capacidad del transformador. Para una impedancia estándar del transformador (5.75%) con una tercera parte de su capacidad en capacitores la resonancia serie ocurre a la 7ª armónica y con capacitores de dos terceras partes de la capacidad del transformador, la resonancia serie ocurre a la 5ª armónica. Donde se tienen convertidores de potencia estáticos instalados en el primario del transformador, éstos producirán valores significativos de corrientes armónicas de 5ª y 7ª, por lo tanto deberá evitarse esas capacidades de bancos de capacitores. De otra manera, la resonancia serie causará que las corrientes armónicas sean filtradas a través del transformador y banco de capacitores

NOTA: La reactancia del sistema  $X_S$  esta en paralelo con el circuito de resonancia serie. A una frecuencia menor que la de resonancia serie habrá una resonancia paralelo. Ésta se obtiene con la siguiente expresión:

$$f_r = f_1 \sqrt{\frac{X_C}{X_L + X_S}}$$

#### CAPACITORES EN LOS ALIMENTADORES DE DISTRIBUCIÓN.

Cuando se presentan problemas por armónicas en los sistemas de potencia, es generalmente porque una resonancia serie ó paralelo ha aumentado los niveles armónicos. Esto es particularmente verdadero en sistemas de distribución donde un gran número de bancos de capacitores fijos ó switcheados son aplicados para soporte de voltaje a lo largo de los alimentadores.

La inductancia del alimentador entre la capacitancia de los bancos de capacitores podría entrar en resonancia a diferentes frecuencias. Desde el punto de vista de una fuente de corriente armónica conectada al alimentador, el sistema de distribución "ve" una combinación de circuitos resonantes serie y paralelo.

Se utilizan programas de computo para predecir y resolver problemas armónicos de los alimentadores. Sin embargo, una tendencia general es que la distorsión de voltaje en un alimentador es mayor cuando los bancos de capacitores son localizados al final del alimentador. En la fig. 2.42. muestra los capacitores conectados a lo largo del alimentador. La inductancia  $L$ , del alimentador incrementa provocando que la frecuencia de resonancia disminuya.

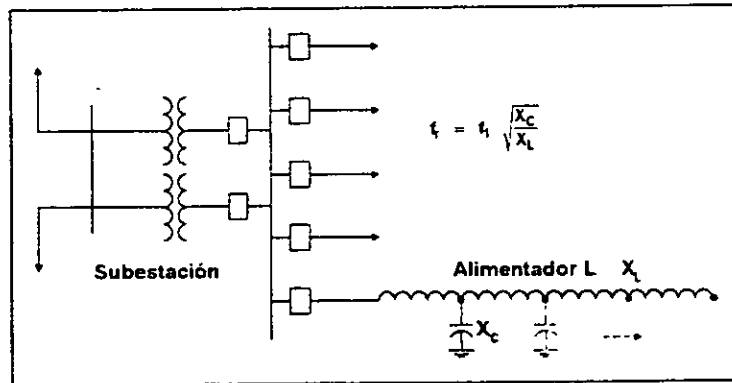


FIG. 2.42. LA DISTORSIÓN DE VOLTAJE INCREMENTA CONFORME SE COLOCAN LOS CAPACITORES AL FINAL DEL ALIMENTADOR.

Conforme los capacitores son colocados hacia final de alimentador, las resonancias podrían ocurrir a frecuencias más bajas tales como la 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> y 7<sup>a</sup> armónica. Además éstas frecuencias dominantes son generadas por cargas no lineales monofásicas y trifásicas, por lo tanto el banco de capacitores no deberá ser localizado donde resuene con la inductancia del sistema a éstas frecuencias (3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> y 7<sup>a</sup>).

#### EFFECTOS EN BANCOS DE CAPACITORES.

La distorsión de voltaje armónico podría causar destrucción del aislamiento del equipo, particularmente en los capacitores. Cuando las armónicas causan que el voltaje aplicado al banco de capacitores sea distorsionado, el voltaje pico podría ser bastante alto para causar una descarga parcial o corona dentro del dieléctrico del capacitor como se muestra en la fig. 2.43. Esto podría eventualmente resultar en un corto circuito en las bobinas y falla del banco de capacitores.

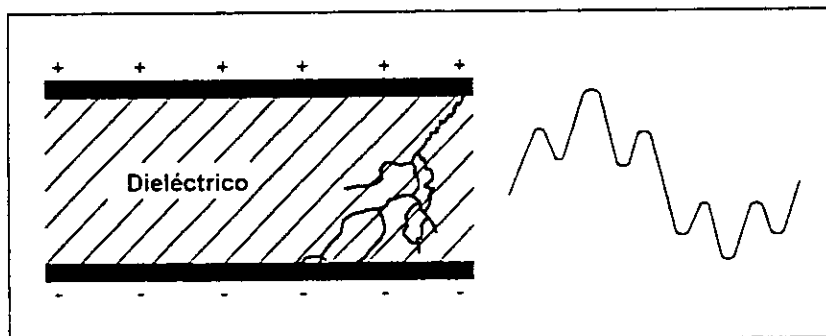


FIG. 2.43. DESCARGA PARCIAL O CORONA EN EL DIELECTRICO DEL CAPACITOR COMO RESULTADO DE LA DISTORSIÓN DE VOLTAJE CAUSADA POR ARMÓNICAS.

No obstante, la mayoría de problemas en el equipo causadas por armónicas son debido a la distorsión de corriente. El flujo de altas corrientes armónicas causan sobrecalentamiento en el equipo, pérdida de vida y fallas. En transformadores, motores y generadores por ejemplo, corrientes distorsionadas pueden incrementar significativamente las pérdidas en el núcleo y en el cobre de los devanados.

Altas corrientes armónicas también causan la fusión de fusibles en los bancos de capacitores, dando como resultado una disminución en la potencia reactiva suministrada al sistema, y en el caso de una planta industrial un decremento en el factor de potencia.

#### EFFECTOS EN LOS SISTEMAS DE CONTROL.

En terminales de transmisión de corriente directa en alto voltaje y en compensadores estáticos de vars, la distorsión puede causar errores en el encendido de los tiristores. Aunque esto es normalmente tomado en cuenta en el diseño del sistema de control, los cambios en el sistema podrían crear nuevas resonancias dando como resultado la amplificación armónica causando problemas en estas instalaciones.

#### EFFECTOS EN LOS MEDIDORES.

Los dispositivos de instrumentación y medición podrían ser afectados por las armónicas causando errores en las lecturas. Por ejemplo, un wathorímetro es esencialmente un pequeño motor con un disco metálico como motor. La corriente en fase con el voltaje demandados por la carga fluyen a través de bobinas del medidor, produciendo un par en el disco que lo hace girar. El consumo de energía es medido por la acumulación del número de vueltas del disco sobre un período de tiempo.

Sin embargo, el par desarrollado en el disco es sensible a la frecuencia. A frecuencias más altas que la fundamental, el par disminuye, causando una lenta rotación del disco y consecuentemente menor lectura de la energía que la que debería ser, como se muestra en la fig. 2.44.

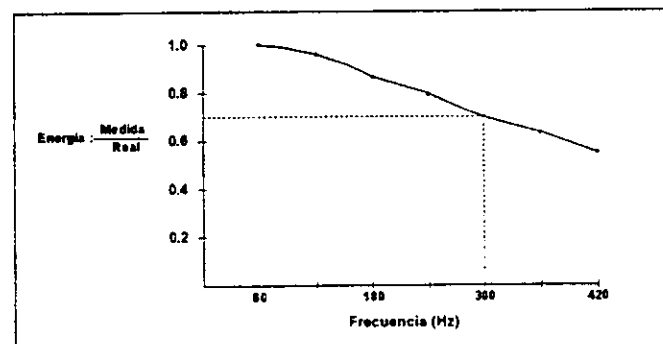


FIG. 2.44. GRÁFICA DE FRECUENCIA VS PRECISIÓN DE LA LECTURA DE MEDICIÓN.

Igualmente la corriente armónica en fase con el voltaje armónico también produce un par en el disco. Normalmente la corriente armónica esta fuera de fase con el voltaje armónico por lo que el par no es producido.

El medidor de la fig. 2.45. es conectado a una carga lineal con un voltaje distorsionado aplicado a la misma. La corriente distorsionada esta formada por la fundamental mas las componentes en fase de 3ª y 5ª armónica. Aunque la energía de frecuencia fundamental es medida correctamente por el medidor, la energía asociada por con las corrientes armónicas (3ª y 5ª) no son medidas adecuadamente. La energía armónica será una lectura baja introduciendo un error pequeño negativo sobre la lectura total.

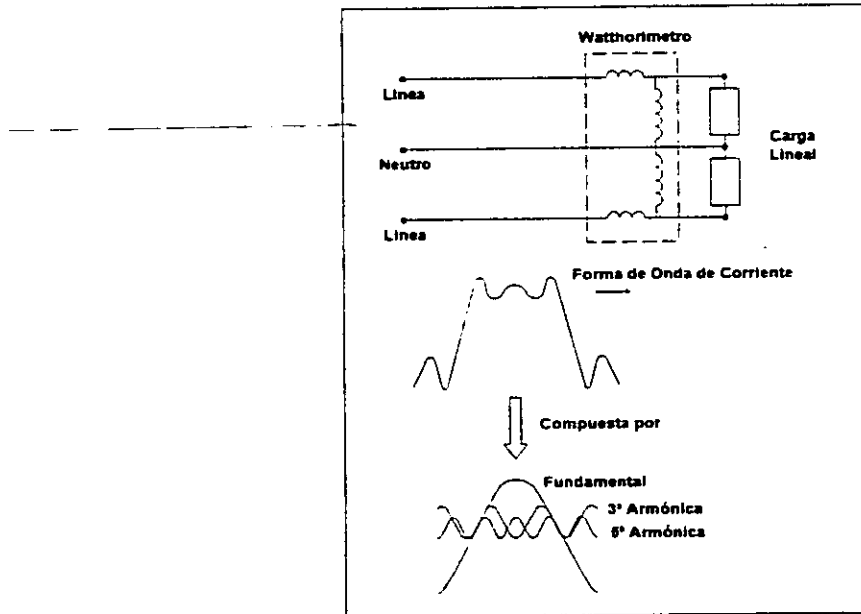


FIG. 2.45. MEDICIÓN DE LA POTENCIA DE FRECUENCIA FUNDAMENTAL, CON UN PEQUEÑO ERROR NEGATIVO DEBIDO A LAS 3ª Y 5ª CORRIENTES ARMÓNICAS.

Las componentes armónicas son usualmente bastante pequeñas comparadas con la componente de frecuencia fundamental, así este error de medición es generalmente despreciable. Estudios recientes sobre el efecto de las corrientes armónicas en medidores y otros instrumentos muestran que un factor de distorsión de cundo menos el 20% es requerido para tener un error significativo.

#### EFFECTOS EN RELEVADORES.

Los relevadores de corriente son diseñados para operar sólo cuando suceden condiciones anormales, tales como durante una falla, cuando las magnitudes de corriente podrían ser varias veces la corriente de carga normal. Usualmente la distorsión de voltaje y corriente no deberá operar los relevadores de protección, sin embargo, las armónicas pueden conducir a la mala operación de algunos tipos de relevadores de protección.

En un caso notable, la distorsión armónica ha dado como resultado falsos disparos de interruptores durante condiciones normales de operación. Esto ocurre con los relevadores de protección contra fallas a tierra instalados en muchos esquemas de protección de sobrecorriente. Por ejemplo, el generador en la figura 2.46. puede ser equipado con relevadores de sobrecorriente para detectar fallas externas sobre el sistema.

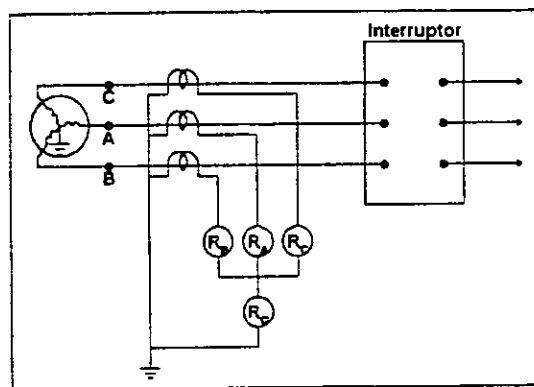


FIG. 2.46. RELEVADORES DE SOBRECORRIENTE EN UN GENERADOR.

Los tres relevadores de fase (RA, RB y RC) deben ser ajustados niveles de corriente relativamente altos, esto previene falsos disparos del interruptor durante sobrecargas moderadas como arranque de motores o carga fría. Un cuarto relevador llamado relevador de tierra conectado residualmente (RG), es usualmente instalado en el cable de neutro del generador. Éste opera en base a la suma de las tres corrientes de fase, lo cual es el desbalance o la corriente de secuencia cero.

La corriente desbalanceada es generalmente bastante baja, el relé RG puede ser ajustado para operar a una corriente mucho más baja que los relevadores de fase. Éste bajo ajuste permite que el relevador de tierra detecte fallas a tierra de baja magnitud, que pueden no ser "vistas" por los relevadores de fase, disparando el interruptor para ése tipo de fallas.

Si la corriente de carga normal contiene una fuerte componente de 3<sup>a</sup> armónica, posiblemente producida por el generador o transformador elevador, ésta corriente de secuencia cero fluirá en el neutro. La corriente armónica podría ser detectada por el relevador de tierra, causando falsos disparos del interruptor.

En alimentadores, relevadores sensores contra fallas a tierra son alimentados desde un transformador de corriente tipo dona por donde pasan los tres conductores de fase, el cuál puede ser ajustado para operar a 10 o 15 amperes de corriente de secuencia cero. Algunos son susceptibles a corrientes de secuencia cero (3<sup>a</sup> armónica).

Otros tipos de relevadores pueden ser afectados por armónicas, por ejemplo, *el relevador de baja frecuencia (fig. 2.47.) es diseñado para detectar un severo déficit de generación en el sistema y "tirar" carga cuando cae la frecuencia abajo de cierto ajuste.*

Un cierto relevador de estado sólido monitorea la frecuencia contando el número de cruces por cero en la forma de onda. La figura 2.47. muestra la forma de onda con un 30% de distorsión por 5<sup>a</sup> armónica. Hay mas de dos cruces por cero en cada ciclo y esto da como resultado un mal cálculo de la frecuencia. La frecuencia fundamental puede estar abajo que el punto de ajuste, pero el relevador erróneamente calcula la frecuencia como dos veces el valor actual y falla en su operación.

Relevadores de estado sólido mas recientes son menos sensibles a errores por cruces por cero, sin embargo, dispositivos mas viejos podrían ser susceptibles.

En aplicaciones de bajo voltaje (600 V), los interruptores electromagnéticos pueden ser equipados con sensores en lugar de relevadores. Los electromagnéticos anteriores responden a la corriente de pico y fueron susceptibles a la mala operación por corrientes armónicas. Actualmente, los nuevos interruptores de estado sólido y microprocesados responden a valores rms, así que las corrientes armónicas no son un problema.

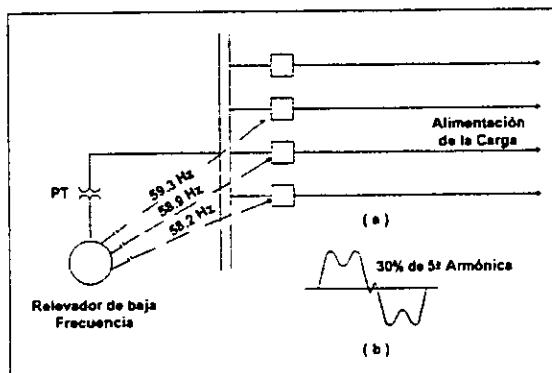


FIG. 2.47 RELEVADOR DE BAJA FRECUENCIA, a)USADO PARA "TIRAR" CARGA POR BAJA FRECUENCIA, b)LOS RELEVADORES ANTIGUOS CUENTAN CRUCES POR CERO, LOS CUALES SON AFECTADOS POR LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.

Si las THD'S > 10%, existen problemas.

### 2.22.2 EFECTOS EN CONSUMIDORES

En grandes cargas industriales y comerciales son los mismos efectos que en el sistema de potencia, a menudo consisten de grandes máquinas rotatorias, transformadores, bancos de capacitores, equipo de protección, control y medición. Todos los efectos en equipos del sistema de potencia discutidos hasta aquí se aplican a éstos sistemas industriales y comerciales también.

Además, todos los usuarios usan una gran variedad de convertidores estáticos los cuales son bastante sensibles a la contaminación armónica. Ejemplo de éstos son los controladores de velocidad de motores y fuentes de potencia para computadoras y otros equipos electrónicos. Si el voltaje aplicado a éstos dispositivos tiene un alto contenido armónico, el comportamiento de los mismos puede ser afectado.

Por ejemplo, algunos rectificadores para su operación, sensan el cruce por cero del voltaje de alimentación y así implementar el retardo en el ángulo de encendido de los tiristores. Si las armónicas causan el defasamiento del cruce por cero, el rectificador fallará. Irónicamente, los mismos dispositivos que son afectados por la distorsión armónica podrían ser los que la causan.

En suministradores de potencia de equipo crucial, tales como computadoras, la pérdida de voltaje es mas crítica que la distorsión de la forma de onda de voltaje. Para prevenir contra la pérdida de potencia de computadoras son equipadas con fuentes de potencia ininterrumpibles (UPS), como se muestra en la figura 2.48.

AD's, UP's y otros equipos electrónicos fallan por alta distorsión armónica  $THD_T \geq 5\%$  y  $HD=3\%$ .



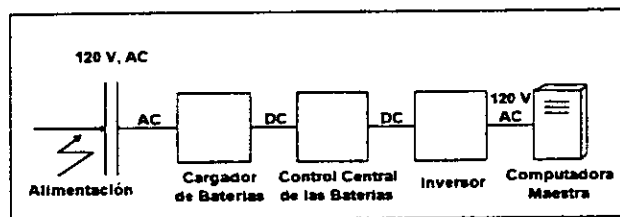


FIG 2.48. UPS PARA ALIMENTAR A UNA PC.

Una batería de respaldo en la UPS es continuamente cargada desde el bus de alterna. La potencia de directa (DC) es entonces invertida a alterna (AC) para alimentar a la computadora. Si la línea de alimentación de alterna falla, la potencia continúa suministrándose desde la batería para que el voltaje de alimentación a la computadora sea ininterrumpido, quedando los datos protegidos y el proceso continúe.

Una UPS típica usa un rectificador estático para convertir la potencia de AC a DC y cargar la batería, por lo tanto, es otra fuente de contaminación armónica en el sistema de potencia.

### 2.2.2.3 EFECTOS EN COMUNICACIONES.

#### INTERFERENCIA TELEFÓNICA.

Uno de los problemas anteriores causados por armónicas fue la interferencia telefónica. En los años 20's, cuando los rectificadores estáticos fueron introducidos en procesos industriales, los circuitos telefónicos iban a menudo paralelos a los conductores aéreos del sistema de potencia.

Se registraron casos donde por la energización de un rectificador de gran capacidad, se interrumpió la conversación telefónica en una gran área. Esto sucedió porque la corriente armónica generada por el rectificador, induce un campo magnético que se enlaza con el circuito telefónico, como se ilustra en la fig. 2.49. El voltaje inducido fue bastante alto para crear un severo ruido en los circuitos telefónicos.

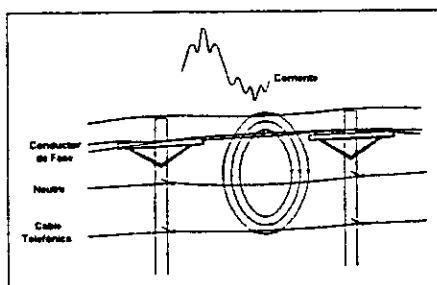


FIG 2.49. CAMPOS MAGNÉTICOS GENERAN VOLTAJES INDUCIDOS EN LOS CIRCUITOS TELEFÓNICOS.

Hoy, éste modo de interferencia todavía existe, pero es menor el problema porque la mayoría de circuitos telefónicos son cables trenzados con pantalla, como se muestra en la figura 2.50. El área del circuito telefónico que está expuesto al campo magnético de la línea de potencia es mínimo.

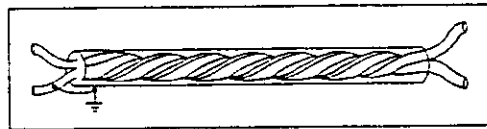


FIG. 2.50. LOS CABLES CON PANTALLA MINIMIZAN LOS EFECTOS DEL VOLTAJE INDUCIDO.

#### FACTOR DE INFLUENCIA TELEFÓNICA (TIF).

El ruido telefónico generado por corrientes y voltajes armónicos en el sistema de potencia es generalmente cuantificado como un factor de influencia telefónica (TIF). El sistema reconoce que el ruido inducido por armónicas tiene un efecto subjetivo en el usuario telefónico. Esto es por que el oído humano es más susceptible a unas frecuencias que a otras. En los Estados Unidos el sistema de medición fue establecido por el Instituto Eléctrico Edison y por el Bell Telephone System.

En los Estados Unidos y Canadá, este sistema es conocido como peso de mensaje C, la contribución de cada armónica individual es cuantificada por un factor de peso. En Europa un sistema similar es utilizado y fue desarrollado por la Comisión Internacional de sistemas telefónicos.

La fig. 2.51. muestra los factores TIF. El TIF en la curva es una medida de la sensibilidad al ruido del sistema telefónico y el oído humano a varias frecuencias discretas. Por ejemplo el TIF a 60 Hz es cercano a cero, esto indica que los circuitos telefónicos y el oído humano son insensibles al ruido de la frecuencia potencia. También para las frecuencias armónicas más comunes tales como la 5ª ó 7ª el TIF es relativamente bajo. El TIF tiene un máximo alrededor de los 2600 Hz con un valor de 10600 a ésta frecuencia.

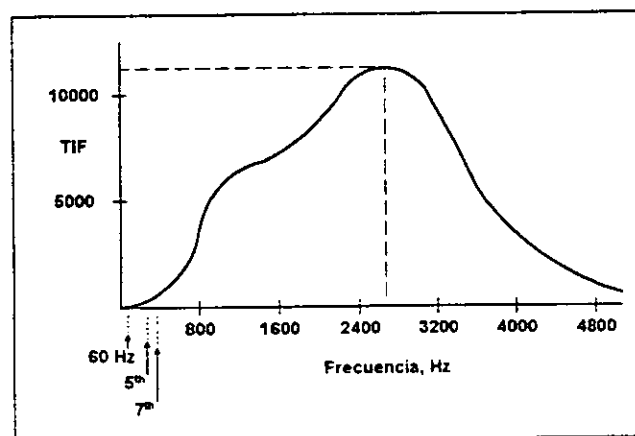


FIG. 2.51. TIF VS FRECUENCIA, MIDE LA SENSIBILIDAD AL RUIDO DEL SISTEMA TELEFÓNICO Y EL OÍDO HUMANO A VARIAS FRECUENCIAS.

**Tabla 2**  
Valores de TIF a diferentes frecuencias

Frec.	TIF	Frec.	TIF	Frec.	TIF	Frec.	TIF
60	0.5	1020	5100	1860	7820	3000	9670
180	30	1080	5400	1980	8330	3180	8740
300	225	1140	5630	2100	8830	3300	8090
360	400	1260	6050	2160	9080	3540	6730
420	650	1380	6370	2220	9330	3660	6130
540	1320	1440	6650	2340	9840	3900	4400
660	2260	1500	6680	2460	10340	4020	3700
720	3360	1620	6970	2580	10600	4260	2750
780	4350	1740	7320	2820	10210	4380	2190
900	5000	1800	7570	2940	9820	5000	840
1000							

El nivel de ruido que actualmente aparece en el circuito telefónico también depende de la corriente armónica presente en el sistema de potencia. Para medir este efecto combinado la interferencia telefónica es a menudo expresada como un producto de corriente y TIF ó voltaje y TIF. Este parámetro es referido como el producto  $I \cdot T$ .

$$I \cdot T = \left[ \sum_{h=1}^n (I_h \cdot TIF_h)^2 \right]^{1/2}$$

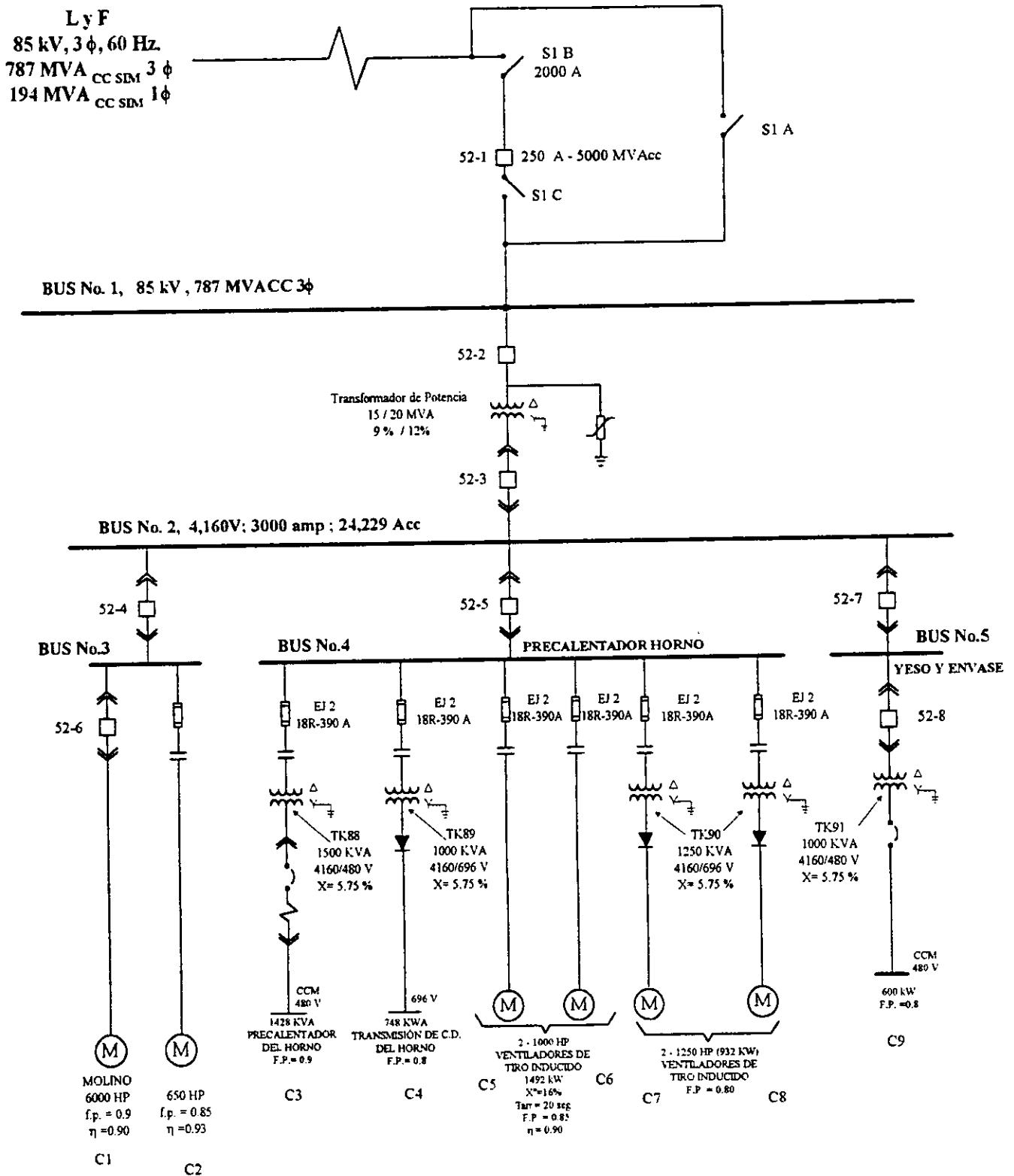
El producto  $KV \cdot T$  esta dado por:

$$KV \cdot T = \left[ \sum_{h=1}^n (KV_h \cdot TIF_h)^2 \right]^{1/2}$$

Donde  $I_h$  = Corriente armónica (rms) presente en el sistema de potencia  
 $KV_h$  = Voltaje armónico (rms) presente en el sistema de potencia  
 $h$  = Orden armónico  
 $TIF_h$  = Factor de influencia telefónica a la frecuencia armónica.

Normas industriales han establecido los niveles aceptables de interferencia telefónica. Por ejemplo el producto  $I \cdot T < 10,000$  indica un nivel relativamente bajo de distorsión de corriente armónica el cual no causa problemas de ruido. Un producto  $I \cdot T > 50,000$  probablemente causará problemas de interferencia en el circuito telefónico. Las empresas suministradoras deben asegurar que las armónicas generadas en sus sistemas no resultarán productos  $I \cdot T$  que excedan los criterios aceptables.

### III.- DIAGRAMA UNIFILAR DE LA PLANTA CEMENTERA.



## IV. CÁLCULO DE ALIMENTADORES.

Para el cálculo de alimentadores se realizan consideraciones propias de cada una de las cargas del sistema eléctrico de potencia de la planta cementera.

Para la carga número 1 se obtiene de la siguiente manera:

Datos nominales de la carga 1 (motor de 6000 HP) son las siguientes:

Potencia nominal	6000 HP
Eficiencia	90%
Voltaje nominal	4160 V <sub>CA</sub>
Factor de sobrecarga	25%

Además de los datos anteriores, se toma en cuenta el tipo de canalización de los alimentadores los cuales van sobre charolas, debido a esto no se considera incremento de temperatura en los conductores, ya que la disipación de calor hacia el medio ambiente es continuo.

El cálculo de la corriente de operación para las diferentes cargas se realiza con la siguiente formula:

$$I_{cn} = \frac{P_n F_s}{\sqrt{3} V_{FF} N F.P.}$$

Donde:

- $I_{cn}$  es la corriente por fase correspondiente al número de carga
- $P_n$  es la potencia nominal de la carga
- $F_s$  es el factor de sobrecarga (para motores se considera 25% de la carga nominal).
- $V_{FF}$  es el voltaje entre fases de la carga
- $N$  es la eficiencia de la carga
- $F.P.$  es el factor de potencia de la carga.

Por lo tanto la corriente de operación de la carga 1 es:

$$I_{C1} = \frac{P_1 F_S}{\sqrt{3} V_{FF} N F.P.} = \frac{(6000)(746)(1.25)}{\sqrt{3} (4160)(0.9)(0.9)} = 958.65 \text{ A}$$

Para poder conducir ésta corriente, se seleccionan 2 conductores por fase tipo XLP de 350 KCM.

Para la carga número 7 se tiene:

Datos nominales de la carga 7:

Potencia nominal	1250 HP
Factor de potencia	0.8
Eficiencia	90%
Voltaje nominal	940 V <sub>CD</sub>
Factor de sobrecarga	25%

$$I_{c7} = \frac{(1250)(746)(1.25)}{(0.8)(0.9)(1.35)(696)} = 1723 \text{ A}$$

De esta misma manera se realiza el cálculo para todas las demás cargas, obteniendo la siguiente tabla, en donde se muestra la carga, potencia, voltaje, factor de potencia, eficiencia, la corriente, número de conductores por fase:

No. DE CARGA	POTENCIA	V	F.P.	EFICIENCIA	FACTOR DE SOBRECARGA	CORRIENTE POR FASE	No DE COND. POR φ	CALIBRE
1	6000 HP	4160	0.9	0.9	1.25	958.65	2	350KCM
2	650 HP	4160	0.85	0.93	1.25	106.41	1	6 AWG
3'	1500 KVA	4160	1	1	1	208.18	2	6 AWG
3''	1428 KVA	480	1	1	1	1717.62	2	750KCM
4'	1000 KVA	4160	1	1	1	138.78	2	6 AWG
4''	748 KW	940	0.8	0.9	1.25	1106	2	350KCM
5'	1000 HP	4160	0.85	0.9	1.25	169.17	2	6 AWG
6	1000 HP	4160	0.85	0.9	1.25	169.17	2	6 AWG
7'	1250 KVA	4160	1	1	1	173.48	2	6 AWG
7''	1250 HP	940	0.8	0.9	1.25	1723	2	750KCM
8'	1250 KVA	4160	1	1	1	173.48	2	6 AWG
8''	1250 HP	940	0.9	0.8	1.25	1723	2	750KCM
9'	1000 KVA	4160	1	1	1	138.78	2	6 AWG
9''	600 KW	480	0.85	1	1	849.05	1	750KCM

TABLA 4.1. CÁLCULO DE CALIBRE Y NÚMERO DE CONDUCTORES POR FASE DE CARGAS.

De la misma manera se calcularon los enlaces entre buses y buses con transformador de potencia y se muestran en la tabla 4.2.

ALIMENTADOR	POTENCIA	VOLTAJE	CORRIENTE	No DE CONDUCTORES	CALIBRE
BUS2-BUS3	6650 HP	4160 V	1191.18	2	350 KCM
BUS2-BUS4	7992 KVA	4160 V	1109.17	2	350 KCM
BUS2-BUS5	1500 KVA	4160 V	208.18	2	6 AWG
T1-BUS1 (1)	20 MVA	85 KV	135.85	2	6 AWG
T1-BUS2(2)	20 MVA	4.16 KV	2775.72	4	750 KCM

TABLA 4.2. CÁLCULO DE CALIBRE Y NÚMERO DE CONDUCTORES POR FASE DE ENLACES.

En el caso de cálculo de alimentadores, se debe de tomar en cuenta la caída de tensión de los conductores con la finalidad de asegurar que las cargas operen en condiciones nominales ó muy cercanas a las nominales. Por tal motivo se realizó el cálculo de caída de tensión para cada uno de los alimentadores calculados en las tablas 4.1. Y 4.2.

La caída de tensión en un alimentador esta dado por la siguiente expresión:

$$e\% = \frac{2L I_n}{E_n S}$$

Donde:

- e% Es el porcentaje de caída de tensión en el alimentador
- L Es la longitud del alimentador
- I<sub>n</sub> Corriente nominal en el alimentador
- E<sub>n</sub> Voltaje nominal del alimentador (fase a neutro)
- S Area transversal del conductor

En base a la expresión para calcular la caída de tensión del alimentador para la carga 1, se toma en cuenta la siguiente información:

$$\begin{aligned} L &= 50 \text{ m} \\ E_n &= 2401.77 \\ S &= 2(177.3 \text{ cm}^2) = 354.6 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

$$e\% = \frac{2L I_n}{E_n S} = \frac{2(50)(958.65)}{(2401.77)(354.6)} = 0.11\%$$

Por medio de esta forma se calculan las caídas de tensión de todos los demás alimentadores, y se obtienen los resultados en las tablas 4.3. Y 4.4.

No CARGA	L	I <sub>n</sub> (A)	E <sub>n</sub> (V)	No DE CONDUCTORES	CALIBRE	S	e%
1	50	958.65	2401.77	2	350 KCM	177.3	0.11
2	50	106.41	2401.77	1	6 AWG	13.3	0.33
3 <sub>B-T</sub>	50	208.18	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.32
3 <sub>T-C</sub>	20	1717.62	480	2	750 KCM	380	0.18
4 <sub>B-T</sub>	30	138.78	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.13
4 <sub>T-C</sub>	50	1106	480	2	350 KCM	177.3	0.65
5	50	169.17	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.26
6	50	169.17	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.26
7 <sub>B-T</sub>	30	173.48	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.27
7 <sub>T-C</sub>	50	1723	480	2	750 KCM	380	0.47
8 <sub>B-T</sub>	30	173.48	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.16
8 <sub>T-C</sub>	50	1723	480	2	750 KCM	380	0.47
9 <sub>B-T</sub>	50	138.78	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.22
9 <sub>T-C</sub>	50	849.05	480	1	750 KCM	380	0.46

TABLA 4.3. RESULTADOS DE CAÍDA DE TENSIÓN EN LOS ALIMENTADORES DE LAS CARGAS, Y TRANSFORMADORES.

ALIMENTADOR	L	I <sub>n</sub>	E <sub>n</sub>	No DE CONDUCTORES	CALIBRE	S	e%
BUS2-BUS3	50	1191.18	2401.77	2	350 KCM	177.3	0.14
BUS2-BUS4	50	1109.17	2401.77	2	350 KCM	177.3	0.13
BUS2-BUS5	50	208.18	2401.77	2	6 AWG	13.3	0.325
BUS1-T1	50	135.85	49074.77	2	6 AWG	13.3	0.01
T1-BUS2	50	2775.72	2401.77	4	750 KCM	380	0.076

TABLA 4.4. RESULTADOS DE CAÍDA DE TENSIÓN EN LOS ALIMENTADORES DE LOS BUSES.

Como se puede observar, la columna de e% (porcentaje de caída de tensión en el alimentador), los valores obtenidos para cada uno de los calibres de los alimentadores no es significativo, entonces podemos decir, que todos los alimentadores fueron elegidos correctamente en cuanto al calibre y numero de conductores por fase, garantizando de esta forma la operación correcta de cada uno de los equipos conectados a los alimentadores.



## V. COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA

Las razones para usar compensación de potencia reactiva en los sistemas industriales eléctricos de potencia, es el costo por el pago de energía eléctrica e indirectamente en el buen funcionamiento y la vida de los equipos eléctricos.

Anteriormente no se utilizó ningún dispositivo de compensación reactiva en los sistemas de potencia de corriente alterna, debido a que los generadores estaban situados cerca de las cargas, pero a medida que las redes eléctricas crecieron se usaron motores síncronos, pequeños condensadores síncronos y capacitores estáticos en paralelo para corregir el factor de potencia. La potencia reactiva no debe ser transmitida a distancias largas porque esto implica:

- Incremento en la caída de voltaje, que complica el control del voltaje.
- Incremento en las pérdidas, debido a corrientes más altas, que se traducen en costos extras de transferencia.
- Utilización innecesaria de las capacidades térmicas del equipo, particularmente los transformadores y cables.

Los capacitores se utilizan generalmente en las industrias para mejorar el factor de potencia el cual al ser bajo provoca un costo mayor para la empresa o industria, sin embargo la implementación y colocación de banco de capacitores en la industria, sin algún estudio previo de componentes armónicas, y mas aun si en esta industria existen componentes electrónicos generadores de corrientes armónicas, al conectar los bancos de capacitores sin este estudio previo pueden provocarse problemas de armónicas.

Los capacitores no son fuentes generadoras de corrientes armónicas pero si pueden representar un camino de baja impedancia; al modificar la impedancia del sistema, estos alteran la propagación de corrientes armónicas y probablemente incrementen la amplitud de las corrientes, esto significa la amplificación de las corrientes armónicas, provocando los sobretensiones, sobrecalentamientos, etc.

La potencia eléctrica esta formada por dos principales componentes, la potencia activa y la potencia reactiva. La primera es la encargada de realizar y producir el trabajo en los equipos eléctricos, mientras que la segunda no se consume pero es necesaria para la creación de los campos magnéticos. Esta potencia reactiva es la encargada de realizar los campos magnéticos en los transformadores, motores y generadores, sin estos campos magnéticos no se podría transmitir la potencia activa.

A la relación entre potencia activa y potencia aparente se le conoce como factor de potencia:

$$FP = \frac{W}{VA}$$

Esta relación es un punto importante para el cobro de energía eléctrica, si el valor del factor de potencia es menor, significa que por los alimentadores de la compañía suministradora se transmite la potencia reactiva que se utilizará en el lugar de la carga, es por ello que al conducir esta potencia reactiva por los conductores de la compañía provoca sobrecalentamientos y menor capacidad de conducción de potencia activa.

Existen diferentes métodos para la corrección del factor de potencia, entre los cuales se mencionan los siguientes:

- 1.- Condensador Síncrono.
- 2.- Reactores conmutados en paralelo.
- 3.- Capacitores conmutados en paralelo.
- 4.- Capacitor serie.
- 5.- Compensador estático, que puede ser:
  - a) Capacitores conmutados con tiristores.
  - b) Reactor controlado con tiristores.
  - c) Reactor controlado con tiristores, capacitor fijo.
  - d) Reactor controlado con tiristores, capacitor fijo segmentado.
  - e) Reactor controlado con tiristores, capacitor fijo conmutado.
  - f) Transformador de alta impedancia controlado por tiristor.
  - g) Capacitor conmutado mecánicamente, reactor controlado con tiristores.
  - h) Reactor saturable.

El método que se utilizará para compensar el factor de potencia en el sistema de potencia eléctrica de la planta cementera es por medio de capacitores conmutados en paralelo.

## **5.1 COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA EN LA PLANTA CEMENTERA.**

La compensación de potencia reactiva necesaria para el caso particular de la planta cementera estará en función de las cargas instaladas en cada uno de los buses del sistema y del factor de potencia real de la planta. Los bancos de capacitores se colocarán en tres buses diferentes, en el bus 3, en el bus 4 y en el bus 5, la capacidad de estos capacitores estará determinado por las cargas instaladas en cada uno de los buses.

El factor de potencia se compensará a 0.965, por lo que será necesario realizar los cálculos en cada uno de los buses en donde se coloque el banco de capacitores.

## Cálculo de capacitancia bus no 3.

El factor de potencia total con las cargas instaladas en el bus número 3 se determinara de la división de la potencia total en KW entre la potencia total del los KVA, el resultado de esta división será el valor del factor de potencia particular del bus número 3.

CARGAS	CAPACIDAD HP	F.P.	POTENCIA KW	POTENCIA KVA
C1	6000	0.9	4476	4973.33
C2	650	0.85	484.9	570.47
			4960.90	5543.80

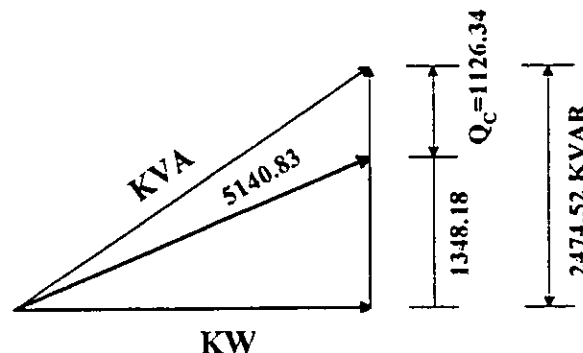
TABLA 5.1.

$$F.P. = \frac{KW}{KVA}$$

$$F.P._{BUS3} = \frac{KW}{KVA} = \frac{4960.9}{5543.8} = 0.8948$$

El factor de potencia en el bus número 3 es de 0.8948, debido al resultado obtenido, tendremos que compensar está potencia, al hacerlo el resultado del factor de potencia propuesto deberá de ser de 0.965.

Del teorema de pitagoras nosotros podemos demostrar que la potencia total aparente (KVA), se obtiene con la raíz de la suma de los cuadrados de la potencia real (KW) + la potencia reactiva (KVAR).



Los KVAR se calculan con la siguiente relación.

$$KVAR = \sqrt{(KVA)^2 - (KW)^2}$$

$$KVAR_{BUS3} = \sqrt{(5543.8)^2 - (4960.9)^2} = \sqrt{(6123189.63)} = 2474.51 \text{ KVAR}$$

Mejoramiento del factor de potencia a 0.965

$$KVA = \frac{KW}{F.P.}$$

$$KVA_{0.965} = \frac{KW}{F.P.} = \frac{4960.9}{0.965} = 5140.83 \text{ KVA}$$

$$KVAR_{BUS3} = \sqrt{(5140.83)^2 - (4960.9)^2} = \sqrt{(1817604.28)} = 1348.18 \text{ KVAR}$$

Para obtener los KVAR del capacitor se realiza la diferencia entre los  $KVAR_{bus3}$  y los  $KVAR_{0.965}$ .

$$KVAR_{CAP} = (2474.52) - (1348.18) = 1126.34 \text{ KVAR}$$

Debido a que se manejan capacidades comerciales se utilizará para la compensación de potencia reactiva un banco de capacitores trifásicos de 1200 KVAR, 400 KVAR por fase.

De la misma forma, el factor de potencia total de las cargas instaladas en el bus número 4 se determina de la división de la potencia total en KW entre la potencia total del los KVA, el resultado de esta división será el valor del factor de potencia particular del bus número 4.

Cálculo de capacitancia bus no 4.

CARGAS	CAPACIDAD HP	F.P.	POTENCIA KW	POTENCIA KVA
C3	1428	0.9	1285.2	1428
C4	935	0.8	748	935
C5	746	0.85	746	877.65
C6	746	0.85	746	877.65
C7	932.5	0.85	932.5	1097.06
C8	932.5	0.85	932.5	1097.06
			5390.2	6312.42

TABLA 5.2.

$$F.P. = \frac{KW}{KVA}$$

$$F.P._{BUS4} = \frac{KW}{KVA} = \frac{5390.2}{6312.42} = 0.8539$$

El factor de potencia en el bus número 4 es de 0.8539, debido al resultado obtenido, tendremos que compensar esta potencia, al hacerlo el resultado del factor de potencia propuesto deberá de ser de 0.965.

Los KVAR se calculan con la siguiente relación.

$$\text{KVAR} = \sqrt{(\text{KVA})^2 - (\text{KW})^2}$$

$$\text{KVAR} = \sqrt{(6312.42)^2 - (5390.2)^2} = 3285.17 \text{ KVAR}$$

$$\text{KVAR}_{\text{BUS 4}} = 3285.17 \text{ KVAR}$$

Mejorando el factor de potencia a 0.965

$$\text{KVA}_{0.965} = \frac{\text{KW}}{\text{F.P.}} = \frac{5390.2}{0.965} = 5585.7 \text{ KVA}$$

$$\text{KVAR}_{\text{BUS 4}} = \sqrt{(5585.7)^2 - (5390.2)^2} = \sqrt{(2145788.45)} = 1464.85 \text{ KVAR}$$

Para obtener los KVAR del capacitor se realiza la diferencia entre los  $\text{KVAR}_{\text{bus 4}}$  y los  $\text{KVAR}_{0.965}$ .

$$\text{KVAR}_{\text{CAP}} = (3285.216) - (1464.85) = 1820.37 \text{ KVAR}$$

Debido a que se manejan capacidades comerciales, se utilizará para la compensación de potencia reactiva un banco de capacitores trifásico de 1800 KVAR, 600 KVAR por fase.

De la misma forma, el factor de potencia total de las cargas instaladas en el bus número 5 se determina de la división de la potencia total en KW entre la potencia total de los KVA, el resultado de esta división será el valor del factor de potencia particular del bus número 5.

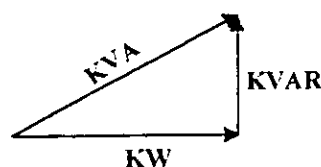
Cálculo de capacitancia bus no. 5

CARGAS	CAPACIDAD KW	F.P.	POTENCIA KW	POTENCIA KVA
C9	600	0.8	600	750
			600	750

TABLA 5.3.

$$\text{F.P.} = \frac{\text{KW}}{\text{KVA}}, \quad \text{F.P.}_{\text{BUS 4}} = \frac{\text{KW}}{\text{KVA}} = \frac{600}{750} = 0.8$$

El factor de potencia en el bus número 5 es de 0.8, debido al resultado obtenido, tendremos que compensar esta potencia, al hacerlo el resultado del factor de potencia propuesto deberá de ser de 0.965



Los KVAR se calculan con la siguiente relación.

$$\text{KVAR} = \sqrt{(\text{KVA})^2 - (\text{KW})^2}$$

$$\text{KVAR} = \sqrt{(750)^2 - (600)^2} = 450 \text{ KVAR}$$

Mejorando el factor de potencia a 0.965

$$\text{KVA}_{0.965} = \frac{\text{KW}}{\text{F.P.}} = \frac{600}{0.965} = 621.76 \text{ KVA}$$

$$\text{KVAR}_{\text{BUS}} = \sqrt{(621.76)^2 - (600)^2} = \sqrt{(26585.49)} = 163.06 \text{ KVAR}$$

Para obtener los KVAR del capacitor se realiza la diferencia entre los  $\text{KVAR}_{\text{BUS}}$  y los  $\text{KVAR}_{0.965}$

$$\text{KVAR}_{\text{CAP}} = (450) - (163.06) = 286.94 \text{ KVAR}$$

Debido a que se manejan capacidades comerciales se utilizarán para la compensación de potencia reactiva un banco de capacitores trifásico de 300 KVAR, 100 KVAR por fase.

En el análisis armónico se realizará el modelado de la planta, en el primer caso sin considerar los bancos de capacitores, el segundo caso con bancos de capacitores, el tercer caso con banco de capacitores en 480 V y filtros en lugar de bancos de capacitores en 4.16 KV; y el cuarto caso (definitivo) con filtros. Enfatizando los resultados en cada caso.

Al BUS 3 se conecta CAP1 de 1200 KVAR.

Al BUS 4 se conecta CAP2 de 1800 KVAR.

## 5.2. CÁLCULO DE REACTANCIAS CAPACITIVAS Y CAPACITANCIAS.

A partir de los VAR's reactivos obtenidos para corregir el factor de potencia a 0.965, se calcula la reactancia capacitiva para la frecuencia fundamental:

Cálculo de la reactancia capacitiva del banco de capacitores en el bus No. 4 ( $X_{C2}$ ), en este caso se considera una unidad capacitadora (CAP2) de 1800 KVAR trifásico, conectado en estrella flotante, cada fase estará formada por 3 unidades en paralelo de 200 KVAR y voltaje nominal de 2770 Volts.

$$X_{C1} = \frac{V^2}{\text{VARs}} = \frac{2770^2}{600} = 12.788 \Omega$$

Donde:  $X_{C2}$  = Reactancia Capacitiva Fundamental para el capacitor 2

Además de este parámetro, se deben calcular otras características del banco de capacitores, con la finalidad de obtener los datos necesarios para su fabricación, y que todas estas características sean las correctas para el buen funcionamiento del equipo.

Entre las características faltantes se tiene la capacitancia de cada una de las unidades capacitoras, la cual se calcula con la siguiente relación:

$$C = \frac{1}{2 \pi f X_C}$$

De esta forma se realiza el cálculo de la capacitancia por cada unidad capacitora resultado:

$$C = \frac{1}{2 \pi f X_C} = \frac{1}{2 \pi 60 (12.788)} = \frac{1}{377(12.788)} = 207.422 \mu f$$

Para el cálculo de la reactancia capacitiva del banco de capacitores en el bus No. 3 ( $X_{C1}$ ), en este caso se considera un banco de capacitores trifásico (CAP1) de 1200 KVAR, conectado en estrella flotante, formado por 2 unidades capacitoras de 200 KVAR por fase y voltaje nominal de 2770 Volts.

Calculo de la reactancia capacitiva del banco de capacitores CAP1 conectado al bus No. 3.

$$X_{C1} = \frac{V^2}{\text{VARS}} = \frac{2770^2}{400} = 19.1822 \Omega$$

Donde:  $X_{C1}$  = Reactancia Capacitiva Fundamental para el capacitor 1

De la misma forma se realiza el cálculo de la capacitancia para cada una de las unidades capacitoras del banco en el bus número 3.

$$C = \frac{1}{2 \pi f X_C} = \frac{1}{2 \pi 60 (19.1822)} = \frac{1}{377(19.1822)} = 138.28 \mu f$$

### 5.3. DISEÑO DE FILTROS EN DERIVACIÓN

Para el diseño de filtros es necesario reconocer la interdependencia de la red del sistema de potencia y el filtro. Como se observa en la figura 5.1, las corrientes armónicas generadas por cargas no-lineales fluirán hacia el filtro y hacia la impedancia de la red. Esto significa que el filtrado nunca será perfecto a menos que la impedancia del filtro al orden armónico de interés sea cero, lo cuál no puede ser.

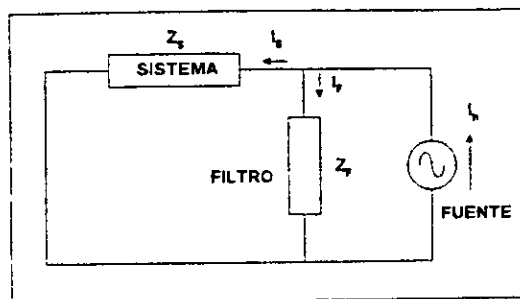


FIGURA 5.1. - CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA RED Y EL FILTRO.

El proceso de diseño es un compromiso entre lo afilado de la característica del filtro y las pérdidas, ambos son gobernados por la calidad del filtro ( $Q$ ). Con filtros muy afilados, hay problema de desintonización por los siguientes factores:

1. Variación de la frecuencia del sistema.
2. Tolerancias de fabricación que dan como resultado, valores de reactancia diferentes a las especificadas.
3. Cambio en los componentes del filtro con la temperatura.
4. Fusión de fusibles que dan como resultado la pérdida de unidades capacitivas.
5. La impedancia del sistema cambia constantemente.

Con la variación de la frecuencia de resonancia debido a éstos factores, se seleccione una  $Q$  del filtro para que permita una tolerancia en el filtrado sin incurrir en grandes pérdidas.

Para el diseño de filtros de considera:

1. Corrientes armónicas producidas por las cargas no-lineales son inyectadas al circuito (Fig. 5.1). Los voltajes armónicos y la penetración de las corrientes armónicas son calculadas.
2. Los factores de distorsión armónicos, producto  $I \cdot T$  y TIF, son comparados con los criterios de diseño.
3. Los aguantes y capacidades de los componentes del filtro son calculados y comparados.

La impedancia del sistema deberá ser variada sobre un rango de valores. Éste rango contempla contingencias de la red (forzadas y planeadas), salidas de líneas y equipo.

#### 5.4. SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO SE 5ª ARMÓNICA (1800 KVAR)

El valor de la capacitancia escogida para un filtro se basa en la potencia reactiva necesaria para mejorar el factor de potencia. Esta capacitancia es usualmente lo suficientemente grande para proporcionar una amplia sintonía del filtro, eliminando problemas de desintonía a causa de la variación de temperatura y otras variables. Tal filtro tendrá una



impedancia más baja a armónicas altas, también controlará el flujo de estas corrientes armónicas.

En la figura 3.C.7, se ha determinado que insertando 600 kVAR de capacitancia por fase en el bus de la planta se mejorará el factor de potencia a un nivel económicamente deseable de 0.965. Se selecciona un capacitor con  $V_n = 2770$  Vrms, típico para sistemas operando a 4160 Volts entre fases.

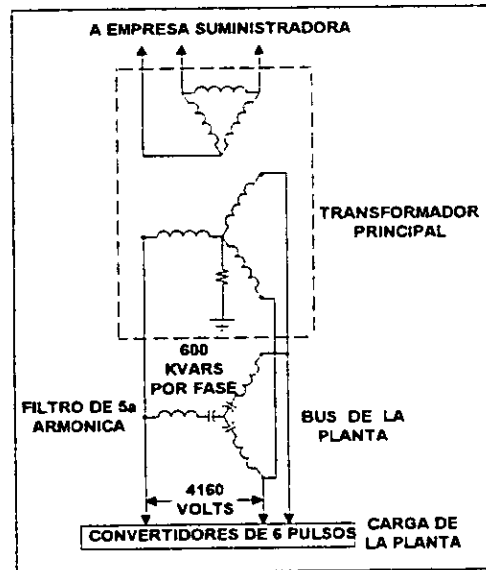


FIGURA 5.2. - APLICACIÓN DE UN FILTRO PARA 5ª ARMÓNICA A UN BUS DE LA PLANTA.

A través de un análisis ha sido determinado que los capacitores para mejorar el Factor de Potencia entran en resonancia con la inductancia del sistema a una frecuencia cercana a la 5ª armónica. Como la carga de la planta contiene una significativa fuente de 5ª armónica, se debe aplicar un filtro de 5ª armónica, tal y como se muestra en la figura 5.2. La selección de los componentes del filtro consiste, básicamente en seleccionar un reactor para que resuene en serie con los capacitores a la 5ª armónica.

En cada fase la reactancia capacitiva a 60 Hz (1ª armónica ó fundamental) y a 300 Hz (5ª armónica) se calculan como sigue:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$X_{C_1} = \frac{V^2}{\text{VARs}} = \frac{(2770)^2}{600,000} = 12.8 \text{ Ohm}, \quad X_{C_5} = \frac{1}{5} X_{C_1} = 2.6 \text{ Ohm}$$

donde:  $X_{C_1}$  = reactancia capacitiva a 60 Hz  
 $X_{C_5}$  = reactancia capacitiva a 300 Hz

Para que el filtro sea resonante a la 5ª armónica necesitamos que:

$$X_{L_5} = X_{C_5} = 2.6 \text{ Ohm}, \quad X_L = 2\pi fL$$

Por lo que:

$$X_{L_1} = \frac{1}{5} X_{L_5} = 0.52 \text{ Ohm}$$

donde:  $X_{L_1}$  = reactancia inductiva del reactor a 60 Hz  
 $X_{L_5}$  = reactancia inductiva del reactor a 300 Hz

Los parámetros críticos para determinar los valores nominales del filtro son:

- El voltaje pico a través del capacitor, y
- La carga térmica en el reactor.

Después de seleccionar las componentes del filtro, se necesita verificar el V y la I que deben soportar el reactor y el capacitor (incluyendo armónicas) para asegurar que estos parámetros están dentro de los valores nominales continuos de las componentes del filtro.

#### Aguante en el Capacitor del Filtro

El voltaje pico impuesto al capacitor esfuerza el dieléctrico y es causa de descargas parciales, o corona en el borde de la película entre las capas de aluminio. *El voltaje máximo (pico) a través del capacitor es justamente la suma aritmética de los voltajes pico de 60 Hz y de 5ª, 7ª, 11ª Y 13ª armónica.* Observe que ésta es la peor condición que supone que las componentes fundamental y las armónica están en fase. Para calcular el  $V_{\text{pico max}}$  seguimos los siguientes pasos:

A 60 Hz:

El voltaje máximo a través del filtro, de fase a tierra vale:

$$V_{L-N} = \frac{1.05 V_{L-L}}{\sqrt{3}} = \frac{1.05 \times 4160}{\sqrt{3}} = 2522 \text{ V}_{\text{rms}}$$

Donde:

$V_{L-L}$  = Voltaje de entre fases del filtro

La corriente a través del capacitor,  $I_{C_1}$ , es:

$$I_{C_1} = \frac{V_{L-N}}{X_{C_1} - X_{L_1}} = \frac{2522}{12.8 - 0.5} = 205 \text{ A}_{\text{rms}}$$

El voltaje fundamental a través del capacitor,  $V_{C1}$ , es:

$$V_{C1} = X_{C1} I_{C1} = 12.8 \times 205 = 2624 \text{ V}_{\text{rms}}$$

A 300 Hz (5ª armónica):  $I_{C5} = 47.35 \text{ Amp.}$

El voltaje de 5ª armónica a través del capacitor,  $V_{C5}$ , es:

$$V_{C5} = X_{C5} I_{C5} = 2.6 \times 47.35 = 123 \text{ V}$$

A 420 Hz (7ª armónica):  $I_{C7} = 4.6 \text{ Amp.}$

El voltaje de 7ª armónica a través del capacitor,  $V_{C7}$ , es:

$$V_7 = X_{C7} I_{C7} = \frac{12.8}{7} \times 4.6 = 8.4 \text{ V}$$

A 660 Hz (11ª armónica):  $I_{C11} = 2.6 \text{ Amp.}$

El voltaje de 11ª armónica a través del capacitor,  $V_{C11}$ , es:

$$V_{C11} = X_{C11} I_{C11} = \frac{12.8}{11} \times 2.6 = 3 \text{ V}$$

A 780 Hz (13ª armónica):  $I_{C13} = 4.5 \text{ Amp.}$

El voltaje de 13ª armónica a través del capacitor,  $V_{C13}$ , es:

$$V_{C13} = X_{C13} I_{C13} = \frac{12.8}{13} \times 4.5 = 4.4 \text{ V}$$

Por lo tanto el voltaje pico a través del capacitor es:

$$\begin{aligned} V_{\text{pico}} &= \sqrt{2} V_{C1} + \sqrt{2} V_{C5} + \sqrt{2} V_{C7} + \sqrt{2} V_{C11} + \sqrt{2} V_{C13} = \sqrt{2} (2624 + 208) \\ &= \sqrt{2} (2624 + 123 + 8.4 + 3 + 4.4) \text{ V} = \sqrt{2} (2763) \text{ V} \end{aligned}$$

Comparando el valor pico aplicado al capacitor con el voltaje nominal:  $\sqrt{2} (2763) \text{ V} < \sqrt{2} (2770) \text{ V}$ . Por lo tanto, los capacitores fueron bien seleccionados.

### 5.5 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO SE 7ª ARMÓNICA (1200 KVAR)

En cada fase la reactancia capacitiva a 60 Hz (1ª armónica ó fundamental) y a 420 Hz (7ª armónica) se calculan como sigue:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$X_{C_1} = \frac{V^2}{\text{VARs}} = \frac{(2770)^2}{400,000} = 19.18 \text{ Ohm}, \quad X_{C_7} = \frac{1}{7} X_{C_1} = 2.74 \text{ Ohm}$$

donde:  $X_{C_1}$  = reactancia capacitiva a 60 Hz  
 $X_{C_7}$  = reactancia capacitiva a 420 Hz

Para que el filtro resuene a la 7ª armónica necesitamos que:

$$X_{L_7} = X_{C_7} = 2.74 \text{ Ohm}, \quad X_L = 2\pi f L$$

Por lo que:

$$X_{L_7} = \frac{1}{7} X_{L_1} = 0.3914 \text{ Ohm}$$

donde:  $X_{L_1}$  = reactancia inductiva del reactor a 60 Hz  
 $X_{L_7}$  = reactancia inductiva del reactor a 420 Hz

A 60 Hz: El voltaje máximo a través del filtro, de fase a tierra vale:

$$V_{L-N} = \frac{1.05 V_{L-L}}{\sqrt{3}} = \frac{1.05 \times 4160}{\sqrt{3}} = 2522 \text{ V}_{\text{rms}}$$

Donde:

$V_{L-L}$  = Voltaje de entre fases del filtro

La corriente a través del capacitor,  $I_{C_1}$ , es:

$$I_{C_1} = \frac{V_{L-N}}{X_{C_1} - X_{L_1}} = \frac{2522}{19.18 - 0.3914} = 134.23 \text{ A}_{\text{rms}}$$

El voltaje fundamental a través del capacitor,  $V_{C_1}$ , es:

$$V_{C_1} = X_{C_1} I_{C_1} = 19.18 \times 134.23 = 2575 \text{ V}_{\text{rms}}$$

A 300 Hz (5ª armónica):

$$I_{C_5} = 3.683 \text{ Amp.}$$

El voltaje de 5ª armónica a través del capacitor,  $V_{C_5}$ , es:

$$V_{C_5} = X_{C_5} I_{C_5} = \frac{19.18}{5} \times 3.683 = 14.13 \text{ V}$$

A 420 Hz (7ª armónica):

$$I_{C_7} = 67.79 \text{ Amp.}$$

El voltaje de 7ª armónica a través del capacitor,  $V_{C_7}$ , es:

$$V_7 = X_{C_7} I_{C_7} = 2.74 \times 67.79 = 185.74 \text{ V}$$

A 660 Hz (11ª armónica):

$$I_{C_{11}} = 5.11 \text{ Amp.}$$

El voltaje de 11ª armónica a través del capacitor,  $V_{C_{11}}$ , es:

$$V_{C_{11}} = X_{C_{11}} I_{C_{11}} = \frac{19.18}{11} \times 5.11 = 8.91 \text{ V}$$

A 780 Hz (13ª armónica):

$$I_{C_{13}} = 8.089 \text{ Amp.}$$

El voltaje de 13ª armónica a través del capacitor,  $V_{C_{13}}$ , es:

$$V_{C_{13}} = X_{C_{13}} I_{C_{13}} = \frac{19.18}{13} \times 8.089 = 11.93 \text{ V}$$

Por lo tanto el voltaje pico a través del capacitor es:

$$\begin{aligned} V_{\text{pico}} &= \sqrt{2} V_{C_1} + \sqrt{2} V_{C_5} + \sqrt{2} V_{C_7} + \sqrt{2} V_{C_{11}} + \sqrt{2} V_{C_{13}} \\ &= \sqrt{2} (2575 + 14.13 + 185.74 + 8.91 + 11.93) \text{ V} = \sqrt{2} (2796) \text{ V} \end{aligned}$$

Comparando el valor pico aplicado al capacitor con el voltaje nominal:  $\sqrt{2} (2796) \text{ V} \cong \sqrt{2} (2770) \text{ V}$ . Por lo tanto los capacitores se eligieron correctamente.

### Aguante en el Reactor del Filtro

El reactor del filtro debe ser capaz de manejar la corriente rms total, incluyendo armónicas, sin sobrecalentarse. La  $I_{rms}$  total a través del reactor es:

$$I_L = \sqrt{(I_{L_1})^2 + (I_{L_3})^2 + (I_{L_5})^2 + (I_{L_7})^2 + (I_{L_{11}})^2 + (I_{L_{13}})^2} A_{rms}$$

Para el filtro de 5ª armónica,  $I_{L_5} = \sqrt{205^2 + 47.35^2 + 4.6^2 + 2.6^2 + 4.5^2} = 210.5 A_{rms}$

Para el filtro de 7ª armónica,  $I_{L_7} = \sqrt{134.23^2 + 3.68^2 + 67.79^2 + 5.11^2 + 11.93^2} = 151 A_{rms}$

La selección de un filtro sintonizado puede ser resumida por lo siguiente tres pasos:

1. Seleccione los kVAR capacitivos necesarios para mejorar el factor de potencia.
2. Seleccione un reactor que resuene en serie con el capacitor a la armónica apropiada.
3. Calcule voltaje pico a través del capacitor y la  $I_{rms}$  total a través del reactor. Verifique los aguantes (duties) contra las capacidades nominales de cada componente.

### Q óptima

Hay una Q óptima que minimiza la componente de voltaje armónico. Este es dado por:

$$Q_{opt} = \frac{1 + \cos \varphi}{2 \delta \sin \varphi}$$

donde:  $\delta$  = desintonía relativa del filtro  
 $\varphi$  = ángulo de fase de la impedancia del sistema

Cuando  $\varphi < 90^\circ$

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta F}{F_0} + 0.5 \left( \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$$

Normalmente, se selecciona un ángulo de fase del sistema conservador basado en cálculo de flujos de carga. El voltaje armónico puede ser verificado usando la expresión:

$$V_h = \frac{2I_h R}{\sin \varphi}$$

donde:  $V_h$  = voltaje armónico.  
 $I_h$  = corriente armónica.  
 $R$  = resistencia del filtro

Se selecciona una Q adecuada para minimizar pérdidas y proveer un ancho banda bastante amplio para cubrir los efectos de desintonización. Usualmente a mayor Q se proporciona un mejor filtrado.

La potencia reactiva y pérdidas de un filtro están dadas por:

$$\text{MVAR}_C = \frac{V_S^2}{X_C - X_L}$$

$$P = R \left( \frac{\text{MVAR}_C}{V_S} \right)^2 = RI^2$$

Donde:  $V_S$  = voltaje nominal del sistema en kV  
 $X_C$  = reactancia capacitiva del filtro  
 $X_L$  = reactancia inductiva del filtro  
 $P$  = pérdidas del filtro  
 $R$  = resistencia del filtro

Características nominales de los capacitores.

Los capacitores operan a tensiones de voltaje relativamente altos. Como sucede a otros equipos de potencia, sobrevoltajes transitorios ó temporales pueden romper el dieléctrico. De acuerdo al estándar IEEE 18-1980, los capacitores paralelo se diseñan para operar sin pérdida de la vida útil esperada, bajo las siguientes condiciones:

1. Hasta 135% de los kVAR nominales, incluidos los efectos de sobrevoltajes, armónicas y tolerancias de fabricación.
2. Hasta 120% del voltaje nominal incluyendo armónicas pero no transitorios.
3. Hasta 180% de la corriente nominal rms, incluyendo la fundamental y armónicas.
4. Transitorios por switcheo con voltajes pico hasta de 2 pu's.

Se listan otras condiciones de sobrevoltajes transitorios y temporales mencionadas en la norma IEEE Std-18-1980 con las magnitudes de voltaje y el número esperado de ocurrencias por año.

Los efectos de voltajes y corrientes armónicas son la preocupación principal para los bancos de capacitores en derivación, especialmente en capacitores utilizados en filtros armónicos. Un síntoma de problemas armónicos es la frecuencia excesiva de fusión de fusibles que protegen al banco de capacitores.

El diseño del filtro debe verificar los niveles esperados de voltaje y corriente, así como la potencia reactiva total incluyendo armónicas.

La figura 3.C.8 muestra los niveles tolerables de voltaje y corrientes armónicas para limitar la capacidad del capacitor al 135% de la nominal, asumiendo que el voltaje y la corriente consisten de la fundamental más una componente armónica.

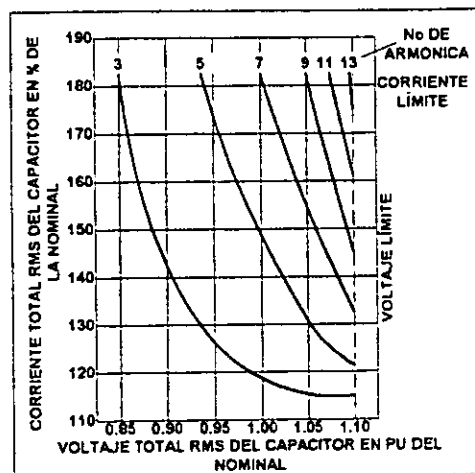


FIGURA 5.3. – LÍMITES TOLERABLES DE VOLTAJE Y CORRIENTES ARMÓNICAS EN EL CAPACITOR.

En situaciones reales, con algunas componentes armónicas en las formas de onda de voltaje y corriente, los niveles aceptables de contenido armónico deberán ser menores que los mostrados en la figura para cada componente. El voltaje total, la corriente y la potencia reactiva se calculan según:

$$V_t = \sqrt{(V_f^2 + V_{h2}^2 + V_{h3}^2 + \dots)}, \quad I_t = \sqrt{(I_f^2 + I_{h2}^2 + I_{h3}^2 + \dots)}$$

$$VA_t = \sqrt{3} [V_f I_f + V_{h2} I_{h2} + \dots]$$

donde:      t = total  
               f = fundamental  
               h1 = armónica primer orden  
               h2 = armónica de segundo orden

#### Capacidad del reactor del filtro.

El diseño del reactor del filtro debe considerar que corrientes de alta frecuencia fluirán en condiciones de estado estable. Los cálculos de pérdidas deberán incluir las de histéresis y las de efecto piel ó efecto superficial. El filtro no debe salir de sintonía por saturación magnética, consecuentemente reactores de núcleo de hierro son usualmente diseñados para operar a densidades de flujo bajas. Como una alternativa, el reactor del filtro podría tener un entrehierro de aire en el núcleo de hierro ó podría ser completamente tipo núcleo de aire.

La Q del reactor a la frecuencia armónica predominante normalmente se selecciona para el costo más bajo. La Q del reactor típico está entre 20 y 150. Si una Q muy baja es requerida, ésta puede ser obtenida agregando una resistencia en serie. Las Q's más altas son para los reactores de gran capacidad.



Las capacidades nominales del reactor dependen principalmente de la corriente rms máxima y del nivel de aislamiento requerido para soportar las sobretensiones por switcheo. Normalmente, para aplicaciones de alto voltaje, el reactor del filtro es conectado en el lado del neutro. El voltaje y la capacidad en estado estable del reactor del filtro esta dado por:

$$V_L = V_C - V_S$$

$$MVA_L = \frac{V_L^2}{X_L} = \frac{MVA_S}{h^2 - 1}$$

donde:      L = Inductor;  
              C = Capacitor;  
              S = Sistema.

Para aplicaciones industriales y comerciales de medio voltaje, el reactor es de núcleo de aire y se conecta al lado línea de los capacitores. Reactores con núcleo de hierro con entrehierro de aire son usados en filtros de bajo voltaje y algunas aplicaciones de medio voltaje. El reactor con núcleo de hierro con entrehierro de aire tiene la ventaja de tener una resistencia mayor a frecuencias más altas y así proporcionar un mayor amortiguamiento al circuito. La relación X/R (Q) es más baja porque las pérdidas por histéresis se incrementan más rápidamente con la frecuencia.

### VI. CÁLCULO DE FALLA TRIFÁSICA EN EL BUS 2 DEL DIAGRAMA GENERAL DE LA PLANTA CEMENTERA.

Para el cálculo de falla trifásica se considerará el corto circuito en el bus 2 en base al diagrama unifilar de la planta cementera, considerando todos los datos característicos de las cargas (factor de potencia, eficiencia, reactancia, voltaje, potencia, etc.). El método para el cálculo de corto circuito es el de MVA's.

El siguiente diagrama esquemático muestra la ubicación de las cargas, en los diferentes buses y datos obtenidos del diagrama unifilar general, se realizará el cálculo de la falla trifásica en el bus número 2.

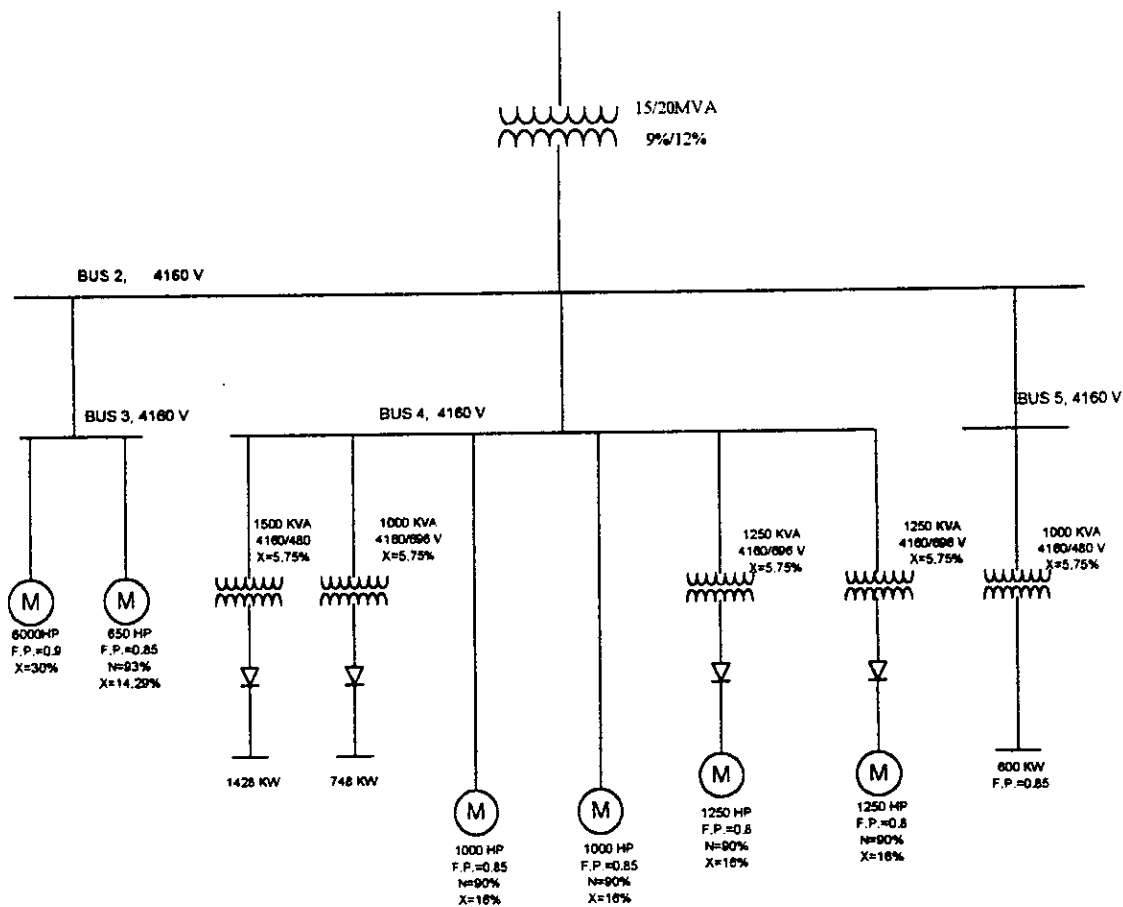


FIGURA 6.1 ESQUEMA GENERAL DE LA PLANTA CEMENTERA

En el método de MVA's, la reducción del diagrama general debe considerarse, y en este paso se considera la potencia correspondiente de la carga y de los elementos que se encuentran dentro del sistema de potencia. El siguiente esquema muestra la reducción realizada en el sistema de MVA's.

Para este caso las cargas de corriente directa no contribuyen a la falla de corto circuito, debido a que los tiristores rectificadores bloquean el paso de la corriente en sentido inverso, por lo que no se consideran.

El diagrama del método de MVA's se obtiene de la división de la potencia correspondiente a cada elemento del sistema eléctrico de la planta cementera, entre el valor de la reactancia del mismo elemento. De esta manera el valor asociado a cada recuadro representa un elemento del sistema eléctrico de potencia, y se encuentran colocados de la misma forma que como se tiene, en el diagrama unifilar general.

Otra de las consideraciones tomadas para este cálculo, es que prácticamente tenemos un 1 kVA por cada HP.

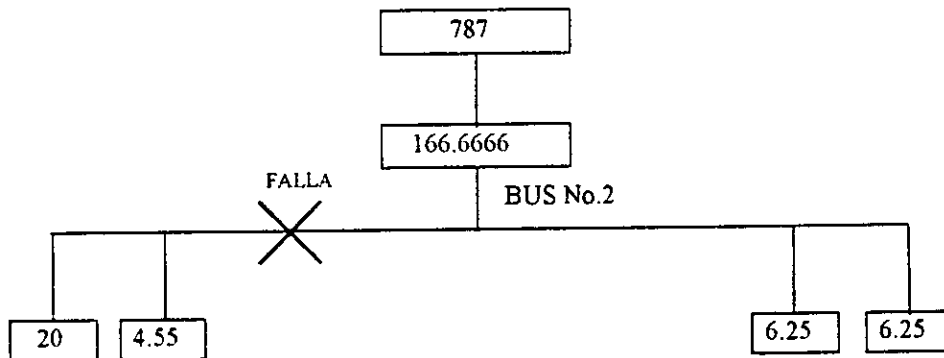


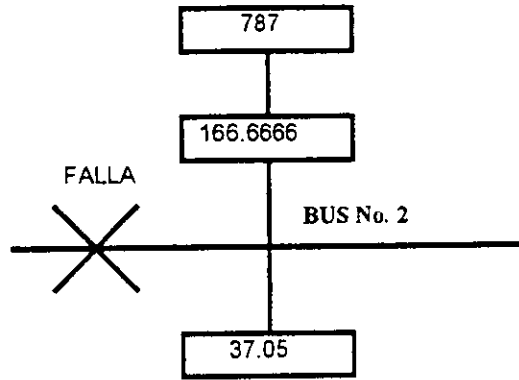
FIGURA 6.2

Ya que obtenemos los valores de cada uno de los elementos del sistema eléctrico de potencia en MVA's, podemos realizar la simplificación del sistema siguiendo las reglas correspondientes para esta simplificación, y las cuales son:

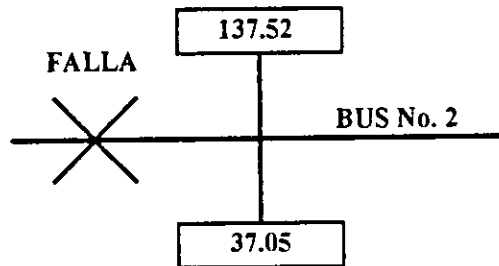
1. Si los elementos a reducir se encuentran en paralelo, la simplificación de uno, dos o mas elementos corresponde a la suma de las potencias de cada uno de los elementos.
2. Si los elementos a reducir se encuentran en serie, la simplificación de dos elementos en serie, tendrá que realizarse de la multiplicación de estos dos elementos, entre la suma del valor de estos dos elementos, obteniendo así de esta forma, un valor total correspondiente a la simplificación de estas dos cargas dentro del sistema.

Tomando en cuenta los puntos arriba en listados, la reducción de la figura 6.2 se hace de la siguiente manera el cálculo de corto circuito trifásico.

Reducción 1



Reducción 2



Reduccion 3

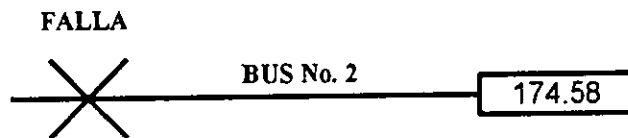


FIGURA 6.4

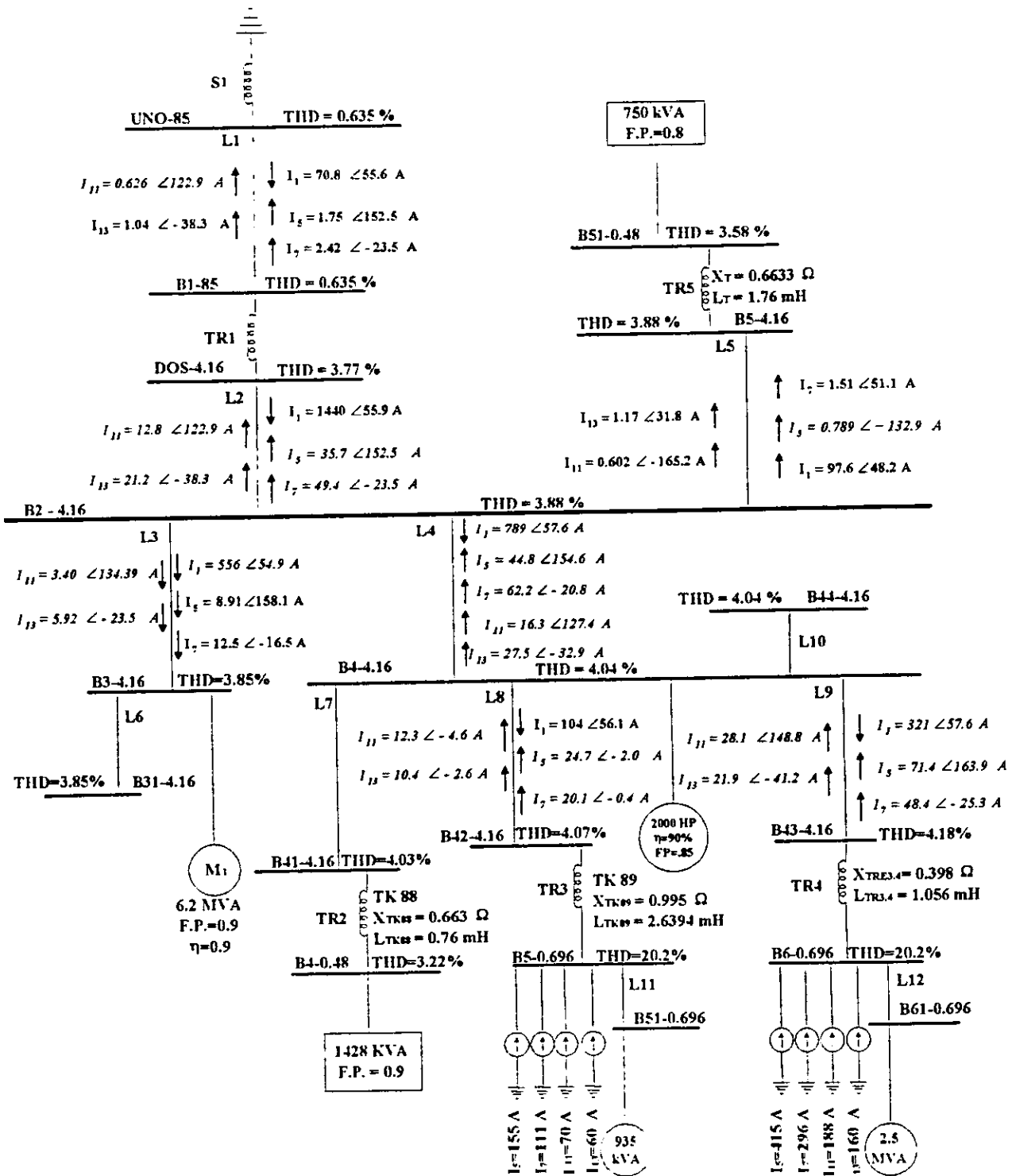
Con este valor de potencia obtenido a partir de la simplificación, obtenemos la corriente de corto circuito que se presentaría en el bus 2.

$$I_{sc} = \frac{P}{\sqrt{3} E} = \frac{174.58 \times 10^6}{\sqrt{3} 4160} = 24,229 \text{ amp.}$$

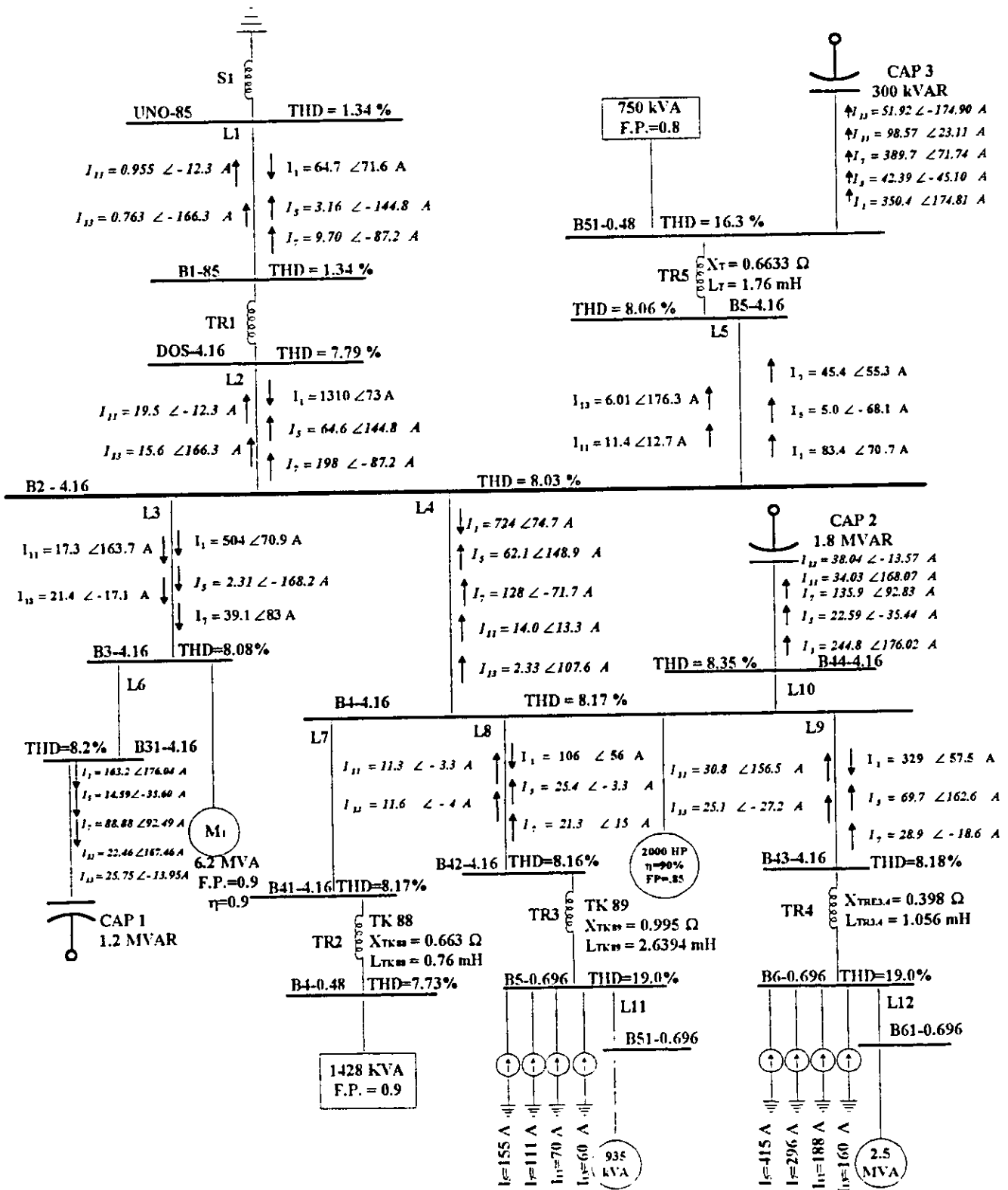
El resultado obtenido de la corriente de corto circuito trifásica es de 24,229 Amperes.

### VII.- ANÁLISIS ARMÓNICO

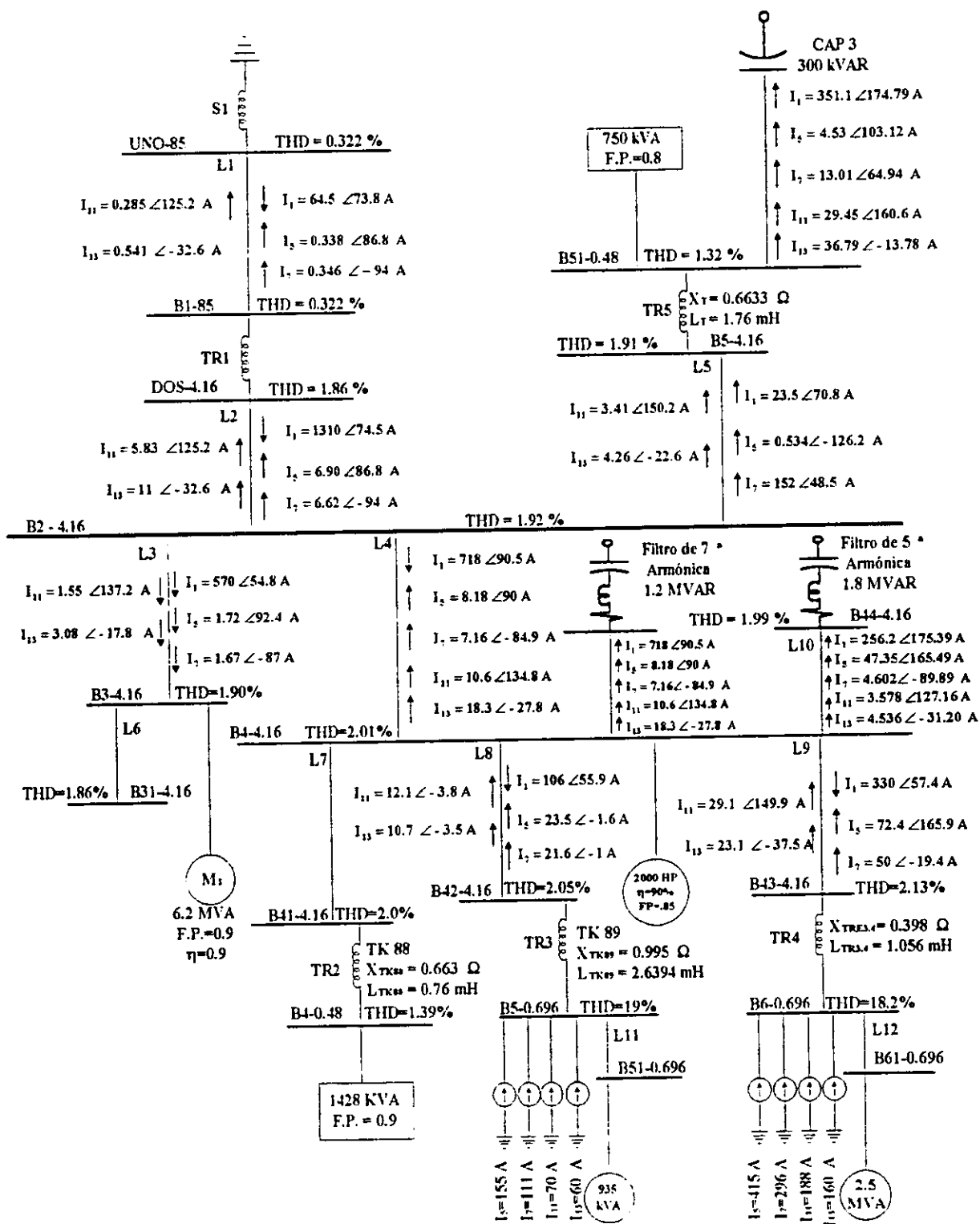
#### 7.1 OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA SIN CAPACITORES



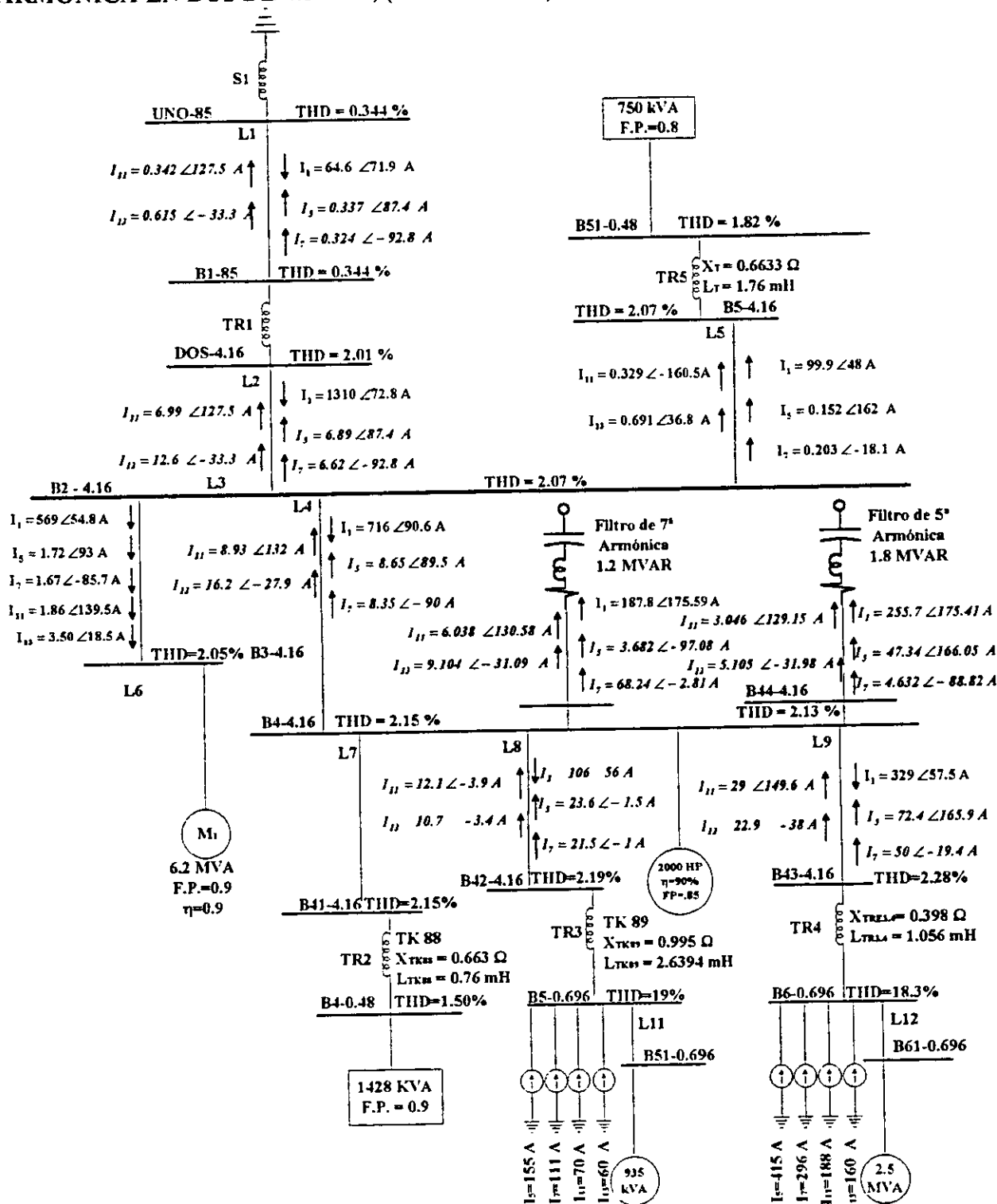
7.2 OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA CON 3 BANCOS DE CAPACITORES, 2 EN 4.16 kV y 1 EN 480 V.



### 7.3 OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA CON FILTRO DE 5ª Y 7ª ARMÓNICA EN BUS DE 4.16 KV Y CON BANCO DE CAPACITORES EN 480 V.



### 7.4 OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA CON FILTROS DE 5ª Y 7ª ARMÓNICA EN BUS DE 4.16 KV, (DEFINITIVO).





## 7.5 RESULTADOS OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN EN COMPUTADORA.

PCEMSCA.TIF OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA SIN BANCOS DE CAPACITORES

```

===== FREQ.= 60.00 Hz =====
----- CURRENT REPORT:
Line:#L1      (LIN_RL  ) curr. & power flows From UNO-85      To B1-85
I=0.708E-01KA  55.6deg.      P= 2.87      MW  Q= 1.92      MVAR
Line:#L2      (LIN_RL  ) curr. & power flows From DOS-4.16      To B2-4.16
I= 1.44      KA  55.9deg.      P= 2.86      MW  Q= 1.68      MVAR
Line:#L3      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B3-4.16
I=0.556      KA  54.9deg.      P= 1.09      MW  Q=0.663      MVAR
Line:#L4      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B4-4.16
I=0.789      KA  57.6deg.      P= 1.59      MW  Q=0.869      MVAR
Line:#L5      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B5-4.16
I=0.976E-01KA  48.2deg.      P=0.177      MW  Q=0.138      MVAR
Line:#L8      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B4-4.16      To B42-4.16
I=0.104      KA  56.1deg.      P=0.206      MW  Q=0.119      MVAR
Line:#L9      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B4-4.16      To B43-4.16
I=0.321      KA  57.6deg.      P=0.648      MW  Q=0.352      MVAR
===== FREQ.= 300.00 Hz =====

```

```

----- CURRENT REPORT:
Line:#L1      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B1-85      To UNO-85
I=0.175E-02KA  152.5deg.      P=0.705E-08MW  Q=0.140E-03MVAR
Line:#L2      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To DOS-4.16
I=0.357E-01KA  152.5deg.      P=0.529E-05MW  Q=0.824E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B3-4.16
I=0.891E-02KA  158.1deg.      P=0.214E-04MW  Q=0.205E-03MVAR
Line:#L4      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B4-4.16      To B2-4.16
I=0.448E-01KA  154.6deg.      P=0.444E-04MW  Q=0.107E-02MVAR
Line:#L5      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B5-4.16
I=0.789E-03KA  -132.9deg.      P=0.176E-04MW  Q=0.471E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B42-4.16     To B4-4.16
I=0.247E-01KA  -2.0deg.       P=-.257E-03MW  Q=-.520E-03MVAR
Line:#L9      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B43-4.16     To B4-4.16
I=0.714E-01KA  163.9deg.      P=0.346E-03MW  Q=0.177E-02MVAR
===== FREQ.= 420.00 Hz =====

```

```

----- CURRENT REPORT:
Line:#L1      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B1-85      To UNO-85
I=0.242E-02KA  -23.5deg.      P=0.902E-08MW  Q=0.375E-03MVAR
Line:#L2      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To DOS-4.16
I=0.494E-01KA  -23.5deg.      P=0.101E-04MW  Q=0.221E-02MVAR
Line:#L3      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B3-4.16
I=0.125E-01KA  -16.5deg.      P=0.708E-04MW  Q=0.554E-03MVAR
Line:#L4      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B4-4.16      To B2-4.16
I=0.622E-01KA  -20.8deg.      P=0.146E-03MW  Q=0.288E-02MVAR
Line:#L5      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B5-4.16
I=0.151E-02KA  51.1deg.       P=0.653E-04MW  Q=0.177E-04MVAR
Line:#L8      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B42-4.16     To B4-4.16
I=0.201E-01KA  -0.4deg.       P=0.368E-03MW  Q=0.866E-03MVAR
Line:#L9      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B43-4.16     To B4-4.16
I=0.484E-01KA  -25.3deg.      P=-.636E-04MW  Q=0.231E-02MVAR
===== FREQ.= 660.00 Hz =====

```

```

----- CURRENT REPORT:
Line:#L1      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B1-85      To UNO-85
I=0.626E-03KA  122.9deg.      P=-.820E-09MW  Q=0.396E-04MVAR
Line:#L2      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To DOS-4.16
I=0.128E-01KA  122.9deg.      P=0.681E-06MW  Q=0.233E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL  ) curr. & power flows From B2-4.16      To B3-4.16
I=0.340E-02KA  134.9deg.      P=0.131E-04MW  Q=0.605E-04MVAR

```

```

Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.163E-01KA 127.4deg.      P=0.242E-04MW Q=0.308E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.602E-03KA -165.2deg.      P=0.104E-04MW Q=0.337E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.123E-01KA -4.6deg.       P=-.184E-03MW Q=-.135E-03MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.281E-01KA 148.8deg.    P=0.232E-03MW Q=0.511E-03MVAR
=====
FREQ.= 780.00 Hz =====
    
```

----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85     To UNO-85
I=0.104E-02KA -38.3deg.    P=-.789E-08MW Q=0.129E-03MVAR
Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.212E-01KA -38.3deg.    P=0.188E-05MW Q=0.760E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.592E-02KA -23.5deg.    P=0.546E-04MW Q=0.205E-03MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.275E-01KA -32.9deg.    P=0.959E-04MW Q=0.102E-02MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.117E-02KA 31.8deg.     P=0.394E-04MW Q=0.141E-04MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.104E-01KA -2.6deg.     P=0.225E-03MW Q=0.319E-03MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.219E-01KA -41.2deg.   P=-.412E-04MW Q=0.834E-03MVAR
=====
FREQ.= 1020.00 Hz =====
    
```

----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85     To UNO-85
I=0.612E-03KA 132.8deg. P=0.795E-08MW Q=0.584E-04MVAR
Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.125E-01KA 132.8deg. P=0.651E-06MW Q=0.344E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.396E-02KA 151.4deg. P=0.350E-04MW Q=0.103E-03MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.167E-01KA 139.9deg. P=0.577E-04MW Q=0.475E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.874E-03KA -160.9deg. P=0.221E-04MW Q=0.964E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.544E-02KA 176.9deg. P=0.108E-03MW Q=0.114E-03MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.148E-01KA 132.3deg. P=-.463E-05MW Q=0.439E-03MVAR
=====
FREQ.= 1140.00 Hz =====
    
```

----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85     To UNO-85
I=0.502E-03KA -49.7deg.    P=-.190E-08MW Q=0.440E-04MVAR
Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.103E-01KA -49.7deg.    P=0.438E-06MW Q=0.259E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.348E-02KA -30.4deg.    P=0.291E-04MW Q=0.829E-04MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.140E-01KA -42.0deg.    P=0.475E-04MW Q=0.365E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.789E-03KA 14.7deg.     P=0.180E-04MW Q=0.860E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.478E-02KA -3.2deg.     P=0.905E-04MW Q=0.884E-04MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.125E-01KA -50.8deg.   P=-.753E-05MW Q=0.340E-03MVAR
=====
FREQ.= 1380.00 Hz =====
    
```

----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85     To UNO-85
I=0.352E-03KA 127.2deg. P=-.178E-08MW Q=0.262E-04MVAR
    
```

```

Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.719E-02KA 127.2deg.      P=0.216E-06MW Q=0.154E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.275E-02KA 145.7deg.      P=0.188E-04MW Q=0.559E-04MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.102E-01KA 135.3deg.      P=0.311E-04MW Q=0.226E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.647E-03KA -172.3deg.     P=0.121E-04MW Q=0.681E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.383E-02KA 177.0deg.     P=0.651E-04MW Q=0.567E-04MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.925E-02KA 123.9deg.     P=-.127E-04MW Q=0.214E-03MVAR
=====
FREQ. = 1500.00 Hz =====

```

## ----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85   To UNO-85
I=0.301E-03KA -53.7deg.      P=-.136E-08MW Q=0.208E-04MVAR
Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.614E-02KA -53.7deg.      P=0.157E-06MW Q=0.122E-03MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.246E-02KA -36.2deg.      P=0.148E-04MW Q=0.467E-04MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.888E-02KA -45.7deg.     P=0.250E-04MW Q=0.183E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.589E-03KA 5.0deg.       P=0.100E-04MW Q=0.608E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B42-4.16
I=0.348E-02KA 177.4deg.   P=-.559E-04MW Q=-.456E-04MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.807E-02KA -58.4deg.     P=-.144E-04MW Q=0.173E-03MVAR
=====
FREQ. = 1740.00 Hz =====

```

## ----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85   To UNO-85
I=0.227E-03KA 125.4deg.   P=-.224E-09MW Q=0.137E-04MVAR
Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.463E-02KA 125.4deg.   P=0.894E-07MW Q=0.807E-04MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.199E-02KA 140.4deg.   P=0.902E-05MW Q=0.335E-04MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.690E-02KA 133.1deg.   P=0.162E-04MW Q=0.124E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.495E-03KA -179.5deg.   P=0.707E-05MW Q=0.492E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.296E-02KA 178.1deg.   P=0.426E-04MW Q=0.337E-04MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.629E-02KA 117.6deg.   P=-.160E-04MW Q=0.117E-03MVAR
=====
FREQ. = 1860.00 Hz =====

```

## ----- CURRENT REPORT:

```

Line:#L1      (LIN_RL ) curr. & power flows From B1-85   To UNO-85
I=0.200E-03KA -54.8deg.      P=0.154E-10MW Q=0.114E-04MVAR
Line:#L2      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To DOS-4.16
I=0.408E-02KA -54.8deg.      P=0.696E-07MW Q=0.670E-04MVAR
Line:#L3      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B3-4.16
I=0.180E-02KA -41.0deg.     P=0.706E-05MW Q=0.286E-04MVAR
Line:#L4      (LIN_RL ) curr. & power flows From B4-4.16   To B2-4.16
I=0.615E-02KA -47.4deg.     P=0.131E-04MW Q=0.104E-03MVAR
Line:#L5      (LIN_RL ) curr. & power flows From B2-4.16   To B5-4.16
I=0.456E-03KA -1.3deg.       P=0.602E-05MW Q=0.445E-05MVAR
Line:#L8      (LIN_RL ) curr. & power flows From B42-4.16  To B4-4.16
I=0.275E-02KA -1.6deg.       P=0.376E-04MW Q=0.293E-04MVAR
Line:#L9      (LIN_RL ) curr. & power flows From B43-4.16  To B4-4.16
I=0.561E-02KA -64.2deg.     P=-.162E-04MW Q=0.984E-04MVAR

```

-----VOLTAGE KVT TIF & HDF, and RMS (kv) REPORT:

BUS NAME	KVT	TIF	HDF (%)	RMS
UNO-85	0.163E+04	33.4	0.635	48.7
B1-85	0.163E+04	33.4	0.635	48.7
DOS-4.16	456.	198.	3.77	2.30
B2-4.16	469.	204.	3.88	2.30
B3-4.16	464.	202.	3.85	2.30
B4-.48	33.2	129.	3.22	0.257
B31-4.16	464.	202.	3.85	2.30
B4-4.16	489.	213.	4.04	2.30
B5-4.16	468.	204.	3.88	2.30
B41-4.16	487.	212.	4.03	2.30
B42-4.16	495.	215.	4.07	2.30
B43-4.16	507.	221.	4.18	2.30
B44-4.16	489.	213.	4.04	2.30
B5-.696	478.	0.125E+04	20.2	0.382
B6-.696	404.	0.107E+04	20.2	0.379
B51-.48	43.9	169.	3.58	0.260

MAXIMUM HDF at: B5-.696 ( 20.2 %)

Line #	Line	REPORTE:	I-HDF,	kIT,	ITIF and I-RMS
Line #L1	(UNO-85 -B1-85 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	4.76	7.55	106.	0.709E-01
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	4.76	7.55	106.	0.709E-01
Line #L2	(DOS-4.16 -B2-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	4.78	154.	107.	1.44
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	4.78	154.	107.	1.44
Line #L3	(B2-4.16 -B3-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	3.31	55.2	99.2	0.556
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	3.31	55.2	99.2	0.556
Line #L4	(B2-4.16 -B4-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	11.1	215.	270.	0.794
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	11.1	215.	270.	0.794
Line #L5	(B2-4.16 -B5-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	2.87	13.2	135.	0.977E-01
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	2.87	13.2	135.	0.977E-01
Line #L8	(B4-4.16 -B42-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	36.0	90.4	821.	0.110
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	36.0	90.4	821.	0.110
Line #L9	(B4-4.16 -B43-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	30.2	196.	585.	0.335
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	30.2	196.	585.	0.335

PCEMCCA.TIF: OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA CON BANCOS DE CAPACITORES

===== FREQ.= 60.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From UNO-85 To B1-85  
 I=0.647E-01KA 71.6deg. P= 3.01 MW Q=0.966 MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From DOS-4.16 To B2-4.16  
 I= 1.31 KA 73.0deg. P= 3.01 MW Q=0.705 MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.504 KA 70.9deg. P= 1.15 MW Q=0.312 MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B4-4.16  
 I=0.724 KA 74.7deg. P= 1.67 MW Q=0.336 MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.834E-01KA 70.7deg. P=0.189 MW Q=0.519E-01MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B42-4.16  
 I=0.106 KA 56.0deg. P=0.216 MW Q=0.125 MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B43-4.16  
 I=0.329 KA 57.5deg. P=0.680 MW Q=0.370 MVAR

---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B31-4.16 :  
 V= 2.354 KV 86.04deg I= 0.1632 KA 176.04deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 2.354 KV 86.02deg I= 0.2448 KA 176.02deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.2691 KV 84.81deg I= 0.3504 KA 174.81deg

===== FREQ.= 300.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.316E-02KA 144.8deg. P=-.168E-07MW Q=0.459E-03MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.646E-01KA 144.8deg. P=0.173E-04MW Q=0.270E-02MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.231E-02KA -168.2deg. P=0.711E-04MW Q=0.654E-04MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.621E-01KA 148.9deg. P=0.201E-03MW Q=0.266E-02MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.500E-02KA -68.1deg. P=0.113E-03MW Q=-.176E-03MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.254E-01KA -3.3deg. P=-.581E-03MW Q=-.912E-03MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.697E-01KA 162.6deg. P=0.925E-03MW Q=0.294E-02MVAR

---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B31-4.16 :  
 V= 0.4209E-01 KV -125.60deg I= 0.1459E-01 KA -35.60deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.4343E-01 KV -125.44deg I= 0.2259E-01 KA -35.44deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.6511E-02 KV -135.10deg I= 0.4239E-01 KA -45.10deg

===== FREQ.= 420.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.970E-02KA -87.2deg. P=-.593E-08MW Q=0.605E-02MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.198 KA -87.2deg. P=0.163E-03MW Q=0.356E-01MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.391E-01KA 83.0deg. P=0.117E-02MW Q=-.694E-02MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.128 KA -71.7deg. P=0.628E-02MW Q=0.226E-01MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.454E-01KA 55.3deg. P=0.494E-02MW Q=-.651E-02MVAR

Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.213E-01KA 15.0deg. P=0.381E-02MW Q=-.809E-03MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.289E-01KA -18.6deg. P=0.493E-02MW Q=0.196E-02MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B31-4.16 :  
 V= 0.1832 KV 2.49deg I= 0.8888E-01 KA 92.49deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.1866 KV 2.83deg I= 0.1359 KA 92.83deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.4276E-01 KV -18.26deg I= 0.3897 KA 71.74deg

===== FREQ.= 660.00 Hz =====

## ---- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.955E-03KA -12.3deg. P=-.358E-08MW Q=0.921E-04MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.195E-01KA -12.3deg. P=0.158E-05MW Q=0.542E-03MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.173E-01KA 163.7deg. P=0.325E-04MW Q=-.479E-03MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.140E-01KA 13.3deg. P=0.169E-03MW Q=0.359E-03MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.114E-01KA 12.7deg. P=0.135E-03MW Q=0.288E-03MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.113E-01KA -3.3deg. P=0.480E-04MW Q=0.322E-03MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.308E-01KA 156.5deg. P=0.175E-03MW Q=-.816E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B31-4.16 :  
 V= 0.2945E-01 KV 77.46deg I= 0.2246E-01 KA 167.46deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.2974E-01 KV 78.07deg I= 0.3403E-01 KA 168.07deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.6882E-02 KV -66.89deg I= 0.9857E-01 KA 23.11deg

===== FREQ.= 780.00 Hz =====

## ---- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.763E-03KA 166.3deg. P=0.148E-08MW Q=0.695E-04MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.156E-01KA 166.3deg. P=0.101E-05MW Q=0.409E-03MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.214E-01KA -17.1deg. P=0.323E-04MW Q=-.561E-03MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.233E-02KA -107.6deg. P=0.610E-04MW Q=0.425E-05MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.601E-02KA 176.3deg. P=0.277E-04MW Q=0.155E-03MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.116E-01KA -4.0deg. P=-.508E-04MW Q=-.294E-03MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.251E-01KA -27.2deg. P=0.156E-03MW Q=-.609E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B31-4.16 :  
 V= 0.2857E-01 KV -103.95deg I= 0.2575E-01 KA -13.95deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.2813E-01 KV -103.57deg I= 0.3804E-01 KA -13.57deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.3067E-02 KV 95.10deg I= 0.5192E-01 KA -174.90deg

-----VOLTAGE KVT TIF & HDF, and RMS (kv) REPORT:

BUS_NAME	KVT	TIF	HDF (%)	RMS
UNO-85	602.	12.3	1.34	48.9
B1-85	602.	12.3	1.34	48.9
DOS-4.16	168.	71.3	7.79	2.36
B2-4.16	173.	73.4	8.03	2.36
B3-4.16	184.	77.9	8.08	2.36
B4-.48	17.2	65.3	7.73	0.264
B31-4.16	200.	84.7	8.20	2.36
B4-4.16	174.	73.6	8.17	2.36
B5-4.16	173.	73.2	8.06	2.36
B41-4.16	173.	73.5	8.17	2.36
B42-4.16	172.	72.7	8.16	2.36
B43-4.16	167.	70.8	8.18	2.36
B44-4.16	191.	81.0	8.35	2.36
B5-.696	440.	0.113E+04	19.0	0.390
B6-.696	369.	951.	19.0	0.388
B51-.48	33.6	123.	16.3	0.273

MAXIMUM HDF at: B6-.696 ( 19.0 %)

Line #	REPORTE:	I-HDF,	kIT,	ITIF and	I-RMS
Line #L1	(UNO-85 -B1-85 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	15.9	7.30	111.	0.655E-01
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	15.9	7.30	111.	0.655E-01
Line #L2	(DOS-4.16 -B2-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	16.0	149.	112.	1.33
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	16.0	149.	112.	1.33
Line #L3	(B2-4.16 -B3-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	10.9	239.	471.	0.507
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	10.9	239.	471.	0.507
Line #L4	(B2-4.16 -B4-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	20.0	226.	307.	0.739
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	20.0	226.	307.	0.739
Line #L5	(B2-4.16 -B5-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	57.0	44.7	466.	0.960E-01
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	57.0	44.7	466.	0.960E-01
Line #L8	(B4-4.16 -B42-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	36.5	95.8	848.	0.113
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	36.5	95.8	848.	0.113
Line #L9	(B4-4.16 -B43-4.16 )	Type=LIN_RL			
Sending	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	27.5	225.	659.	0.341
Receiving	End I-HDF%, kIT, ITIF & I-RMS:	27.5	225.	659.	0.341

PCEMCF1.TIF OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA CON FILTRO DE 5ª Y 7ª  
EN BUS DE 4.16 Y CON UN BANCO DE CAPACITORES EN 480 VOLTS

===== FREQ.= 60.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line:#L1	(LIN_RL )	curr. & power flows	From UNO-85	To B1-85
I=0.643E-01KA	73.8deg.		P= 3.03 MW	Q=0.844 MVAR
Line:#L2	(LIN_RL )	curr. & power flows	From DOS-4.16	To B2-4.16
I= 1.31 KA	74.5deg.		P= 3.03 MW	Q=0.624 MVAR
Line:#L3	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B3-4.16
I=0.570 KA	54.8deg.		P= 1.15 MW	Q=0.698 MVAR
Line:#L4	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B4-4.16
I=0.718 KA	90.5deg.		P= 1.69 MW	Q=-.133 MVAR
Line:#L5	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B5-4.16
I=0.835E-01KA	70.8deg.		P=0.190 MW	Q=0.520E-01MVAR
Line:#L8	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B4-4.16	To B42-4.16
I=0.106 KA	55.9deg.		P=0.217 MW	Q=0.126 MVAR
Line:#L9	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B4-4.16	To B43-4.16
I=0.330 KA	57.4deg.		P=0.683 MW	Q=0.372 MVAR

----- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1	(Type=FILTR_ST )	at bus B4-4.16	:
V= 2.358 KV	85.99deg	I= 0.1882 KA	175.57deg
Filter:#CAP2	(Type=FILTR_ST )	at bus B44-4.16	:
V= 2.359 KV	85.99deg	I= 0.2562 KA	175.39deg
Filter:#CAP3	(Type=FILTR_ST )	at bus B51-.48	:
V= 0.2696 KV	84.79deg	I= 0.3511 KA	174.79deg

===== FREQ.= 300.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line:#L1	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B1-85	To UNO-85
I=0.338E-03KA	86.8deg.		P=0.105E-10MW	Q=0.524E-05MVAR
Line:#L2	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To DOS-4.16
I=0.690E-02KA	86.8deg.		P=0.198E-06MW	Q=0.309E-04MVAR
Line:#L3	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B3-4.16
I=0.172E-02KA	92.4deg.		P=0.802E-06MW	Q=0.767E-05MVAR
Line:#L4	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B4-4.16	To B2-4.16
I=0.818E-02KA	90.0deg.		P=0.229E-05MW	Q=0.378E-04MVAR
Line:#L5	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B5-4.16
I=0.534E-03KA	-126.2deg.		P=0.129E-05MW	Q=-.201E-05MVAR
Line:#L8	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B42-4.16	To B4-4.16
I=0.236E-01KA	-1.6deg.		P=-.109E-03MW	Q=0.141E-04MVAR
Line:#L9	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B43-4.16	To B4-4.16
I=0.724E-01KA	165.9deg.		P=0.329E-03MW	Q=0.161E-03MVAR

----- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1	(Type=FILTR_ST )	at bus B4-4.16	:
V= 0.4626E-02 KV	176.53deg	I= 0.3683E-02 KA	-97.64deg
Filter:#CAP2	(Type=FILTR_ST )	at bus B44-4.16	:
V= 0.4540E-02 KV	165.41deg	I= 0.4735E-01 KA	165.49deg
Filter:#CAP3	(Type=FILTR_ST )	at bus B51-.48	:
V= 0.6960E-03 KV	166.88deg	I= 0.4531E-02 KA	-103.12deg

===== FREQ.= 420.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line:#L1	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B1-85	To UNO-85
I=0.324E-03KA	-94.0deg.		P=0.116E-10MW	Q=0.674E-05MVAR
Line:#L2	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To DOS-4.16
I=0.662E-02KA	-94.0deg.		P=0.182E-06MW	Q=0.397E-04MVAR
Line:#L3	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B3-4.16
I=0.167E-02KA	-87.0deg.		P=0.127E-05MW	Q=0.995E-05MVAR
Line:#L4	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B4-4.16	To B2-4.16
I=0.716E-02KA	-84.9deg.		P=0.696E-05MW	Q=0.438E-04MVAR
Line:#L5	(LIN_RL )	curr. & power flows	From B2-4.16	To B5-4.16
I=0.152E-02KA	48.5deg.		P=0.551E-05MW	Q=-.725E-05MVAR



Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.216E-01KA -1.0deg. P=0.133E-03MW Q=0.543E-05MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.500E-01KA -19.4deg. P=0.298E-03MW Q=0.148E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B4-4.16 :  
 V= 0.6190E-02 KV -3.97deg I= 0.6779E-01 KA -3.87deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.6068E-02 KV -4.06deg I= 0.4602E-02 KA -89.89deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.1428E-02 KV -25.06deg I= 0.1301E-01 KA 64.94deg

===== FREQ.= 660.00 Hz =====

## ----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.285E-03KA 125.2deg. P=-.185E-08MW Q=0.822E-05MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.583E-02KA 125.2deg. P=0.141E-06MW Q=0.484E-04MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.155E-02KA 137.2deg. P=0.272E-05MW Q=0.126E-04MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.106E-01KA 134.8deg. P=0.149E-04MW Q=0.913E-04MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.341E-02KA 150.2deg. P=0.120E-04MW Q=0.257E-04MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.121E-01KA -3.8deg. P=-.818E-04MW Q=-.610E-04MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.291E-01KA 149.9deg. P=0.105E-03MW Q=0.267E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B4-4.16 :  
 V= 0.8742E-02 KV -144.46deg I= 0.5110E-02 KA 128.60deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.8635E-02 KV -144.48deg I= 0.2578E-02 KA 127.16deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.2056E-02 KV 70.60deg I= 0.2945E-01 KA 160.60deg

===== FREQ.= 780.00 Hz =====

## ----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.541E-03KA -32.6deg. P=-.135E-08MW Q=0.349E-04MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.110E-01KA -32.6deg. P=0.508E-06MW Q=0.206E-03MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.308E-02KA -17.8deg. P=0.148E-04MW Q=0.554E-04MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.183E-01KA -27.8deg. P=0.292E-04MW Q=0.355E-03MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.426E-02KA -22.6deg. P=0.139E-04MW Q=0.780E-04MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.107E-01KA -3.5deg. P=0.101E-03MW Q=0.188E-03MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.231E-01KA -37.5deg. P=-.396E-04MW Q=0.475E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B4-4.16 :  
 V= 0.1950E-01 KV 57.52deg I= 0.8089E-02 KA -30.31deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.1928E-01 KV 57.50deg I= 0.4536E-02 KA -31.20deg  
 Filter:#CAP3 (Type=FILTR\_ST ) at bus B51-.48 :  
 V= 0.2173E-02 KV -103.78deg I= 0.3679E-01 KA -13.78deg

-----VOLTAGE KVT TIF & HDF, and RMS(kv) REPORT:

BUS_NAME	KVT	TIF	HDF (%)	RMS
UNO-85	0.106E+04	21.6	0.322	48.9
B1-85	0.106E+04	21.6	0.322	48.9
DOS-4.16	296.	126.	1.86	2.36
B2-4.16	305.	129.	1.92	2.36
B3-4.16	302.	128.	1.90	2.36
B4-.48	20.9	79.2	1.39	0.264
B4-4.16	320.	136.	2.01	2.36
B5-4.16	303.	129.	1.91	2.36
B41-4.16	319.	135.	2.00	2.36
B42-4.16	327.	138.	2.05	2.36
B43-4.16	338.	143.	2.13	2.36
B44-4.16	317.	134.	1.99	2.36
B5-.696	468.	0.120E+04	19.0	0.391
B6-.696	395.	0.102E+04	18.2	0.388
B51-.48	10.6	39.3	1.32	0.270

MAXIMUM HDF at: B5-.696 ( 19.0 %)

Line #	From Bus	To Bus	Type	I-HDF%	kIT	ITIF	I-RMS
Line #L1	(UNO-85	-B1-85	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		1.54	4.47	69.5	0.644E-01
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		1.54	4.47	69.5	0.644E-01
Line #L2	(DOS-4.16	-B2-4.16	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		1.55	91.4	69.8	1.31
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		1.55	91.4	69.8	1.31
Line #L3	(B2-4.16	-B3-4.16	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		1.11	34.3	60.2	0.570
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		1.11	34.3	60.2	0.570
Line #L4	(B2-4.16	-B4-4.16	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		4.37	149.	207.	0.719
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		4.37	149.	207.	0.719
Line #L5	(B2-4.16	-B5-4.16	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		7.80	25.4	304.	0.838E-01
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		7.80	25.4	304.	0.838E-01
Line #L8	(B4-4.16	-B42-4.16	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		35.3	91.9	815.	0.113
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		35.3	91.9	815.	0.113
Line #L9	(B4-4.16	-B43-4.16	) Type=LIN_RL				
Sending	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		30.1	207.	602.	0.344
Receiving	End	I-HDF%,kIT,ITIF & I-RMS:		30.1	207.	602.	0.344

PCEMCF2.TIF OPERACIÓN DE LA PLANTA CEMENTERA CON FILTRO DE 5ª Y 7ª  
EN BUS DE 4.16.

===== FREQ.= 60.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line	Current (KA)	Angle (deg)	From	To	P (MW)	Q (MVAR)
#L1	0.646E-01	71.9	UNO-85	B1-85	3.02	0.947
#L2	1.31	72.8	DOS-4.16	B2-4.16	3.01	0.715
#L3	0.569	54.8	B2-4.16	B3-4.16	1.14	0.695
#L4	0.716	90.6	B2-4.16	B4-4.16	1.68	-0.132
#L5	0.999E-01	48.0	B2-4.16	B5-4.16	0.185	0.145
#L8	0.106	56.0	B4-4.16	B42-4.16	0.216	0.125
#L9	0.329	57.5	B4-4.16	B43-4.16	0.680	0.370

----- FILTERS REPORT:

Filter	Type	Bus	V (KV)	Angle (deg)	I (KA)	Angle (deg)
#CAP1	FILTR ST	B4-4.16	2.353	86.01	0.1878	175.59
#CAP2	FILTR ST	B44-4.16	2.354	86.01	0.2557	175.41

===== FREQ.= 300.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line	Current (KA)	Angle (deg)	From	To	P (MW)	Q (MVAR)
#L1	0.337E-03	87.4	B1-85	UNO-85	0.304E-10	0.522E-05
#L2	0.689E-02	87.4	B2-4.16	DOS-4.16	0.197E-06	0.307E-04
#L3	0.172E-02	93.0	B2-4.16	B3-4.16	0.799E-06	0.764E-05
#L4	0.865E-02	89.5	B4-4.16	B2-4.16	0.165E-05	0.400E-04
#L5	0.152E-03	162.0	B2-4.16	B5-4.16	0.657E-06	0.176E-06
#L8	0.236E-01	-1.6	B42-4.16	B4-4.16	-0.109E-03	0.131E-04
#L9	0.724E-01	165.9	B43-4.16	B4-4.16	0.329E-03	0.164E-03

----- FILTERS REPORT:

Filter	Type	Bus	V (KV)	Angle (deg)	I (KA)	Angle (deg)
#CAP1	FILTR ST	B4-4.16	0.4626E-02	177.09	0.3682E-02	-97.08
#CAP2	FILTR ST	B44-4.16	0.4540E-02	165.97	0.4734E-01	166.05

===== FREQ.= 420.00 Hz =====

----- CURRENT REPORT:

Line	Current (KA)	Angle (deg)	From	To	P (MW)	Q (MVAR)
#L1	0.324E-03	-92.8	B1-85	UNO-85	-0.334E-10	0.676E-05
#L2	0.662E-02	-92.8	B2-4.16	DOS-4.16	0.183E-06	0.398E-04
#L3	0.167E-02	-85.7	B2-4.16	B3-4.16	0.128E-05	0.997E-05
#L4	0.835E-02	-90.0	B4-4.16	B2-4.16	0.264E-05	0.519E-04
#L5	0.203E-03	-18.1	B2-4.16	B5-4.16	0.118E-05	0.318E-06
#L8	0.215E-01	-1.0	B42-4.16	B4-4.16	0.134E-03	0.786E-05
#L9	0.500E-01	-19.4	B43-4.16	B4-4.16	0.299E-03	0.154E-03

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B4-4.16 :  
 V= 0.6230E-02 KV -2.91deg I= 0.6824E-01 KA -2.81deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.6108E-02 KV -2.99deg I= 0.4632E-02 KA -88.82deg

===== FREQ.= 660.00 Hz =====

## ----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.342E-03KA 127.5deg. P=0.611E-09MW Q=0.118E-04MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.699E-02KA 127.5deg. P=0.203E-06MW Q=0.696E-04MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.186E-02KA 139.5deg. P=0.390E-05MW Q=0.181E-04MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.893E-02KA 132.0deg. P=0.723E-05MW Q=0.920E-04MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.329E-03KA -160.5deg. P=0.312E-05MW Q=0.101E-05MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.121E-01KA -3.9deg. P=-.940E-04MW Q=-.768E-04MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.290E-01KA 149.6deg. P=0.113E-03MW Q=0.312E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B4-4.16 :  
 V= 0.1033E-01 KV -142.47deg I= 0.6038E-02 KA 130.58deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.1020E-01 KV -142.49deg I= 0.3046E-02 KA 129.15deg

===== FREQ.= 780.00 Hz =====

## ----- CURRENT REPORT:

Line:#L1 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B1-85 To UNO-85  
 I=0.615E-03KA -33.3deg. P=-.206E-08MW Q=0.451E-04MVAR  
 Line:#L2 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To DOS-4.16  
 I=0.126E-01KA -33.3deg. P=0.656E-06MW Q=0.266E-03MVAR  
 Line:#L3 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B3-4.16  
 I=0.350E-02KA -18.5deg. P=0.191E-04MW Q=0.715E-04MVAR  
 Line:#L4 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B4-4.16 To B2-4.16  
 I=0.162E-01KA -27.9deg. P=0.335E-04MW Q=0.355E-03MVAR  
 Line:#L5 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B2-4.16 To B5-4.16  
 I=0.691E-03KA 36.8deg. P=0.138E-04MW Q=0.493E-05MVAR  
 Line:#L8 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B42-4.16 To B4-4.16  
 I=0.107E-01KA -3.4deg. P=0.116E-03MW Q=0.208E-03MVAR  
 Line:#L9 (LIN\_RL ) curr. & power flows From B43-4.16 To B4-4.16  
 I=0.229E-01KA -38.0deg. P=-.421E-04MW Q=0.527E-03MVAR

## ---- FILTERS REPORT:

Filter:#CAP1 (Type=FILTR\_ST ) at bus B4-4.16 :  
 V= 0.2195E-01 KV 56.74deg I= 0.9104E-02 KA -31.09deg  
 Filter:#CAP2 (Type=FILTR\_ST ) at bus B44-4.16 :  
 V= 0.2170E-01 KV 56.73deg I= 0.5105E-02 KA -31.98deg

ESTA TESIS NO SALE  
 DE LA BIBLIOTECA

-----VOLTAGE KVT TIF & HDF, and RMS(kv) REPORT:

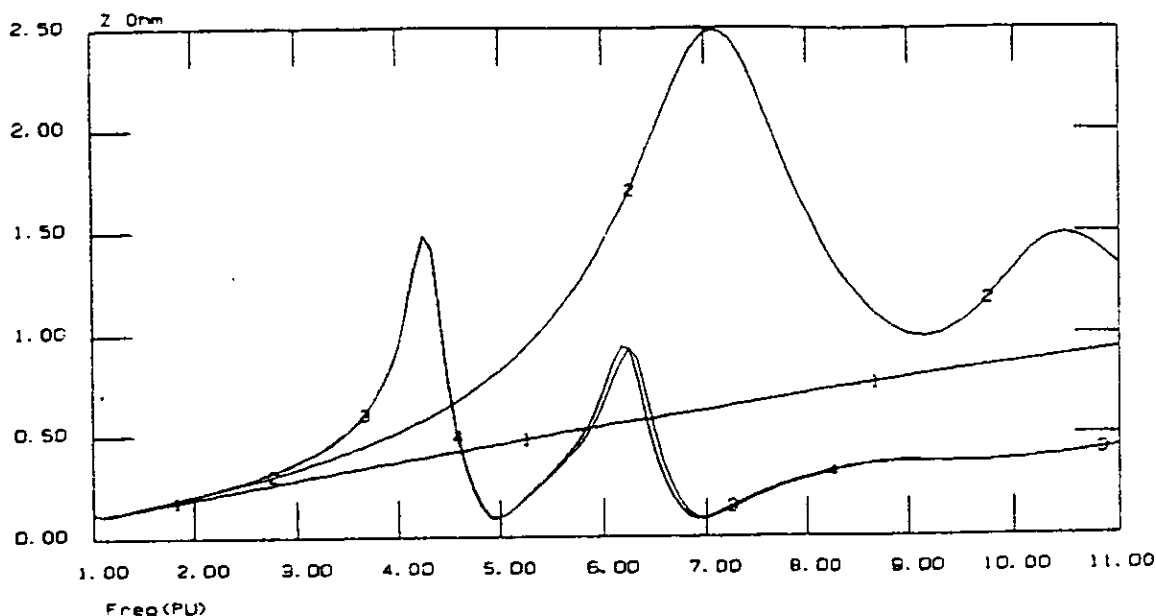
BUS_NAME	KVT	TIF	HDF (%)	RMS
UNO-85	0.112E+04	22.8	0.344	48.9
B1-85	0.112E+04	22.8	0.344	48.9
DOS-4.16	312.	133.	2.01	2.35
B2-4.16	322.	137.	2.07	2.35
B3-4.16	318.	135.	2.05	2.35
B4-.48	22.1	84.1	1.50	0.263
B4-4.16	335.	143.	2.15	2.35
B5-4.16	321.	136.	2.07	2.35
B41-4.16	334.	142.	2.15	2.35
B42-4.16	342.	145.	2.19	2.35
B43-4.16	354.	150.	2.28	2.35
B44-4.16	332.	141.	2.13	2.35
B5-.696	468.	0.120E+04	19.0	0.390
B6-.696	396.	0.102E+04	18.3	0.387
B51-.48	29.8	112.	1.82	0.266

MAXIMUM HDF at: B5-.696 ( 19.0 %)

REPORTE: I-HDF, kIT,

ITIF and I-RMS

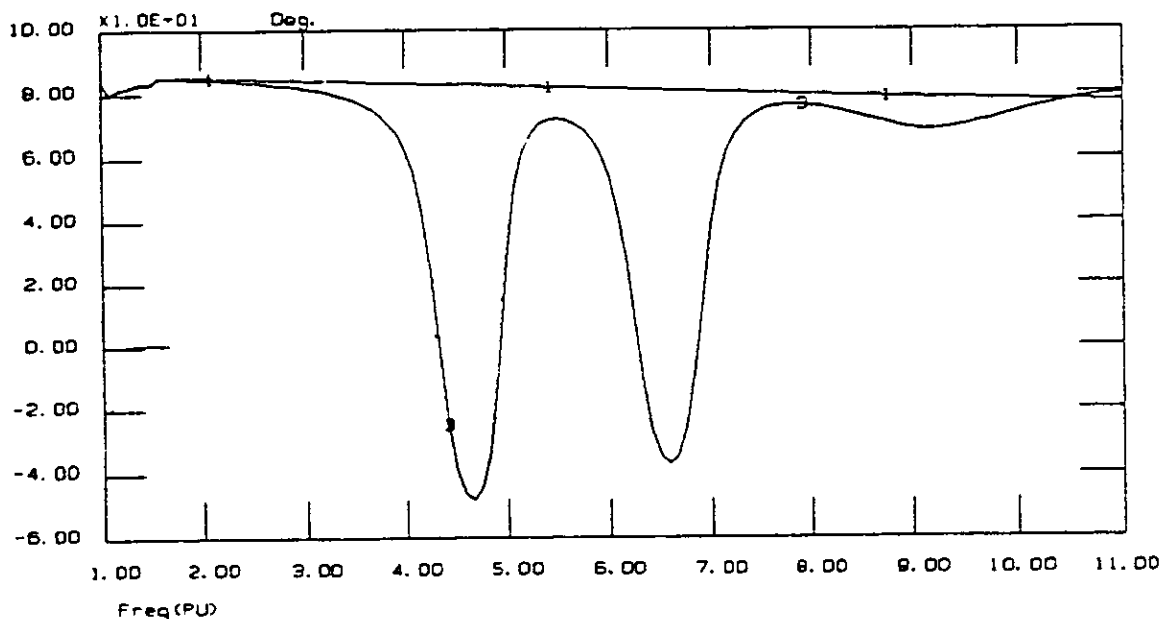
Line #	From Bus	To Bus	Type	I-HDF%	kIT	ITIF	I-RMS
L1	UNO-85	B1-85	LIN_RL	1.67	4.82	74.6	0.646E-01
	Sending End			1.67	4.82	74.6	0.646E-01
	Receiving End			1.67	4.82	74.6	0.646E-01
L2	DOS-4.16	B2-4.16	LIN_RL	1.68	98.5	75.0	1.31
	Sending End			1.68	98.5	75.0	1.31
	Receiving End			1.68	98.5	75.0	1.31
L3	B2-4.16	B3-4.16	LIN_RL	1.21	36.6	64.3	0.569
	Sending End			1.21	36.6	64.3	0.569
	Receiving End			1.21	36.6	64.3	0.569
L4	B2-4.16	B4-4.16	LIN_RL	4.09	139.	194.	0.717
	Sending End			4.09	139.	194.	0.717
	Receiving End			4.09	139.	194.	0.717
L5	B2-4.16	B5-4.16	LIN_RL	1.46	8.95	89.5	0.999E-01
	Sending End			1.46	8.95	89.5	0.999E-01
	Receiving End			1.46	8.95	89.5	0.999E-01
L8	B4-4.16	B42-4.16	LIN_RL	35.4	91.8	816.	0.113
	Sending End			35.4	91.8	816.	0.113
	Receiving End			35.4	91.8	816.	0.113
L9	B4-4.16	B43-4.16	LIN_RL	30.2	206.	600.	0.344
	Sending End			30.2	206.	600.	0.344
	Receiving End			30.2	206.	600.	0.344



1. B2-4.16    B2-4.16    Mod=0 F1                    4. B2-4.16    B2-4.16    Mod=0 F4  
 2. B2-4.16    B2-4.16    Mod=0 F2  
 3. B2-4.16    B2-4.16    Mod=0 F3

No Title Given

7.6 GRÁFICA DE  $Z$  ( $\Omega$ ) CONTRA FRECUENCIA (EN PU's), PARA LOS 4 CASOS, (1) SIN CAPACITORES, (2) CON BANCOS DE CAPACITORES EN 4.16 KV, (3) CON FILTROS DE 5ª Y 7ª EN 4.16 KV Y UN BANCO DE CAPACITORES EN 480V Y (4) CON FILTROS DE 5ª Y 7ª EN 4.16 KV Y SIN BANCO DE CAPACITORES.



1. B2-4.16    B2-4.16    Mod=0 F1  
 3. B2-4.16    B2-4.16    Mod=0 F3

No Title Given

7.7 GRÁFICA DE ÁNGULO DE FASE CONTRA FRECUENCIA (EN PU) PARA EL 1º Y 3º CASO.

## VIII.- NORMATIVIDAD DE VOLTAJES Y CORRIENTES ARMÓNICAS.

Los límites de distorsión armónica de voltajes y corrientes permitidos por la norma IEEE Std.519-1992, están dados en las siguientes tablas.

TABLA 8.1  
IEEE - 519 LÍMITES DE DISTORSIÓN DE VOLTAJE

Voltaje del bus en PCC	$HD_v$ (%)	$THD_v$ (%)
Inferiores a 69 KV	3.0	5.0
69.001 KV hasta 161 KV	1.5	2.5
Superiores a 161 KV	1.0	1.5

$HD_v$  = Distorsión de voltaje armónico individual.

TABLA 8.2  
IEEE- 519 LÍMITES MÁXIMOS (%) DE DISTORSIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS IMPARES PARA SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN EN GENERAL (DESDE 120 VOLTS HASTA 69,000 VOLTS)

$I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
< 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 8.3  
IEEE - 519 LÍMITES MÁXIMOS (%) DE DISTORSIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS IMPARES PARA SISTEMAS DE SUBTRANSMISIÓN GENERAL (DESDE 69,001 VOLTS HASTA 161,000 VOLTS)

$I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
< 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	7.0	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

**TABLA 8.4**  
**IEEE - 519 LIMITES MÁXIMOS (%) DE DISTORSIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS IMPARES**  
**PARA SISTEMAS DE ALTO VOLTAJE CON GENERACIÓN DISPERSA Y COGENERACIÓN**  
**(DESDE 161,000 VOLTS Y MAYORES)**

$I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
$< 50^*$	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\geq 50$	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75



## VIII.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Los problemas con armónicas en la actualidad tienen consecuencias más serias que en el pasado.

Aquí se ha demostrado que una combinación de dispositivos que generan armónicas, con ciertos parámetros del sistema y determinadas condiciones de operación pueden, en verdad, dar origen a problemas armónicos.

Las personas que planean y/o diseñan sistemas eléctricos de potencia ó industriales deben tener la habilidad de reconocer y evitar ó mitigar tales problemas.

En sistemas prácticos donde se tienen convertidores de potencia estáticos, existe un traslape durante el switcheo de un tiristor a otro, este traslape, llamado período de conmutación, resulta de breves cortos circuitos entre fases de C.A. (ranuras en el voltaje) y reduce el voltaje de salida de C.D.

En la mayoría de los convertidores estáticos, se emplean tiristores en lugar de diodos para la conversión de CA-a-CD ó CD-a-CA. Los tiristores tienen dos ventajas importantes sobre los diodos:

- A) permiten variar la magnitud del voltaje de CD de un rectificador y
- B) permiten que el puente rectificador opere como inversor, convirtiendo potencia de CD a CA.

Un efecto del período de conmutación es que se provoca un decremento en la amplitud de las armónicas de los valores teóricos calculados para una onda cuadrada. Para condiciones de operación típicas, las amplitudes de la 5ª y de la 7ª armónicas son respectivamente 85% y 75% de sus valores teóricos (aproximados), mientras que las amplitudes de las armónicas 11ª y 13ª solo alcanzan el 30 o el 40% de sus valores teóricos.

Voltajes o impedancias de red desbalanceados o un encendido (pulsos) desigualmente espaciado, crearán armónicas no características además de las características asociadas con el arreglo del puente. En los ordenes menores, las armónicas no características tienen generalmente, menor amplitud que las armónicas características.

Para minimizar armónicas se diseñan convertidores de potencia estáticos de gran capacidad de 12 pulsos ó mayores.

Las armónicas generadas por los controladores trifásicos para motores de CD y CA son las armónicas características de convertidores de 6 pulsos (5ª, 7ª, 11ª, 13ª etc.). Las armónicas generadas por el controlador monofásico consisten de todas las armónicas impares (incluyendo las múltiples de 3).

Los rectificadores monofásicos de onda completa generan todas las armónicas impares incluyendo las múltiples de tres. Éstos se utilizan en TV'S, equipos de sonido, PC'S y aparatos domésticos, los cuáles pueden causar problemas armónicos en hora pico.

*Los equipos con núcleo magnético producen una fuerte 3ª armónica y es causada por la corriente de excitación requerida para su operación. Durante la operación normal, no causan problemas de armónicas ya que es pequeña dicha corriente de excitación.*

Las armónicas generadas por los dispositivos de arco son similares a las que producen los convertidores monofásicos de dos pulsos. Las balastras del alumbrado fluorescente generan una fuerte 3ª armónica. El horno de arco eléctrico genera todas las armónicas (inclusive las pares).

*Los controladores de voltaje operan por fase y generan armónicas típicas de convertidores de dos pulsos. Con desbalance u otras condiciones anormales, podrían también producir armónicas no características.*

La presencia de armónicas en el sistema de potencia, puede tener un impacto adverso al mismo, a la carga y a circuitos de comunicación cercanos. La mayoría de los problemas en los sistemas de potencia, ocurren cuando una frecuencia armónica excita una resonancia paralelo causando una amplificación de la corriente armónica. Una alta corriente armónica puede causar serios sobrecalentamientos y pérdida de vida de los equipos.

La distorsión armónica puede también causar problemas en los convertidores estáticos de potencia, relevadores de protección, equipos de control y medición.

#### *Efectos de las armónicas en:*

Transformadores producen ruido, se incrementa el calentamiento y las pérdidas en el cable y núcleo. Se acepta un  $THD_i = 5\%$  con 5% de sobre voltaje a potencia nominal o 10% de sobre voltaje sin carga.

Equipos de medición, se pueden tener errores positivos o negativos, cuando se tiene un  $TDH \geq 20\%$  los errores son significativos.

Generadores y motores, se incrementa el calentamiento, el ruido y se pueden presentar oscilaciones mecánicas en turbina-generador ó motor-carga.

Relevadores, fusibles, termomagnéticos y electromagnéticos pueden operar por la presencia armónica, actualmente estos responden a corrientes RMS verdaderas.

Convertidores estáticos que utilizan tiristores, se dañan. Los circuitos de control se dañan cuando existen altos THD's. En sistemas débiles existen efectos de la conmutación (NOTCHES).

Capacitores, los voltajes armónicos se suman al fundamento causando pérdidas de vida útil por falla en su dieléctrico.

Equipo Eléctrico, es susceptible a la operación por la distribución armónica.

$P_{C's}$  y  $P_{LC's}$ , se requiere fuentes de alimentación que no tengan un  $THD_v > 5\%$  y  $HD_v > 3\%$ .

#### *Análisis de una planta industrial:*

Cuando el usuario inyecta corrientes armónicas superiores a las permitidas por las normas (IEEE-519) y éstas distorsionan el voltaje a niveles también menores a los permitidos, la planta industrial podría operar de esa manera, pero si existen otras cargas generadoras de armónicas cercanas, la solución deberá ser negociada entre el usuario y la empresa suministradora.

#### *Del análisis armónico se concluye:*

Que las corrientes armónicas dependen sólo de la carga y no cambian con la SCR, en cambio los voltajes armónicos dependen de la robustez del sistema y por lo tanto cambia con la relación de corto circuito (SCR).

En la planta cementera, cuando se insertan los bancos de capacitores se incrementan los factores de distorsión. En el PCC (85 KV) éstos son menores a los permitidos pero dentro de la planta son mayores a los permitidos; por lo tanto, pueden tener problemas dentro de dicha planta.

Ya con los filtros en 4.16 KV, las distorsiones disminuyen y estas son menores a las permitidas.

Actualmente en los sistemas eléctricos de potencia, un buen porcentaje de la carga es no lineal, de ahí que las formas de onda de las señales de voltaje y de corriente no son senoidales perfectas, sino que se trata de señales distorsionadas con cierto contenido armónico.

Para señales eléctricas una armónica es definida como una componente senoidal de una onda periódica cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

Así en sistemas de potencia de 60 hz, una onda armónica es una senoide que tiene una frecuencia expresada por:  $F_{armónica} = n \times 60\text{hz}$ . Donde n es un entero.

La distorsión armónica es un efecto indeseable en sistemas eléctricos debido a que daña a algunos equipos eléctricos como: transformadores, capacitores, máquinas rotatorias, mecanismos de interrupción, relevadores de protección, aparatos de medición, equipo electrónico, de iluminación y de comunicaciones.

Los rectificadores trifásicos que más impacto tienen en la industria son los de seis pulsos, debido a que estos son los que utilizan para el control de equipo eléctrico y son los que inyectan una gran cantidad de corrientes y voltajes armónicos al sistema.

Anteriormente las corrientes armónicas se mitigaban usando transformadores en conexión estrella aterrizada-delta. Esto ya no es efectivo debido a la introducción de los convertidores estáticos de potencia, que causan incremento en las armónicas generadas y sobredispersión en todo el sistema de potencia.

Dentro de los estudios relacionados con armónicas se encuentran los desarrollados por el IEEE que ha propuesto una serie de normas y estándares recomendados para mantener a las armónicas de corriente y voltaje dentro de los límites permisibles.

Las normas establecidas por el IEEE han proporcionado niveles recomendados como límites armónicos, determinados en el punto de acoplamiento común (entre usuarios y red).

Sin embargo dichos valores no garantizan la ausencia de problemas en la planta; lo que en este caso se recomienda diseñar un filtro de mitigación armónica, que reduce los voltajes armónicos en el bus de la planta, y además reduce la inyección de corriente de armónicas a la red de servicio y a los equipos de la planta.

Para realizar el diseño de un filtro es necesario realizar un estudio completo sobre la situación que guardan los voltajes y de corriente armónicas de la planta. El diseño e implementación de un filtro no implica un costo sumamente alto para las industrias (plantas), ya que la mayoría de ellas poseen en sus instalaciones capacitores para mejorar su factor de potencia, por lo que sólo sería necesario agregar un reactor de sintonización en serie. Se debe cuidar que el filtro quede sintonizado a la frecuencia de la armónica de mayor amplitud, evitar la resonancia del circuito, cambiar la localización del capacitor de ser necesario y hacer un estudio con el filtro ya instalado para ver su efectividad.

Para la planta cementera que estamos analizando será necesario instalar filtros de 5ª Y 7ª Armónicas.

El diseño de filtros de confinación de armónicas, es un método práctico y eficiente que se debe utilizar en nuestros días como una solución inmediata para atenuar los problemas causados por la distorsión armónica.

## BIBLIOGRAFÍA

1.- Damian A. González and John C. Mccall

**Design of Filters to Reduce Harmonic Distortion in Industrial Power Systems.**  
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, año 1985.

2.- IEEE Standard 519-1981,

**IEEE - Guide for Harmonic Control and Reactive Power Compesation of Static Power Converter, 1981, p. 15**

3.- R.C. Durgan, W. T. Jewell, and D. J. Roesler. "Harmonics and Reactive Power from Line-Commutated Inverters in Proposed Photovoltaic Subdivisión". IEEE Transactions. Sept. 1983.

4.- Y. H. Yan, C.S. Chen, C. S. Moo y C. T. Hsu.

**Armonic Analysis for Industrial Customers.**  
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 2, 1994.

5.- A. A. Mahmoud and R. D. Shultz "A Method for Analyzing Harmonic Distribution in A. C. Power Systems". IEEE Transactions. Junio de 1982.

6.- J. Arrillaga, D. A. Bradley, and P. S. Bodger, **Power System Harmonics**, John Wiley & Sons, 1985.

7.- D. J. Pileggi, N. H. Chandra, and A. E. Emanuel. "Prediction of Harmonics Voltages in Distribution Systems". IEEE Transactions. Marzo de 1981.