

T
621.3191
C828-

Escuela Superior Politécnica del Litoral

Facultad de Ingeniería Eléctrica

**DISEÑO DE FILTROS PARA
COMPENSACION DE ARMONICOS EN
SISTEMAS DE POTENCIA**

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización Potencia

Presentada por: **JOSE S. CORTEZ M.**

Guayaquil - Ecuador

1.988

A G R A D E C I M I E N T O



D-8648

Dejo constancia de mi profundo agradecimiento a quienes en la ESPOL impartieron en mi sus conocimientos para formarme profesionalmente . En especial a cada una de las personas que hicieron posible este trabajo , de quienes recibí su ejemplo , su comprensión y muchas veces su paciencia , y en particular a los INGS. ALBERTO GIL TAMA , y LEO SALOMON FASH .

D E D I C A T O R I A

A DIOS

A MIS PADRES Y

A MIS HERMANOS

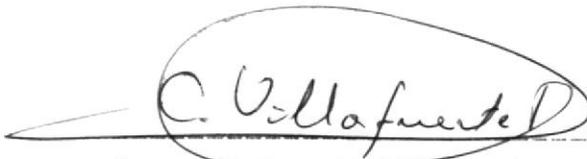
DECLARACION EXPRESA

" La responsabilidad por los hechos , ideas y doctrinas expuestos en esta tesis , me corresponden exclusivamente ; y , el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL " .

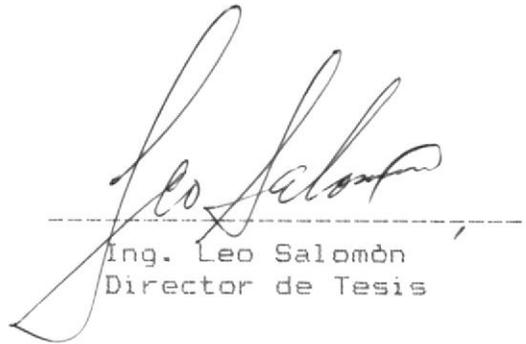
(Reglamento de Exámenes y Titulos profesionales de la ESPOL) .



José Cortez Mariño.

Handwritten signature of Carlos Villafuerte in black ink, written over a horizontal dashed line. The signature is enclosed in a hand-drawn oval.

Ing. Carlos Villafuerte
Presidente del Tribunal

Handwritten signature of Leo Salomón in black ink, written over a horizontal dashed line. The signature is highly stylized and cursive.

Ing. Leo Salomón
Director de Tesis

Handwritten signature of Jorge Flores in black ink, written over a horizontal dashed line. The signature is cursive and clearly legible.

Ing. Jorge Flores
Miembro del Tribunal

Handwritten signature of Alberto Hanze in black ink, written over a horizontal dashed line. The signature is cursive and somewhat stylized.

Ing. Alberto Hanze
Miembro del Tribunal

RESUMEN

El presente estudio tiene como objetivo el diseño detallado , tanto en el fundamento teórico como en las características de costo y construcción de los componentes de los filtros de armónicas .

En su primera parte se hace un análisis de los efectos que producen los armónicos en los diferentes componentes de un sistema de Potencia .

En el Capítulo # 2 se realiza un análisis de las condiciones que debe cumplir el filtro propuesto , tanto en lo que respecta a las frecuencias de trabajo del filtrado , su velocidad de respuesta en realizar el filtraje , la cantidad de filtros que sean necesarios , y un análisis en lo que respecta al factor de Calidad (Q) .

En el capítulo # 3 , se realiza el análisis de la selección de los diferentes elementos que constituyen el filtro desde el punto de vista de como estan contruidos .

En el capítulo # 4 analizamos ciertas definiciones de cálculo que permitan el diseño de los elementos que

constituyen el filtro . Paralelamente a esto consta un análisis de la potencia y el rendimiento . Finalmente hacemos un análisis de sobrevoltajes producto de la resonancia .

En el capítulo # 5 se realiza un estudio económico de los diferentes componentes del filtro .



BIBLIOTECA

I N D I C E G E N E R A L

	Pag.	
RESUMEN	VI	
INDICE GENERAL	VIII	
INDICE DE FIGURAS	XII	
INDICE DE TABLAS	XV	
INTRODUCCION	XVI	
CAPITULO I		
EFECTO DE LOS ARMONICOS EN VARIOS COMPONENTES DE UN SISTEMA DE POTENCIA		18
1.1	INTRODUCCION	18
1.2	TRANSFORMADORES Y REACTORES	19
1.3	CAPACITORES	22
1.4	CABLES	27
1.5	APARATOS ELECTRONICOS	28
1.6	RELES	30
1.7	MAQUINARIA ROTATIVA	32
CAPITULO II		
CONDICIONES QUE DEBE CUMPLIR EL FILTRO PROPUESTO		35
2.1	GENERALIDADES	35
2.2	DEFINICIONES	36
2.2.1	FACTOR DE CALIDAD	36
2.2.2	FACTOR DE DESINTONIZACION	38
2.3	ANALISIS DE IMPEDANCIA	40

2.3.1	CRITERIOS PARA EL DISEÑO DE FILTROS	40
2.3.2	IMPEDANCIA ARMONICA DEL SISTEMA	44
2.3.3	IMPEDANCIA ARMONICA DEL FILTRO	46
2.3.4	COMBINACION DE LAS ADMITANCIAS DEL FILTRO Y DEL SISTEMA	48
2.3.5	FILTROS SINTONIZADOS	52
2.3.6	GRAFICOS APROXIMADOS	60
2.4	TIPOS DE FILTROS	65
2.4.1	FILTROS SINTONIZADOS	66
2.4.2	FILTROS PASA ALTO AMORTIGUADOS	67
2.4.3	CONFIGURACIONES TIPICAS DE FILTROS	68
2.4.4	TIPOS DE CONEXION	71
2.5	FRECUENCIA DE SINTONIA	72
2.5.1	RESPUESTA TIPICA DE UN SISTEMA DE FILTROS	75

CAPITULO III

	SELECCION DE LOS DIFERENTES ELEMENTOS QUE CONSTITUYEN EL FILTRO	77
3.1	INTRODUCCION	77
3.2	REACTORES PARA FILTROS DE ARMONICAS	78
3.2.1	CLASIFICACION	78
3.2.2	COMPONENTES ELECTRICOS	79
3.3	CAPACITORES	82

3.4	EQUIPO DE CONTROL	86
3.4.1	PRINCIPIO DE CONTROL DE UN CIRCUITO DE FILTROS EN UN HORNO DE ARCO	89
3.4.2	PROTECCION DEL CIRCUITO DE FILTRADO	92
3.4.2.1	PROTECCION DEL INDUCTOR	93
3.4.2.2	PROTECCION DEL CAPACITOR	96
3.4.2.3	PROTECCION DE LAS RESISTENCIAS	97
CAPITULO VI		
	CALCULO DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO	99
4.1	CALCULO DEL REACTOR	99
4.1.1	DEFINICIONES Y FORMULAS BASICAS ...	99
4.2	CALCULO DEL CAPACITOR	101
4.3	CALCULO DE LA RESISTENCIA	105
4.4	CALCULO DE LA POTENCIA Y EL RENDIMIENTO ...	105
4.4.1	POTENCIA DE LOS FILTROS	105
4.4.2	RENDIMIENTO DE LOS FILTROS	107
4.5	ANALISIS DE SOBREVOLTAJES DEBIDO A RESONANCIAS	107
4.5.1	SOBREVOLTAJES DEBIDO A RESONANCIAS SERIE	108
4.5.2	SOBREVOLTAJES DEBIDO A RESONANCIAS PARALELO	110

CAPITULO V	
ANALISIS DE COSTOS	113
5.1 ESTUDIO ECONOMICO DEL FILTRO	113
5.1.1 SIMPLE FILTRO SINTONIZADO	115
5.2 COSTO DEL REACTOR	117
5.3 COSTO DEL CAPACITOR	119
5.3.1 APLICACION PRACTICA	121
5.4 OTROS COSTOS	126
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	129
ANEXOS	132
BIBLIOGRAFIA	197

INDICE DE FIGURAS

	Pag.
2.1 CIRCUITO PARA EL ANALISIS DE LA DISTORSION DE VOLTAJE ARMONICO	43
2.2 LUGAR GEOMETRICO DE LA IMPEDANCIA ARMONICA DEL SISTEMA DE POTENCIA	47
2.3 LUGAR GEOMETRICO DE LA ADMITANCIA ARMONICA DEL SISTEMA DE POTENCIA	47
2.4 LUGAR GEOMETRICO DE LA IMPEDANCIA ARMONICA DEL FILTRO SINTONIZADO	49
2.5 LUGAR GEOMETRICO DE LA ADMITANCIA ARMONICA DEL FILTRO SINTONIZADO	49
2.6 LUGAR GEOMETRICO DE LA ADMITANCIA COMBINADA DEL FILTRO Y DEL SISTEMA DE POTENCIA	50
2.7 CIRCUITO DEL FILTRO SIMPLE SINTONIZADO	53
2.8 GRAFICO PARA OBTENER UN OPTIMO Q Y LA MENOR ADMITANCIA DEL SISTEMA Y_{sn} DADO UN ANGULO $\varphi_m=60^\circ$	62
2.9 DETERMINACION DE LA ADMITANCIA DE RED Y_{sn} PARA UNA ADMITANCIA RESULTANTE MINIMA Y_n CORRESPONDIENTE A UNA ADMITANCIA DEL FILTRO Y_{fn} DADA EN DIFERENTES REGIONES	64
2.10 FILTROS SINTONIZADOS	66
2.11 FILTRO PASA ALTO DE SEGUNDO ORDEN	67

2.12	FILTRO PASA ALTO DE TERCER ORDEN	68
2.13	DOS CONFIGURACIONES SIMPLES DE FILTROS	69
2.14	CONFIGURACION TIPICA DE UN CIRCUITO DE FILTRADO PARA UN CONVERTIDOR DE SEIS PULSOS	70
2.15	CONFIGURACION TIPICA DE UN CIRCUITO DE FILTRADO EN HORNOS DE ARCO	70
2.16	CONFIGURACION TIPICA DE UN CIRCUITO DE FILTRADO PARA CONVERTIDORES DE 12 PULSOS ..	71
2.17	AMPLITUD DE LA CORRIENTE VS FRECUENCIA EN %	73
2.18	IMPEDANCIA VS DEVIACION DE FRECUENCIA	74
2.19	IMPEDANCIA COMO FUNCION DE LA FRECUENCIA ..	76
3.1	DISPOSICION DE UN REACTOR 3Ø TIPICO	81
3.2	DISPOSICION TIPICA DE UN BANCO DE CAPACITORES	87
3.3	PRINCIPIO DE CONTROL DE UN CIRCUITO DE FILTROS EN UNA ESTACION CONVERTIDORA	89
3.4	COMPENSADOR ESTATICO CON CONTROL DE REACTANCIAS POR TIRISTORES	91
3.5	PRINCIPIO DE CONTROL DE LA POTENCIA REACTIVA INDUCTIVA	92
3.6	CONEXION DEL FILTRO A LA BARRA PRINCIPAL ..	94
3.7	CONEXION INDIVIDUAL DE CADA BRAZO DEL FILTRO	94
3.8	PROTECCION DE LOS INDUCTORES POR PARA- RRAYOS	95

3.10	PROTECCION POR PARARRAYOS A RESISTENCIAS E INDUCTORES	98
3.11	DIAGRAMA UNIFILAR DE UN HORNO DE ARCO CON EL CIRCUITO DE FILTRADO	
5.1	DIAGRAMA UNIFILAR DEL SISTEMA DE POTENCIA .	127
5.2	DIAGRAMA DE BLOQUES	128



INDICE DE TABLAS

No		Pag.
2.1	LIMITES DE DISTORSION DE VOLTAJE (RMS)	35
3.1	CARACTERIZTICAS DE LOS CAPACITORES	84
5.1	ILUSTRACION DEL CONTENIDO DE CORRIENTES ARMONICAS DEL HORNO DE ARCO PARA DOS ESTADOS DE FUNDICION	123



F Y

INTRODUCCION



BIBLIOTECA

Hoy en día en el siglo XX , como en todos los tiempos , se afirma que todos los conocimientos profundamente científicos se traducen en transformaciones también profundas , por lo que retrospectivamente se diría entonces que la mayoría de transformaciones profundas en la sociedad es producto de un somero y concienzudo conocimiento científico . Todo esto genera una expectativa de todo el mundo hacia lo que constituye la capacidad de invención del hombre , invención que puede ser beneficiosa o no para el normal desarrollo del conglomerado humano .

El pensamiento del hombre ha desarrollado sus propias teorías para describir los innumerables fenómenos que suceden en la naturaleza , y con ayuda de herramientas , muchas veces abstractas , trata de describir y visualizar el comportamiento de lo que nos rodea y de lo que el hombre ha podido descubrir , tratando siempre de acercarse a una realidad muy compleja y que son menos asequibles para la mayoría de las personas .

El presente trabajo pretende entregarle al Ingeniero una herramienta que le sirva para el diseño de Sistemas de Filtros de doble propósito , El disminuir a niveles aceptables los armónicos y el de compensar parte o

totalmente la Potencia Reactiva que generan ciertos aparatos como Convertidores , Cicloconvertidores , Hornos de arco , etc ., que hoy en día tienen un uso creciente .

CAPITULO # 1

EFFECTO DE LOS ARMONICOS EN VARIOS COMPONENTES DE UN SISTEMA DE POTENCIA

1.1 INTRODUCCION

La presencia de armónicos en el sistema de potencia puede causar daño o mal desempeño de equipos tanto de las Empresas Eléctricas que suministran la Energía Eléctrica como de sus consumidores , como por ejemplo :

- Sobrecalentamiento , daño y eventual explosión de Capacitores .
- Mal funcionamiento y quema de transformadores de medición .
- Mal funcionamiento del equipo de protección .
- Mal funcionamiento de equipos de Telecomando y de Telecomunicaciones .
- Calentamiento , pérdidas excesivas y eventual daño en motores , generadores y transformadores
- Interferencia en sistemas de comunicación .
- Interferencia en equipos sensibles como computadoras , controladores programables , sensores electrónicos , etc .

Estos efectos pueden ocurrir local , remotamente o donde estese localizado la fuente de armónicos dependiendo de la configuración y parámetros del circuito .

Generalmente estos efectos son esencialmente el resultado de la distorsión de la onda de voltaje que es función de la potencia de la fuente de armónicos , la capacidad de cortocircuito en el punto de conexión y de la inyección de corrientes armónicas al sistema .

En el resto de este capítulo se realiza un análisis de algunos de los efectos que causan los armónicos en los diferentes componentes de un Sistema de Potencia .

La interferencia Telefónica tiene aspectos bien documentados por lo que un análisis parcial está cubierto en el anexo A .

1.2 TRANSFORMADORES Y REACTORES

El siguiente análisis es específicamente dirigido a transformadores , pero la misma evaluación puede ser aplicada por igual a reactores .

El efecto de armónicos en transformadores es doble:

Las corrientes armónicas causan un incremento en las pérdidas en el cobre de los devanados y pérdidas en el flujo de dispersión, fatiga en el aislamiento y posibles resonancias (a la frecuencia del armónico) entre los devanados del transformador y las capacitancias de las líneas. El efecto total de las pérdidas es un incremento en el calentamiento del transformador.

Las pérdidas totales por corrientes de Eddy en los conductores, que son proporcionales al cuadrado de las frecuencias armónicas pueden ser obtenidas con la siguiente fórmula:

$$W_e = W \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{n \cdot I_n}{I} \right)^2 \quad (1.1)$$

Donde:

W_e = Pérdidas totales por corrientes de Eddy.

W = Pérdidas por corrientes de eddy a corriente fundamental.

I_n = Corriente armónica.

I = Corriente fundamental.

n = Orden del armónico.

Los componentes de las pérdidas por los armónicos

pueden ser establecidas por la evaluación del reporte de prueba del transformador , y la fórmula anteriormente descrita puede también ser usada para establecer un factor de corrección de corriente para una alimentación con un armónico constante dado .

Las pérdidas en el núcleo de un transformador alimentado con un voltaje sinusoidal puede ser escrito como :

$$P_{\text{núcleo}} = (K_1 \cdot f + K_2 \cdot f^2) \cdot V_s^2 \quad (1.2)$$

Donde : El primer término es debido a las pérdidas por Histéresis y el segundo término es debido a las pérdidas por corrientes de eddy en el núcleo .

Cómo el núcleo es no lineal , el efecto del voltaje armónico en las pérdidas no es aparente , aunque puede ser aproximadamente importante seguir la forma de la ecuación 1.1 .

Las normas Standard de la IEEE (c57.12.00-1980) proponen un límite sobre los armónicos en la corriente de carga que circula por el transformador . Este límite es establecido en 0.05 p.u. del factor armónico por la corriente .

Las normas también dan el máximo sobrevoltaje RMS que el transformador es capaz de soportar en estado estable , este máximo es de 105% con carga y el 110% sin carga . Los componentes armónicos en el voltaje aplicado no deben dar como resultado un voltaje RMS en exceso . No hay límites establecidos específicamente en el nivel de armónicos individuales o voltajes armónicos .

Es conocido que las pérdidas en los transformadores causadas por voltajes y corrientes armónicas son dependientes de la frecuencia . Estas pérdidas aumentan cuando crece la frecuencia y , por tanto , los componentes armónicos a grandes frecuencias pueden ser más importantes que los componentes a bajas frecuencias en causar calentamiento en el transformador .

1.3 CAPACITORES

El efecto de los componentes armónicos sobre un Banco de Capacitores es la causa adicional de calentamiento y pérdidas . El incremento de pérdidas en los capacitores debido a los armónicos puede ser determinado por la siguiente ecuación .

$$L_p = \sum_{n=2}^{\infty} C_n \cdot (\tan \delta)_n \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_n) \cdot V_n^2 \quad (1.3)$$

Donde :

L_p =Incremento de pérdidas .

n =Orden del armónico .

C =Capacitancia .

$(\text{tg}\delta)_n$ =Factor de pérdidas .

f_n =Frecuencia al armónico dado .

V_n =Voltaje RMS al armónico dado .

Las normas # 18 de la IEEE (C55.1-1980) especifica el límite de armónicos a que pueden ser sometidos los capacitores en operaciones normales . En condiciones normales , el capacitor puede estar continuamente operando con armónicos en el voltaje aplicado , con tal de que :

- 1.- La potencia reactiva total de operación no exeda el 135% del valor considerado .
- 2.- La corriente debida a los componentes de la frecuencia fundamental y armónica no exedan el 180% del valor RMS nominal .
- 3.- El voltaje aplicado sea el 110% del voltaje terminal , y el voltaje pico aplicado no se exeda del 120% . Sin embargo , los límites de la corriente deben ser especificados por los fabricantes para capacitores de menos de 2400

voltios . Las normas no especifican un límite de los armónicos individuales .

Si el nivel de voltaje armónico es conocido en la barra donde esta localizado el banco de capacitores , los niveles de corriente y pérdidas pueden facilmente ser determinados . Ya que los capacitores tiene una fuerte influencia sobre los voltajes armónicos de barra , particularmente cuando existe resonancia o cerca de que la condición de resonancia ocurra .

Los efectos capacitivos a las frecuencias armónicas del sistema generalmente pueden ser divididos en tres modos distintos :

A.- Se trata sobre la localización de capacitores proximo a equipos con voltajes y corrientes significativamente distorsionados . La frecuencia de resonancia paralelo de un banco de capacitores conectado a los terminales de un sistema de potencia predominantemente inductivo es :

$$n_p = (Q_s / Q_c)^{\frac{1}{2}} \quad (1.4)$$

Donde :

n_p =Orden del armónico en que puede ocurrir la resonancia paralelo .

Q_s =Potencia de cortocircuito del sistema de potencia en el punto donde esta ubicado el banco de capacitores.

Q_c =Potencia del banco de capacitores .

Como la Capacitancia está siempre presente en el sistema , un análisis más amplio debe ser realizado para determinar las frecuencias de resonancia .

El diseño de la instalación de bancos de capacitores comprende un sobredimensionamiento de capacitores y anulación de las condiciones de resonancia . Por lo general esto es realizado con el uso de reactores de sintonía.

B.- Trata la operación de capacitores en posiciones remotas para cualquier fuente específica de armónicos , o influenciado por varias fuentes . Los efectos de los armónicos en este caso pueden ser considerados al nivel del sistema , con representaciones detalladas de un gran número de componentes del sistema . En el presente tiempo , técnicas analíticas para estudiar efectos en los capacitores en

esta rama estan desarrollandose y el rango total de efectos es desconocido .

C.- Esta operación ocurre cuando cargas perturbadoras vecinas producen corrientes alternas mucho mayores que la corriente alterna tomada por la carga no perturbadora . Por ello la distorsión de voltaje en la alimentadora es en gran parte independiente de esta carga y la fuente armónica en la derivación de la alimentadora puede ser representada por una fuente de voltaje con una pequeña impedancia desvaneciente .

Por lo que , en este caso , la barra de carga puede sufrir más distorsión que la que esta presente en la derivación de la alimentadora . Cualquier limite en los niveles de distorsión primarios deben por lo tanto incluir una tolerancia para la distorsión potencialmente alta en los terminales de carga . Además en este caso , un limite superior útil en la corriente del capacitor puede ser derivado , dando un nivel de distorsión primario .

1.4 CABLES

El flujo de corriente no sinusoidal en un conductor puede causar un calentamiento adicional que varía de acuerdo al valor RMS de la forma de onda . Esto es ocasionado por dos fenómenos conocidos como " Efecto Pelicular o Efecto Piel " y " Efecto Proximidad " , que varían en función de la frecuencia , del tamaño del conductor y del espaciamiento entre conductores .

Como resultado de estos dos efectos a 60 Hz , la resistencia efectiva en corriente alterna (Rac) resalta sobre la resistencia efectiva de corriente directa (Rdc) , especialmente en conductores largos . Cuando una forma de onda de corriente cargada armónicamente esta fluyendo por un cable , el equivalente de Rac del conductor es mayor , y por ende , aumentan las pérdidas por $I^2 \cdot Rac$. La relación de la resistencia AC a la resistencia DC es definida como :

$$\frac{Rac}{Rdc} = 1 + Ycs + Ycp \quad (1.5)$$

Donde :

Ycs=Componente de la resistencia debido al efecto piel o pelicular .

Ycp=Componente de la resistencia debido al

efecto proximidad .

El efecto pelicular es un fenómeno de la corriente alterna que tiende a fluir en el conductor de una forma más densa cerca del exterior de la superficie que en su centro . Esto se debe al hecho de que el acoplamiento inductivo no tiene una densidad constante por todo el conductor , decreciendo cerca del exterior de la superficie , disminuyendo la inductancia e incrementando el flujo de corriente . Dando un resultado desigual en la distribución de corriente para formas de onda AC , por lo cual la R_{ac} es mayor que la R_{dc} .

El efecto proximidad es causado por el flujo magnético de enlace del conductor , debido a las corrientes entre cables no muy espaciados , o por corrientes inducidas en cerramientos magnéticos como conductos de acero , cubas , etc .

1.5 APARATOS ELECTRONICOS

La proliferación en plantas industriales de computadoras , control de procesos y aparatos de medición basados en la electrónica digital , que requieren ser alimentados por una buena calidad de energía . Estos aparatos operan a bajo voltaje y

por lo tanto bajos requerimientos de potencia , por lo que una solución efectiva y económica para eliminar las perturbaciones producidas por los armónicos es el uso de equipos de potencia condicionada , tales como : Transformadores que utilizan un campo electrostático a tierra entre los devanados de alto y bajo voltaje para interceptar señales de ruido de alta frecuencia . Estabilizadores de voltaje que tienen la función de mantener un voltaje de salida uniforme para fluctuaciones de voltaje en la entrada , por lo que son excelentes filtradores de armónicas . Líneas condicionadas provistas de reguladores de voltaje , filtros de armónicas y aparatos que eliminen el ruido de alta frecuencia .

Los fabricantes de computadoras y equipos periféricos imponen un límite en la distorsión de voltaje armónico , como la HONETWELL , DEC de que sea menor que el 3% , e IBM que sea menor del 5% , debido al hecho de que las computadoras tienen partes que son sensibles a los armónicos .

Aparatos electrónicos como rectificadores , inversores y cicloconvertidores son sensitivos en el punto de cruce del eje cero de la onda de voltaje que obviamente es afectada por la

distorsión de armónicos . El efecto en convertidores es el desplazamiento del punto de conmutación natural . Los siguientes valores son una guía para niveles de armónicos permitidos en los equipos electrónicos :

- EL factor de distorsión de voltaje armónico no puede exeder del 10% .

- Cada voltaje armónico individual no debe exeder del 5% hasta el 13avo armónico y que disminuya hasta el 1% para valores de 6000 Hz .

1.6 RELES

Los armónicos en el sistema de potencia afectan a los relés en varios parámetros de la operación misma del relé . Los relés que dependen de la cresta de voltaje y/o corriente ó voltaje cero para su operación son obviamente afectados por la distorsión armónica en la onda . La presencia de corrientes de tercera armónica de secuencia cero puede causar falsos disparos de relés de protección de puesta a tierra .

La imposibilidad de definir claramente la respuesta de los relés debido a la gran variedad

de estos en uso y la posibilidad de que ocurra una distorsión en la onda sinusoidal con contenido de armónicas es elocuente . En resumen los efectos de los armónicos en la operación de los relés son:

- Relés estáticos son susceptibles a cambios substanciales en las características de operación .
- En muchos casos , los cambios en las características de operación son relativamente pequeños o de rango moderado con respecto a la distorsión esperada durante la operación normal .
- Los relés exhiben una tendencia a operar con valores de puesta en trabajo bajos y/o altos que el operar establemente con valores bajos de puesta en trabajo .
- Dependiendo del fabricante , los relés de sobrevoltaje y sobrecorriente exhiben varios cambios en sus características de operación .
- Dependiendo del contenido de armónicos , los torques de operación de los relés pueden ser invertidos .

- Los tiempos de operación pueden ser ampliamente variados como una función de la mezcla de frecuencias dentro de las cantidades medidas .
- La impedancia balanceada del relé puede exhibir sobre alcances y disminuciones , es decir una cierta variación .
- Los relés diferenciales pueden operar a alta velocidad con armónicos impares . Varias pruebas indican que los relés pueden exhibir restricción completa .

En general , los niveles de armónicos requeridos para causar mal funcionamiento de los relés son considerados mayores que los límites máximos aceptables para otros equipos . Niveles de armónicos del 10-20% son generalmente requeridos para causar problemas con la operación de los relés.

1.7 MAQUINARIA ROTATIVA

Los motores de inducción son mucho más afectados por los armónicos , ya que corrientes armónicas excesivas pueden recalentarlos , especialmente cuando son conectados en barras donde se produce

resonancia entre el sistema y los capacitores .

La gran variedad de motores monofásicos hacen que cualquier análisis general sea dificultoso . Recientes estudios en varias máquinas , sugieren que los efectos de calentamiento en máquinas monofásicas son de una magnitud similar a los efectos de calentamiento en máquinas trifásicas .

El voltaje armónico también produce un aumento en las pérdidas por dispersión en el cobre . Esto es especialmente importante en máquinas con rotor de ranuras profundas , en donde que , la impedancia del rotor aumenta con la frecuencia . Un significativo calentamiento local (punto caliente) puede resultar por las pérdidas del cobre . El calentamiento suplementario solamente justifica la limitación del factor de distorsión armónico al 10% . También se debe considerar las pérdidas debido a la asimetría del sistema trifásico . Ciertas publicaciones recomiendan que la suma de los valores efectivos de todos los voltajes armónicos no exedan el 5% del valor efectivo de la frecuencia fundamental .

Los efectos de los voltajes armónicos en la puesta en marcha y en torques de operación en estado

estable no son significantes bajo los niveles de 10-20% . Sin embargo torques oscilantes debido a la interacción entre las corrientes armónicas y el campo magnético a la frecuencia fundamental puede posiblemente resultar en oscilaciones mecánicas . Pudiendo afectar la combinación Turbina-Generador.

Los efectos de los armónicos en máquinas sincrónicas son similares a los efectos en motores de inducción , principalmente en el aumento de pérdidas en el cobre . Límites aplicables a motores de inducción pueden también ser aplicables a máquinas sincrónicas , con la restricción suplementaria que la componente de secuencia negativa del voltaje fundamental no se exeda del 2% .

CAPITULO # 2

CONDICIONES QUE DEBE CUMPLIR EL FILTRO PROPUESTO

2.1 GENERALIDADES

Los efectos de los armónicos en los equipos de un Sistema de Potencia son descritos en el capítulo anterior . Esto puede ser usado para establecer niveles de armónicos permitibles para un sistema particular basado en el tipo de cargas , exposición a los circuitos de comunicación y lo concerniente a los equipos de potencia en el sistema . Límites de Distorsión de voltaje máximos recomendados para sistemas de diferentes niveles de voltaje estan dados en la tabla # 2.1

TABLA # 2.1

LIMITES DE DISTORSION DE VOLTAJE (RMS)

Nivel de voltaje Del sistema de Potencia	Sistema con Convertidor Solamente	Sistema de Potencia en general
Medio Voltaje 13.8 69 Kv	8%	5%
Alto Voltaje Sobre los 138 Kv	1.5%	1.5%

En orden para tener niveles aceptables de armónicos en el sistema, técnicas de control de armónicos puede ser requerido para una fuente particular de armónicos en el sistema en general. Uno de los principales métodos para el control de armónicos es el tema principal de esta tesis, que trata sobre el diseño de filtros para suprimir a niveles aceptables los armónicos, y compensar en parte o totalmente los requerimientos de Potencia Reactiva. El presente capítulo trata algunas consideraciones que el filtro debe cumplir.

2.2 DEFINICIONES

El filtro que va en paralelo con el sistema de potencia es hecho de tal manera que se sintonice a una frecuencia en la cual las reactancias inductivas y capacitivas sean iguales.

2.2.1 Factor de Calidad.

Se puede asignar a un componente o a un circuito un factor de calidad. En el caso de un filtro que consta de inductancias, capacitancias y resistencias, el factor de calidad Q determina el grado de sintonización. Q es definido como:

$$Q = \frac{\omega n.L}{R} = \frac{1}{\omega n.C.R} = \frac{X_o}{R} \quad (2.1)$$

Donde :

$$\omega n = 2.\pi.f_n$$

f_n = Frecuencia al armónico n (de sintonía)

L = Inductancia

C = Capacitancia

R = Resistencia

X_o = Reactancia inductiva ó capacitiva al armónico n .

El valor de Q normalmente es de 30 a 60 para filtros simples sintonizados. Los filtros construidos con un Q menor que 30 tienen ciertas restricciones con el fin de minimizar las pérdidas que repercuten en un buen rendimiento, un valor en este rango puede ser escogido en el diseño inicial, pero puede ser incrementado o disminuido en el diseño final dependiendo de las simulaciones de funcionamiento del filtro. Un filtro que tenga un valor grande de Q requiere de una sintonización más perfecta, porque disminuye la variación de sus parámetros, y es menos efectivo para frecuencias armónicas adyacentes,

induciendo a que se produzcan grandes sobrevoltajes en el punto de resonancia que obliga a reducir el valor de Q , ya sea incluyendo bancos de resistencias amortiguadoras en paralelo o serie con el filtro o con uno de sus componentes. El factor de calidad de un filtro pasa banda es el recíproco de un filtro sintonizado simple.

$$Q = \frac{R}{X_0} \quad (2.2)$$

Su valor típico está entre 0.5 y 5. Este filtro tiene una impedancia baja para un amplio rango de frecuencias.

2.2.2 Factor de Desintonización.

En la práctica un filtro no siempre se sintoniza exactamente a la frecuencia del armónico que se trata de suprimir. El grado de desintonización del filtro para una frecuencia nominal de sintonización es representada por un factor δ . En este factor se incluyen varios efectos como:

- La frecuencia del sistema puede variar, por lo que proporcionalmente también

variará la frecuencia armónica .

- La inductancia y la capacitancia pueden variar , teniendo que la capacitancia varía en mayor proporción a causa del envejecimiento y cambio de temperatura debido a la temperatura ambiente y al autocalentamiento .
- La sintonización inicial puede ser pésima debido a cambios finitos en los pasos de sintonización y a las tolerancias en la construcción de los componentes . La desintonización total en p.u. de la frecuencia de sintonización nominal es :

$$\delta = (w_n - w) / w \quad (2.3)$$

Donde :

δ = Factor de Desintonización .

$w_n = 2 \cdot \pi \cdot f_n$

$w = 2 \cdot \pi \cdot f$

f_n = Frecuencia de sintonización

f = Frecuencia fundamental

Sin embargo , una variación de la inductancia o capacitancia en un 2% causa la misma desintonización que un cambio del 1%

de la frecuencia del sistema . Por lo tanto δ es siempre expresado como :

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + 0.5 \cdot \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right) \quad (2.4)$$

Donde:

Δf =Variación de la frecuencia fundamental .

f =Frecuencia fundamental

ΔL =Variación de la Inductancia

ΔC =Variación de la Capacitancia

L =Inductancia

C =Capacitancia

2.3. ANALISIS DE IMPEDANCIA

2.3.1 Criterios Para el Diseño de Filtros.

El tamaño de un filtro es definido como la Potencia Reactiva que el filtro suministra a la frecuencia fundamental . Esto es substancialmente igual a la potencia reactiva fundamental suplida por los capacitores . El tamaño total de todos los ramales de un filtro es determinado por los requerimientos de potencia reactiva de la fuente armónica y por como muchos de estos

requerimientos pueden ser suministrados por la red A.C..

El criterio ideal del diseño de filtros es la eliminación de todos los efectos perjudiciales causados por la distorsión de la forma de onda , incluyendo la interferencia telefónica , que es el defecto más difícil de ser eliminado completamente . Sin embargo este criterio es irrealizable tanto por razones técnicas como económicas .

Desde el punto de vista técnico es muy difícil estimar el avance de la distribución de armónicos a través de la red A.C., la reducción de la interferencia telefónica puede normalmente ser realizado más económicamente , pero tomando algunas medidas preventivas en el sistema telefónico y otras en el sistema de potencia .

Un criterio más práctico sugiere reducir el problema a niveles aceptables en el punto de acople con otros consumidores , expresando el problema existente en términos de corriente armónica , voltaje armónico , o ambos . Un criterio basado en voltajes armónicos es más conveniente para el diseño de filtros ,

ya que esto facilmente garantiza tener limites de voltaje razonables que limiten el nivel de corriente como los cambios de impedancia de la red A.C. . En orden para completar con los requerimientos de limitaciones de armónicas , el diseño de filtros implica los siguientes pasos :

A.-El espectro de corrientes armónicas producido por la carga no lineal es inyectada dentro del circuito consistente de filtros en paralelo con el sistema A.C. , (Figura # 2.1) a las frecuencias pertinentes , con lo que los voltajes armónicos pueden ser calculados .

B.-Los resultados de A son usados para determinar los parámetros especificos .

C.-Los esfuerzos en los componentes del filtro: capacitores , inductores y resistencias deben ser calculados y con ello sus relaciones y pérdidas .

Tres componentes requieren consideraciones de detalle en el calculo de filtros , la fuente de corriente , Admitancia del filtro

, y la admitancia del sistema .

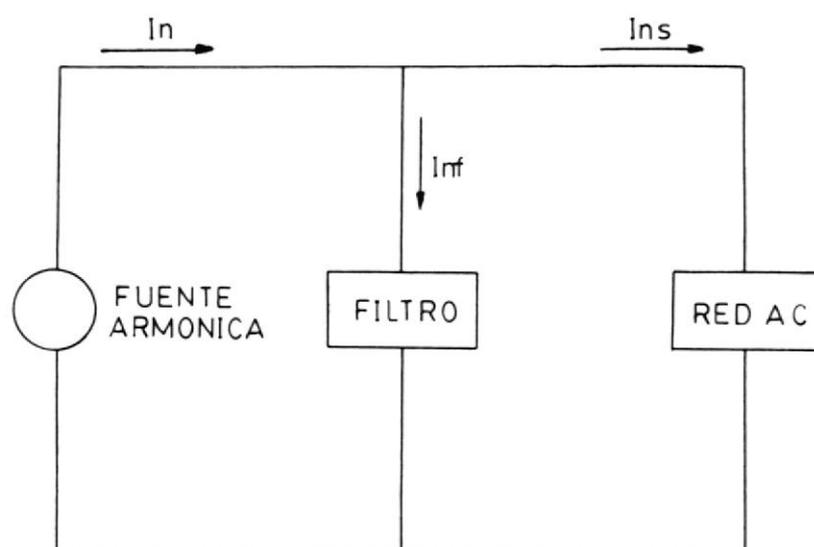


Figura # 2.1

Circuito para el análisis de la distorsión de Voltaje Armónico .

El contenido de la fuente de corriente puede ser variado por medio del rango de carga (en el caso de convertidores estáticos) y por las condiciones del ángulo de disparo . Por lo que las admitancias del filtro y sistema son de interés es esencial el calcular la admitancia equivalente total mínima para cada frecuencia armónica que de como resultado una máxima distorsión de voltaje .

El lugar geométrico de la impedancia ò admi-

tancia es fácil de obtener para una configuración particular del filtro previamente mencionado . El lugar geométrico de la impedancia de la fuente es más dificultoso determinar para cualquier grado de exactitud

El diseño más obvio de un filtro es la simple configuración de paso de banda ancha capaz de atenuar todo el espectro de armónicas inyectadas . Sin embargo la capacidad requerida para efectuar tal requerimiento es demasiado grande , por lo que es usualmente más económico el atenuar armónicos bajos por medio de simples ramales de filtros sintonizados .

2.3.2 Impedancia Armónica del Sistema.

Los filtros de armónicas son generalmente requeridos para limitar la inyección de corrientes armónicas al sistema que alimenta a grandes instalaciones convertidoras , Hornos de arco , etc . En la actualidad es cada vez más utilizable los filtros en plantas industriales , a menudo para reducir una o dos corrientes armónicas particulares que exceden los valores máximos recomendados por

las normas o que pueden interferir con los propios equipos de la planta.

Para grandes esquemas la estimación de la impedancia armónica del sistema que permita el diseño de filtros más económicos es un proceso tedioso y extenso, haciendo posible esto realizando ciertas simplificaciones y asunciones para estimar la peor condición simple refiriendonos a la familia de curvas más halla de llevar estudios analíticos detallados. No es posible realizar un diseño apropiado del filtro sin tener conocimientos previos de la impedancia de la red para la frecuencia armónica en estudio. Las impedancias armónicas con un ángulo de fase constante de un cierto sistema, no crecen directamente en función de la frecuencia, pero sigue un lugar geométrico que describe un número de circunvalaciones, que tiende a cruzar el eje de la resistencia en un punto menor con el aumento de la frecuencia.

Diferentes lugares geométricos pueden ser simulados para varias condiciones del sistema, asegurando que las peores condiciones

posibles son simuladas en un lugar geométrico circular artificial que puede ser dibujado simétricamente sobre el eje de las resistencias . Este lugar geométrico puede incluir la división del area total para diferentes condiciones del sistema . Un lugar geométrico circular artificial es mostrado en la figura # 2.2 que consta de dos partes : Un lugar circular de radio r determinado por un rango de estudios analíticos de acuerdo a la magnitud del sistema de potencia , y de dos líneas de puntos que dan el ángulo máximo de la impedancia del sistema , el cual es raramente menor que 75° y probablemente de 85° para sistemas ligeramente sobrecargados .

Transformando los lugares geométricos de las impedancias en admitancias , Figura # 2.3 , concluimos que para un rango de valores considerados , la caracteriztica dominante es el ángulo de la admitancia del sistema .

2.3.3 Impedancia Armónica del Filtro.

El lugar geométrico de la impedancia armónica de un simple filtro sintonizado es

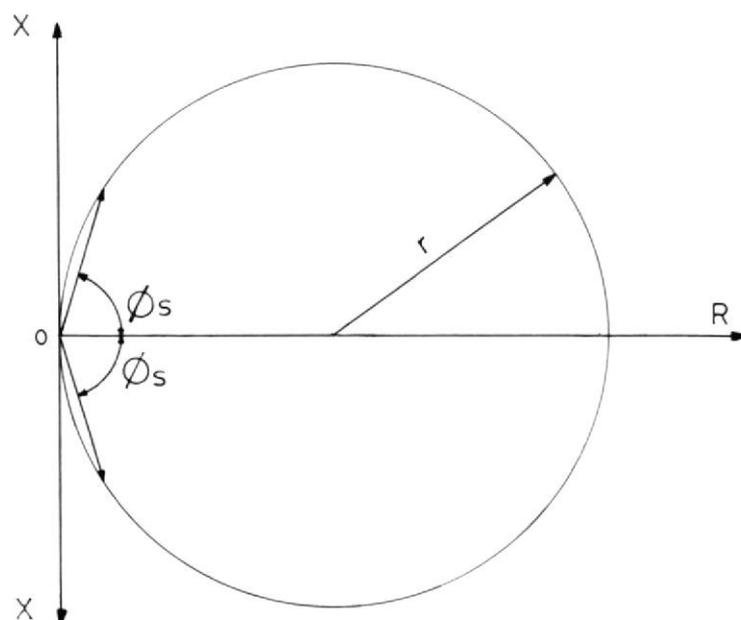


Figura # 2.2

Lugar geométrico de la impedancia
Armónica del Sistema .

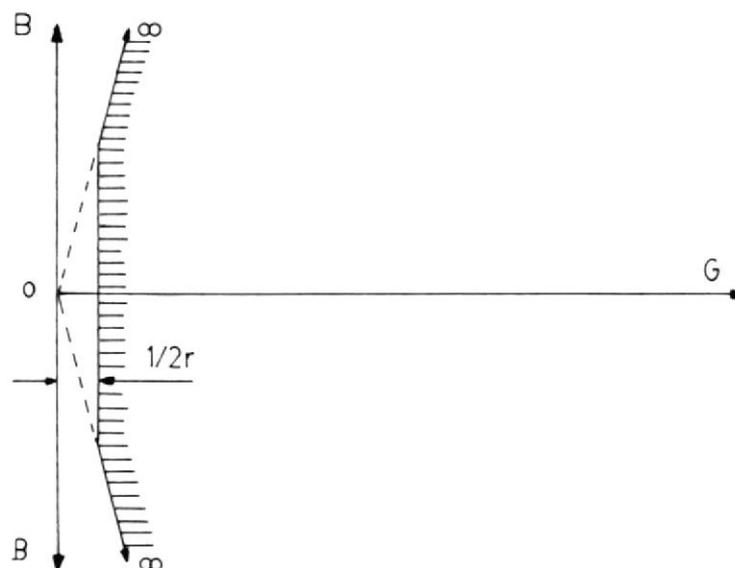


Figura # 2.3

Lugar Geométrico de la Admitancia
Armónica del Sistema .

mostrado en la figura # 2.4 . La componente resistiva comprende la serie de resistencias efectivas del banco de capacitores y del inductor , junto con la resistencia adicionada para disminuir el factor de calidad del valor de diseño . La variación en el valor de los componentes y el cambio en la frecuencia del sistema , puede expresarse como un cambio de frecuencia equivalente , causando la desintonización del filtro para un ángulo θ_f . La impedancia del filtro puede situarse entre los puntos A y B .

La figura # 2.5 es la correspondiente transformación a la Admitancia Armónica del Filtro Sintonizado .

2.3.4 Combinación de las Admitancias del Filtro y del sistema.

Las fuentes de armónicas inyectan corrientes armónicas en las admitancias paralelas del sistema y del filtro . De manera general no puede afectar grandemente el lugar geométrico de admitancias del sistema con la

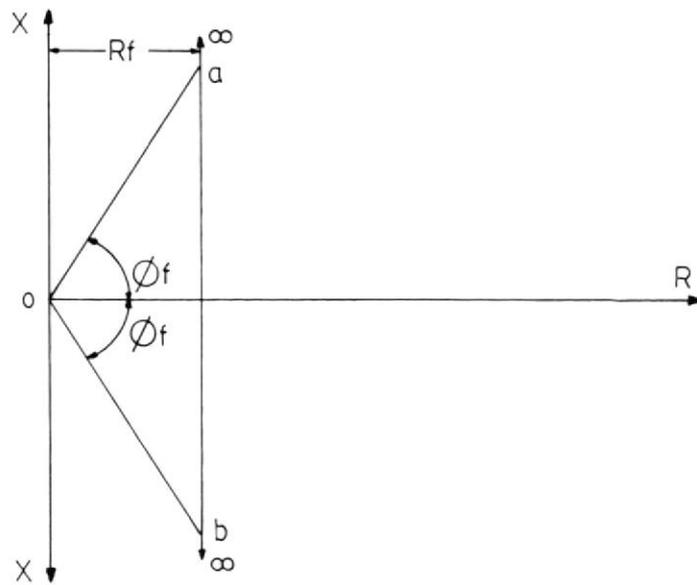


Figura # 2.4

Lugar Geométrico de la Impedancia Armónica del Filtro Sintonizado .

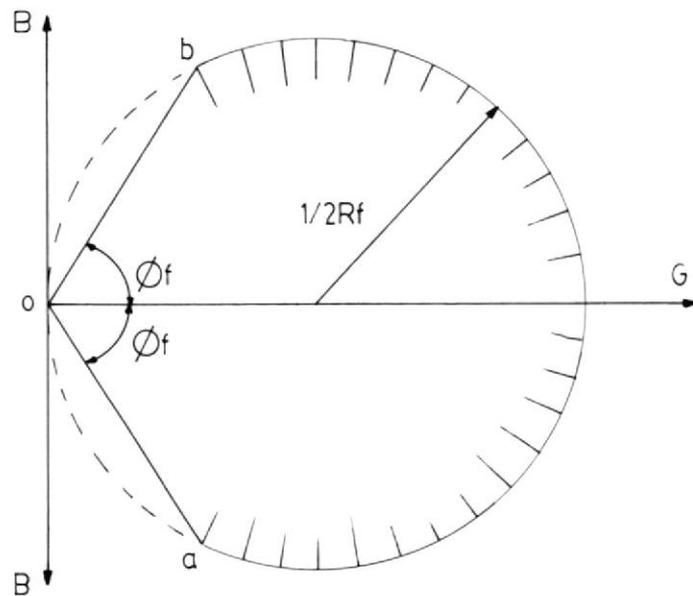


Figura # 2.5

Lugar Geométrico de la Admitancia Armónica del Filtro Sintonizado .

sintonización del filtro . La máxima distorsión de voltaje armónico en el filtro y en los terminales del sistema ocurre cuando la admitancia combinada es un mínimo , asumiendo que la fuente de armónicos es esencialmente a corriente constante . La Figura # 2.6 muestra la admitancia total mínima obtenida para máxima desintonización del ramo sintonizado del filtro . En esta condición es determinada la admitancia del filtro , y la admitancia total mínima esta dada por Y_t

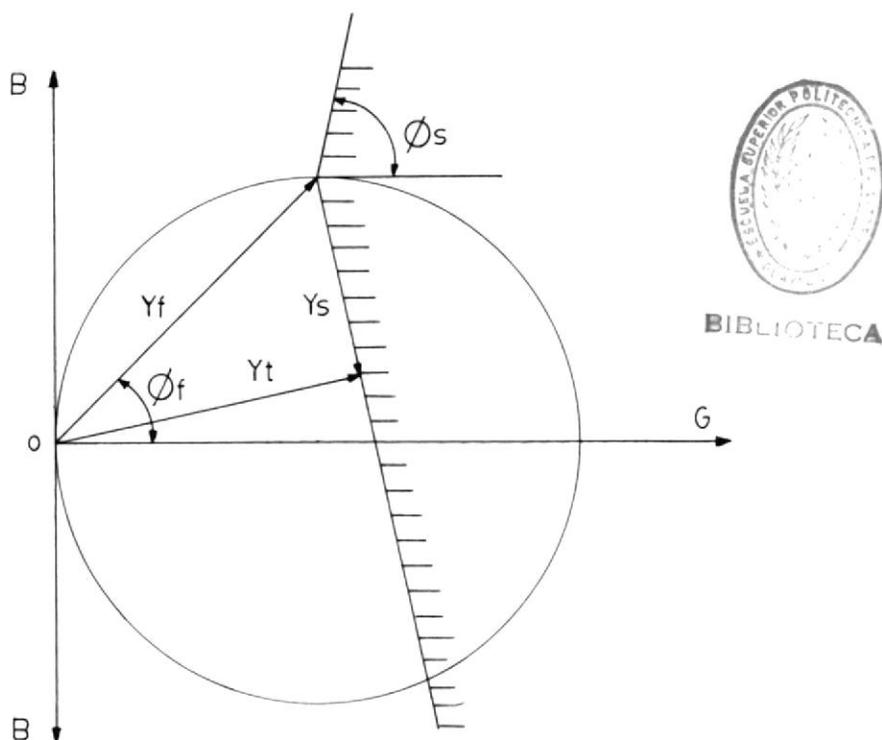


Figura # 2.6

Lugar Geométrico de la Admitancia Combinada del Filtro y del Sistema .

Si I_n es la corriente armónica generada al n armónico, el voltaje armónico correspondiente es :

$$V_n = \frac{I_n}{Y_t} \quad (2.5)$$

Donde :

V_n = Voltaje armónico

I_n = Corriente armónica

Y_t = Admitancia total mínima

La corriente que circula por el filtro es :

$$I_f = V_n \cdot Y_f = I_n \cdot \left(\frac{Y_f}{Y_t} \right) \quad (2.6)$$

Donde :

I_f = Corriente armónica en el filtro

Y_f = Admitancia del filtro

Y_t = Admitancia total

La corriente que fluye en el resto del sistema incluyendo los otros ramales del filtro es :

$$I_{ns} = V_n \cdot Y_s - I_n \left(\frac{Y_f}{Y_t} \right) \quad (2.7)$$

Donde :

I_{ns} = Corriente armónica que fluye en el resto del sistema .

Y_s = Admitancia del resto del sistema

Es importante notar que la relación $\frac{Y_f}{Y_t}$ es mayor que la unidad y por lo tanto la corriente armónica en el filtro es mayor que la producida por la corriente armónica generada debido a la resonancia parcial . Por esta razón los filtros son calculados para peores condiciones del ángulo de la impedancia del sistema (generalmente alrededor de 90°) con el fin de asegurar un cálculo adecuado para una desintonización máxima .

2.3.5 Filtros Sintonizados.

Por lo general un filtro sintonizado es un circuito serie de Capacitores , Inductores , Resistencias , es decir un circuito RLC Serie , Figura # 2.7 .

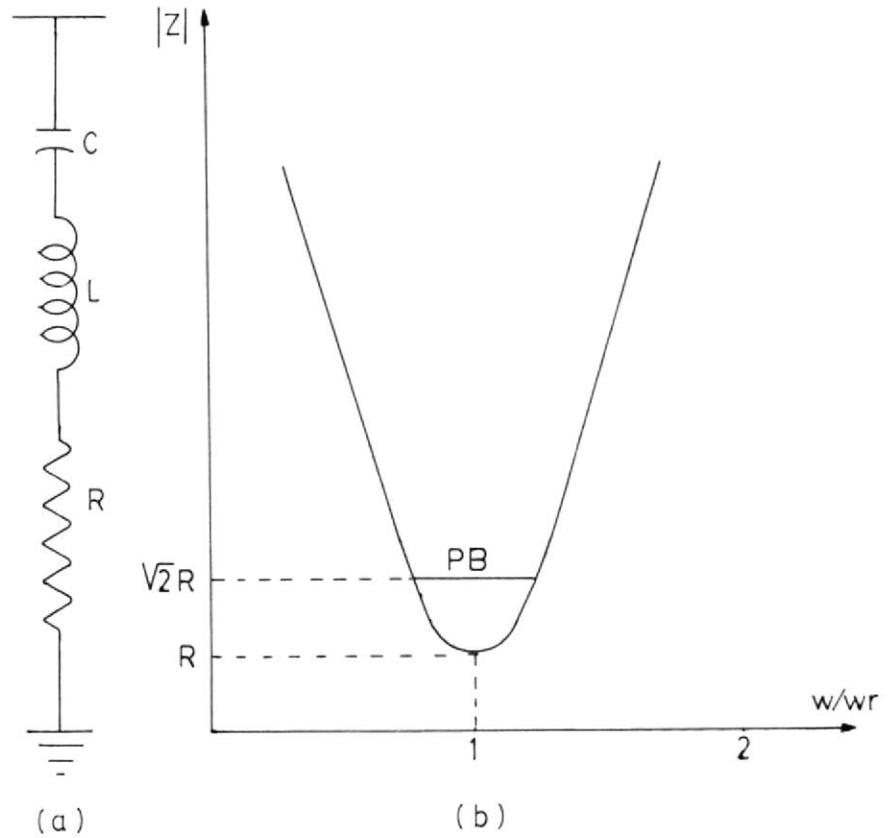


Figura # 2.7

a. Circuito del Filtro Simple sintonizado

b. Impedancia vs frecuencia del filtro simple

Este se sintoniza a una cierta frecuencia ,
su impedancia es:

$$Z_f = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2.8)$$

Que a la frecuencia de resonancia f_n se

reduce a R .

El factor de calidad Q y la desviación relativa de frecuencia δ son parámetros básicos para la selección de R , L y C . En orden para expresar la impedancia del filtro en términos de Q y δ las siguientes relaciones son aplicables :

$$\omega_n = \omega \cdot (1 + \delta) \quad (2.9)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.10)$$

La reactancia del inductor o capacitor en a la frecuencia de sintonización es :

$$X_o = \omega_n \cdot L = \frac{1}{\omega_n \cdot C} = \sqrt{L/C} \quad (2.11)$$

Donde :

$$C = \frac{1}{\omega_n \cdot X_o} = \frac{1}{\omega_n \cdot R \cdot Q} \quad (2.12)$$

$$L = \frac{X_o \cdot R \cdot Q}{\omega_n} \quad (2.13)$$

Con lo que obtenemos :

$$Z_f = R \left(1 + jQ \cdot \delta \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \right) \quad (2.14)$$

Donde :

Z_f = Impedancia del filtro .

Q = Factor de calidad del filtro .

δ = Factor de desintonización del filtro .

Si consideramos que δ es relativamente pequeño comparado con la unidad , tenemos :

$$Z_f = R \cdot (1 + j2 \cdot \delta \cdot Q) = X_o \cdot (Q^{-1} + j2 \cdot \delta) \quad (2.15)$$

$$|Z_f| \approx R (1 + 4\delta^2 Q^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.16)$$

Donde:

$|Z_f|$ = Magnitud de la impedancia del filtro .

R = Resistencia del filtro .

X_o = Reactancia al n armónico de sintonización .

Q = Factor de calidad del filtro .

δ = Factor de desintonización del filtro .

Generalmente es más conveniente tratar con admitancias que con impedancias en el diseño de filtros .

$$Y_f = \frac{1}{R \cdot (1 + j2 \cdot \delta \cdot Q)} = G_f + jB_f \quad (2.17)$$

Donde :

$$G_f = \frac{Q}{X_o \cdot (1 + 4 \cdot \delta^2 \cdot Q^2)} \quad (2.18)$$

$$B_f = - \frac{2 \cdot \delta \cdot Q^2}{X_o \cdot (1 + 4 \cdot \delta^2 \cdot Q^2)} \quad (2.19)$$

El voltaje armónico en la barra del filtro es:

$$V_n = \frac{I_n}{Y_f + Y_s} = \frac{I_n}{Y_n} \quad (2.20)$$

Donde :

V_n = Voltaje armónico .

I_n = Corriente armónica .

Y_f = Admitancia del filtro .

Y_s = Admitancia del sistema .

Y_n = Admitancia total al n armónico .

Para minimizar la distorsión de voltaje es necesario incrementar la admitancia total del filtro en paralelo con el sistema A.C. . En orden para predecir un V_n grande , las variables que no están adecuadamente conocidas tienen que ser escogidas con pesimismo ; las que son : la desviación de frecuencia δ y la admitancia del sistema Y_s . Ya que el

voltaje armónico crece con la δ , la mayor desviación esperada δ_m , puede ser usada en el análisis . Además la menor condición realística del sistema puede ser representada (mínima admitancia) .

Con ciertos límites el diseño puede ser realizado con valores de Q y del tamaño del filtro . En términos de Q y δ la ecuación 2.19 puede escribirse así :

$$V_n = I_n \cdot \left\{ \left[G_{sn} + \frac{1}{R \cdot (1 + 4 \cdot Q^2 \cdot \delta^2)} \right]^2 + \left[B_{sn} - \frac{2 \cdot Q \cdot \delta}{R \cdot (1 + 4 \cdot Q^2 \cdot \delta^2)} \right]^2 \right\}^{-1/2} \quad (2.21)$$

Donde :

V_n =Magnitud del voltaje armónico .

G_{sn} =Conductancia armónica del sistema

B_{sn} =Suceptancia armónica del sistema

El caso de una admitancia de red A.C. puramente inductiva , a menudo usada en el diseño de filtros , es indudablemente pesimista. El lugar geométrico de la impedancia indica que generalmente las impedancias armónicas pueden ser circunscritas en una parte del plano R , jX determinados por dos líneas rectas y un círculo que pasa por el origen . El ángulo máximo de la impedancia de red

puede ser limitado a valores menores que 90° y generalmente se tiene que decrece con el aumento de la frecuencia (excepto en redes para armónicos altos). El alto voltaje armónico es obtenido usando θ_{sn} con un signo opuesto a de δ .

Tomando θ_{sn} positivo y δ negativo, la ecuación 2.20 se la puede escribir así:

$$V_n = I_n \left\{ (|Y_{sn}| \cdot \cos \theta_{sn} + G_f)^2 + (|Y_{sn}| \cdot \sin \theta_{sn} + B_f)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.22)$$

Donde:

$|Y_{sn}|$ = Magnitud de la admitancia armónica del sistema.

G_f = Conductancia del filtro.

B_f = Suceptancia del filtro.

θ_{sn} = Angulo de la impedancia armónica del sistema.

Ya que $|Y_{sn}|$ es libre, la admitancia dando un máximo $|V_n|$ es:

$$|Y_{sn}| = \frac{\cos \theta_{sn} \cdot (2 \cdot Q \cdot \delta \cdot \tan \theta_{sn} - 1)}{R \cdot (1 + 4 \cdot Q^2 \cdot \delta^2)} \quad (2.23)$$

Dando:

$$|V_n| = I_n \cdot \omega n \cdot L \cdot \left[\frac{1 + 4 \cdot Q^2 \cdot \delta^2}{Q (\sin \theta_{sn} + 2 \cdot Q \cdot \delta \cdot \cos \theta_{sn})} \right] \quad (2.24)$$

Con un óptimo Q :

$$Q = \frac{1 + \cos \theta_{sn}}{2 \cdot \delta \cdot \sin \theta_{sn}} \quad (2.25)$$

Tendremos un bajo voltaje armónico :

$$|V_n| = I_n \cdot \delta \cdot \omega n \cdot L \cdot \left[\frac{4}{1 + \cos \theta_{sn}} \right] = \frac{2 \cdot I_n \cdot R}{\sin \theta_{sn}} \quad (2.26)$$

No obstante , puede ser notado que los filtros no son usualmente diseñados para dar un voltaje armónico mínimo bajo estas condiciones . Normalmente un alto Q es seleccionado con el fin de reducir las pérdidas .

Una condición que siempre debe ser considerado en el diseño de filtros , y que puede restringir la operación de los convertidores , hornos de arco , es la salida de uno ó más brazos del filtro , con lo que los restantes brazos del filtro pueden sobrecargarse , ya que tienen que soportar la corriente armónica total generada .

2.3.6 Graficos Aproximados.

La siguiente aplicación gráfica ayuda a entender la selección óptima de Q , por ejemplo para maximisar la impedancia de red. Varios casos pueden ser examinados, ya sea con la impedancia del sistema infinita, impedancia del sistema puramente inductiva, que son casos pesimistas e irrealistas, y la impedancia del sistema con el ángulo limitado.

Para un valor máximo del factor de desviación de frecuencia δm , usando una reactancia fija X_0 y una resistencia variable R , el lugar geométrico de la admitancia del filtro es un semicírculo de diámetro $1/(2.\delta m.X_0)$, tangente al eje G en el origen, como el mostrado por la línea a trazos de la figura # 2.8.

$$Y_f = \frac{1}{R.(1 + j.2.\delta.Q)} \quad (2.27)$$

La misma figura despliega (área rayada) el dominio de la admitancia del sistema, obtenida por la inversión de la impedancia, se ve que la mínima admitancia para cada

frecuencia tiende a terminarse en el límite del área rayada .

Para un Y_{fn} dado , el correspondiente vector Y_n es perpendicular y termina en el límite . El vector de la figura 2.8 deducido para un δ_m positivo y un $\theta = \theta_m$ negativo , produce mayores voltajes armónicos . Sin embargo , el valor óptimo de Y_{fn} es el que termina en el punto del semicírculo donde el límite del ángulo $+ \theta_m$ es tangente al semicírculo . En el punto D , se observa que Y_{nf} aumenta al máximo a V_n y disminuye a Y_{sn} . Como condición la admitancia del filtro puede ser mostrada así :

$$|Y_{fn}| = \frac{\cos(\theta_m/2)}{2 \cdot \delta_m \cdot X_o} \quad (2.28)$$

y

$$|Y_n| = |Y_{fn}| \cdot \cos(\theta_m/2) = \frac{1 + \cos\theta_m}{4 \cdot \delta_m \cdot X_o} \quad (2.29)$$

El factor de calidad escogido para un Y_{fn} es

$$Q = \frac{X_o}{R} = \frac{X_o}{X_f / (\text{tg}\theta_f)} \quad (2.30)$$

Donde :

X_f = Reactancia del filtro .

$\theta_f = \text{Angulo de la impedancia del filtro .}$

Por la ecuación 2.14 , tenemos :

$$X_f = 2. \delta m. X_o \quad (2.31)$$

Y por la figura 2.8 , tenemos :

$$\text{tg} \theta_f = \cot(\theta_m/2) \quad (2.32)$$

Por lo tanto :

$$Q = \frac{\cot(\theta_m/2)}{2. \delta m} = \frac{\cos \theta_m + 1}{2. \delta m. \text{sen} \theta_m} \quad (2.33)$$

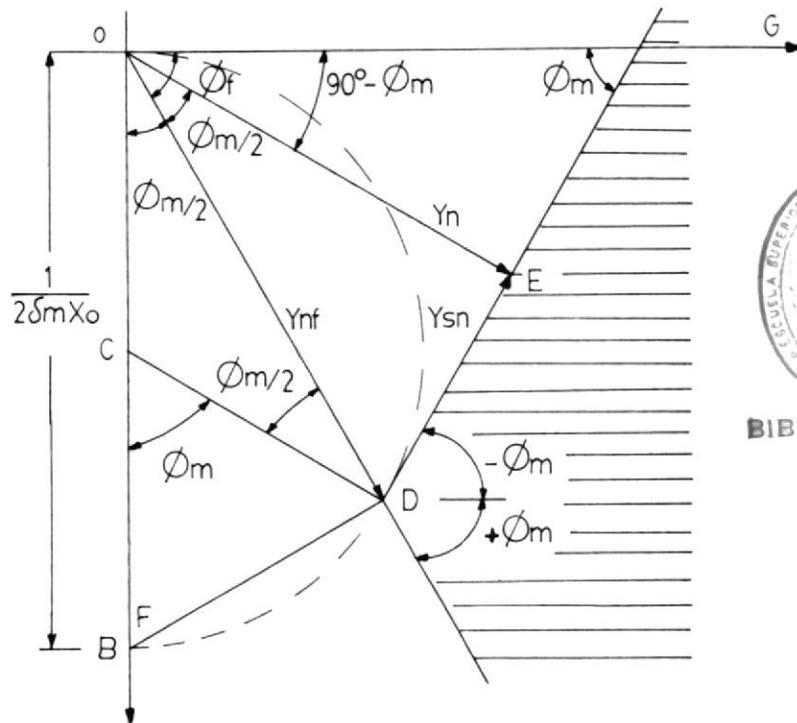


Figura # 2.8

Gráfico para obtener un óptimo Q y la menor Admitancia del sistema Y_{sn} dado un ángulo $\theta_m = 60^\circ$.

Después de que los valores de Q estén bien determinados para el filtro sintonizado individual, la configuración completa del filtro puede ser usada para determinar la admitancia de red Y_n que produce la admitancia total mínima Y para cada frecuencia armónica.

En la práctica, la mínima posibilidad de admitancias del sistema son limitados por una conductancia mínima, resultando en una frecuencia dominante mostrada en la parte rayada de la figura 3.9. Para cualquier frecuencia armónica la admitancia equivalente de la configuración del filtro consiste de un vector que termina en el punto 0 y principia en una de las tres regiones del plano de la admitancia.

A frecuencias para las que los filtros están dados, el origen de la admitancia del filtro es probable que este en la región 3, por ejemplo, la admitancia total del filtro es relativamente grande. Sin embargo a otras frecuencias la admitancia del filtro original puede estar en la región 1 ó 2.

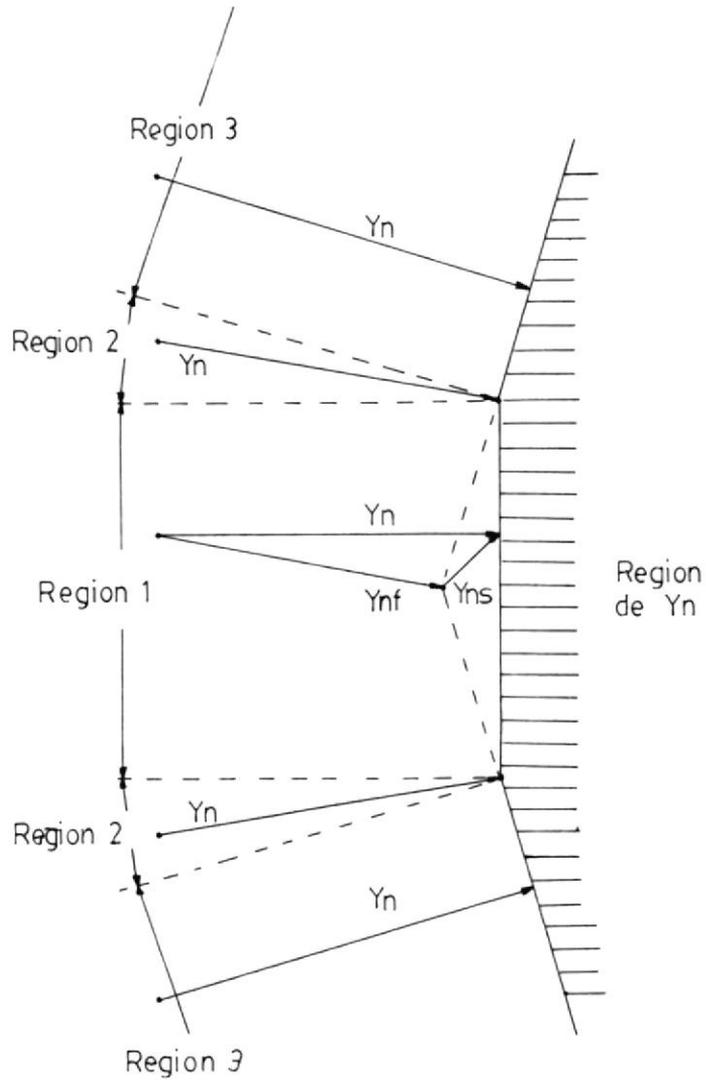


Figura # 2.9

Determinación de la Admitancia de red Y_n para una Admitancia resultante mínima Y_n correspondiente a una Admitancia del Filtro Y_{fn} dada en diferentes regiones .

Los valores más pesimistas de la admitancia de red es la que resulta en una menor admitancia total ; estas son claramente definidas en el gráfico : (a) en la región 1 , el

vector de la admitancia resultante Y_n termina en la parte vertical (minima conductancia) de la frontera ; (b) en la región 2 , Y_n termina en el corner del limite ; (c) en la región 3 Y_n es perpendicular a la proximidad del limite angular .

2.4 TIPOS DE FILTROS

Los filtros pueden ser clasificados por su localización , por su manera de conexión en el circuito principal , por su agudeza en la sintonización y de las frecuencias de resonancia .

Los filtros consisten de reactores , capacitores , resistores o una combinación de estos en unidades que pueden o no pueden ser sintonizadas . Los armónicos de bajo orden poseen en general mayores amplitudes y exigen por tanto filtros de baja impedancia para frecuencias en el entorno de estas frecuencias armónicas . En general es más barato utilizar un filtro para cada una de las armónicas en lugar de utilizar solamente un filtro de banda larga para la filtración de las armónicas . Las armónicas superiores poseen en general amplitud menores y en este caso la solución más económica es utilizar solamente un filtro del tipo pasa alto

para la filtración de todas las armónicas .

2.4.1 Filtros Sintonizados.

Una ramificación del filtro sintonizado puede ser empleado para el control de armónicos a una frecuencia específica . La forma esquemática de un ramal sintonizado simple es dado en la figura 2.7 con su característica típica impedancia vs frecuencia de sintonización . Un filtro sintonizado doble es sustancialmente equivalente , proximo a las frecuencias de resonancia que dos filtros sintonizados simples en paralelo . Este tipo de filtro es mostrado en la figura # 2.10 .

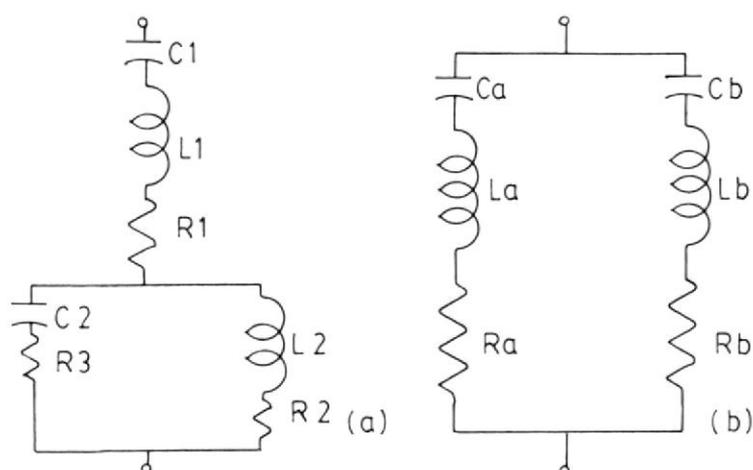


Figura # 2.10

a . Filtro Doble Sintonizado .

b . Dos Filtros simples Sintonizados .

2.4.2 Filtros Pasa Alto Amortiguados.

El circuito esquemático de un filtro pasa alto amortiguado de segundo y tercer orden esta dado en las figuras # 2.11 y 2.12 con su respectivas caracterizticas de impedancia

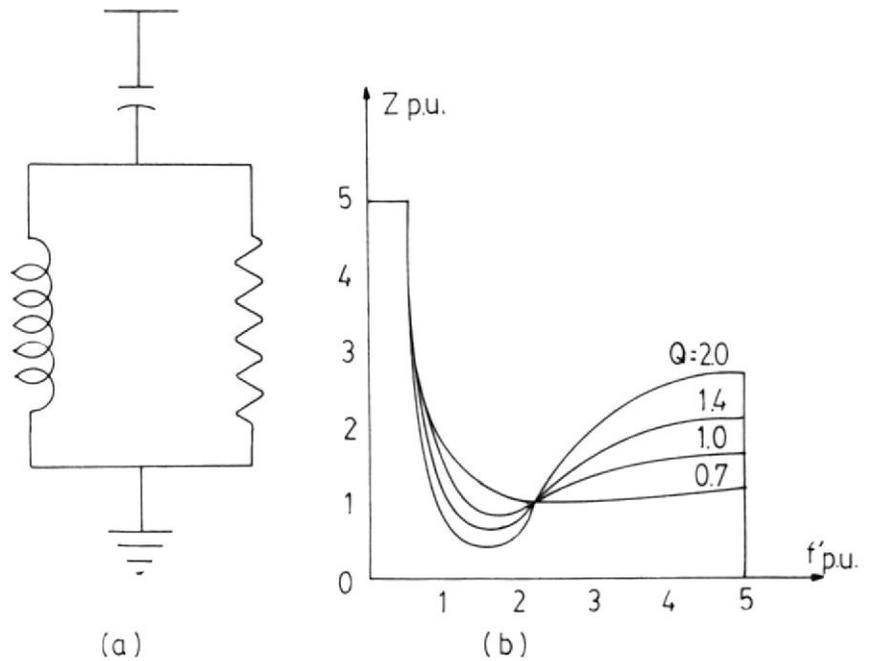


Figura # 2.11

- a . Filtro Pasa Alto de segundo orden .
- b . Caracteriztica Impedancia vs Frecuencia

La frecuencia de resonancia para el filtro pasa alto es seleccionada proxima a una menor frecuencia armònica generada que para un filtro sintonizado .

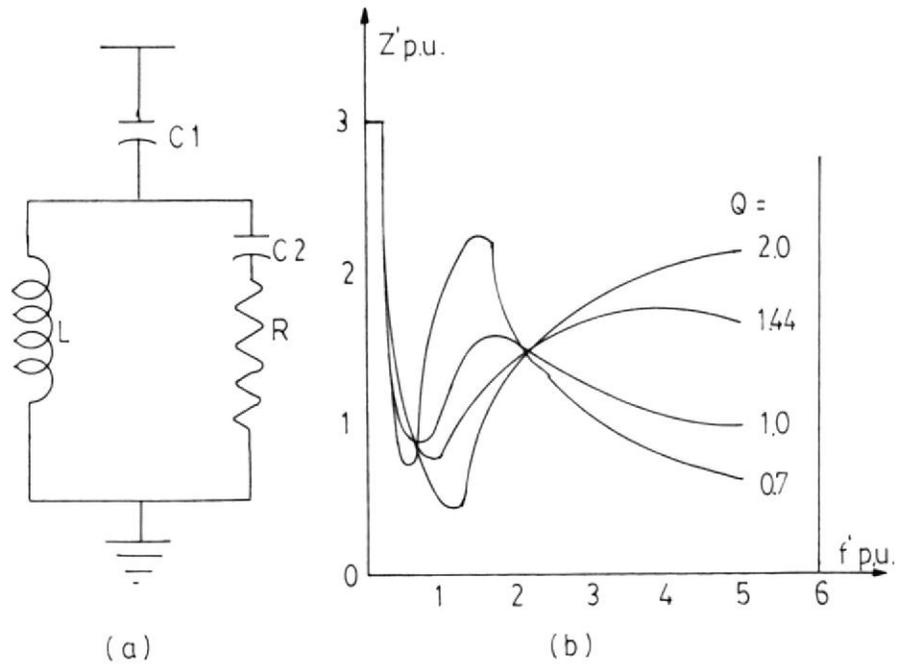


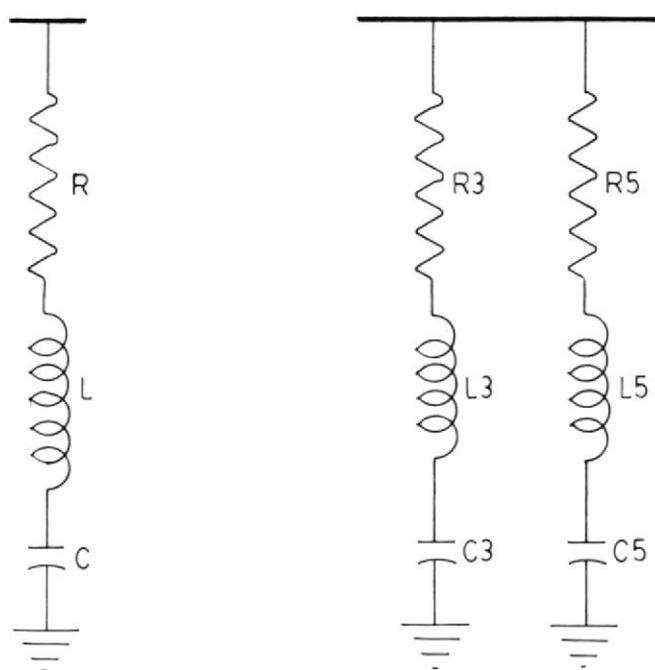
Figura # 2.12

- a. Filtro pasa alto de tercer orden
- b. Caracteriztica Impedancia vs Frecuencia

2.4.3 Configuraciones Típicas de Filtros.

De acuerdo a la necesidad de suprimir armónicos y del ingeniero diseñador se tendrán diferentes configuraciones de filtros. Generalmente se tienen filtros sintonizados para la 5ta, 7ma, 11va, 13va armónicas más un filtro pasa alto. La mayor parte de convertidores para HVDC están conectados en serie por unidades de 12 pulsos que generan

pequeñas armónicas de 5ta y 7ma . Sin embargo estos pueden operar como de 6 pulsos por lo que requieren filtros de 5ta y 7ma . Para convertidores menores de 30 Mw conectados a barras de mediano voltaje , es recomendado el diseño de un filtro mínimo para la 5ta y 7ma armónicas . Los siguientes esquemas ilustran las diferentes configuraciones de Filtros .



Conexión 

Figura # 2.13

Dos configuraciones simples de Filtros

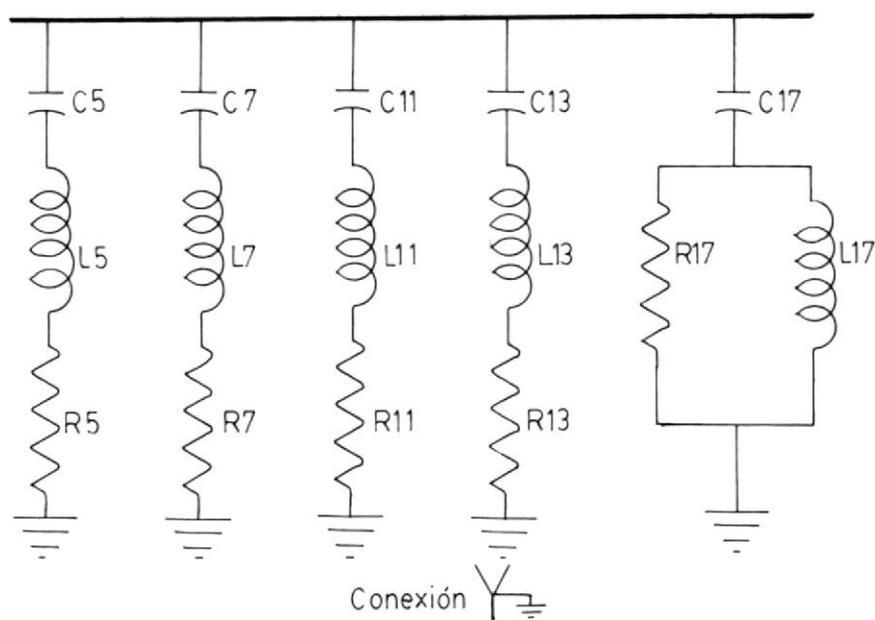


Figura # 2.14

Configuración típica de un circuito de filtrado para un convertidor de 6 pulsos .

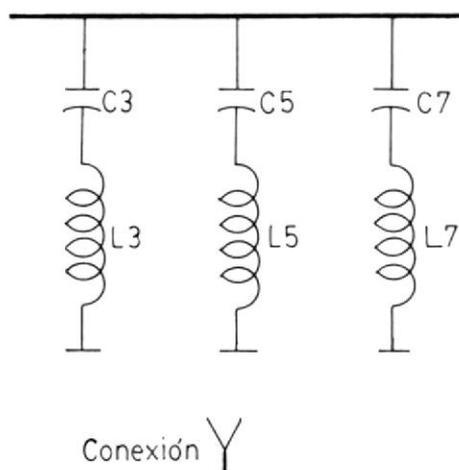


Figura # 2.15

Configuración típica de un sistema de filtrado en Hornos de Arco .

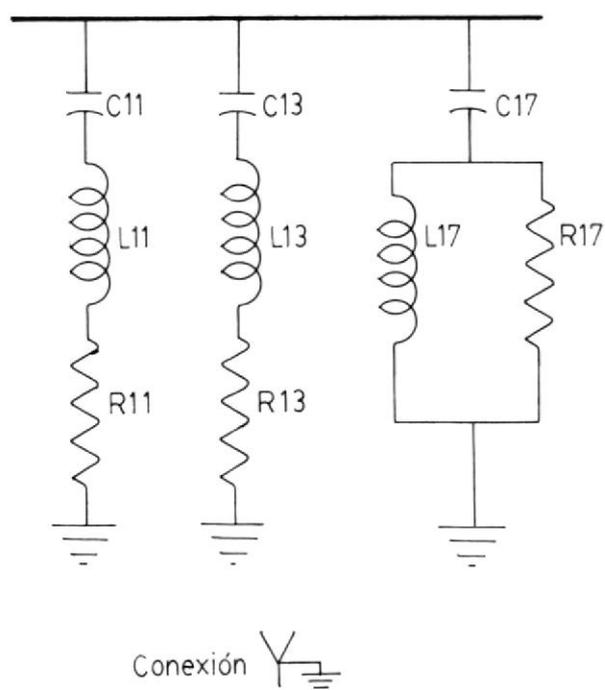


Figura # 2.16

Configuración típica de un circuito de filtrado para convertidores de 12 pulsos .

2.4.4 Tipos de Conexión.

Los filtros A.C. de armónicos son conectados en paralelo con el sistema , e internamente de manera general en Y ò estrella con neutro flotante y en Y ò estrella aterrizado . Generalmente los filtros utilizados en convertidores están conectados en estrella aterrizado , mientras que en industrias con hornos de arco , los filtros están conectados en estrella con neutro flotante . Tam-

bièn pueden estar conectados en Delta .

Siendo las dos primeras conexiones las más utilizadas .

2.5 FRECUENCIA DE SINTONIA

Para tener una mejor limitación de las armónicas en la red se elige una frecuencia de sintonía en las proximidades de las frecuencias armónicas por eliminarse (por ejemplo 300 Hz , 420 Hz , etc) . Así la mayor parte de la quinta y séptima armónica pasa a través del filtro , con lo que la red de alimentación deja de estar cargada con esta corriente .

Al calcular las armónicas de la corriente en la red después del filtrado hay que tener en cuenta que debido a los errores de sintonización puede ocurrir que los filtros tengan una frecuencia de sintonía que difiera ligeramente de la deseada . Si los filtros tiene potencias nominales demasiado pequeñas , sus curvas de paso de banda estarán tan próximas que este error de sintonía hará que empeore considerablemente el filtrado . La Figura # 2.17 se refiere a una instalación con un filtro para la quinta y otro para la séptima armónicas , y en ella se ve la amplitud de la corriente en función de su frecuencia expresada en porcentaje de

la corriente armónica generada por un convertidor .

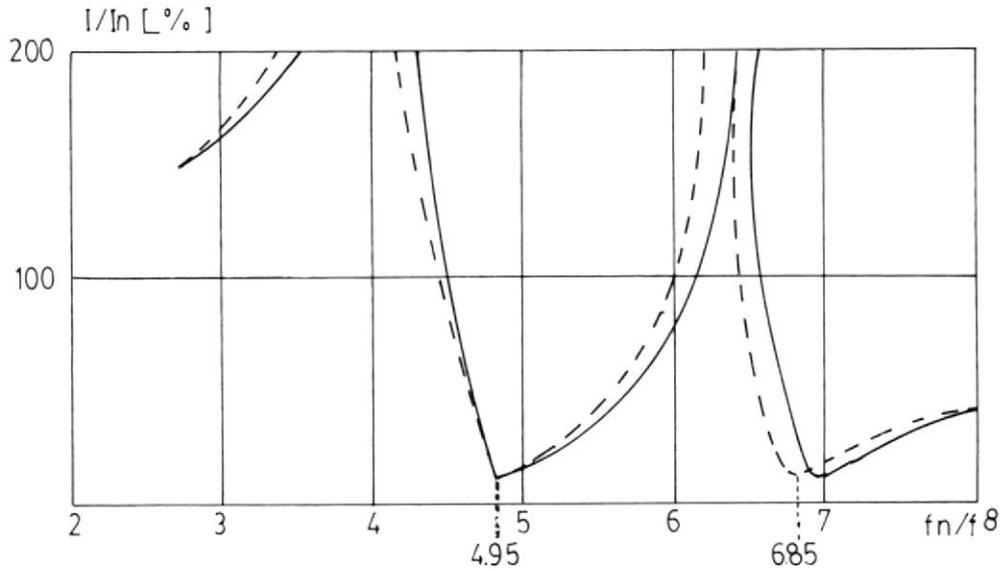


Figura # 2.17

Amplitud de la Corriente vs Frecuencia en %

Puede verse que la corriente de la red aumenta con mayor rapidez cuando disminuye la frecuencia que cuando se produce un aumento igual de la frecuencia . Por esta razón se hace que la frecuencia ideal de sintonía de los filtros sea normalmente un poco menor que la frecuencia de la correspondiente armónica , lo cual está representado por la línea de trazos de la figura . La figura # 2.18 muestra tres curvas de la impedancia de un filtro $|Z_f|$ vs la desviación de frecuencia δ . Las curvas A y B son para un mismo valor de R . Las curvas B y C tienen un mismo valor de X_0 ; ambas tienen la misma asíntota D (correspondiente a $R=0$) . Las curvas A y C

tienen la misma Q e igual pasabanda PB , los picos de la pasabanda son $\delta = \pm 1/2.Q$ y el ancho de banda es $1/Q$.

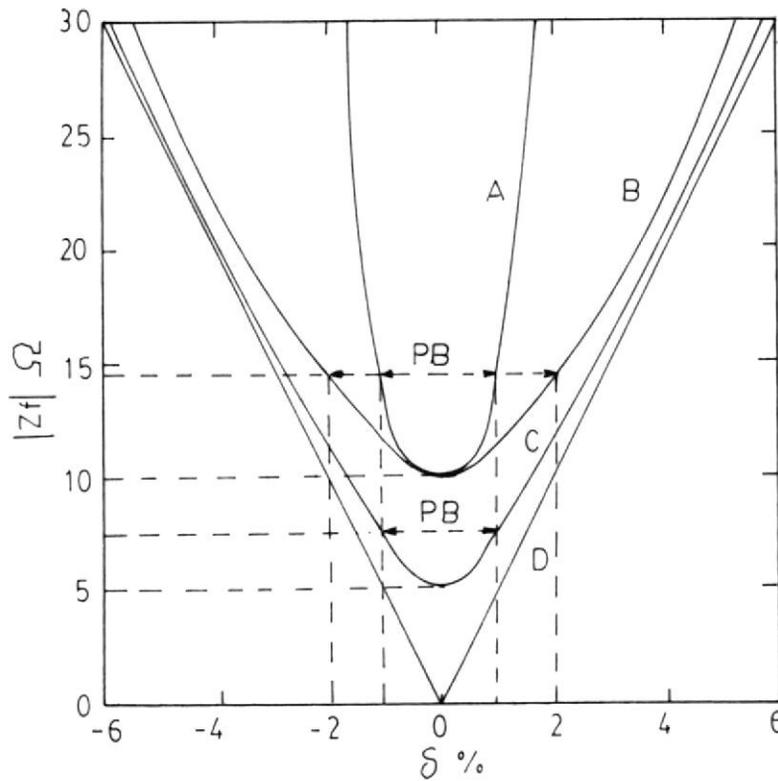


Figura # 2.18

Impedancia vs Desviación de Frecuencia

La ecuación de las asíntotas es : $|X_f| = \pm 2.X_o.|\delta|$,

Por lo tanto tenemos :

Curva	$R[\Omega]$	$X_o[\Omega]$	Q	(PB)
A	10	500	50	2%
B	10	250	25	4%
C	5	250	50	2%

Para estas curvas es aparente que la impedancia del filtro a una frecuencia resonante pueda ser disminuida, reduciendo R . En orden para tener la impedancia sobre una banda de frecuencias limitada por los puntos de máxima desviación de frecuencia esperada, sin embargo, también puede ser necesario reducir X_0 para de este modo disminuir Q . De esto vemos que del grado de sintonización dependerá en parte el rendimiento del filtro.

2.5.1 Respuesta típica de un Sistema de Filtros.

La figura # 2.19 indica la respuesta de una combinación paralela de dos filtros sintonizados a la quinta y séptima armónicas. El lugar geométrico de la impedancia compleja pasa esencialmente a través de cero en las frecuencias sintonizadas de 300 y 420 Hz, el pequeño balanceo puede ser principalmente debido a la resistencia de los reactores sintonizados.

La respuesta del filtro puede ser expresada en otros términos tales como: la magnitud y fase de la admitancia ó impedancia delineadas o tabuladas en función de la frecuencia. Los factores de distribución β_f

y [s mencionados en [13] también pueden ser usados . Programas de computación de flujo de carga armónico son usados para modelar la respuesta de la red entera incluyendo los filtros y las fuentes armónicas . Estos calculos toman en cuenta la variación de las impedancias en el sistema con la frecuencia .

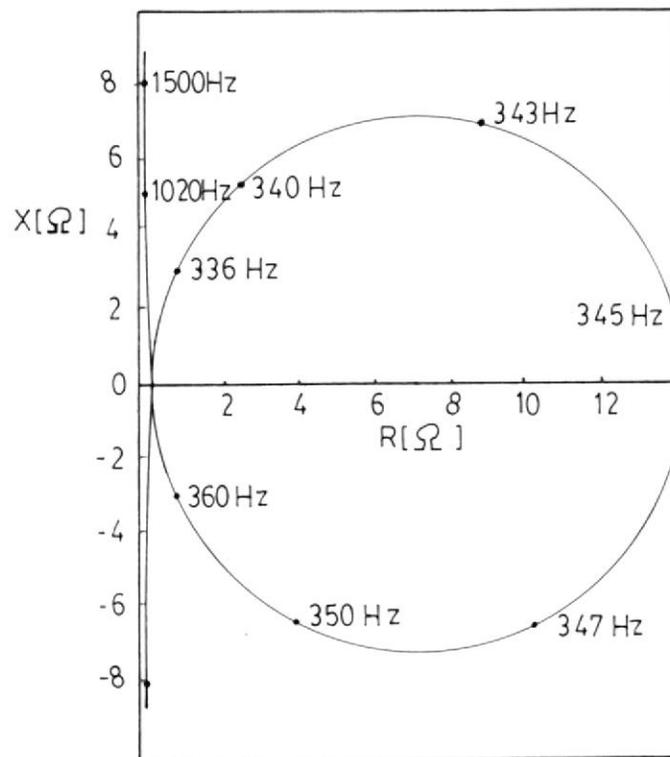


Figura # 2.19

Impedancia como Función de la Frecuencia .

CAPITULO # 3

SELECCION DE LOS DIFERENTES ELEMENTOS QUE CONSTITUYEN EL FILTRO

3.1 INTRODUCCION

Una vez analizado las condiciones que debe cumplir el filtro y teniendo un conocimiento determinado de los voltajes fundamental y armonico en la barra común pertinente , las corrientes y voltajes nominales de los capacitores , inductores y resistores pueden ser calculados , y con estos las potencias activa y reactiva y las pérdidas .

Para prevenir daño en estos componentes ,sus valores nominales deben estar basados en las más severas condiciones supuestas , como un alto voltaje fundamental , grandes desviaciones de la frecuencia efectiva , corrientes armónicas provenientes desde otras fuentes y posibles resonancias entre el filtro y el Sistema de Potencia A.C..

El presente capitulo trata sobre las especificaciones básicas en la construcción de Capacitores , Inductores y Resistores utilizados en el diseño de filtros para suprimir a niveles

aceptables los armónicos ; y , un análisis elemental referente al equipo de control y protección.

3.2 REACTORES PARA FILTROS DE ARMONICAS

Los inductores usados en Circuitos Filtros necesitan ser diseñados considerando las altas frecuencias , el efecto piel y las pérdidas por Histéresis , que influyen en las pérdidas de Potencia y principalmente en el nivel de aislamiento.

3.2.1 Clasificación.

Existen varias maneras de clasificar a los reactores , y en especial para filtros de armónicas es la siguiente :

- Por el número de fases : monofásico ó trifásico.
- Por el aislamiento : de aire o tipo seco , donde el núcleo y las bobinas no estan sumergidas ni impregnadas de algun fluido aislante.
- Por su instalación y construcción : de instalación interna , que por su construcción

deben ser resguardados de la intemperie.

-Por el enfriamiento : refrigerados por circulación natural o forzada de aire.

3.2.2 Componentes Eléctricos

Los componentes básicos del reactor son :

A.-Núcleo.-Está constituido por un núcleo no magnético , que por lo general es de aire.

B.-Arrollamientos.-Constan de un material de alta conductividad , como cintas de cobre electrolítico , aluminio perfilado , etc. Tienen forma cilíndrica o rectangular y son concéntricos a las columnas magnéticas de núcleo , y que están convenientemente aisladas.

C.-Armadura.-Los arrollamientos están reunidos por robustas armaduras y tirantes.

D.-Aislamiento.-El inductor depende en gran parte de la corriente máxima RMS y del nivel de aislamiento requerido para resistir los sobrevoltajes por resonancia y switcheo . El aislamiento puede

ser de :

- Cilindros de papel
- Cartón de celulosa pura
- Tela barnizada
- Cintas de algodón
- Papel impregnado en aceite
- Papel bien seco
- Esmalte especial

La aislación entre los arrollamientos y la armadura pueden ser de cilindros de papel , cartón de celulosa pura , etc .

Hacia las extremidades , en los yugos , el aislamiento consiste de anillos de cartón , papel bien seco .

E.-Accesorios.- A más de lo anteriormente descrito consta también de :

- Aisladores pasa manos
- Ruedas de deslizamiento
- Ganchos de levantamiento
- Aisladores de fijación

La siguiente figura # 3.1 ilustra un Reactor 3Ø típico , en el que constan las distancias mínimas entre reactores , y las distancias magnéticas mínimas a las partes metálicas .

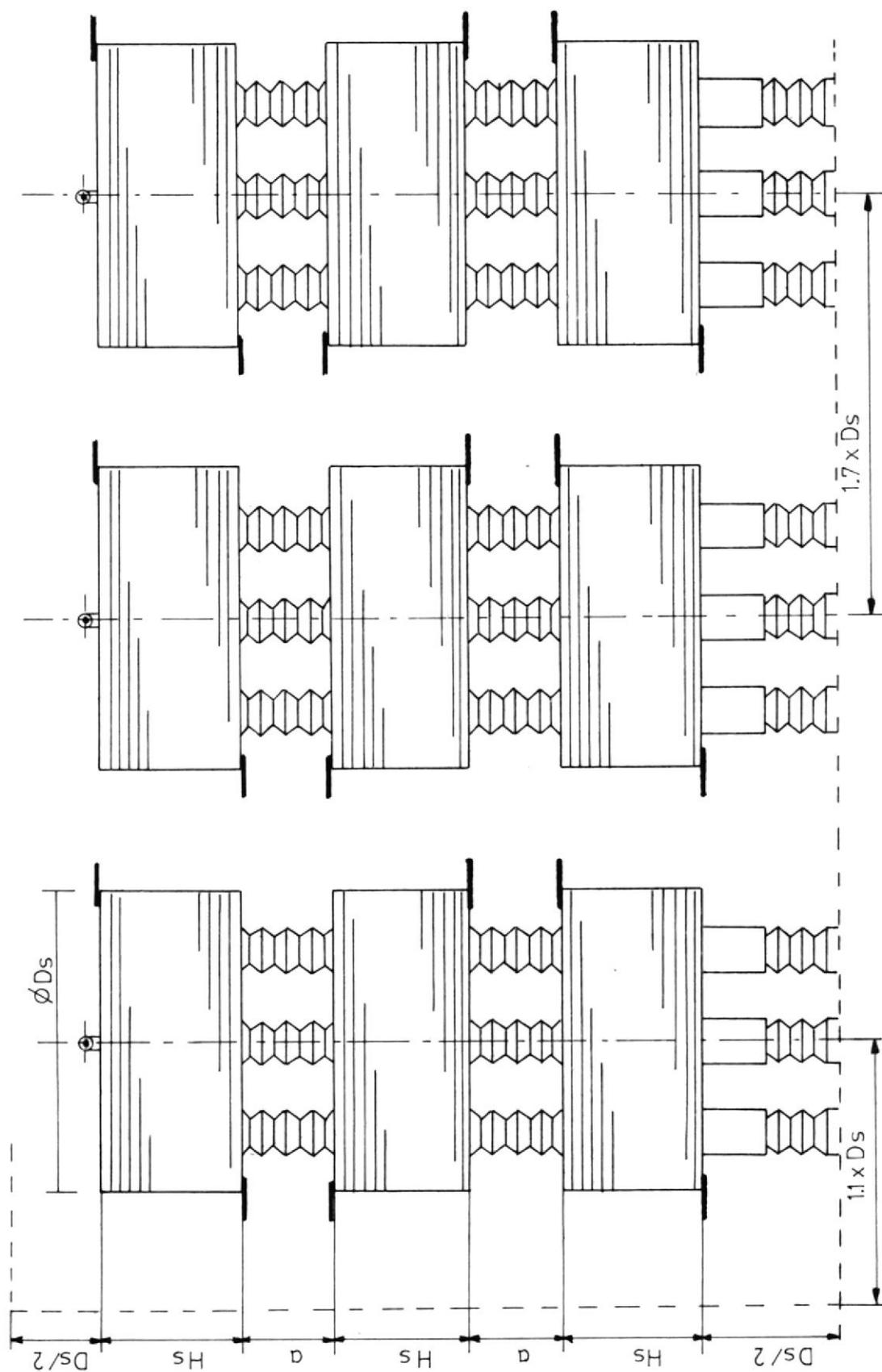


Figura # 3.1

Configuración Típica de un Reactor 3ϕ

3.3 CAPACITORES

La construcción básica de un capacitor para filtros de armónicas es la misma que la de un capacitor de potencia , teniendo ciertas modificaciones , especialmente en lo referente al dieléctrico .

El banco de capacitores para filtros de armónicas está compuesto de unidades Standard que estan conectadas en serie y en paralelo para obtener el voltaje y los KVA nominales deseados .

Cada unidad consiste de varios rollos hechos de capas metálicas de aluminio alternadas con capas aislantes , este conjunto se encuentra hermeticamente cerrado en un tanque de acero relleno con un líquido aislante .

El aislamiento sólido consiste de :

- 1.-Varias hojas de papel especial impregnado con un líquido aislante δ ,
- 2.-Intercalando una hoja de papel entre dos hojas de material termoplástico.

Es inevitable que también exista una fina película de líquido entre el aislamiento sólido y la capa metálica , la cual tendrá un espesor que dependera

de la presión conque los rollos sean formados .

Por lo general son tres líquidos impregnantes que están en uso :

- 1.- Aceite Mineral
- 2.- Triclorodifenilo
- 3.- Pentaclorodifenilo

De esta manera las propiedades dieléctricas dependen del papel , impregnante y el plástico (si es usado) en las cantidades usadas de cada uno .

La densidad del papel puede variar desde 0.8 a 1.2 gr/cm³ y que puede ser impregnado con cualquiera de los tres líquidos . De estos el triclorodifenilo es el más usado en le presente , siguiendolo en uso el pentaclorodifenilo que es altamente refrigerante y de baja intensidad dieléctrica y constante dieléctrica .

Las propiedades más importantes de los capacitores son :

- Coeficiente de temperatura
- Potencia Reactiva por unidad
- Confiabilidad y vida útil
- Su costo

Valores aproximados de algunas de estas propiedades están indicados en la tabla # 3.1 .

TABLA # 3.1

CARACTERIZTICAS DE LOS CAPACITORES

Dielectrico Solido	Densidad Del papel [gr/cm ³]	Impregnante	Coefficiente de Temperatura de la Capa citancia -6 [10 x°C]	Constante Dielectri ca total a 20°C	Factor de Dis ipa cion (%)	KVAR Relati vo/uni dad de Volumen
Papel	1.0	Aceite Mineral	+ 250	3.6	0.17	41
Papel	1.2	Aceite Mineral	+ 400	4.2	0.19	39
Papel	0.8	Pentaclorodifenilo	0.20	87
Papel	1.0	Pentaclorodifenilo	- 400	5.2	0.28	59
Papel	1.2	Pentaclorodifenilo	- 50	5.4
Papel	0.8	Triclorodifenilo	- 750	5.5	0.20	100
Papel	1.0	Triclorodifenilo	- 500	5.5	0.28	66
Papel	1.2	Troclorodifenilo	- 100	5.5
Plastico y papel	...	Triclorodifenilo	- 710	3.1	0.10	150-200

Para filtros sintonizados es deseable un capacitor con un coeficiente de temperatura muy bajo para evitar la desintonización provocada por cambios de la capacitancia debido a temperatura ambiente y por el propio calentamiento de los capacitores . Esta propiedad carece de importancia en filtros amortiguados o en capacitores utilizados para mejorar el factor de potencia .

Un coeficiente de temperatura bajo es obtenible con el uso de papel de alta densidad impregnado con pentaclorodifenilo , pero tiene la desventaja de que aumentan de tamaño y por ende aumenta su costo que uno igual que tenga plástico y papel impregnado con triclorodifenilo , siendo este último el más utilizado en capacitores para mejorar el factor de potencia , en filtros pasa alto y en filtros sintonizados automáticamente .

Es importante evitar la operación prolongada con sobrevoltajes con el fin de evitar la destrucción térmica y prevenir la ionización destructiva del dieléctrico .

Las siguientes normas son algunas de las que se siguen en la construcción de capacitores :

- El máximo voltaje de trabajo que no perjudique la vida del capacitor es del 110% del valor nominal.
- Los KVAR de operación máxima permitible es del 135% de los KVAR nominales.
- Las pérdidas por conducción no excederan los 3.3 wattios por KVAR a 25°C de temperatura ambiente.
- La resistencia de descarga debe asegurar la reducción de voltaje a 50 voltios o menos luego de 5 minutos de desconexión .

Adicionalmente cada unidad esta equipada con un Bushing para la conexión de alto voltaje , y con una conexión a tierra que esta junto a la caja al mismo potencial .

Las unidades debidamente conectadas van montadas en estructuras , tal como indica la figura # 3.2 .

3.4 EQUIPO DE CONTROL

Para un mejor funcionamiento del circuito de filtros dentro de la estación convertidora en un sistema de potencia y de acuerdo con los requerimientos de reactivos y el de suprimir a niveles acepta-

bles los armónicos , es necesario disponer de apro-

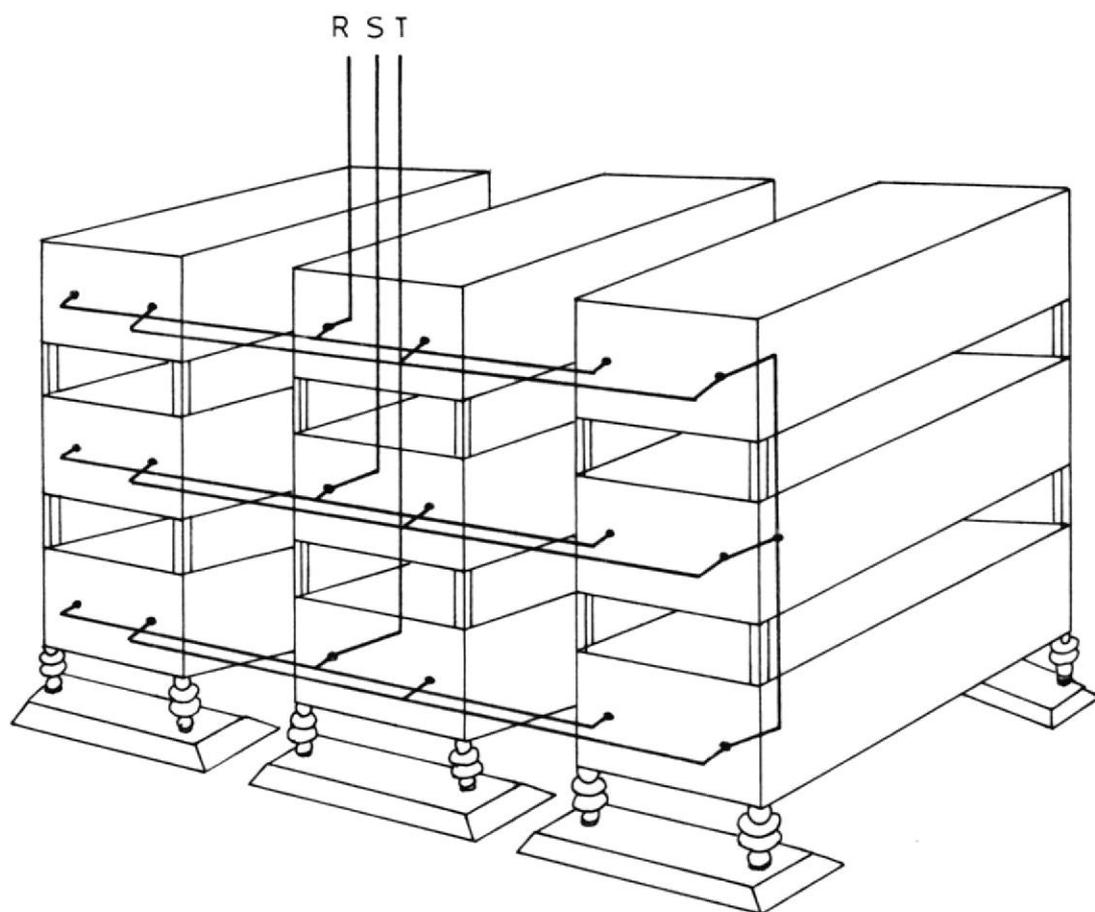


Figura # 3.2

Disposición Típica de un Banco de Capacitores

piados esquemas de control que permitan determinar el momento en que los filtros entren o salgan de operación .

En general los circuitos correspondientes a los

diferentes esquemas de control automático presentan fundamentalmente el mismo funcionamiento , es decir , la secuencia de operación para cualquier control es :

-Detección de la señal de operación .

-Retardo de tiempo entre la detección de la señal y la orden de operación , con la finalidad de que el control no actúe indebidamente excitado por algún fenómeno transitorio .

-Apertura ò cierre del mecanismo de maniobra .

El esquema simplificado de la figura # 3.3 muestra el principio de controlar el circuito de filtros con los puntos de medición , regulación y la unidad de control del sistema .

- 1.- Transformador Principal
- 2.- Transformador del Convertidor
- 3.- Convertidor Estático
- 4.- Unidad de Control y Medida
- 5.- Control Digital
- 6.- Circuito de Filtrado
- 7.- Toma de Señales

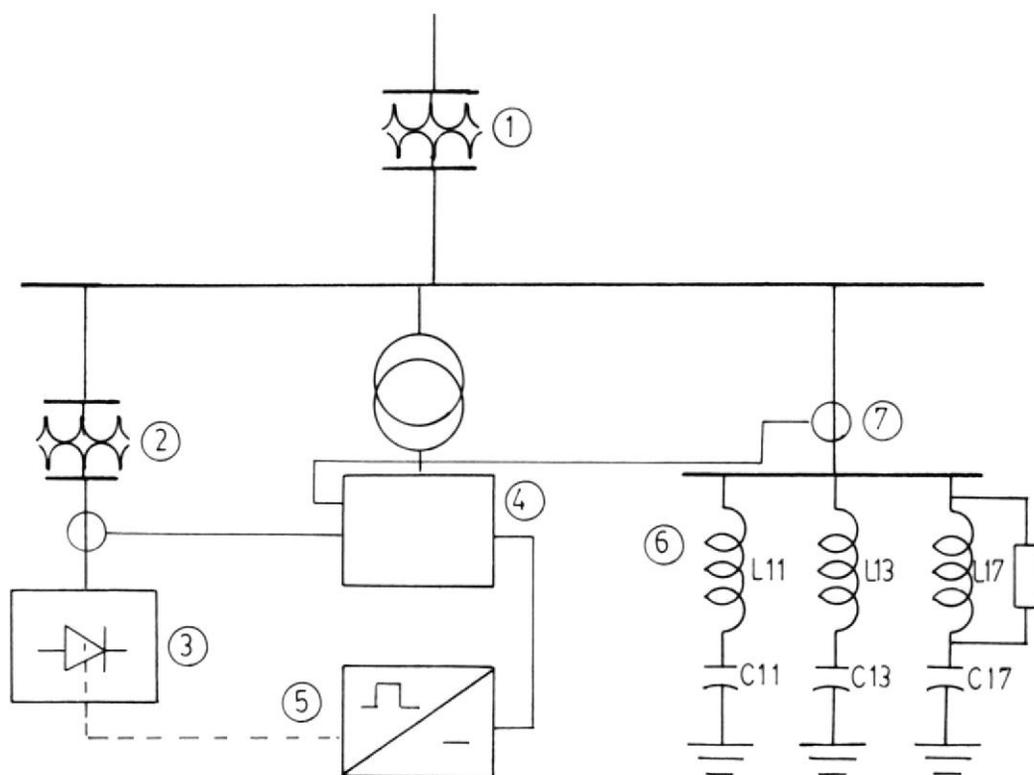


Figura # 3.3

Principio de Control de un Circuito de Filtros en una Estación Convertidora .

3.4.1 Principio de Control de un Circuito de Filtros en un Horno de Arco.

La operación de hornos de arco puede aumentar las reacciones indeseables hacia la red que lo supe . En particular en redes de baja potencia , el cambio rapido de carga reactiva trae consigo una fluctuación inaceptable de alto voltaje , fluctuaciones que causan un

desagradable parpadeo . Estas fluctuaciones y reacciones debido a desbalanceamiento de cargas y armónicos son reducidas por un compensador estático (circuito de Filtros) , .

La descripción de compensador estático envuelve reactancias variables y bancos fijos de capacitores , formando circuitos de filtros sintonizados .

La operación de hornos de arco en redes de baja potencia , trae consigo problemas efectivos , es indeseable la corriente que llega a los consumidores privados por esta misma red de transmisión . La absorción de potencia activa y reactiva en el horno de arco es sujeto periodicamente a fluctuaciones fortuitas . El objeto del circuito de filtros (compensador estático) es el de obtener efectos resultantes tales como :

- Mejorar el Factor de Potencia .
- Reducir las fluctuaciones de voltaje (Flicker)
- Reducir los armónicos a niveles aceptables .
- Balancear las cargas desbalanceadas .

El sistema de compensación puede suplir fase

a fase , corrigiendo y balanceando las partes capacitivas e inductivas de la potencia reactiva , el circuito básico es mostrado en la figura # 3.4

La Figura # 3.5 muestra el principio de controlar la potencia reactiva inductiva con los puntos de medición , la regulación y el sistema de control de la unidad , logrando con esto mejorar el factor de potencia , eliminar el flicker , reducir a niveles aceptables los armónicos , etc .

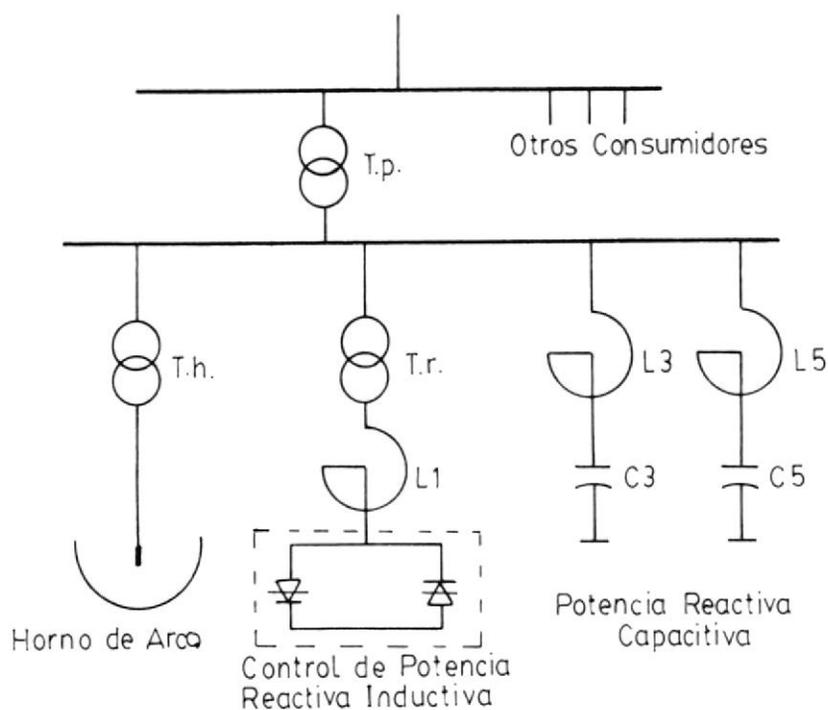


Figura # 3.4

Compensador Estático con control de Reactancias por Tiristores .

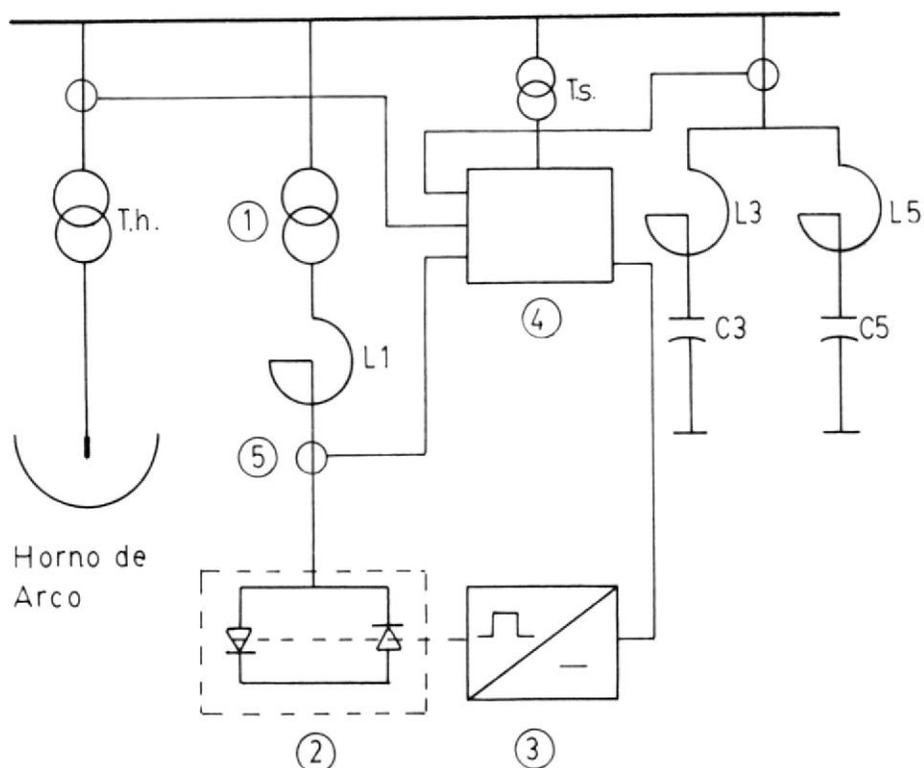


Figura # 3.5

Principio de Control de la Potencia Reactiva Inductiva .

En donde :

- 1.- Transformador de alta impedancia .
- 2.- Convertidor estático .
- 3.- Control digital .
- 4.- Unidad de control y medida .
- 5.- Toma de señales .

3.4.2 Protección del Circuito de Filtrado.

En ciertas estaciones convertidoras el circuito de filtrado es conectado como un todo a la barra 3 ϕ a travez de u disyuntor , tal como se ilustra en la figura # 3.5 ; mientras que en otras estaciones cada brazo del filtro es conectado a la barra por un disyuntor con un interruptor para aterrizamiento , figura # 3.6 .

Generalmente en estaciones convertidoras de gran tamaño utilizan resistencias de paso en los disyuntores con el fin de reducir los sobrevoltajes transientes durante la energización del circuito de filtros .

3.4.2.1 Protección del Inductor.

Con el proposito de reducir el nivel de aislamiento y por ende el costo , se conecta en paralelo con el inductor un pararrayos . El pararrayos puede ser capaz de no conducir para un voltaje de estado estable , que puede ser la suma aritmética de los valores pico del voltaje a frecuencia nominal y del voltaje armónico .

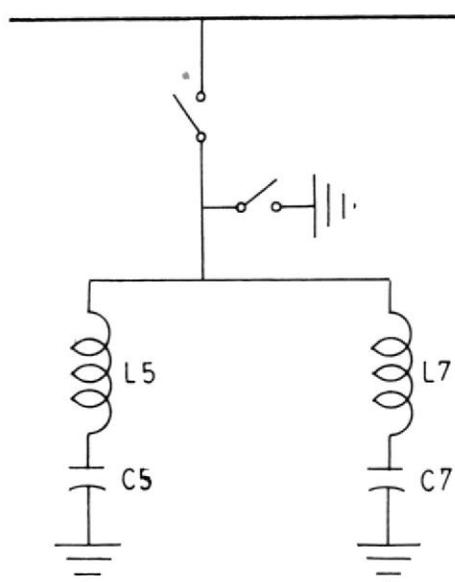


Figura # 3.6

Conexi3n del filtro a la barra principal

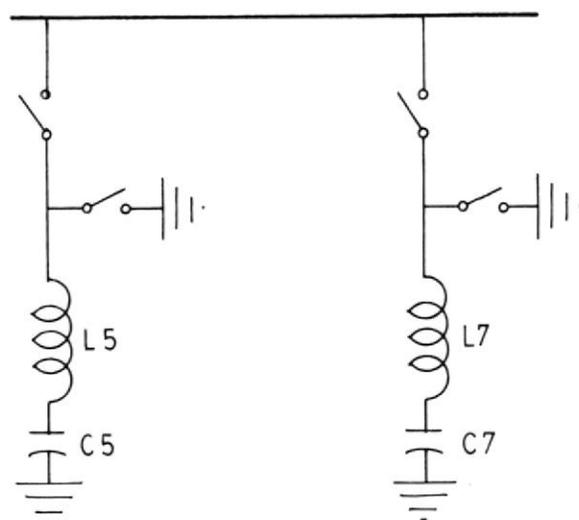


Figura # 3.7

Conexi3n individual de cada brazo del filtro

Este voltaje es mucho menor que el pico de sobrevoltaje determinado por el pararrayos en el circuito principal de Potencia .

Consideraciones similares son tomadas en la protección de inductores en los filtros pasa alto . La Figura # 3.8 ilustra esta protección .

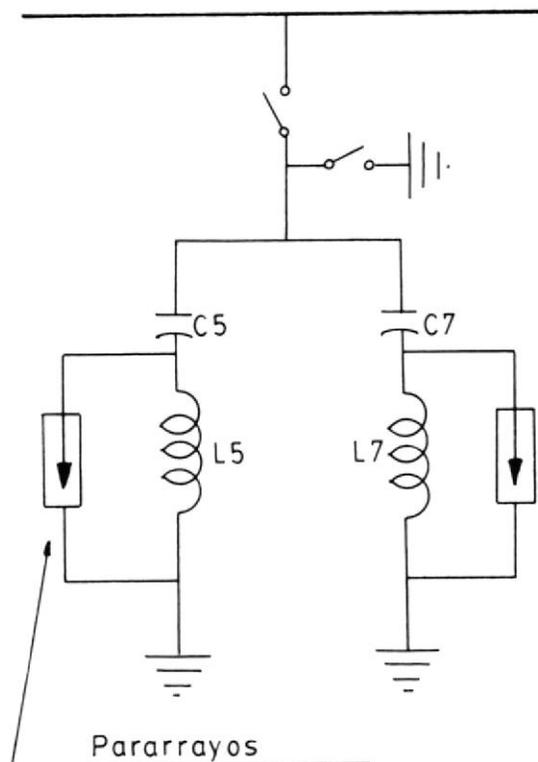


Figura # 3.8
Protección de los Inductores con
Pararrayos .

3.4.2.2 Protección del Capacitor.

Los capacitores no necesitan protección de sobrevoltaje a más de la prevista por el circuito principal al cual están conectados . Protección para posibles cortocircuitos en unidades individuales es proporcionado por sus propios fusibles internos .

En las estaciones convertidoras , las fallas en los capacitores del filtro son detectados por Relés en el que las corrientes fundamentales son comparadas en dos brazos del filtro conectados a la misma fase .

Los disyuntores , dispositivos de desconexión y otros dispositivos en serie con los capacitores deberán ser diseñados para soportar por lo menos el 135% de la corriente nominal , y el desfaseamiento de 90° entre la corriente y el voltaje.

En ciertos esquemas es utilizada la

protección por desbalanceamiento entre bancos de capacitores, tal como ilustra la Figura # 3.9 .

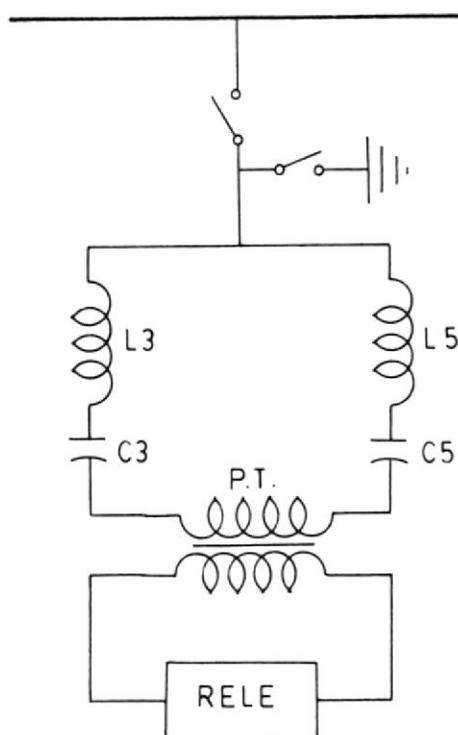


Figura # 3.9

Protección de Desbalanceamiento de Bancos de Capacitores de los filtros

3.4.2.3 Protección de las Resistencias.

En filtros sintonizados, el pararrayos puede ser conectado en paralelo con las combinaciones serie de resistencias e inductores, como el

esquema de la figura # 3.10 . En filtros pasa alto , el resistor puede soportar el mismo sobrevoltaje del inductor y puede ser protegido por el mismo pararrayo .

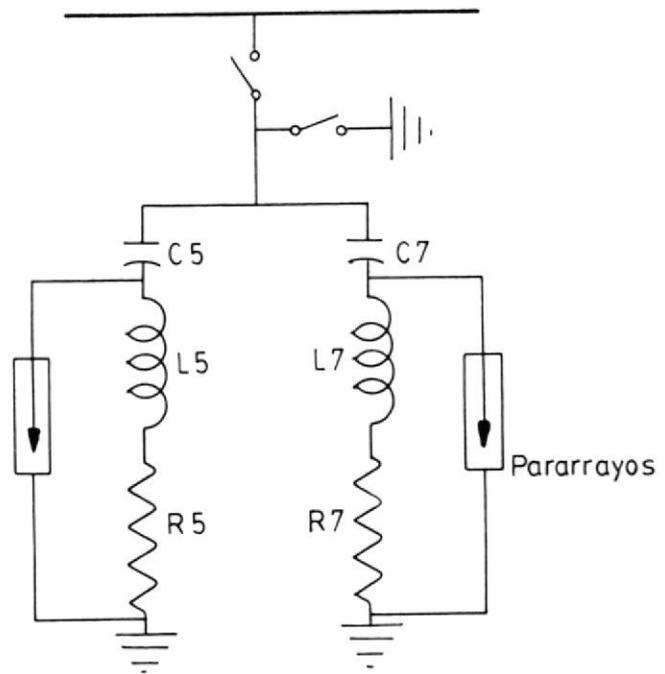


Figura # 3.10

Protección por pararrayos a resistencias e inductores .

CAPITULO # 4

CALCULO DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO

4.1 CALCULO DEL REACTOR

Entre las principales características del reactor se tienen :

La impedancia interna que consta de dos componentes , la reactancia derivada del efecto del flujo de dispersión en los devanados y la resistencia representando las pérdidas correspondientes al flujo de corriente como : pérdidas del conductor $I^2.R$, pérdidas parásitas por corrientes de Eddy . El valor de la resistencia dependerá del material , longitud y sección de los conductores en los arrollamientos .

La magnitud de la impedancia es la suma vectorial de la resistencia y reactancia expresada en ohmios por fase . Normalmente la impedancia del reactor es aproximadamente igual al valor de la reactancia debido a que la componente resistiva es pequeña.

4.1.1 Definiciones y Fórmulas Básicas.

Todos los cálculos del reactor son efectuados

por fase .

-Tensión nominal del sistema V (Kv).-La tensión nominal del sistema es el valor fase a fase .

-Corriente nominal del reactor I (A).-La corriente nominal es la corriente máxima continua para la cual el reactor es proyectado .

-Inductancia nominal L (H).-Es la inductancia nominal del reactor .

-Reactancia nominal X_l (Ω).-Es la reactancia inductiva nominal del reactor en una frecuencia f especificada .

$$X_l = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (4.1)$$

-Tensión nominal del reactor V_r (V).-Es la caída de tensión nominal con corriente nominal y reactancia nominal .

$$V_r = I \cdot X_l \quad (4.2)$$

$$V_l (\%) = \frac{I \cdot X_l \cdot \sqrt{3} \cdot 100}{V} \quad (4.3)$$

V_l .-Es la caída de tensión nominal como porcentaje de la tensión del sistema .

-Corriente de cortocircuito del reactor I_c (KA.RMS).-Corriente de cortocircuito máxima que puede fluir por el reactor , con impe-

dancia de la red igual a cero .

En caso que la caída de tensión nominal sea menor que 5% de la tensión , la corriente de cortocircuito máxima es definida generalmente como 20 veces la corriente nominal .

$$I_c = \frac{V}{\sqrt{3} \cdot X_l} = \frac{I \cdot 100}{V_r} \quad (4.4)$$

-Pico asimétrico de la corriente de cortocircuito I_p (A).-Es dependiente de la relación entre la reactancia total del sistema y la resistencia total del sistema . Generalmente se define :

$$I_p = 2.55 \cdot I_c \quad (4.5)$$

-Potencia nominal del reactor Q_l (VA).-

$$Q_l = I^2 \cdot X_l \quad (4.6)$$

-Pérdidas $P(w)$.-Las pérdidas totales del reactor es la suma de las pérdidas en el conductor , en el circuito magnético , pérdidas parásitas (dispersión). Las pérdidas son determinadas a voltaje y frecuencia nominal .

$$P_t = P_{f1} + P_{f2} + \dots \quad (4.7)$$

4.2 CALCULO DEL CAPACITOR

A continuación se definen algunos conceptos y fór-

mulas básicas relacionadas con los capacitores.

- Capacitancia nominal C.-Es lo que define al condensador .
- Coeficiente de temperatura de la capacitancia α_C
- Es la variación media de la capacidad dentro de un cierto margen de temperatura .

$$\alpha_C = \frac{2(C_2 - C_1)}{(C_2 + C_1)(T_2 - T_1)} \quad (4.8)$$

- Tensión nominal V_n .-Es el valor eficaz de una tensión sinusoidal a la frecuencia fundamental f . A partir de este valor se calcula el aislamiento entre las armaduras , y partiendo de la tensión nominal V el aislamiento de la armadura respecto a la carcasa . Estos valores deben elegirse según la operación más desfavorable que puede presentarse en los bornes durante un lapso de tiempo muy largo .
- Tensión de cresta V_s .-Es el máximo valor de cresta que se puede presentar en un condensador
- Tensión límite máxima V_g .-Es la tensión máxima de servicio permanente .
- Reactancia nominal X_C (Ω).-Es la reactancia capacitiva a una frecuencia f especificada

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (4.9)$$

- Potencia nominal Q (VA).-Es llamada también

potencia reactiva y es igual a :

$$Q = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \quad (4.10)$$

$$Q = \frac{V^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot (10^{-6})}{1000} \quad [\text{KVAR}] \quad (4.11)$$

-Potencia límite permanente Q_g . -Es la máxima potencia admisible en servicio permanente .

-Energía nominal W . -Es la cantidad de energía correspondiente a la tensión y capacitancia nominales .

$$W = 0.5 \cdot C \cdot V \quad (4.12)$$

-Potencia de pérdidas P_v . -Es la potencia activa que absorbe un condensador de corriente alterna

-Factor de pérdidas $\text{tg} \delta$. -Es la relación entre la Potencia activa y la Potencia reactiva .

$$\text{tg} \delta = \frac{P_v}{Q} \quad (4.13)$$

$$\text{tg} \delta = R_i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \quad (4.14)$$

-Resistencia de aislamiento R_i (Ω). -Es la relación entre la tensión de corriente continua aplicada y la corriente que circula después de cierto tiempo (60 seg.). Depende de la temperatura , tensión y del tiempo .

El producto de la resistencia de aislamiento con

la capacitancia sirve como medida de la calidad del aislamiento ó dieléctrico .

$$R_i = \rho \cdot \frac{a}{s} \cdot 10^6 = \frac{\rho}{\sigma} \cdot \frac{a}{s} \cdot 10^6 \text{ [M}\Omega\text{]} \quad (4.15)$$

Donde :

$$\rho = \text{Resistividad en } \frac{\Omega \cdot \text{m}^2}{\text{m}}$$

$$\sigma = \text{Conductividad en } \frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{m}^2}$$

$$s = \text{Superficie en } \text{m}^2$$

-Constante de tiempo t (seg).-Es el tiempo que se demora el condensador en cargarse o descargarse

$$t = C \cdot R_i \text{ [Segundos]} \quad (4.16)$$

-Fòrmula general del condensador de placas paralelas .

$$C = n \cdot \epsilon \cdot \frac{s}{a} \cdot 10^{-6} \text{ [uF]} \quad (4.17)$$

-Fòrmula general del condensador bobinado :

$$C = 10^{-6} \cdot \frac{2 \cdot \epsilon \cdot l \cdot b}{a} \text{ [uF]} \quad (4.18)$$

Donde :

n=Número de capas del dieléctrico

s=Superficie total de las capas activas en m^2 .

a=Distancia entre las armaduras en m

ϵ =Constante dieléctrica

l=Longitud capacitivamente activa del

bobinado .
 $b = \text{Anchura capacitivamente activa del bobinado .}$

4.3 CALCULO DE LA RESISTENCIA

De acuerdo a las caracterizticas del diseo se tendr una cierta resistencia . Esta resistencia generalmente consta de dos componentes : Una que es debida a la construcci3n misma del reactor y el capacitor , de la cual depender el factor de calidad , y la otra resistencia es la que se le agrega en serie o en paralelo con el inductor y el capacitor para que actue amortiguando en parte los sobrevoltajes que se producen debido a resonancia. En muchos esquemas , el factor de calidad depender del valor de las dos resistencias .

$$R = \frac{X_L}{Q} \quad (4.19)$$

En el ANEXO C se da una lista de las especificaciones t3cnicas que los filtros deben tener .

4.4 CALCULO DE LA POTENCIA Y EL RENDIMIENTO

4.4.1 Potencia de los Filtros.

La potencia de un filtro es definida como la

potencia reactiva que el filtro suministra a la frecuencia fundamental , cuyo valor es prácticamente igual a la potencia del banco de capacitores , teniendo en cuenta que la potencia reactiva inductiva del reactor a la frecuencia fundamental es significativamente menor que la potencia reactiva capacitiva del banco de capacitores . El dimensionamiento de los elementos del filtro tiene que considerar las potencias reactivas a la frecuencia fundamental y a la frecuencia armónica para la cual fue proyectado el filtro .

$$Q_f = Q_n \quad (4.20)$$

La potencia reactiva total del circuito de filtrado es igual a la suma de las potencias reactivas de cada brazo del filtro .

$$Q_f = Q_3 + Q_5 + \dots \quad (4.21)$$

La potencia indicará el tamaño del filtro ; y corresponderá al ingeniero diseñador seleccionar la capacidad de cada brazo del filtro , completando así la potencia reactiva que se quiera compensar .

Fabricantes como ASEA , BROWN BOVERI , ER-EQUIPEMENT , no tienen una forma definida para seleccionar el tamaño de los ramales del

filtro , que dependerán de las condiciones de diseño.

4.4.2 Rendimiento de los Filtros.

El rendimiento del filtro depende del grado de sintonización , del factor de calidad y de las pérdidas eléctricas .

Las pérdidas eléctricas son principalmente por disipación de calor (Efecto Joule), considerando que las pérdidas por corrientes de Eddy , Efecto pelicular , efecto proximidad , son despreciables . Considerando esto , el rendimiento es :

$$\eta = \frac{P - P_p}{P} \cdot 100 \quad (4.22)$$

Donde :

η = Rendimiento

P = Potencia del filtro

P_p = Potencia disipada por el filtro

4.5 ANALISIS DE SOBREVOLTAJES DEBIDO A RESONANCIAS

Para diseñar con ciertos índices de confiabilidad se deben tomar en consideración varios factores , uno de estos es un aislamiento adecuado , el nivel

básico de aislamiento del circuito de filtrado debe ser suficientemente alto como para soportar las sobretensiones que se presentan durante su operación sin que ocurran flameos y por supuesto que los materiales usados como aisladores en su concepción , no deben estar afectados hasta donde sea posible por el calentamiento y la contaminación .

4.5.1 Sobrevoltajes debido a Resonancias Serie.

Debido al hecho de que el circuito de filtrado es un equipo de alto costo es necesario protegerlo de las condiciones ambientales , por lo que generalmente están ubicados en lugares cubiertos , razón por la cual solo pueden existir problemas de sobrevoltajes internos , salvo un sobrevoltaje externo cercano al sistema de filtros , que puede ser provocado por un rayo o fallas del sistema .

Los sobrevoltajes internos aparecen al producirse la condición de resonancia serie , la cual es una función propia de los circuitos serie RLC , que constituyen los circuitos simples de filtrado (filtro simple sintonizado) . La condición de resonancia serie se da cuando la reactancia inductiva es igual a la

reactancia capacitiva ,por lo que la impedancia del filtro es igual a la resistencia

$$Z_f = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \approx R \quad (4.23)$$

La resistencia R del filtro influirá directamente en el nivel de sobrevoltaje , ya que esta resistencia actúa amortiguando los picos de sobrevoltaje . De ahí que el factor de calidad del filtro requiere de un análisis especial . Si el factor Q es reducido , aumentará el valor de R , por lo que el sobrevoltaje en estado estable también se reducirá , sin embargo el tiempo que toma en formarse el sobrevoltaje también es reducido . Por lo general cuando se tiene un valor de Q de 20 , el sobrevoltaje se forma en alrededor de 6 ciclos , mientras que para un valor de Q de 40 , toma un tiempo de formación de alrededor de 11 ciclos .

Al analizar la característica impedancia vs frecuencia del filtro , se ve que esta tiene un pico que depende exclusivamente del valor de la resistencia del reactor sintonizado a la frecuencia a la que se produce la condición resonante . El ancho de esta curva o la pendiente de sus lados depende también de los

valores de los otros elementos . El ancho de esta curva es llamada como ancho de banda , que también es expresada como función del factor de calidad Q .

Es necesario hacer notar de que la agudeza de la curva caracteriztica de un circuito resonante , está determinada por la máxima cantidad de energía que puede almacenarse en el circuito , en comparación de la energía que se pierde durante un periodo completo de la respuesta . Así pues Q se puede definir como

$$Q = 2.\pi. \frac{\text{Máxima energía almacenada}}{\text{Energía total perdida por periodo}}$$

(4.24)

4.5.2 Sobrevoltajes debido a Resonancias Paralelo.

La resonancia paralelo se da entre la combinación Filtros / Sistema A.C. .

Al existir esta condición puede producirse la oscilación de elevadas corrientes que son exitadas por la corriente de frecuencia resonante . Estas corrientes fluyendo a travez de las impedancias del sistema de potencia , producen elevados voltajes armónicos , los

cuales sumados al voltaje de frecuencia fundamental producen formas de onda de voltaje distorsionadas . Esta distorsión produce que las corrientes armónicas fluyan al resto del sistema . Es muy dificultoso en estudios de sobrevoltaje debido a resonancias paralelo el indicar los efectos para cualquier parámetro dado del sistema , como para varios parámetros que son interdependientes .

Por ejemplo la variación de la frecuencia de resonancia de la combinación Filtro / Sistema A.C. , que cambia el nivel de cortocircuito en la barra del filtro , puede tener una fuerte influencia en los sobrevoltajes . Cualquier cambio que sea propuesto debe ser cuidadosamente estudiado con todos los parámetros debidamente representados , con el fin de evitar de que ocurran grandes sobrevoltajes que conlleven a producir daño o mal funcionamiento de los equipos de un sistema de potencia .

Los mejores procedimientos para reducir la probabilidad y/o la magnitud de que ocurran sobrevoltajes son los siguientes :

-El incrementar el tamaño de los filtros

para evitar la resonancia entre filtros y el sistema de potencia .

-El incluir filtros de 5ta y 7ma armónicas en todos los esquemas , sean estos para convertidores de 6 y 12 pulsos .

-Reduciendo la impedancia del sistema A.C. (con lo que se incrementa el nivel de cortocircuito) .

-Y evitar grandes pasos de regulación .

CAPITULO # 5

ANALISIS DE COSTOS



5.1 ESTUDIO ECONOMICO DEL FILTRO

Un filtro efectivo con una supresión adecuada de armónicos y con un buen suministro de Potencia reactiva al menor costo es deseable , pero teniendo en cuenta que tal vez no todo esto sea requerido . El costo de las pérdidas incurrido en los filtros puede ser cargado a la potencia reactiva que este suministra , con una buena filtración . Las siguientes asunciones son usualmente hechas en el análisis de costos de los componentes del filtro .

1.-En una instalación típica , un banco de capacitores consiste de varias unidades de capacitores convenientemente conectadas de acuerdo a las condiciones del sistema , teniendo una relación nominal a un voltaje de operación prescrito y convenientemente protegido por un fusible externo .

Por algunas razones , una o más unidades son

adicionadas a cada grupo serie , con lo que se llega a un razonable costo exacto por MVAR ò TAMANO . Muchas veces la situaciòn se complica por la disponibilidad de unidades standard con diferentes relaciones nominales , como por ejemplo de 50,100,150 KVAR , etc. Y el incremento de costos varia para diferentes tamaños de bancos de capacitores . Aunque ciertos factores tienen que ser incluidos en el desarrollo de una adecuada ecuaciòn de costo , aqui se asume que el costo de los capacitores es proporcional a su potencia .

2.-Aunque el costo de los inductores del filtro dependen grandemente en el mètodo de construcciòn (unidades refrigeradas o aisladas con aceite , reactores refrigerados con aire natural de construcciòn abierta).Estos costos no varían significativamente para unidades de diferentes capacidades . El costo aproximado usado en este anàlisis es de la forma :

$$\text{COSTO DEL INDUCTOR} = UK + UL(\text{MVART})$$

Donde :

UK=Componente de costo constante

UL=Incremento del costo del inductor por

MVAR .

3.-La razón de potencia del resistor , necesario para ajustar el Q en cada ramal del filtro puede afectar el costo en cierta magnitud . En un análisis general es dificultoso el predecir la resistencia nominal , por esto es obviamente dependiente de la naturaleza del factor de calidad Q del inductor . Por esta razón , y por que el costo de un resistor enfriado por aire es menor comparado con otro tipo de enfriamiento , un costo constante del resistor es tomado en cuenta en el análisis .

4.-Se asume que la resistencia del inductor para los propositos de estimación de pérdidas de potencia es constante para todas las frecuencias .

5.1.1 Simple Filtro Sintonizado.

En un circuito de un factor de calidad Q grande , se puede asumir que :

$$V_c = V_l + V_s \quad (5.1)$$

Donde :

V_c =Voltaje del Capacitor

V_l =Voltaje del Inductor

V_s =Voltaje del sistema

El tamaño del filtro es expresado como :

$$S = \frac{V_s}{X_c - X_l} \quad (5.2)$$

Donde :

X_c y X_l son las reactancias del capacitor y del inductor a la frecuencia fundamental .

Para un filtro sintonizado al armónico n se tiene :

$$X_o = n \cdot X_l = X_c / n \quad (5.3)$$

$$X_l = X_c / n \quad \text{y} \quad V_l = V_c / n \quad (5.4)$$

Por lo tanto :

$$S = V_s^2 / [X_c (1 - 1/n^2)] = (V_s^2 / X_c) [n^2 / (n^2 - 1)] \quad [\text{MVAR}] \quad (5.5)$$

También :

$$V_c - V_l = V_c (1 - 1/n^2) = V_s \quad [\text{Kv}] \quad (5.6)$$

$$V_c = V_s [n^2 / (n^2 - 1)] \quad [\text{Kv}] \quad (5.7)$$

Donde :

S=Tamaño del filtro en MVAR

n=Orden del armónico

Xo=Reactancia inductiva o capacitiva al
n armónico .

Xl=Reactancia inductiva a la frecuencia
fundamental

Xc=Reactancia capacitiva a la frecuencia
fundamental .

Vc=Voltaje del capacitor

Vl=Voltaje del inductor

Vs=Voltaje del Sistema

Las cargas para cada componente del filtro son determinadas para la evaluación de costos en los párrafos siguientes :

5.2 COSTO DEL REACTOR

Carga Fundamental

$$Vl^2 / Xl = (Vc / n^2)^2 \cdot (n^2 / Xc) = Vc^2 / n^2 \cdot Xc \quad (5.8)$$

$$Vl^2 / Xl = (S / n^2) [n^2 / (n^2 - 1)] \quad [\text{MVAR}] \quad (5.9)$$

Carga Armónica

$$In^2 (Xl / n) = [(In^2 \cdot Vs^2) / (S \cdot n)] [n^2 / (n^2 - 1)] [\text{MVAR}] \quad (5.10)$$

Para propósitos de costo , es conveniente el consi-

derar las pérdidas en la resistencia efectiva total R , Donde :

$$R = \frac{X_o}{Q} = X_c/n.Q \quad (5.11)$$

La corriente fundamental es :

$$I_1 = S/V_s \quad [KA] \quad (5.12)$$

Y las pérdidas de potencia totales son :

$$(I_1^2 + I_n^2).R = (S^2/V_s^2).X_c/n.Q + I_n^2.X_c/n.Q \quad (5.13)$$

$$= [S^2/n.Q] (1/S) [n^2/(n^2-1)] \\ + [I_n^2.V_s^2/n.S.Q] [n^2/(n^2-1)]$$

$$(I_1^2 + I_n^2).R = [S/n.Q + I_n^2.V_s^2/nSQ] [n^2/(n^2-1)] \times 10^3 \quad [KWA]$$

Para propósitos de comparación, el costo de pérdidas de energía es expresado en términos del costo del capital equivalente, por el uso de un factor de valor presente.

$$PV = \left[\frac{1 - (1+i)^{-N}}{i} \right] \quad (5.14)$$

Donde :

PV=Factor de valor presente

i=Interes

N=Promedio de vida del filtro

Así el costo a valor presente de las pérdidas de energía es :

PV.UU.FUx365x24x (pèrdidas de potencia total)

$$=8760.PV.UU.FU.(Pèrdidas de potencia total) \quad (5.15)$$

Donde :

PV=Factor de valor presente

UU=Costo de las pèrdidas de energia por
KWh

FU=Factor de Utilizaci3n del filtro .

5.3 COSTO DEL CAPACITOR

Carga fundamental

$$V_c^2 / X_c = (V_s^2 / X_c) [n^2 / (n^2 - 1)]$$

$$V_c^2 / X_c = S. [n^2 / (n^2 - 1)] \quad [\text{MVAR}] \quad (5.16)$$

Carga arm3nica

$$I_n^2 . (X_c / n) = [(I_n^2 . V_s^2) / (S . n)] [n^2 / (n^2 - 1)] \quad [\text{MVAR}] \quad (5.17)$$

Pèrdidas de potencia

$$KCL(\text{carga total}) = KCL. [S + (I_n^2 . V_s^2) / (S . n)] [n^2 / (n^2 - 1)] \quad (5.18)$$

Donde :

V_c=Voltaje del capacitor

X_c=Reactancia del capacitor

V_s=Voltaje del sistema

S=Tamaño del capacitor en MVAR

n=Orden del arm3nico

I_n =Corriente armónica

K_{CL} =Factor de pérdidas en los capacitores
en $KW_a/MVAR$

Considerando estas expresiones y las del párrafo anterior obtenemos la fórmula completa para el costo total .

$$\begin{aligned}
 TCOST = & UT + [n^2 / (n^2 - 1)] \left\{ UC \cdot \left(S + \frac{V_s^2 \cdot I_n^2}{n \cdot S} \right) + UL \cdot \left(\frac{S}{n^2} + \right. \right. \\
 & \left. \frac{V_s^2 \cdot I_n^2}{n \cdot S} \right) + 8760 \times PV \cdot UU \cdot FU \cdot \left[K_{CL} \cdot \left(S + \frac{V_s^2 \cdot I_n^2}{n \cdot S} + \right. \right. \\
 & \left. \left. \frac{3}{10} \cdot \left(\frac{S}{n \cdot Q} + \frac{V_s^2 \cdot I_n^2}{n \cdot S \cdot Q} \right) \right] \right\} \quad (5.19)
 \end{aligned}$$

Reduciendola a :

$$TCOST = UT + A \cdot S + B/S \quad (5.20)$$

Donde :

UT =Costo total constante del ramal del filtro .

UC =Incremento del costo del capacitor por $MVAR$.

UL =Incremento del costo del inductor por $MVAR$.

$$A = [n^2 / (n^2 - 1)] \left[UC + UL/n^2 + 8760 \times PV \cdot UU \cdot FU \cdot \left(K_{CL} + \frac{3}{10} \cdot \frac{1}{n \cdot Q} \right) \right] \quad (5.21)$$

$$B = [n^2 / (n^2 - 1)] \left[\frac{V_s^2 \cdot I_n^2}{n} \right] \left[UC + UL + 8760 \times PV \cdot UU \cdot FU \cdot \left(K_{CL} + \frac{3}{1000 \cdot Q} \right) \right] \quad (5.22)$$

Como el tamaño S es variable , el costo total minimo se tendrá cuando :

$$d(TCOST)/dS = 0 \quad (5.23)$$

Por lo que el tamaño minimo será:

$$S_{MIN} = \sqrt{B/A} \quad [MVAR] \quad (5.24)$$

Y el costo total minimo del brazo del filtro será:

$$TCOST_{MIN} = UT + 2.\sqrt{A.B} \quad (5.25)$$

5.3.1 Aplicación Practica.

Con la finalidad de realizar una aplicación practica que este de acuerdo con nuestro medio , y partiendo del hecho de que no existen en nuestro pais instalaciones de convertidores de gran tamaño que requieran circuitos de filtrado de armónicas , he creido conveniente realizar el diseño de filtros aplicable a filtrar y compensar reactivos en una planta fundidora de metal , cuyos principales componentes son el HORNO DE ARCO Y EL SISTEMA DE COMPENSACION .

Los datos del Sistema de Potencia cuyo diagrama unifilar se representa en la figura #

5.1 , son los siguientes :

DATOS DE LINEAS

BARRAS		IMPEDANCIAS	SUCEPTANCIAS
1	2	0.012+j0.0159	0.0-j0.0000818
2	3	0.00148+j0.02087	0.0-j0.0000351

DATOS DE GENERACION , CARGAS Y VOLTAJES

BARRA	VOLTAJES (p.u.)	GENERACION		CARGAS	
		MW _a	MVAR	MW _a	MVAR
1	1.00+j0.0			0.0	0.0
2	1.00+j0.0			0.0	0.0
3	1.00+j0.0			2.25	3.9

A la barra 3 está conectado un horno de arco , el cual se comporta como una verdadera fuente generadora de armónicos y el sistema de compensación .

Con la finalidad de obtener resultados optimistas se ha realizado el estudio con valores constantes para ciertos estados de fundición acorde con la siguiente tabla # 5.1 que contiene un resumen de los resultados de un análisis de Fourier Digital

de corrientes del horno de arco , usado en la determinación de los valores del filtro .

TABLA # 5.1

ILUSTRACION DEL CONTENIDO DE CORRIENTES ARMONICAS DEL HORNO DE ARCO PARA DOS ESTADOS DE CICLOS DE FUNDICION

Condición del Horno	Orden del Armónico	Corriente armónica en % de la fundamental				
		2	3	4	5	7
Fundición Inicial (Arco Activo)		7.7	5.8	2.5	4.2	3.1
Refinamiento (Arco estable)			3.0		2.1	

Para tal efecto se ha elaborado un programa cuyo diagrama de flujo es el representado en la figura # 5.2 .

En el que :

- 1.-Se realiza la lectura de toda la información necesaria del sistema de potencia , es decir datos sobre las impedancias de las líneas , reactores , capacitores , admitancias en derivación , etc .

- 2.-Entrada de datos de las barras que tienen instalación de filtros de armónicas , excepto la barra a analizar su espectro de armónicas .
- 3.-Datos sobre los factores de calidad deseados en los diseños de los filtros de armónicas a instalarse en la barra problema.
- 4.-Entrada de la barra problema y los MVAR del equipo compensador de reactivos instalado en dicha barra .
- 5.-Se ingresa los datos de un máximo de dos filtros del tipo sintonizado de resonancia paralelo .
- 6.-El espectro de las señales armónicas será estudiado en la gama de frecuencias desde 60 Hz hasta 1200 Hz con incremento de 10 Hz , y en un incremento de 20 Hz en los gráficos respectivos .
- 7.-Se define una variable S , la cual sirve para dimensionar la magnitud de la impedancia derivada desde la barra B por el

horno , además se tiene la asignación de la frecuencia en por unidad de la fundamental a la variable KK , es decir $F/60$.

8.-A continuación se inicia el proceso iterativo de la formación de la matriz $YBARRA(KK)$ desde 0 hasta 3 . En este mismo subprograma se tiene la modificación de la $YBARRA$ por la presencia de filtros , con excepción de la barra B , pues en esta es donde se van a instalar recién los filtros

9.-Aquí se tiene un subprograma que decide los valores de los elementos que constituirán los filtros a instalarse en la barra B dependiendo de los factores de Calidad .

10.-Después se tiene un subprograma que invierte la matriz $YBARRA$, dando como resultado la matriz $ZBARRA$. Esta matriz $ZBARRA$ es obtenida para cada una de las Cuatro alternativas un número de 114 veces

11.-Se tiene un subprograma que permite la obtención de la impedancia $ZMAG$ vista desde la barra B , tanto su magnitud como su ángulo de fase . Este subprograma

tambièn permite la obtenciòn gráfica de la caracteriztica IMPEDANCIA VS FRECUENCIA , visualizando así como es el comportamiento del sistema de potencia frente al flujo de armònicas .

12.-Finalmente se tiene un subprograma que calcula el minimo tamaño y el minimo costo del filtro .

El listado de las instrucciones se lo adjunta en el ANEXO D .

Las diferentes alternativas de instalaciòn de sistemas de filtros y del flujo de potencia se encuentran en el ANEXO E . En este anexo se incluyen las observaciones , recomendaciones y conclusiones referentes a la presente aplicaciòn .

5.4 OTROS COSTOS

Es conveniente recalcar que en el análisis anterior no se ha tomado en cuenta ciertos costos que de una u otra forma son importantes al realizar el diseño final de un Sistema de Filtros de Armònicas en un Sistema de Potencia , como :

- Flete Marítimo .
- Nacionalización y transporte interno .
- Equipo Auxiliar .
- Supervisión y montaje .
- Ingeniería y Administración .
- Impuestos y Seguros .
- Operación y Mantenimiento .

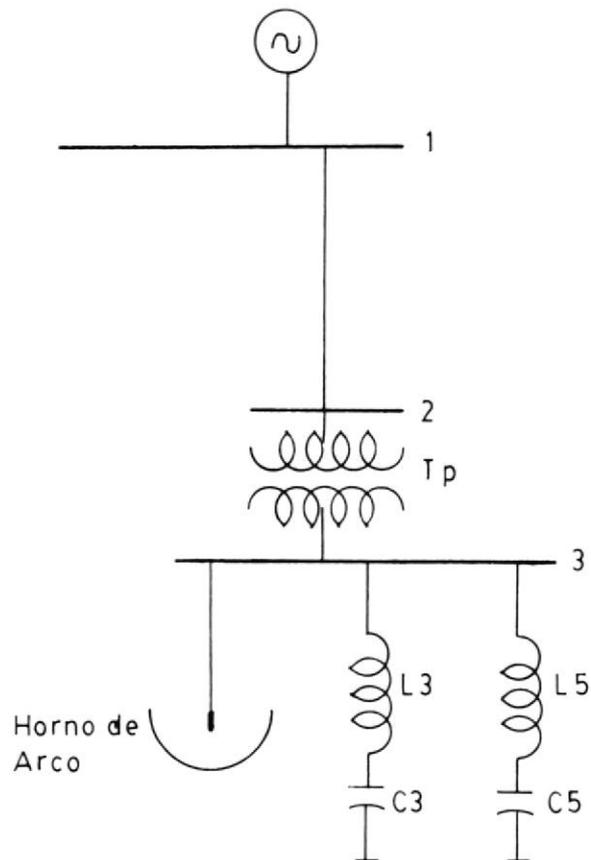


Figura # 5.1

Diagrama Unifilar del Sistema de Potencia

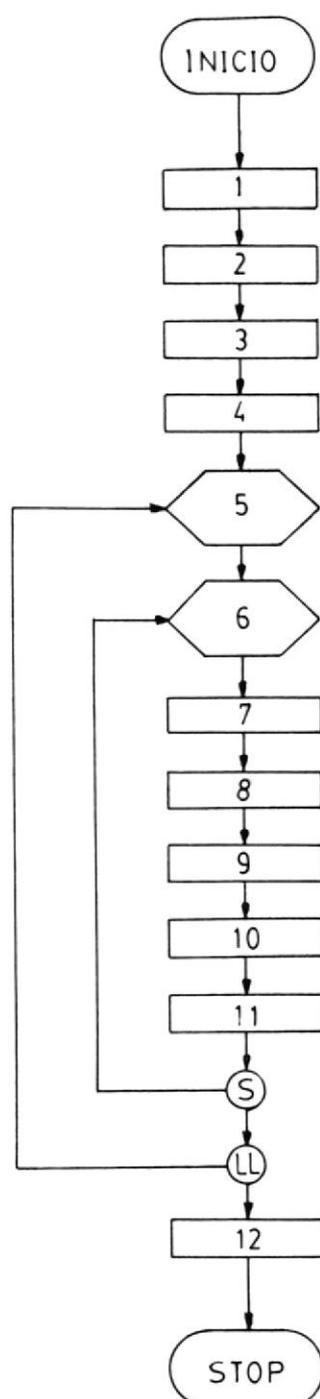


Figura # 5.2

Diagrama de Bloques

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

- Uno de los principales métodos para el control de armónicos es la utilización de filtros de armónicas que suprimen a niveles aceptables los armónicos y compensan parte o totalmente los requerimientos de Potencia Reactiva que necesita el Sistema de Potencia .
- Tres componentes requieren consideraciones de detalle en el cálculo de Filtros : La fuente de corriente , La admitancia del filtro y la admitancia del sistema de Potencia .
- No es posible realizar un diseño apropiado del filtro sin tener conocimientos previos de la impedancia de la red para la frecuencia armónica en estudio .
- Los filtros consisten de Reactores , Capacitores , Resistores o una combinación de estos en unidades que pueden o no pueden ser sintonizados .
- El dimensionamiento de los elementos del filtro tiene que considerar las Potencias Reactivas a la Frecuencia Fundamental y a la frecuencia armónica para la cual es proyectado el filtro .

-Los filtros de armónicas por su tamaño , peso y costo son una parte importante del conjunto del equipo de un Sistema de Potencia .

RECOMENDACIONES

-El diseño de de la instalación de Bancos de Capacitores comprende un sobredimensionamiento de Capacitores , y anulación de las condiciones de Resonancia , Por lo general esto es realizado con el uso de Reactores de Sintonía .

-Al realizar el diseño de Filtros de Armónicas , paralelamente se debe hacer un análisis especial del Sistema de Potencia , en lo referente a su impedancia con la finalidad de analizar posibles resonancias .

-Con las especificaciones dadas en el Anexo C , se puede solicitar Cotizaciones de los filtros , Fiscalizar su instalación , etc .

-En los Sistemas de Potencia es necesario realizar el análisis de la caracteriztica Impedancia vs Frecuencia para todas las combinaciones de Filtros a instalarse en la barra problema .

-El criterio del Ingeniero diseñador es muy importante

en la selección de la mejor alternativa , cabe recordar que no por el hecho de existir mayor cantidad de filtros significa una mayor respuesta de parte del sistema de Potencia a la propagación de las señales armónicas .

ANEXO A

DISTORSION DE VOLTAJE ARMONICO

Corrientes armónicas fluyendo en un sistema de potencia pueden producir voltajes armónicos . Para cada voltaje armónico se tiene la siguiente ecuación :

$$V_n = Z_n \cdot I_n$$

Donde :

V_n = Voltaje armónico

I_n = Corriente armónica dentro del sistema

Z_n = Impedancia armónica del sistema en el punto de conducción .

Una medida de la desviación de la forma de onda del voltaje sinusoidal puede ser realizada calculando el llamado factor de distorsión de voltaje de acuerdo con la siguiente ecuación :

$$DF = \left| \frac{\sum_{n=2}^N V_n^2}{V^2} \right|^{1/2} \times 100\%$$

La IEEE Standard 519-1981 sugiere límites permisibles superiores para el factor de distorsión de voltaje . Estos pueden ser directos , sin embargo , estos límites no son absolutos y para un sistema de potencia particular son especialmente sensitivos para ciertos

armónicos ó rangos de armónicos . En muchos sistemas , la interferencia telefónica puede ser detectable aunque el factor de distorsión de voltaje sea menor que el límite superior .

INTERFERENCIA TELEFONICA

El ruido originado por voltajes y corrientes armónicas en sistemas de potencia puede ser acoplado en los conductores de circuitos de comunicación a través de campos magnéticos y electrostáticos . Factores de ponderación estan bien desarrollados para comparar la relativa eficacia de diferentes frecuencias en interferir con conversaciones telefónicas . La respuesta en el teléfono receptor , el acoplamiento entre circuitos de potencia y telefónicos , como la sensibilidad del ojo humano a las variaciones de frecuencia estan dentro de los factores de ponderación .

En los Estados Unidos , el Joint Subcommittee For Development And Research (Junta del subcomite para el desarrollo y la investigación) , el Edison Electric Institute (Instituto Electrico Edison) , y Bell Telephone System (Sistema telefónico Bell) , han establecido un sistema de caracterizticas de ponderación llamado Factores TIF . La contribución de cada corriente ó voltaje armónico individual de un circuito de potencia

perturbador , es el producto de la corriente ó voltaje y el valor de ponderación para esa frecuencia . Para la corriente , este es designado por I.T. , para el voltaje es KV.T . La influencia de una onda completa de corriente es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados (RSS) de todos los productos I.T a frecuencias individuales incluyendo la fundamental . Similarmente la influencia de una onda completa de voltaje es el RSS de todos los productos individuales KV.T .

Los factores TIF toman en cuenta :

- 1.- El efecto subjetivo relativo de la frecuencia f en el circuito de comunicación es como escuchar en el teléfono .
- 2.- El acoplamiento entre el circuito telefónico y el de potencia es asumido como directamente proporcional a la frecuencia f .

El primer punto llamado mensaje de ponderación C en la más reciente colección de teléfonos de la BTS (500 tipos) , es el efecto de interferencia a la frecuencia f relativa a 1000 Hz como determinado para pruebas subjetivas .

$$TIF = 5.Pf.f$$

Donde :

Pf=Efecto de interferencia , relativa a f con Pf
 igual a 1 a 1000 Hz . Esto es :

$$TIF_{1000}=5 \times 1 \times 1000=5000$$

La figura 1 despliega en forma gráfica los más recientes factores TIF (1970) .

Ya que los mensajes de ponderación C son largamente controlados por las características de los oyentes (radiooyentes) , esto es poco probable que cualquier reevaluación de TIF que sean requeridos en el futuro . Medidas de TIF de corriente o voltaje pueden ser realizadas de varias maneras :

Ciertos instrumentos pueden ser usados para medir directamente el TIF . Por ejemplo , Un Western Electric 106A de corriente acopla unidades conectadas a la Western Electric 3A . Medidas de ruido en grupo pueden producir la corriente TIF directamente . El grupo 3A incluye una red de mensajes de ponderación C mientras el par introduce el multiplicador por f . Similarmente el TIF de voltaje puede ser medido por la substitución de una unidad de TIF de voltaje acoplada por el par de corriente . Otro método es la medición de voltaje o corriente armónica con uno de los varios analizadores armónicos , actualmente disponibles y múltiples de cada magnitud armónica son derivados por la apropiada

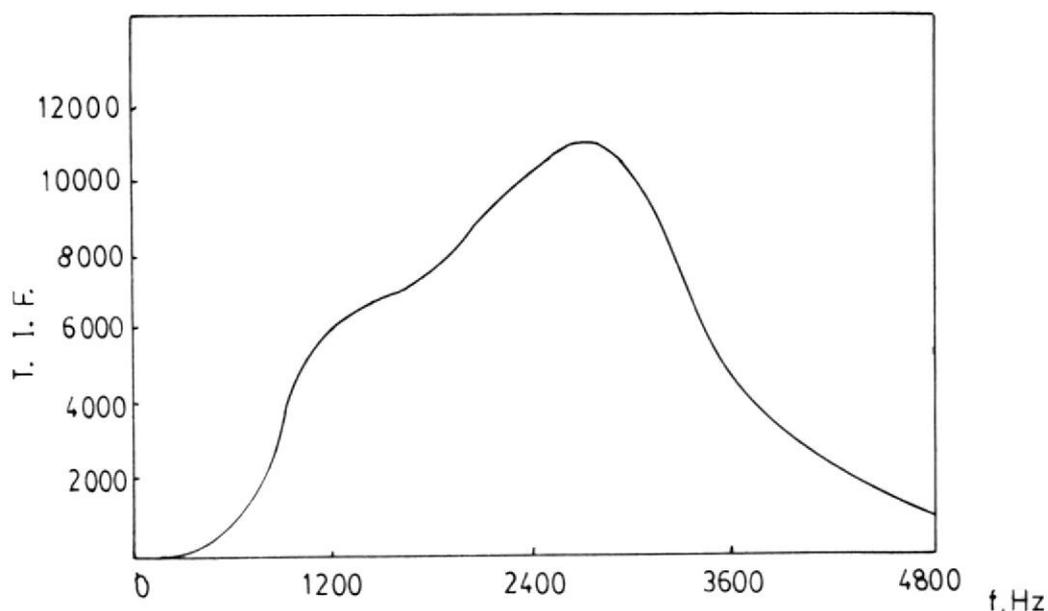


Figura # 1
Factores TIF

frecuencia individual del factor TIF (ver figura # 1) .
Para estos valores el I.T. ò KV.T de la onda completa de /
corriente o voltaje puede ser calculado como :

$$I.T = \left[\sum_{f=60Hz}^{5000} . (If.Tf)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

ò

$$KV.T = \left[\sum_{f=60Hz}^{5000} . (KVf.Tf)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Donde :

If.Tf = Producto I.T a una sola frecuencia

KVf.Tf = Producto KV.T a una sola frecuencia

Tf = TIF correspondiente a una sola frecuencia
por la figura # 1 o por tablas de cada

factor .

Si un cierto valor del producto $I.T$ ó el producto $KV.T$ puede actualmente interferir con un sistema de comunicación , esto es dependiente en un número de factores relativos a una interacción física de el sistema de potencia y el sistema de comunicación . Los siguientes son algunos comentarios en relación a la coordinación inductiva entre el sistema de potencia y el circuito de comunicación :

- 1.- Exepto por separaciones muy cercanas de estos circuitos , como el uso común de polos , voltajes inducidos por corriente TIF son más importantes que el campo eléctrico inducido por voltaje TIF .
- 2.- El voltaje inducido es esencialmente longitudinal , y es debido principalmente a corriente residual (secuencia cero) en la línea de potencia . Si las corrientes son de secuencia positiva o negativa como de módulos rectificadores de 6 pulsos , entonces el circuito de potencia puede ser perfectamente balanceado , con lo que corrientes armónicas no residuales pueden fluir y por lo tanto el TIF puede ser minimizado .
- 3.- Las impedancias desbalanceadas de las líneas A.C.

convierten una parte de las armónicas balanceadas a secuencia cero , que son vistas como residuales por el circuito de comunicación .

4.- Una red de transmisión de potencia de alto voltaje puede ser convertida a una red de subtransmisión de bajo voltaje por un transformador de potencia . El ruido acoplado a una red de bajo voltaje puede ser fastidioso para un circuito de comunicación .

5.- Es dificultoso el asignar límites definidos de los productos I.T ó KV.T ya que dependen de otras variables .

ANEXO B

FILTROS SINTONIZADOS AUTOMATICAMENTE

Como esta demostrado que para cada brazo del filtro sintonizado se tiene un valor optimo de Q , y dependiendo en los valores asumidos de máxima desviación de frecuencia δm y máximo ángulo de la impedancia de red θ_m . De estos dos variables δm es la que tiene mayor efecto en Q , ya que un alto δm requiere de un bajo Q . lo que aumenta las pérdidas a la frecuencia nominal , y por que uno u otro dañan la filtración con el incremento de voltaje armónico o a su vez requieren una mayor capacitancia y , consecuentemente aumentan los costos por mantenimiento para la misma calidad de filtración . Solo un desplazamiento parcial aumenta el costo , que el hecho de disminuir para un valor de Q , la corriente armónica en la resonancia con lo que decrece la potencia reactiva de una capacitancia dada .

Se puede conseguir una mejor filtración limitando la desviación equivalente de frecuencia máxima . Una gran parte de esta desviación equivalente es causada por la variación de la capacitancia con la temperatura . Esta desviación puede ser limitada usando capacitores con bajo coeficiente de temperatura de capacitancia , pero

este aspecto incrementa el costo de los capacitores . Existen dos métodos propuestos para limitar la desviación de frecuencia equivalente .

Uno de estos mantiene el promedio de temperatura de los capacitores por enfriamiento con corrientes de aire desde un ventilador controlado termostáticamente o por medición de la capacitancia . El otro método varia bien sea la inductancia o la capacitancia en pasos pequeños como para mantener la desviación de frecuencia en valores pequeños , idealmente iguales a cero .

La capacitancia puede ser variada por el swicheo de un número variable de unidades en paralelo , lo más proximo a una línea de potencial a tierra . La inductancia puede ser variada con el uso de una bobina con derivaciones , y mecanismo cambiador de taps , o con un bariometro (bobina fija en serie con una bobina movil que esta acoplada entre las bobinas variables). Un rango adecuado de variación es del 5% .

Las ventajas de la sintonización automatica de filtros sobre un filtro fijo es que para iguales condiciones de filtrado se tiene :

- Un Capacitor nominal menor puede ser usado .
- El capacitor puede ser de la clase de un alto coeficiente de temperatura de capacitancia , pero también tiene

una alta potencia reactiva nominal por unidad de volumen y por unidad de costo .

-Por el hecho de tener un alto Q , las pérdidas de potencia son pequeñas .

Las ventajas 1 y 2 reducen el costo del capacitor , que es el componente más importante del filtro . La ventaja 3 reduce el costo del resistor y por ende el costo de pérdidas .

ECUACIONES DE COSTO PARA UN FILTRO PASA BANDA

Los componentes cargados a las frecuencias fundamental y armónicas pueden ser determinados como para el filtro sintonizado .

$$S = (V_s^2 / X_c) \cdot (n_o^2 / (n_o^2 - 1)) \quad [\text{MVAR}]$$

Donde n_o es la razón de la frecuencia de sintonización a la frecuencia fundamental .

CAPACITOR

La carga fundamental es:

$$S \cdot [n_o^2 / (n_o^2 - 1)] \quad [\text{MVAR}]$$

La carga al armónico n es

$$I_n^2 \cdot (X_c / n)$$

Lo que nos da :



$$(1/S) \cdot (I_n^2/n) \cdot V_s^2 \cdot n o^2 / (n o^2 - 1)$$

La carga armónica total es :

$$\left[(1/S) \cdot (V_s^2 \cdot n o^2) / (n o^2 - 1) \right] \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} (I_n^2/n) \quad [\text{MVAR}]$$

INDUCTOR

Para un $Q=1.5$ tenemos :

$$R=1.5X_o=1.5n_o \cdot X_l$$

Si el filtro se sintoniza a la frecuencia del 17avo armónico .

$$R \approx 25 \cdot X_l$$

Ya que $I_c = I_l + jI_r$, a la frecuencia fundamental se tiene

$$I_c \approx I_l$$

Y la carga fundamental es :

$$I_l^2 \cdot X_l = I_c^2 \cdot X_c / n o^2$$

$$I_l^2 \cdot X_l = (S/n o^2) \cdot [n o^2 / (n o^2 - 1)] \quad [\text{MVAR}]$$

Al armónico n :

$$(I_l)_n = I_n \cdot R / (R + jX_l) = I_n \cdot Q / [Q + (jn/n_o)]$$

y

$$|(I_l)_n| = I_n \cdot Q / [Q^2 + (n/n_o)^2]^{1/2}$$

La reactancia Inductiva al armónico n es :

$$(X1)_n = X_0 \cdot (n/n_0) = (n/n_0^2) \cdot (V_s^2/S) \cdot [n_0^2 / (n_0^2 - 1)]$$

Así la carga al armónico n es:

$$(I1)_n^2 \cdot (X1)_n = (1/S) \cdot Q^2 \cdot V_s^2 \cdot [n_0^2 / (n_0^2 - 1)] \cdot [n \cdot I_n^2 / (Q^2 \cdot n_0^2 + n^2)] \quad [\text{MVAR}]$$

Y la carga armónica total es :

$$(1/S) \cdot Q^2 \cdot V_s^2 \cdot [n_0^2 / (n_0^2 - 1)] \cdot \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} [n \cdot I_n^2 / (Q^2 \cdot n_0^2 + n^2)] \quad [\text{MVAR}]$$

PERDIDAS DE POTENCIA

1.- Las pérdidas de potencia en el capacitor es :

$$KCL \times (\text{razón total en Kilowatios})$$

2.- El inductor en serie con la resistencia a la frecuencia fundamental es :

$$R1 = X_0 / Q1 = (n_0 / Q1) \cdot X1$$

Donde Q1 es el factor de Calidad del inductor , las correspondientes pérdidas de potencia son :

$$I1^2 \cdot R1 = (n_0 / Q1) \cdot (\text{MVAR cargado}) \\ = [S / (n_0 \cdot Q1)] \cdot [n_0^2 / (n_0^2 - 1)] \quad [\text{Mw}]$$

Similarmente las pérdidas de potencia armónica es

$$\sum (I1)_n^2 \cdot (R1)_n = (1/S) \cdot (Q^2 \cdot V_s^2 \cdot n_0 / Q1) \cdot [n_0^2 / (n_0^2 - 1)] \cdot \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} \frac{I_n^2}{Q^2 \cdot n_0^2 + n^2}$$

3.- Las pérdidas de potencia en el resistor en paralelo R puede también ser expresado como una fracción del

inductor cargado a la frecuencia fundamental .

$$R = Q \cdot X_0 = Q \cdot \omega \cdot X_L$$

$$|I_r| = |I_1| \cdot X_L / R = I_1 \cdot X_L / Q \cdot \omega \cdot X_L = I_1 / Q \cdot \omega$$

Y las pérdidas de potencia son :

$$\begin{aligned} I_r^2 \cdot R &= (1/Q \cdot \omega) \cdot I_1^2 \cdot X_L \\ &= [S / (Q \cdot \omega)] [\omega^2 / (\omega^2 - 1)] \times 10^3 \quad [Kw] \end{aligned}$$

Al armónico n

$$|(I_r)_n| = |(I_1)_n| (X_L / R)$$

Y las pérdidas de potencia son :

$$\Sigma (I_r)^2_n (R)_n = (1/S) (QV_s^2 / \omega) [\omega^2 / (\omega^2 - 1)] \Sigma \left[\frac{n^2 I_n^2}{Q^2 \omega^2 + n^2} \right] Kw$$

COSTO TOTAL

Aplicando el factor a valor presente para costos de energía y reordenando términos como para el filtro simple , puede ser fácilmente deducido que el costo total es dado por :

$$TCOST = UT + A \cdot S + B/S$$

Donde :

$$A = [UC + UL / \omega^2 + 8760 \cdot PV \cdot UU \cdot FU (KCL + 1000 / Q_1 \cdot \omega + 1000 / Q \cdot \omega^3)] \cdot [\omega^2 / (\omega^2 - 1)]$$

$$B = [\omega^2 / (\omega^2 - 1)] V_s^2 \Sigma I_n^2 \left[\frac{UL}{n + Q^2} \cdot \frac{UL \cdot n}{(Q^2 \omega^2 + n^2)} + 8760 \cdot PV \cdot \frac{UU \cdot FU (KCL/n + \frac{1000}{Q_1 (Q^2 \omega^2 + n^2)} + \frac{1000}{n (Q^2 \omega^2 + n^2)})} \right]$$

TCOST es mínimo cuando $d(TCOST)/dS = 0$

Con lo que :

$$S_{\text{MIN}} = \sqrt{B} A \quad [\text{MVAR}]$$

Y

$$T_{\text{CMIN}} = U_T + 2 \cdot \sqrt{A \cdot B}$$

ANEXO C

SUMARIO DE DATOS , ESPECIFICACIONES O ASUMCIONES
REQUERIDAS PARA EL DISEÑO DE FILTROS .

A.-

1.- SUPOSICIONES

1.1.-Objetivo de la instalación .

1.2.-Modificación a estas especificaciones .

1.3.-Localización y requerimientos de espacio .

1.4.-Medio ambiente :

Máxima temperatura ambiente .

Máxima temperatura promedio sobre 24 horas

Minima temoeratura ambiente .

1.5.-Datos del sistema A.C.

1.5.1.-Voltajes :

Voltaje de servicio ó voltaje nominal
del sistema .

Máximo voltaje continuo del sistema

Mínimo voltaje continuo del sistema

Voltaje no disruptivo-Impulso standard

Protección de la barra del filtro .

Máxima probabilidad de que ocurran
sobrevoltajes debido a conmutaciones .

1.5.2.-Capacidad de cortocircuito .

Máxima corriente de cortocircuito .

1.5.3.-Frecuencia .

Frecuencia nominal .

Màxima variaci3n en :

Estado estable .

Durante 5 minutos .

1.5.4.-Impedancia del sistema .

Màxima impedancia para el n arm3nico

Mínima impedancia para el n arm3nico

Angulo de fase .

1.5.5.-Generaci3n de corrientes arm3nicas .

Niveles de arm3nicos preexistentes .

1.5.6.-Requerimientos de Potencia Reactiva a

la frecuencia nominal màxima que pueda

ser suplida 3 absorbida por el sistema

1.5.7.-Interruptor automàtico .

1.5.8.-Aterrizamiento del sistema .

1.5.9.-Distancia de Escurrimiento .

1.6.-Potencia Auxiliar .

1.7.-Condiciones de Enfriamiento .

1.8.-Diseño Standard y programa de comprobaci3n

1.9.-Evaluaci3n de Pèrdidas .

1.10.-Niveles de ruido .

2.- DESCRIPCION DEL DISEÑO

2.1.-Disposici3n del circuito .

2.2.-Capacitor .

Unidades de capacitores .

Diseño del capacitor de alto voltaje .

Bushings (Terminales) .

2.3.-Reactor del Filtro .

2.4.-Protección por Pararrayos .

2.5.-Resistor en Serie .

2.6.-Protección por Relés .

Protección de Capacitores .

Protección del reactor .

2.7.-Sintonización del Filtro y Supervisión .

Sintonización .

Supervisión de la sintonización .

2.8.-Mantenimiento , Intervalo de servicio .

3.- REALIZACION DEL FILTRO

4.- ESPECIFICACIONES DEL EQUIPO

4.1.-General .

4.2.-Capacitor del Filtro .

4.2.1.-Cantidades .

Número de bancos de una fase .

Número de unidades de capacitores .

4.2.2.-Datos del banco de Capacitores .

Capacitancia / fase .

Máximo paso de sintonización .

Número de unidades en serie .

Número de grupos de capacitores en

paralelo .

Nivel de aislamiento , impulso de descargas atmosféricas : Lado de alto potencial , BIL .

Corriente térmica decisiva

4.2.3.-Datos de la unidad Capacitor .

Tipo de designación .

Voltaje de diseño .

Capacitancia .

Capacitancia a 25°C .

Tolerancias de Capacitancia .

Máxima Potencia a Capacitancia nominal

Frecuencia nominal .

Factor de pérdidas .

4.2.4.-Diseño de la unidad capacitor .

Número de elementos .

Grupo de elementos en serie .

Elementos por grupo .

Voltaje del elemento .

Fusible .

Recipiente del capacitor .

Altura(sin el
Bushing) .

Ancho .

Longitud .

Material .

Tratamiento de la superficie .

Conecciones .

Bushing :

Material .

Distancia de escurrimiento .

4.3.-Reactor del Filtro .

4.3.1.-Cantidades .

Número de unidades 30 .

4.3.2.-Especificaciones Eléctricas .

Inductancia .

Tolerancia .

Frecuencia Fundamental .

Valor de Q en Resonancia .

Sobrecorriente , valor pico .

Nivel de aislamiento : Lado de alto potencial .

Corriente térmica decisiva .

4.3.3.-Detalles de diseño del reactor .

4.3.3.1.-Disposición .

4.3.3.2.-Sistema de aislación .

4.3.3.3.-Cables de control y bloques terminales .

4.4.-Resistor en Serie .

4.4.1.-Cantidades .

Número de resistores .

4.4.2.-Características Eléctricas .

Valor nominal de la resistencia .

Tolerancia .

Nivel de aislamiento .

Impulso a descargas atmosféricas .

Corriente térmica continua .

Sobrecorriente , valor pico .

4.5.-Pararrayos del Reactor del Filtro .

4.5.1.-Cantidades .

Número de unidades de pararrayos .

4.5.2.-Características Eléctricas .

Reseal Voltaje .

Máximo voltaje formador de arco en conmutaciones e impulso a descargas atmosféricas .

Máximo voltaje formador de arco , frente de onda .

Nivel de descarga a 10 KA .

Mínima formación de arco para cualquier forma de onda .

4.6.-Transformadores de Medida .

4.6.1.-Transformador de corriente .

Uso .

4.6.1.1.-Cantidades .

4.6.1.2.-Características Eléctricas .

Relación .

Corriente térmica de corto tiempo .

Corriente mecánica .

Clase de aislamiento .

- Nivel de aislamiento , BIL .
- Frecuencia .
- Clase de precisión .
- 4.6.2.-Transformador de Corriente .
 - Uso .
 - 4.6.2.1.-Cantidades .
 - 4.6.2.2.-Protección de cortocircuito
 - Características eléctricas .
 - Relación .
 - Corriente térmica de corto tiempo .
 - Corriente mecánica .
 - Frecuencia .
 - Clase de precisión .
 - 4.6.2.3.-Protección Diferencial de barra .
 - Características eléctricas .
 - Relación .
 - Corriente térmica de corto tiempo .
 - Corriente mecánica .
 - Frecuencia .
 - Clase de precisión .
- 4.6.3.-Transformador de Potencial .
 - 4.6.3.1.-Cantidades .
 - 4.6.3.2.-Características Eléctricas .
 - Voltaje primario .

Relación marcada .

Clase de aislamiento .

Nivel de aislamiento , BIL .

Clase de precisión .

4.7.-Enfriamiento .

4.7.1.-Ventilador Eléctrico .

4.7.1.1.-Especificaciones Eléctricas .

Voltaje .

Frecuencia .

Corriente .

4.7.1.2.-Especificaciones mecánicas .

Velocidad del ventilador .

Potencia del ventilador .

Máxima temperatura de
operación .

4.8.-Fuente auxiliar de Potencia .

4.8.1.-Protección del Filtro y supervisión de
la sintonización .

4.8.2.-Equipo de Enfriamiento .

4.8.3.-Control para el interruptor de
enclavamiento y/o disparo .

4.9.-Documentos Adjuntos .

4.10.-Referencias .

B.-

1.- DATOS DEL CONVERTIDOR

- 1.1.-Número de Polos .
- 1.2.-Número de Puentes .
- 1.3.-Corriente y Voltaje D.C. .
- 1.4.-Uso de retorno a tierra .
- 1.5.-Número de pulsos .
- 1.6.-Ángulos de un convertidor normal (α, τ, μ)
- 1.7.-Modos de una operación anormal contemplada
(por ejemplo : uno o más puentes fuera de servicio , operación monopolar ò bipolar de la línea , sobrecorriente) .
- 1.8.-Protección de Sobrevoltaje .



ANEXO D



- 1.-PROGRAMA QUE PERMITE LA OBTENCION DE LA CARACTERIZTI--
CA IMPEDANCIA VS FRECUENCIA , Y EL FILTRO MAS OPTIMO
CONSIDERANDO EL COSTO .

- 2.-PROGRAMA QUE PERMITE LA OBTENCION DEL FLUJO DE POTEN--
CIA CONSIDERANDO LA INSTALACION DE FILTROS DE ARMONI--
CAS .

```

10 DIM YR(10,10),YI(10,10),ZR(10,10),ZI(10,10),LS(5),LR(5),X(5),R(5),YD(5)
20 DIM ZMAG(10,120),ZANG(10,120),ZMAX(10)
30 DIM A(10)
40 P=180/3.14159264#
50 REM *****
60 REM *** ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL ***
70 REM *****
80 REM *** FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA ***
90 REM *****
100 REM ** PROGRAMA QUE PERMITE LA OBTENCION DE LA CARACTERIZTICA IMPEDANCIA
110 REM ** VS FRECUENCIA DEL SISTEMA DE POTENCIA A ESTUDIARSE , EL CUAL TIE-
120 REM ** NE INSTALADO UN HORNO DE ARCO EN LA BARRA PROBLEMA B , EN ESTA
130 REM ** BARRA SE HARAN LOS DISENOS DE FILTROS DE ARMONICAS , ESTE PRO-
140 REM ** GRAMA SELECCIONA LA COMBINACION MAS OPTIMA DE FILTROS A INSTA-
150 REM ** LARSE EN LA BARRA PROBLEMA , CONSIDERANDO EL MENOR COSTO .
160 REM *****
170 PRINT
180 PRINT TAB(5);" ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL "
190 PRINT
200 REM *****
210 PRINT
220 PRINT TAB(15);" DATOS DEL SISTEMA "
230 PRINT
240 REM *****
250 REM ** NB=NUMERO DE BARRAS
260 REM ** NG=NUMERO DE BARRAS DE GENERACION
270 REM ** NL=NUMERO DE LINEAS QUE TIENE EL SISTEMA
280 REM ** NTAP=NUMERO DE TRANSFORMADORES QUE TIENE SU TAP FUERA DE SU
290 REM ** POSICION NOMINAL
300 REM ** NDEV=NUMERO DE ELEMENTOS EN DERIVACION
310 REM *****
320 PRINT TAB(4);"NB";TAB(10);"NG";TAB(16);"NL";TAB(22);"NTAP";TAB(30);"NDEV"
330 PRINT TAB(2);"-----"
340 PRINT TAB(2);:INPUT NB,NG,NL,NTAP,NDEV
350 PRINT
360 PRINT
370 PRINT TAB(12);"MVABASE=";:INPUT MVABASE
380 PRINT
390 REM *****
400 REM *** DATOS DE LAS LINEAS DEL SISTEMA DE POTENCIA
410 REM *****
420 PRINT
430 PRINT "LINEA";:PRINT TAB(8);"BARRA A BARRA";TAB(26);"R";TAB(34);"X"
440 PRINT "-----"
450 FOR I=1 TO NL
460 PRINT TAB(2);I;:PRINT TAB(8);:INPUT LS(I),LR(I),R(I),X(I)
470 NEXT I
480 PRINT
490 REM *****
500 REM *** DATOS DE LAS CAPACITANCIAS DE LAS LINEAS
510 REM *****

```

```

520 PRINT
530 PRINT TAB(4);"LINEA";:PRINT TAB(12);"BARRA A BARRA";:PRINT TAB(30);"YD(I)"
540 PRINT TAB(3);"-----"
550 FOR I=1 TO NL
560 PRINT TAB(5);I;TAB(13);LS(I);TAB(21);LR(I);TAB(27);:INPUT YD(I)
570 NEXT I
580 PRINT
590 PRINT TAB(4);" BARRA QUE SE DESEA ANALIZAR B=";:INPUT B
600 PRINT
610 PRINT TAB(4);"MVAR(";:PRINT B;:PRINT ")=";:INPUT MVAR(B)
620 PRINT
630 REM *****
640 REM *** DATOS SOBRE LOS BANCOS DE CAPACITORES , REACTORES O FILTROS
650 REM *** PRESENTES EN EL SISTEMA DE POTENCIA
660 REM *****
670 PRINT
680 PRINT TAB(3);" PRESENCIA DE FILTROS EN EL SISTEMA "
690 PRINT
700 PRINT TAB(3);"-----"
710 PRINT
720 FOR I=1 TO NB
730 IF I=B THEN 810
740 PRINT TAB(5);"BARRA";:PRINT I
750 PRINT "YC3(";:PRINT I;:PRINT ")";:PRINT "XL3(";:PRINT I;:PRINT ")";:PRINT "RF3(";:PRINT I;:PRINT ")";:INPUT YC3(I),XL3(I),RF3(I)
760 PRINT "YC5(";:PRINT I;:PRINT ")";:PRINT "XL5(";:PRINT I;:PRINT ")";:PRINT "RF5(";:PRINT I;:PRINT ")";:INPUT YC5(I),XL5(I),RF5(I)
770 PRINT
780 PRINT
790 PRINT
800 NEXT I
810 PRINT
820 PRINT TAB(3);" FACTORES DE CALIDAD DE LOS FILTROS "
830 PRINT TAB(2);"-----"
840 PRINT
850 PRINT TAB(10);"Q3= ";:INPUT Q3
860 PRINT TAB(10);"Q5= ";:INPUT Q5
870 PRINT
880 REM *****
890 REM *** COMIENZA EL PROCESO ITERATIVO DEL ESTUDIO DEL FLUJO DE CORRIEN-
900 REM *** TES ARMONICAS
910 REM *****
920 REM *** FORMACION DE LA MATRIZ YBARRA
930 REM *****
940 FOR LL=0 TO 3
950 K2=INT(LL/2)
960 K3=LL-2*K2
970 K4=INT(K2/2)
980 K5=K2-2*K4
990 N=K3+K5
1000 PRINT
1010 LPRINT TAB(24);" **** ANALISIS DE LA BARRA " & "****"
1020 LPRINT

```

```

1030 LPRINT TAB(27);" A L T E R N A T I V A ";LL
1040 LPRINT TAB(22);"-----"
1050 LPRINT
1060 LPRINT TAB(22);"FILTROS A INSTALARSE EN LA BARRA ";B
1070 LPRINT
1080 LPRINT TAB(32);"K3";TAB(40);"K5"
1090 LPRINT TAB(32);K3;TAB(40);K5
1100 PRINT
1110 FOR F=60 TO 1200 STEP 10
1120 S=(F-60)/10
1130 KK=F/60
1140 PRINT
1150 PRINT TAB(11);"FRECUENCIA= ";F;"Hz"
1160 FOR I=1 TO NB
1170 FOR J=1 TO NB
1180 YR(I,J)=0
1190 YI(I,J)=0
1200 NEXT J
1210 NEXT I
1220 FOR I=1 TO NL
1230 ZM=R(I)^2+(KK*X(I))^2
1240 RL=R(I)/ZM
1250 YL=-KK*X(I)/ZM
1260 L=LS(I)
1270 M=LR(I)
1280 YR(L,L)=YR(L,L)+RL
1290 YR(M,M)=YR(M,M)+RL
1300 YR(L,M)=YR(L,M)-RL
1310 YR(M,L)=YR(L,M)
1320 YI(L,L)=YI(L,L)+KK*YD(I)+YL
1330 YI(M,M)=YI(M,M)+KK*YD(I)+YL
1340 YI(L,M)=YI(L,M)-YL
1350 YI(M,L)=YI(L,M)
1360 NEXT I
1370 REM *****
1380 REM *** MODIFICACIONES EN YBARRA DEBIDO A LA PRESENCIA DE TRANSFOR -
1390 REM *** MADORES CON TAP FUERA DE SU POSICION NOMINAL
1400 REM *****
1410 IF NTAP=0 THEN 1610
1420 REM *****
1430 REM *** IE=BARRA DE SALIDA DEL TRANSFORMADOR
1440 REM *** IS=BARRA DE LLEGADA DEL TRANSFORMADOR
1450 REM *****
1460 PRINT
1470 PRINT TAB(6);"**** TRANSFORMADORES CON TAP ****"
1480 PRINT
1490 PRINT TAB(11);"IE";:PRINT TAB(18);"IS";:PRINT TAB(25);"TAP"
1500 PRINT TAB(9);"-----"
1510 FOR I=1 TO NTAP
1520 PRINT TAB(9);:INPUT IE,IS,TAP
1530 YI(IE,IE)=YI(IE,IE)+YI(IE,IS)-YI(IE,IS)/(TAP^2)

```

```

1540 YI(IE,IS)=YI(IE,IS)/TAP
1550 YI(IS,IE)=YI(IE,IS)
1560 NEXT I
1570 REM *****
1580 REM *** MODIFICACION DE YBARRA POR LA PRESENCIA DE FILTROS EN EL
1590 REM *** SISTEMA DE POTENCIA A ESTUDIARSE
1600 REM *****
1610 FOR I=1 TO NB
1620 IF I=B THEN 1710
1630 D3=(1-YC3(I)*XL3(I)*(KK^2))^2+(KK*YC3(I)*RF3(I))^2
1640 D5=(1-YC5(I)*XL5(I)*(KK^2))^2+(KK*YC5(I)*RF5(I))^2
1650 YR3(I)=RF3(I)*(KK*YC3(I))^2/D3
1660 YI3(I)=KK*YC3(I)*(1-(KK^2)*YC3(I)*XL3(I))/D3
1670 YR5(I)=RF5(I)*(KK*YC5(I))^2/D5
1680 YI5(I)=KK*YC5(I)*(1-(KK^2)*YC5(I)*XL5(I))/D5
1690 YR(I,I)=YR(I,I)+YR3(I)+YR5(I)
1700 YI(I,I)=YI(I,I)+YI3(I)+YI5(I)
1710 NEXT I
1720 IF N<>0 THEN 1760
1730 YC=KK*MVAR(B)/MVABASE
1740 YRFT=0:YIFT=YC
1750 GOTO 1900
1760 YC=MVAR(B)/(MVABASE*N)
1770 IF K3=0 THEN YC3(B)=0:XL3(B)=0:RF3(B)=0
1780 IF K3=1 THEN YC3(B)=YC:XL3(B)=1/(9*YC3(B)):RF3(B)=XL3(B)/Q3
1790 IF K5=0 THEN YC5(B)=0:XL5(B)=0:RF5(B)=0
1800 IF K5=1 THEN YC5(B)=YC:XL5(B)=1/(25*YC5(B)):RF5(B)=XL5(B)/Q5
1810 DF3=(1-(KK^2)*YC3(B)*XL3(B))^2+(KK*YC3(B)*RF3(B))^2
1820 DF5=(1-(KK^2)*YC5(B)*XL5(B))^2+(KK*YC5(B)*RF5(B))^2
1830 YRF3=(RF3(B)*(KK*YC3(B))^2)/DF3
1840 YIF3=KK*YC3(B)*(1-(KK^2)*YC3(B)*XL3(B))/DF3
1850 YRF5=(RF5(B)*(KK*YC5(B))^2)/DF5
1860 YIF5=KK*YC5(B)*(1-(KK^2)*YC5(B)*XL5(B))/DF5
1870 YRFT=YRF3+YRF5
1880 YIFT=YIF3+YIF5
1890 REM *****
1900 REM *** INVERSION DE LA MATRIZ YBARRA , OBTENCION DE LA IMPEDANCIA
1910 REM *** EQUIVALENTE DESDE LA BARRA A ANALIZAR SU ESPECTRO DE ARMONICAS
1920 REM *****
1930 REM *****
1940 PRINT TAB(7);" M A T R I Z   Y B A R R A "
1950 PRINT
1960 PRINT TAB(3);"I";TAB(7);"J";TAB(15);"YR(I,J)";TAB(35);"YI(I,J)"
1970 PRINT TAB(2);"-----"
1980 FOR I=1 TO NB
1990 FOR J=1 TO NB
2000 PRINT TAB(2);I;TAB(6);J;TAB(13);YR(I,J);TAB(33);YI(I,J)
2010 NEXT J
2020 NEXT I
2030 FOR J=1 TO NB
2040 FOR I=1 TO NB

```

```

2050 ZR(J,I)=0
2060 ZI(J,I)=0
2070 NEXT I
2080 ZR(J,J)=1
2090 ZI(J,J)=0
2100 NEXT J
2110 FOR J=1 TO NB
2120 FOR I=J TO NB
2130 IF (YR(I,J)^2+YI(I,J)^2)<>0 THEN 2170
2140 NEXT I
2150 PRINT TAB(5);" M A T R I Z   S I N G U L A R "
2160 STOP
2170 FOR K=1 TO NB
2180 S1=YR(J,K)
2190 S2=YI(J,K)
2200 YR(J,K)=YR(I,K)
2210 YI(J,K)=YI(I,K)
2220 YR(I,K)=S1
2230 YI(I,K)=S2
2240 S1=ZR(J,K)
2250 S2=ZI(J,K)
2260 ZR(J,K)=ZR(I,K)
2270 ZI(J,K)=ZI(I,K)
2280 ZR(I,K)=S1
2290 ZI(I,K)=S2
2300 NEXT K
2310 D=YR(J,J)^2+YI(J,J)^2
2320 T1=YR(J,J)/D
2330 T2=-YI(J,J)/D
2340 FOR K=1 TO NB
2350 PRY=T1*YR(J,K)-T2*YI(J,K)
2360 PIY=T1*YI(J,K)+T2*YR(J,K)
2370 YR(J,K)=PRY
2380 YI(J,K)=PIY
2390 PRZ=T1*ZR(J,K)-T2*ZI(J,K)
2400 PIZ=T1*ZI(J,K)+T2*ZR(J,K)
2410 ZR(J,K)=PRZ
2420 ZI(J,K)=PIZ
2430 NEXT K
2440 FOR L=1 TO NB
2450 IF L=J THEN 2620
2460 T1=-YR(L,J)
2470 T2=-YI(L,J)
2480 FOR K=1 TO NB
2490 PRY=T1*YR(J,K)-T2*YI(J,K)
2500 PIY=T2*YR(J,K)+T1*YI(J,K)
2510 IF ABS(PRY)<.000001 THEN PRY=0
2520 IF ABS(PIY)<.000001 THEN PIY=0
2530 YR(L,K)=YR(L,K)+PRY
2540 YI(L,K)=YI(L,K)+PIY
2550 IF ABS(YR(L,K))<.000001 THEN YR(L,K)=0

```

```

2560 IF ABS(YI(L,K))<.000001 THEN YI(L,K)=0
2570 PRZ=T1*ZR(J,K)-T2*ZI(J,K)
2580 PIZ=T2*ZR(J,K)+T1*ZI(J,K)
2590 ZR(L,K)=ZR(L,K)+PRZ
2600 ZI(L,K)=ZI(L,K)+PIZ
2610 NEXT K
2620 NEXT L
2630 NEXT J
2640 PRINT
2650 PRINT TAB(11); "FRECUENCIA= ";F;"Hz"
2660 PRINT
2670 PRINT TAB(7); " M A T R I Z      Z B A R R A "
2680 PRINT
2690 PRINT TAB(3); "I"; TAB(7); "J"; TAB(15); "ZR(I,J)"; TAB(35); "ZI(I,J)"
2700 PRINT TAB(2); "-----"
2710 FOR I=1 TO NB
2720 FOR J=1 TO NB
2730 PRINT TAB(2); I; TAB(6); J; TAB(13); ZR(I,J); TAB(33); ZI(I,J)
2740 NEXT J
2750 NEXT I
2760 REM *****
2770 REM *** OBTENCION DE LA IMPEDANCIA ZMAG VISTA DESDE LA BARRA B
2780 REM *****
2790 DFT=YRFT^2+YIFT^2
2800 ZRFT=YRFT/DFT
2810 ZIFT=-YIFT/DFT
2820 Z1=ZRFT*ZR(B,B)-ZIFT*ZI(B,B)
2830 Z2=ZRFT*ZI(B,B)+ZIFT*ZR(B,B)
2840 Z3=ZR(B,B)+ZRFT
2850 Z4=ZI(B,B)+ZIFT
2860 DMAG=Z3^2+Z4^2
2870 ZMAR=(Z1*Z3+Z2*Z4)/DMAG
2880 ZMAI=(Z2*Z3-Z1*Z4)/DMAG
2890 ZMAG(LL,S)=SQR(ZMAR^2+ZMAI^2)
2900 ZANG(LL,S)=P*ATN(ZMAI/ZMAR)
2910 NEXT F
2920 PRINT
2930 LPRINT TAB(22); " IMPEDANCIA VISTA POR EL HORNO DE ARCO "
2940 LPRINT TAB(30); " DESDE LA BARRA ";:LPRINT TAB(48);B
2950 LPRINT
2960 LPRINT TAB(23); "F(Hz)"; TAB(34); "ZMAG(PU)"; TAB(54); "ZANG(GRA)"
2970 LPRINT TAB(20); "-----"
2980 LPRINT
2990 FOR S=0 TO 114
3000 F=10*S+60
3001 LPRINT TAB(23);F; TAB(33); ZMAG(LL,S); TAB(53); ZANG(LL,S)
3010 INPUT DEC
3020 NEXT S
3030 PRINT
3040 REM *****
3050 REM ***      CARACTERIZTICA IMPEDANCIA VS FRECUENCIA
3060 REM *****

```

```

3070 ZMAX(LL)=ZMAG(LL,0)
3080 FOR S=1 TO 114
3090 IF ZMAG(LL,S)<=ZMAX(LL) THEN 3110
3100 ZMAX(LL)=ZMAG(LL,S)
3110 NEXT S
3120 INPUT DEC1
3130 IF DEC1<>1 THEN STOP
3140 LPRINT TAB(72);"ZMAG(";LL;")"
3150 FOR S=-1 TO 53
3160 SS=2*S
3170 FF=20*S+60
3180 IF S<>-1 THEN 3240
3190 LPRINT TAB(1);FF;
3200 FOR I=7 TO 80
3210 LPRINT TAB(I);".";
3220 NEXT I
3230 GOTO 3300
3240 LPRINT TAB(1);FF;
3250 J=INT(124*ZMAG(LL,SS)/ZMAX(LL)+7)
3260 IF J<>7 THEN 3290
3270 LPRINT TAB(J);"*"
3280 GOTO 3300
3290 LPRINT TAB(7);".";:LPRINT TAB(J);"*"
3300 NEXT S
3310 LPRINT TAB(4);"F(Hz)"
3320 INPUT DEC
3330 IF DEC<>1 THEN STOP
3340 NEXT LL
3350 REM *****
3360 REM *** SELECCION DEL FILTRO OPTIMO Y ECONOMICO A INSTALARSE EN LA
3370 REM *** BARRA B
3380 REM *****
3390 FOR I=1 TO 3
3400 A(I)=ZMAX(I)
3410 NEXT I
3420 FOR K=0 TO 3
3430 FOR L=0 TO JJ
3440 IF A(L)<=A(L+1) THEN GOTO 3480
3450 TEMP=A(L)
3460 A(L)=A(L+1)
3470 A(L+1)=TEMP
3480 NEXT L
3490 NEXT K
3500 IF DEC<>1 THEN STOP
3510 REM *****
3520 REM ***      MINIMO COSTO DEL FILTRO
3530 REM *****
3540 REM *** UT=COSTO TOTAL CONSTANTE DEL FILTRO
3550 REM *** UC=INCREMENTO DEL COSTO DEL CAPACITOR POR MVAR
3560 REM *** UL=INCREMENTO DEL COSTO DEL INDUCTOR POR MVAR
3570 REM *** SMIN=MINIMO TAMANO DEL FILTRO EN MVAR

```

```

3570 REM *** SMIN=MINIMO TAMANO DEL FILTRO EN MVAR
3580 REM *** VS=VOLTAJE DEL SISTEMA
3590 REM *** I3=CORRIENTE AL 3er ARMONICO
3600 REM *** I5=CORRIENTE AL 5to ARMONICO
3610 REM *** PV=FACTOR A VALOR PRESENTE
3620 REM *** UU=COSTO DE LAS PERDIDAS DE ENERGIA POR KWH
3630 REM *** FU=FACTOR DE UTILIZACION DEL FILTRO
3640 REM *** KCL=FACTOR DE PERDIDAS EN LOS CAPACITORES EN KW/MVAR
3650 REM ****
3660 PRINT
3670 PRINT TAB(10); "UT"; TAB(18); "UC"; TAB(28); "UL"; TAB(34); "VS"; TAB(40); "I3"
3680 PRINT TAB(2); "-----"
3690 INPUT UT, UC, UL, VS, I3
3700 PRINT
3710 PRINT TAB(10); "I5"; TAB(18); "PV"; TAB(28); "UU"; TAB(34); "FU"; TAB(40); "KCL"
3720 PRINT TAB(2); "-----"
3730 INPUT I5, PV, UU, FU, KCL
3740 PRINT
3750 PRINT
3760 A3=(9/8)*(UC+UL/9+8760*PV*UU*FU*(KCL+1000/(9*Q3)))
3770 A5=(25/24)*(UC+UL/25+8760*PV*UU*FU*(KCL+1000/(25*Q5)))
3780 B3=(9/8)*(VS^2*(I3^2)/9)*(UC+UL+8760*PV*UU*FU*(KCL+1000/Q3))
3790 B5=(25/24)*(VS^2*(I5^2)/25)*(UC+UL+8760*PV*UU*FU*(KCL+1000/Q5))
3800 PRINT
3810 PRINT
3820 LPRINT TAB(10); " ORDENAMIENTO DE LOS FILTROS DESDE EL MAS OPTIMO "
3830 LPRINT
3840 LPRINT TAB(27); "K3"; TAB(37); "K5"
3850 LPRINT TAB(25); "-----"
3860 FOR I=0 TO 3
3870 PRINT
3880 PRINT
3890 PRINT
3900 PRINT
3910 PRINT
3920 K2=INT(I/2); K3=I-2*K2; K4=INT(K2/2); K5=K2-2*K4
3930 LPRINT
3940 LPRINT TAB(26); K3; TAB(36); K5
3950 LPRINT
3960 N=K3+K5
3970 IF N<>0 THEN 4000
3980 LPRINT TAB(15); " NO SE HA INSTALADO NINGUN FILTRO "
3990 GOTO 4010
4000 YC=MVAR(B)/(MVABASE*N)
4010 IF K3=0 THEN C3(B)=0; L3(B)=0; RF3(B)=0; SMIN3(B)=0; TCMIN3(B)=0
4020 IF K3=1 THEN C3(B)=YC/377; L3(B)=1/(3393*YC); RF3(B)=1/(9*YC*Q3)
4025 IF K3=1 THEN SMIN3(B)=SQR(B3/A3); TCMIN3(B)=UT+2*SQR(A3*B3)
4030 IF K5=0 THEN C5(B)=0; L5(B)=0; RF5(B)=0; SMIN5(B)=0; TCMIN5(B)=0
4040 IF K5=1 THEN C5(B)=YC/377; L5(B)=1/(9425*YC); RF5(B)=1/(25*YC*Q5)
4045 IF K5=1 THEN SMIN5(B)=SQR(B5/A5); TCMIN5(B)=UT+2*SQR(A5*B5)
4050 LPRINT
4060 LPRINT TAB(9); "C3(B)[4]"; TAB(20); "L3(B)[H]"; TAB(39); "R3(B)[Q]"; TAB(54); "Q3"

4070 LPRINT

```

```
4080 LPRINT TAB(5);C3(B);TAB(19);L3(B);TAB(36);RF3(B);TAB(53);Q3
4090 LPRINT
4100 LPRINT TAB(15);"SMIN3(B)[MVAR/phase]";TAB(40);"TCMIN3(B)[$/phase]"
4110 LPRINT
4120 LPRINT TAB(12);SMIN3(B);TAB(37);TCMIN3(B)
4130 LPRINT
4140 LPRINT TAB(9);"C5(B)[f]";TAB(20);"L5(B)[H]";TAB(39);"R5(B)[Q]";TAB(54);"Q5"

4150 LPRINT
4160 LPRINT TAB(5);C5(B);TAB(19);L5(B);TAB(36);RF5(B);TAB(53);Q5
4170 LPRINT
4180 LPRINT TAB(15);"SMIN5(B)[MVAR/phase]";TAB(40);"TCMIN5(B)[$/FASE]"
4190 LPRINT
4200 LPRINT TAB(12);SMIN5(B);TAB(37);TCMIN5(B)
4210 LPRINT
4214 INPUT DEC
4220 NEXT I
4230 STOP
```

```

10 INPUT LL
20 LPRINT TAB(27);" A L T E R N A T I V A ";LL
30 DIM LS(20),LR(20),R(20),X(20),YD(20),PG(20),QG(20),PC(20),QC(20),PB(20)
40 DIM QB(20),VS(20),THFG(20),IT(20),P(20),Q(20),V(20),THETA(20),DPQ(20)
50 DIM YR(20,20),YI(20,20),D(20),AJ(30,30)
60 REM *****
70 REM ***      ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
80 REM *****
90 REM ***      FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
100 REM *****
110 REM ** FLUJO DE CARGA CONSIDERANDO LA PRESENCIA DE FILTROS DE ARMONICAS
120 REM ** EN LOS SISTEMAS DE POTENCIA , UTILIZANDO EL METODO DE NEWTON
130 REM ** RAPHSON
140 REM *****
150 PRINT
160 PRINT TAB(5);" ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL "
170 PRINT
180 REM *****
190 REM ** LECTURA DE LOS DATOS DE ENTRADA
200 REM *****
210 PRINT
220 PRINT TAB(11);" DATOS DEL SISTEMA "
230 PRINT
240 PRINT "NB";TAB(6);"N6";TAB(11);"NL";TAB(16);"NTAP";TAB(24);"NDEV"
245 PRINT TAB(5);"TOLERA"
250 PRINT TAB(2);"-----"
260 PRINT
270 INPUT NB,N6,NL,NTAP,NDEV,TOLERA
280 PRINT
290 PRINT TAB(15);"MVABASE=";:INPUT MVABASE
300 PRINT
310 PRINT TAB(12);"FRECUENCIA=";:INPUT FRECUENCIA
320 PRINT
330 PRINT TAB(5);"EL TIPO DE BARRA CON 1 ES UNA BARRA DE CARGA"
340 PRINT TAB(5);"Y CON 0 UNA BARRA DE GENERACION O COMPENSADOR"
350 PRINT
360 PRINT TAB(10);"BARRA";:PRINT TAB(20);"TIPO DE BARRA"
370 PRINT TAB(9);"-----"
380 FOR I=1 TO NB
390 PRINT TAB(11);I;:PRINT TAB(23);:INPUT IT(I)
400 NEXT I
410 REM *****      LECTURA DE LOS DATOS DE LINEAS DEL SISTEMA *****
420 PRINT
430 PRINT TAB(6);" *****      DATOS DE LAS LINEAS      ***** "
440 PRINT
450 PRINT "LINEA";TAB(8);"BARRA A BARRA";TAB(26);"R";TAB(34);"X"
460 PRINT TAB(2);"-----"
470 FOR I=1 TO NL
480 PRINT TAB(2);I;:PRINT TAB(8);:INPUT LS(I),LR(I),R(I),X(I)
490 NEXT I
500 PRINT
510 PRINT TAB(15);"DATOS DE LAS ADMITANCIAS EN DERIVACION"

```

```

520 PRINT
530 PRINT TAB(4);"LINEA";:PRINT TAB(12);"BARRA A BARRA";:PRINT TAB(30);"YD(I)"
540 PRINT TAB(4);"-----"
550 FOR I=1 TO NL
560 PRINT TAB(5);I;TAB(13);LS(I);TAB(21);LR(I);TAB(27);:INPUT YD(I)
570 NEXT I
580 PRINT
590 PRINT " *****  DATOS DE POTENCIA DE CADA BARRA  ***** "
600 PRINT
610 PRINT TAB(10);"GENERACION";:PRINT TAB(28);"CARGA"
620 PRINT "BARRA";TAB(9);"PG(I)";TAB(16);"QG(I)";TAB(25);"PC(I)";TAB(32);"QC(I)"

630 PRINT "-----"
640 FOR I=1 TO NB
650 PRINT TAB(3);I;:PRINT TAB(6);:INPUT PG(I),QG(I),PC(I),QC(I)
660 NEXT I
670 PRINT
680 PRINT TAB(4);" *****  DATOS DE VOLTAJES DE BARRA  ***** "
690 PRINT
700 PRINT TAB(11);"I";:PRINT TAB(22);"VS(I)"
710 PRINT TAB(9);"-----"
720 FOR I=1 TO NG
730 PRINT TAB(10);I;:PRINT TAB(19);:INPUT VS(I)
740 NEXT I
750 REM *****
760 REM ***  FORMACION DE YBARRA
770 REM *****
780 FOR I=1 TO NB
790 FOR J=1 TO NB
800 YR(I,J)=0
810 YI(I,J)=0
820 NEXT J
830 NEXT I
840 FOR I=1 TO NL
850 ZM=R(I)^2+X(I)^2
860 RL=R(I)/ZM
870 XL=-X(I)/ZM
880 L=LS(I)
890 M=LR(I)
900 YR(L,L)=YR(L,L)+RL
910 YR(M,M)=YR(M,M)+RL
920 YR(L,M)=YR(L,M)-RL
930 YR(M,L)=YR(L,M)
940 YI(L,L)=YI(L,L)+YD(I)+YL
950 YI(M,M)=YI(M,M)+YD(I)+YL
960 YI(L,M)=YI(L,M)-YL
970 YI(M,L)=YI(L,M)
980 NEXT I
990 REM *****
1000 REM ** MODIFICACIONES EN YBARRA DEBIDO A LA PRESENCIA DE TRANSFORMADORES
1010 REM ** CON TAP FUERA DE SU POSICION NOMINAL, SI NO EXISTIERAN SE ANALIZARA
1020 REM ** LA PRESENCIA DE ELEMENTOS EN DERIVACION

```

```

1030 REM *****
1040 IF NTAP=0 THEN 1200
1050 REM *****
1060 REM *** IE=NODO DE SALIDA DEL TRANSFORMADOR
1070 REM *** IS=NODO DE LLEGADA DEL TRANSFORMADOR
1080 REM *****
1090 PRINT
1100 PRINT TAB(6);" ***** TRANSFORMADORES CON TAP ***** "
1110 PRINT
1120 PRINT TAB(11);"IE";:PRINT TAB(18);"IS";:PRINT TAB(25);"TAP"
1130 PRINT TAB(9);"-----"
1140 FOR I=1 TO NTAP
1150 PRINT TAB(9);:INPUT IE, IS, TAP
1160 YI(IE, IE)=YI(IE, IE)+YI(IE, IS)-YI(IE, IS)/(TAP^2)
1170 YI(IE, IS)=YI(IE, IS)/TAP
1180 YI(IS, IE)=YI(IE, IS)
1190 NEXT I
1200 PRINT
1210 REM *****
1220 REM *** DATOS SOBRE FILTROS DE ARMONICAS PRESENTES EN EL SISTEMA DE
1230 REM *** POTENCIA A ESTUDIARSE
1240 REM *****
1250 PRINT
1260 PRINT TAB(3);"PRESENCIA DE FILTROS EN EL SISTEMA "
1270 PRINT TAB(3);"-----"
1280 PRINT
1290 FOR I=1 TO NB
1300 PRINT TAB(5);"BARRA";:PRINT I
1310 PRINT "YC3(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRINT "XL3(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRINT
"RF3(";:PRINT I;:PRINT "),"";:INPUT YC3(I), XL3(I), RF3(I)
1320 PRINT "YC5(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRINT "XL5(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRINT
"RF5(";:PRINT I;:PRINT "),"";:INPUT YC5(I), XL5(I), RF5(I)
1330 PRINT "YC01(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRINT "XL01(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRI
NT "RF01(";:PRINT I;:PRINT "),"";:INPUT YC01(I), XL01(I), RF01(I)
1340 PRINT "YC02(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRINT "XL02(";:PRINT I;:PRINT "),"";:PRI
NT "RF02(";:PRINT I;:PRINT "),"";:INPUT YC02(I), XL02(I), RF02(I)
1350 PRINT
1360 NEXT I
1370 REM *****
1380 REM *** SE INVESTIGA LOS ELEMENTOS EN DERIVACION
1390 REM *****
1400 IF NDEV=0 THEN 1520
1410 REM *****
1420 REM *** IN=NODO AL QUE SE ENCUENTRA CONECTADO EL ELEMENTO EN DERIVACION
1430 REM *** REA=VALOR DEL ELEMENTO EN DERIVACION
1440 REM *****
1450 PRINT
1460 FOR I=1 TO 3
1470 PRINT TAB(10);"BARRA";I;" "
1480 INPUT REA
1490 YI(IN, IN)=YI(IN, IN)+REA
1500 NEXT I
1510 PRINT
1520 REM *****
1530 REM *** MODIFICACION DE YBARRA POR LA PRESENCIA DE FILTROS EN EL SISTEMA

```

```

1540 REM *** DE POTENCIA A ESTUDIARSE
1550 REM ****
1560 FOR I=1 TO NB
1570 D3=(1-YC3(I)*XL3(I))^2+(YC3(I)*RF3(I))^2
1580 YR3(I)=RF3(I)*(YC3(I)^2)/D3
1590 YI3(I)=YC3(I)*(1-YC3(I)*XL3(I))/D3
1600 D5=(1-YC5(I)*XL5(I))^2+(YC5(I)*RF5(I))^2
1610 YR5(I)=RF5(I)*(YC5(I)^2)/D5
1620 YI5(I)=YC5(I)*(1-YC5(I)*XL5(I))/D5
1630 D01=(1-YC01(I)*XL01(I))^2+(YC01(I)*RF01(I))^2
1640 YR01(I)=RF01(I)*(YC01(I)^2)/D01
1650 YI01(I)=YC01(I)*(1-YC01(I)*XL01(I))/D01
1660 D02=(1-YC02(I)*XL02(I))^2+(YC02(I)*RF02(I))^2
1670 YR02(I)=RF02(I)*(YC02(I)^2)/D02
1680 YI02(I)=YC02(I)*(1-YC02(I)*XL02(I))/D02
1690 YR(I,I)=YR(I,I)+YR3(I)+YR5(I)+YR01(I)+YR02(I)
1700 YI(I,I)=YI(I,I)+YI3(I)+YI5(I)+YI01(I)+YI02(I)
1710 NEXT I
1720 REM ****
1730 REM ***          MATRIZ  YBARRA
1740 REM ****
1750 PRINT
1760 PRINT TAB(9)" ***** M A T R I Z  Y B A R R A ***** "
1770 PRINT
1780 PRINT TAB(4);"I";TAB(8);"J";TAB(14);"YR(I,J)";TAB(34);"YI(I,J)"
1790 PRINT TAB(2);"-----"
1800 FOR I=1 TO NB
1810 FOR J=1 TO NB
1820 PRINT TAB(4);I;TAB(8);J;TAB(12);YR(I,J);TAB(32);YI(I,J)
1830 NEXT J
1840 NEXT I
1850 REM ****
1860 REM *** CALCULO DE POTENCIAS INICIALES NETAS EN BASE A DATOS LEIDOS
1870 REM *** ASIGNACION DE VALORES DE VOLTAJES
1880 REM ****
1890 M=0
1900 FOR I=1 TO NB
1910 P(I)=(PG(I)-PC(I))/MVABASE
1920 Q(I)=(QG(I)-QC(I))/MVABASE
1930 PC(I)=PC(I)/MVABASE
1940 QC(I)=QC(I)/MVABASE
1950 REM ***** FIJAR LOS ANGULOS DE LOS VOLTAJES COMO CERO *****
1960 THETA(I)=0
1970 REM *** SI ES LA BARRA COMPENSADORA , SE ANALIZA LA SIGUIENTE , SE FIJA
1980 REM *** EL ANGULO EN CERO
1990 IF IT(I)=0 THEN 2030
2000 REM ***** SI NO SE ASIGNA VOLTAJE UNITARIO *****
2010 V(I)=1!
2020 GOTO 2050
2030 M=M+1
2040 V(I)=VS(M)

```

```

2050 NEXT I
2060 FOR I=2 TO NB
2070 V(I)=1!
2080 NEXT I
2090 REM *****
2100 REM ***   CALCULO DE LAS POTENCIAS INICIALES
2110 REM *****
2120 FOR K=2 TO NB
2130 C=0
2140 D=0
2150 FOR J=1 TO NB
2160 C=C+V(J)*(YR(K,J)*COS(THETA(J))-YI(K,J)*SIN(THETA(J)))
2170 D=D+V(J)*(YR(K,J)*SIN(THETA(J))+YI(K,J)*COS(THETA(J)))
2180 NEXT J
2190 SUMP=V(K)*(C*COS(THETA(K))+D*SIN(THETA(K)))
2200 SUMQ=V(K)*(C*SIN(THETA(K))-D*COS(THETA(K)))
2210 REM ****   CALCULO DE DESVIACIONES DE POTENCIAS *****
2220 DPQ(K-1)=P(K)-SUMP
2230 DPQ(K+NB-2)=Q(K)-SUMQ
2240 DP1=DPQ(K-1)
2250 DP2=DPQ(K+NB-2)
2260 PRINT K;SUMP;SUMQ;DP1;DP2
2270 NEXT K
2280 MN=2*(NB-1)
2290 DVMAX=0
2300 FOR I=1 TO MN
2310 DESV=ABS(DPQ(I))
2320 IF DESV>DVMAX THEN DVMAX=DESV
2330 NEXT I
2340 PRINT "DESV MAXIMA= ";DVMAX
2350 REM *****
2360 REM *****   SUBROUTINA JACOB
2370 REM *****
2380 REM *****   SE INICIA EL PROCESO ITERATIVO
2390 ITER=0
2400 REM *****   ORDEN DEL JACOBIANO *****
2410 FOR I=1 TO MN
2420 FOR J=1 TO MN
2430 AJ(I,J)=0
2440 NEXT J
2450 NEXT I
2460 REM *****   COMIENZAN LOS CALCULOS PARA FORMAR EL JACOBIANO *****
2470 FOR K=2 TO NB
2480 REM *****   CALCULO DE J1 Y J4 (DP) *****
2490 FOR J=1 TO NB
2500 IF J=K THEN 2580
2510 I=K-1
2520 L=I+NB-1
2530 AJ(I,I)=AJ(I,I)+V(J)*(YR(K,J)*COS(THETA(J))-YI(K,J)*SIN(THETA(J)))
2540 AJ(L,L)=AJ(I,I)
2550 REM *****   CALCULO DE J2 Y J3 (DP) *****

```

```

2560 AJ(I,L)=AJ(I,L)+V(J)*(YR(K,J)*SIN(THETA(J))+YI(K,J)*COS(THETA(J)))
2570 AJ(L,I)=-AJ(I,L)
2580 NEXT J
2590 FOR J=2 TO NB
2600 IF J=K THEN 2680
2610 REM ***** CALCULO DE J1 Y J4 (NDP) *****
2620 GR=THETA(K)
2630 AJ(I,J-1)=AJ(I,J-1)+V(K)*(YR(K,J)*COS(GR)+YI(K,J)*SIN(GR))
2640 AJ(L,J+NB-2)=-AJ(I,J-1)
2650 REM ***** CALCULO DE J2 Y J3 (NDP) *****
2660 AJ(I,J+NB-2)=AJ(I,J+NB-2)+V(K)*(YR(K,J)*SIN(GR)-YI(K,J)*COS(GR))
2670 AJ(K+NB-2,J-1)=AJ(I,J+NB-2)
2680 NEXT J
2690 REM ***** CONTINUACION DE CALCULOS PARA J1 Y J4 (DP) *****
2700 AJ(I,I)=AJ(I,I)+2*V(K)*YR(K,K)*COS(GR)
2710 AJ(L,L)=AJ(L,L)-2*V(K)*YI(K,K)*SIN(GR)
2720 REM ***** CONTINUACION DE CALCULOS PARA J2 Y J3 (DP) *****
2730 AJ(I,L)=AJ(I,L)+2*V(K)*YR(K,K)*SIN(GR)
2740 AJ(L,I)=AJ(L,I)-2*V(K)*YI(K,K)*COS(GR)
2750 NEXT K
2760 PRINT
2770 PRINT TAB(5);" ***** JACOBIANO DEL SISTEMA ***** "
2780 PRINT
2790 PRINT TAB(6);"I";:PRINT TAB(12);"J";:PRINT TAB(24);"AJ(I,J)"
2800 PRINT TAB(3);"-----"
2810 PRINT
2820 FOR I=1 TO MN
2830 FOR J=1 TO MN
2840 PRINT TAB(5);I;:PRINT TAB(11);J;:PRINT TAB(23);AJ(I,J)
2850 NEXT J
2860 NEXT I
2870 REM *****
2880 REM *** SOLUCION DEL SISTEMA DE ECUACIONES SIMULTANEAS
2890 REM *****
2900 REM ***** TERMINOS INDEPENDIENTES
2910 REM *****
2920 FOR I=1 TO MN
2930 AJ(I,MN+1)=DPQ(I)
2940 NEXT I
2950 FOR J=1 TO MN
2960 FOR I=J TO MN
2970 IF AJ(I,J)<>0 THEN 3020
2980 NEXT I
2990 PRINT
3000 PRINT TAB(4);" EL SISTEMA NO TIENE SOLUCION UNICA "
3010 GOTO 3250
3020 FOR K=1 TO MN+1
3030 X=AJ(J,K)
3040 AJ(J,K)=AJ(I,K)
3050 AJ(I,K)=X
3060 NEXT K

```

```

3070 Y=1/AJ(J,J)
3080 FOR K=1 TO MN+1
3090 AJ(J,K)=Y*AJ(J,K)
3100 NEXT K
3110 FOR I=1 TO MN
3120 IF I=J THEN 3170
3130 Y=-AJ(I,J)
3140 FOR K=1 TO MN+1
3150 AJ(I,K)=AJ(I,K)+Y*AJ(J,K)
3160 NEXT K
3170 NEXT I
3180 NEXT J
3190 PRINT
3200 PRINT " SOLUCION DE LAS ECUACIONES "
3210 FOR I=1 TO MN
3220 D(I)=AJ(I,MN+1)
3230 PRINT I,D(I)
3240 NEXT I
3250 REM *****
3260 REM #CALCULO DE LOS NUEVOS VOLTAJES,ANGULOS Y LAS NUEVAS POTENCIAS
3270 REM *****
3280 FOR I=2 TO NB
3290 D1=D(I-1)
3300 D2=D(I+NB-2)
3310 A=V(I)*COS(THETA(I))+D1
3320 B=V(I)*SIN(THETA(I))+D2
3330 V(I)=SQR(A^2+B^2)
3340 THETA(I)=ATN(B/A)
3350 NEXT I
3360 FOR K=2 TO NB
3370 C=0
3380 D=0
3390 FOR J=1 TO NB
3400 C=C+V(J)*(YR(K,J)*COS(THETA(J))-YI(K,J)*SIN(THETA(J)))
3410 D=D+V(J)*(YR(K,J)*SIN(THETA(J))+YI(K,J)*COS(THETA(J)))
3420 NEXT J
3430 SUMP=V(K)*(C*COS(THETA(K))+D*SIN(THETA(K)))
3440 SUMQ=V(K)*(D*SIN(THETA(K))-C*COS(THETA(K)))
3450 DPQ(K-1)=P(K)-SUMP
3460 DPQ(K+NB-2)=Q(K)-SUMQ
3470 PRINT K;SUMP;DPQ(K-1)
3480 PRINT K;V(K);THETA(K)
3490 NEXT K
3500 DVMAX=0
3510 ITER=ITER+1
3520 FOR I=1 TO MN
3530 DESV=ABS(DPQ(I))
3540 IF DESV<DVMAX THEN DVMAX=DESV
3550 NEXT I
3560 PRINT "NUMERO DE ITERACIONES REALIZADAS= ";ITER
3570 PRINT "DESVIACION MAXIMA= ";DVMAX

```

```

3580 IF ITER>12 THEN 3660
3590 IF DVMAX>TOLERA THEN 2400
3600 PRINT
3610 PRINT "SE OBTUVO CONVERGENCIA EN ";ITER;"ITERACIONES"
3620 PRINT
3630 PRINT
3640 PRINT "LA DESVIACION MAXIMA OBTENIDA FUE IGUAL A ";DVMAX
3650 GOTO 3710
3660 IF DVMAX<TOLERA THEN 3600
3670 PRINT
3680 PRINT "NO SE OBTUVO CONVERGENCIA EN ITERACIONES REALIZADAS= ";ITER
3690 PRINT
3700 PRINT "LA DESVIACION MAXIMA OBTENIDA FUE IGUAL A ";DVMAX
3710 PRINT
3720 LPRINT TAB(30);" R E S U L T A D O S "
3730 LPRINT
3740 LPRINT TAB(24);"I";TAB(30);"V(I)";TAB(48);"THETA(I)"
3750 LPRINT TAB(21);"-----"
3760 LPRINT
3770 FOR I=1 TO NB
3780 LPRINT TAB(23);I;TAB(28);V(I);TAB(46);THETA(I)*57.2958
3790 NEXT I
3800 LPRINT TAB(22);" **** FLUJO DE POTENCIA EN LAS LINEAS **** "
3810 LPRINT
3820 LPRINT TAB(20);"LINEA";TAB(28);"LS";TAB(33);"LR";TAB(38);"P(MWS)";TAB(53);"
Q(MVARS)"
3830 LPRINT TAB(18);"-----"
3840 LPRINT
3850 FOR L=1 TO NB
3860 PB(L)=0
3870 QB(L)=0
3880 NEXT L
3890 PERP=0;PERQ=0
3900 FOR I=1 TO NL
3910 L=LS(I)
3920 M=LR(I)
3930 A1=(V(L)^2)-V(L)*V(M)*COS(THETA(L)-THETA(M))
3940 B1=V(L)*V(M)*SIN(THETA(L)-THETA(M))
3950 P1=(-A1*YR(L,M)+B1*YI(L,M))*MVABASE
3960 Q1=(B1*YR(L,M)+A1*YI(L,M)-(V(L)^2)*YD(I))*MVABASE
3970 PB(L)=PB(L)+P1
3980 QB(L)=QB(L)+Q1
3990 LPRINT TAB(21);I;TAB(27);L;TAB(32);M;TAB(39);P1;TAB(52);Q1
4000 L=LR(I)
4010 M=LS(I)
4020 A2=(V(L)^2)-V(L)*V(M)*COS(THETA(L)-THETA(M))
4030 B2=V(L)*V(M)*SIN(THETA(L)-THETA(M))
4040 P2=(-A2*YR(L,M)+B2*YI(L,M))*MVABASE
4050 Q2=(B2*YR(L,M)+A2*YI(L,M)-(V(L)^2)*YD(I))*MVABASE
4060 PB(L)=PB(L)+P2
4070 QB(L)=QB(L)+Q2
4080 LPRINT TAB(21);I;TAB(27);L;TAB(32);M;TAB(39);P2;TAB(52);Q2

```

```

4090 PERP=PERP+P1+P2
4100 PERQ=PERQ+Q1+Q2
4110 NEXT I
4120 LPRINT
4130 LPRINT TAB(29);" ***** PERDIDAS TOTALES ***** "
4140 LPRINT
4150 LPRINT TAB(24);"ACTIVAS (MWS)";TAB(42);"REACTIVAS (MVAR)"
4160 LPRINT TAB(22);"-----"
4170 LPRINT
4180 LPRINT TAB(25);PERP;TAB(44);PERQ
4190 LPRINT
4200 LPRINT TAB(27);" ***** G E N E R A C I O N ***** "
4210 LPRINT
4220 LPRINT TAB(24);"BARRA";TAB(36);"P(MWS)";TAB(52);"Q(MVAR)"
4230 LPRINT TAB(21);"-----"
4240 LPRINT
4250 FOR I=1 TO NB
4260 PB(I)=PB(I)+PC(I)*MVABASE
4270 QB(I)=QB(I)+QC(I)*MVABASE
4280 IF ABS(PB(I))<.01 THEN PB(I)=0
4290 IF ABS(QB(I))<.01 THEN QB(I)=0
4300 LPRINT TAB(25);I;TAB(34);PB(I);TAB(50);QB(I)
4310 NEXT I
4320 LPRINT
4330 LPRINT
4340 LPRINT TAB(30);" **** C A R G A **** "
4350 LPRINT
4360 LPRINT TAB(24);"BARRA";TAB(36);"P(MWS)";TAB(48);"Q(MVAR)"
4370 LPRINT TAB(21);"-----"
4380 LPRINT
4390 FOR I=1 TO NB
4400 PC(I)=PC(I)*MVABASE
4410 QC(I)=QC(I)*MVABASE
4420 LPRINT TAB(25);I;TAB(35);PC(I);TAB(49);QC(I)
4430 NEXT I
4440 END

```



BIBLIOTECA



BIBLIOTECA

ANEXO E

RESULTADOS DE LA APLICACION PRACTICA

**** ANALISIS DE LA BARRA 3 ****

ALTERNATIVA 0

FILTROS A INSTALARSE EN LA BARRA 3

K3	K5
0	0

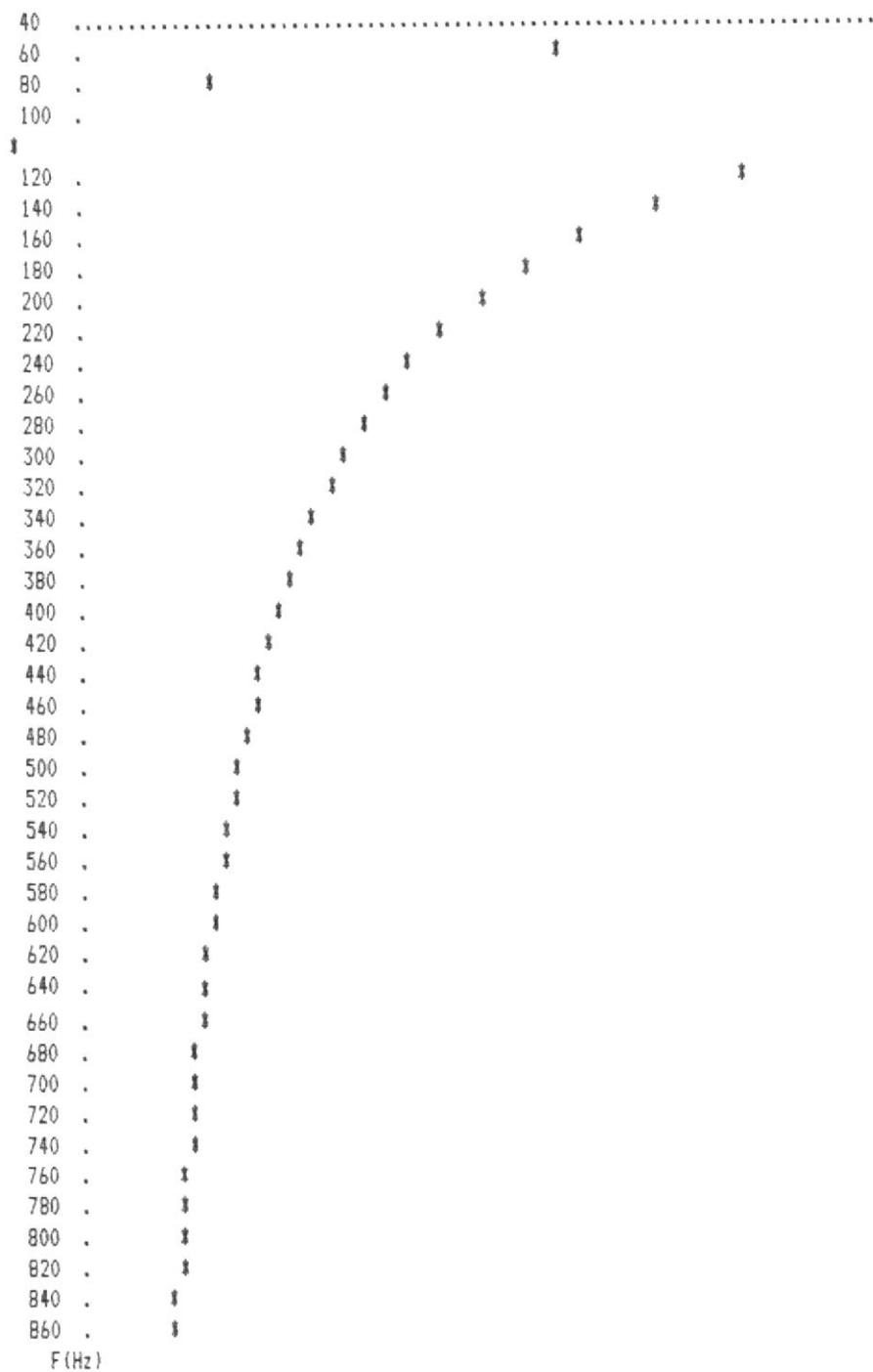
IMPEDANCIA VISTA POR EL HORNO DE ARCO
DESDE LA BARRA 3

F (Hz)	ZMAG (PU)	ZANG (GRA)
60	26.21054	-90
70	22.45977	-90
80	19.64661	-90
90	17.4638	-90
100	15.71423	-90
110	14.28407	-89.99902
120	13.09284	-90
130	12.08388	-90
140	11.22075	-89.99935
150	10.47165	-90
160	9.815766	-90
170	9.238174	-90
180	8.72478	-90
190	8.265313	-90
200	7.851877	-90
210	7.477618	-90
220	7.13756	-90
230	6.826997	-90
240	6.542415	-90
250	6.280421	-90
260	6.03881	-90
270	5.815068	-90
280	5.607255	-90
290	5.413837	-90
300	5.233265	-90
310	5.064425	-90
320	4.905954	-90
330	4.757273	-90
340	4.617317	-90
350	4.485323	-90
360	4.360685	-90
370	4.242786	-90
380	4.13111	-90
390	4.025101	-90
400	3.92444	-90
410	3.828712	-90
420	3.737537	-90

430	3.650564	-90
440	3.567572	-90
450	3.488263	-90
460	3.412427	-90
470	3.339806	-90
480	3.270207	-90
490	3.203445	-90
500	3.139369	-90
510	3.077805	-90
520	3.018601	-90
530	2.961631	-90
540	2.906768	-90
550	2.853905	-90
560	2.802938	-90
570	2.753752	-90
580	2.706258	-90
590	2.660376	-90
600	2.616026	-90
610	2.573133	-90
620	2.531613	-90
630	2.491432	-90
640	2.452489	-90
650	2.414746	-90
660	2.378162	-90
670	2.342657	-90
680	2.308199	-90
690	2.27474	-90
700	2.242239	-90
710	2.210651	-90
720	2.179942	-90
730	2.150076	-90
740	2.121012	-90
750	2.092726	-90
760	2.065187	-90
770	2.038363	-90
780	2.012223	-90
790	1.986748	-90
800	1.961912	-90
810	1.937685	-90
820	1.914054	-90
830	1.890988	-90
840	1.86847	-90
850	1.846486	-90
860	1.825013	-90
870	1.80403	-90
880	1.783528	-90
890	1.763485	-90
900	1.743889	-90
910	1.724716	-90
920	1.705968	-90
930	1.687626	-90

940	1.669668	-90
950	1.652089	-90
960	1.634879	-90
970	1.618021	-90
980	1.60151	-90
990	1.585331	-90
1000	1.569475	-90
1010	1.553933	-90
1020	1.538696	-90
1030	1.523757	-90
1040	1.509102	-90
1050	1.494729	-90
1060	1.480627	-90
1070	1.466784	-90
1080	1.453201	-90
1090	1.43987	-90
1100	1.426777	-90
1110	1.413921	-90
1120	1.401297	-90
1130	1.388893	-90
1140	1.376709	-90
1150	1.364737	-90
1160	1.352969	-90
1170	1.341403	-90
1180	1.330033	-90
1190	1.318857	-90
1200	1.307864	-90

ZMAG(0)



ALTERNATIVA 0
RESULTADOS

I	V(I)	THETA(I)
1	1	0
2	.9992568	7.365861E-02
3	.9926836	.739368

**** FLUJO DE POTENCIA EN LAS LINEAS ****

LINEA	LS	LR	P(MWS)	Q(MVARS)
1	1	2	2.250259	3.876688
1	2	1	-2.24359	-3.893036
2	2	3	2.243281	3.893028
2	3	2	-2.18345	-3.899992

***** PERDIDAS TOTALES *****

ACTIVAS (MWS)	REACTIVAS (MVARS)
---------------	-------------------

6.650043E-02	-2.331138E-02
--------------	---------------

***** GENERACION *****

BARRA	P(MWS)	Q(MVARS)
1	2.250259	3.876688
2	0	0
3	6.65002E-02	0

**** C A R G A ****

BARRA	P(MWS)	Q(MVARS)
1	0	0
2	0	0
3	2.25	3.9

*** ANALISIS DE LA BARRA 3 ***

ALTERNATIVA 1

FILTROS A INSTALARSE EN LA BARRA 3

K3	K5
1	0

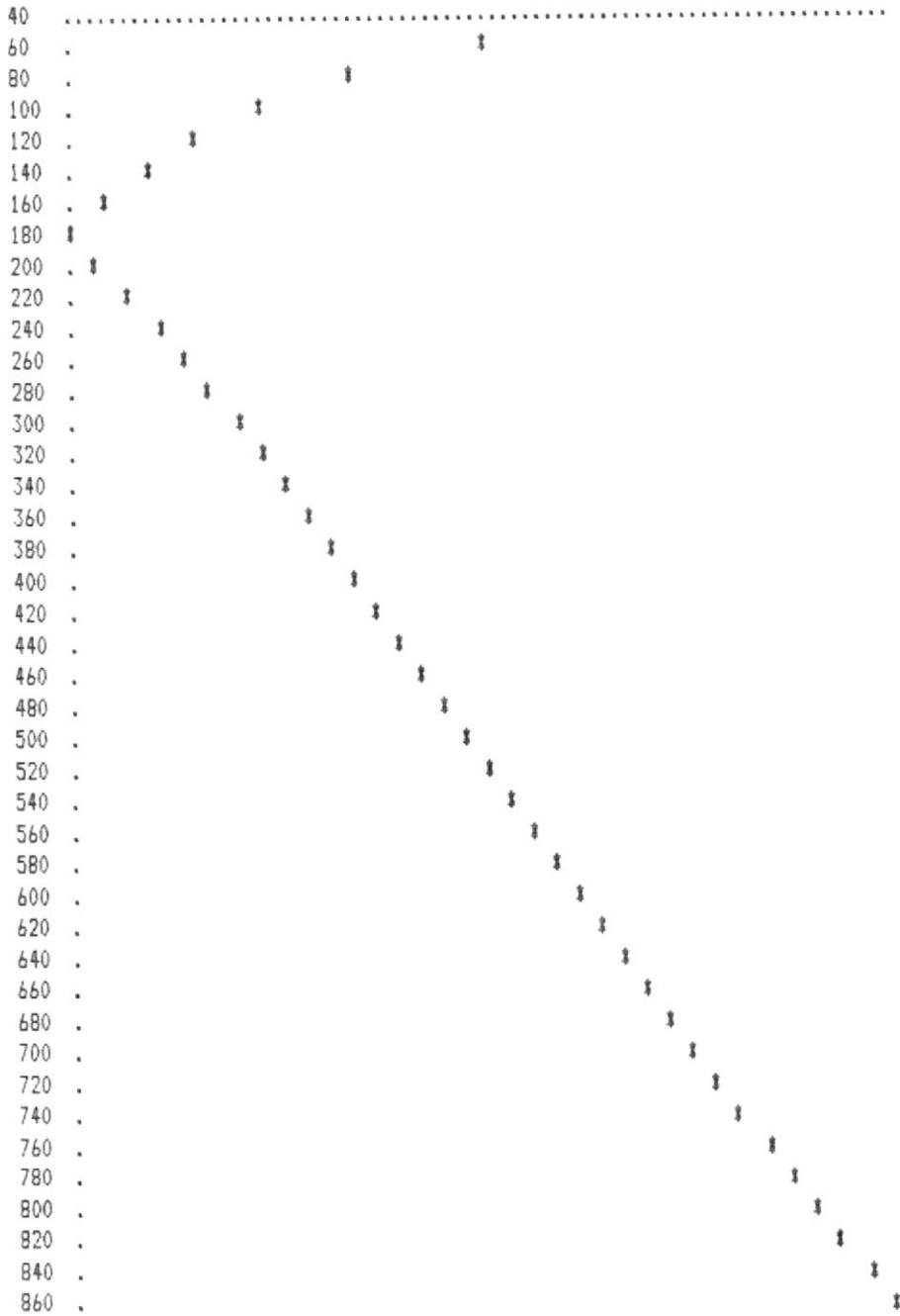
IMPEDANCIA VISTA POR EL HORNO DE ARCO
DESDE LA BARRA 3

F (Hz)	ZMAG (PU)	ZANG (GRA)
60	23.30871	-89.84141
70	19.07554	-89.80625
80	15.78019	-89.76581
90	13.11297	-89.71803
100	10.88035	-89.66009
110	8.966144	-89.5867
120	7.290104	-89.49212
130	5.796631	-89.36087
140	4.447063	-89.16592
150	3.211907	-88.84451
160	2.069838	-88.20509
170	1.004843	-86.29675
180	6.497726E-02	-2.293595E-03
190	.9518234	86.08072
200	1.855367	87.98787
210	2.72131	88.62635
220	3.554518	88.94682
230	4.359425	89.13993
240	5.139695	89.2693
250	5.898669	89.36218
260	6.638698	89.43227
270	7.362275	89.48709
280	8.07147	89.53122
290	8.767771	89.56757
300	9.452942	89.59804
310	10.12788	89.624
320	10.79486	89.64638
330	11.45322	89.66592
340	12.10479	89.68312
350	12.7506	89.69839
360	13.39095	89.71206
370	14.02665	89.72436
380	14.6581	89.73549
390	15.28689	89.74562
400	15.91207	89.75488
410	16.53432	89.7634
420	17.15453	89.77124

430	17.77388	89.77848
440	18.3913	89.78521
450	19.00788	89.79147
460	19.62303	89.79731
470	20.2381	89.80276
480	20.85323	89.80789
490	21.46872	89.81269
500	22.08394	89.81722
510	22.69972	89.82149
520	23.31684	89.82552
530	23.93504	89.82932
540	24.55483	89.83294
550	25.17584	89.83636
560	25.79791	89.83961
570	26.42248	89.84271
580	27.04947	89.84566
590	27.67875	89.84846
600	28.31012	89.85114
610	28.9437	89.85369
620	29.5817	89.85614
630	30.21972	89.85848
640	30.86344	89.86072
650	31.51052	89.86286
660	32.15817	89.86493
670	32.81185	89.86691
680	33.4688	89.8688
690	34.12969	89.87062
700	34.79411	89.87237
710	35.46396	89.87404
720	36.13766	89.87566
730	36.81532	89.87722
740	37.49935	89.87872
750	38.18769	89.88016
760	38.88007	89.88157
770	39.57804	89.88291
780	40.28257	89.8842
790	40.99198	89.88545
800	41.7059	89.88666
810	42.42742	89.88782
820	43.15334	89.88896
830	43.88732	89.89004
840	44.6288	89.89108
850	45.37512	89.89209
860	46.12778	89.89307
870	46.89008	89.89401
880	47.65708	89.89492
890	48.43318	89.8958
900	49.21469	89.89665
910	50.01179	89.89746
920	50.80939	89.89826
930	51.61333	89.89903

940	52.43154	89.89978
950	53.25732	89.90048
960	54.08944	89.90117
970	54.93431	89.90183
980	55.78514	89.90248
990	56.64795	89.9031
1000	57.52243	89.90369
1010	58.40573	89.90427
1020	59.30134	89.90481
1030	60.20195	89.90536
1040	61.12154	89.90586
1050	62.04553	89.90636
1060	62.98492	89.90683
1070	63.94137	89.90728
1080	64.90557	89.90771
1090	65.87849	89.90814
1100	66.87186	89.90853
1110	67.87786	89.90891
1120	68.89114	89.90929
1130	69.9255	89.90963
1140	70.9699	89.90996
1150	72.03056	89.91028
1160	73.11183	89.91058
1170	74.208	89.91085
1180	75.32082	89.91112
1190	76.44245	89.91137
1200	77.58971	89.9116

ZMAG(1)



F (Hz)

ALTERNATIVA 1
RESULTADOS

I	V(I)	THETA(I)
1	1	0
2	.9992521	-6.190732E-03
3	.9925631	-5.998626E-02

**** FLUJO DE POTENCIA EN LAS LINEAS ****

LINEA	LS	LR	P(MWS)	Q(MVARS)
1	1	2	2.261795	-.3346873
1	2	1	-2.260173	.3183395
2	2	3	2.259947	-.3183483
2	3	2	-2.244571	.3113855

***** PERDIDAS TOTALES *****

ACTIVAS (MWS)	REACTIVAS (MVARS)
---------------	-------------------

1.699853E-02	-2.331048E-02
--------------	---------------

***** GENERACION *****

BARRA	P(MWS)	Q(MVARS)
1	2.261795	-.3346873
2	0	0
3	0	4.211386

**** C A R G A ****

BARRA	P(MWS)	Q(MVARS)
1	0	0
2	0	0
3	2.25	3.9

*** ANALISIS DE LA BARRA 3 ***

ALTERNATIVA 2

FILTROS A INSTALARSE EN LA BARRA 3

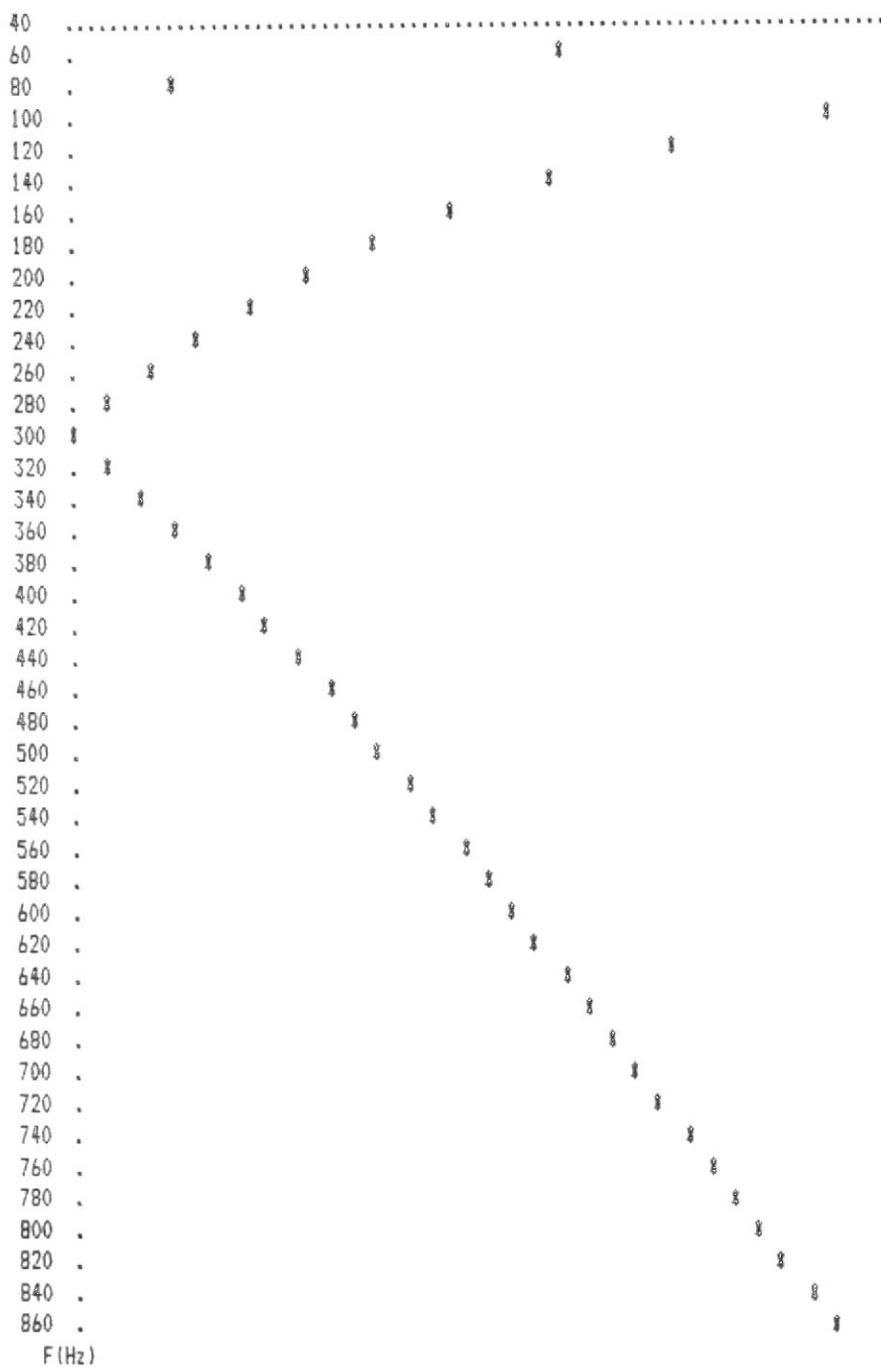
K3 K5
 0 1
 IMPEDANCIA VISTA POR EL HORNO DE ARCO
 DESDE LA BARRA 3

F (Hz)	ZMAG (PU)	ZANG (GRA)
60	25.16619	-89.90488
70	21.24195	-89.88735
80	18.2555	-89.86898
90	15.89865	-89.84952
100	13.97567	-89.82884
110	12.37183	-89.80581
120	11.00677	-89.78264
130	9.824286	-89.75647
140	8.786966	-89.72712
150	7.864062	-89.69562
160	7.034527	-89.65968
170	6.282642	-89.61881
180	5.594843	-89.57177
190	4.960942	-89.51686
200	4.372905	-89.45164
210	3.824078	-89.37266
220	3.309192	-89.27468
230	2.823736	-89.14953
240	2.364043	-88.98356
250	1.926968	-88.75226
260	1.509937	-88.40656
270	1.110715	-87.83216
280	.7275037	-86.68692
290	.3592675	-83.27465
300	4.210527E-02	-2.618192E-03
310	.3479108	83.04343
320	.6816689	86.45307
330	1.006885	87.59753
340	1.323793	88.17132
350	1.63303	88.51636
360	1.93522	88.74692
370	2.230953	88.91201
380	2.520753	89.03616
390	2.805132	89.13299
400	3.08448	89.21069
410	3.359196	89.27448
420	3.62965	89.32781

430	3.896209	89.37308
440	4.159103	89.41202
450	4.418639	89.44591
460	4.675019	89.47566
470	4.928522	89.50202
480	5.179353	89.52552
490	5.427712	89.54664
500	5.673717	89.56574
510	5.917572	89.58307
520	6.159467	89.59889
530	6.399515	89.61339
540	6.637868	89.62672
550	6.874607	89.63904
560	7.109823	89.65047
570	7.343716	89.66108
580	7.576367	89.67098
590	7.80785	89.68022
600	8.038221	89.68888
610	8.267561	89.69701
620	8.496115	89.70466
630	8.723581	89.71188
640	8.950491	89.71869
650	9.176699	89.72513
660	9.402018	89.73124
670	9.62696	89.73704
680	9.851334	89.74256
690	10.07524	89.74779
700	10.29868	89.7528
710	10.52185	89.75757
720	10.74465	89.76212
730	10.96712	89.76648
740	11.1895	89.77065
750	11.41165	89.77465
760	11.63354	89.77848
770	11.85536	89.78216
780	12.07722	89.7857
790	12.29897	89.7891
800	12.52061	89.79238
810	12.74244	89.79552
820	12.96418	89.79857
830	13.18617	89.8015
840	13.40839	89.80432
850	13.6306	89.80706
860	13.85295	89.80969
870	14.07576	89.81225
880	14.29858	89.81471
890	14.52182	89.81711
900	14.74516	89.81942
910	14.96952	89.82166
920	15.19355	89.82383
930	15.41778	89.82594

940	15.64293	89.82799
950	15.86839	89.82996
960	16.09407	89.83189
970	16.32053	89.83376
980	16.54718	89.83559
990	16.77453	89.83736
1000	17.00259	89.83908
1010	17.23107	89.84074
1020	17.46029	89.84237
1030	17.68962	89.84396
1040	17.92025	89.8455
1050	18.15093	89.847
1060	18.3826	89.84846
1070	18.61539	89.84989
1080	18.84849	89.85128
1090	19.082	89.85264
1100	19.31688	89.85395
1110	19.55248	89.85524
1120	19.78832	89.85651
1130	20.02557	89.85772
1140	20.26327	89.85892
1150	20.50194	89.8601
1160	20.74192	89.86124
1170	20.98272	89.86235
1180	21.22447	89.86345
1190	21.46653	89.86451
1200	21.71022	89.86556

[MAG (2)



ALTERNATIVA 2
RESULTADOS

I	V(I)	THETA(I)

1	1	0
2	.9992538	-2.788668E-04
3	.9925796	-7.989654E-04

**** FLUJO DE POTENCIA EN LAS LINEAS ****

LINEA	LS	LR	P (MWS)	Q (MVAR)

1	1	2	2.256748	-2.288783E-02
1	2	1	-2.255126	6.540031E-03
2	2	3	2.254808	-6.548746E-03
2	3	2	-2.239755	-4.141195E-04

***** PERDIDAS TOTALES *****

ACTIVAS (MWS)	REACTIVAS (MVAR)

1.667571E-02	-2.331066E-02

***** GENERACION *****

BARRA	P (MWS)	Q (MVAR)

1	2.256748	-2.288783E-02
2	0	0
3	1.024532E-02	3.899586

**** C A R G A ****

BARRA	P (MWS)	Q (MVAR)

1	0	0
2	0	0
3	2.25	3.9

*** ANALISIS DE LA BARRA 3 ***

A L T E R N A T I V A 3

FILTROS A INSTALARSE EN LA BARRA 3

K3 K5
 1 1
 IMPEDANCIA VISTA POR EL HORNO DE ARCO
 DESDE LA BARRA 3

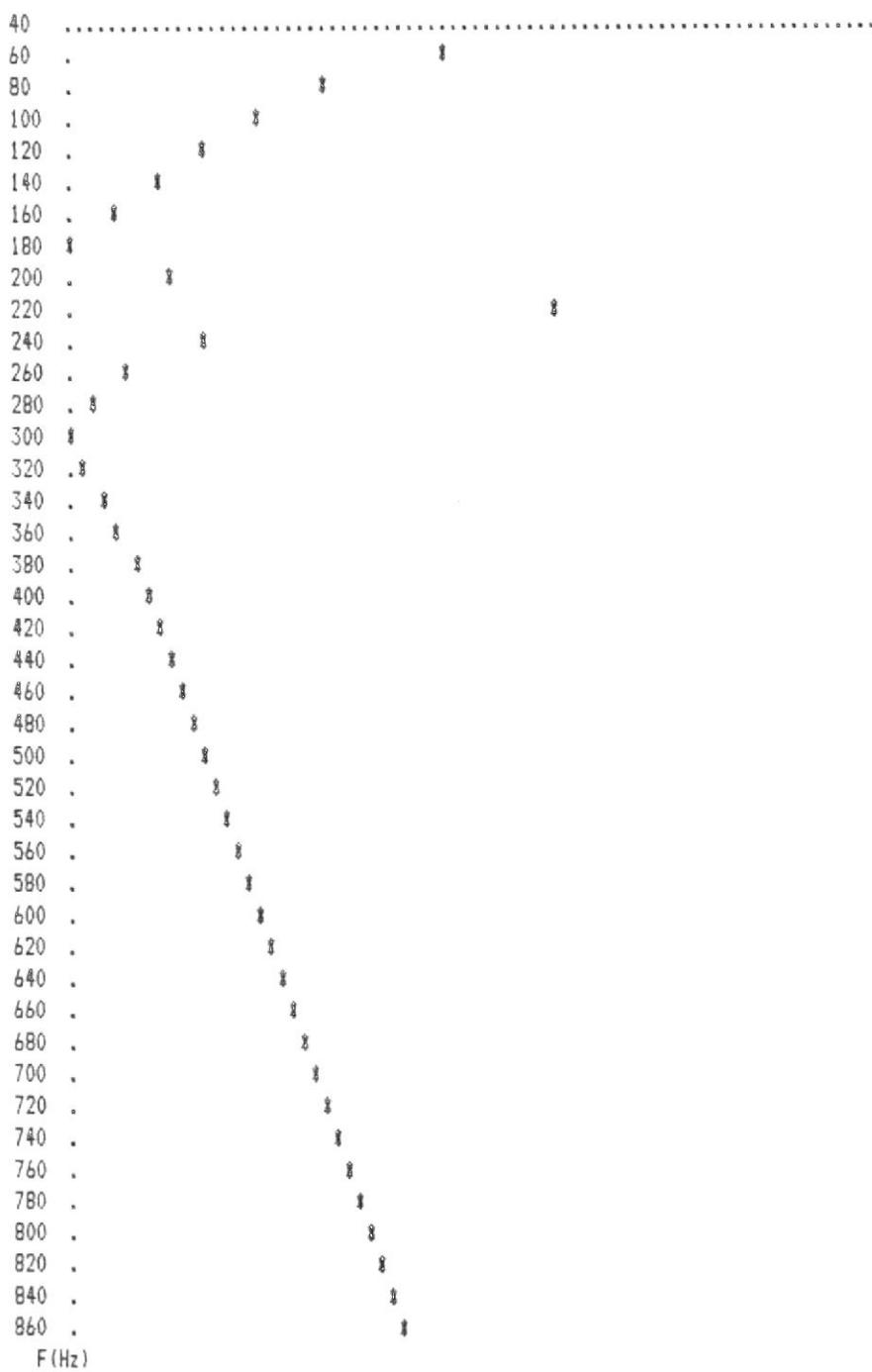
F (Hz)	ZMAG (PU)	ZANG (GRA)
60	24.20186	-89.87193
70	20.10054	-89.84462
80	16.92784	-89.81364
90	14.37208	-89.77747
100	12.23529	-89.73396
110	10.39722	-89.67878
120	8.770979	-89.60788
130	7.291258	-89.50767
140	5.905475	-89.35451
150	4.561083	-89.09132
160	3.198719	-88.53578
170	1.732924	-86.75466
180	.1299344	-.6676073
190	2.353562	85.0374
200	6.437236	86.10354
210	18.77572	83.70901
220	87.9685	-66.6904
230	15.99457	-86.01046
240	8.748619	-87.49667
250	5.721535	-87.83791
260	3.907884	-87.7706
270	2.615514	-87.35616
280	1.598763	-86.31266
290	.7489756	-82.96973
300	8.420708E-02	.2525727
310	.672855	83.26155
320	1.282471	86.64266
330	1.851129	87.76465
340	2.38666	88.32034
350	2.895313	88.65055
360	3.381776	88.86878
370	3.849665	89.02348
380	4.301777	89.13878
390	4.74044	89.22798
400	5.167334	89.29906
410	5.583961	89.35704
420	5.991597	89.40524

430	6.391389	89.44597
440	6.784053	89.48086
450	7.170438	89.51109
460	7.55108	89.53755
470	7.926701	89.56092
480	8.297789	89.58171
490	8.664808	89.60033
500	9.028013	89.61713
510	9.38785	89.63237
520	9.744743	89.64625
530	10.0989	89.65894
540	10.45064	89.67061
550	10.80011	89.68137
560	11.14745	89.69134
570	11.49311	89.70059
580	11.83722	89.7092
590	12.1799	89.71723
600	12.52124	89.72476
610	12.86137	89.73182
620	13.20085	89.73846
630	13.53888	89.74472
640	13.8767	89.75062
650	14.21394	89.75619
660	14.55007	89.76149
670	14.88631	89.7665
680	15.22213	89.77126
690	15.55777	89.77579
700	15.89317	89.78011
710	16.22877	89.78422
720	16.56432	89.78815
730	16.89986	89.7919
740	17.23595	89.79549
750	17.57219	89.79892
760	17.90856	89.80222
770	18.24543	89.80538
780	18.58302	89.80842
790	18.92101	89.81134
800	19.25935	89.81415
810	19.59871	89.81685
820	19.93843	89.81944
830	20.27932	89.82195
840	20.62128	89.82436
850	20.96374	89.8267
860	21.30704	89.82896
870	21.65191	89.83112
880	21.9973	89.83323
890	22.34416	89.83526
900	22.69169	89.83722
910	23.04209	89.83912
920	23.39215	89.84096
930	23.74311	89.84275

940	24.09664	89.84448
950	24.45134	89.84616
960	24.80694	89.84778
970	25.1648	89.84936
980	25.52349	89.85088
990	25.88425	89.85237
1000	26.24703	89.85382
1010	26.61121	89.85522
1020	26.97751	89.85658
1030	27.34441	89.8579
1040	27.7148	89.85918
1050	28.08564	89.86044
1060	28.45919	89.86165
1070	28.83577	89.86283
1080	29.21345	89.86398
1090	29.59243	89.8651
1100	29.97505	89.86619
1110	30.35972	89.86725
1120	30.74534	89.86829
1130	31.13465	89.86928
1140	31.52543	89.87026
1150	31.91887	89.87122
1160	32.3158	89.87214
1170	32.71507	89.87305
1180	33.11698	89.87392
1190	33.51998	89.87479
1200	33.9273	89.87562

89.84448
89.84616
89.84778
89.84936
89.85088
89.85237
89.85382
89.85522
89.85658
89.8579
89.85918
89.86044
89.86165
89.86283
89.86398
89.8651
89.86619
89.86725
89.86829
89.86928
89.87026
89.87122
89.87214
89.87305
89.87392
89.87479
89.87562

ZMAG(3)



ALTERNATIVA 3
RESULTADOS

I	V(I)	THETA(I)
1	1	0
2	.9992529	-3.234857E-03
3	.9925712	-3.039297E-02

**** FLUJO DE POTENCIA EN LAS LINEAS ****

LINEA	LS	LR	P(MWS)	Q(MVARS)
1	1	2	2.259272	-.1787908
1	2	1	-2.257649	.162443
2	2	3	2.257367	-.1624517
2	3	2	-2.242233	.1554889

***** PERDIDAS TOTALES *****

ACTIVAS (MWS) REACTIVAS (MVARS)

1.675654E-02 -2.331057E-02

***** GENERACION *****

BARRA	P(MWS)	Q(MVARS)
1	2.259272	-.1787908
2	0	0
3	0	4.055489

**** C A R G A ****

BARRA	P(MWS)	Q(MVARS)
1	0	0
2	0	0
3	2.25	3.9

ORDENAMIENTO DE LOS FILTROS DESDE EL MAS OPTIMO

	K3	K5		
	0	0		
NO SE HA INSTALADO NINGUN FILTRO				
C3(B)[f]	L3(B)[H]	R3(B)[Q]	Q3	
0	0	0	45	
	SMIN3(B)[MVAR/fase]	TCMIN3(B)[\$/fase]		
	0	0		
C5(B)[f]	L5(B)[H]	R5(B)[Q]	Q5	
0	0	0	25	
	SMIN5(B)[MVAR/fase]	TCMIN5(B)[\$/FASE]		
	0	0		
	1	0		
C3(B)[f]	L3(B)[H]	R3(B)[Q]	Q3	
1.007958E-04	7.755907E-03	6.497726E-02	45	
	SMIN3(B)[MVAR/fase]	TCMIN3(B)[\$/fase]		
	.3032958	19284.05		
C5(B)[f]	L5(B)[H]	R5(B)[Q]	Q5	
0	0	0	25	
	SMIN5(B)[MVAR/fase]	TCMIN5(B)[\$/FASE]		
	0	0		

	0	1		
C3(B)[f]	L3(B)[H]	R3(B)[Q]	Q3	
0	0	0	45	
	SMIN3(B)[MVAR/fase]	TCMIN3(B)[\$/fase]		
0		0		
C5(B)[f]	L5(B)[H]	R5(B)[Q]	Q5	
1.007958E-04	2.792126E-03	4.210527E-02	25	
	SMIN5(B)[MVAR/fase]	TCMIN5(B)[\$/FASE]		
.3035357		18452.72		
	1	1		
C3(B)[f]	L3(B)[H]	R3(B)[Q]	Q3	
5.039788E-05	1.551181E-02	.1299545	45	
	SMIN3(B)[MVAR/fase]	TCMIN3(B)[\$/fase]		
.3032958		19284.05		
C5(B)[f]	L5(B)[H]	R5(B)[Q]	Q5	
5.039788E-05	5.584253E-03	8.421053E-02	25	
	SMIN5(B)[MVAR/fase]	TCMIN5(B)[\$/FASE]		
.3035357		18452.72		

B I B L I O G R A F I A

- 1.-DAVID E. RICE , "Adjustable speed drive and Power Rectifier Armonics - Their effect on Power Systems Components" , IEEE Transactions on Industry Applications , Vol. IA-22 , No.1 , January/February 1986 , Påg. 161-177 .
- 2.-B. SZABADOS , "On the interaction between Power System configuration and Industrial Rectifier Harmonic Interference" , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems . Vol.PAS-101 , No 8 , August 1982 , Påg. 2762-2769 .
- 3.-R. YACAMINI , and J.C. de OLIVEIRA , "Instability in h.v.d.c. schemes at low-order integer harmonics" IEE PROC Vol.127 , Pt. C, No 3 , May 1980 , Påg. 179-188
- 4.-W.M. GRADY , G.T. HEYDT , "Determination of Harmonic in an AC Power System caused by HVDC Converters" , IEEE Power Engineering Society 1984 Summer Meeting , Seattle Washington .
- 5.-R. YACAMANI , N. HATZIAKGYRIOU , "Overvoltages caused by blocking twelve pulse h.v.d.c. schemes" , IEE PROC., Vol. 127 , pt. c, No. 3 , May 1980 , Påg.189-198 .

- 6.-GEORG WILL , "Supresión de Armónicos" , Traducción de artículos publicados en Elektrodienst , Cuaderno 5,6 y 7 , 1978 .
- 7.-Z.S. BIALKIEWICZ , "Reducing of Harmonics in MV Networks with LC-Filters" , Institute of Power , Holand , Pág. 151-155 .
- 8.-D.B. CORBYN , "Abnormal Harmonic Disturbances : Assessment and mitigation" International Conference on Sources and Effects of Power System Disturbances , Pág. 235-240 .
- 9.-E. CLEGG , A.J. HEATH , D.J. YOUNG , "The Static Compensator for the BSC anchor project" , International Conference on Source and Effects of Power System Disturbances . Pág. 110-116 .
- 10.-H.H. JAHN & J. KAUFERIE , "Measuring and Evaluating current fluctuations of arc furnaces" , International conference on Source and Effects of Power System Disturbances , Pág. 105-110 .
- 11.-C.F. RIBIERO , "Static RECTifiers and Disturb System" , Electrical World , April 1, 1974 , Pág 80-81 .

- 12.-DAVID E. JOHNSON , "Introduction to Filter Theory" ,
Capítulos 1,2,3,4 .
- 13.-E.W.KIMBARK , "Electrical Transmission of Power and
Signals". Capítulo 14 .
- 14.-E.W.KIMBARK , "Direct Current Transmission" .
Capítulo 7,8 y 9 .
- 15.-ER , "Recores" . ERE.009.ES , Pág. 1-5 .
- 16.-ER , "Reactores para filtros de Armónicas" ,
ERE.005.ES , Pág. 1-7 .
- 17.-HENRY WILLIAM , W. HAYNES , "Economía de la Empresa"
Cuarta edición , Agosto de 1982 , Pág. 45-52 .
- 18.-GIL ALBERTO TAMA FRANCO , TESIS : "Análisis de la
Generación y propagación de las señales armónicas
originadas por los Convertidores Estáticos de
Potencia". 1986-1987 .
- 19.-WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION , "Electrical
Transmission and Distribution Reference Book".
Capítulos 8 y 23 .

