$v_N = 1/3\ (v_A + v_B + v_C)$

El voltaje de fase del motor es:

$v_{AN} = v_A - v_N = 1/3\ (2v_A - v_B - v_C)$

Para un lineal balanceado, impedancia de carga del motor bilateral, el voltaje de fase del motor de una armónica de orden k puede ser expresado como:

$v_{AN(n)} = 1/2\ [2v_{A(n)} - v_{B(n)} - v_{C(n)}] = 1/3\ [\ (2v_{mn} \text{ sen } nw_1t - v_{mn} \text{ sen } n(w_1t+2\pi/3)$

$- v_{mn} \text{ sen } n(w_1t - 2\pi/3)]$

$v_{AN(n)} = 2/3\ v_{mn} \text{ sen } nw_1t[1 - \cos 2n\ \pi/3] = 2/3\ v_{A(n)}\ [1 - \cos 2n\ \pi/3]$

y similarmente para las fases B y C:

$v_{BN(n)} = 2/3\ v_{(B)n}\ [1 - \cos 2n\ \pi/3]$

$v_{CN(n)} = 2/3\ v_{(C)n}\ [1 - \cos 2n\ \pi/3]$

Para todas las armónicas de secuencia positiva y negativa:

$\cos\ 2n\ \pi/3 = -\ 1/2$

$v_{AN(n)} = v_{A(n)}\ ;\ v_{BN(n)} = v_{B(n)}\ ;\ v_{CN(n)} = v_{C(n)}$

y en el sistema trifásico balanceado, para armónicas de secuencia cero:

$\cos 2n\ \pi/3 = 1$

$v_{AN(n)} = v_{BN(n)} = v_{CN(n)} = 0$

Para la forma de onda del voltaje de salida del inversor resulta de un switcheo básico. En cada forma de onda de entrada de fase del motor resulta de una forma de onda del voltaje de fase del inversor, el voltaje de fase del motor en el dominio de la frecuencia es:

$$v_f = \frac{2}{\pi} v_{bus} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{6k+1} \text{sen}\,(6k+1)\, w_1 t + \frac{1}{6k+5} \text{sen}\,(6k+5) w_1 t \right]$$

CORRIENTE Y FLUJO MAGNETIZANTE

La inductancia magnetizante de fase del motor, Lm, actúa como un filtro integral para la forma de onda de entrada:

$$i_f = \frac{1}{Lm} \int_{t_o}^{t} v_f \, dt$$

Para la n armónica voltaje de fase:

$$v_{f(n)} = \frac{2}{\pi n} v_{bus} \text{sen}\, n w_1 t$$

$$i_{f(n)} = \frac{2 v_{bus}}{\pi n Lm} \int_{t_o}^{t} \text{sen}\, n w_1 \tau dt = \frac{2 v_{bus}}{\pi n^2 w_1 Lm} \cos n w_1 t$$

y la corriente magnetizante es:

$$i_f = \frac{2 v_{bus}}{\pi w_1 Lm} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(6k+1)^2} \cos\,(6k+1)\, w_1 t + \frac{1}{(6k+5)^2} \cos\,(6k+5)\, w_1 t \right]$$

Para la inductancia magnetizante de fase del motor de un equivalente N, la resultante en el hueco de aire de fase del motor, el fasor de flujo es:

$$\phi_f = \frac{2\mathcal{V}_{bus}}{\pi w_1 N} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(6k+1)^2} \cos (6k+1)\, w_1\tau + \frac{1}{(6k+5)^2} \cos (6k+5)\, w_1\tau \right]$$

las amplitudes relativas de éstas armónicas de fase del motor son sumarizadas en la siguiente tabla:

	NUMERO DE ARMONICAS n						
	1	5	7	11	13	17	19
$\mathcal{V}_f$	1.000	0.200	0.143	0.091	0.077	0.059	0.053
i_f	1.000	0.040	0.020	0.008	0.006	0.004	0.003
ϕ_f	1.000	0.040	0.020	0.008	0.006	0.003	0.003

CONTROL DE VOLTAJE Y SUS EFECTOS CON ARMONICAS

El pico de amplitud del voltaje de frecuencia fundamental es:

$$\mathcal{V}_{f(1)} = (2\,\mathcal{V}_{bus}) / \pi$$

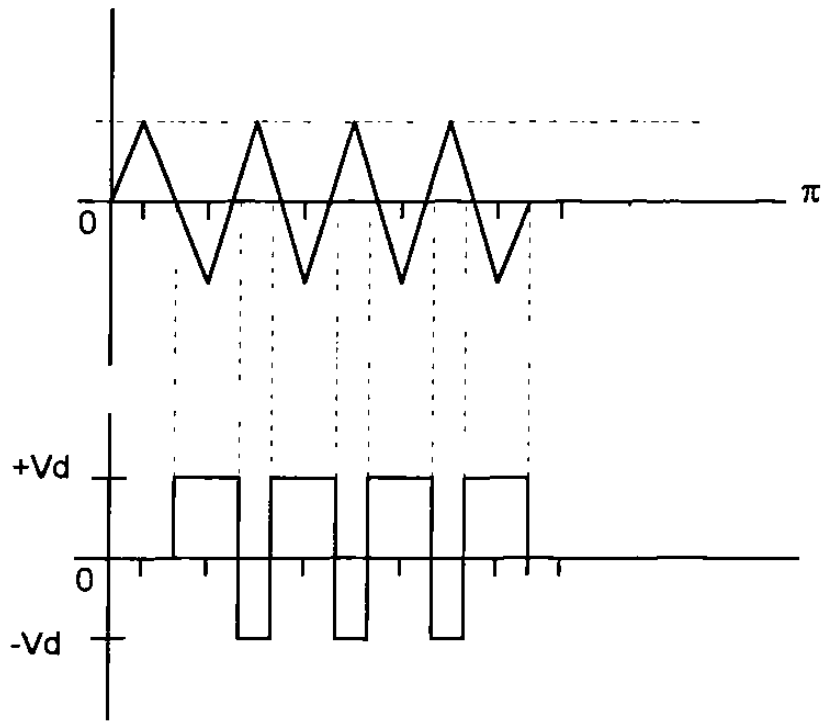
y el pico de amplitud del fasor de hueco de aire de la fundamental es:

$$\phi_{f(1)} = \frac{1}{w_1 N} \frac{2\,\mathcal{V}_{bus}}{\pi} = \frac{\mathcal{V}_{f(1)}}{w_1 N}$$

Para mantener $\phi_{f(1)}$ constante cuando la frecuencia fundamental w_1 varía, $\mathcal{V}_{f(1)}$ puede ser una función lineal de w_1. Algunos controladores de velocidad de motores de A.C. base inversor - alimentador A.C. emplean un chopper de D.C. para alimentar en el bus de D.C. para variar la linealidad del voltaje con frecuencia.

MODULACION ANCHO DE PULSO (PWM Pulse Width Modulation)

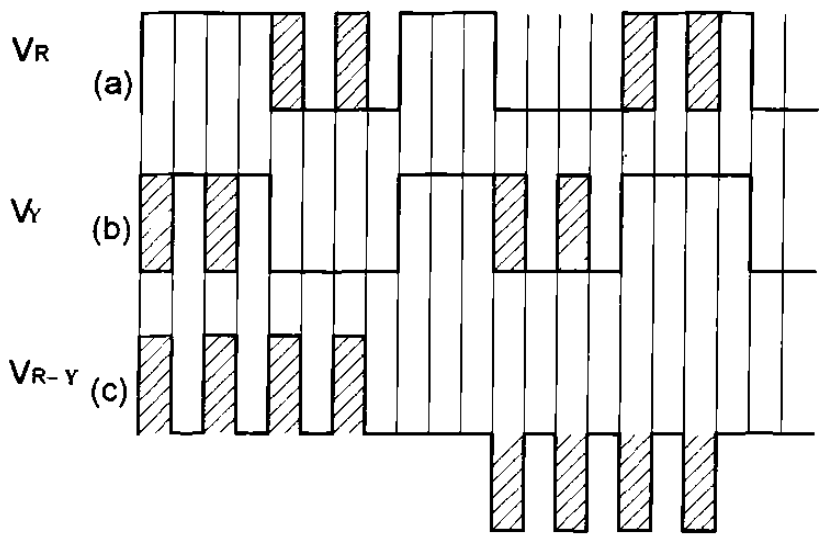
Esta es una técnica del inversor para economizar potencia en el switcheo de semiconductores. La operación principal consiste de un inversor básico de onda cuadrada con voltaje de salida como se muestra:



Esta es una forma simple diente de sierra, usada para modular los cortes. El diente de sierra tiene una frecuencia la cual es un múltiplo de 3 veces la frecuencia de onda seno, permitiendo simetría en las tres fases de voltaje a ser generado por tres fases onda seno. Este método de control voltaje de línea a línea desde cero a voltaje pleno para incrementar la magnitud del diente de sierra con pocas armónicas generadas.

Eliminación de armónicas con PWM. La técnica de modulación ancho de pulso es desarrollada para controlar la fundamental y los voltajes armónicos simultáneos. El caso en el que la 15a. y 17a. armónica son eliminadas, almacenando los ángulos requeridos. En el método de referencia, el periodo es dividido en seis regiones. Si la 2a. y 5a. región de cada forma de onda de fase son completas on un tren de pulsos o cortes, únicamente éstos pulsos aparecen en la línea a línea de voltaje.

La siguiente figura muestra dos cortes: la 2a. y 5 periodo tiene que ser introducido dentro de fase roja y de línea a línea que contiene éstos cortes.



FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE PWM CON DOS CORTES POR MEDIA ONDA (a) VOLTAJE EN FASE R, (b) VOLTAJE EN FASE Y (c) FORMA DE ONDA DE VOLTAJE DEL MOTOR.

El voltaje de motor es completamente variable entre dos límites 0 y 100%. Las fases de voltaje del motor, mostradas por un motor conectado en estrella, derivado del inversor línea a línea de voltaje.

Los voltajes armónicos ocurren como un múltiplo de la frecuencia portadora, los cuales pueden ser dados por L (6m ± 1) donde L = 1, 3, 5, 7 y m es el número de cortes por voltaje de media onda. Aquí la portadora es una triple armónica y es cancelada por el sistema trifásico. Las formas de onda de fase tienen mucha simetría y no son armónicas pares. La más grande m, es mayor en el espectro de armónicas de voltaje.

El número de switcheos por segundo de un inversor F(2m + 1) limita el número de cortes permisibles como los incrementos de frecuencia fundamental, para ocho cortes son 17 on/off switcheos por periodo.

La reducción de armónicas de bajo orden pueden ser archivadas para el uso de control PWM, a costo de incrementar el rango de switcheo del inversor.

Generalmente, en cualquier frecuencia de switcheo fundamental, cada corte por medio ciclo de fase de voltaje de inversor puede eliminar una armónica de la forma de onda o reducir un grupo de amplitud de armónicas. Tal como corte m por medio ciclo un corte debe ser utilizado para controlar la amplitud de armónica fundamental, como m-1 grados de libertad mantenida.

El m-1 grados de libertad puede ser utilizados para eliminar completamente m-1 específicamente armónicas de bajo orden o para minimizar pérdidas de potencia del motor causado por un rango específico de armónicas dentro del motor.

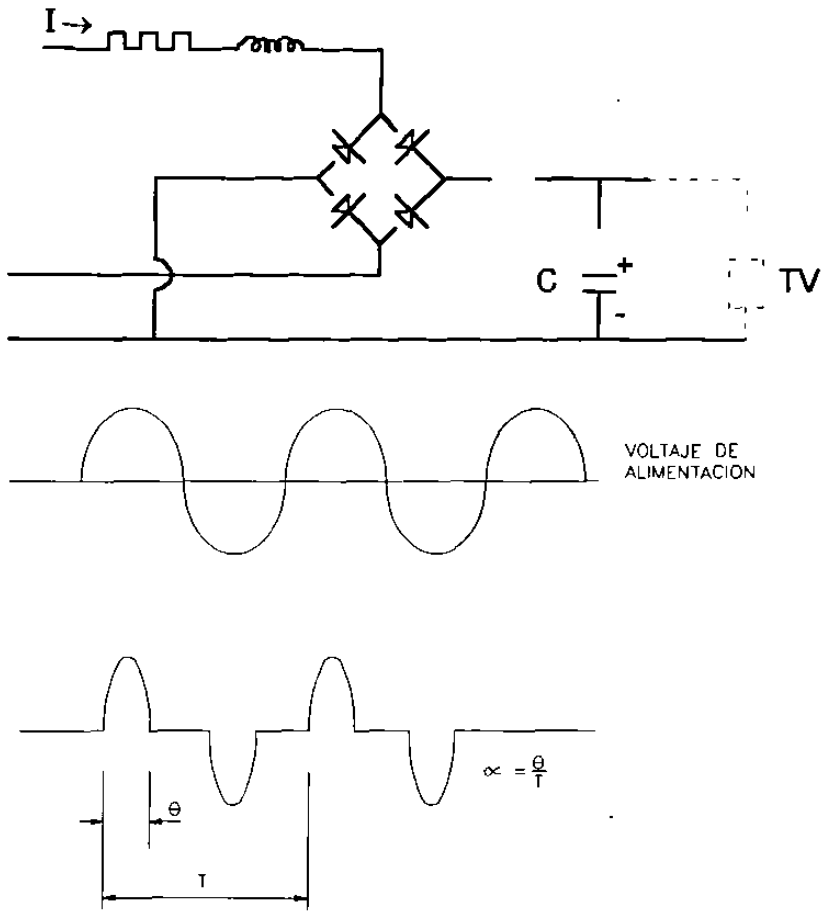
La eliminación de armónicas de bajo orden de las formas de onda de fase pueden causar la porción de r.m.s. la cual fue provista para la eliminación de armónicas.

CONVERTIDORES DE BAJA POTENCIA

Dos tipos de convertidores de baja potencia, necesidad de carga debe ser considerados por su contribución a la distorsión de armónicas. La televisión debe ser un problema. El segundo, los cargadores de baterías, su uso en vehículos eléctricos, éste es una carga que debe ser una fuente considerable en contenido de armónicas.

La contribución de los receptores de televisión. La televisión generalmente alimentada por un rectificador y alta capacitancia. Algunos receptores usan rectificación de media onda y producen niveles considerables de D.C. y de órdenes de armónicas par.

Algunas televisiones usan rectificación de doble onda como se muestra en la figura y las más recientes tienen tiristores agregados a éste circuito.



El tiristor es disparado después de mantener el pico en la circuitería, el tiristor es expuesto a menos del pico mantenido de voltaje. Sin embargo, éste resulta en un pico alto de corriente, y a su vez un alto contenido de armónicas. Los colores percibidos demandan un pico de corriente que es uno o dos veces mayor que la de los receptores monocromáticos.

Aplicando el Análisis de Fourier a los impulsos senoidales producidos por la rectificación de la figura anterior, las corrientes armónicas:

$$In = \frac{8\,\alpha\, I}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\cos n\,\alpha\pi}{1-n^2\alpha^2\,\pi^2} \cos nwt$$

donde I es un valor de cresta del impulso de corriente y $\alpha = \theta/T$ es duración relativa con respecto al periodo de la frecuencia principal.

Los valores de α son usualmente entre 0.08 y 0.18 para televisión. La siguiente Tabla da los componentes de corriente armónica impar para varios receptores.

Corriente armónica (en amperes)

Orden de Armónicas	Tipo de receptor			
	Tubo blanco y negro	Blanco y negro con transistores	Puente de Diodos Color	Tiristores color
3	0.53	0.32	0.73	0.82
5	0.31	0.25	0.59	0.66
7	0.13	0.15	0.43	0.34
9	0.055	0.08	0.27	0.14
11	0.045	0.04	0.15	0.09
15	0.03	0.03	0.045	0.04

CORRIENTES ARMONICAS (EN AMPERES)

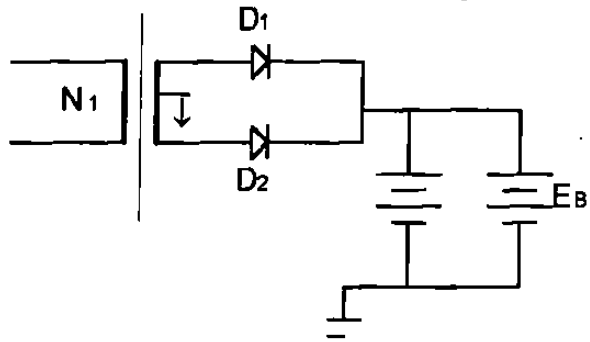
			ORDEN DE ARMONICAS				
			1	**3**	**5**	**7**	**9**
1 receptor		corriente: $I_{1(A)}$	0.08	0.67	0.48	0.29	0.09
10 receptores por fase	neutro	corriente: $I_{10(A)}$	8.00	5.80	3.50	1.70	0.70
		I_{10} /10 I_1	1.00	0.86	0.73	0.58	0.77
	fase	corriente: $I_{10(A)}$	1.00	17.40	0.70	0.60	2.10
		I_{10} /10 I_1	0.12	2.60	0.14	0.20	2.30
80 receptores por fase	neutro	corriente: $I_{80(A)}$	64.00	37.60	13.20	3.80	1.70
		I_{80} /80 I_1	1.00	0.70	0.34	0.16	0.23
	fase	corriente: $I_{80(A)}$	9.60	116.00	3.00	0.90	4.60
		I_{80} /80 I_1	0.15	2.10	0.08	0.04	0.63

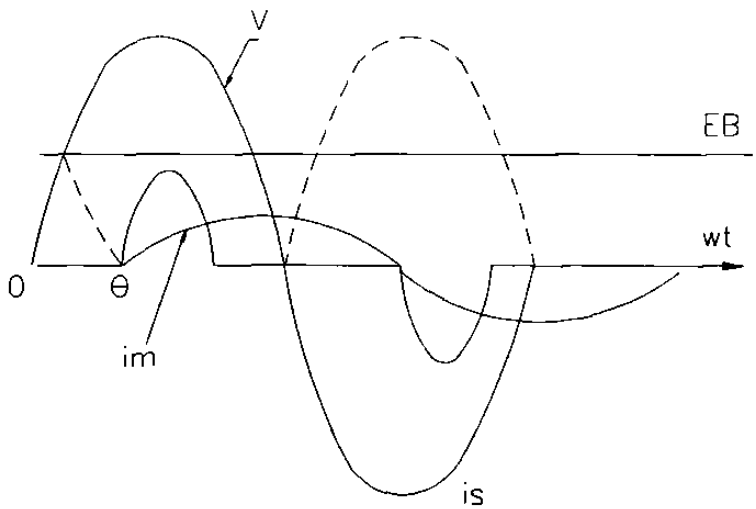
Esta tabla es un resultado experimental hecho en Francia, que muestra la distribución estadística del desplazamiento de fase y de las armónicas producidas por varios receptores en paralelo.

En mucho de los casos la cresta de las armónicas coinciden con la cresta de la fundamental.

CONTRIBUCION DE ARMONICAS DE LOS CARGADORES DE BATERIAS

El circuito básico usado en cargadores de baterías es el siguiente:





Las armónicas individual generada por tal circuito, dependen del voltaje de batería inicial, varían acordes al tiempo. Haciendo referencia a la figura, la conducción inicia cuando $V < E$ y : $\theta = sen^{-1}(E/V)$.

El circuito de la figura es usado para fijar el contenido de armónicas de un grupo de cargadores de baterías.

En común con receptores de televisión, radios, estéreos y otros artículos, emplean corriente directa, los cargadores de baterías producen alto contenido de armónicas de rizo de secuencia cero con las cuales sobrecargan el circuito neutro. En la fabricación de lámparas fluorescentes también se producen corrientes de rizo armónicas con la misma relación de fase; sin embargo el ángulo de fase de la tercera armónica no varía mucho para causar una cancelación significativa cuando un grupo de cargadores está en operación.

Existe un procedimiento para predecir las amplitudes de las corrientes armónicas inyectadas a un sistema de distribución por un grupo de cargadores de baterías en un bus. Ese procedimiento simula un número alto de ciclos de recarga usando condiciones iniciales en los cambios de estado y tiempos de arranque conformes a una distribución estadística usando un modelo conocido de baterías y de sistemas de cargado, amplitud de armónicas contra tiempo o durante cada ciclo de recarga son determinadas y almacenadas. Después de simular muchos ciclos de recarga, éstos resultados son usados para determinar los niveles esperados de corrientes armónicas y sus posibilidades relativas de ocurrencia.

Los datos de entrada pra una simulación son:

1.- Parámetros de las baterías (f.e.m. contra cambios de estado y capacitancia en ampere - hora).

2.- Parámetros de cargador (ajuste de relación de transformación, inductancia, resistencia, voltaje en la línea C.A.).

3.- Distribución estadística de tiempos de arranque de la recarga y cambios de estado.

4.- Número de vehículos cargados en un bus.

Para fijar el efecto de las corrientes armónicas inyectadas es necesario conocer como frecuentemente niveles particulares de amplitudes armónicas pueden ser excedidos.

CONDICIONES IMPERFECTAS DE LOS SISTEMAS

Los efectos de armónicas causados por condiciones imperfectas de los sistemas encontrados en la práctica no pueden ser derivados de modelos idealizados. En general cada una de las tres partes principales de un sistema están:

1.- El sistema de voltaje C.A. nunca es perfectamente balanceado y distorcionado su sistema de impedancias.

2.- La corriente de C.D. puede ser modulada desde otra estación convertidora en el caso de un enlace rectificador - inversor.

3.- El sistema de control de ángulo de disparo da errores substanciales en su implementación.

Como resultado de los convertidores estáticos grandes, siempre producen armónicas de órdenes y magnitudes no predecibles por las series de Fourier de formas de onda idealizadas.

La siguiente Tabla muestra el resultado de mediciones durante pruebas hechas en Nueva Zelanda, en una estación de convertidores de C.D. Todos los voltajes son desbalanceados particularmente en la tercera y novena. La Tabla ilustra la presencia de corrientes armónicas, impares y par.

400 A.D.C. corriente Voltaje de Fase a neutro 220 kV			
Armónica	Fase Roja (%)	Fase Amarilla (%)	Fase Azul (%)
1	100	100	100
2	0.5	0.7	1
3	2.9	0.3	1
4	0.6	0.3	0.4
5	0.25	0.15	0.25
6	0.25	0.3	0.35
7	0.15	0.15	0.1
8	0	0.05	0.1
9	0.05	0.05	0.15
10	0.05	0.05	0.05
11	0.1	0.15	0.1
12	0.15	0.05	0.15
13	0.05	0.05	0.05
14	0.05	0.05	0.05
15	0.15	0	0.2
16	0	0.1	0.15
17	0.3	0.3	0.3
18	0	0.05	0.1
19	0.3	0.3	0.7
20			
21			
22	0.2	0.2	0.5
23	0.4	0.2	0.3
24	0.2	0.2	0.15

IMPERFECCIONES EN LA FUENTE DE C.A.

Desviaciones desde la fuente sinusoidal perfectamente balanceada pueden ser causadas por:

1.- Presencia de frecuencia fundamental de secuencia negativa en la conmutación de voltaje.

2.- Distorsión de voltaje armónico de secuencia positiva o negativa.

3.- Asimetría en las reactancias de conmutación.En general un imperfecto en la fuente de C.A. produce asimetría en las referencias de disparo y modulación de corriente C.D.

El primer problema puede ser eliminado usando control de disparo equidistante pero el segundo problema se mantiene. Este efecto es ilustrado en la figura para el caso de un nivel alto de asimetría de voltajes fundamental, producen considerable contenido de 2a. armónicas en el lado de C.D. y terceras armónicas en el lado de C.A.

Si una señal V_n de secuencia positiva o negativa es agregada a una alimentación de tres fases ideal de una configuración de un convertidor de 12 pulsos, el orden y el nivel máximo (V_k) de voltaje armónico a la salida de rectificador da sobre alguno de las siguientes categorías:

Caso 1: si $n + k = 12p_1 + 1$ y $n - k = 12p_2 + 1$, donde p_1 y p_2 son cualquiera íntegros, entonces:

$$V_n \quad \frac{n\sqrt{2}}{n^2 - k^2} \qquad \text{si } n^2 > k^2$$

$$V_k \qquad V_n \quad \frac{k\sqrt{2}}{k^2 - n^2} \qquad \text{si } k^2 > n^2$$

Caso 2: si $n + k = 12p_1 + 1$ pero $n - k \neq 12p_2 + 1$, entonces:

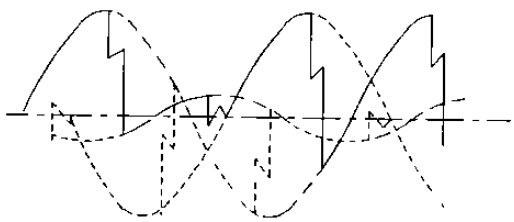
$$V_k = V_n \frac{1}{\sqrt{2}\,(n + k)}$$

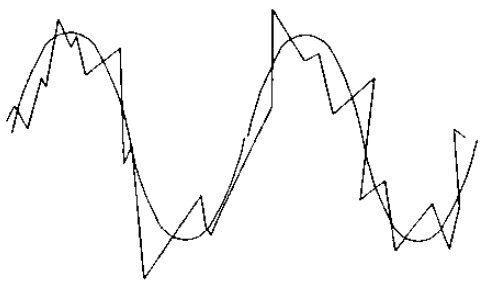
Caso 3: si $n - k = 12p_1 + 1$ pero $n + k \neq 12p_2 + 1$, entonces:

$$V_k = V_n \frac{1}{\sqrt{2}\,(n - k)}$$

Caso 4: si $n + k \neq 12p_1 + 1$ y $n - k \neq 12p_2 + 1$, entonces:

$$V_k = 0$$





Un sumario de todos los voltajes armónicos arriba de orden 6 están dados en la siguiente Tabla para armónicas interferidas de orden -5 a +5.

Voltaje C.A. interferido Armónicas de orden, n	Voltaje armónico en el lado de D.C.	
	Orden, k	Amplitud Vk/Vn
-1	2	0.707
2	1	0.707
-2	3	0.707
3	2	0.707
-3	4	0.707
-4	5	0.707
-5	6	0.707

El V_k tabulado es expresadp en de por unidad del promedio máximo de voltaje C.D. y V_n en por unidad de voltaje de C.A. normal.

Los valores dados son aplicables en la práctica y también a convertidores de alto número de pulsos. La causa de imperfección puede ser algo de asimetría en las reactancias de conmutación.

$$X_a = X_o (1 + g_a)$$

$$X_b = X_o (1 + g_b)$$

$$X_c = X_o (1 + g_c)$$

Donde X_o es la reactancia y cada valor de g puede variar entre $\pm g_o$. En este caso el máximo nivel de corrientes armónicas A.C. I_n de orden n, para el caso de un puente de seis pulsos ocurre cuando:

$g_a = 0$, $g_b = \pm g_o$, $g_c = \pm g_o$ para n = 3, 9, 15, etc. o

$g_a = \pm g_o$, $g_b = \pm g_o$, $g_c = \pm 0$ para n =5, 7, 11, 13, etc.

El valor máximo de I_n cambio negligible de corriente de C.D. y voltaje C.A. es obtenido de la expresión:

$$I_n = \frac{I_1 g_o}{n(n^2-1)\ i_d\ x_o \sqrt{3}}$$

$$\times \{n^4 [\cos(\alpha+u) - \cos\alpha]^2 + 2n^3 \operatorname{sen}\alpha \operatorname{sen} nu [\cos(\alpha+u) - \cos\alpha]$$

$$+ n^2 [\operatorname{sen}^2\alpha + \operatorname{sen}^2(\alpha+u) + 2\cos nu(\cos^2\alpha - \cos u) + 2\cos\alpha(\cos\alpha+u) - \cos\alpha]$$

$$+ 2n\cos\alpha \operatorname{sen} nu (\operatorname{sen}\alpha + \operatorname{sen}(\alpha+u) + 2\cos^2\alpha(1-\cos nu)\}^{1/2}$$

para n = 3,9,15, etc. donde I_1 es la corriente R.M.S. fundamental, i_d es la corriente D.C. por unidad, x_o es la reactancia de conmutación por unidad, α es el ángulo de disparo y u es el ángulo de sobrepaso (o conmutación) para n = 5, 7, 11 y 13, etc.

La siguiente Tabla da valores para el caso típico de x_o = 0.2 por unidad, α = 15°,

g_o = 0.075 reactancias de conmutación no iguales. También voltajes en el lado D.C. La magnitud mayor de éstos ocurre cuando $g_a = 0$, $g_b = +g_o$ y $g_c = -g_o$.

Unicamente las armónicas par ocurren y están dadas por:

$$V_{n(máx)} = \frac{i_d\ x_o\ g_o\ V_{dio}}{2\sqrt{6}}$$

donde V_{dio} es voltaje de C.D. teórico sin carga.

MODULACION DE CORRIENTE DE C.D.

Si se asume una alimentación de tres fases y de disparo equidistante, la adición de componentes de corriente armónica pequeña I_R de orden k en el lado deC.D. debe de generar un componente I_n de diferente orden pero de la misma secuencia en el lado de C.A. El máximo nivel es dado a continuación:

Orden de armónicas, k, corriente de modulación en el lado C.D.	Corriente armónica en el lado de C.A.	
	Orden, N	Amplitud, In
1	0	0.707
	2	0.707
2	-1	0.707
	3	0.707
3	-2	0.707
4	-3	0.707
	5	0.707

La amplitud I_n es en múltiplos de I_1 I_k /I_d, donde I_1 es la corriente fundamental R.M.S. en el bus de barra de C.A., I_k es la corriente de interferencia en el lado de C.D. de orden k y I_d es corriente C.D.

IMPERFECCIONES EN LOS SISTEMAS DE CONTROL.

Se describe el efecto de modulación de armónicas del control de voltaje aplicado al osciloscopio de un sistema de control de corriente C.D. usando fases candadeadas o fijas, principio del oscilador, asumiendo la corriente de C.D. constante y los voltajes de C.A., V_c señal de armónica modulante de orden

n, causa componentes de voltaje de C.D. de orden $n_1 = \pm n \pm 12p$ en un convertidor de 12 pulsos.

La magnitud del voltaje de modulación de C.D. es:

$$V = \frac{V_c \operatorname{sen} \alpha_o \cos (n_1 u_o/2)}{n_1}$$

donde α_o y u_o son el disparo medio y el ángulo de sobrepaso respectivamente.

La magnitud de corriente de C.A. total referida a una fase de un valor cualquiera de orden n_2 de armónica a una excitación similar es:

$$I_A (n_2) = \frac{I_d V_c 2\sqrt{3} \operatorname{sen} (n_2 u_o/2)}{n_2 (\cos \alpha_o - \cos (\alpha_o + u_o))}$$

Para $n_2 = \pm n \pm (1, 11, 13, ...)$ únicamente.

ASIMETRIA DE CIRCUITOS DE DISPARO

Las imperfecciones de sistemas de C.A. o errores de los disparos resulta de la desviación del ancho de pulso de la característica de la forma de onda de corriente rectangular.

Si los pulsos de corriente positiva arrancan por un ángulo ε y uno negativo arranca más tarde para el mismo ángulo, los intervalos no conductivos son incrementados por 2ε. La simetría par, la cual elimina las armónicas de orden par, esta usa la ecuación mostrando de existencia de armónicas par, las cuales para ángulos pequeños de sobrepaso son dados por la expresión:

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{2 \operatorname{sen} n\varepsilon}{2n \cos \varepsilon} \approx \varepsilon$$

Para $\varepsilon = 1°$ la segunda y cuarta armónica son cada una aproximadamente 1.74% de la corriente fundamental. Si el disparo de los dos valores conectados a la misma fase son ε, entonces los pulsos de corriente positiva y negativa de una fase son ε grados más cortos que lo normal. Los pulsos de una de las fases mantenidas son incrementadas por ε. Esto produce corrientes armónicas triples.

La relación del ángulo de sobrepaso de la armónica triple ($h = 3q$) a la corriente fundamental son epresadas por:

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{\operatorname{sen}(q\pi \pm 1.5\, q\varepsilon)}{3q \operatorname{sen}(\pi/3 \pm \varepsilon/2)}$$

Para valores pequeños de ε, el nivel aproximado de la tercera armónica es dado por:

$$\frac{I_3}{I_1} = \frac{1.5\, q\varepsilon}{3q\sqrt{3}/2} = 0.577\varepsilon$$

para $\varepsilon = 1°$, $I_3 = 1\%$ de la fundamental.

CONTROL DE FASE MODULADA

La principal aplicación de control de fase modulada es el ciclo convertidor el cual provee conversión de fuerza estática desde una frecuencia a otra. Este consiste de una configuración convertidor dual, controlado a través de variando el tiempo de pulsos de disparo de fase modulada. La relación de fases de corriente de salida y sus formas de onda dependen de la carga.

El ciclo convertidor prácticamente opera con circulación de corriente interna entre los dos convertidores y a través de la corriente circulante.

Las formas de onda de voltaje de salida son formadas por intervalos seleccionados de las tres fases de voltaje de alimentación de entrada y de la corriente de entrada en cada fase por el intervalo seleccionado de las corrientes de salida.

Todas las configuraciones del convertidor usadas para rangos de potencia mayores son combinaciones de grupo básico de tres pulsos, el contenido de armónicas de éstos circuitos multipulsos, pueden ser fácilmente derivados de series de armónicas básicas de convertidores de fase controlada de tres pulsos.

El análisis de Fourier convencional no es práctico para la derivación de componentes armónicas del ciclo convertidor tal como el espectro de frecuencias del voltaje de salida y formas de onda de corrientes de entrada es relacionada a ambas, la entrada principal y frecuencias de salida; el análisis de Fourier clásico resuelve formas de onda periódicas dentro de una componente fundamental, la frecuencia de la cual es igual a la repetición de frecuencia fundamental de la onda y serie de componente armónica la cual es múltiplo de la frecuencia fundamental.

Las formas de onda del ciclo convertidor contiene frecuencia las cuales no son múltiplos de la frecuencia de salida principal. Unicamente cuando la frecuencia de salida es un submúltiplo exacto del producto de la frecuencia de

entrada y del número de pulsos del convertidor es en cada ciclo de salida idéntico con el siguiente: $f_o = \frac{3f_i}{k}$ donde k es un número entero.

DERIVACION DE ARMONICAS DE CORRIENTE DE ENTRADA

Para la derivación de las formas de onda de corriente de entrada es conveniente el uso de dos funciones de switcheo: el tiristor y el convertidor. También es necesario hacer las siguientes aproximaciones:

1.- La corriente de salida es puramente sinusoidal.

2.- La fuente de impedancia es negligente.

Considerando primero una fase sencilla de salida, la corriente en cada fase de la fuente es dado por:

$$i_A = I_o sen(\theta_o+\phi_o)F_1(\theta_i - \pi/2 + f(\theta_o))\, F_p(\theta_o) + I_o sen(\theta_o+\phi_o)F_1(\theta_i + \pi/2 - f(\theta_o))F_N(\theta_o)$$

Para Análisis de Fourier convencional F_1, F_p y F_N pueden ser expresados en términos de las siguientes series:

$$F_1(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o)) = 1/3 + \sqrt{3}/\pi\, [sen(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o)) - 1/2 \cos 2(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o)) - 1/4 \cos 4(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o))]$$

$$F_p(\theta_o) = 1/2 + 2/\pi\, [sen(\theta_o+\phi_o) + 1/3\, sen\, 3(\theta_o+\phi_o) + 1/5\, sen\, 5(\theta_o+\phi_o) + \ldots]$$

$$F_N(\theta_o) = 1/2 - 2/\pi\, [sen(\theta_o+\phi_o) + 1/3\, sen\, 3(\theta_o+\phi_o) + 1/5\, sen\, 5(\theta_o+\phi_o) + \ldots]$$

Substituyendo en i_A y reduciendo:

$i_A = I_o sen(\theta_o+\phi_o) \{1/3+\sqrt{3}/\pi [sen\theta_i \, sen \, f(\theta_o) + 1/2 \cos 2\theta_i \cos 2f(\theta_o) - 1/4 \cos 4\theta_i \cos 4f(\theta_o) - 1/5 \, sen \, 5\theta_i \, sen 5f(\theta_o) + ...] + 1/4 \cos 4\theta_i \cos 4f(\theta_o) - 1/5 \, sen \, 5\theta_i \, sen 5f(\theta_o) + ...] + 4\sqrt{3}/\pi^2 [-\cos\theta_i \cos f(\theta_o) - 1/2 \, sen 2\theta_i \, sen \, 2f(\theta_o) + 1/4 \, sen 4\theta_i \, sen 4f(\theta_o) + 1/5 \cos 5\theta_i \cos 5f(\theta_o) ...] [sen (\theta_o+\phi_o) + 1/3 \, sen \, 3(\theta_o+\phi_o) \, 1/5 \, sen \, 5(\theta_o+\phi_o) + ...]\}$

En la expresión de $f(\theta_o) = sen^{-1} r \, sen \, \theta_o$, cuando la función de modulación usa la onda coseno. En general la salida debe ser tres fases y asumiendo que son perfectamente balanceadas las formas de onda de entrada y salida, cada fase de entrada debe de incluir la contribución de las tres corrientes de salida

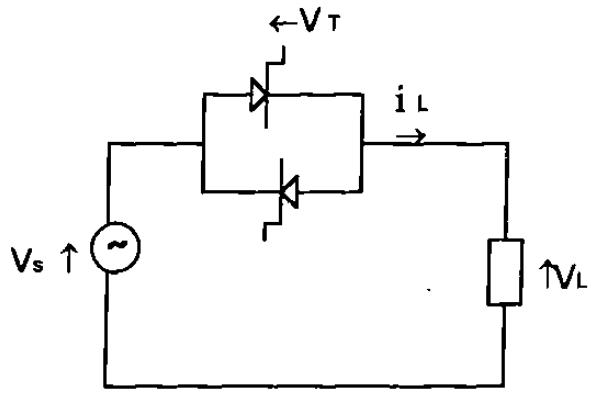
$i_A = i_A + i_{A2} + i_{A3}$.

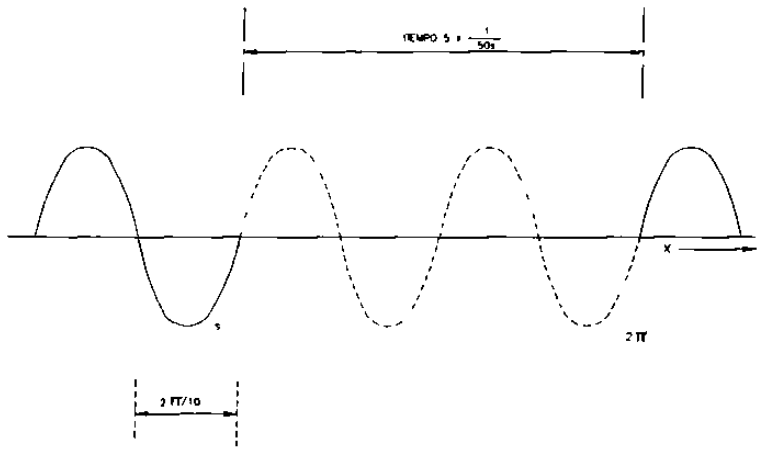
El procedimiento puede ser extendido a los casos de tres fases de salida, sobre diferentes conexiones del transformador y diferentes configuraciones del convertidor.

CONTROL DE CICLO INTEGRAL

La selección de éste tipo de control es basado en el switcheo de voltaje y medios ciclos. La frecuencia de alimentación fundamental no puede ser usada como básico para el Análisis de Fourier, porque el periodo de repetición, a través de frecuencias menores producidas son una variable de frecuencias subarmónicas.

Si el número de ciclos ON es N y el número de ciclos sobre el cual el patrón es repetido es M el periodo de repetición es M/f, donde f es la frecuencia de alimentación. Las frecuencias bajas, las cuales pueden convertirse en frecuencia fundamental es f/M hertz.





Con referencia a las frecuencias bajas, la corriente puede ser expresada como: $i = I_{máx} \text{ sen } M\,wt$

Usando el tiempo de referencia los coeficientes de Fourier son cero, ésto es únicamente en términos de seno, su expresión general viene a ser:

$$B_n = 2/\pi \int_0^{2\pi f/M} [\, -I_{máx} \text{ sen } M\,wt \text{ sen } n\,wt \,]\, dwt$$

$$= -I_{máx} \frac{2M}{\pi} \frac{\text{sen}((N/M)\,n\pi)}{M^2 - n^2}$$

Considerando como ejemplo el caso en donde M = 5 y N = 1, la frecuencia de repetición baja para una alimentación de 50 Hz. es:

$$f_1 = \frac{f}{M} = \frac{50}{5} = 10$$

n = 1 corresponde con 10 Hz.

Los niveles de por unidad de las varias frecuencias presentes, obtenidas de la ecuación son:

f_1 = (10 Hz) = 0.087	f_8 = (80 Hz) = 0.078
f_2 = (20 Hz) = 0.14	f_9 = (90 Hz) = 0.033
f_3 = (30 Hz) = 0.189	f_{10} = (100 Hz) = 0
f_4 = (40 Hz) = 0.208	f_{11} = (110 Hz) = 0.19
f_5 = (50 Hz) = 0.2	f_{12} = (120 Hz) = 0.025
f_6 = (60 Hz) = 0.17	f_{13} = (130 Hz) = 0.021
f_7 = (70 Hz) = 0.126	f_{14} = (140 Hz) = 0.011

donde n es múltiplo de M los coeficientes son cero para 100 Hz, 150 Hz, etc.

CAPITULO V

LAS ARMONICAS Y SUS EFECTOS

Una vez que las fuentes de armónicas y sus magnitudes son claramente definidos, debe ser interpretado en término de sus efectos en el sistema y la operación de equipo. Los elementos individuales de los sistemas de potencia pueden ser examinados por su sensibilidad a armónicas como una base para recomendaciones en los niveles permisibles.

Los principales efectos de corriente y voltaje armónico dentro de un sistema de potencia son:

1) Amplificación de niveles armónicos resultantes de resonancias serie y paralelo.

2) Reducción de eficiencia en generación de potencia, transmisión y utilización.

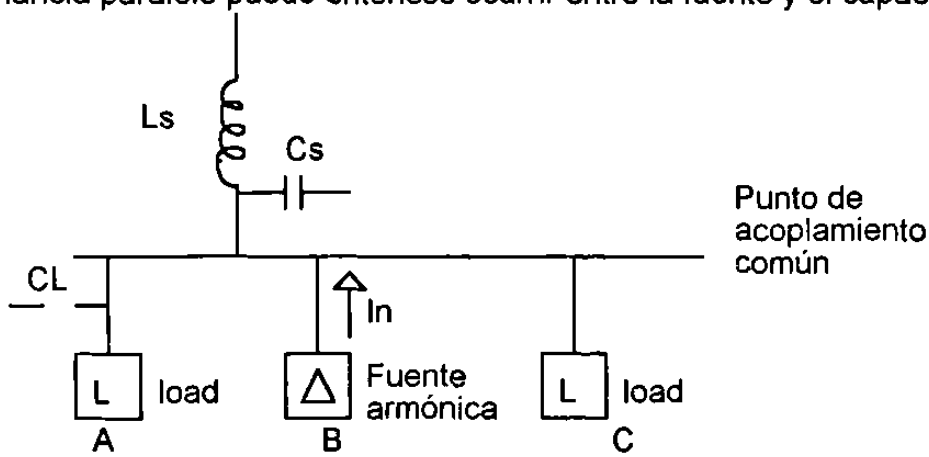
3) Degradación del aislamiento eléctrico en los componentes de planta.

4) Mala operación de planta.

RESONANCIA PARALELO

La resonancia paralelo resulta en una alta impedancia presentada a las fuentes de armónicas a la frecuencia resonante. La mayoría de las fuentes armónicas pueden ser consideradas como fuentes de corriente, esto resulta en voltajes armónicos incrementados y altas corrientes armónicas en cada rama de la impedancia paralelo.

Las resonancias paralelo pueden ocurrir en un número de vías, donde el capacitor es conectado al mismo bus de barra como la fuente de armónica. Una resonancia paralelo puede entonces ocurrir entre la fuente y el capacitor.



Asumiendo que la fuente debe ser completamente inductiva, la frecuencia resonante es:

$$fp = f \left[\frac{Ss}{Sc} \right]$$

donde **f** es la frecuencia fundamental (Hz), **fp** es la frecuencia resonante paralelo (Hz), Ss es la fuente de cortocircuito (VAr) Sc es el capacitor (VAr).

En la figura anterior, la corriente armónica desde el consumidor B encuentra una impedancia armónica alta en el bus de barra. Esta puede ser la verdadera resonancia entre la impedancia del sistema (Ls) y la capacitancia del sistema (Cs) o la capacitancia de carga (Ci).

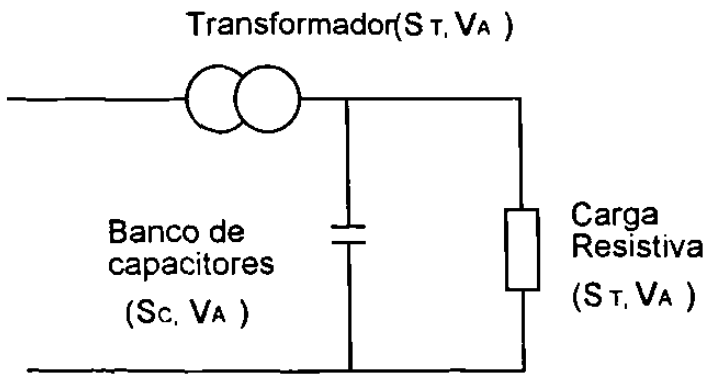
Para determinar cual condición de resonancia existe, es necesario medir la corriente armónica en cada carga del consumidor y su alimentación, junto con el voltaje armónico y el bus de barra.

RESONANCIA SERIE

Considerando la siguiente figura, a frecuencias mayores, la carga puede ser ignorada como la impedancia capacitiva reducida. Bajo éstas condiciones, la resonancia serie debe de existir cuando:

$$fs = f \left(\frac{St}{ScZt} - \frac{Si^2}{Sc^2} \right)$$

donde fs es frecuencia resonante serie (Hz), St es el rango del transformador, Zt es el transformador por unidad de impedancia, Si es la carga (resistiva).

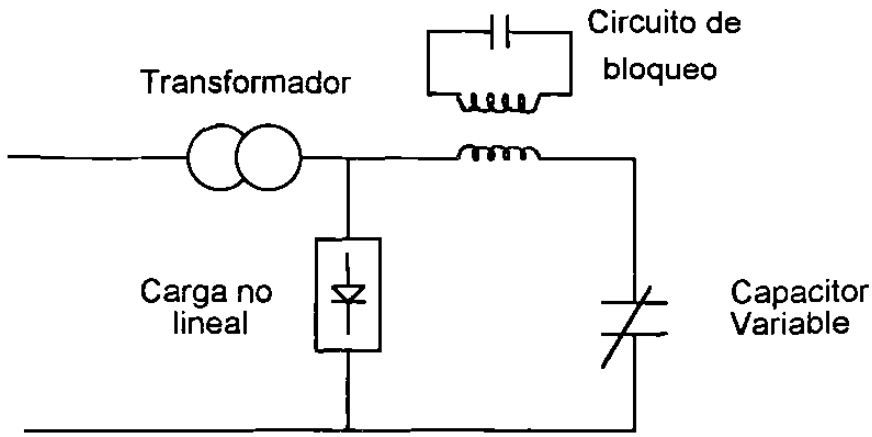


EFECTO DE RESONANCIA EN COMPORTAMIENTO DE SISTEMAS

Resonancias tienen que ser consideradas en relación a capacitores y en particular a capacitores en la corrección de factor de potencia. Estos capacitores pueden ser hechos en números estándares, los cuales especifican variedad de niveles de capacidad de corriente de sobrecarga. Típicamente los rangos de capacidades de sobrecarga van desde 15%, 30% (para Austria y Europa) hasta 80% (para USA).

Otra área en donde los efectos de resonancia pueden inducir falla de componentes es asociado con la aplicación de señalización en líneas de potencia para el manejo de cargas. En tales sistemas siempre se usa prevenir la señalización de frecuencia desde la absorbida en elementos de baja impedancia tal como capacitores para la corrección de bajo factor de potencia.

Una instalación típica es mostrada en la siguiente figura:



Las resonancias locales existen, las corrientes armónicas pueden fluir, resultando en daño de los capacitores de ajuste.

EFECTOS DE ARMONICAS EN MAQUINAS ROTATORIAS

Los voltajes o corrientes armónicas aumentan a las pérdidas adicionales en los bobinados del estator, circuitos de rotor, estator y laminaciones del estator y rotor. Las pérdidas en el estator y rotor son mayores que las asociadas con las resistencias de c.d. por las corrientes de eddy y sus efectos.

Las fugas del campo seleccionadas por las corrientes armónicas en el estator y rotor, producen pérdidas extras.

Como una ilustración de los efectos de la distorsión de la forma de onda de alimentación en la pérdida de potencia, k Linghsirn y Jordan consideraron el caso de un motor de 16 kW, operando a salida total con 60 Hz de alimentación y un rango de voltaje fundamental en cada caso. Con una alimentación de voltaje sinusoidal, el total de pérdidas es de 1,303 W.

La siguiente distribución de pérdidas causadas por alimentación de armónicas para el caso de una máquina inversora es dado por Chambers y Sarkar, para el bobinado del estator, 14.2%; barras del rotor, 41.2%; región final, 18.8%. Esta claro que los principales componentes de pérdidas están dados en el rotor.

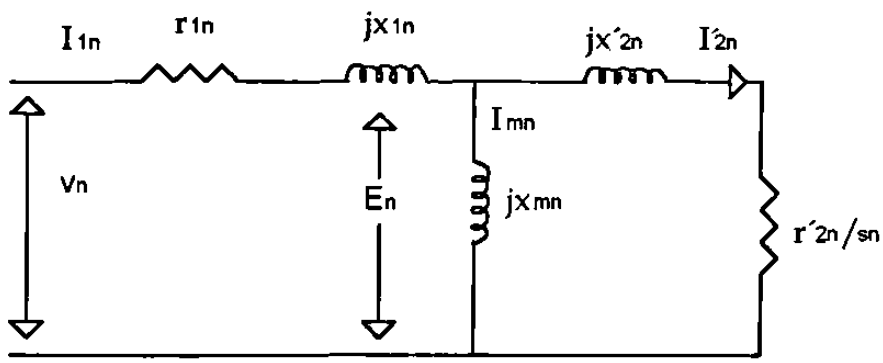
Cuando se consideran las armónicas por pérdidas de calentamiento en el rotor de máquinas sincrónicas, deberá recordarse que pares de armónicas del estator producen la misma frecuencia en el rotor. Por ejemplo, la 5a. y 7a. armónica ambas inducen corrientes en el rotor a frecuencias de 6 f_1. Cada una de éstas corrientes toman la forma parcial sinusoidal aproximadamente de distribución de corriente de barra de amortiguamiento viajando alrededor del rotor a una velocidad 6 W_1, pero en dirección opuesta. Tal para un sistema lineal, el promedio de pérdidas de superficie del rotor por densidad alrededor de la periferia, debe ser proporcional a $(I_5^2 + I_7^2)$ de su rotación opuesta, al mismo punto alrededor de la periferia las pérdidas de superficie local por densidad deben ser proporcionales a $(I_5 + I_7)^2$.

Si la 5a. y 7a. corriente armónica son de similar magnitud, entonces la máxima pérdida local por densidad debe ser cerca de 2 veces el promedio de pérdida por densidad causada por éstas dos corrientes.

La pérdida de potencia adicional es probablemente el más serio efecto de armónicas sobre máquinas de C.A. La capacidad de una máquina para acoplar con corrientes armónicas extras debe depender de las pérdidas adicionales totales y sus efectos en la temperatura de la máquina y el sobrecalentamiento local.

ARMONICAS EN EL TORQUE

El circuito equivalente de una máquina de inducción puede ser dibujado para cada una de las armónicas como se muestra en la figura, donde todos los parámetros corresponden a la frecuencia actual de las corrientes del bobinado.



Las corrientes armónicas presentes en el estator de una máquina de C.A. produce inducción en la acción de motorización.

Esta motorización da salida al torque de la flecha en la misma dirección como las velocidades de los campos armónicos como todas las armónicas de secuencia positiva deben de desarrollar torque de flecha agregados a la rotación de la flecha donde las armónicas de secuencia negativa deben de tener efecto opuesto.

Para una corriente armónica I_n, el torque por fase es dado por I^2_n (r'2n/Sn) watts a velocidad armónica. Refiriéndose a la velocidad fundamental, ésta viene a ser:

$Tn = (I^2n/n)(r`2n/Sn)$ watts sincronos

La señal de n da la dirección del torque. Sn es aproximadamente 1.0. La expresión arriba puede ser escrita como:

$Tn = (I^2n/n)r`2n$ por unidad si $In$ y $r`2n$ son por unidad.

Usando la relación $Vn = InZn$ y $Zn \approx nx_1$, el torque puede ser expresado en términos de voltaje armónico:

$$Tn = (v^2n/n^3)(r`2n/x^2_1)$$

Al tener armónicas con pocos efectos en torque, ellas pueden producir pulsaciones de torque significante. Williamson desarrolló la siguiente expresión de aproximación para las magnitudes de pulsaciones de torque basadas en voltaje nominal:

$T_{3k} = [I^2n + I^2n- - 2In + In- - \cos(\phi n - \phi n-)]^{1/2}$ por unidad

donde $In+$ y $In-$ son valores por unidad, $n+$ representa el 1+3k orden de armónicas y n- representa 1-3k orden de armónicas.

Como ejemplo se toma el caso de un voltaje de alimentación con un total de armónicas de distorsión de cerca de 4% resultando en máquinas con corrientes de 0.03 y 0.02 por unidad para la 5a. y 7a. armónica respectivamente. Si ambas armónicas tienen el mismo ángulo de fase, entonces para una máquina de 50 Hz con voltaje pleno, el torque debe de tener una componente de variación de 300 Hz con una amplitud de 0.01 por unidad.

EFECTOS DE ARMONICAS EN PLANTAS DE POTENCIA ESTATICA

Sistemas de Transmisión. El flujo de corrientes armónicas en una red produce dos efectos principales: uno es el adicionar pérdidas de transmisión causadas por el incremento de Rms de formas de onda de corriente:

$$\sum_{n=2}^{\infty} I^2_n R_n$$

donde I_n es la corriente armónica n, y R_n es la resistencia del sistema.

El segundo efecto del flujo de corriente armónica es la creación de voltajes armónicos a través de varios circuitos de impedancias.

En el caso de transmisión por cable, los voltajes armónicos incrementan el dieléctrico en proporción a sus voltajes de cresta. Este efecto acorta la vida útil del cable, ésto también incrementa el número de fallas y el costo de reparaciones.

TRANSFORMADORES

La presencia de voltajes armónicos incrementa la histeresis y las pérdidas por corriente de eddy y aislamiento. El flujo de corrientes armónicas incrementa las pérdidas de cobre; éste efecto es el más importante en el caso de transformadores de convertidores ya que no se ve beneficiado por la presencia de filtros, los cuales son normalmente conectados en el lado de C.A.

Un efecto importante particularmente relevante en los transformadores de potencia es la circulación de corrientes de secuencia cero en el bobinado delta.

Otra consideración importante existe para la alimentación de un transformador con carga asimétrica. Si la corriente de carga contiene componentes de C.D.. la resultante saturación del circuito magnético es grandemente incrementado en el nivel de todas las componentes armónicas de las corrientes de C.A. de exitación.

BANCOS DE CAPACITORES

La presencia de distorsión de voltaje produce pérdidas de potencia extra en capacitores, expresado por:

$$\sum_{n=1}^{\infty} C\,(\mathrm{Tan}\,\delta)\; W_n\, V^2_n$$

donde $\mathrm{Tan}\,\delta = R / (1/wc)$ es el factor de pérdida, $W_n = 2\pi\ f_n$ y V_n es el voltaje R.M.S. de la n armónica.

La potencia total reactiva, incluyendo la fundamental y armónicas:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n$$

ésta no debe de exceder el rango de la potencia reactiva.

Las resonancias serie y paralelo entre los capacitores y el resto del sistema pueden causar sobrevoltajes y altas corrientes a través de incrementar dramáticamente las pérdidas y el sobrecalentamiento de capacitores.

INTERFERENCIA ARMONICA CON SISTEMAS DE PROTECCION DE POTENCIA

Las armónicas pueden distorsionar o degradar las características operativas de los relevadores de protección dependiendo de los aspectos de diseño y de los principios de operación. Los relevadores digitales y los algoritmos de relays en un muestreo de datos o en un cruce de cero, son particularmente propensos a error cuando la distorsión armónica está presente.

En muchos casos, los cambios en las características de operación son pequeñas y no presentan problema.

PROBLEMAS ARMONICOS DURANTE LAS CONDICIONES DE FALLA

Las funciones de protección son usualmente desarrolladas en términos de voltaje y corrientes fundamentales y armónicas presentes en fallas de las formas de onda. Los relevadores electromecánicos tienen inercia significativa asociada con pérdidas inherentes a altas armónicas. Lo más importante es el efecto de frecuencias armónicas en la medición de impedancia.

La selección de relevadores de distancia está basada en impedancias fundamentales de las líneas de transmisión y de la presencia de corrientes armónicas; en una situación de falla debería de causar considerable error en la medición.

El contenido de altas armónicas donde falla el flujo de corriente a través de alta resistencia de tierra y la impedancia de tierra es dominante, cabe la posibilidad de mala operación.

En situaciones de falla sólida, las componentes fundamentales de corriente y voltaje son mucho más dominantes, porque de la corriente de saturación del transformador, el secundario induce distorsión de formas de onda de corriente, particularmente en C.D. en las formas de onda primarias. La presencia de armónicas secundarias en tal instancia puede ser un problema real, sin embargo la corriente de saturación del transformador ocurre ésta es difícil recuperar las formas de onda de corriente fundamental.

Las f.e.m. secundarias existen durante la condición de estado-estable, la corriente no lineal de transformador exita la impedancia únicamente causando distorsión de armónicas impar. Durante saturación en condiciones trascendentes, cualquier armónica puede ser producida con dominio de las componentes 2a. y 3a. armónica.

El filtrado de formas de onda de corriente y voltaje particularmente en sistemas de protección digital, es de importancia especial a los esquemas de protección a distancia.

PROBLEMAS ARMONICOS EN LAS CONDICIONES DE FALLA

La efectiva insensibilidad de los aparatos de protección a sistemas normal con condiciones de carga implica que el contenido de armónicas de las formas de onda de los sistemas de potencia no sean problema durante condición de no falla. La más notable excepción es probablemente el problema encontrado en energización de transformadores de potencia, usan gran contenido de armónicas de corrientes de magnetización del interruptor de circuito de alto voltaje para la protección del transformador a los excesivos picos experimentados durante la energización.

La magnitud del pico actual de la corriente de precipitación depende del núcleo de aire, de la inductancia del transformador y de la resistencia del bobinado y el punto en el que la onda de voltaje al cual ocurre el switcheo.

En la práctica, la componente armónica secundaria se presenta durante la precipitación causando restricciím a la protección, pero la protección se mantiene activa hasta una falla interna desarrollada durante energización.

EFECTOS DE ARMONICAS EN EQUIPO DE CONSUMIDOR

1.- Receptores de televisión. Armónicas las cuales afectan el pico de voltaje pueden causar cambios en el tamaño de la imagen y en el brillo.

2.- Luces fluorescentes y mercurio. Las balastras algunas veces tienen capacitores los cuales con la inductancia de la balastra y el circuito, tiene una frecuencia resonante. Si esta corresponde a una armónica generada, puede resultar falla y calentamiento.

3.- Computadoras. Estas son limitaciones de los diseñadores el aceptar distorsión armónica en computadoras y sistemas de procesamiento de datos y alimentación de circuitos.

4.- Equipo convertidor. En la onda de voltaje resulta de conmutación de corriente puede afectar la sincronización de otro equipo convertidor o cualquier otro aparato controlado por voltaje.

5.- Las armónicas teóricamente deberían de afectar tiristores de equipos que controlan velocidad variable del mismo consumidor en muchos casos:

a) Voltaje que causa mala operación a través de tiristores,

b) Los voltajes armónicos pueden causar el disparo en los circuitos de disparo,

c) Los efectos de resonancia entre varios equipos pueden resultar en sobrevoltaje

6.- Todos los problemas ya mencionados con anterioridad pueden ser experimentados por otros consumidores si están concentrados al mismo bus de barra.

EFECTOS DE ARMONICAS EN LA MEDICION DE POTENCIA

Los instrumentos de medición inicialmente calibrados en corriente sinusoidal alterna y subsecuentemente usados en alimentación de electricidad distorsionada pueden ser propensos a error.

La magnitud y dirección del flujo de potencia armónica son importantes para dar consideraciones como la señal del error medido es decidido por la dirección del flujo.

El principal instrumento de medición de energía es el motor ferraris tipo kilowatt hora. Este es un diseño inherente electromagnético, produce manejo y freno de flujo el cual impide que el rotor desarrolle un torque. Los flujos secundarios producen elementos provistos para propósitos de compensación para mejorar la precisión y compensar por fricción en el registro. Estos flujos producen elementos que proveen torques primarios y secundarios.

Los elementos no lineales incluyen elementos de voltaje y corriente y shunts de sobrecarga magnética y elementos sensitivos a frecuencia.

La respuesta de éste medidor es ineficiente a frecuencias fuera de los parámetros de diseño y resulta imprecisiones. Una expresión para potencia total vista por el medidor es:

$$\text{Potencia total} = V_{dc} I_{dc} + V_F I_F \cos\phi_F + V_H I_H \cos\phi_H$$

$$(P_T) \qquad (P_{dc}) \qquad (P_F) \qquad (P_H)$$

El medidor no mide P_{dc}, pero si es sensible a su frecuencia, éste mide P_F con precisión y P_H con imprecisión, el error viene a ser determinado la frecuencia.

La potencia total armónica P_H es obtenida agregando todos los componentes desde los productos de voltaje y corriente de frecuencias similares.

Cualquier alimentación de potencia d.c. o generada por los clientes puede causar un error proporcional a la relación de potencia P_{dc}/P_T con la señal de error relacionada a la dirección del flujo de potencia. Similarmente cualquier deficiencia en la medición de armónicas de potencia P_H debe de causar un error representado por $\pm k\ P_H/P_T$ donde el factor k es dependiente de la característica de respuesta de la frecuencia del medidor y de la señal de error que va relacionado a la dirección del flujo de potencia.

La potencia de C.D. y los voltajes y corrientes armónicas no producen torque, pero degradan la capacidad de un medidor a medir la frecuencia de potencia fundamental. La corriente directa distorsiona el trabajo de los flujos y alterna el incremento de permeabilidad de los elementos magnéticos.

Los flujos producidos por las corrientes armónicas combinan con flujos de la misma frecuencia y pueden estar presentes a la imperfección en el elemento medidor y producir torques secundarios.

El medidor normal kilowatt-hora , basado en el motor ferraris, es encontrado generalmente con lecturas correctas al extender severos porcentajes con un consumidor que genera armónicas a través de tiristor controlado en equipo de velocidad variable. Si aparece cual consumidor es el que genera armónicas en la red, éste es automáticamente penalizado.

EFECTOS DE ARMONICAS EN MEDIDORES DE MAXIMA DEMANDA

No existe evidencia de las mediciones de kVA en medidores sean afectados por armónicas en la red. Sin embargo, los medidores de kW de demanda operando en el tiempo intervalo del motor, los medidores de estado sólido están disponibles pero a alto costo. Las armónicas presentan un problema en la medición de valores de VAR, ésta es una cantidad definida con respecto a la forma de onda sinusoidal.

EFECTO DE DISTORSION ARMONICO EN FACTOR DE POTENCIA

En general, los valores instantáneos de las componentes de un voltaje y corriente pueden ser expresados como:

$$V = \sum_{1}^{\infty} \sqrt{2}\ V_n \operatorname{sen}(nwt + \alpha_n) + \sum^{\infty} \sqrt{2}\ V_m \operatorname{sen}(mwt + \alpha_m)$$

$$i = \sum_{1}^{\infty} \sqrt{2}\ I_n \operatorname{sen}(nwt + \alpha_n + \phi_n) + \sum^{\infty} \sqrt{2}\ I_p \operatorname{sen}(pwt + \alpha_p)$$

y el factor de potencia es dado por:

$$f.p. = \frac{1/T \int_0^T Vi \, dt}{V_{rms} \, I_{rms}} = \frac{\sum_1^n V_n I_n \cos \phi_n}{\left\{\left(\sum_1^n V^2_n + \sum^m V^2_m\right)\left(\sum_1^n I^2_n + \sum^p I^2_p\right)\right\}^{1/2}}$$

Este factor representa el carácter de la potencia consumida. Es un valor bajo que indica la utilización de la capacidad de la fuente de potencia necesaria por la carga.

Si la forma de onda de voltaje es sinusoidal, la ecuación se reduce a:

$$f.p. = \frac{V_1 I_1 \cos \phi}{V_1 \, I_{rms}} = \frac{I_1}{I_{rms}} * \cos \phi = \mu \cos \phi_1$$

donde $\cos \phi_1$ es el factor de desplazamiento entre la componente fundamental de voltaje y corriente y μ es el factor de distorsión de corriente.

Las pérdidas en dispositivos son generalmente usadas para compensación de factor de potencia. La minimización de la potencia aparente debe ser directamente para optimizar el factor de potencia.

Por ejemplo, si es agregada una capacitancia C en paralelo a la carga y la expresión general para la potencia aparente en términos de C es:

$$s = \left(\sum_{\chi}^n V^2_n + \sum_1^m V^2_m\right)^{1/2} * \left\{\sum_1^n \left(I^2_n + V^2_n n^2 w^2 c^2 + 2V_n I_n nwc \operatorname{sen} \phi_n\right) + \right.$$

$$\sum^{n} V^2_m\, m^2\, w^2\, c^2 + \sum^{p} I^2_p\}^{1/2}$$

La diferenciación de ésta ecuación con respecto a C y a optimizar la capacitancia lineal:

$$C_{opt} = -\frac{1/w \sum_{1}^{n} V_n\, I_n\, \text{sen}\, \phi_n}{\sum_{1}^{n} V^2_n\, n^2 + \sum^{n} V^2_m\, m^2}$$

Un comité internacional para mejorar el f.p. definió una componente de potencia aparente llamada <u>potencia reactiva</u> como:

$$Q = \sum_{1}^{n} V_n\, I_n\, \text{sen}\, \phi_n = \frac{1}{2\pi} \sum_{1}^{n} \frac{1}{n} \int_{0}^{T} V_n\, di_n$$

A través no de medición física fue tomada ésta expresión sino adoptada por dos consideraciones:

1.- La propiedad de conservación de ésta expresión en sistema lineal sinusoidal.

2.- La posibilidad de expresión de la potencia aparente en sistema no lineal general por la relación:

$$S = (P^2 + Q^2 + D^2)^{1/2}$$

donde P es el promedio de potencia y D es el componente adicional designado como distorsión de potencia.

El objetivo de la compensación del capacitor es el de mejorar el factor de desplazamiento si el voltaje es sinusoidal. Mejorando en los valores del factor de distorsión puede ser hecho por filtros.

INTERFERENCIA CON COMUNICACIONES

El ruido en los circuitos de comunicación degrada la calidad de la transmisión y puede interferir con señalización. A bajos niveles de ruido causa molestia y a altos niveles de ruido degrada la calidad de la transmisión y resulta en pérdida de información.

La tecnología contínuamente mejora en potencia y en sistemas de comunicación que demanda reconsiderar los problemas de interferencia en teléfonos o líneas localizados cerca de sistemas de potencia.

La relación de señal a ruido, comúnmente usada en circuitos de comunicación como una medición de la calidad de la transmisión, puede ser usada con precaución cuando se considera interferencia en sistemas de potencia de los niveles relativos de potencia y circuitos de comunicación. Existe gran diferencia en los niveles de potencia en los componentes pequeños desbalanceados de audio frecuencia dentro de la red de potencia pueden ser fáciles de producir niveles de ruido de voltaje considerables cuando se acopla en circuitos de comunicación. El propósito de los sistemas de potencia es el de transmitir energía a alta eficiencia pero con relativamente baja forma de onda. Por otro lado, en los circuitos de comunicación las formas de onda no son significativamente distorsionadas.

El objetivo de la compensación del capacitor es el de mejorar el factor de desplazamiento si el voltaje es sinusoidal. Mejorando en los valores del factor de distorsión puede ser hecho por filtros.

INTERFERENCIA CON COMUNICACIONES

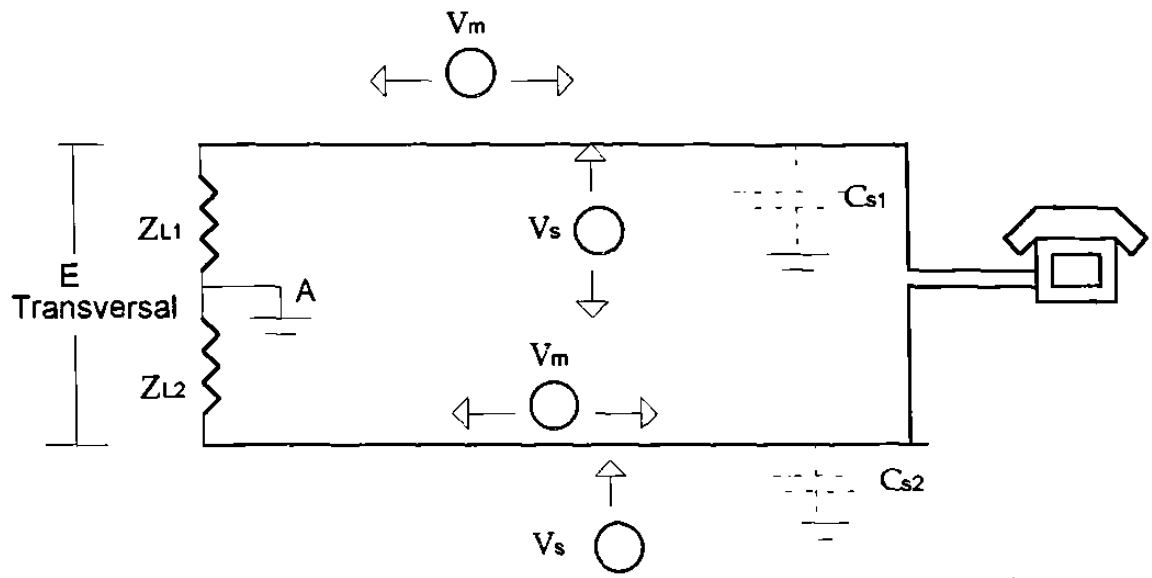
El ruido en los circuitos de comunicación degrada la calidad de la transmisión y puede interferir con señalización. A bajos niveles de ruido causa molestia y a altos niveles de ruido degrada la calidad de la transmisión y resulta en pérdida de información.

La tecnología contínuamente mejora en potencia y en sistemas de comunicación que demanda reconsiderar los problemas de interferencia en teléfonos o líneas localizados cerca de sistemas de potencia.

La relación de señal a ruido, comúnmente usada en circuitos de comunicación como una medición de la calidad de la transmisión, puede ser usada con precaución cuando se considera interferencia en sistemas de potencia de los niveles relativos de potencia y circuitos de comunicación. Existe gran diferencia en los niveles de potencia en los componentes pequeños desbalanceados de audio frecuencia dentro de la red de potencia pueden ser fáciles de producir niveles de ruido de voltaje considerables cuando se acopla en circuitos de comunicación. El propósito de los sistemas de potencia es el de transmitir energía a alta eficiencia pero con relativamente baja forma de onda. Por otro lado, en los circuitos de comunicación las formas de onda no son significativamente distorsionadas.

MODELO SIMPLE DE UN CIRCUITO TELEFONICO

Un circuito telefónico físicamente consiste de un par de alambres torcidos asociados con equipo terminal y un modelo simplificado se ilustra a continuación:



Por seguridad y razones prácticas los circuitos telefónicos son referenciados a tierra y el circuito equivalente del sistema telefónico se muestra en la figura; incluye las impedancias terminal Z_{L1} y Z_{L2} a tierra. Un voltaje inducido electromagnético es modelado como fuente de voltaje Vm, y el voltaje inducido electrostático como Vs, las impedancias terminal Z_{L1} y Z_{L2} son generalmente de alto valor. En la ausencia de un conductor a tierra, la tierra del circuito retorna por las capacitancias C_{S1} y C_{S2}.

FACTORES QUE INFLUYEN EN INTERFERENCIA

La combinación de tres factores producen el problema de ruido en las líneas de comunicación y éstos son como sigue:

1.- Influencia de sistemas de potencia. Esta depende de los componentes de la fuente de audiofrecuencia dentro del sistema de potencia y la magnitud relativa de corrientes armónicas desbalanceadas y la presencia de voltajes en los circuitos de potencia en la vecindad de circuitos de comunicación.

2.- Acoplamiento a circuitos de comunicación. Este es acoplamiento de corrientes de voltajes de interferencia dentro de un sistema de comunicación.

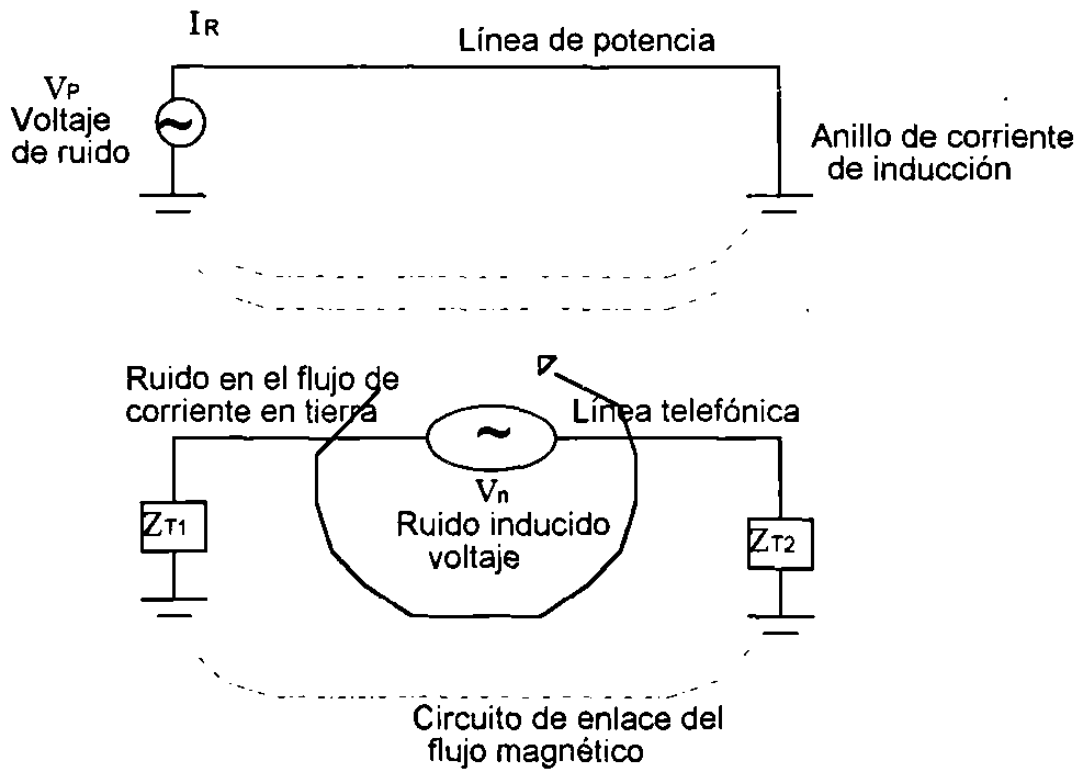
3.- Efecto en circuitos de comunicación. El efecto derivado interferencia en circuitos de comunicación es dependiente en las características del circuito y aparatos asociados.

ACOPLAMIENTO A CIRCUITOS DE COMUNICACION

Anillo de inducción. El anillo de inducción ocurre cuando un voltaje es inducido directamente dentro del anillo formado por los dos alambres de un circuito telefónico. Este tipo de inducción manifiesta directamente como un

voltaje cruza la terminación de un circuito telefónico. En el caso del cruzamiento, las líneas de teléfono estén cerca de líneas de potencia, el efecto del anillo puede ser importante.

Inducción electromagnética longitudinal. La inducción electromagnética longitudinal ocurre cuando una f.e.m. inducida está a lo largo de los conductores de un circuito telefónico. La corriente residual en una línea de potencia selecciona un campo magnético el cual causa líneas de flujo para insertar con cualquier línea telefónica e inducir una f.e.m. longitudinalmente en ésta. Este tipo de acoplamiento se ilustra a continuación y constituye la forma más común de inducción de ruido en líneas de comunicación.



La corriente residual I_R en la figura retorna vía tierra a Vp, el anillo de corriente es formado pur una área de cruce seccional por sobre las líneas de

transmisión. Los conductores a inducción electromagnética longitudinal en el circuito telefónico está dado por:

$$V_m = M\, I_R$$

donde M es la potencia mutua entre la potencia y el sistema telefónico.

El modelo aceptado para la determinación de la impedancia mutua entre la potencia y el sistema telefónico fue desarrollado por Carson. En general la propagación electromagnética a potencias y frecuencias no es muy sensitiva a la estructura de la tierra y resistividad y el modelo de Carson es válido para muchos casos.

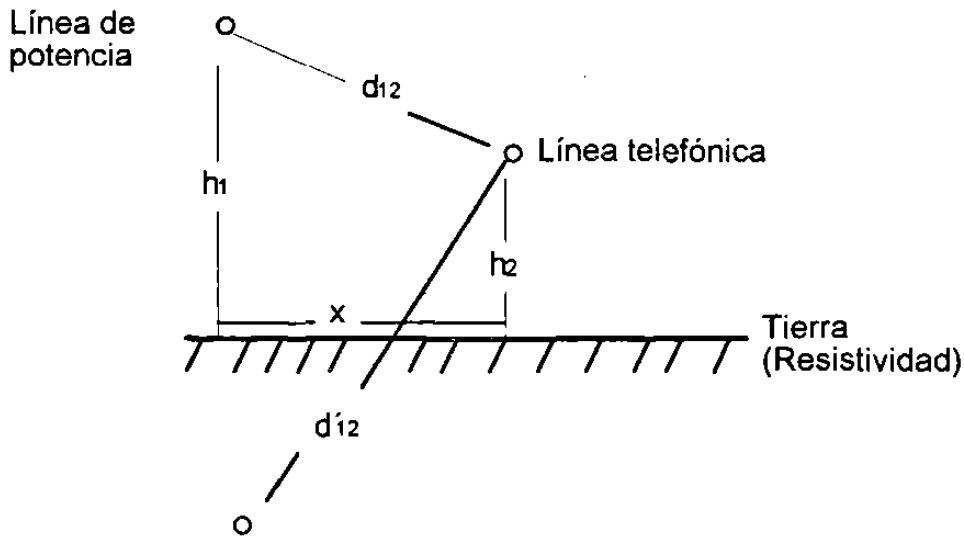
La ecuación Carson para la impedancia mutua de una línea de potencia a altura h_1 y la línea telefónica a altura h_2 es dada por:

$$M = \frac{j\, w\, \mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{d'_{12}}{d_{12}} - 2j \int_0^{\infty} \left[\sqrt{(u^2 + j)} - u \right] e^{-u\alpha(h_1+h_2)} \cos(u\alpha x)\, du \right]$$

donde M es la impedancia mutua por unidad de longitud, x es la separación horizontal de la potencia y la línea telefónica, h_1 es la altura de la línea telefónica arriba de tierra, $d_{12} = \sqrt{[(h_1 - h_2)^2 + x^2]}$ es la distancia radial entre líneas,

$d'_{12} = \sqrt{[(h_1 + h_2)^2 + x^2]}$ es la distancia radial entre una línea y sobre tierra la imagen del otro, $w = 2\pi f$ es frecuencia angular de la corriente inducida, μ_0 es la permeabilidad razonalizada de libre espacio, $\alpha = \sqrt{2}/\delta$, $\delta = \sqrt{(2p/\mu_0 w)}$ depende de la uniformidad de la tierra con resistividad p, y p es la resistividad de la tierra en ohms-metro.

El primer término de la ecuación de Carson es la impedancia mutua entre dos conductores que son perfectamente conductores de tierra, el segundo término es corrección para resistividad finita de la tierra. La fórmula de Carson depende de la medición de resistividad de la tierra la cual puede ser difícil de obtener y simplificar la forma de la ecuación de Carson, esta es siempre usada para obtener buena aproximación de la impedancia mutua.



EFECTOS EN CIRCUITOS DE COMUNICACION

Suceptibilidad de circuitos telefónicos. Los efectos que el ruido en una línea de potencia debe de tener en una línea de comunicación puede ser acertada para considerar la suceptibilidad del circuito a los efectos de la interferencia inductiva.

Tres características son de importancia:

1.- Los efectos de interferencia relativa de diferentes frecuencias,

2.- El balance de los circuitos de comunicaciones,

3.- Los efectos del blindaje de los cables metálicos y otros cables.

BALANCE DE CIRCUITO TELEFONICO A TIERRA

Si la línea telefónica o terminal equivalente no está perfectamente balanceada con respecto a tierra, longitudinalmente induce voltaje en la línea que puede ser transformada dentro del voltaje transversal y éste como voltaje de cruce transversal, el auricular que pudo oir ruido en el teléfono. Si la impedancia a tierra de los dos alambres que la forma de un circuito telefónico es diferente, y asumiendo que los dos alambres son sujetos a la misma inducción longitudinal, corrientes diferentes con flujo en cada alambre. La impedancia de los alambres debe ser muy similar a los flujos de corriente diferentes deben de dar una elevación al voltaje transversal entre el par.

Factores los cuales pueden afectar el balance a tierra de los teléfonos:

1.- Cualquier fuga a tierra que cruce el polo aislador o a través del aislamiento del cable,

2.- Equipo terminal desbalanceado. Alguno de éstos factores puede ser corregido simple y rápidamente para reducir un problema de ruido inducido.

Balance es simplemente definido como:

$$20 \log 10 \frac{(\text{Voltaje longitudinal})}{(\text{Voltaje transversal})}$$

Blindaje. Un metal o una pantalla conduciendo tierra tal como un cable envuelto el cual encierra el circuito telefónico sobre la longitud de una exposición, es efectividad total en la eliminación de inducción electrostática. Los cables enterrados dentro de una pantalla metálica o envueltos son también inmunes a la inducción electrostática, para los efectos de conducción de tierra.

Las pantallas metálicas o envolturas son únicamente parcialmente efectivas en la reducción de efectos de inducción electromagnética.

El mecanismo de blindaje electromagnético es como sigue: la corriente de la línea de potencia causa voltajes longitudinales a ser inducidos en los alambres del cable y también en el blindaje. El flujo de corriente resultante en el blindaje es de dirección opuesta a la corriente inducida en la línea de potencia. Esta corriente inducida en el blindaje genera ajuste en el voltaje en los alambres del cable opuesto al voltaje inducido por la corriente de la línea de potencia, tendiendo a neutralizarlo más tarde. El factor de blindaje del cable es la fracción para la cual el blindaje reduce el voltaje inducido dentro del núcleo; el factor de blindaje (K) de un blindaje instalado es dado por:

$$K = \frac{\text{Resistencia del blindaje a C.D.} + \text{Resistencia a tierra}}{\text{Resistencia del blindaje a C.A.} + \text{Resistencia a tierra}}$$

La simplicidad de la fórmula muestra que el factor de blindaje puede ser reducido decreciendo la resistencia y/o incrementando la inductancia en la envoltura y/o decrementando la resistencia a tierra.

Un buen factor de blindaje para un cable puede ser archivado si las siguientes condiciones son mantenidas:

1.- Al punto en donde el blindaje es conectado a tierra, la resistencia a tierra debe ser menor (típicamente 1).

2.- Esta es una baja resistencia del blindaje, plenamente de metal en el cable envuelto para guardar la resistencia baja.

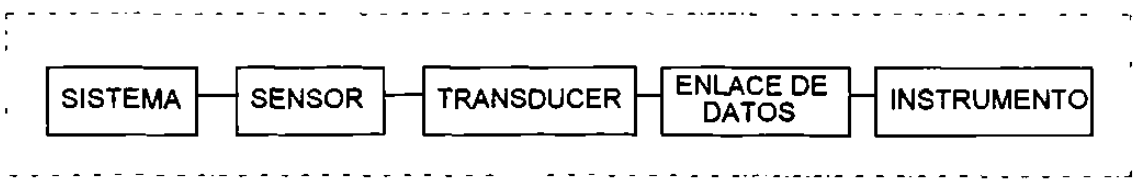
3.- Cintas de acero son usualmente requeridas.

CAPITULO VI

MEDICION DE ARMONICAS EN SISTEMAS DE POTENCIA

En orden a mantener una eficiente y efectiva alimentación de electricidad es necesario definir los niveles de distorsión que pueden ser permitidos en un sistema de potencia. Esta necesidad resulta en el desarrollo de una serie de instrumentos de medición y técnicas de provecho que incrementan la sofisticación lider del presente día de equipo de medición basados en microprocesador.

Cualquier sistema de medición es formado por una conexión apropiada de un número de componentes como se ilustra en la figura.



La combinación actual requerida para cualquier medición en particular debe variar con el sistema en el cual la medición es hecha y su propósito. La responsabilidad de determinar la combinación específica es usada con el operador / intérprete, controlando la función de medición. El rol de éste operador / intérprete es el de centralizar la función de medición. Una vez que son seleccionados los parámetros de medición, entonces el sistema de medición puede ser definido. A niveles de voltaje bajo una conexión directa del instrumento puede ser posible, dependiendo de las necesidades de transformadores o de enlaces de comunicación. Como un sistema de corriente y voltaje incrementa sus niveles como sea necesario para una selección apropiada del transformador, ésto es importante para la función de medición.

Similarmente un requerimiento para sitios remotos de instrumentos de medición y la necesidad de transmitir datos a través de un ambiente de ruido eléctrico con influencias a seleccionar el enlace de comunicación usado. Para la selección de un instrumento de medición está entre equipo análogo o digital, cada uno de los cuales es capaz de proveer un rango particular de funciones.

Es necesario considerar los propósitos de la medición:

1).- Es revisar los niveles armónicos contra el estándar.

2).- En muchos problemas de los cuales las armónicas son sospechosas como la causa.

3).- Proveer información de respaldo en sistemas de niveles armónicos.

EL DESARROLLO DE LA MEDICION DE ARMONICOS EN SISTEMAS DE POTENCIA

Inicialmente la medición de armónica fue basada en cálculos manuales de niveles armónicos usando algunas formas de datos registrados. En 1905 se tomaron formas de registro de un oscilograma y se obtuvieron los primeros nueve términos de la Serie de Fourier; ésto fue un método ordinario selectivo. El análisis tomó 70 min. En 1916 ejecutar un análisis similar usando información de amplitud y tiempo de una forma de onda de ciclo sencillo de una forma de onda registrada en un oscilógrafo y obtuvieron aproximaciones a la integración en la ecuación del Coeficiente de Fourier. La amplitud y ángulo de fase armónico fue entonces evaluado.

El uso de registros de oscilógrafo continúan proporcionando un medio básico para análisis armónico de formas de onda en sistemas de potencia por algún tiempo. El método de integración fue modificado para proveer un proceso y hacer más fácil su ejecución.

En 1925 fue propuesto un instrumento que uso un dinamómetro de movimiento el cual fue mejorado y producido por Coe en 1929. En éste instrumento se le fijó una bobina de un dinamómetro de movimiento que fue energizada con un sinusoidal "Análisis de Corriente" a la frecuencia armónica deseada en donde el voltaje o corriente a ser analizado irá pasado a través de la bobina de movimiento. Con un no cero significa que el torque es producido únicamente por componente de la misma frecuencia la de flexión de la bobina de movimiento proveer una medición de la amplitud armónica. La corriente analizada fue derivada desde un disco sincrónicamente movido sosteniendo

una serie de anillos concéntricos, uno para cada frecuencia armónica. Cada anillo consiste de una serie alternada de segmentos de conductores y aislamientos de donde las escobillas recogen una serie de pulsos de múltiples alimentación de frecuencias. Desde éstos pulsos una corriente de amplitud constante sinusoidal de frecuencia deseada fue producida la cual fue alimentada a la bobina fija. El ángulo de fase fue medido por la rotación de las escobillas, que da una máxima de flexión en el medidor. El instrumento fue capaz de medir amplitudes armónicas a una precisión de 1/20 de 1 % de la amplitud fundamental con un tiempo de medición por armónica de 4 min.

En 1939 fue desarollado un analizador de onda electroestático; éste tiene el mismo principio que el instrumento de Coe pero con un electromedidor y no un dinamómetro de movimiento.

El análisis de una onda seno fue producido electrónicamente usando un oscilador dinatrón, como anteriormente, la frecuencia y el ángulo de fase deben ser ajustado relativos a la frecuencia fundamental. Para 1946 la derivación del contenido de armónicas fue completamente basado en el análisis de Fourier, cualquiera de la forma de onda actual o de la forma de onda registrada, con un incremento tendiente a evitar cualquier cálculo.

El desarrollo de la tecnología de los circuitos integrados y los microprocesadores tuvo como resultado un amplio rango de instrumentos empleando las técnicas digitales basadas en la Transformada rápida de Fourier.

Los instrumentos actualmente disponibles para la medición de armónicas en sistemas de potencia están dentro de dos categorías, analizadores de armónicas y analizadores de spéctrum.

ANALIZADORES DE ESPECTROS

Estos exploran un rango de frecuencias a proveer una medición de amplitud de señal a todas las frecuencias dentro de un rango. Para la medición de armónicas las frecuencias armónicas pueden ser identificadas por referencia a la fundamental habilitando ésta a ser aislada desde un espéctro de frecuencias

ANALIZADORES DE ARMONICAS

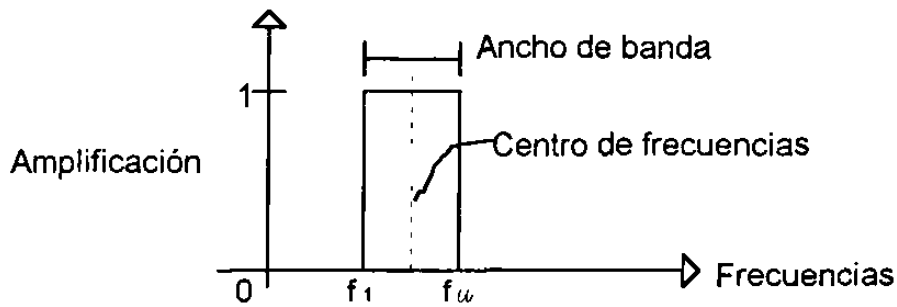
Estos miden amplitud de señales a frecuencias armónicas únicamente. En orden a ver que esta medición es referenciada a la frecuencia fundamental y permitir hacerlo para cualquier variación en ésta frecuencia. El analizador de armónicas provee un espéctros de salida el cual es específico del espéctros de amplitud de señales y que debe ser producido por analizador de espéctros cubriendo únicamente el rango de frecuencias conteniendo armónicas.

FILTROS

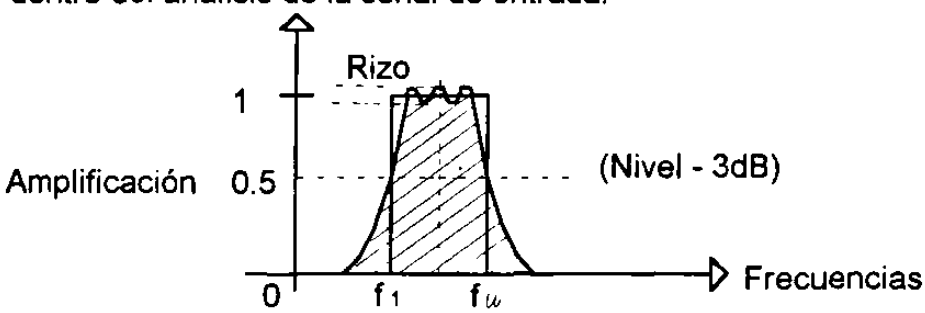
Matemáticamente el Análisis de Fourier genera un espéctro en una infinidad de anchos de banda. Esto obviamente no es realizable para ningún filtro práctico, cualquiera análogo o digital.

Un filtro ideal paso - banda mostrado a continuación tiene la propiedad de permitir únicamente el paso de una porción del total de la señal de potencia la cual es transportada por frecuencias dentro del paso - banda. Todas las componentes de frecuencia las cuales están fuera del paso - banda que son de $f < f_u$ (filtro de frecuencias bajas) y $f > f_u$ (filtro de frecuencias altas) son completamente atenuadas. El ancho de banda B de un filtro es entonces:

$$B = f_u - f_l$$



En la práctica, la característica de un filtro es similar a la mostrada enseguida, con variación de amplitud en el paso - banda y pequeñas amplitudes fuera de paso - banda. Ambas de éstas características introducen error dentro del análisis de la señal de entrada.



El concepto de ancho de banda es usado para relacionar el funcionamiento de la ideal, en el filtro práctico se tiene "ruido efectivo de ancho de banda". Este es el ancho de banda de un filtro ideal con la misma amplitud, la cual transmite la misma potencia que el filtro actual de una señal, la cual tiene una constante potencia de densidad espectral con frecuencia, una fuente de ruido.

El ruido efectivo de ancho de banda puede ser obtenido por la división del área sobre la característica del filtro práctico por la (amplitud)^2. El ancho de banda es también influenciada por la longitud del registro en el cual la medición es basada. Considerando un sistema de medición de frecuencia en el cual la frecuencia es obtenida por conteo de idas a positivo, transiciones a través de cero en un intervalo de T segundos.

División de número de transiciones por T es entonces usado para dar un valor de frecuencia. Las condiciones ilustradas en la Figura anterior deben de producir un resultado en la frecuencia medida de:

$$f \approx 3 / T$$

La frecuencia lo más baja posible debe de producir éste resultado:

$$f_1 = 2 / T$$

y la frecuencia lo más alta posible:

$$f_2 = 4 / T$$

La característica de operación de un filtro en un registro de longitud T en segundos puede ser obtenida considerando la situación donde T no corresponda a un número entero de periodos. Una ecuación tiene que ser mostrada en donde T corresponde a un número entero de periodos, nombrados como frecuencias de 1/T, 2/T, etc.

$$S(fn) = \int_0^T x(t)\, e^{-j2\pi fmt}\, dt$$

Considerando una componente de frecuencias fx :

$fx = f + \Delta f$ y $f = 1/T$

Usando la definición dada, el ancho de banda del ruido efectivo puede encontrarse la forma de la potencia transmitida, por integrar el espéctrum de potencia con respecto a la frecuencia.

$$\text{Potencia transmitida} = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sen}^2(\pi fT) / (\pi fT)^2 \; df = 1/T$$

La potencia transmitida por el filtro ideal:

$$\int_{f1}^{fu} df = fu - f1 = B$$

FILTROS PARA ANALISIS DE ESPECTROS

Dos tipos de filtros son generalmente usados para análisis de espéctros, nombrados <u>constantes absolutas de ancho de banda</u> y <u>constantes porcentaje de ancho de banda</u>.

La frecuencia central f_c , de una constante absoluta de ancho de banda de filtro es dada por:

$$f_c = \frac{(f_1 + f_u)}{2}$$

donde f_1 es la frecuencia de filtro baja y f_u es la frecuencia de filtro alta. La constante absoluta del filtro ancho de banda presenta un ancho de banda de B_a a el inicio de la señal irrespectiva de la frecuencia central. Este tipo de filtro es preferido de la medición de armónicas como éste provee la misma resolución y separación a cada frecuencia.

Para la constante porcentaje filtro ancho de banda, la frecuencia central es dada por:

$$f_c = \sqrt{f_1 f_u}$$

La constante porcentaje de filtro ancho de banda es una constante Q y presenta un ancho de banda de B_p del inicio de la señal tal como:

$$B_p / f_c = \text{constante}$$

Con las constantes de filtro ancho de banda, una resolución uniforme es obtenida en la escala lineal de frecuencias. Las frecuencias arriba de unos cuantos kilohertz para éste tipo de filtros está limitado su uso.

El funcionamiento de los dos tipos de filtros es explicado en la figura y su adecuación relativa de medición armónica. Un sistema con una frecuencia fundamental de 50 Hz es analizada por el contenido armónico, usando ambas constante absoluta de ancho de banda y constante porcentaje ancho de banda. Ambos filtros tienen un ancho de banda de 10 Hz cuando se ajustan a la frecuencia fundamental. A la 20a. armónica el filtro ancho de banda es como sigue:

Filtro constante absoluto ancho de banda ---------- 10 Hz

Filtro constante porcentaje ancho de banda --------- 200 Hz

SELECTIVIDAD

En adición a ancho de banda un filtro es caracterizado por su selectividad. Esta es una medición de su habilidad para separar componentes de diferente frecuencia y expresado por el factor forma. Este es definido por la constante filtro ancho de banda, como una relación del ancho de la característica del filtro a una atenuación de 60 DB desde un máximo de 3DB ancho de banda. Donde un rango dinámico es menor que 60dB, a un factor de forma 40dB en algunas veces usado como base al ancho de la característica de atenuación de 40dB.

TIEMPO DE RESPUESTA

Un filtro no puede responder instantáneamente a un cambio en el nivel de la señal de entrada, el tiempo actual requerido para la señal de salida alcance el nivel de estado estable, viniendo desde el orden de 1/B, donde B es el filtro de ancho de banda. Esta es otra manifestación de requerimiento físico de una medición con un ancho de banda B, que requiere un tiempo de 1/B. La respuesta puede ser expresada como sigue:

Ancho de banda x Tiempo de respuesta del filtro = $BT_f \approx 1$,

Ancho de banda relativo = $b_r = B / f_c$

donde f_c es la frecuencia central del filtro.

El filtro de ciclos en el tiempo de respuesta es:

$$n_f = f_c T_c; \quad b_r n_f \approx 1$$

FILTROS ANALOGOS Y DIGITALES

Típicamente los filtros son construídos por la combinación de circuitos convencionales que son elementos que proporcionan la respuesta deseada. Los filtros digitales reciben muestreo de datos contínuamente en la entrada la cual está sujeta a alguna secuencia de procesamiento digital para producir una salida la cual debe ser filtrada en alguna vía con respecto a la entrada. Como los datos son contínuos con un valor de salida obtenido para cada punto de dato de entrada, la operación del filtro digital es comparable con la acción de un filtro análogo.

El filtrado digital es basado en la Transformada Z, la cual es definida como:

$$f(Z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty}$$

donde Z es una variable compleja. Esta es igual forma que la función de tiempo muestreado, donde:

$$Z = e^{j2\pi f \Delta t}$$

Un retardo corresponde a una integración y consecuentemente para insertar circuitos de retardo múltiple, los filtros de polos múltiple pueden ser construídos.

Una de las principales ventajes del filtro digital es que con el mismo hardware puede usarse para generar virtualmente cualquier forma de filtro justo para cambiar los coeficientes del filtro usados en el cálculo. Una vez establecido los coeficientes completamente determine las propiedades del filtro, y como éstos coeficientes son numéricos en forma y no cambian con el tiempo.

SEÑAL PROMEDIO

Las señales derivadas de cualquier fuente real deben ser estables, conteniendo ambas variaciones al azar y sistemáticas. La Transformada de Fourier efectivamente asume una señal contínua con un promedio sobre el tiempo infinito. En la práctica esto no es posible y la una medición finita de tiempo debe de ser usada, los efectos de la cual es introducir un rizo dentro de la solución del dominio de la frecuencia.

El promediar es usado para proporcionar filtración de bajo paso para eliminar o remover éstos componentes de rizo.

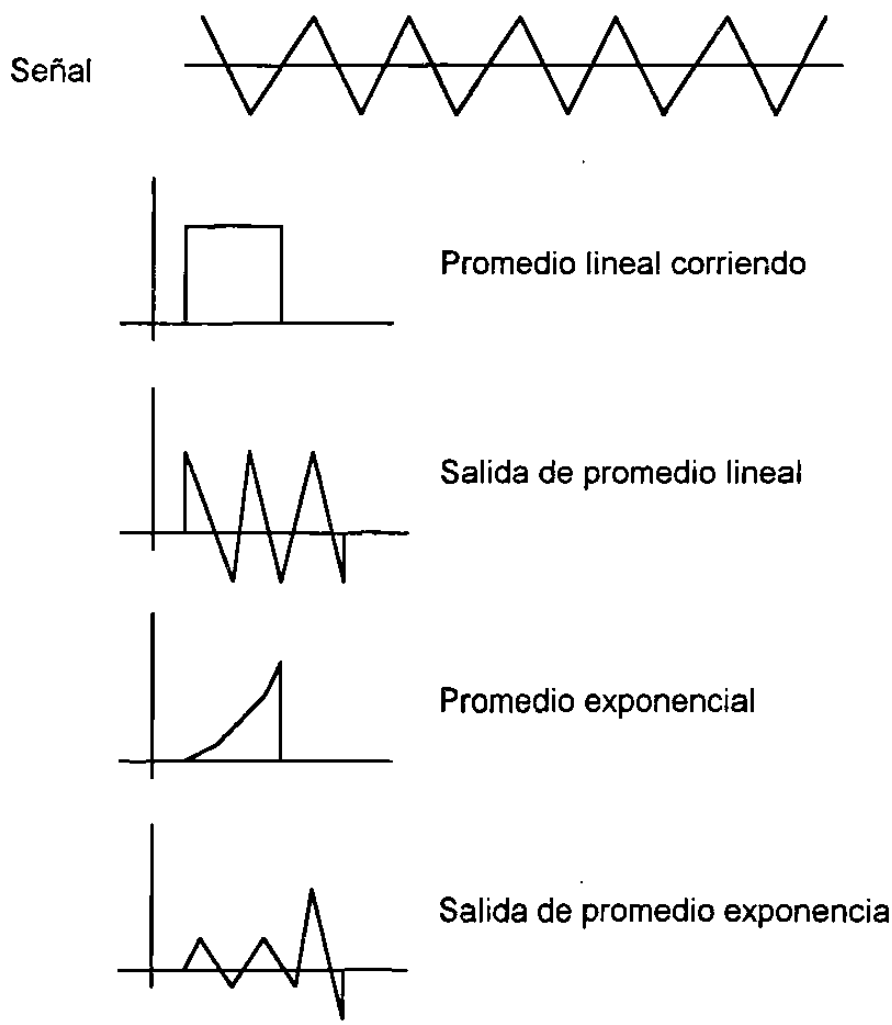
Considerando un promedio corriendo de una función que cubre el periodo T en segundos. Este promedio corriendo corresponde a la señal vista a través de una ventana rectangular moviéndose tal como se muestra a continuación y expresada por:

$$[x]t = \frac{1}{T} \int_{t-\tau}^{t} x(\tau)\, d\tau$$

La cual puede ser escrita como la ecuación de convolución:

$$[x]_\tau = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)\, d\tau$$

donde $y(\tau) = 1$ para $0 < \tau > T$ y $y(\tau) = 0$.



Una convolución en el dominio del tiempo corresponde a la multiplicación en el dominio de la frecuencia con respecto a la Transformada de Fourier.

La Transformada de Fourier de una función rectángulo produce un spéctrum de amplitud en la forma de la función x/x. Esta corresponde a filtro de bajo paso con decaimiento de rizo fuera del rango de paso - banda de 20dB por década.

El promedio exponencial puede ser usado para enfatizar más la reciente tendencia en la señal; tal promedio puede ser archivado usando un integrador, el cual tiene la respuesta de un impulso.

$$x(\tau) = 0 \qquad -\infty < \tau < 0$$

$$x(\tau) = A_c\, e^{-\tau/RC} \qquad 0 < \tau < \infty$$

La Transformada de Fourier de ésta función es:

$$x(f) = A_c \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\tau/RC} e^{-j2\pi fmt}\, dt = A_c\, RC / (1 + j2\pi f\, RC)$$

Escalando: $A_c = 2A_r$ y $T = 2RC$ donde A_r es la amplitud de la función seno a $x = 0$. Las dos características encontradas tienen la misma amplitud $f = 0$, las mismas líneas y el mismo ancho de banda efectivo.

En filtros digitales son usados el promedio lineal y puede ser archivado para adicionar el cuadrado de los muestreos de salida del filtro individual y entonces dividirlo por el número promediado.

ESPECTRO ANALOGO Y MEDICION ARMONICA

El espéctro análogo y la medición armónica son basados en el uso de filtración análoga a aislar e identificando los componentes de frecuencia individual de señales de entrada.

La salida de un filtro análogo es obtenido por la convolución de la señal de entrada con la respuesta del impulso del filtro. Esta corresponde a la multiplicación de funciones de las 2 respuestas en el dominio de la frecuencia. La señal resultante del filtro debe ser formada por el producto del amplitud despectra individual.

A través del filtro modifica la relación de fase de las componentes de frecuencia individual, éste no tiene efecto en el spéctrum de potencia, la cual la información es desplegada por el analizador.

El espéctro de potencia de salida es formado como el producto de la potencia individual de la señal de entrada y el filtro. La salida de un filtro, la cual puede variar en tiempo, puede entonces ser procesada para producir una medición de la señal a una frecuencia particular. Usualmente la potencia de la señal es requerida, y ésta puede ser archivada matemáticamente por el cuadrado del valor instantáneo de la señal e integrando éste sobre un intervalo de tiempo específico.

Esto significa que la raíz cuadradad estimada del valor de la señal es obtenida por:

$$y_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_{t-\tau}^{\tau} \left[y(\tau)^2 \, d\tau \right] \right]^{1/2}$$

Alternativamente, la señal de salida del filtro puede ser rectificada y promediar la señal obtenida por integración sobre un periodo finito de acuerdo a:

$$y_{av} = \frac{1}{T} \int_{t-\tau}^{\tau} |y(\tau)| \, d\tau$$

El espéctro análogo y el análisis armónico disponible puede ser dividido dentro de ciertas categorías dependientes del modo de operación. Estas son:

1) Analizador de filtro discreto
2) Análisis paralelo
3) Análisis de frecuencia
4) Análisis de compensación.

1) <u>Analizador de filtro discreto</u>. La señal, después de ser acondicionada para la entrada amplificada, es aplicada a las entradas de un número de filtros, cada uno ajustado a diferentes frecuencias centrales para cubrir completamente el rango de frecuencias.

El espéctro es entonces obtenido por pasos del detector y el amplificador asocidado con los cruces de las salidas de los filtros a un rango controlado. Tal como una proporción requerida a un gran número de ajustes de precisión y estabilidad de filtros.

2) <u>Análisis paralelo</u>. Superando el problema de análisis práctico de señales las cuales pueden ser no estacionarias, la detección secuencial de analizadores de filtros discretos puede ser reemplazada por un circuito de detección de filtrado múltiple, incorporando un detector con cada filtro. Esta efectividad proporciona análisis de tiempo real de la señal de entrada, la cual puede ser actualizada a intervalos regulares si así es requerida.

3) **Análisis de frecuencia**. El análisis de ancho de banda de un filtro sencillo con una frecuencia de centro ajustable es usado. Para el barrido de la frecuencia central a través de un rango de frecuencias, cualquiera pasos contínuos o discretos, un spéctrum es producido con cada uno de los puntos representados en una integración de un spéctrum sobre respuestas de frecuencias correspondientes a la característica del filtro.

Una mayor limitación del análisis de frecuencias es el tiempo tomado para cubrir el rango de frecuencias, los cuales resultan en el tiempo correspondiente entre la frecuencia individual perdida.

EL tiempo de barrido es influenciado por el tiempo de respuesta del filtro y del tiempo promediado usado. El tiempo tomado por el filtro para cruzar su ancho de banda (B) es referido como tiempo de filtrado vivido (d). El barrido de velocidad es dado por:

$$S = B / Td$$

Si Td es hecho igual al tiempo de respuesta del filtro ($Tf = 1/B$), éste debe de tener el efecto cambiando el spéctrum resultante en el dominio de la frecuencia por una cantidad igual al ancho de banda. Por ésta razón la relación es: $Td = Kf\ Tf$

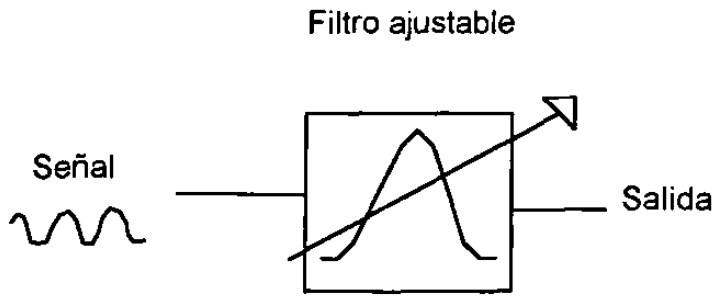
en la cual Kf es una constante numérica, es usada para establecer el tiempo vivido. Usando la relación entre tiempo de respuesta y ancho de banda ($Tf = 1/B$) entonces da: $B\ Td = Kf$

Una expresión similar puede ser usada para expresar la relación entre el tiempo vivido y el tiempo promedio. El rango de frecuencias de interés para medición armónica se extiende desde D.C. alrededor de 3 kHz. Para un filtro de

ancho de banda de 10 Hz el tiempo de respuesta es de 0.1 seg. Kf = 4, entonces:

$$S = 10/0.4 = 25 \text{ Hz / seg}$$

dando un tiempo de barrido de 120 seg. para un rango de frecuencias de 3 kHz.



4) <u>Análisis armónico análogo</u>. El spéctrum armónico es una selección de un spéctrum de frecuencias que cubren el rango de interés. El principio de operación de un análisis armónico análogo sigue muy de cerca el análisis de spéctrum pero con el agregado de algunos medios de aislamiento e identificando las frecuencias armónicas.

Al hacer una medición de armónicas en un sistema de potencia, dos puntos necesitan ser considerados. Primeramente las amplitudes de las componentes de armónicas individuales son usualmente pequeñas en relación a la amplitud de la fundamental y secundariamente, la frecuencia de la fundamental puede ser movida dentro de los límites prescritos cerca de la frecuencia nominal. En un análisis armónico análogo, un filtro corte es siempre incorporado, centrado en la frecuencia fundamental nominal y con un ancho de banda suficiente para abarcar la frecuencia normal para remover la

componente fundamental y pasar únicamente las componentes armónicas al circuito de medición.

El efecto de la variación en la frecuencia fundamental es el de alterar las frecuencias de armónicas individual, considerar un sistema con una frecuencia fundamental nominal de 50 Hz y una variación permitida de ± 1 Hz.

La frecuencia de la armónica 20a. debe ser cualquiera entre 2,450 y 2,550 Hz. Si un analizador opera en el principio eterodino con un filtro centrado en 0 Hz es usado, entonces el voltaje de referencia contínuamente es ajustado para mantener el sistema en ajuste como varía la frecuencia fundamental.

METODO DIGITAL PARA ANALISIS SPECTRAL

Análisis Transformada de Fourier Discreta. La forma de la transformada para análisis spectral digital, la Transformada de Fourier Discreta, puede escribirse como:

$$x(f) = \sum_{n=0}^{N-1} W(n)\, X(n)\, e^{-j2\pi k\, n/N} \qquad 0 \le K \le N-1$$

donde W(n) son muestreos uniformemente espaciados del tiempo. X(n) son muestreos uniformemente espaciados de la forma de onda y N es el número de muestreos de ambos ventana y señal entre la longitud de la ventana. Se puede usar la Transformada rápida de Fourier para proporcionar que N se igual a 2^m, donde m es un número entero.

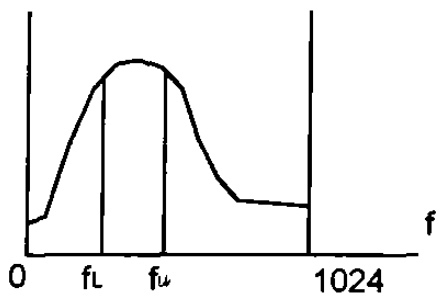
La Transformada Inversa, la cual incluye el tiempo ventana es dado por:

$$W(n)\,X(n) = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)\, e^{j2\pi k\, m/N}$$

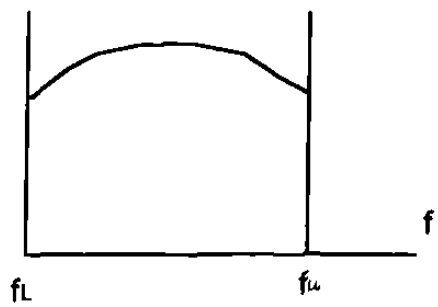
RESOLUCION Y ANCHO DE BANDA

El resultado spectral de un Análisis FFT (Fast Fourier Transform) es linealmente distribuído con frecuencia. La resolución (β) del FFT es definido como el incremento de frecuencia entre líneas sucesivas en el spéctrum. Este es relacionado al número de muestreos (N) en los cuales el análisis es basado y el muestreo de Frecuencia (fs).

$$B = fs / N$$



Señal original de 1024 muestreos



Porción de la señal original expandida a 1024 muestreos

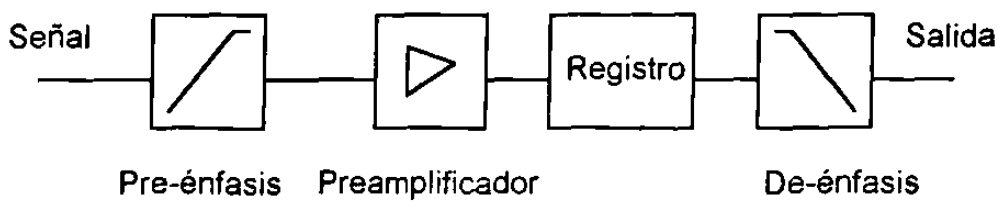
El ancho de banda su ajuste es determinado por la resolución y el efecto de cualquier función ventana aplicada al dato. Para una función ventana rectangular el ancho de banda de ruido efectivo (B) es igual a resolución: B = β.

El zoom de FFT es usado siempre incorporado en Análisis de Fourier.

MEDICION FUERA DE LINEA

Registros análogos. Varios sistemas tienen que ser desarrollados basados en registros análogos de sistemas de voltaje que usan un rango de registros y de diferentes tipos de formas, cassettes simples o registros de precisión FM o cintas.

En orden a proporcionar un rango dinámico adecuado en los registros usados, algunas formas de acondicionamiento de señal tienen normalmente a ser introducidos a los registros. Esto usualmente toma la forma de algunos tipos de filtros, usados en conjunción con un filtro de rechazo fundamental. La señal es entonces regresada al analizador a través de un inversor (de énfasis).



CAPITULO VII

ELIMINACION DE ARMONICAS

PROPOSITO DE LOS FILTROS ARMONICOS

El objetivo primario de un filtro armónico es el de reducir la amplitud de una o más frecuencias de corriente o voltaje.

Cuando el único propósito es el de prevenir una frecuencia particular desde componentes de planta seleccionados completamente o partes de un sistema de potencia, ésto es posible usar una serie de filtros que consisten de un inductor en paralelo y un capacitor el cual presenta una larga impedancia a la frecuencia relevante; sin embargo no puede ser extendida a eliminar las armónicas la fuente, porque la producción de armónicas por componentes de planta no lineal, es esencial para su operación normal.

En el caso de los convertidores estáticos, las corrientes armónicas son normalmente prevenidas desde la introducida del resto del sistema para

proveer una vía shunt de baja impedancia a las frecuencias armónicas. Series combinadas y filtros shunt deben ser diseñados para minimizar las corrientes y voltajes armónicas en el sistema de C.A.

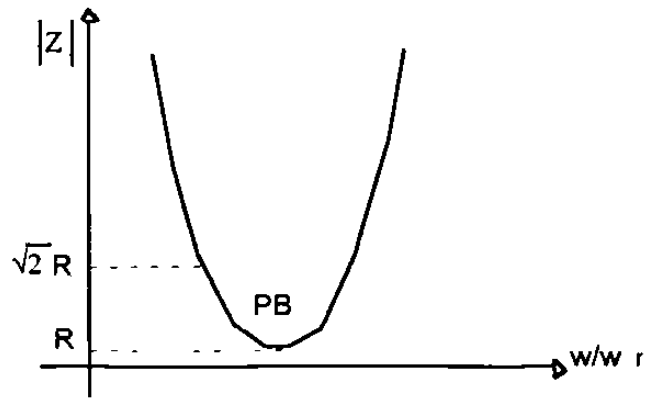
DEFINICIONES

El filtro shunt se dice que debe ser ajustado a la frecuencia que hace a la inductancia y reactancia capacitiva igual.

La calidad de un filtro (Q) determina lo cortante del ajuste y éste respecto a los filtros puede ser cualquiera tipo alto Q o cualquiera tipo bajo Q. El filtro alto Q es cortante su ajuste a una de las bajas frecuencias armónicas, y un valor típico entre 30 y 60. El filtro bajo Q típicamente en la región de 0.5 - 5, tiene una baja impedancia sobre un rango de frecuencias. Cuando es usado para eliminar las armónicas de alto orden es también referido como un filtro paso alto.En el caso de un filtro ajustado Q es definido como la relación de la inductancia a resonancia a resistencia.

$$Q = X_o / R$$

Circuito de filtro shunt ajustado-sencillo



Filtro shunt ajustado - sencillo
Impedancia vs frecuencia

Como se muestra en la figura anterior, el filtro paso - banda (PB) es definido como limitado por las frecuencias a las cuales la reactancia del filtro iguala su resistencia.

El ángulo de la impedancia es 45° y el módulo de la impedancia $\sqrt{2}R$. El factor de calidad y el paso - banda son relacionados por la expresión:

$$Q = W_n / PB$$

donde W_n es la frecuencia angular ajustada en radianes por segundo. Los cortes del ajuste en filtros amortiguadores es el recíproco de los filtros ajustados.

$$Q = R / X$$

La extensión del filtro desde la frecuencia ajustada nominal es representada por el factor δ. Este factor incluye varios efectos:

1).- Variación en la fundamental ,

2).- Variación en la capacitancia del filtro e inductancia causado por la edad y temperatura,

3).- Inicial fuera el ajuste causado por tolerancias en manufactura y tamaño finito de pasos de ajuste.

El ajuste máximo de por unidad de la frecuencia nominal ajustada es:

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

Un cambio de L o C de 2% causa el mismo ajuste como un cambio de frecuencias en el sistema de 1%, δ es siempre expresada como:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n}\right)$$

CRITERIOS DE DISEÑO DE FILTROS

El tamaño de un filtro es definido como la potencia reactiva que alimenta un filtro a la frecuencia fundamental. Este es substancialmente igual a la potencia reactiva fundamental alimentada por el capacitor. El tamaño total de todos los ramales de un filtro es determinado por la potencia reactiva requerida de la fuente armónica y por cuanto éste requerimiento puede ser alimentado por la red de C.A.

El criterio ideal del diseño de un filtro es la eliminación de todos efectos causados por la distorsión de la forma de onda, incluye interferencia telefónica, el cual es el efecto más difícil de eliminar completamente. Desde el punto técnico, es muy difícil de estimar por adelantado la distribución de armónicas a través de la red de C.A. En el lado económico, la reducción de interferencia telefónica puede ser normalmente archivada más económicamente para tomar algunas de las medidas preventivas en los sistemas telefónicos y otros en el sistema de potencia.

Un criterio práctico sugerido reduce el problema a niveles aceptables al punto de acoplamiento común con otros consumidores; el problema viene aser expresado en términos de corriente armónica y voltaje, o ambos. Un criterio basado en voltaje armónico es más conveniente para diseño de filtros, porque es más fácil garantizar el inicio dentro de límites de voltaje razonable a límites de niveles de corriente como los cambios de impedancia en la red de C.A.

En orden a complementar con las limitaciones de armónicas requeridas, el diseño de filtros involucra los siguientes pasos:

1).- El spéctrum de corrientes armónicas producidas por la carga no lineal es inyectado dentro de un circuito consistente de filtros en paralelo con el sistema de A.C. a las frecuencias relevantes y los voltajes armónicos son calculados.

2).- Los resultados de (i) son usados para determinar los parámetros especificados, distorción de voltaje D, factores IT y TIF.

3).- El estrés en los componentes del filtro, capacitores, inductores y resistores son entonces calculados y con sus rangos y pérdidas.

Tres componentes requieren consideración detallada en el diseño de filtros, fuente de corriente, admitancia del filtro y admitancia del sistema. La fuente de corriente contenida debe de variar a través del rango de carga y de las condiciones del ángulo de disparo. Es necesario calcular la admitancia equivalente total mínima a cada una de las frecuencias armónicas, la cual debe de resultar en voltaje de distorsión máximo.

FILTROS AJUSTABLES.

Un filtro sencillo ajustable es una serie RLC ajustado a la frecuencia de una armónica. Esta impedancia es dada por:

$$Z_1 = R + j\left(wL - \frac{1}{wC}\right)$$

La cual la frecuencia resonante (fn) reduce a R. Estos son dos parámetros básicos de diseño a ser considerados en la selección de R, L y C. Estos son factores de calidad (Q) y la desviación de frecuencia relativa (δ).

En orden a expresar la impedancia del filtro en términos de Q y δ. La siguiente relación aplica: $w = w_n (1 + \delta)$

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$ Frecuencia angular ajustable en radianes por segundo

$$X_o = w_n L = \frac{1}{w_n C} = \frac{\sqrt{L}}{C}$$

Reactancia del inductor o capacitor en ohms a la frecuencia ajustable.

$$Q = \frac{X_o}{R}$$

$$C = \frac{1}{w_n X_o} = \frac{1}{w_n RQ}$$

$$L = \frac{X_o}{w_n} = \frac{RQ}{w_n}$$

Substituyendo entre ecuaciones, queda:

$$Z_f = R\left[1 + jQ\delta\left(\frac{2+\delta}{1+\delta}\right)\right]$$

Si se considera δ relativamente pequeña, comparada con la unidad:

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

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

Esto es generalmente más convenientemente a ideal con admitancias que impedancias en el diseño de filtros.

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

donde: $$G_f = \frac{Q}{X_o\,(1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

$$B_f = \frac{2\delta Q^2}{X_o\,(1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

El voltaje armónico al filtro en el bus de barra es:

$$V_n = \frac{I_n}{Y_{nf} + Y_{nf}} = \frac{I_n}{Y_n}$$

Para minimizar la distorsión del voltaje es necesario incrementar la admitancia al filtro en paralelo con el sistema de C.A. En orden a predecir V_n, la variable no es precisamente conocida tiene que ser seleccionada; ésta es la desviación de frecuencia δ y la admitancia de la Red.

Dentro de ciertos límites, el diseñador puede decidir en los valores de Q y en el tamaño del filtro. El máximo ángulo de fase de la impedancia de la Red puede ser limitada abajo de 90° y generalmente decrece con incremento de frecuencia. El voltaje armónico alto es entonces obtenido por el uso de ϕ_{sm}, con signo opuesto al de δ. Entonces la ecuación da:

$$|V_n| = I_n \left\{ (|Y_{sn}|\cos\phi_{sn} + G_f)^2 + (-|Y_{sn}|\,\mathrm{sen}\phi_{sn} + B_f)^2 \right\}^{1/2}$$

Tomando a ϕ_{sn} como positivo y δ como negativo.

Si $|Y_{sn}|$ no es restringida, la admitancia máxima dada a $|V_{sn}|$ es:

$$|Y_{sn}| = \frac{\cos\phi_{sn}\,(2Q\delta\ \mathrm{Tam}\ \phi_{sn} - 1)}{R\,(1 + 4\delta^2Q^2)}$$

dando: $$|V_n| = I_n\, w_nL\left[\frac{1 + 4\delta^2Q^2}{Q(\mathrm{sen}\ \phi_{sn} + 2Q\delta\ \cos\phi_{sn})}\right]$$

Esta es un óptima Q la cual resulta en bajo voltaje armónico.

$$Q = \frac{1 + \cos\phi_{sn}}{2\delta\ \mathrm{sen}\ \phi_{sn}}$$

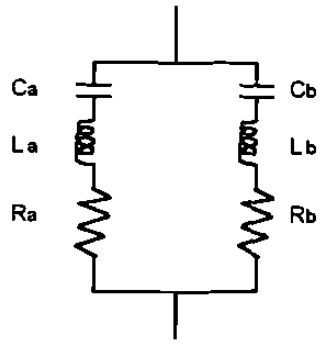
para el cual: $$|V_n| = I_n\,\delta w_nL\left[\frac{4}{1 + \cos\phi_{sn}}\right] = \frac{2I_nR}{\mathrm{sen}\ \phi_{sn}}$$

FILTROS DOBLES AJUSTABLES

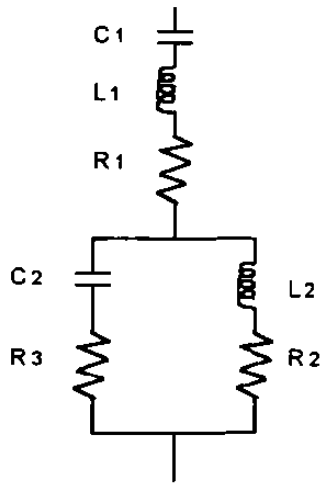
La impedancia equivalente de dos filtros sencillos ajustables cerca de su frecuencia resonante son prácticamente el mismo como éstos filtros dobles ajustables, sujetos a la siguiente relación entre sus componentes:

$$C_1 = C_a + C_a$$

$$C_2 = \frac{C_aC_b\,(C_a + C_b)\,(L_a + L_b)^2}{(L_aC_a - L_bC_b)}$$



Dos filtros sencillos ajustables



Filtro doble ajustable

$$L_1 = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b}$$

$$L_2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)}$$

$$R_2 = R_a \left[\frac{a^2 (1 - x^2)}{(1+ax^2)(1+x^2)}\right] + R_b \left[\frac{1 - x^2}{(1+ax^2)^2(1+x^2)}\right] + R_1 \left[\frac{(1 - x^2)(1+ax^2)}{(1+x^2)(1+ax^2)}\right]$$

donde: $a = \frac{C_a}{C_b}$ y $x = \frac{L_b C_b}{\sqrt{L_a C_a}}$

Esta aproximación práctica es llevada fuera por omitirla resistencia R_1, la cual es determinada por la resistencia mínima del inductor L_1. Esta tiene la desventaja de reducir la pérdida de potencia a la frecuencia fundamental como comparada con una configuración de filtro sencillo ajustable. La principal desventaja del filtro doble ajustable es en aplicación de voltaje alto, porque de la reducción en el número de inductores está sujeta a impulsos de voltaje en la línea.

FILTROS AJUSTADOS AUTOMATICAMENTE

En el diseño de filtros ajustables es ventajoso el reducir la máxima desviación de frecuencia. Esto es archivado para fabricar los filtros ajustables para cualquier switcheo automático de capacitancia o para variar la inductancia. Un rango de ± 5% es usualmente considerado adecuado. Un sistema de control, el cual mide la frecuencia armónica en potencia reactiva en el filtro, el cual controla L o C basado en la señal y magnitud de ésta potencia reactiva, tiene que ser usado convertidores de C.D. alto voltaje. Los filtros automáticamente ajustados ofrecen las siguientes ventajas sobre los filtros fijos:

1).- El rango del capacitor es bajo.

2).- El capacitor usado puede combinar un coeficiente de temperatura alto de capacitancia y un rango alto de potencia reactiva en por unidad de volumen y por unidad de costo.

3).- Porque son de alto Q, las pérdidas de potencia son pequeñas.

Las ventajas 1 y 2 reducen el costo del capacitor el cual es el componente más caro del filtro. La ventaja 3 reduce el costo de la resistencia y el costo por pérdidas del sistema.

FILTROS AMORTIGUADORES

Los filtros amortiguadores ofrecen muchas ventajas:

1).- Su funcionamiento y cargado es menos sensitivo a la variación de temperatura, desviación de frecuencia, tolerancias de fabricación de los componentes, pérdida de elementos capacitores.

2).- Proporciona una baja impedancia para un amplio spéctrum de armónicas fuera de las necesidades por subdivisión de ramas paralelas con switcheo incrementado y problemas de mantenimiento.

3).- El uso de filtros ajustable siempre resulta en resonancias paralelo entre el filtro y las admitancias del sistema a bajo orden de armónicas para bajas frecuencias de filtros ajustables, o entre frecuencias de filtros ajustables.

Las principales desventajas de los filtros ajustables son como sigue:

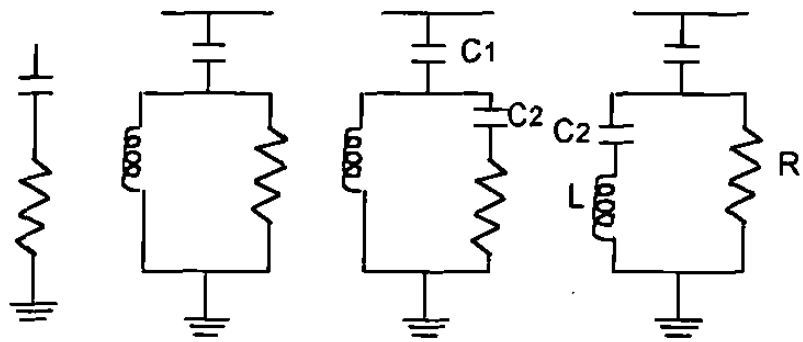
1).- Al archivar un nivel similar de funcionamiento de filtrado el filtro amortiguador necesita ser diseñado para alto rango de VA fundamental, en

muchos casos un buen funcionamiento puede ser entre los límites requeridos por el factor de corrección de potencia.

2).- Las pérdidas en el resistor y reactor son generalmente altas.

TIPOS DE FILTROS AMORTIGUADORES

Cuatro tipos de filtros amortiguadores son mostrados primer orden, segundo orden, tercer orden y tipo C.



a).- El filtro de primer orden normalmente no es usado, éste requiere un capacitor grande y tiene excesivas pérdidas en la frecuencia fundamental.

b).- El tipo de segundo orden, proporciona el mejor funcionamiento de filtrado, pero tiene pérdidas altas de frecuencias fundamental comparadas con los filtros de tercer orden.

c).- Su principal ventaja sobre b) es una reducción substancial en las pérdidas en frecuencia fundamental . El rango C_2 es muy pequeño comparado con C_1.

d).- Su principal ventaja es una reducción considerable en las pérdidas de frecuencia fundamental. C_2 y L son series ajustables a la frecuencia. Este filtro es más susceptible a las desviaciones de la frecuencia fundamental.

DISEÑO DE FILTROS AMORTIGUADORES

Cuando se diseñan filtros amortiguadores, el Q seleccionado debe de dar la mejor característica sobre la banda de frecuencia requerida.

Las bondades de los filtros amortiguadores tienen que ser descritos por Ainsworth con la ayuda de dos parámetros:

$$f_o = \frac{1}{2\pi CR} \qquad m = \frac{L}{R^2 C}$$

Los valores típicos de m son entre 0.5 y 2. Para la capacitancia dada, éstos parámetros son decididos para archivar una apropiada admitancia alta sobre un rango de frecuencia requerido.

Los términos de conductancia y suceptibilidad de un filtro amortiguador de segundo orden son:

$$G_f = \frac{m^2 x^4}{R_1 [(1 - mx^2)^2 + m^2x^2]}$$

$$B_f = \frac{x}{R_1} \left[\frac{1 - mx^2 + m^2x^2}{(1 - mx^2)^2 + m^2x^2} \right]$$

donde $x = f / f_o$

La admitancia total mínima puede ser mostrada como :

$$Y = B_f \cos \phi_m + G_f \operatorname{sen} \phi_m$$

con ambos términos en la ecuación positivos y x viene a ser menor en su valor: $|\operatorname{Cot} \phi_f| = |G_f B_f| = |\operatorname{Tan} \phi_m|$

CONFIGURACIONES TIPICAS DE FILTROS

Los convertidores estáticos de rangos altos son normalmente diseñados para operación de 12 pulsos.

Para la 5a. y 7a. armónica, éstos son convencionalmente filtrados por el uso de combinación híbrida de ramales ajustable para los bajos órdenes, 5a., 7a., 11a. y 13a. y para filtros amortiguadores de alto paso de la 17a. y de órdenes más altos.

Enseguida se ilustra un diseño convencional con un ejemplo numérico.

Un puente convertidor de 6 pulsos a 1,000 kV, 100 MW d.c. opera a α = 15°. El puente es conectado a 275 kV, 50 Hz de C.A. vía un transformador convertidor 275/83 kV con 15% fuga de reactancia. La corriente secundaria fundamental es 780A y la del secundario 236A.Los filtros son conectados en el primario, consistentes de ramas resonantes para la 5a., 7a., 11a. y 13a. armónica y una derivación de segundo orden alto paso.

Para un tamaño total del filtro de 50 MVAr y asumiendo que la capacitancia es igual dividida por las derivaciones del filtro, cada derivación

requiere 0.417 Mf. Si el coeficiente de temperatura del capacitor es 0.05% por grado, el coeficiente de temperatura del inductor es 0.01% por grado, temperatura ambiente ± 20°C, y tolerancia de frecuencia ± 1%.

$$\delta = 1/100 \ \{ \ 1 \ + \ 1/2 \ [\ 0.05 \times 20 + 0.01 \times 20 \ ] \ \} = 0.016$$

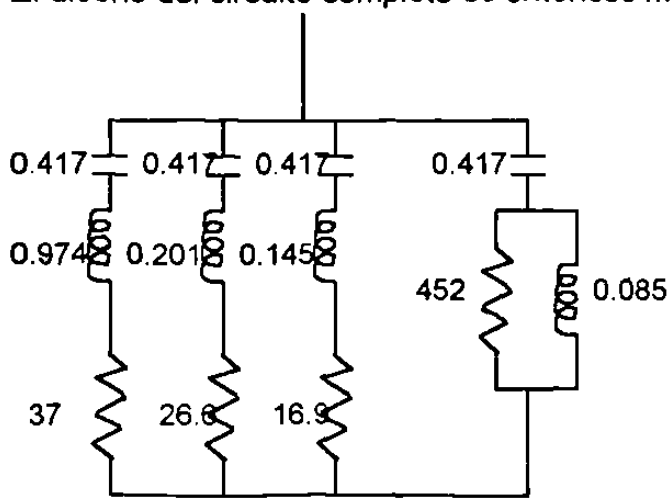
La impedancia del sistema de C.A. debe ser cualquier magnitud pero restringida en ángulo de fase a ϕ_a < 75° a cualquier frecuencia. La óptima Q es entonces obtenida por la ecuación.

$$Q = \frac{1 + \cos 75^\circ}{2(0.016)\operatorname{sen} 75^\circ} = 41$$

Con Q y C conocidas, los valores de L y R de ramas resonantes pueden ser entonces determinadas.

Las componentes de las ramas amortiguadas son encontradas por la selección de m = 1 y fo = 17 x 50 = 850 Hz, y C es fijo, el valor resultante del inductor y resistor son 0.085 H y 452 Ω respectivamente.

El diseño del circuito completo es entonces mostrado:



FILTRADO PASO BANDA PARA CONVERTIDORES DE 12 PULSOS

El uso de un filtro convencional, para estaciones convertidoras con filtros con ajuste por separado de una serie de tipos resonantes, para la 11a. y 13a. armónica y filtro de alto paso para órdenes mayores, deben usualmente de dar una reducción más efectiva de armónicas. La razón para ésto es el tamaño mínimo de filtros, usualmente determinado por el tamaño económico disponible de unidades de capacitor y el mínimo de generación de potencia reactiva requerida por los convertidores.

El diseño de filtros puede ser simplificado, cualquiera por el reemplazo de filtros ajustable para armónicas 11a. y 13a. por un filtro sencillo del tipo amortiguador, o reemplazar todos los filtros por un filtro sencillo amortiguador. En el primer caso, reemplazando el filtro amortiguador, los dos filtros ajustables deben ser ajustados cerca de la 12a. armónica con una Q grande puede ser seleccionada, donde el filtro amortiguador para armónicas grandes tiene que ser mucho menor Q.

En el segundo caso, el filtro amortiguador sencillo es también ajustado a la 12a. armónica pero con una Q menor tiene que ser seleccionado suficientemente de impedancia baja a armónicas grandes.

Con un rango grande de altos voltajes de d.c. éstos son probablemente incrementados probablemente de bajo orden armónico resonante entre el sistema de impedancias y la capacitancia del filtro.

La resonancia es del tipo serie o paralelo dependiendo de fuente de bajo orden de armónicas es el sistema de C.A. o el convertidor. Como resultado de un sistema desbalanceado, la corriente de 3a. armónica es producida de secuencia positiva y no debe de ser absorbida por el bobinado del transformador delta.

En el diseño de 2000 MW canal de cruce de alto voltade d.C. enlaza la siguiente combinación de impedancias del sistema a ser usadas:

1).- El orden de armónicas que producen distorsión de altos voltajes es asumida a ser cerca de resonancia con el sistema.

2).- Otras armónicas en el rango de 2 - 25 son seleccionadas desde las tablas que contienen la información del sistema de impedancias y de todo el sistema y condiciones.

3).- Las armónicas mantenidas en el rango de 25 - 49 son asumidas dentro de un ancho radio de 750 Ω y limitadas por ángulos de impedancia de 73° capacitiva y 85° inductiva.

PROPIEDADES DE LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS

CAPACITORES. Los capacitores son compuestos de unidades estándard, los cuales son conectados en serie y/o paralelo para obtener el voltaje deseado y KVA.

Las principales propiedades de los capacitores son:

1).- Coeficiente de temperatura de capacitancia,

2).- Potencia reactiva por unidad de volumen,

3).- Pérdida de potencia,

4).- Confiabilidad,

5).- Costo.

A muy bajo coeficiente de temperatura de capacitancia es deseable para filtros ajustable en orden a evitar desajuste causado por cambio de capacitancia con temperatura ambiente o con autocalentamiento de los capacitores. Capacitores obtienen su alta potencia reactiva por unidad de volumen por tener bajas pérdidas y por operar a muy alto voltaje. Por ésta razón, se prolonga su operación a moderado sobrevoltaje para evitar o prevenir su destrucción termal del dieléctrico.

INDUCTORES. Los inductores usados en filtros necesitan ser diseñados para soportar las altas frecuencias involucradas, pérdidas de histerésis pueden ser incluídas en el cálculo de pérdidas de potencia. También el efecto del nivel de flujo en el hierro, el desajuste causado por no linealidad magnética, ésto también debería ser considerado.

La Q a la frecuencia armónica predominante puede ser seleccionada para bajo costo y es usualmente entre 50/150. Los rangos del inductor dependen principalmente de la corriente R.M.S. máxima y del nivel de aislamiento , normalmente R y L forman el lado de tierra de un filtro ajustado.

FILTROS DEL LADO DE C.D.

A través de rectificar el voltaje de rizo de convertidores estáticos, se generan corrientes armónicas y éstas son filtradas fuera ya que no tienen efectos en otros procesos o consumidores.

Tres diferentes criterios tienen que ser usados para definir el funcionamiento de filtros de C.D. en transmisión de C.D.

1).- Máximo voltaje TIF en el bus de alto voltaje de C.D.

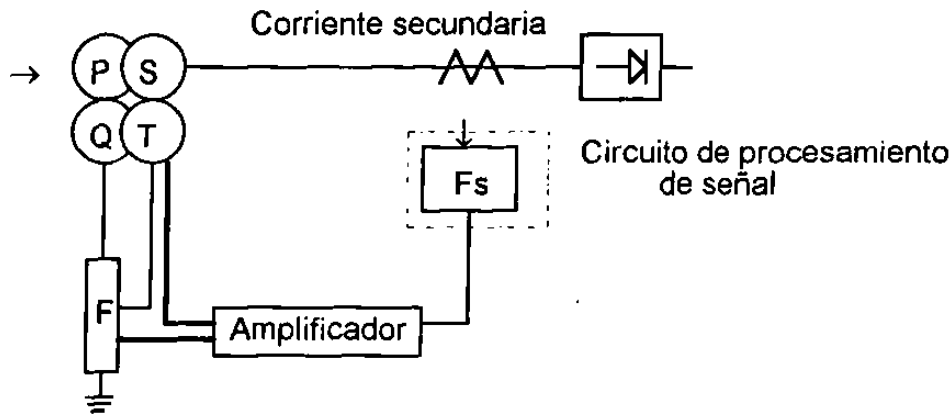
2).- Máximo ruido a tierra permisible en líneas de teléfono a línea de alto voltaje de C.D.

3).- Máxima intensidad de ruido inducido en línea de prueba en paralelo a 1 km. de la línea de alto voltaje de C.D.

El rango de los componentes se consideran diferentes que los filtros de C.A. las corrientes armónicas son reducidas a valores pequeños relativamente para grande d.c. reactor.

IDEAS ALTERNATIVAS PARA ELIMINACION ARMONICA COMPENSACION DE FLUJO MAGNETICO.

Este método de eliminación de armónicas es básicamente introducido por la siguiente figura:

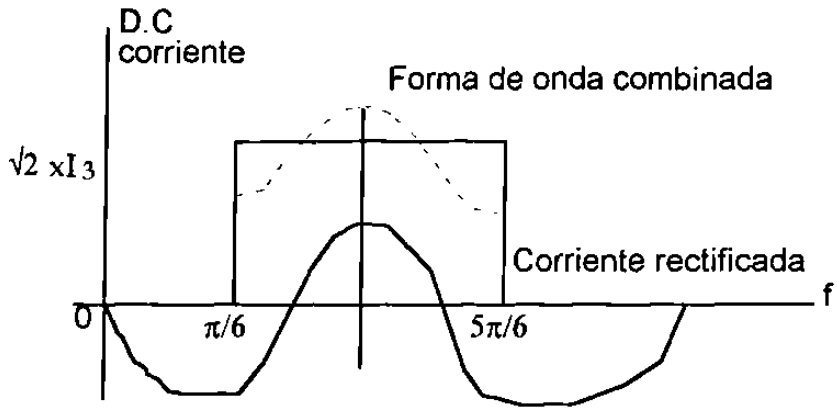


Una corriente del transformador es usada detectar la componente armónica de la carga no lineal y ésta es alineada a través de un amplificador, dentro del bobinado del transformador de tal manera que cause la cancelación de las corrientes armónicas concernidas. La principal área de concentración con el sistema involucra el acoplamiento de la salida del amplificador al bobinado de tal forma que el flujo de corriente fundamental no dañe el amplificador.

Una ventaja que tiene éste esquema es la habilidad que tiene para tomar cuenta de la característica armónica, tal como la 3a. y 9a. Y una desventaja que tiene es que no es efectivo para remover las armónicas de bajo orden.

INYECCION DE ARMONICA

De otra forma significa que para cuales armónicas pueden ser eliminadas agregando corrientes armónicas a la forma de onda rectangular producida. Se utiliza una triple armónica y una fuente externa de triple armónica.



CAPITULO VIII

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La instalación de equipos de electrónica de potencia, así como los equipos eléctricos sensibles, hacen cada vez más delicado el evaluar la calidad de éste insumo tan importante. Los problemas de calidad de la energía eléctrica no están únicamente relacionados con las armónicas, sino también con otros fenómenos como transitorios, microinterruptores, interferencia electromagnética, etc. Es por ello que para solucionar los problemas de calidad eléctrica es necesario un enfoque de cada uno de ellos, así como evaluar todas las posibles causas y soluciones, sin perder de vista los aspectos técnicos y económicos, además de programar la medición periódica de éstos fenómenos para que una vez que se tenga el problema bajo control, éste no se vuelva a manifestar.

Tenemos identificadas las fuentes de sistemas armónicos y tenemos caracterizado su grado de concentración y su proliferación en los sistemas electricos .

Una de las recomendaciones para solucionar el problema de armónicas es el uso de filtros, combinando los beneficios de los capacitores de factor de potencia para remover de los sistemas las imperfecciones de las armónicas.
Y asi los problemas asociados con la interacción entre las cargas no lineales y los capacitores son evitados.

El filtro es ajustado a la 5a armónica la mas baja armónica en un sistema de carga de potencia eléctrica de 6 pulsos. En adición a atenuar la 5a armónica , el filtro tambien remueve una porción significante de la 7a, y otras armónicas de mayor orden armónicas.

Como trabajan los filtros.- son conectados en el sistema de distribución electrica . Las tres partes del filtro funcionan a través de proveer corrección en el factor de potencia y remover las armónicas.

Recomendaciones para esfuerzos futuros deben de incluir lo siguiente:

1.- Continuar intensificando los esfuerzos de la industria , especialmente la de grupos de ingenieros , para identificar los efectos armónicos en equipos y sistemas , recomendando tecnologias para su control.

2.- Identificar métodos avanzados de control de armónicas.

3.- Desarrollar métodos avanzados de análisis de redes para incluir modelos precisos de respuesta a frecuencias de corrientes y voltajes; incluir métodos de características no lineales de cargas , transformadores, etc...

4.- Desarrollar métodos convenientes y dedicados a equipos de medición de armónicas.

5.- Definir cuantitativamente los efectos de las armónicas en los elementos del sistema.

ASPECTOS DE SEGURIDAD

El **NEC** (National Electrical Code) No contempla actualmente en forma real y efectiva el problema de los armónicos, la **NFPA** (National Fire Protection Association) ha establecido con este proposito un comité para estudiar el problema y hacer las recomendaciones para la edición de 1996 del **NEC**. Una buena práctica de ingeniería es realizar una evaluación en donde se considere con anticipación la inclusión de equipo que pueda introducir armónicas en el sistema, y compensar estos efectos en los transformadores asi como en los conductores de los neutros, para hacer al sistema eléctrico **eficiente y seguro**. El **NEC** cita a las armónicas solamente en los artículos 220 sección 220-22 y 310 y artículo 310, nota 10(c) de las tablas de ampacidad en cables de 0 a 2000 volts.

En un sistema trifásico, cuatro hilos conexión estrella en donde la mayor cantidad de carga consiste en luminarias de descarga, equipo de computo o equipo similar, las corrientes armónicas estan presentes en el conductor neutro y este es considerado como un conductor de la corriente de carga solamente. Y es seleccionado para ser empleado bajo estas condiciones. Sín embargo la buena práctica de la ingeniería nos dice que un calibre mayor al considerado para la corriente de carga, puede ser necesario. **Es recomendable pués que el sistema eléctrico sea diseñado y dimensionado para compensar los efectos de las frecuencias armónicas.**

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION.- Los siguientes documentos representan una bibliografía de referencias seleccionadas y pertinentes a las armónicas de los sistemas de potencia y a los problemas relevantes. Una extensiva pero no necesariamente completa, hecha para la identificación de libros , papeles, estandares y reportes publicados en literatura relacionada con sistemas armónicos. Este listado de títulos es organizado de la siguiente manera : apellido del autor principal, nombre del libro, editorial y fecha de edición.

LIBROS

Bradley, D.A. HARMONIC ANALYSIS
John Wiley and Sons 1985

Hayt William H. ANALISIS DE CIRCUITOS EN INGENIERA
McGraw Hill 1988

Loyd Richard E. ELECTRICAL RACEWAY Sand OTHER WIRINGMETHODS
Delmar Publishers Inc. 1993

Mahmoud A.A IEEE TUTORIAL COURSE POWER SYSTEM HARMONICS
McGraw-Edison Company 1984

IEEE Conference Publications No. 123 POWER ELECTRONIC POWER
SEMICONDUCTORS AND THEIR
APPLICATIONS 1977

IEEE Conference Publications No. 8 ABNORMAL LOADS ON POWER
SYSTEMS 1964

IEEE Conference Publications No. 1010 SOURCES AND EFFECTS
OF POWER SYSTEM
DISTURBANCES 1974

NEC National Electrical code 1993
ANSI / NFPA 70
An American National Standard 1993

GLOSARIO DE TERMINOS

Fundamental (Componente)

La componente de orden 1 de la Serie de Fourier de cantidad período.

nota.- Para el propósito de más estandares nacionales, la frecuencia fundamental del sistema de alimentación es 60 Hz .

Armónica (Componente)

Una componente de orden mayor a 1, de las Series de Fourier de una cantidad período

Orden de Armónica (n)

Un número entero dado por la relación de la frecuencia de una armónica a la frecuencia fundamental.

Relación de armónicas

Para una componente de orden "n" de una onda distorsionada, la relación (la cual puede ser expresada como un porcentaje) de RMS. El valor de esta componente armónica a el valor de RMS de la componente fundamental de esta misma onda.

Contenido armónico

La cantidad obtenida por la substracción de la componente fundamental de una cantidad alternada.

Corriente RMS

En una forma de onda la corriente contiene armónicas, el valor de rms de la corriente esta dada por :

$$I_{RMS} = (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \ldots\ldots\ldots\ldots + I_N^2)^{1/2}$$

donde: $I_1, I_2, I_3, \ldots\ldots\ldots I_n$, son valores RMS de la primera,segunda, tercera,.....n armónica deforma de onda de corriente respectivamente.

Factor de Desplazamiento

Factor de desplazamiento = $\cos \phi_1$

donde ϕ_1 es la fase diferencial entre V_1 y I_1 el factor de desplazamiento es la cantidad medida por la utilidad $\cos \phi$.

Factor Fundamental

(de una no-sinusoidal de voltaje o corriente alternados)

La relación de la RMS Valor de la componente fundamental a la RMS. valor de la cantidad alterna (misma).

Factor Fundamental = I_1 / I_{RMS}

Potencia Activa

$P = V_1 I_1 \cos \phi_1 + V_h I_h \cos \phi_h$

$\cos \phi_h$ = El coseno del angulo entre los voltajes armónicos y las corrientes.

Potencia Reactiva

$Q = V_1 * I_1 * \text{Sen}(\phi_1)$

donde : $\cos \phi_1$ es la diferencia de fase entre I_1 y V_1

Distorsión Volts - Amperes

$$D = V_{RMS}^2 * (I_{RMS}^2 - I_1^2)^{1/2}$$

Potencia Aparente

$$S = V_{RMS} * I_{RMS} = \sqrt{(P^2 + Q^2 + D^2)}$$

donde :

P = Potencia Activa
Q = Potencia Reactiva
D = Distorsión Volts-Amperes

Factor de Potencia

$$F.P. = \frac{P}{S}$$

Si la forma de onda de voltaje es sinusoidal entonces el Factor de Potencia es:

$$F.P = I_1 / I_{RMS} * \cos \phi_1$$

= Factor Fundamental * Factor de Desplazamiento

Distorsión Armónica Total (THD)

La relación del valor de la RMS del contenido de armónicas al valor de RMS de cantidades alternas.

$$\text{para voltaje} = \frac{(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots)}{V_{RMS}}$$

$$\text{para corriente} = \frac{(I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots)}{I_{RMS}}$$

Los valores de THD para voltaje y corriente son expresados como DV % y DA % respectivamente en el VIP.

Filtro

Término genérico usado para describir un tipo de equipo cuyo propósito es el de reducir las corrientes armónicas o voltajes de un sistema eléctrico de potencia.

Relación Corto Circuito

Para un semiconductor SCR es la relación de capacidad de corto circuito de un bus en MVA al punto convertidor de conexión , o al rango de conversión en MVA.

Característica Armónica

Son armónicas requeridas por equipo convertidor semiconductor en curso de operación normal. En un convertidor de seis pulsos, la característica armónica son de no triples armónicas, por ejemplo : la 5a , 7a , 11a , 13a , etc.

Control de Fase Generalizada

El proceso de variación, dentro del ciclo del voltaje de alimentación, el intervalo de tiempo o intervalos durante los cuales ocurre conducción de corriente

Número de Pulso

El número total de comunicación nosimultanea sucesiva que ocurre dentro del convertidor durante cada ciclo cuando opera dentro de control de fase.

Convertidor

Es un equipo el cual carga energía eléctrica desde una forma a otra. Un convertidor semiconductor es un convertidor que usa tiristores o diodos como elementos activos en el proceso de conversión.

Corriente de Eddy

Corriente circulante que ocurre en el núcleo del transformador son conocidas como corrientes de eddy.