



UNIVERSIDAD NACIONAL
DE MAR DEL PLATA



FACULTAD DE
INGENIERÍA

PROYECTO FINAL DE INGENIERIA ELECTRICA

“ANALISIS DE LOS COMPONENTES ARMONICOS Y SU IMPACTO EN EL CONDUCTOR DE NEUTRO”

AUTORES:

Marini, Diego Marcelo
Ingeniería Eléctrica

Noceti, Luis Alejandro
Ingeniería Electromecánica

TUTOR: Ingeniero Suárez, Juan Antonio

CALIFICACION:

DICIEMBRE 2006



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

AGRADECIMIENTOS

Queremos expresar nuestro reconocimiento a aquellas personas que con su colaboración permitieron la realización de este trabajo.

En primera instancia al ingeniero Juan Antonio Suárez quien nos supo guiar durante el transcurso del trabajo con total disposición manifestando claramente su incansable espíritu docente.

A Emiliano Cesar por la calidad de sus fotos y aun mejor calidad humana.

A Pablo Sebastián Fritz que a pesar de que su agenda no lo permitía supo desatacar los aspectos más relevantes del programa Pspice.

A nuestras familias e íntimos, quienes supieron entender nuestra ausencia y ansiedad durante tan largas horas de trabajo y de todas formas, allí estuvieron incondicionalmente.

A nuestros compañeros que con sus cálidas palabras nos reconfortaron el alma en aquellos momentos en los cuales, las soluciones parecían esconderse.

INDICE

RESUMEN.....	1
---------------------	----------

CAPITULO 1

INTRODUCCION.....	2
--------------------------	----------

CAPITULO 2

FUENTES DE ARMONICOS

2.1 Origen de los armónicos.....	4
2.2 Mitigación de armónicos.....	5
2.2.1 Fenómenos de cancelación.....	7
2.2.2 Diversidad.....	7
2.2.3 Atenuación.....	7
2.2.4 Experiencia de laboratorio con LFC.....	8
Referencias Bibliográficas.....	9

CAPITULO 3

EFFECTOS DE LOS COMPONENTES ARMONICOS

3.1 Sobre la corriente del conductor de neutro.....	10
3.1.1 Características de la corriente de neutro.....	10
3.1.2 Cálculo de la corriente de neutro.....	11
3.1.3 Consecuencia de las corrientes armónicas.....	11
3.2 Sobre la forma de onda tensión en barras.....	12
3.2.1 Armónicos de tensión.....	12
3.3 En otros elementos del sistema.....	14
3.3.1 En los conductores.....	14
3.3.2 En transformadores y en el sistema de distribución.....	14
3.3.3 En máquinas rotantes.....	16
3.3.4 En bancos de capacitores.....	16
3.3.5 En equipos residenciales y de protección.....	18
3.5 Normas y recomendaciones.....	19
3.5.1 Normativa del E.N.R.E.....	19
3.5.2 Recomendaciones dadas por IEEE.....	21
3.5.3 La norma IEC 555-2.....	22
Referencias Bibliográficas.....	24

CAPITULO 4

HERRAMIENTAS EN EL ESTUDIO DE ARMONICOS

4.1 Matemáticas.....	25
4.2 Valores máximos; eficaces y medios de las formas de ondas no senoidales.....	27
4.3 Constantes que caracterizan la forma de las curvas periódicas no senoidales.....	31
4.4 Índices de evaluación.....	31
4.4.1 Distorsión armónica total (THD).....	31
4.4.2 Factor de armónicos o parámetro DIN.....	32
4.4.3 Factor de potencia verdadero.....	32
4.4.4 Factor de diversidad (FD).....	34
4.4.5 Factor de atenuación (FA).....	34
4.4.6 Factor de cresta (FC).	34
4.4.7 Factor K de descalcificación de transformadores (ANSI/IEEE 57.110).....	35
Referencias Bibliográficas.....	36

CAPITULO 5

MODELADO DE DISTINTAS CARGAS ALINEALES

5.1 Modelado de un balasto para LFC GE 20W.....	37
5.1.2 Modelo con fuentes de corriente, Isin utilizando Pspice.....	40
5.1.3 Modelo con fuentes de corriente, HFS utilizando ATPDraw.....	42
5.1.4 Resultados de la simulación para un sistema monofásico.....	44
5.1.5 Resultados de la simulación para un sistema trifásico.....	46
5.2 Modelado de una computadora personal.....	48
5.2.2 Circuito trifásico equilibrado con 3 cargas por fase.....	50
5.2.3 Atenuación y diversidad.....	52
5.2.4 Modelado en ATP usando HFS.....	52
5.2.5 Modelado en ATP mediante el modelo eléctrico.....	53

CAPITULO 6**ESTUDIO DE CARGAS ALINEALES**

6. Introducción.....	54
6.1 Ensayo Monofásico.....	54
6.1.1 Computadora personal + monitor de 15".....	55
6.1.2 Tubo fluorescente de 110 W con balasto electrónico.....	57
6.1.3 Tubo fluorescente de 40W con balasto magnético.....	58
6.1.4 Lámpara fluorescente compacta (LFC).....	59
6.2 Resultados surgidos de las experiencias con LFC.....	61
6.2.1 Ensayo con LFC de comportamiento no uniforme.....	63
6.2.2 Resultados de experiencias con las primeras LFC.....	65
6.3 Impacto de las cargas alineales en la corriente de neutro.....	66
6.3.1 Ensayo de circuito trifásico con cargas balanceadas.....	67
6.3.2 Ensayo de circuito trifásico con cargas desbalanceadas.....	68
6.4 Ensayo en el laboratorio de máquinas eléctricas de la Facultad de Ingeniería.....	70
Referencias Bibliográficas.....	71

CAPITULO 7**MEDICION EN TABLERO SECUNDARIO DE SALA DE COMPUTOS**

7.1 Introducción.....	72
7.2 Medición en Tablero secundario.....	72
7.3 Obtención de la corriente de neutro a través de simulación.....	75
7.4 Cálculo de la corriente en el neutro.....	77
Referencias Bibliográficas.....	80

CAPITULO 8**CONCLUSIONES**

8.1 Modelización.....	81
8.2 Corriente de Neutro.....	81
8.3 Propuestas para una instalación existente.....	82
8.4 Cuando realizar un estudio de armónicos.....	83
8.5 Impacto ambiental y económico.....	83
Referencias Bibliográficas.....	84

ANEXO A**HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES**

A.1 Historia del EMTP.....	85
A.1.1 Alternative Transients Program (ATPDraw).....	85
A.2 PSPICE.....	87
A.2.1 Nacimiento y evolución histórica.....	87
A.2.3 Descripción del Pspice.....	88
A.2.4 Datos de salida pertenecientes al capítulo 5.	90
A.3 Comparación entre el ATP Draw y el Pspice.....	99

ANEXO B**OSCILOSCOPIO DIGITAL FLUKE**

B.1 Descripción General.....	100
B.2 características técnicas.....	100
B.2.1 Multímetro.....	100
B.2.2 Osciloscopio.....	101
B.3 Características Generales.....	102

RESUMEN

En este trabajo se presenta y analiza la problemática que las cargas no lineales ocasionan en la calidad de la energía, por la presencia de distintos niveles de distorsión armónica.

Se comienza con una introducción teórica, donde se describen las consecuencias de las corrientes armónicas, como también la presencia de fenómenos de mitigación en las mismas. Las herramientas utilizadas en este estudio, tanto matemáticas, factores de evaluación de distorsión como las computacionales, a través de los programas *ATP-Draw* y *Pspice* se refieren en esta sección.

Utilizando los programas computacionales mencionados, se realizan simulaciones de una lámpara fluorescente compacta (LFC) y una computadora personal (PC), por medio del método de inyección de corrientes y el modelo eléctrico de la carga. Se obtienen a través de ellas la incidencia en el sistema de distribución eléctrico.

Se incluye un relevamiento experimental de cargas, utilizando un osciloscopio digital *Fluke* y un analizador de redes *Hioki*, con los cuales se obtienen formas de onda de corriente, descomposición armónica y niveles de distorsión de balastos de tubos fluorescentes, LFC y equipo de PC.

Utilizando LFC se adquieren distintas corrientes de neutro para circuitos trifásicos balanceados y desbalanceados. También se verifican fenómenos de mitigación de armónicos.

Se presentan mediciones realizadas en un tablero de la Facultad de Ingeniería, el cual alimenta gran número de PC, analizando niveles de distorsión y corriente en el conductor de neutro. Estas mediciones se comparan con un modelo realizado en *Pspice* comprobando el poder de predicción en la corriente de neutro mediante simulación.

Por último se destacan conclusiones sobre el efecto de las cargas no lineales en la corriente de neutro, proponiendo soluciones y/o paliativos, señalando también la importancia de los estudios mediante simulaciones por computadora.

CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN

Si bien la presencia de los armónicos ha estado presente desde los comienzos de los sistemas de potencia, antiguamente el problema quedaba acotado a unos cuantos tipos de conexiones: transformador con conexión estrella de su primario con neutro al generador, motores, generadores en paralelo conectados rígidamente a tierra y problemas de resonancia en líneas de transmisión.

Actualmente el problema de los armónicos requiere de estudios más exhaustivos como consecuencia de la mayor incorporación de elementos electrónicos en viviendas residenciales. Hoy es común hallar, en cualquier vivienda familiar tipo, algunos de éstos dispositivos:

- Videograbadoras, televisores.
- Computadoras personales y accesorios complementarios (Impresoras, scanners).
- Iluminación fluorescente, etc.

Éstos se encuentran constituidos por elementos electrónicos de estado sólido que poseen características alineales, por lo cual no existe proporcionalidad entre la onda de tensión y corriente siendo esta la causa fundamental de la generación de armónicos.

La deformación sufrida por la onda de corriente puede ser considerada como una superposición de corrientes de distintas frecuencias múltiplos enteros de la onda fundamental del sistema.

Las corrientes de distintas frecuencias causan caídas de tensión de frecuencia distinta de los 50 Hz en la reactancia de cortocircuito X_{cc} del sistema.

Esto es causante de que la tensión en la barra sufra una distorsión que afecta a todos los consumos poniendo en riesgo su integridad, en algunos casos, o reduciendo la vida útil de ellos, en otros.

Quienes también se ven afectados por la presencia de los armónicos son los cables ya que experimentan un aumento en la temperatura de trabajo con su consecuente reducción en la vida útil de su aislamiento.

Antiguamente el conductor de neutro era dimensionado de menor sección que la de los conductores de fase, en la actualidad este posee una sección igual o mayor que la sección de los conductores de fase.

El propósito de este trabajo es realizar el estudio correspondiente al comportamiento de las distintas cargas alineales que pueden hallarse conectadas a un sistema de potencia y su correspondiente impacto sobre el conductor de neutro. Para evaluar este impacto se ha seleccionado un caso práctico, tomando como instalación de análisis el edificio de la Facultad de Ingeniería de Mar del Plata ya que cuenta con un gran número de cargas no lineales como consumos.

El estudio contempla la medición de señales de corriente, mediante medición directa con osciloscopio digital para analizar formas de onda y analizador de redes para medir niveles de distorsión y componentes armónicos en aquellas áreas de la facultad donde se ubiquen la mayor cantidad de estas cargas no lineales. Análisis de efectos de mitigación de armónicos (diversidad y atenuación).

Posteriormente las mediciones obtenidas serán contrastadas con modelos y simulaciones computacionales en el "Alternative Transiet Program" (ATPDraw) y Pspice para obtener conclusiones y recomendaciones finales del trabajo.



CAPITULO 2

FUENTES DE ARMONICOS

2.1 Origen de los armónicos.

Los armónicos son producidos por cargas no lineales, es decir, cargas que poseen impedancia que no es constante. Estas cargas no lineales a pesar de ser alimentadas con una tensión senoidal provocan una intensidad no senoidal. Para simplificar se considera que las cargas no lineales se comportan como fuentes de intensidad que inyectan armónicos en la red.

Las cargas armónicas no lineales más comunes son las que se encuentran en los receptores constituidos por electrónica de potencia tales como: variadores de velocidad, rectificadores, convertidores, etc. Otro tipo de cargas tales como: reactancias saturables, equipos de soldadura, hornos de arco, etc., también inyectan armónicos. El resto de las cargas (inductancias, resistencias y condensadores) tienen un comportamiento lineal y no generan armónicos.

Existen dos categorías generadoras de armónicos. La primera es simplemente la de las cargas no lineales en las que la corriente que fluye por ellas no es proporcional a la tensión. Como resultado de esto, cuando se aplica una onda senoidal de una sola frecuencia, la corriente resultante no es de una sola frecuencia. Transformadores reguladores, bancos de transformadores y otros equipos conectados al sistema pueden presentar un comportamiento de carga no lineal.

Diodos, elementos semiconductores y transformadores que se saturan son ejemplos de equipos generadores de armónicos, estos elementos se encuentran en muchos aparatos eléctricos modernos.

Estas son las fuentes generadoras de armónicos que se encuentran en el sistema de potencia.

El segundo tipo de elementos que pueden generar armónicos son aquellos que tienen una impedancia dependiente de la frecuencia como la impedancia inductiva y la capacitiva.

La fórmula que determina la impedancia inductiva es la siguiente:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L \quad \text{Donde: } f = \text{frecuencia del sistema.} \\ L = \text{inductancia.}$$

La fórmula que determina la impedancia capacitiva es la siguiente:

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad \text{Donde } f = \text{frecuencia del sistema.} \\ C = \text{capacidad.}$$

Filtros eléctricos y electrónicos, servomecanismos de motores, variadores de velocidad para motores de inducción, tienen estas características. Estos tipos de elementos no generan armónicos si son energizados con una tensión de una sola frecuencia, sin embargo, sí distorsionan la entrada, si existe más de una frecuencia y pueden alterar el contenido de armónicos. Estos elementos pueden mitigar o incrementar el problema del contenido de armónicos. Las dos

categorías de generadores de armónicos, pueden originar una interacción compleja en la cual la energía de los armónicos es transformada o multiplicada de una frecuencia a otra.

En determinadas circunstancias la sobrecarga o daño de equipos pueden ser la causa de generación de armónicos. La gran cantidad de los armónicos en la mayoría de los sistemas de potencia son generados por los equipos de los usuarios.

Los usuarios residenciales, comerciales e industriales, tienen una gran cantidad de equipos como hornos de microondas, computadoras, sistemas con control robótico, televisión, VCR, estéreos y otros equipos. Todos éstos contribuyen con la generación de cantidades variables de armónicos. Las computadoras personales, provocan distorsiones de corriente desde 40% para grandes sistemas de potencia de ciudades con gran cantidad de habitantes, hasta niveles superiores al 150% en circuitos secundarios. [1]

Aún ventiladores eléctricos y simples motores de inducción trabajando sobrecargados pueden contribuir a la creación de armónicos. Las salidas de armónicos de estos múltiples aparatos pueden sumarse y originar problemas en el sistema de potencia.

Los sistemas de iluminación del tipo lámparas de descarga o lámparas fluorescentes son generadores de armónicos de corriente, registrándose distintos valores de distorsión de corriente según el tipo de balasto de la unidad; 8.4%, 35.7% y 135% para balastos de tipo magnético, magnético de altas prestaciones, y electrónicos respectivamente. [2]

La impedancia de un reactor saturado está variando con la circulación de corriente a través de ella, resultando en una considerable distorsión de corriente. Este es el caso por ejemplo, de transformadores sin carga sometidos a un sobrevoltaje continuo. A su vez la ANSI / IEEE C57.110.1986 establece recomendaciones de reclasificación de la capacidad de transformadores sometidos a cargas no lineales. De esta forma un transformador sometido a cargas de origen electrónico en su totalidad requiere una disminución de capacidad en casi el 80% de la original, para no alterar su vida útil. [3]

Las máquinas rotativas producen armónicos de ranura de rango elevado y de amplitud normalmente despreciable, las pequeñas máquinas sincrónicas son sin embargo, generadoras de tensiones armónicas de 3^{er} orden.

Los armónicos son atenuados de una manera normal a medida que la potencia eléctrica es absorbida. En raros casos pueden contribuir a la potencia real que toma un motor pero es muy raro y no presentan ningún efecto positivo, en general los armónicos producen calor a medida que circulan por los conductores y aparatos eléctricos. Por otro lado cuando los armónicos se combinan con armónicos generados por diferentes fuentes, pueden propagarse a diferentes distancias.

2.2 Mitigación de armónicos.

En muchos trabajos de investigación de armónicos se opta para calcular la distorsión de tensión en barras de un sistema de potencia, aplicando el método de inyección de corrientes. Este método consiste en ubicar en un sistema de distribución, fuentes de corrientes multiplicando cada armónico por la cantidad de unidades de cargas que se desea simular. Así, si como herramienta computacional se utiliza el EMTP, se agregan al sistema fuentes HFS

(Harmonics Frequency Scan), donde cada una de estas fuentes queda representada por la componente fundamental y sus componentes armónicos representados por su amplitud y ángulo de fase de acuerdo con la descomposición de Fourier.

La configuración de una fuente HFS implica completar las tres columnas correspondientes a: frecuencia del armónico (F/n), amplitud (Ampl.) y ángulo del armónico (Angl.) como puede verse en la figura 1 de abajo:

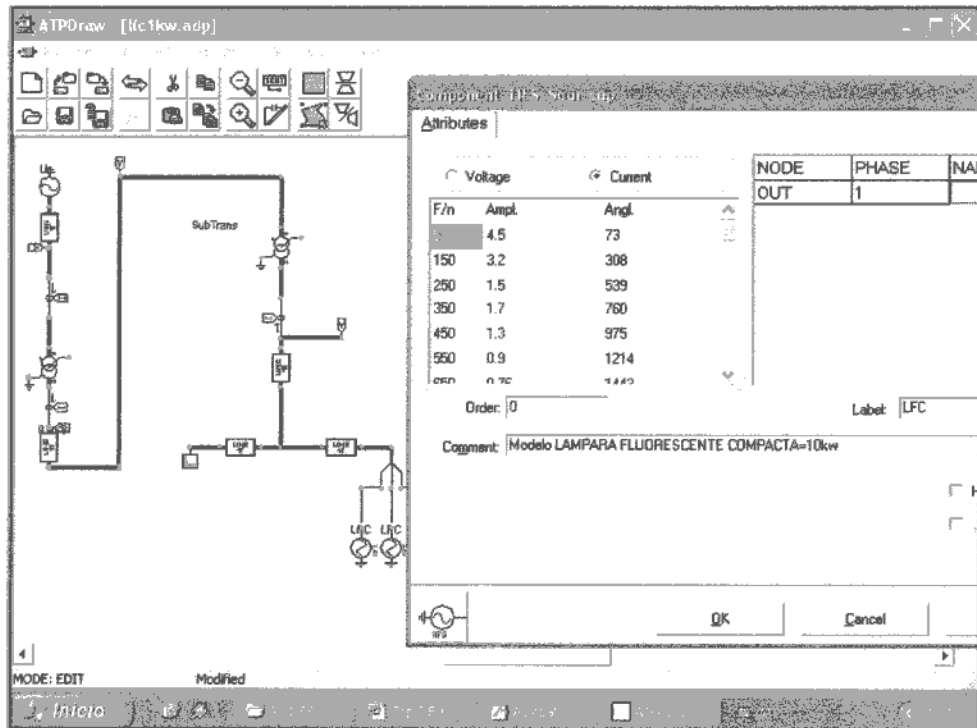


Figura 1. Simulación en ATP utilizando fuentes HFS.

Un modelo realizado en Pspice es mostrado en la figura 2 utilizando fuentes de corrientes Isin.

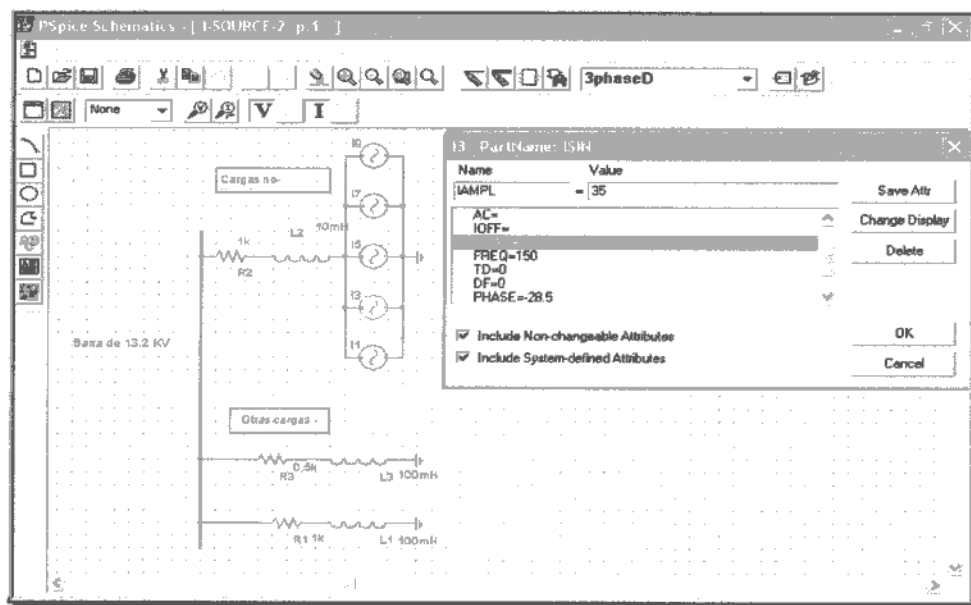


Figura 2. Simulación en PSpice utilizando fuentes de corriente.

De ésta forma se realizaron numerosos trabajos de investigación, citando entre otros a: "Influencia de las Cargas Residenciales no lineales en un Sistema de Distribución Eléctrica", [4] utilizando el programa EMTP, y "Modeling and Prediction of Distribution System Voltage Distortion Caused by Nonlinear Residential Loads", [5] por medio del programa PSpice.

Hay autores que señalan que con bajos niveles de potencia de cargas no lineales es suficiente para obtener niveles de distorsión superiores a los recomendados por la IEEE 519 de un 5% para sistemas generales en baja tensión.

Para mantener éste nivel de distorsión, el límite de potencia a inyectar por una LFC (lámpara fluorescente compacta) es del 12 % de la potencia total, 15% para aparatos de TV y un 34% para PC. [4]

En un sistema de potencia típicamente residencial con 3000 ó 4000 clientes, con un promedio superior a 50W de potencia, por usuario, teniendo como origen LFC provistas de balasto electrónico, puede ser suficiente para exceder el nivel de 5%. [2]

Estos trabajos no tienen en cuenta los fenómenos de mitigación.

2.2.1 Fenómenos de cancelación.

Cuando se alimentan varias cargas con un mismo transformador, el contenido de armónicos resultante es la suma fasorial de los mismos, con la posibilidad que los niveles de distorsión armónica se reduzcan por la diversidad del ángulo de fase. También si se tiene en consideración la impedancia de la red se produce una distorsión de la tensión aplicada manifestándose entonces el fenómeno de atenuación.

2.2.2 Diversidad.

La contribución total armónica de cargas conectadas en paralelo se calcula como la suma de fasores de armónicos de orden n .

En el hipotético caso de conectar dos cargas idénticas en forma simultánea a una misma fuente y ambas producen igual cantidad de armónicos de un determinado orden, pero debido a diferencias en sus circuitos su polaridad es inversa respecto a la otra carga, la suma fasorial es cero, anulándose entonces su contribución armónica total.

La dispersión de los ángulos de fase produce una disminución del aporte total de armónicos respecto a la contribución de una sola carga.

También existe una diversidad temporal, debido a los picos de armónicos que salen de distintas instalaciones a diferentes horas, siguiendo el ciclo de encendido y apagado de las cargas.

2.2.3 Atenuación.

Si se conecta un número significativo de cargas no lineales a una fuente de alimentación se genera una distorsión de la onda aplicada, debido a que la caída de tensión en la impedancia de la red es no lineal. La existencia de armónicos de tensión y de corriente genera una interacción entre ambos reduciendo la contribución total respecto a la individual.

2.2.4 Experiencia de laboratorio con LFC.

Para analizar estos fenómenos se presenta una experiencia realizada en el laboratorio de medidas eléctricas de la Facultad de Ingeniería. En la misma se analiza la contribución en la distorsión armónica de un conjunto lámparas fluorescentes compactas (LFC) marca *General Electric*, de potencia igual a 20W conectadas en paralelo. El instrumento utilizado para capturar las formas de onda es un osciloscopio digital Fluke.

Se realiza para el análisis una descomposición de armónicos de distinto orden y luego se verifica el factor de atenuación a medida que se incrementa el número de lámparas.

Tabla 1. Atenuación de Armónicos.

Frecuencia	Armónica	1 LAMPARA	8 LAMPARAS	Factor de Atenuación
		CORRIENTE (mA)	CORRIENTE (mA)	
50	1	66	518	0,98
150	3	49	394	1
250	5	31	267	1
350	7	29	246	1
450	9	29	230	0,99
550	11	24	168	0,88
650	13	24	115	0,60
750	15	24	91	0,47
850	17	22	60	0,34
950	19	21	35	0,21
1050	21	20	32	0,20
1150	23	18	20	0,14
1250	25	14	11	0,098

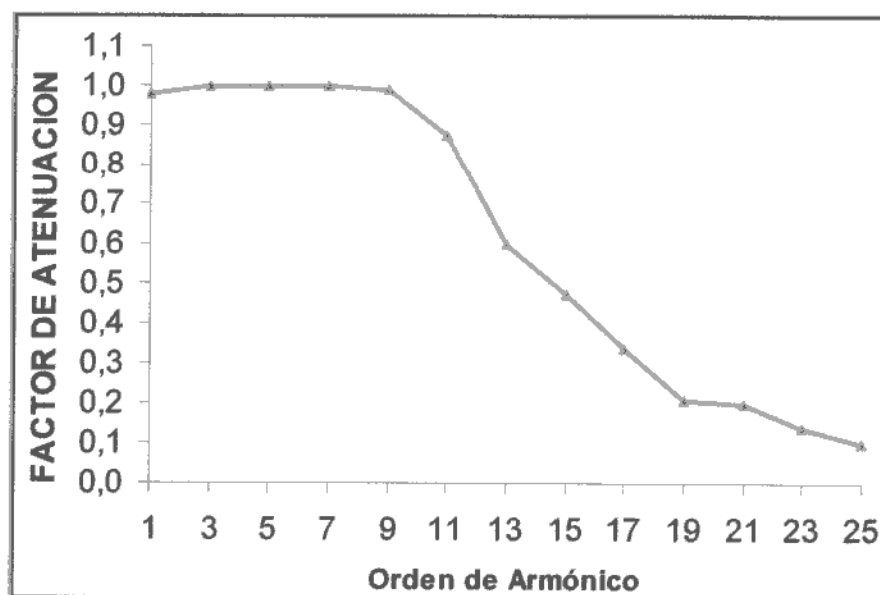


Figura 3. Orden de Armónicos vs. Factor de atenuación.

Si bien el fenómeno no se manifiesta en los primeros armónicos, de la novena en adelante sí lo hace, en mayor medida con el aumento de la frecuencia.

Referencias Bibliográficas

- [1] Arthur, Shanahan. "Neutral Currents in Three Phase Wye Systems". 1996.
- [2] Pileggi, Gentile, Emanuel. "The Effect of Modern CFL on Voltage Distortion". IEEE, 1992.
- [3] Mark McGranaghan. "Controlling Harmonics from Nonlinear Loads in Comercial Facilities". IEEE, 1998.
- [4] Suárez, Di Mauro, Anaut, Agüero. "Influencia de las cargas Residenciales No Lineales en un Sistema de Distribución Eléctrica". IEEE, Diciembre 2005.
- [5] Wang, O'Connell, Brownfield. "Modeling and Prediction of Distribution System Voltage Distortion Caused by Nonlinear Residential Loads" IEEE, 2001.

CAPITULO 3

EFECTOS DE LOS ARMONICOS

3.1 Sobre la corriente del conductor de neutro.

La forma de dimensionar el conductor de neutro en el pasado tenía en cuenta solamente la corriente de desbalance que circularía por éste. De ésta forma balanceando adecuadamente las cargas se podía disminuir la sección del conductor de neutro respecto al conductor de fase.

Sin embargo la corriente de neutro se puede incrementar, ya sea, por desbalance de cargas como por la proliferación de cargas alineales, entre las cuales, se pueden mencionar computadoras personales, lámparas fluorescentes, o equipos electrónicos de fuentes conmutadas. Esto provoca desde principios de la década pasada problemas por sobrecargas en el conductor de neutro debido a que la corriente que circula por éste excede e incluso puede hasta duplicar la corriente de fase. En la actualidad el dimensionado del conductor de neutro se realiza un 70% mayor que el conductor de fase.

3.1.1 Características de la corriente de neutro.

Las características de la corriente en el neutro dependen básicamente del tipo de carga conectada al circuito y la calidad de la onda de tensión del circuito de alimentación. Las distintas formas de onda de corriente están en función del balance o desbalance de las cargas.

- **Circuito balanceado**

La corriente en el neutro está dada por la sumatoria de las corrientes de cada fase. Las componentes armónicas corresponden en éste caso a las de secuencia cero (3, 9, 15,...) solamente.

Siendo $I_{R(t)}$, $I_{S(t)}$ e $I_{T(t)}$ las respectivas corrientes de fase, la corriente de neutro esta dada por las siguientes expresiones:

$$I_{n(t)} = I_{R(t)} + I_{S(t)} + I_{T(t)} \quad (a)$$

$$I_{R(t)} = \sum I_n \sin(n\omega t + \Phi_n) \quad (b)$$

$$I_{S(t)} = \sum I_n \sin(n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \Phi_n) \quad (c)$$

$$I_{T(t)} = \sum I_n \sin(n(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \Phi_n) \quad (d)$$

Donde $n=1, 3, 5, 7, \dots$ es el orden del armónico.

Finalmente:

$$I_{n(t)} = \sum_{k=0}^{\infty} 3I_{6k+3} \sin((6k+3)\omega t + \Phi_{6k+3}) \quad (e)$$

En la ecuación (e) se observa que si la carga es lineal bajo condiciones balanceadas, la corriente solo tiene componentes de secuencia cero, siendo la fundamental de valor nulo.

- **Circuito desbalanceado**

En éste caso la corriente de neutro está compuesta por el desbalance propio de la carga, representada por la frecuencia fundamental, y las componentes de secuencia cero.

Si la carga es lineal la corriente de neutro sólo se compone de la componente fundamental, si la carga es alineal las componentes armónicas debidas al desbalance se hacen presentes sumadas a las armónicas de secuencia cero.

3.1.2 Cálculo de la corriente de neutro.

El cálculo de la corriente de neutro se puede llevar a cabo conociendo las corrientes armónicas de las fases con sus respectivos ángulos, de forma independiente del desbalanceo y del tipo de carga.

El aporte de cada armónico se obtiene de la siguiente manera:

$$I_{n,i} = \sqrt{I_{x,i}^2 + I_{y,i}^2} \quad (f)$$

Donde: $I_{n,i}$ es el valor eficaz de la corriente armónica de orden i en el conductor de neutro.

$$I_{xi} = I_{Ri} \cos(\Phi_{Ri}) + I_{Si} \cos(\Phi_{Si}) + I_{Ti} \cos(\Phi_{Ti}) \quad (g)$$

$$I_{yi} = I_{Ri} \sin(\Phi_{Ri}) + I_{Si} \sin(\Phi_{Si}) + I_{Ti} \sin(\Phi_{Ti}) \quad (h)$$

Donde I_{Ri} , I_{Si} e I_{Ti} son los valores eficaces de la corriente armónica de orden i , con sus correspondientes ángulos de fase Φ_{Ri} , Φ_{Si} y Φ_{Ti} . Las ecuaciones (g) y (h) llevadas a la ecuación (f) permiten obtener la corriente armónica de orden i en el conductor de neutro.

Generalizando el valor eficaz de la corriente en el neutro es:

$$I_n = \sqrt{\sum I_{ni}^2} \quad (i)$$

3.1.3 Consecuencia de las corrientes armónicas.

- **Capacidad amperimétrica**

Aparecen pérdidas adicionales $I^2 R$, ya que la resistencia aumenta con la frecuencia debido al efecto pelicular y al efecto de proximidad entre conductores, este fenómeno es detallado en el apartado 3.3.1.

- **Tensión neutro – tierra.**

El efecto más notable de la corriente en el neutro es la generación de la tensión neutro-tierra, la cual es una forma de ruido en modo común, que depende de la corriente que circula por el conductor de neutro y de la impedancia de dicho conductor. El efecto de la tensión neutro-tierra es aún debatible, sin embargo, la Std. IEEE 1100 recomienda $3 V_{rms}$ para equipo normal y $0.3 V_{rms}$ para equipo electrónico sensible. Una expresión para estimar la tensión neutro-tierra esta dada por:

$$V_{nt} = m . S . L$$

en la ecuación m es una constante de proporcionalidad que depende del tipo de cable, dada en $[V_{rms} / (VA * m)]$; V_{nt} es la mínima tensión neutro tierra, dada en $[V_{rms}]$; S es la potencia trifásica total, dada en $[VA]$ y L es la longitud del cable de neutro, dada en $[m]$. [1]

3.2 Sobre la forma de onda ^{de} tensión en barras.

Las características que un sistema ideal presenta son las siguientes:

- Amplitud y frecuencias constantes.
- Forma de onda senoidal.
- Simetría en el caso de red trifásica.

Bajo estas condiciones, máquinas y equipos eléctricos conectados a éste sistema eléctrico presentan un comportamiento normal o previsible.

Sin embargo un sistema eléctrico real no presenta las características antes mencionadas, por el contrario, alteraciones o perturbaciones deterioran la calidad del servicio. Algunas de las más significativas son:

- Variaciones de amplitud de la onda de tensión (flicker).
- Sobre tensiones.
- Variaciones de frecuencia.
- Asimetría de fases.
- Deformación de las ondas de tensión y corriente (armónicos).

3.2.1 Armónicos de tensión.

El origen de éstos armónicos tiene lugar en cargas no lineales, las cuales absorben también corrientes no lineales. Estas corrientes con contenido de armónicos provocan caídas de tensión de frecuencia distinta a la fundamental en la impedancia de cortocircuito de la red. Como consecuencia el voltaje en la barra de distribución se distorsiona afectando otras cargas conectadas a la misma.

Se puede analizar considerando un punto *PCC* (Punto Común de Conexión o también llamado *PAC* Punto de Acometida Común) cualquiera de la red, representando cada fase por un sistema equivalente, formado por una fuente de tensión ideal y una impedancia interna asociada, una serie de cargas conectadas en paralelo y una carga no lineal.

~ ver fig. n°.

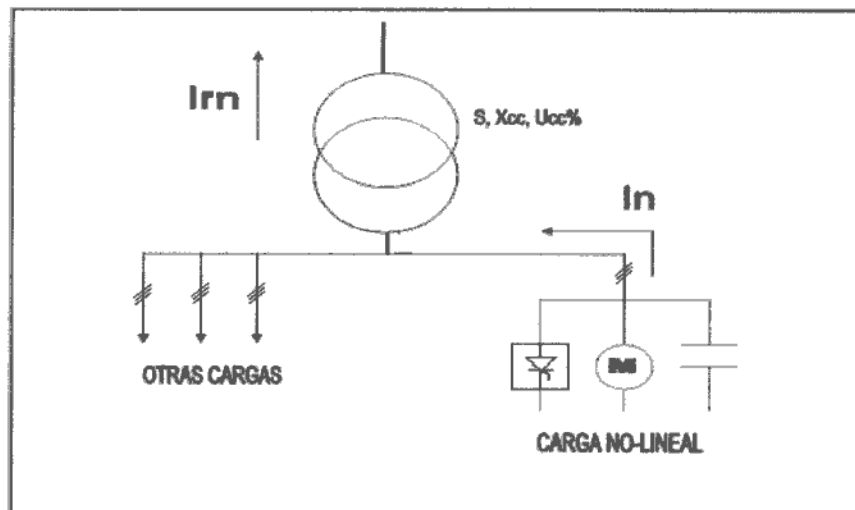


Figura 1. Esquema unifilar.

I_n : corriente armónica generada por la carga no lineal.
 I_{rn} : fracción de corrientes armónicas que deriva a la red.

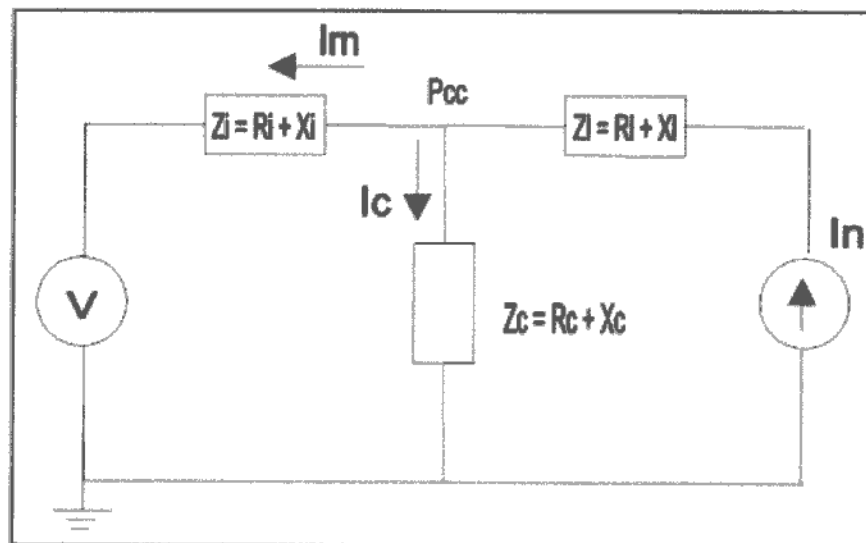


Figura 2. Circuito equivalente.

Z_i : Impedancia de cortocircuito de la red.
 Z_i : Impedancia de la carga no lineal.
 Z_c : Impedancia equivalente del resto de las cargas.

La incidencia de las corrientes armónicas I_n se puede calcular por el reparto de corrientes entre la red y el resto de las cargas. La fracción de corriente que deriva hacia la red viene dada por la siguiente expresión:

$$I_{rn} = I_n \frac{Z_{cn}}{Z_{cn} + Z_{in}}$$

Donde Z_{cn} y Z_{in} son las impedancias a la frecuencia n .

La tensión suministrada en el punto PCC deja de ser senoidal ya que se ve distorsionada por la caída de tensión que las corrientes armónicas producen en la impedancia de cortocircuito de la red.

Por lo tanto la tensión suministrada en el punto PCC es:

$$U_{PAC} = U - Z_i \cdot I_m = U - I_n \frac{\bar{Z}_i \cdot \bar{Z}_c}{\bar{Z}_i + \bar{Z}_c}$$

Se observa que el punto PCC contiene cierta cantidad de componentes armónicas, en mayor medida cuanto mayor sea la impedancia de la red comparada con la del resto de las cargas.

El circuito equivalente es en general mas complejo dando lugar a posibles resonancias entre cargas inductivas y capacitivas.

3.3 EN OTROS ELEMENTOS DEL SISTEMA.

3.3.1 En los conductores.

La circulación de una corriente a través de un conductor genera pérdidas debidas al efecto Joule según $I^2 \cdot R$ donde R es la resistencia de corriente directa del conductor y la corriente I es el producto de la densidad de corriente por el área transversal del conductor.

A medida que aumenta la frecuencia de la corriente, que circula por el conductor manteniendo su valor eficaz igual al valor de corriente directa disminuye el área efectiva por donde ésta circula ya que la densidad de corriente crece en la periferia lo cual se refleja como un aumento en la resistencia efectiva del conductor. El fenómeno es conocido como efecto pelicular o efecto piel [2].

A frecuencia de 50 Hz este efecto puede ser despreciado ya que el mismo es considerado en la fabricación del conductor, para corrientes distorsionadas aumentan las pérdidas por efecto Joule debido a las componentes armónicas.

Se perciben también pérdidas dieléctricas en el aislamiento con la frecuencia si las distorsiones de voltaje son apreciables.

3.3.2 En transformadores y en el sistema de distribución.

La mayoría de los transformadores están diseñados para operar con corriente alterna a una frecuencia fundamental, lo que implica que, operando en condiciones de carga nominal y a una temperatura ambiente no mayor a la especificada el transformador debe ser capaz de disipar el calor producido por sus pérdidas sin sobrecalentarse ni acortar su vida útil.

Las pérdidas en transformadores consisten en pérdidas sin carga o de núcleo y pérdidas con carga, que incluyen pérdidas $I^2 \cdot R$ y pérdidas por corrientes de Foucault [2].

Se analizan a continuación cada una de ellas.

- **Pérdidas en el cobre:** Son el producto del cuadrado de la corriente por la resistencia del devanado, por lo tanto, un aumento de frecuencia que

incrementa el valor de resistencia se traducirá en un aumento en las pérdidas en el cobre.

- **Pérdidas por corrientes de Foucault:** Estas son proporcionales al cuadrado de la corriente de carga y el cuadrado de la frecuencia, razón por la cual se puede tener un aumento excesivo de las pérdidas en los devanados que conducen corriente de carga no senoidal. Esta pérdida es de tipo Joule en el hierro pero se clasifica como magnética.

$$P_f = K_f \cdot f^2 \cdot B^2$$

Donde:

K_f = constante física.

f = frecuencia.

B = Campo magnético.

Siendo el campo proporcional a la corriente, cuando ésta es periódica pero no senoidal, su valor eficaz puede expresarse según:

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2}$$

Donde I_h : Corriente eficaz de la armónica de orden h .

Por lo tanto las pérdidas por corrientes de Foucault se pueden expresar:

$$P_f = K_f \cdot \sum h^2 \cdot I_h^2$$

- **Pérdidas por histéresis:** Producidas por el voltaje de excitación en el núcleo. La forma de onda de voltaje en el primario no es senoidal por lo cual se incrementan las pérdidas en el núcleo dependiendo de la calidad del acero y del espesor de las láminas.

$$P_h = K_h \cdot f \cdot v \cdot B^2$$

Donde:

K_h : Coeficiente de Steinmetz.

f : frecuencia.

B : Campo magnético.

V : volumen del material.

Para finalizar con el estudio de las pérdidas que ocasionan los armónicos en los transformadores se debe destacar el efecto producido por la suma algebraica de las armónicas triples de secuencia cero en el conductor de neutro, las cuales al alcanzar un transformador conectado en triángulo-estrella se reflejan dentro del devanado primario, donde circulan provocando sobrecalentamiento y fallas.

En el sistema de distribución la circulación de corrientes armónicas por el neutro provoca una caída de tensión por el conductor, así si la puesta a tierra es TNC las masas de los diversos equipos no quedan a la misma tensión, esto provoca perturbaciones en los intercambios de información entre receptores inteligentes. También hay circulación de corrientes por las estructuras metálicas de los edificios creando campos electromagnéticos perturbadores. Es recomendable en estos casos el conexionado de tierra TNS.

3.3.3 En máquinas rotantes.

Las consecuencias en las pérdidas en este tipo de máquinas son similares a las antes estudiadas, destacándose las pérdidas en el rotor (devanado de amortiguamiento y circuito magnético) debido a la diferencia considerable de velocidad entre el campo rotatorio inducido por los armónicos y el rotor. Pueden observarse entonces vibraciones mecánicas, torques pulsantes y ruidos audibles [3].

3.3.4 En bancos de capacitores.

La reactancia de los capacitores disminuye al aumentar la frecuencia, por lo tanto, al encontrarse deformada la onda de tensión, por los capacitores que se utilizan para la corrección del factor de potencia circulan corrientes armónicas relativamente importantes.

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \Rightarrow \{ \text{si } f \uparrow, X_c \downarrow \text{ y } I \uparrow \}$$

Contenido

Por otra parte la existencia de inductancias en algún punto de la instalación tiene el riesgo de que se produzcan resonancias con los capacitores aumentando de este modo la amplitud de los armónicos en los mismos.

Esto puede ocasionar que sea perforado el aislamiento de los capacitores, tanto por picos de voltaje como de corriente.

No es recomendable la instalación de capacitores en instalaciones que tengan una tasa de distorsión armónica superior al 8% [3].

Resonancia en serie: Se denomina resonancia a un régimen tal de un circuito pasivo que contiene bobinas de autoinducción y capacitores, para el cual la reactancia o susceptancia de entrada sean iguales a cero. En régimen resonante la corriente, a la entrada del circuito, si es distinta de cero, está en fase con la tensión [4].

En un circuito serie RLC la frecuencia de resonancia se obtiene cuando en la ecuación de la impedancia total Z:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Se produce una igualación entre $X_L = X_C \rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C}$. De esta condición se observa que la resonancia se puede lograr variando la frecuencia de alimentación de la fuente de alimentación modificando los parámetros del circuito, su inductancia o su capacidad.

La frecuencia angular para la cual se produce la resonancia se determina entonces según;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Para $X_L = X_C$, las tensiones en la inductancia y en la capacidad, opuestas de fase, son iguales en magnitud es por esto que suele designarse a este tipo de resonancia como *resonancia de tensiones*.

A modo de ejemplo se presenta el siguiente circuito, para el cual, se han elegido la inductancia y la capacidad de forma que el mismo se encuentre en régimen resonante a una frecuencia de 50Hz. Los valores de los elementos son los siguientes: $R=10\ \Omega$, $L=405\text{mHy}$, $C=25\mu\text{F}$.

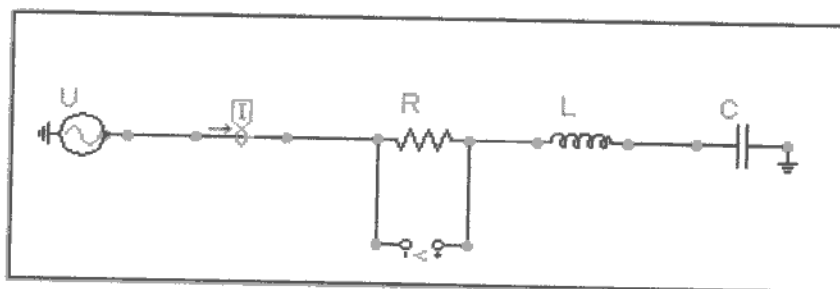


Figura 3. Circuito RLC.

$$i = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{\dot{U}}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \frac{\dot{U}}{R} \text{ ya que } X_L = X_C$$

$$I = \frac{\sqrt{2} * 220V}{10\Omega} = 31.112A$$

Las curvas de tensión y corriente en fase dejan ver que el circuito se encuentra en régimen resonante.

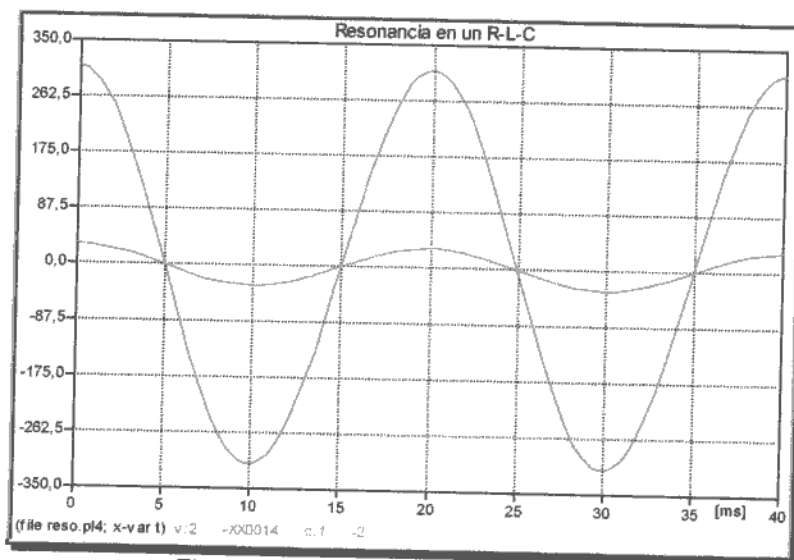


Figura 4. Resonancia en circuito serie

Resonancia en paralelo: La asociación de una impedancia inductiva (transformadores, conductores) en paralelo con una capacitiva (bancos de capacitores) provoca el fenómeno de resonancia en paralelo, por la cual a una determinada frecuencia, el valor de la impedancia inductiva del sistema se hace muy elevada. Por lo cual la corriente que circula por cada rama del banco de condensadores también se incrementa de manera considerable. Esto sumado a la baja impedancia de los capacitores a valores elevados de frecuencia puede llevar a un deterioro prematuro, inclusive la explosión de los mismos de los mismos.

La frecuencia resonante es:

$$f_{res} = \sqrt{\frac{X_{cap}}{X_{sistema}}} \times f = \sqrt{\frac{MVA_{cc}}{MVAR_{cap}}} \times f$$

En la siguiente figura se muestra el circuito equivalente de una instalación provista de un banco de capacitores y fuentes perturbadoras.

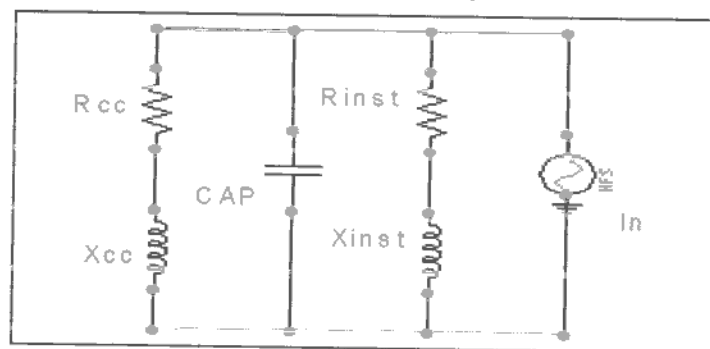


Figura 5. Circuito equivalente de una instalación.

Si bien los capacitores son cargas lineales, o sea no crean armónicos, pueden contribuir a una gran amplificación de los mismos. Caso típico en instalaciones con bancos de capacitores en presencia de equipos generadores de armónicos.

Asimismo, las corrientes armónicas amplificadas producen sobretensiones que se suman a la tensión aplicada al capacitor, dañando el dieléctrico del mismo.

3.3.5 En equipos residenciales y de protección.

Los equipos electrónicos modernos son sensibles a los cambios producidos en el voltaje de alimentación. Dichos equipos necesitan de fuentes muy estables para su alimentación que les provea un voltaje continuo de ruido casi nulo.

Para ello se necesita de una fuente primaria de tensión alterna y de un bloque de rectificación con tensión estabilizada. Cuando éste bloque no presenta invulnerabilidad suficiente para soportar cierta deformación en la onda de tensión puede afectar el funcionamiento de los equipos, como el fenómeno de reencendido de computadoras, llegándose a daños irreparables en la prolongación del tiempo.

Existen además equipos electrónicos que sensan magnitudes de fase y las utilizan como base de tiempo con respecto a períodos de corrientes y voltajes. Normalmente basan su funcionamiento en el cruce por cero de estas magnitudes. Ante los efectos de distorsión puede darse el caso que aparezcan cruces por cero indeseados que provoquen operaciones erróneas o mal funcionamiento de los equipos de control.

3.5 NORMAS Y RECOMENDACIONES

3.5.1 Normativa del E.N.R.E.

El Límite de Emisión Individual asignado a un usuario conectado a una red se obtiene para cada intensidad armónica y se determina en función de su potencia contratada, y el nivel de tensión (BT, MT o AT).

En la siguiente tabla se fijan las intensidades armónicas como valores en unidad de corriente (A) para usuarios con tarifa T1. Para usuarios en tarifas T2 y T3, se fijan como valores porcentuales respecto de la intensidad de carga demandada por el usuario, obtenida a partir de la potencia contratada (para cada banda horaria según corresponda), y considerando un $\cos \Phi$ de 0,85.

Tabla 1. Límites de Emisión Individuales de Intensidades Armónicas para usuarios con tarifas T-1, T-2 y T-3.

Orden de la armónica (n)	Usuarios T1	Usuarios T2 y T3 en BT y MT	Usuarios T3 en AT
	Intensidad armónica máxima [A]	Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada.	Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada.
IMPARES NO MULTIPLOS DE 3			
5	2,28	12	6
7	1,54	8,5	5,1
11	0,66	4,3	2,9
13	0,42	3	2,2
17	0,26	2,7	1,8
19	0,24	1,9	1,7
23	0,2	1,6	1,1
25	0,18	1,6	1,1
> 25	4,5/n	0,2+0,8*25/n	0,4
IMPARES MULTIPLOS DE 3			
3	4,6	16,6	7,5
9	0,8	2,2	2,2
15	0,3	0,6	0,8
21	0,21	0,4	0,4
> 21	4,5/n	0,3	0,4
PARES			
2	2,16	10	10
4	0,86	2,5	3,8
6	0,6	1	1,5
8	0,46	0,8	0,5
10	0,37	0,8	0,5
12	0,31	0,4	0,5
> 12	3,68/n	0,3	0,5
TDI (%)	-	20	12

Cálculo de la Distorsión Penalizable Individual de Armónicas para un usuario:

Se define como Distorsión Penalizable de Armónicas (DPIA) a la distorsión armónica detectada en cada intervalo de medida, por encima de los límites de emisión individuales establecidos, según la siguiente expresión:

$$DPIA_k = \text{Max} \left[0, \frac{TDTI(k) - TDTI}{TDTI} \right] + \frac{1}{3} \sum_{n=2}^{40} \text{Max} \left[0, \frac{In(k) - In}{In} \right]$$

Donde: $TDTI(k)$ es la tasa de distorsión total en corriente registrada en el intervalo de medición k (10 minutos), referida a la corriente contratada por el usuario

$$TDTI(K) = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left(\frac{In(k)}{Ic} \right)^2}$$

$TDTI$: es el Límite de Emisión en corriente para la distorsión total definido en la tabla 1 para el caso de usuarios encuadrados en tarifas T2 y T3. Para usuarios en tarifa T1, no se considera la tasa de distorsión total a los fines de la determinación de la distorsión penalizable de armónicas (DPIA).

$In(k)$: es el valor de la intensidad armónica n en el intervalo de medición k que inyecta el usuario en la red. El límite y las intensidades medidas deben ser expresados en valores absolutos de corrientes o en valores porcentuales con respecto a la intensidad de carga correspondiente con la potencia contratada por el usuario, según la categoría tarifaria.

In : es el Límite de Emisión Individual de la intensidad armónica n .

$DPIA_k$ se calcula para cada intervalo k del período de medición, registrándose la energía consumida por el usuario $E(k)$ durante cada intervalo k .

A efectos del cálculo de $TDTI(k)$ e $In(k)$ para la evaluación de la DPIA, sólo se considerarán los valores de $In(k)$ registrados con flujo de potencia activa desde el usuario hacia la red de alimentación, que es cuando las instalaciones del usuario están emitiendo la perturbación de dicha armónica.

Hay penalización en un punto de medición, si durante más del 5 % del tiempo de medida se ha superado alguno de los Límites de Emisión Individuales asignados al usuario.

3.5.2 Recomendaciones dadas por IEEE.

El respeto estricto a estas recomendaciones no siempre evitaría problemas, particularmente cuando son aproximados a los límites. Es razonable considerar que el sistema cambia a menudo, justificando una nueva reexaminación. Mediciones de armónicas deberían ser ejecutadas periódicamente, para determinar el comportamiento del sistema y el rendimiento de los equipos. El cliente debería confirmar:

- Que ^{los} condensadores para corregir el factor de potencia o filtros de armónicas no sean sobrecargados por un exceso de armónicas.
- Que las perjudiciales resonancias series o paralelas, no están presentes.
- Que el nivel de armónicas en PCC y en los puntos de utilización no sea excesivo.

Los límites mostrados en las tablas de distorsión de corriente deben ser usados como valores de "peor caso" para operaciones normales (condiciones válidas por más de 1 hora). Para períodos cortos, durante partidas o condiciones inusuales, los límites pueden ser excedidos en un 50 %.

Límites de distorsión de corriente

Las tablas 2, 3, 4 son aplicables para rectificadores de 6 pulsos y situaciones generales de distorsión. Sin embargo, cuando se usan convertidores con número de pulsos (q) de más de 6, los límites para las armónicas

características son incrementados por un factor equivalente a: $\sqrt{\frac{q}{6}}$, con tal que las amplitudes de las armónicas no-características sean menores que el 25 % de los límites especificados en las tablas.

Tabla 2. Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución general (120[V] a 69[KV]).

ARMONICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
Isc/ Im	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Tabla 3. Límites de distorsión de corriente para sistemas de subtransmisión general (>69 [KV] a 161 [KV]).

ARMONICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
Isc/ Im	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
<20	2,0	3,50	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	2,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0

Tabla 4. Límites de distorsión de corriente para sistemas de transmisión general (>161 [KV]).

ARMONICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
Isc/ Im	h<11	11<=h<17	17<=h<23	23<=h<35	35<=h	THD
<50	2,0	1,00	0,75	0,3	0,15	2,5
>=50	3,0	1,50	1,15	0,45	0,22	3,75

Las siguientes observaciones rigen para las tablas mostradas anteriormente:

- Las armónicas pares están limitadas al 25% de los valores para armónicas impares mostrados en las tablas.
- No son admisibles distorsiones de corriente que generen corriente continua.
- Isc: Máxima corriente de cortocircuito en el PCC, el punto de acoplamiento común y corresponde al lugar en que se interconectan el convertidor (carga no lineal) con los otros consumidores.
- Im: Máxima corriente demandada por la carga en el PCC (componente de frecuencia fundamental).

Límites de Distorsión de tensión para Distribuidor

Tabla 4. Límites de distorsión de tensión.

TENSION DE BARRA A PAC	DISTORSION INDIVIDUAL DE TENSION [%]	DISTORSION TOTAL DE TENSION [%]
Menos de 69 [KV] inc.	3,0	5,0
De 69 [KV] a 161[KV]	1,5	2,5
Más de 161 [KV]	1,0	1,5

3.5.3 La norma IEC 555-2

En el pasado los equipos de baja potencia no encontraban prácticamente ninguna limitación para conectarse a la red. Esto permitió que equipos como televisores se conectaran indiscriminadamente a la red, generando una importante cantidad de armónicas. Para corregir esta situación, la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, por su nombre en inglés) puso en vigencia a partir de 1995 la norma IEC 555-2, destinada precisamente a los equipos de baja potencia.

Esta norma define, entre otras, la categoría de equipos clase D, que son todos aquellos equipos que tienen una corriente de entrada contenida dentro de la "forma de onda especial" mostrada en la siguiente figura.

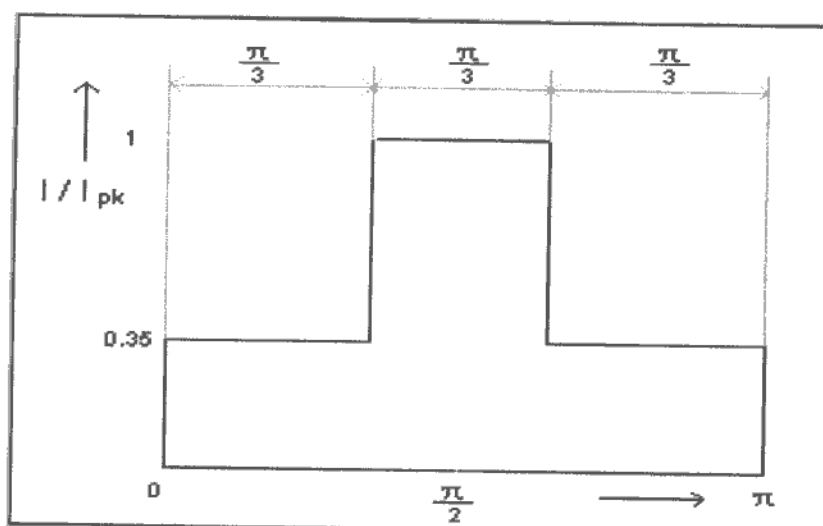


Figura 6. Forma de onda especial definida para equipos clase D.

Esta definición está claramente dirigida a los equipos que tienen un rectificador con filtrado capacitivo, abarcando principalmente equipos electrónicos. Los equipos clase D pueden inyectar las corrientes armónicas mostradas a continuación.

Tabla 5. Límites de corrientes armónicas para equipos clase D.

ORDEN DE LA ARMONICA (n)	INTENSIDAD ARMONICA MAXIMA ADMISIBLE [A]
ARMONICAS IMPARES	
3	2,30
5	0,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot (15 / n)$
ARMONICAS PARES	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot (8 / n)$

La aplicación de estos límites trae como consecuencia que un rectificador puente monofásico de diodos, con un factor de cresta $FC=8$ (FC : corriente máxima/corriente efectiva), $THD = 133\%$ y factor de potencia $FP = 0,6$ pueda quedar fuera de norma.

Referencias Bibliográficas

- [1] Cadavid, Diego y Gallego, Luis, "Armónicos y problemas de calidad de potencia en el conductor de neutro de sistemas trifásicos", Octubre, 2003.
- [2] A. Tejada, A. Llamas, "Efectos de las armónicas en los sistemas eléctricos". Departamento de Ingeniería Eléctrica del ITESM, Campus Monterrey.
- [3] Noriega Stefanova, Ernesto, "Generalidades sobre los armónicos y su influencia en los sistemas de distribución de energía". Empresa Eléctrica Matanzas, Cuba, Enero 2005.
- [4] G.V.Zeveke, P.A. Ionkin "Principios de electrotecnia", tomo 1. Grupo editor de buenos Aires, 1973.

CAPITULO 4

HERRAMIENTAS EN EL ESTUDIO DE ARMÓNICOS

4.1 Matemáticas.

Los fenómenos que se producen en los circuitos lineales con f.e.m. o corrientes periódicas pero no senoidales pueden fácilmente someterse a estudio si se desarrolla la señal de la f.e.m. o de la corriente en una serie trigonométrica de Euler – Fourier.

Toda función periódica que satisface las condiciones de Dirichlet, o sea, que tiene en todo intervalo finito un número finito de discontinuidades de primera especie y un número finito de máximos y mínimos puede desarrollarse en una serie trigonométrica.

$$f(wt) = A_0 + A_{1m} \text{sen}(wt + \psi_1) + A_{2m} \text{sen}(2wt + \psi_2) + \dots$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} A_{km} \text{sen}(kwt + \psi_k)$$

Donde para $k = 0$

$$A_{km} = A_0 \quad \text{y} \quad \psi_k = \psi_0 = \frac{\pi}{2}$$

El primer término de la serie A_0 es la componente constante o armónica cero el segundo término $A_{1m} \text{sen}(wt + \psi_1)$ es la primera armónica y todos los términos de la forma $A_{km} \text{sen}(kwt + \psi_k)$ para $k > 1$ se denominan armónicas superiores.

La frecuencia fundamental es $\omega = \frac{2\pi}{T}$ donde T es el período de la función periódica no senoidal. La serie trigonométrica, una vez desarrollado el seno de la suma para cada una de las armónicas, puede anotarse en otra forma:

$$f(wt) = A_0 + B_{1m} \text{sen} wt + B_{2m} \text{sen} 2wt + \dots + B_{km} \text{sen} kwt + \dots \\ \dots + C_{1m} \cos wt + C_{2m} \cos 2wt + \dots + C_{km} \cos kwt + \dots$$

En la fórmula es

$$B_{km} = A_{km} \cos \psi_k$$

y

$$C_{km} = A_{km} \text{sen} \psi_k$$

Designando la amplitud compleja de la armónica de orden k

$$\dot{A}_{km} = A_{km} e^{j\psi_k} = B_{km} + jC_{km},$$

La serie trigonométrica puede escribirse de la siguiente forma:

$$f(\omega t) = A_0 + \operatorname{Im} \sum_{k=1}^{\infty} \dot{A}_{km} e^{jk\omega t}$$

Los coeficientes A_0 , B_{km} y C_{km} pueden calcularse por medio de las siguientes integrales:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) d(\omega t)$$

$$B_{km} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \operatorname{sen} k\omega t d(\omega t)$$

$$C_{km} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \operatorname{cos} k\omega t d(\omega t)$$

La componente constante A_0 es igual al valor medio de la función $f(t)$ en su período T .

Conociendo los coeficientes de la serie es fácil pasar a la forma:

$$= \sum_{k=0}^{\infty} A_{km} \operatorname{sen}(k\omega t + \psi_k)$$

Calculando

$$A_{km} = \sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2}$$

$$\psi_k = \operatorname{arctg} \frac{C_{km}}{B_{km}}$$

En muchas aplicaciones resulta conveniente evaluar ciertas características de la forma de onda de manera de no calcular innecesariamente algunos coeficientes de la serie que se anulan como consecuencia de la paridad de la función.

Aquellas funciones que son simétricas respecto al eje de abscisas no contienen armónicas pares ni término constante.

$$f(\omega t) = -f(\omega t \pm \pi)$$

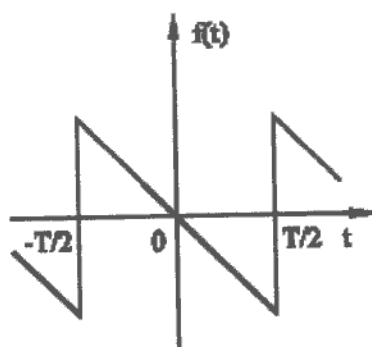


Figura.1 Función Impar.

La serie quedará conformada por armónicas impares según:

$$f(\omega t) = A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + A_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3) + A_{5m} \sin(5\omega t + \psi_5) + \dots$$

Es frecuente encontrar en ciertas aplicaciones funciones que satisfacen la siguiente condición:

$$f(\omega t) = f(-\omega t)$$

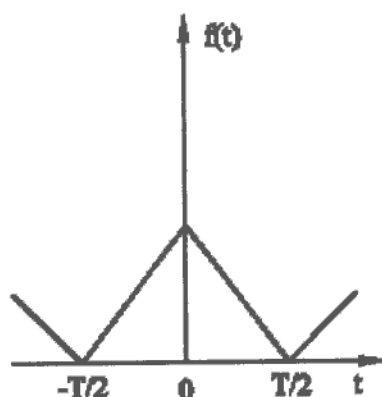


Fig.2 Función Par.

Estas funciones son simétricas respecto del origen de ordenadas y en la serie no existirán armónicos senos.

$$f(\omega t) = A_0 + A_{1m} \cos \omega t + A_{2m} \cos 2\omega t + A_{3m} \cos 3\omega t + \dots$$

4.2 Valores máximos, eficaces y medios de las formas de ondas no senoidales.

La función no senoidal periódicamente variable $f(t)$, además de sus componentes armónicas se caracteriza por tres magnitudes: el valor máximo en un período $a_{\text{máx}}$; el valor medio cuadrático o valor eficaz

$$A = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(\omega t) dt}$$

Y el valor medio del módulo

$$A_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T |f(\omega t)| dt$$

En los procesos periódicos no senoidales, así como también en los senoidales, se entiende generalmente como magnitud de la f.e.m., corriente o tensión, sus valores eficaces.

Si la curva de una magnitud variable periódicamente ésta desarrollada en una serie trigonométrica, su valor eficaz puede hallarse de la siguiente manera

$$\begin{aligned} A^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_{km} \operatorname{sen}(k\omega t + \psi_k) \right]^2 dt = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{\infty} \int_0^T A_{km}^2 \operatorname{sen}^2(k\omega t + \psi_k) dt + \sum_{\substack{i=0 \\ k=0 \\ i \neq k}}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T A_{im} A_{km} \operatorname{sen}(i\omega t + \psi_i) \times \operatorname{sen}(k\omega t + \psi_k) dt \end{aligned}$$

Es perfectamente admisible elevar de esta forma la serie, puesto que ella converge para cualquier valor de ω .

Cada una de las integrales en la última suma es igual a cero y, por consiguiente, será igual a cero el valor medio, en un período, de los productos de los valores instantáneos de las distintas armónicas.

Tomando esto en cuenta obtenemos para el valor eficaz una expresión muy simple

$$\begin{aligned} A^2 &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T A_{km}^2 \operatorname{sen}^2(k\omega t + \psi_k) dt = \\ &= A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{km}^2}{2} = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2 = \sum_{k=0}^{\infty} A_k^2 \end{aligned}$$

Por lo tanto

$$A = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} A_k^2}$$

De modo que el valor eficaz de una magnitud no senoidal sólo depende de los valores eficaces de sus componentes armónicas y no depende de sus fases ψ_k .

Si por ejemplo, la tensión $u(t)$ consta de una serie de armónicas u_0, u_1, u_2 , etc., cuyos valores eficaces son U_0, U_1, U_2 , etc., el valor eficaz de la tensión será:

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots}$$

A continuación, para dejar explícita toda la teoría antes mencionada, son indicadas dos formas de ondas típicas en el tratado de señales. Una de diente de sierra y otra cuadrada, son aproximadas recurriendo a la suma parcial de Fourier, para tal fin fueron realizados dos archivos .m correspondientes al programa Matlab en donde se observa que al ser considerada una mayor cantidad de términos, ambas series resultan en mejores aproximaciones.

Las estructuras de los archivos .m y las gráficas obtenidas para las distintas cantidades de términos son las siguientes:

```
%programa que permite obtener la
%aproximacion de forma de onda diente de sierra
%mediante serie de FOURIER.
n_max=input('ENTRAR LA CANTIDAD DE TERMINOS A CONSIDERAR n = ');
T=input('ENTRAR EL PERIODO DE LA FUNCION T = ');
bb=input('INDIQUE LA AMPLITUD DE LA FUNCION Amax. = ');
w=2*pi/T;
N=length(n_max);
t=0:.002:2;
for k=1:N
    n=[1:1:n_max(k)]; %considera todos los terminos.
    b=1./(pi*n);
    x=bb*b*sin(w*n*t);%APROXIMACION POR SUMA PARCIAL DE FOURIER.
    subplot(3,1,3), plot(t,x,'r'), xlabel('t[seg]'), ylabel('SUMA PARCIAL');
    axis([0 2 -2 2]); text(.05,-1, ['Terminos considerados = ',num2str(n_max(k))]);
end
```

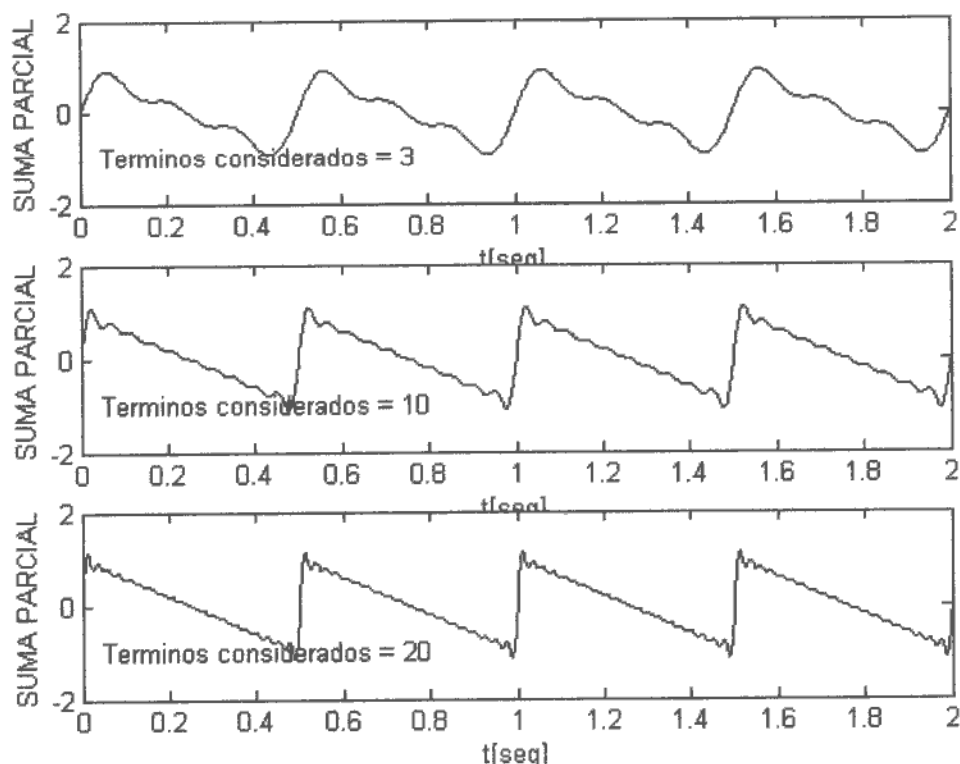


Fig.3 Forma de onda diente de sierra.

```

%programa que permite obtener la
%aproximacion de una onda cuadrada
%mediante serie de FOURIER.
clc;
n_max=input('ENTRAR LA CANTIDAD DE TERMINOS A CONSIDERAR n = ');
T=input('INGRESAR EL PERIODO DE FUNCION T = ');
bb=input('INGRESAR LA AMPLITUD DE LA FUNCION Amax = ');
w=2*pi/T;
N=length(n_max);
t=0:.002:2;
for k=1:N
    n=[1:2:n_max(k)]; %considera solo terminos impares.
    b=4./(pi*n);
    x=bb*b*sin(w*n*t);
    subplot(3,1,3), plot(t,x,'r'), xlabel('t[seg]'), ylabel('SUMA PARCIAL');
    axis([0 2 -3 3]); text(.05,-1, ['Terminos considerados = ',num2str(n_max(k))]);
end

```

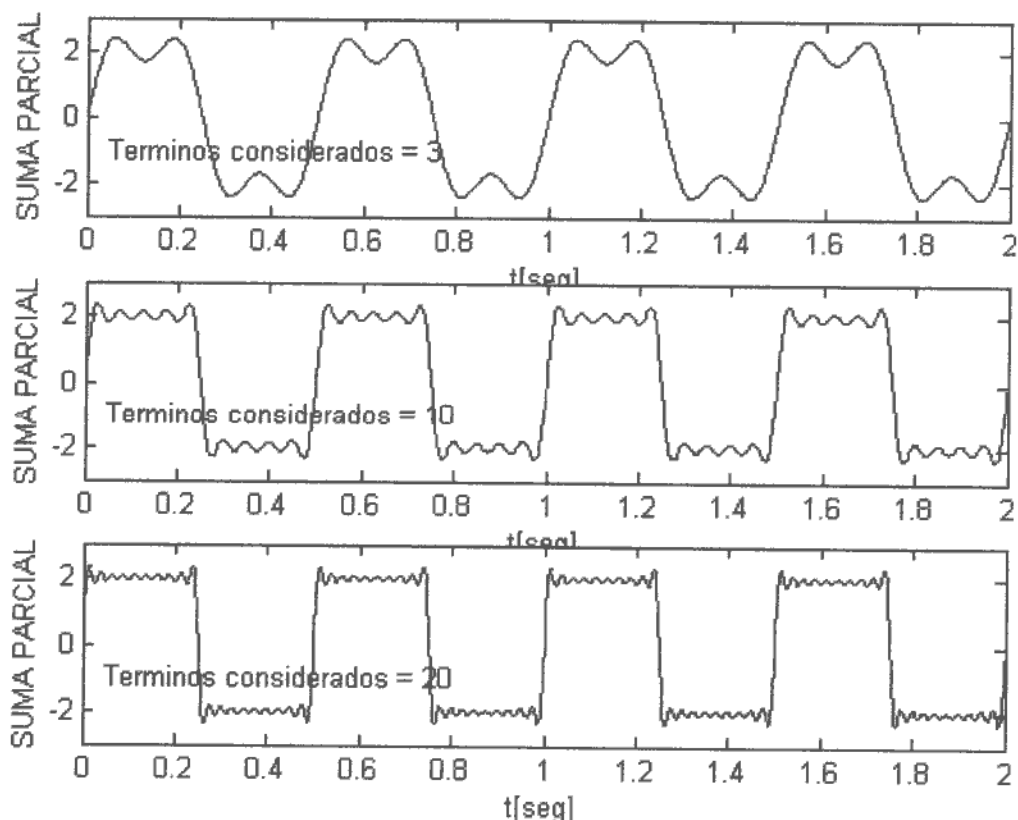


Fig.4 Forma de onda cuadrada.

4.3 Constantes que caracterizan la forma de las curvas periódicas no senoidales.

En la técnica para observar las curvas periódicas no senoidales se utilizan los siguientes factores:

$$k_f = \frac{A}{A_{med}} \quad \text{Factor de forma}$$

Para la senoide

$$k_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11$$

Se llama factor de amplitud al cociente del valor máximo por el valor eficaz

$$k_a = \frac{a_{m\acute{a}x}}{A}$$

Para la senoide

$$k_a = \sqrt{2} = 1.41$$

El coeficiente de distorsión esta dado por el cociente entre el valor eficaz de la armónica fundamental y el eficaz de toda la curva [1], [2].

$$k_d = \frac{A_1}{A}$$

Para la senoide

$$K_d = 1$$

4.4 ÍNDICES DE EVALUACIÓN

4.4.1 Distorsión armónica total (THD):

Este es uno de los índices más utilizados, se aplica tanto para corriente como para tensión.

Se define como el cociente entre el valor eficaz del total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente al valor de la armónica fundamental.

Distorsión armónica total de corriente THD_i:

$$THD_i \% = \frac{\sqrt{\sum_{K=2}^{\infty} I_K^2}}{I_1} \cdot 100$$

El THD_i puede variar desde pocas unidades porcentuales hasta superar el 100%, como ocurre en las fuentes de potencia conmutadas.

Distorsión armónica total de tensión THD_V :

$$THD_V \% = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V_1} \cdot 100$$

Aunque los armónicos de corriente de frecuencia elevada pueden tener valores pequeños, al ser las reactancias de línea y de los transformadores proporcionales a la frecuencia, los armónicos de tensión pueden tomar valores significativos [3].

Su desventaja reside en que se pierde información de la influencia de cada armónico, por lo que también se definen los porcentajes de distorsiones individuales V_k / V_1 , donde k es el orden del armónico.

4.4.2 Factor de armónicos o parámetro DIN.

Relaciona el valor eficaz de los armónicos con el de la señal completa.

$$f_a = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} V_k^2}} \quad \text{entonces,} \quad f_a = \frac{V_a}{V}$$

Donde V_a es el valor eficaz del conjunto de armónicos y V el valor eficaz de la onda completa.

4.4.3 Factor de potencia verdadero.

El factor de potencia se define como la relación entre la potencia activa y la aparente.

$$f.p. = \frac{P_{activa}}{S} = \frac{P_{activa}}{V_{rms} I_{rms}}$$

Llamando $f.p.$ factor de potencia de desplazamiento.

Para condiciones senoidales las expresiones resultan:

$$v(t) = V \cdot \text{sen}(\omega t + \delta)$$

$$i(t) = I \cdot \text{sen}(\omega t + \phi)$$

$$f.p. = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}}\right) \cdot \cos(\delta - \phi)}{\left(\frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}}\right)} = \cos(\delta - \phi)$$

Bajo estas condiciones el factor de potencia es el verdadero.

En presencia de distorsiones armónicas, ya sea de tensión como de corriente, lo expuesto anteriormente se ve modificado, situación que desencadena la necesidad de implementar un factor de potencia que incorpore en su expresión las distorsiones. Se lo denomina $f.p.true$ en alusión al verdadero $f.p.$

La tensión y corriente ahora toman la siguiente forma:

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot \sin(k \cdot \omega t + \delta_k) \quad V_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (V_{k,rms})^2}$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sin(k \cdot \omega t + \phi_k) \quad I_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (I_{k,rms})^2}$$

La potencia activa presenta contribuciones de armónicas tal que:

$$P_{activa} = \sum_{k=1}^{\infty} V_{k,rms} \cdot I_{k,rms} \cdot \cos(\delta_k - \phi_k) = P_{1,act} + P_{2,act} + \dots + P_{k,act}$$

Utilizando ahora las expresiones de distorsión, para expresar los valores eficaces de tensión y corriente:

$$V_{rms} = V_{1,rms} \sqrt{1 + (THD_v / 100)^2}$$

$$I_{rms} = I_{1,rms} \sqrt{1 + (THD_i / 100)^2}$$

Se reemplazan en la expresión del factor de potencia.

$$f.p.true = \frac{P_{activa}}{V_{1,rms} \cdot I_{1,rms}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_v / 100)^2} \cdot \sqrt{1 + (THD_i)^2}}$$

Asumiendo las siguientes consideraciones:

- En la mayoría de los casos $P_{activa} \approx P_{1,act}$
- El valor de THD_v es en general menor a 10% entonces, $V_{rms} = V_{1,rms}$

Por lo tanto:

$$f.p.true = \frac{P_{1,act}}{V_{1,rms} \cdot I_{1,rms}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_i)^2}} = f.p.desp \times f.p.distorsión$$

Así, si se presentan distorsiones de $THD_i \sim 100\%$, muy común en equipos electrónicos y LFC, el $f.p.true$ es menor a 0.707 incluso con $f.p.desp$ cercano a la unidad.

4.4.4 Factor de diversidad (FD).

Las dispersiones en el ángulo de fase de los armónicos de cargas individuales provocan una disminución de las corrientes armónicas en la red. Este efecto, conocido como diversidad se debe principalmente a diferencias en los parámetros del sistema de distribución y los de la propia carga.

El factor de diversidad de corriente (FD_k) se define para cualquier armónico k y un conjunto n de cargas conectadas en paralelo, como la magnitud del favor de la corriente de red, dividido por la suma de magnitudes de las corrientes individuales para el mismo orden de armónico.

$$FD_k = \frac{\left| \sum_{i=1}^n I_{k(i)} \right|}{\sum_{i=1}^n |I_{k(i)}|}$$

Este factor varía entre 0 y 1. Un bajo valor de este índice implica una cancelación importante para el armónico bajo análisis [3].

4.4.5 Factor de atenuación (FA).

La atenuación es provocada por la propia impedancia del sistema de potencia y por la correspondiente distorsión de tensión que tiende a reducir las corrientes armónicas en la red producidas por cargas no lineales.

El factor de atenuación FA_k para el armónico k está definido como la magnitud de la corriente total del armónico k cuando n cargas idénticas están conectadas en paralelo, dividida por n veces la magnitud de la corriente de una única carga.

$$FA_k = \frac{I_{k(n)}}{n \cdot I_{k(1)}}$$

Donde

$I_{k(n)}$: corriente para el armónico k con n cargas conectadas en paralelo.

$I_{k(1)}$: corriente para el armónico k con una sola carga conectada.

Con los factores de atenuación y diversidad es posible cuantificar el error que se comete al analizar los índices de distorsión (tensión y corriente) utilizando la técnica de inyección de armónicos como fuentes de corriente fijas respecto al método de modelos reales [3].

4.4.6 Factor de cresta (FC).

Es la relación entre el valor pico de la onda y su valor eficaz. En el caso de la onda de corriente.

$$F_C = \frac{I_0}{I}$$

4.4.7 Factor K de desclasificación de transformadores (ANSI/IEEE 57.110).

En presencia de componentes armónicos el transformador sufre una reducción en su capacidad. La misma se pondera a través del factor k , obtenido de la siguiente manera:

$$K = \frac{\sum_{h=1}^n h^2 I_h^2}{\sum_{h=1}^n I_h^2}$$

Utilizando este factor se calcula la nueva capacidad del transformador:

$$\sum_{h=1}^n I_h^2 = \sqrt{\frac{1 + P_{f(pu)}}{1 + K \cdot P_{f(pu)}}}$$

Las pérdidas por Foucault se expresan por unidad.

Referencias Bibliográficas

- [1] A.V. NETUSHIL, S.V. STRAJOV,
“Principios de electrotecnia”, Grupo editor de Buenos Aires, 1980.
- [2] GABEL ROBERT, ROBERTS RICHARD,
“Señales y sistemas lineales” Ed. Limusa, 1994.
- [3] J. A. Suárez, G. F. Di Mauro, D. Anaut, C. Agüero,
“Análisis de la distorsión armónica y los efectos de atenuación y diversidad en áreas residenciales”, IEEE, 2005.

CAPITULO 5

MODELADO DE DISTINTAS CARGAS ALINEALES

5.1 Modelado de un balasto para LFC GE 20W.

La utilización de programas computacionales en el área de ingeniería eléctrica, se ha transformado en una necesidad en los tiempos actuales, debido a que permiten acelerar los procesos de cálculos sobre las distintas situaciones que se pudieran estar investigando, trasladándose el tiempo ganado, en nuevos enfoques para intentar soluciones innovadoras.

Comúnmente, seguido a la adquisición de los datos con un instrumento de medición acorde, se procede a descomponer la señal de corriente en sus respectivos componentes armónicos para obtener de esta manera, los valores de amplitud y el ángulo de fase que permitan realizar una simulación mediante fuentes de corriente.

En el presente estudio fue utilizado este concepto y además se realizó la construcción del circuito modelado de la LFC GE 20W. Si bien las formas en las señales logradas mediante simulación con fuentes de corriente, muestran gran similitud con la señal real, no es posible lograr con dicho método un análisis certero del THDi y del THDv, colocando simplemente bloques en paralelo. Debido a que cargas de igual naturaleza no necesariamente se comportan de igual manera ya que es posible que los parámetros de los elementos que las constituyen presenten dispersiones.

Básicamente una LFC esta constituida por tres bloques principales: un puente rectificador de onda completa, un oscilador de alta frecuencia (HF) y el tubo fluorescente.

Los valores de los componentes electrónicos fueron obtenidos realizando la extracción del balasto de la lámpara, mediante un corte cuidadoso sobre la base de la misma.

Bloque de Puente rectificador.

Este bloque es el más conocido y por lo tanto fue simulado rápidamente, el mismo consiste en cuatro diodos encargados de realizar una rectificación de la señal de tensión. La tensión a la salida del puente posee un fuerte ripple, para morigerar este problema es conectado un capacitor electrolítico de 5.6μF que disminuye notablemente dicho efecto.

Bloque de Alta frecuencia.

El bloque más importante para este tipo de carga y por consiguiente el que mayores inconvenientes ocasionó, corresponde al oscilador de alta frecuencia (HF), debido a que en principio desconocíamos que elementos eran los encargados de realizar las conmutaciones de alta frecuencia. Como estos dispositivos poseen grabados números y letras en sus encapsulados, se asumió que se trataba del modelo de dicho dispositivo que nos permitiría, mediante búsqueda en Internet, conseguir la hoja de datos. Este objetivo no se consiguió debido a que tal código no pudo ser encontrado por ningún buscador, ya que son elementos híbridos correspondientes para cada modelo y marca.

La hipótesis respecto a que tipo de dispositivo estábamos tratando de simular se centró en los triacs, posteriormente se arribó a la solución desarmando un balasto electrónico de 20W y de esta manera obtuvimos el modelo de este tipo de llaves, las cuales correspondan a MOSfets.

Bloque de tubo fluorescente.

Por desconocimiento de las características tensión corriente (V-I) pertenecientes al bloque del tubo fluorescente, el mismo fue obtenido mediante pruebas de simulación, considerando el circuito mostrado en el esquema. Estos son los parámetros que se consideraron como variables y por lo tanto los que caracterizan a una lámpara respecto a otra.

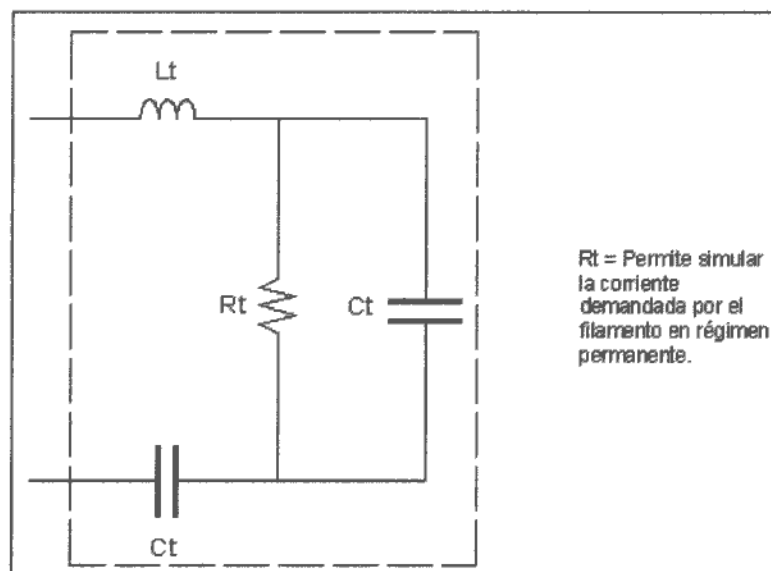


Figura 1. Bloque de tubo fluorescente.

La simulación del circuito fue realizada utilizando el programa Pspice ya que cuenta con una importante librería de elementos y brinda la posibilidad de realizar la descomposición mediante serie de Fourier de cualquier variable que sea indicada, entre muchas posibilidades adicionales.

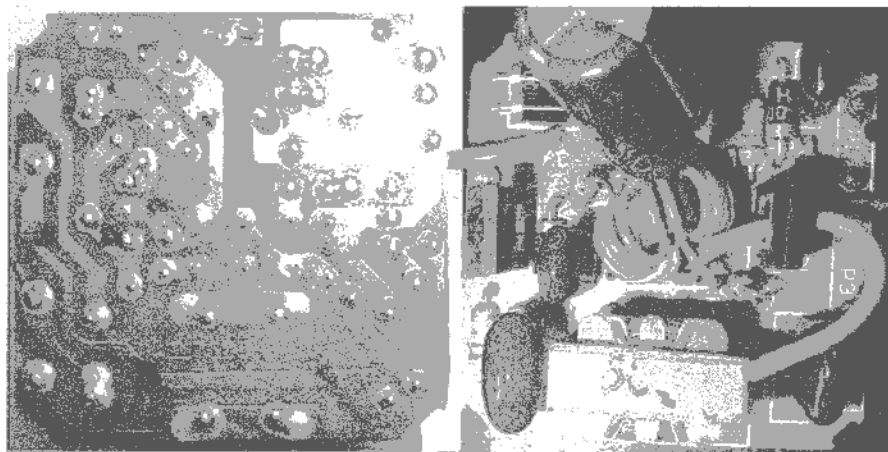


Figura 2. Imagen del balasto de la lámpara.

A continuación se presenta el circuito realizado en Pspice, se muestran las formas de las señales, y los cálculos que realiza el programa.

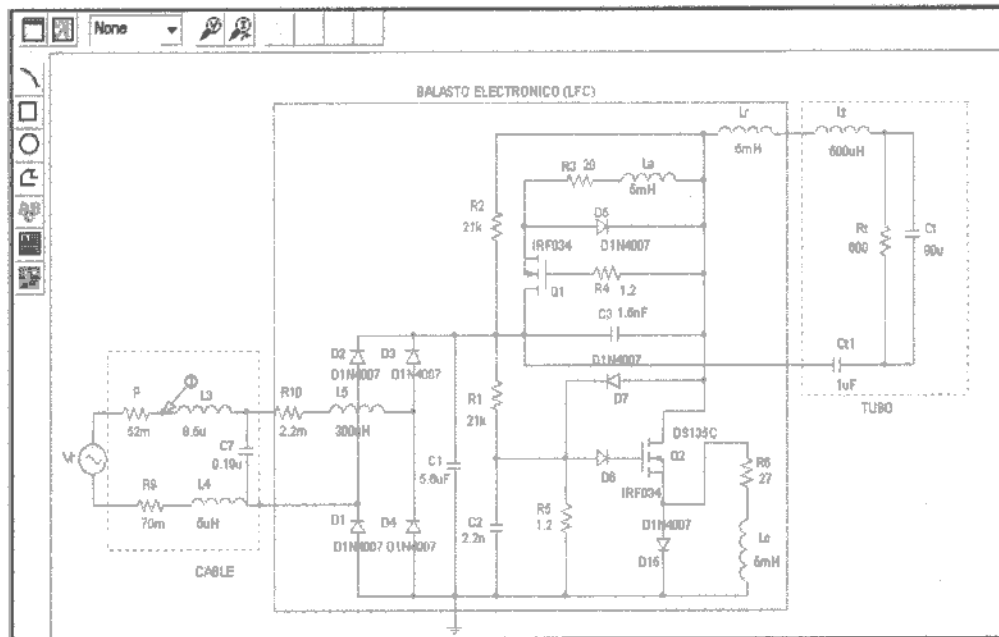


Figura 3. Imagen del circuito en Pspice.

En el circuito mostrado en la figura 3, se puede observar los tres bloques a tener en cuenta para realizar las simulaciones que permitan evaluar el efecto de este tipo de cargas en el sistema de distribución.

La consideración de los parámetros de los conductores de alimentación permite el estudio de los fenómenos de cancelación y diversidad cuando son colocados varios de estos bloques en paralelo.

Como se hizo mención anteriormente, no es cierto que para cargas de la misma naturaleza, la señal de corriente absorbida sea repetida fielmente por cada una de ellas, por ello fueron confeccionados distintos modelos a los cuales se les variaron los parámetros correspondientes al bloque del tubo por entenderse que allí es donde se producen las mayores variaciones.

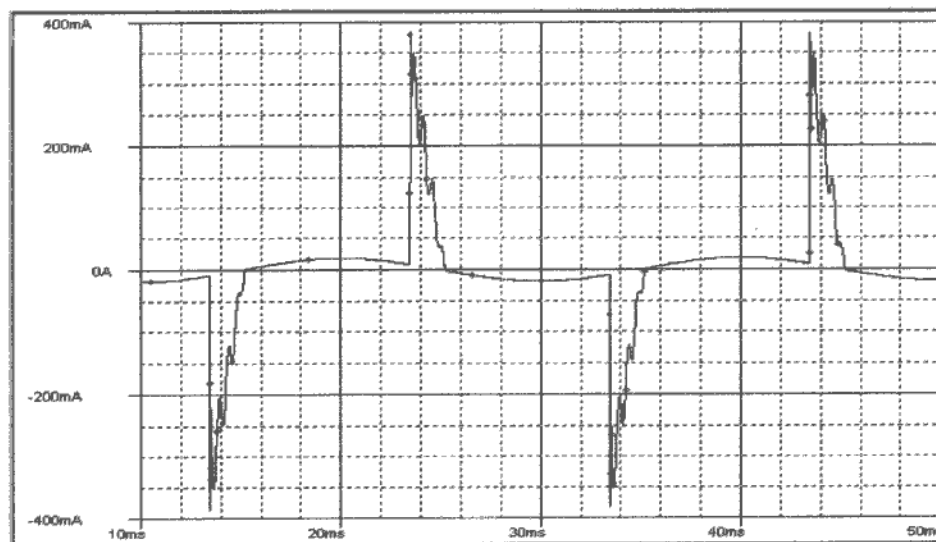


Figura 4. Señal de corriente para el modelo generado.

```

*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_P)
DC COMPONENT = -1.214709E-08
HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT      (DEG)     PHASE (DEG)
1           5.000E+01    6.441E-02    1.000E+00    3.347E+01    0.000E+00
2           1.000E+02    1.139E-07    1.768E-06    1.455E+02    7.855E+01
3           1.500E+02    5.228E-02    8.116E-01   -1.271E+02   -2.275E+02
4           2.000E+02    7.038E-08    1.093E-06    3.681E+01   -9.705E+01
5           2.500E+02    4.485E-02    6.964E-01    8.931E+01   -7.801E+01
6           3.000E+02    7.095E-08    1.102E-06   -9.766E+01   -2.984E+02
7           3.500E+02    3.537E-02    5.491E-01   -5.195E+01   -2.862E+02
8           4.000E+02    8.413E-08    1.306E-06    1.483E+02   -1.195E+02
9           4.500E+02    2.553E-02    3.964E-01    1.713E+02   -1.299E+02
10          5.000E+02    1.060E-07    1.646E-06    2.500E+01   -3.097E+02
11          5.500E+02    1.733E-02    2.690E-01    4.301E+01   -3.251E+02
12          6.000E+02    7.791E-08    1.210E-06   -9.065E+01   -4.922E+02
13          6.500E+02    1.267E-02    1.967E-01   -7.353E+01   -5.086E+02
14          7.000E+02    1.104E-07    1.714E-06    1.274E+02   -3.411E+02
15          7.500E+02    1.163E-02    1.806E-01    1.720E+02   -3.300E+02
16          8.000E+02    1.329E-07    2.064E-06    2.458E+01   -5.109E+02
17          8.500E+02    1.163E-02    1.805E-01    4.919E+01   -5.197E+02
18          9.000E+02    1.075E-07    1.669E-06   -1.233E+02   -7.257E+02
19          9.500E+02    1.091E-02    1.694E-01   -7.830E+01   -7.141E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.344376E+02 PERCENT

```

Figura 5. Descomposición armónica en Pspice.

5.1.2 Modelo con fuentes de corriente, Isin utilizando Pspice.

Las siguientes figuras corresponden a capturas realizadas sobre la imagen mostrada por Pspice al construirse un determinado circuito mediante fuentes de corrientes (Isin), cada una de estas fuentes representan el valor del armónico considerado y debe ser configurada mínimamente con los siguientes parámetros: amplitud, frecuencia y ángulo de fase.

Para poder obtener la visualización de la corriente sobre el colector común de las fuentes de corriente, se debe colocar una resistencia R y sobre uno de sus terminales un marcador de corriente denominado Current Marker, por Pspice.

Las visualizaciones en el programa son llevadas a cabo por Probe en donde se ofrecen más posibilidades en tratado de señales como por ejemplo: con el icono *Add trace*, calcular y ver: RMS(), SQRT(), P(), S(), ABS(), etc., dentro del paréntesis debe ser colocada la variable que quiere ser evaluada. Otro icono útil es *toggle cursor* el cual despliega un par de ejes sobre la figura y la misma puede ser recorrida punto a punto para evaluar los valores de amplitud y tiempo en cada instante.

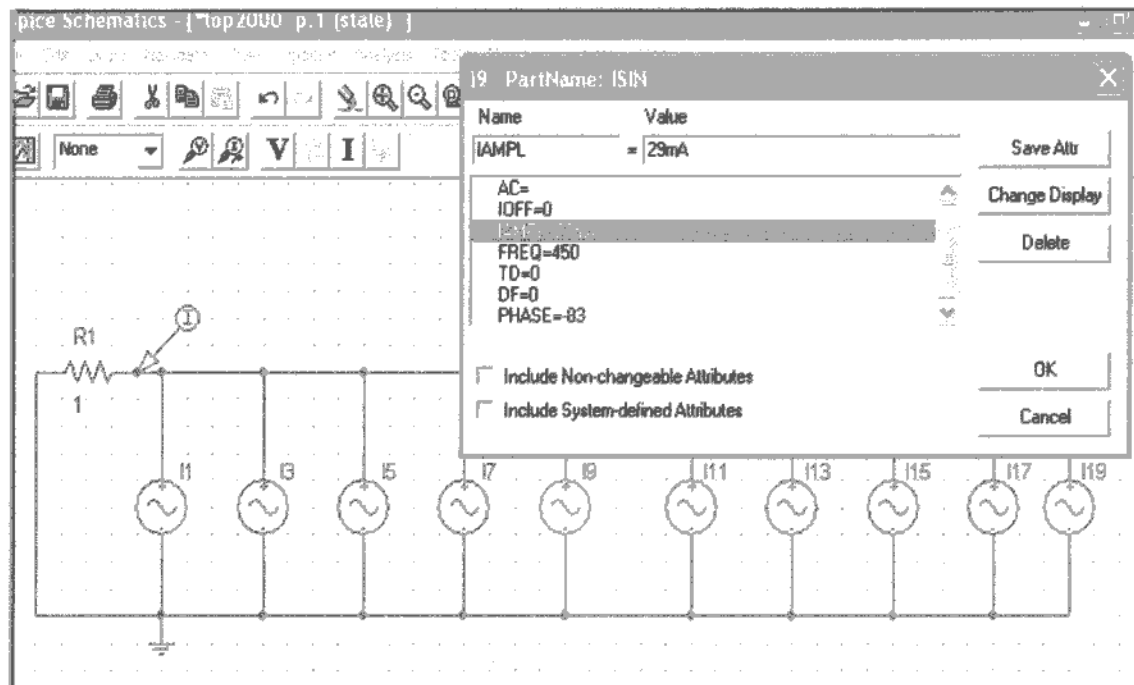


Figura 6. Circuito utilizando Isin y su correspondiente ventana de configuración.

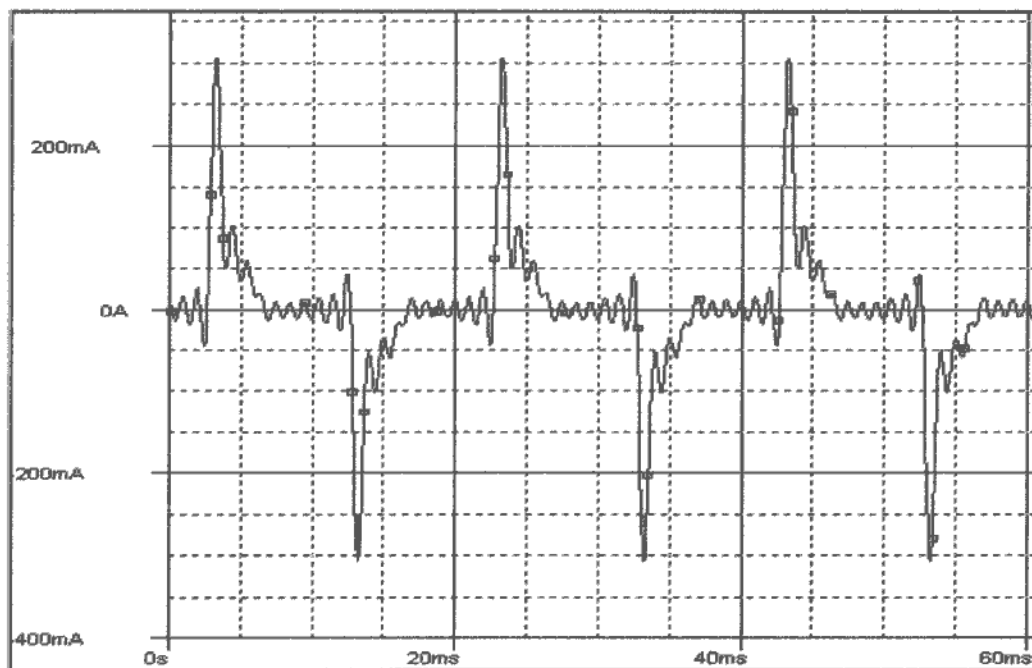


Figura 7. Señal de corriente para el modelo con Isin.


```

*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_R)
DC COMPONENT = 7.862674E-07

```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	6.600E-02	1.000E+00	2.070E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.555E-06	2.356E-05	8.962E+01	4.821E+01
3	1.500E+02	4.899E-02	7.422E-01	-1.143E+02	-1.764E+02
4	2.000E+02	1.553E-06	2.353E-05	9.040E+01	7.592E+00
5	2.500E+02	3.098E-02	4.694E-01	1.343E+02	3.080E+01
6	3.000E+02	1.576E-06	2.387E-05	9.001E+01	-3.420E+01
7	3.500E+02	2.897E-02	4.389E-01	3.350E+01	-1.114E+02
8	4.000E+02	1.559E-06	2.362E-05	8.945E+01	-7.616E+01
9	4.500E+02	2.894E-02	4.385E-01	-8.297E+01	-2.693E+02
10	5.000E+02	1.552E-06	2.351E-05	9.027E+01	-1.167E+02
11	5.500E+02	2.393E-02	3.626E-01	1.672E+02	-6.049E+01
12	6.000E+02	1.550E-06	2.348E-05	9.013E+01	-1.583E+02
13	6.500E+02	2.390E-02	3.621E-01	6.041E+01	-2.087E+02
14	7.000E+02	1.565E-06	2.372E-05	9.026E+01	-1.996E+02
15	7.500E+02	2.386E-02	3.616E-01	-5.639E+01	-3.669E+02
16	8.000E+02	1.570E-06	2.379E-05	8.981E+01	-2.414E+02
17	8.500E+02	2.184E-02	3.309E-01	-1.710E+02	-5.229E+02
18	9.000E+02	1.543E-06	2.338E-05	8.934E+01	-2.833E+02
19	9.500E+02	2.081E-02	3.154E-01	7.712E+01	-3.162E+02

```

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.326086E+02 PERCENT

```

Figura 8. Descomposición armónica en Pspice.

Puede ser observada la gran similitud en las formas entre las señales para el modelo realizado con fuentes de corriente y la señal de la figura 9, capítulo 6, obtenida mediante ensayo de laboratorio.

5.1.3 Modelo con fuentes de corriente, HFS utilizando ATPDraw.

A continuación puede ser observado el entorno del programa ATPDraw en donde también fueron simuladas LFC mediante fuentes de corrientes. En este programa los elementos necesarios para confeccionar un circuito se encuentran realizando un clic con el botón derecho del mouse sobre el área de trabajo, una vez abierto un archivo nuevo.

Si bien existen una gran cantidad de dispositivos posibles de ser conectados, no es una tarea fácil hallar los mismos. Luego que el circuito ha sido conectado, deben seguirse una serie de pasos en donde el programa le asigna nombre a los nodos y verifica que todos los elementos estén bien conectados.

Desde el menú descolgable haciendo clic con el botón izquierdo del mouse sobre ATP se deben realizar los siguientes pasos:

1. Asignar nombre a los nodos (Make Names).
2. Se debe guardar el circuito (Make file as...).
3. Correr ATPWNT.
4. Correr Plot XY.

Llevados a cabo los anteriores pasos se pueden visualizar las señales que quieran ser estudiadas utilizando MC's Plot XY. Con la idea de mostrar lo explicado se presentan las ventanas capturadas del programa ATPDraw.

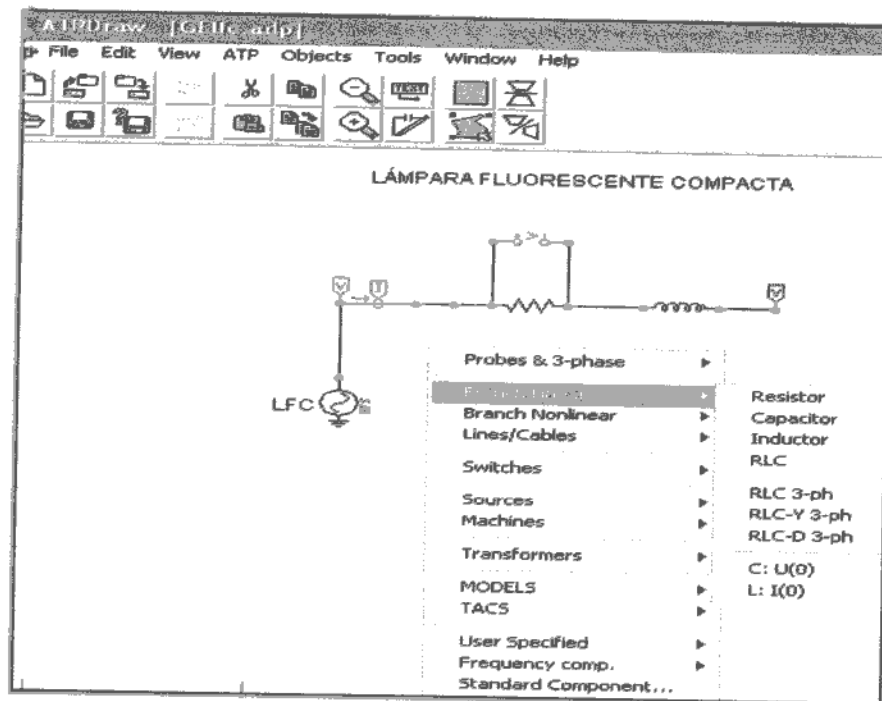


Figura 9. Circuito utilizando HFS.

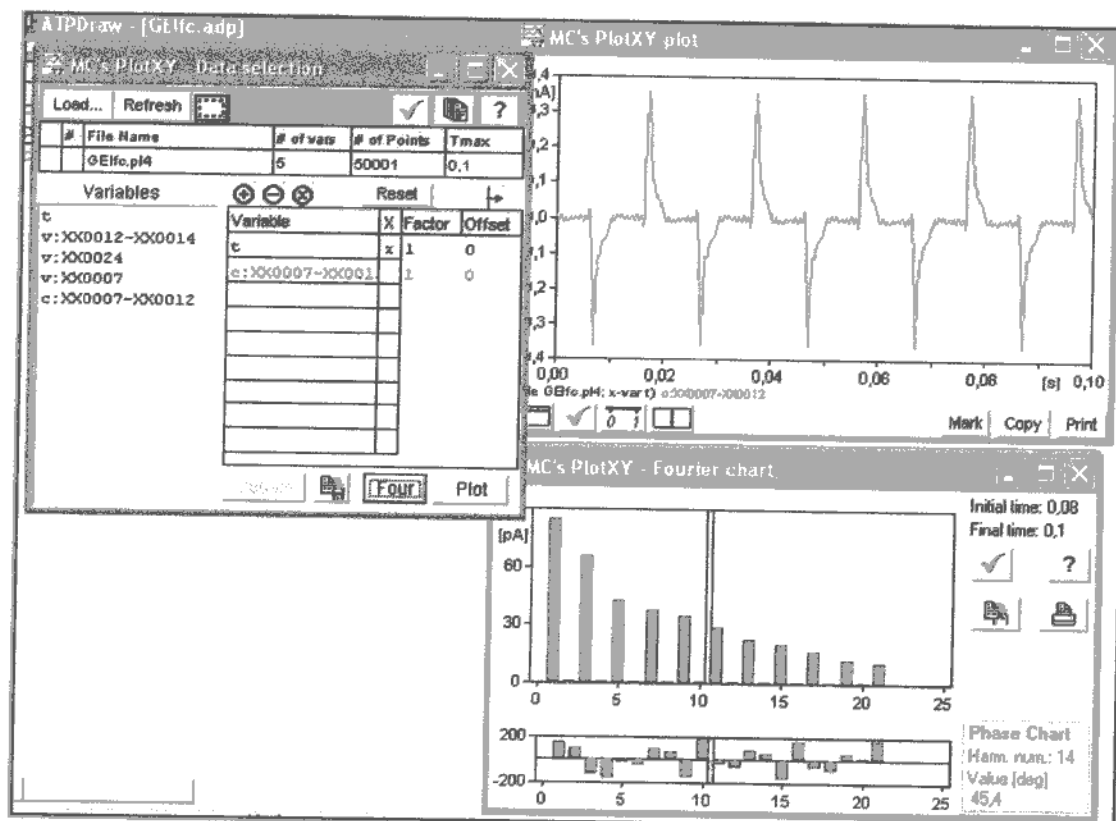


Figura 10. Gráfica de la señal obtenida y descomposición mediante serie de Fourier.

Cuando son llevados estudios mediante simulaciones es apropiado realizar la contrastación de los valores obtenidos utilizando la mayor cantidad posible de programas acordes.

5.1.4 Resultados de la simulación para un sistema monofásico.

Fueron conectándose uno a uno (en paralelo) los modelos de las distintas LFC generadas de manera de reproducir las condiciones de laboratorio. Se consideraron secciones para los conductores de alimentación, coincidentes con las obtenidas de los diagramas unifilares pertenecientes a la instalación eléctrica de la Facultad, de esta forma se obtuvieron los valores de THDi y THDv propios de la simulación.

Los valores de THDi son contrastados frente a los valores derivados de la medición en laboratorio y pueden observarse en el capítulo 6.

La siguiente expresión corresponde al error relativo y es utilizada para cuantificar el error cometido debido a la simulación.

$$e_r[\%] = \frac{THDi_s - THDi_m}{THDi_m} \cdot 100$$

Donde THDi_s = valor correspondiente a la simulación.

THDi_m = valor correspondiente a la medición.

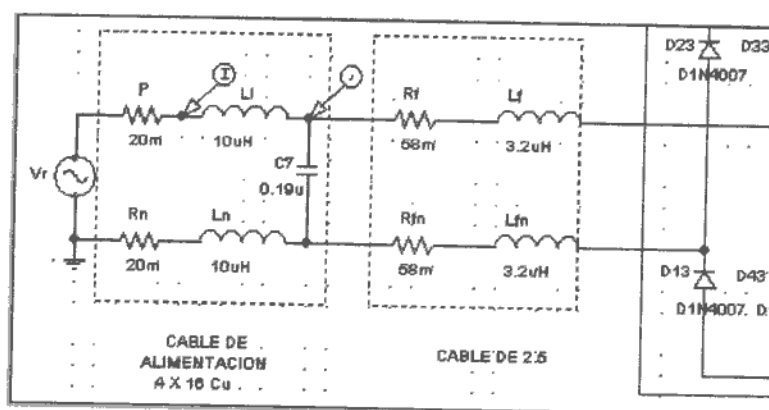


Figura 11. Detalle de los conductores de alimentación.

A continuación se presentan los datos, gráficos y formas de onda, derivados de las simulaciones efectuadas.

Tabla 1. Datos de medición y simulación.

		CANTIDAD DE LAMPARAS CONECTADAS							
		1	2	3	4	5	6	7	8
MEDICION DIRECTA	THDi[%]	142,3	143,5	136,8	134,4	131,2	127,5	124,7	121,5
	THDv[%]	9,28E-04	1,31E-03	1,41E-03	2,02E-03	3,31E-03	2,68E-03	3,18E-03	3,62E-03
ERROR RELATIVO er [%]=		-1,19	2,79	2,19	-2,08	-3,66	-4,00	-6,17	-5,19

Nota: el archivo de salida para la cantidad de seis lámparas dado por Pspice, se muestra en el anexo A, página 90.

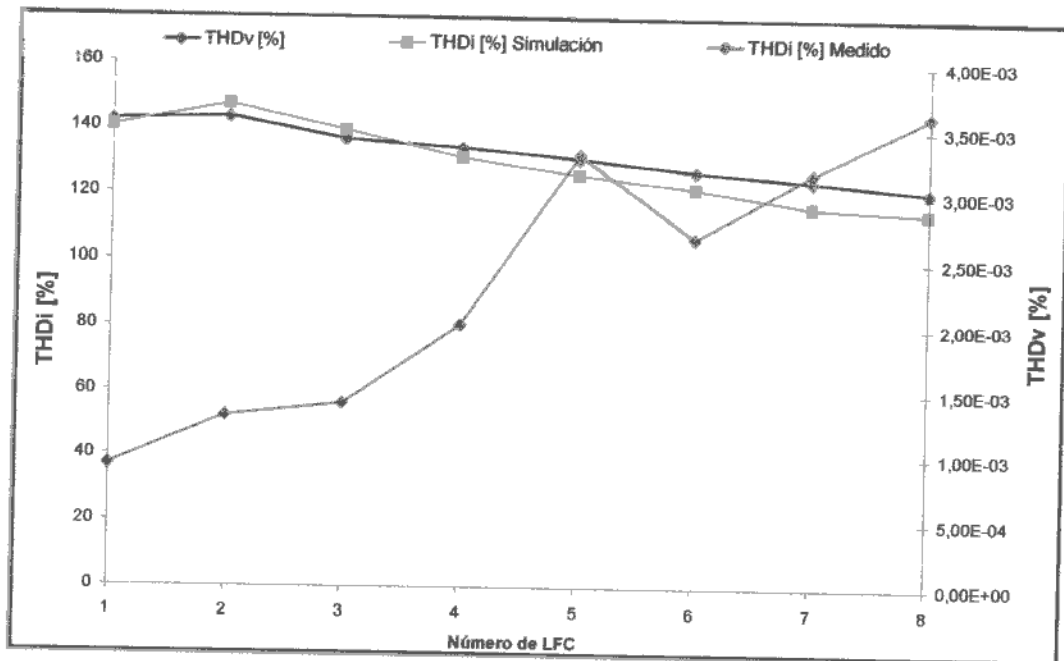


Figura 12. Gráfico correspondiente a las variaciones del THDv y del THDi. Se puede observar en la figura 12 el incremento del valor THDv como consecuencia del aumento en la cantidad de cargas alineales conectadas y la correspondiente reducción en el valor de THDi, verificándose de esta manera los conceptos teóricos mencionados en el apartado 2.2.1 del capítulo 2. *(Fenómeno de cascadas)*

En el gráfico de la figura 13 se puede apreciar como los bajos valores del error relativo permiten confiar en los resultados obtenidos en la simulación.

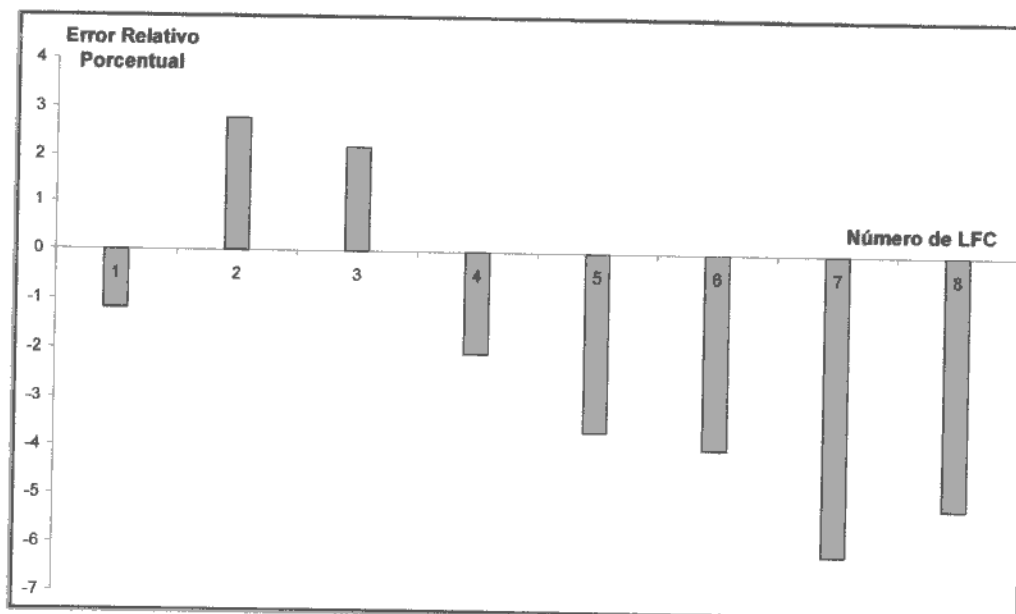


Figura 13. Gráfico correspondiente al error relativo.

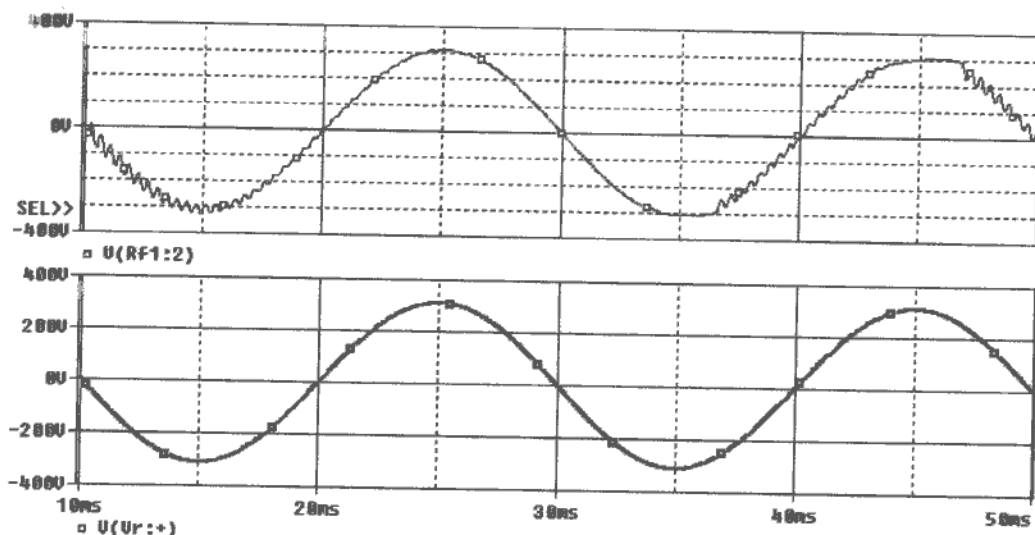


Figura 14. Deformación de la tensión en el punto común de conexión.

5.1.4 Resultados de la simulación para un sistema trifásico.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para un sistema trifásico balanceado en carga, el cual alimenta tres LFC por cada fase.

En la figura 15 pueden observarse las corrientes de fase I (P), I (P1) e I (P2) correspondientes a las fases R, S y T. También se muestra el valor eficaz de una de las corrientes de fase RMS (I (P)).

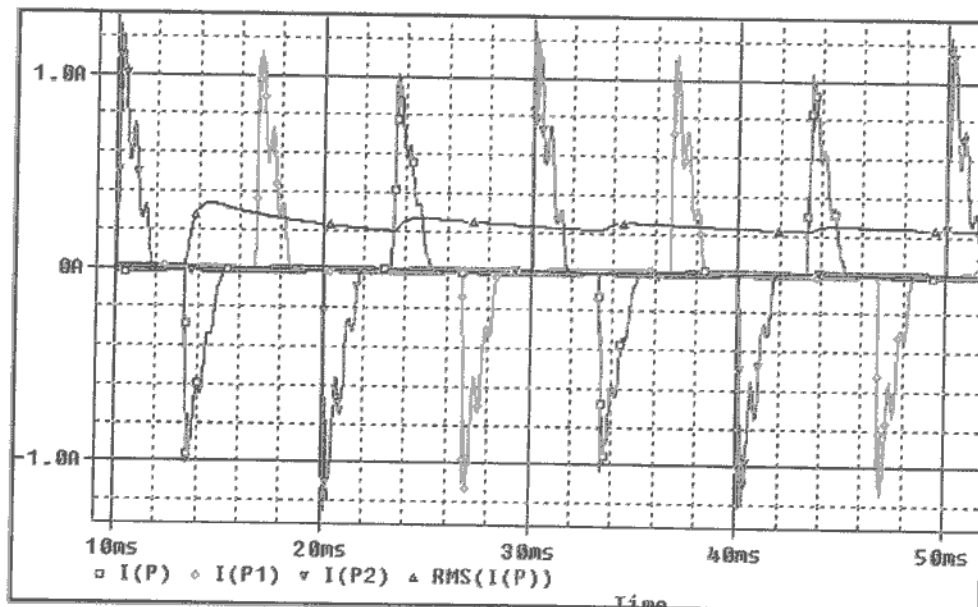


Figura 15. Corrientes de fase y valor eficaz para un sistema trifásico balanceado.

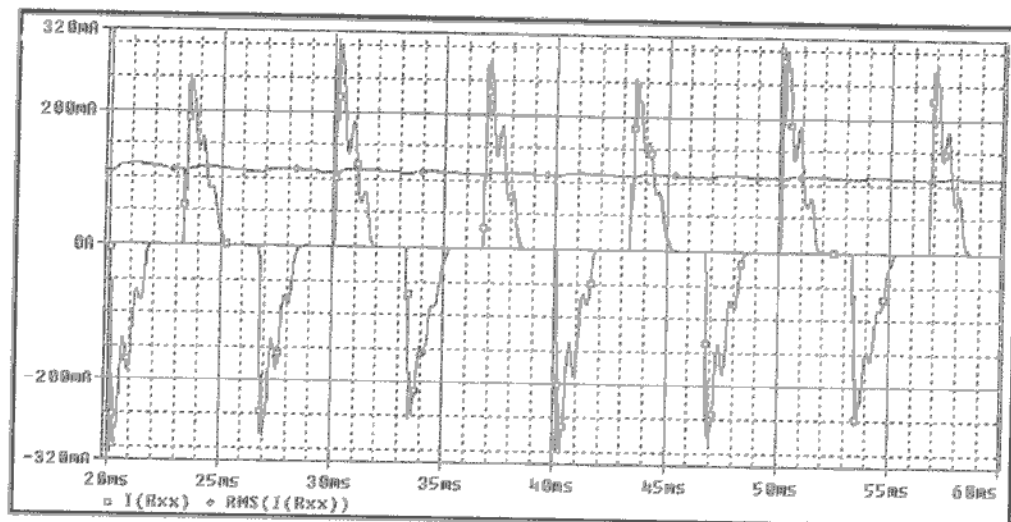


Figura 16. Corrientes de neutro $I(Rxx)$ y valor eficaz para un sistema trifásico balanceado.

Como queda a la vista la corriente resultante en el conductor de neutro es de triple frecuencia respecto a las corrientes de fase.

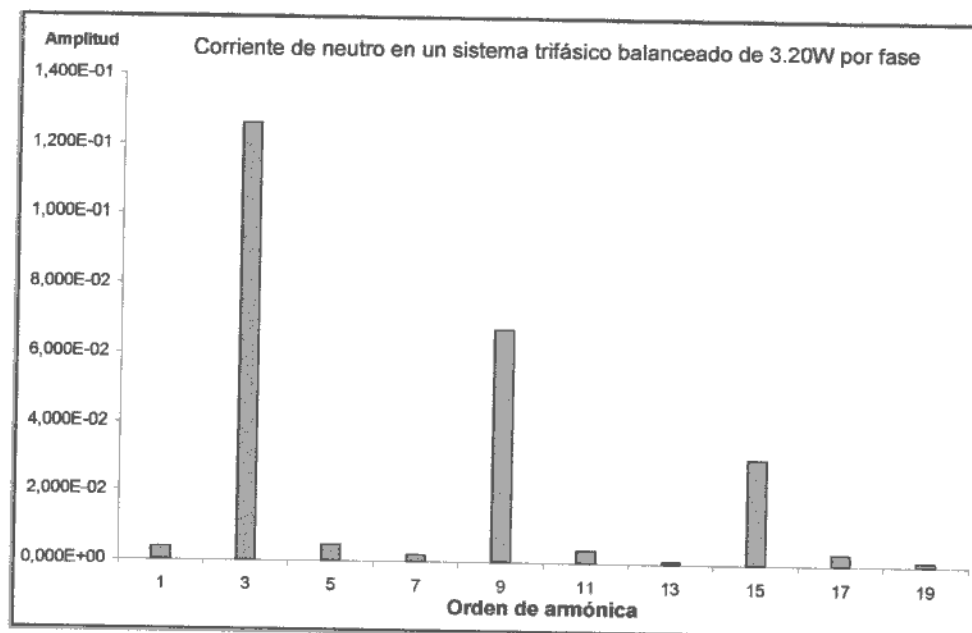


Figura 17. Gráfico de barras para la corriente de neutro $I(Rxx)$.

El gráfico de barras evidencia la preponderancia de las armónicas de secuencia cero, sobre las demás armónicas como era lo esperado a partir de lo investigado.

5.2 Modelado de una computadora personal

El equipo modelado consta de un equipo de PC con un monitor de 15".

Para la realización del presente modelo se utiliza un circuito equivalente, compuesto típicamente por un puente de diodos con capacitor en paralelo, y una impedancia de carga equivalente. Además antes del puente rectificador se dispone de una impedancia de entrada que se atribuye a la conexión de la carga con la línea de alimentación.

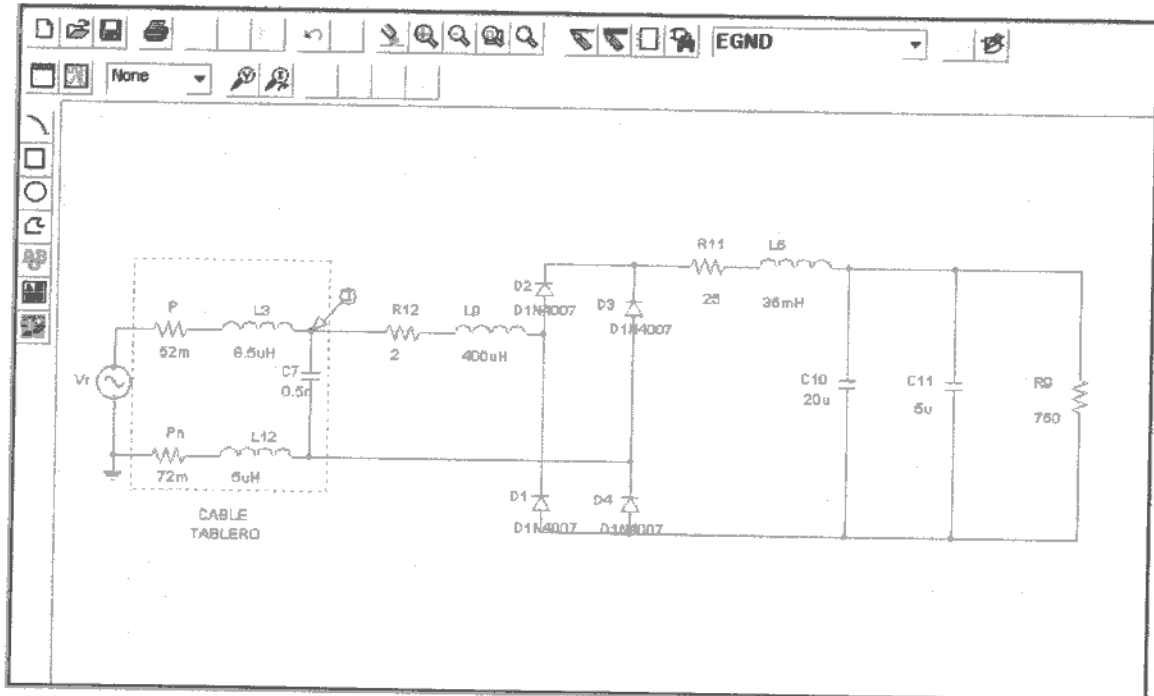


Figura 18. Modelo de PC

Una vez adecuados los valores de los componentes, se realiza la simulación aplicando una tensión senoidal a través de un bloque que representa la impedancia del cable.

Como resultado se obtiene la forma de onda de corriente absorbida por el modelo, mostrada en la figura 19. También se observa el valor eficaz de dicha corriente.

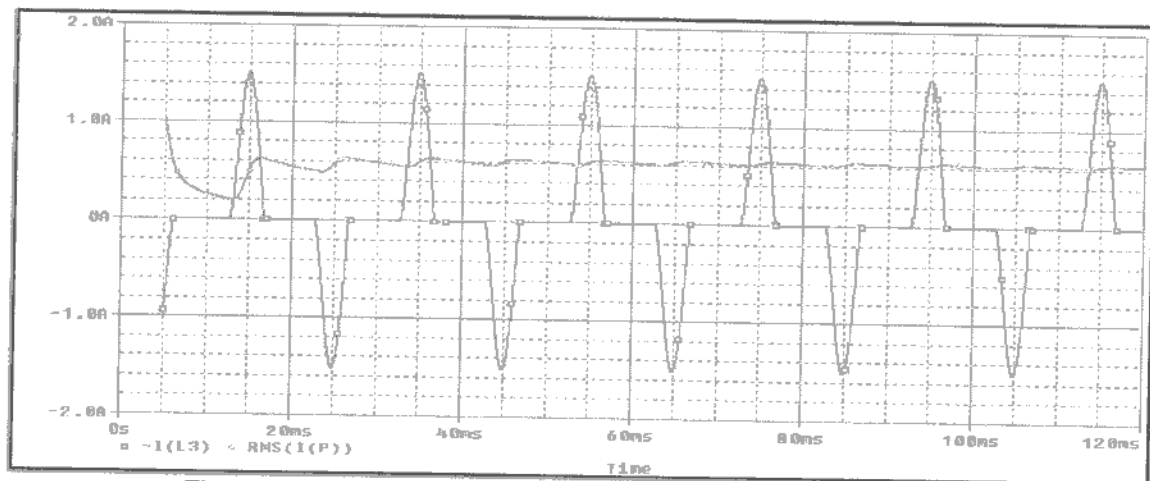


Figura 19. Forma de onda de corriente y valor eficaz de la misma.

La descomposición de Fourier de la corriente se obtiene configurando la salida por medio de la opción *Transient* del Pspice, habilitando el análisis de Fourier, donde se especifica la señal y el número de armónicos a obtener.

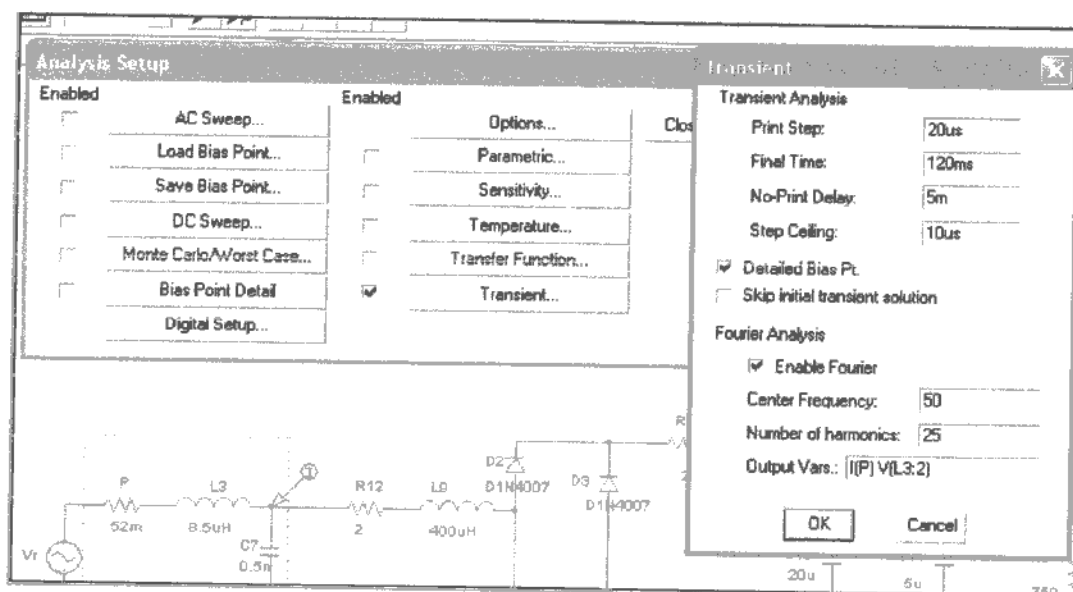


Figura 20. Forma para habilitar la descomposición armónica de Fourier de una señal dada.

Tabla 2. Magnitudes de la descomposición armónica de la onda de corriente.

Armónica	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
Corriente [mA]	686	521	280	77,3	26,3	33,7	9,8	14,4	9,7	6,5	6,4	3,3	4,6

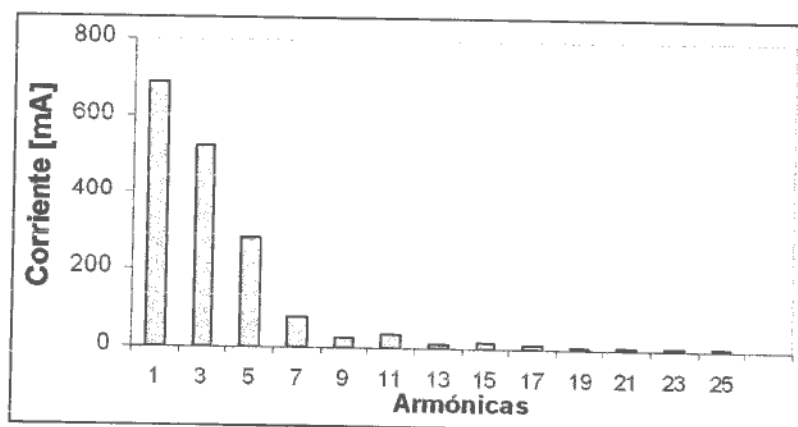


Figura 21. Descomposición armónica de la onda de corriente.

Los datos característicos del modelo obtenido se resumen a continuación:

I eficaz [mA]	THDi %
620	87,5

5.2.2 Circuito trifásico equilibrado con 3 cargas por fase.

Se dispone de tres PC por fase, y se analiza la corriente de neutro. Se debe señalar que las características de cada subcircuito se modifican levemente en razón de la variación del comportamiento de una PC a otra, como se menciona en el simulado de LFC.

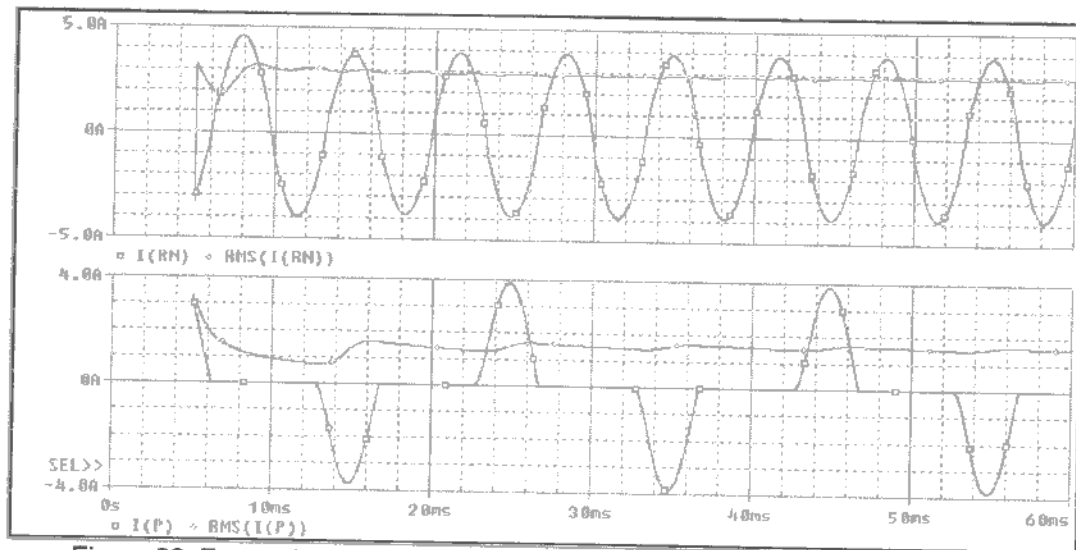


Figura 22. Forma de onda de corriente en una fase y en el conductor de neutro.

Se obtiene una corriente de neutro de triple frecuencia respecto a la corriente de fase, debida a la preponderancia de la tercera armónica. En la figura 21 se puede apreciar como para una corriente de fase de 1.75 [A] en un sistema de cargas equilibrado, resulta una corriente de neutro de 3 [A], superando por lo tanto en 71% el valor de fase.

La descomposición armónica señala la preponderancia de las componentes de secuencia cero, siendo el resto de las componentes cuatro ordenes menor.

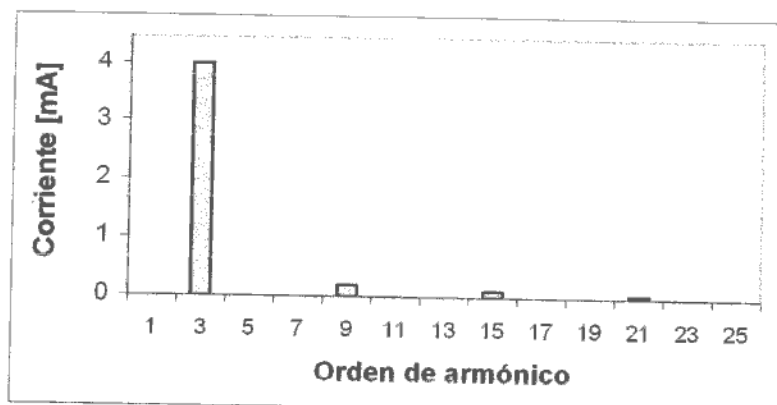


Figura 23. Descomposición armónica de la onda de corriente de neutro.

Tabla 3. Magnitudes de las componentes de secuencia cero.

Armónica	3	9	15	21
Corriente [A]	4,00	0,20	0,11	0,05

Se verifica la correlación entre la frecuencia de las ondas de tensión y corriente en el conductor de neutro.

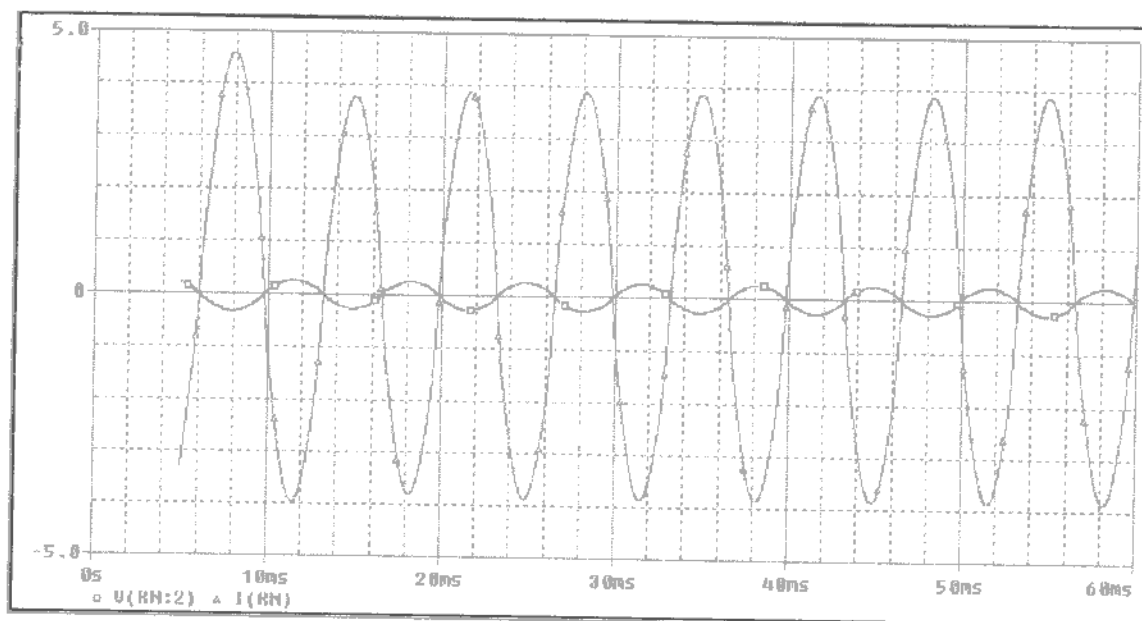


Figura 24. Onda de corriente y tensión en el conductor de neutro.

Como consecuencia de la corriente de neutro y en función de la impedancia de dicho conductor, se registra una tensión tierra-neutro de 200 [mV].

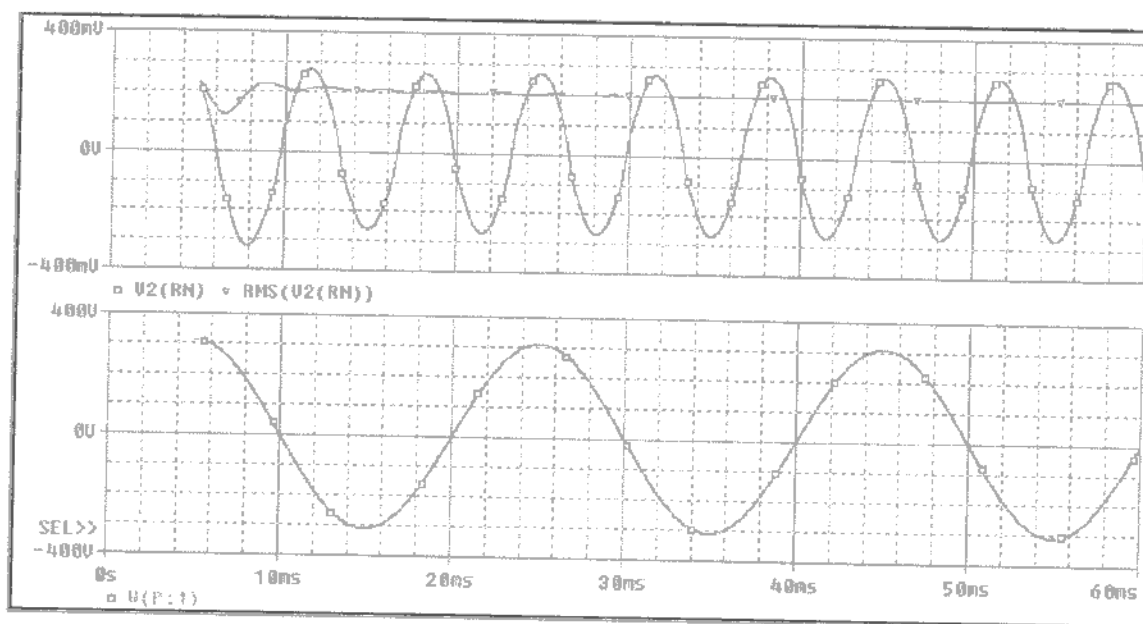


Figura 25. Forma de onda de tensión en una fase y en el conductor de neutro.

5.2.3 Atenuación y diversidad.

En un circuito monofásico se disponen PC, con el fin de comprobar los fenómenos de cancelación. A la impedancia del conductor de entrada se le adiciona la del transformador de distribución y la de línea.

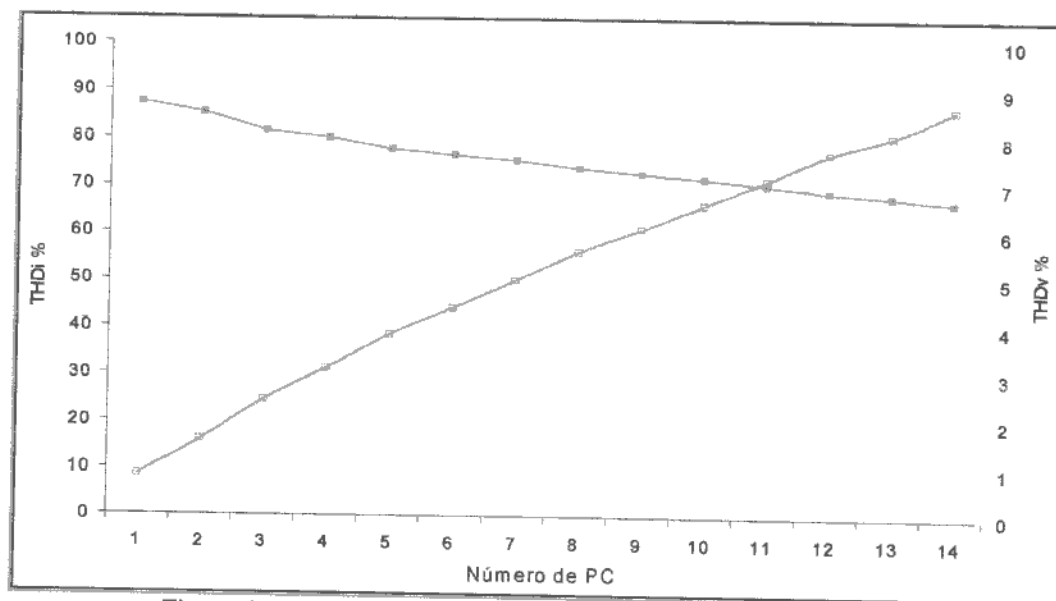


Figura 26. Variación de la distorsión con el aumento de cargas.

Se observa el aumento de la distorsión de tensión (línea roja), y la disminución del THDi[%] (línea azul). Cabe mencionar que el total de la carga es alineal, situación que remarca los fenómenos de distorsión.

5.2.4 Modelado en ATP usando HFS.

En este caso se procesaron los datos obtenidos con el osciloscopio digital Fluke a través del programa TOP 2000, para finalmente volcarlos al ATP. La simulación de la onda en este caso es a través de la opción HFS análogo a las fuentes de corriente Isin en el Pspice.

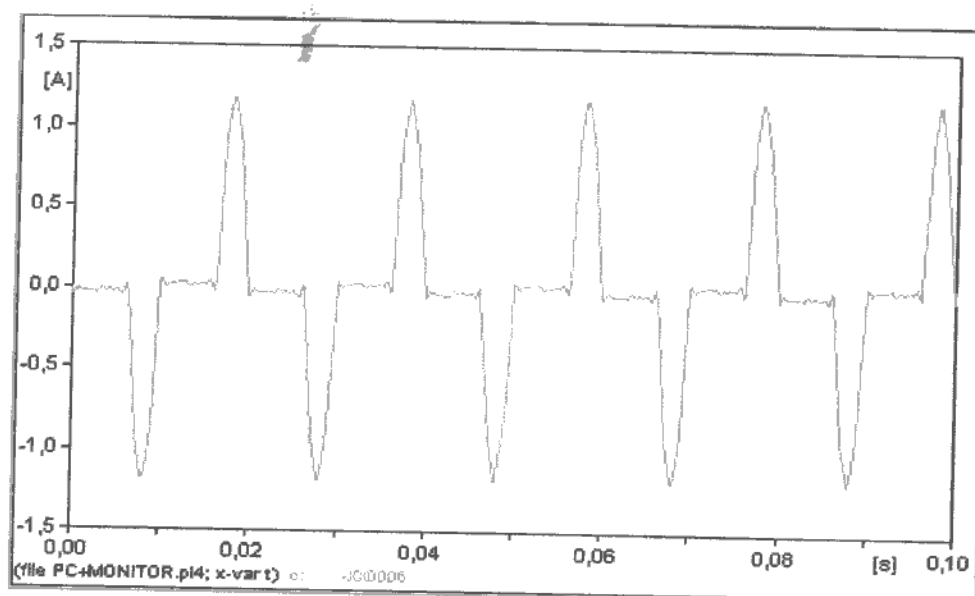


Figura 27. Onda de corriente usando HFS.

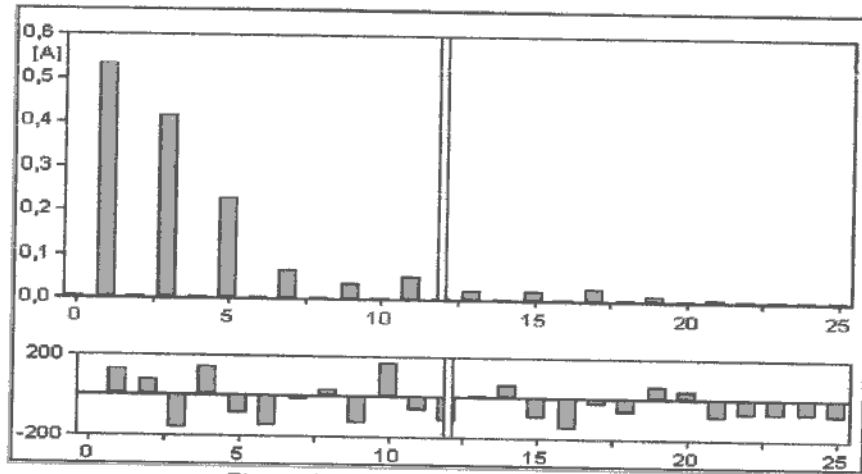


Figura 28. Espectro de frecuencias.

Si bien la forma de onda y las magnitudes de los armónicos son muy próximas a las obtenidas mediante la secuencia Hioki-Pspice, el análisis de la corriente de neutro no se puede llevar a cabo con fuentes de corriente directamente.

Procesando con el programa TOP, los archivos PL4 es posible recuperar las señales de las corrientes de línea para luego con programas como Matlab realizar la sumatoria de los respectivos armónicos y obtener la corriente de neutro.

La adición de cargas se representa multiplicando la magnitud del armónico por el número de cargas. De este modo se llega a una sobrevaloración de resultados ya que no se verifican los fenómenos de cancelación.

5.2.5 Modelado en ATP mediante el modelo eléctrico.

De igual modo a lo realizado en el Pspice, se puede realizar el modelo eléctrico trifásico de tres PC por fase, obteniendo las formas de onda conocidas.

La corriente de neutro se grafica en color rojo, mientras que la de fase en color verde.

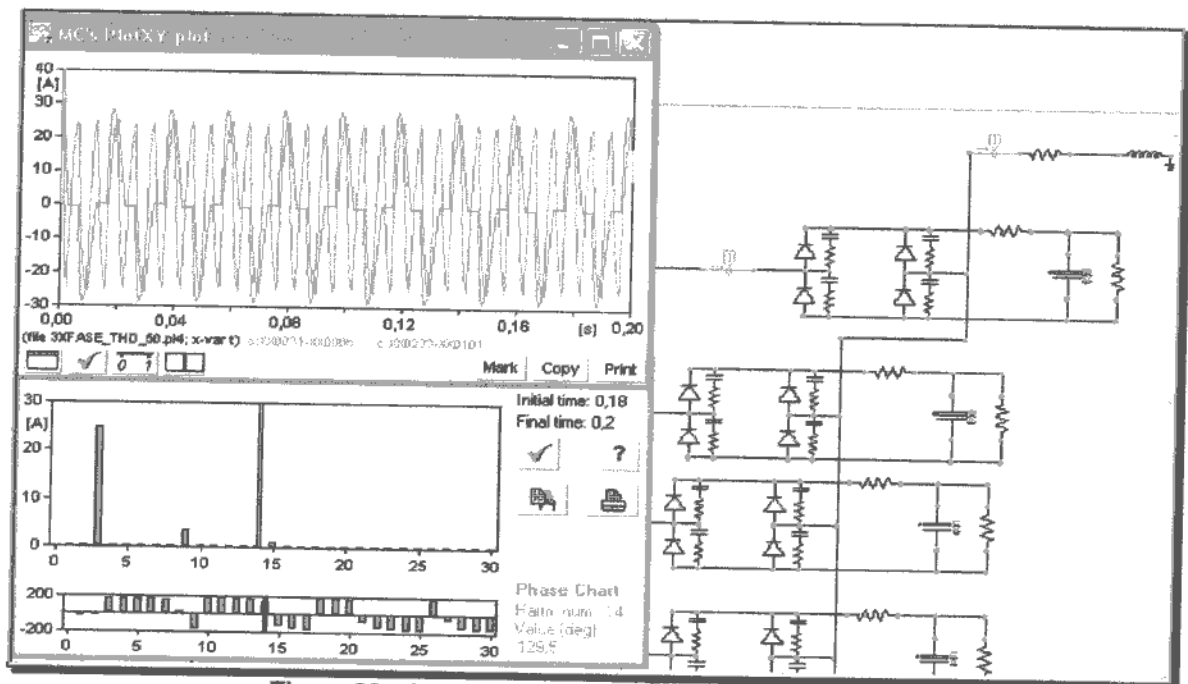


Figura 29. Corriente de neutro usando ATP-Draw.

CAPITULO 6

ESTUDIO DE CARGAS ALINEALES

6. Introducción.

Con la intención de obtener conocimiento de las cargas alineales fueron realizados distintos ensayos sobre circuitos monofásicos y trifásicos en el laboratorio de mediciones eléctricas de la Facultad de Ingeniería.

Las mediciones se centraron en lámparas compactas de bajo consumo (LFC), tubos fluorescentes y computadoras personales por ser este tipo de cargas las preponderantes dentro del edificio de la Facultad de Ingeniería.

Para poder registrar la forma de onda en la corriente solicitada por la carga alineal fue utilizado un osciloscopio digital Fluke ScopeMeter 97 y otras magnitudes como: potencia, tensión, $\cos \phi$ se registraron mediante un analizador de red de la marca Hioki, Model 3166 Clamp On Power HITESTER y como instrumentos de respaldo fueron utilizados amperímetros y voltímetros.

6.1 Ensayo Monofásico.

El primero de los ensayos corresponde a un sistema monofásico en el que fue aumentada la cantidad de carga desde una lámpara hasta ocho lámparas fluorescentes compactas (LFC), con la finalidad de determinar el comportamiento de este tipo de cargas y las formas de onda de la corriente provocadas por las mismas.

Respetando el mismo circuito fueron evaluadas otras cargas, como: computadora personal con monitor de 15 pulgadas, balastos de 40W y 110W. También para estas cargas fueron registradas las formas de onda de la corriente para luego ser tratadas determinando cuales son las componentes armónicas de mayor incidencia.

El circuito monofásico utilizado es el que se muestra en la siguiente figura:

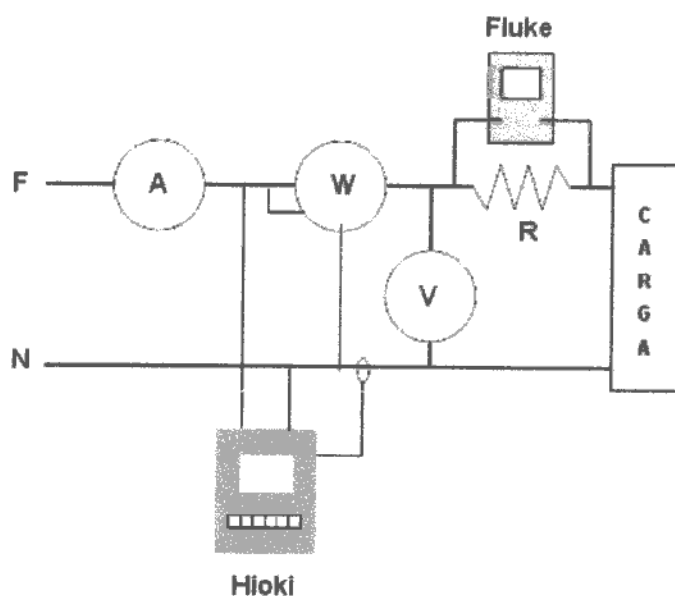


Figura 1. Circuito monofásico utilizado.

Tabla 2. Descomposición armónica.

Frecuencia [Hz]	Armónica	Amplitud [mA]	Angulo [deg]
50	1	527	179,92
150	3	406	-7,14
250	5	225	166,97
350	7	62	-21,95
450	9	36	-15,18
550	11	53	154,13
650	13	20	-37,9
750	15	18	-17,86
850	17	29	149,26
950	19	15	-36,95

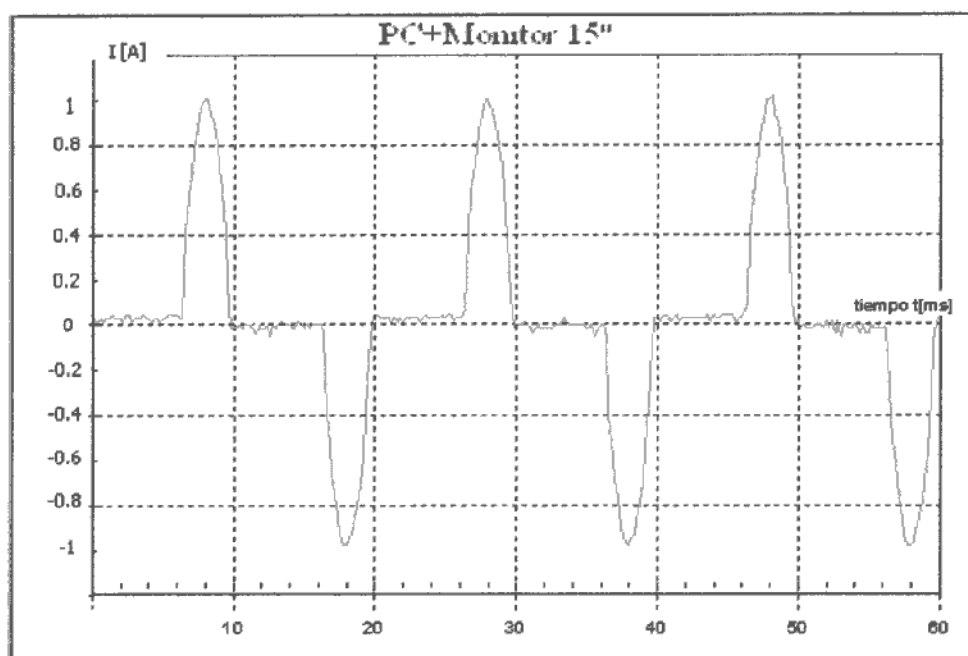


Figura. 3 Señal de corriente en el dominio del tiempo.

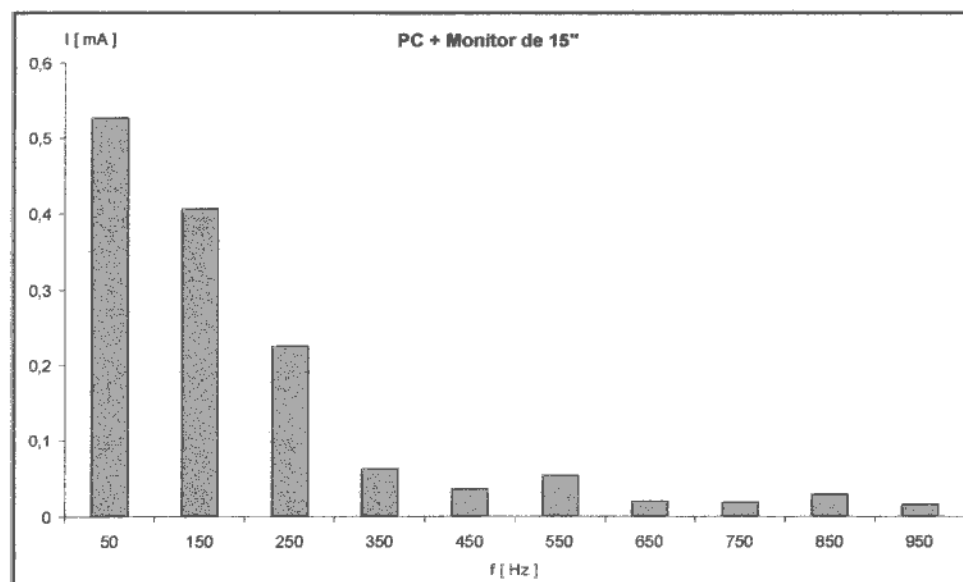


Figura. 4 Señal de corriente en el dominio de la frecuencia.

6.1.2 Tubo fluorescente de 110 W con balasto electrónico.

Tabla 3. Magnitudes generales.

Tensión [V]	I [mA]	THDv[%]	THDi[%]
219,02	781	4,38	30,67

Tabla 4. Descomposición armónica.

Frecuencia [Hz]	Armónica	Amplitud [mA]	Angulo [deg]
50	1	746	146,85
150	3	165	126,26
250	5	69	91,22
350	7	92	-97,88
450	9	46	36,15
550	11	55	88,16
650	13	47	-131,57
750	15	38	-17,3
850	17	31	11,15
950	19	39	-164,45

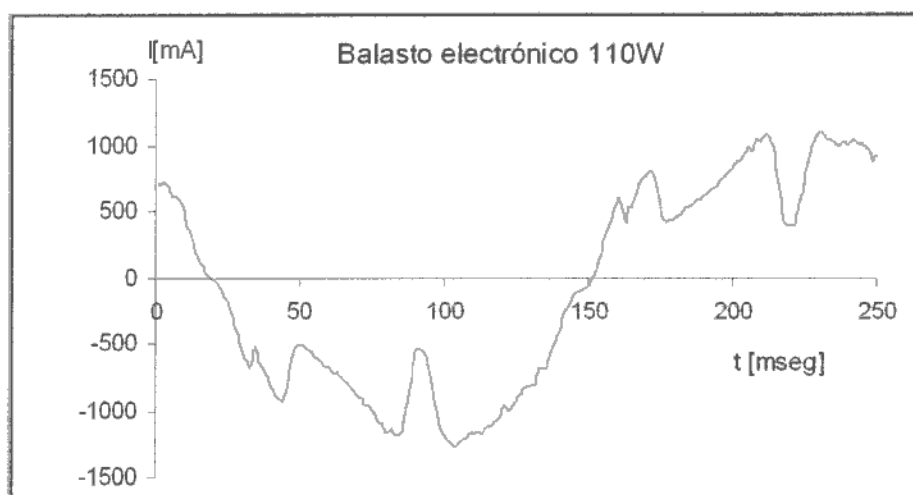


Figura 5. Señal de corriente en el dominio del tiempo.

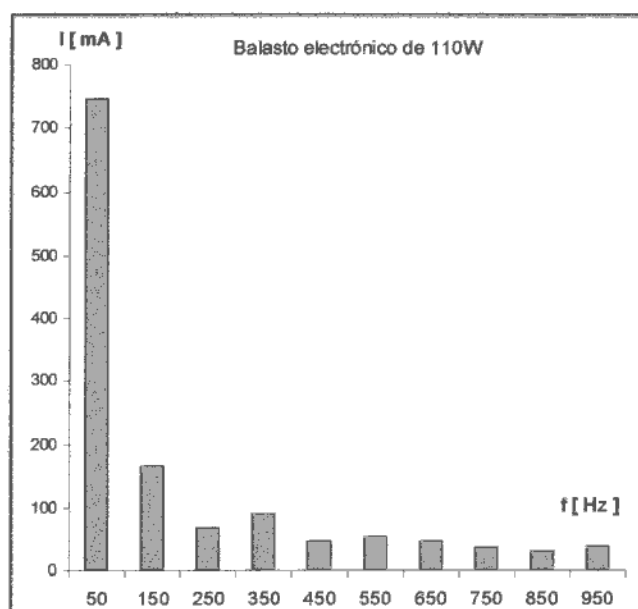


Figura 6. Señal de corriente en el dominio de la frecuencia.

6.1.3 Tubo fluorescente de 40W con balasto magnético.

Tabla 5. Magnitudes generales.

Tensión [V]	I [mA]	THDv[%]	THDi[%]
219,34	313	4,33	13,78

Tabla 6. Descomposición armónica.

Frecuencia [Hz]	Armónica	Amplitud [mA]	Angulo [deg]
50	1	310	-54,74
150	3	42	-19,75
250	5	3	-130,01
350	7	4	141,25
450	9	3	5478
550	11	3	-22,62
650	13	1	-155,67
750	15	1	109,57
850	17	0	23,86
950	19	1	-122,23

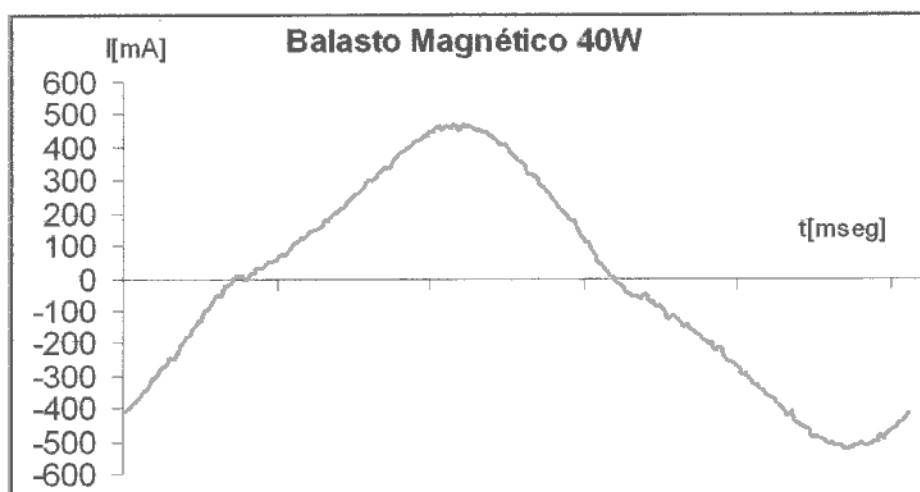


Figura 7. Señal de corriente en el dominio del tiempo.

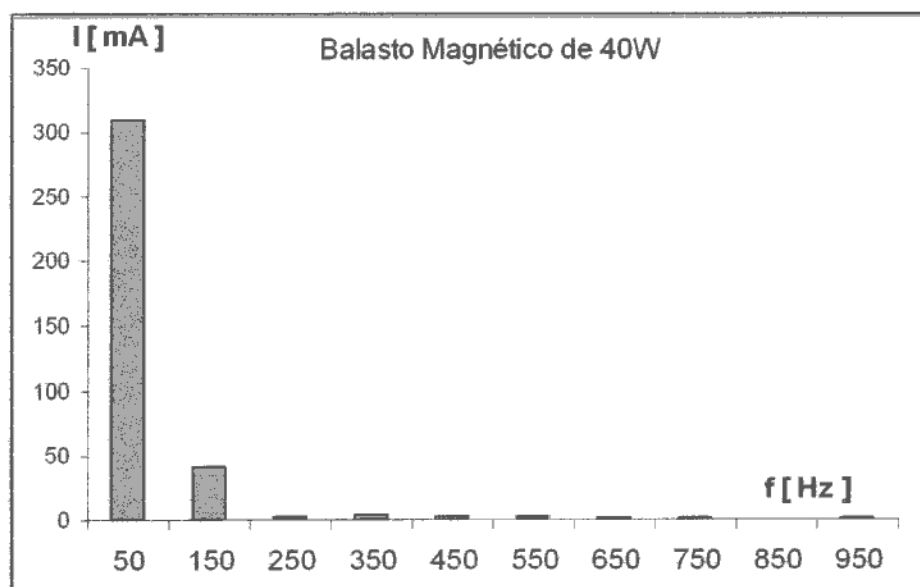


Figura 8. Señal de corriente en el dominio de la frecuencia.

6.1.4 Lámpara fluorescente compacta (LFC).

Tabla 7. Magnitudes generales.

THD _v [%]	THD _i [%]	Tensión[V]	I [mA]
3,87	132	219,8	125

Tabla 8. Descomposición armónica.

Frecuencia [Hz]	Armónico	Amplitud [mA]	Angulo [deg]
50	1	66	20,71
150	3	49	-114,29
250	5	31	134,31
350	7	29	33,56
450	9	29	-82,97
550	11	24	167,22
650	13	24	60,39
750	15	21	-56,41
850	17	22	-170,97
950	19	21	77,1

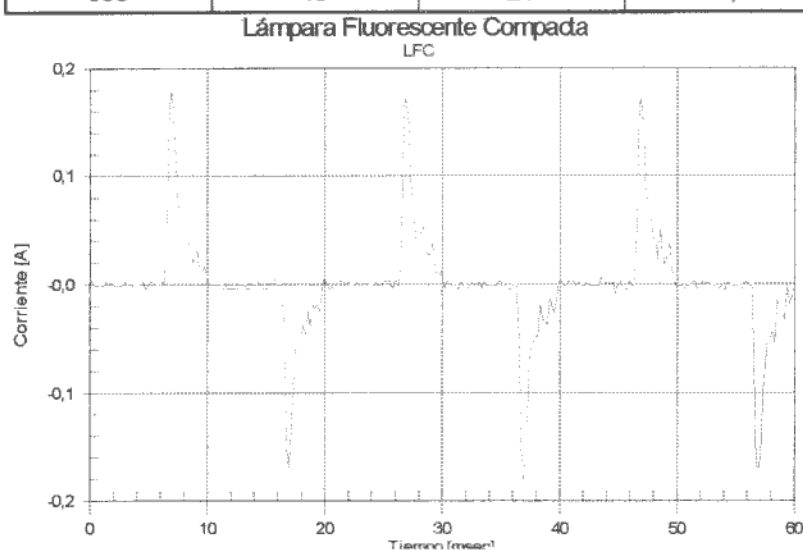


Figura 9. Señal de corriente en el dominio del tiempo.

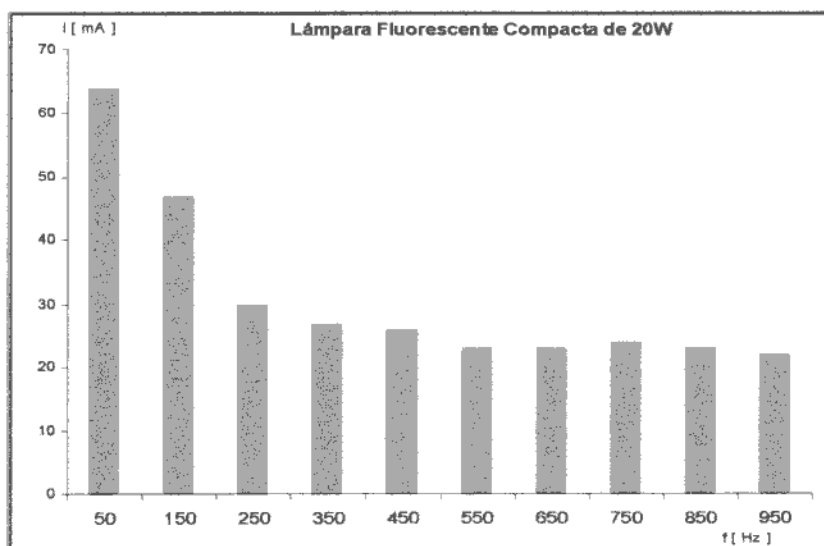


Figura 10. Señal de corriente en el dominio de la frecuencia.

Los resultados que arrojaron las experiencias realizadas en el laboratorio permiten comprobar algunos de los conceptos teóricos relacionados con la atenuación armónica.

Cuando varias cargas alineales son alimentadas por un mismo transformador (figura 4), el contenido armónico resultante es el fasor suma de las corrientes armónicas individuales, con la posibilidad que los niveles de distorsión armónica se vean reducidos por dos causas principales explicadas a continuación.

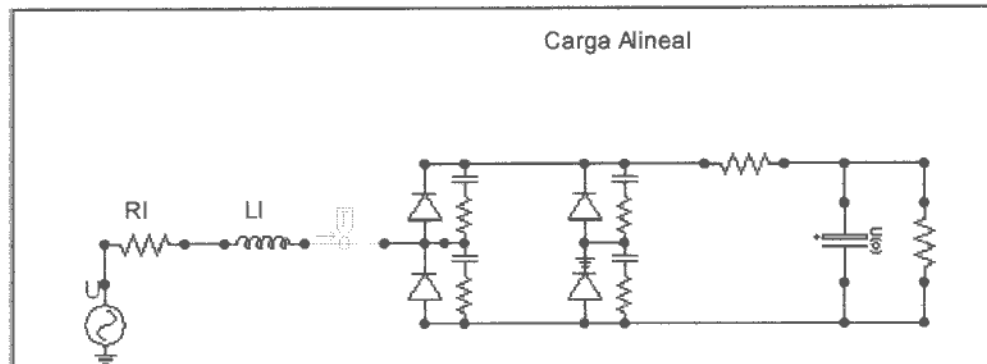


Figura 11. Circuito equivalente de un transformador que alimenta un carga alineal.

1. La primera de las causas es conocida como *atenuación* y se atribuye a la distorsión de la fuente de tensión como también a la impedancia del sistema de potencia. La fuente de tensión debe alimentar, a través de las barras, a todas las cargas conectadas en paralelo, por lo tanto, aumenta la distorsión de la tensión observándose un aplastamiento en los picos de la onda. Como resultado al capacitor, perteneciente al rectificador, le lleva más tiempo cargarse. El resultado es una reducción de los niveles de distorsión de la corriente (THD_i) de la línea.

$$FA_K = \frac{I_{K(n)}}{n \cdot I_{K(1)}}$$

Donde $I_{k(n)}$: corriente para el armónico k con n cargas conectadas en paralelo.
 $I_{k(1)}$: corriente para el armónico k con una sola carga conectada.

6.2 Resultados surgidos de las experiencias con LFC.

Tabla 9. Factor de atenuación (FA) entre 1 y 8 lámparas.

Frecuencia	Armónica	1 lámpara	8 lámparas	FA
		I (mA)	I (mA)	
50	1	66	518	0,98
150	3	49	394	1
250	5	31	267	1
350	7	29	246	1
450	9	29	230	0,99
550	11	24	168	0,88
650	13	24	115	0,60
750	15	24	91	0,47
850	17	22	60	0,34
950	19	21	35	0,21
1050	21	20	32	0,20
1150	23	18	20	0,14
1250	25	14	11	0,098

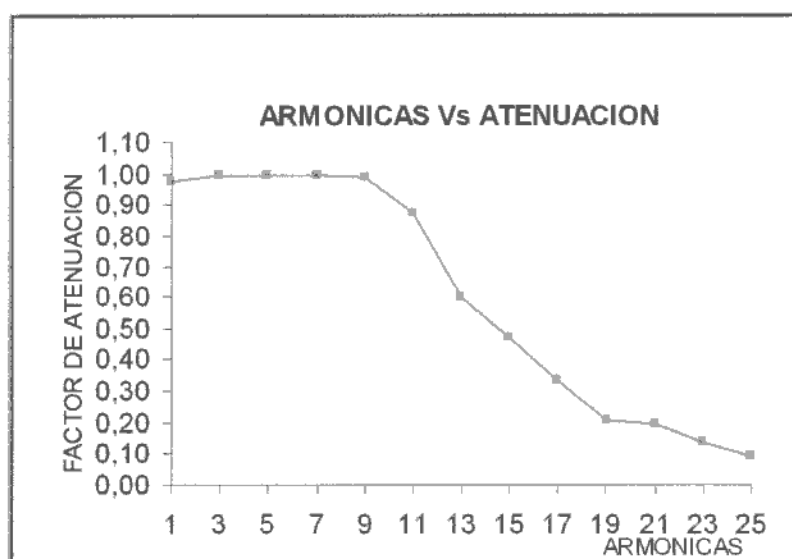


Figura 12. Reducción del factor de atenuación FA con el aumento del orden de las armónicas.

En la tabla 10 puede verse como un incremento en el número de las lámparas conectadas trae aparejado una reducción de THDi [%] coincidiendo con lo dicho en el punto 1.

Tabla 10. Disminución del THDi con el aumento de la carga.

Ensayo Monofásico con LFC.								
Lámparas conectadas	1	2	3	4	5	6	7	8
THDi[%]	142,3	143,5	136,8	134,4	131,2	127,5	124,7	121,5

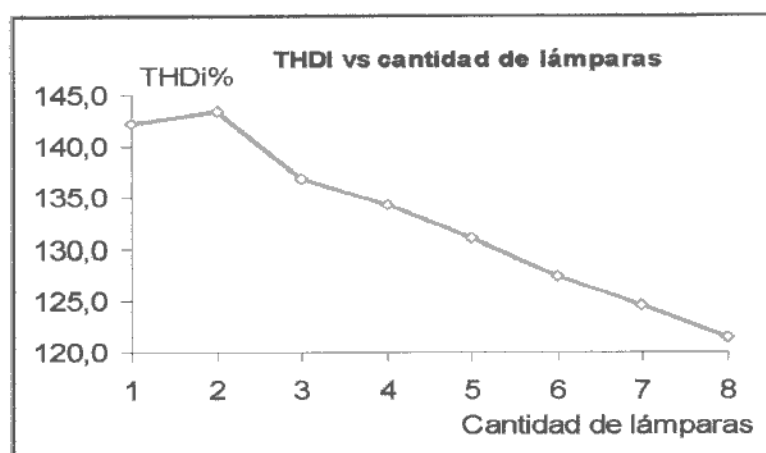


Figura 13. Reducción del THDi por aumento de la carga.

- La segunda causa en la reducción de la corriente armónica es conocida como *diversidad* y se le atribuye a la dispersión en el ángulo de las armónicas de cargas individuales. Quienes realizan las mayores contribuciones al fenómeno de *diversidad*, son los parámetros del sistema de distribución y la propia carga.

Para ejemplificar lo dicho en el punto 2 se muestra la tabla 11, en donde pueden verse los ángulos de fase para un mismo tipo de carga y ciertos parámetros estadísticos que permiten confeccionar el gráfico de la figura 14.

Se puede visualizar la variación en los ángulos de fase para un mismo tipo de carga y también como esta variación se acentúa a medida que el orden de las armónicas se incrementa.

Tabla 11. Ángulos de fase para distintas LFC.

	I1	I3	I5	I7	I9	I11	I13	I15	I17	I19
LAMP 1	19,53	-118,2	124,91	22,53	-95,14	149,51	37,62	-75,59	165,48	45,36
LAMP 2	19,12	-119,87	120,27	16,35	-102,91	139,27	28,43	-89,38	150,01	30,42
LAMP 3	20,19	-115,21	132,93	31,78	-84,56	162,91	54,31	-64,36	179,47	65,55
LAMP 4	20,71	-114,29	134,31	33,56	-82,97	167,22	60,39	-56,41	170,97	77,1
LAMP 5	19,67	-117,93	126,09	25,37	-91,95	156,76	50,13	-65,95	176,97	59,07
LAMP 6	19,93	-116,5	127,07	25,81	-90,54	156,91	48,47	-68,7	173,85	60,09
LAMP 7	19,46	-118,56	122,79	18,9	-98,25	146,79	36,58	-81,13	159,48	41,03
LAMP 8	20,25	-116,97	127,03	24,7	-93,43	153,34	45,63	-71,65	170,66	56,12
MAXIMO	20,71	-114,29	134,31	33,56	-82,97	167,22	60,39	-56,41	179,47	77,1
MINIMO	19,12	-119,87	120,27	16,35	-102,91	139,27	28,43	-89,38	150,01	30,42
Ancho intervalo	1,59	5,58	14,04	17,21	19,94	27,95	31,96	32,97	29,46	46,68
Promedio	19,86	-117,19	126,93	24,88	-92,47	154,09	45,20	-71,65	168,36	54,34
Varianza	0,26	3,35	22,40	34,02	43,90	79,96	108,84	106,62	94,81	218,89
Desviación	0,51	1,83	4,73	5,83	6,63	8,94	10,43	10,33	9,74	14,80

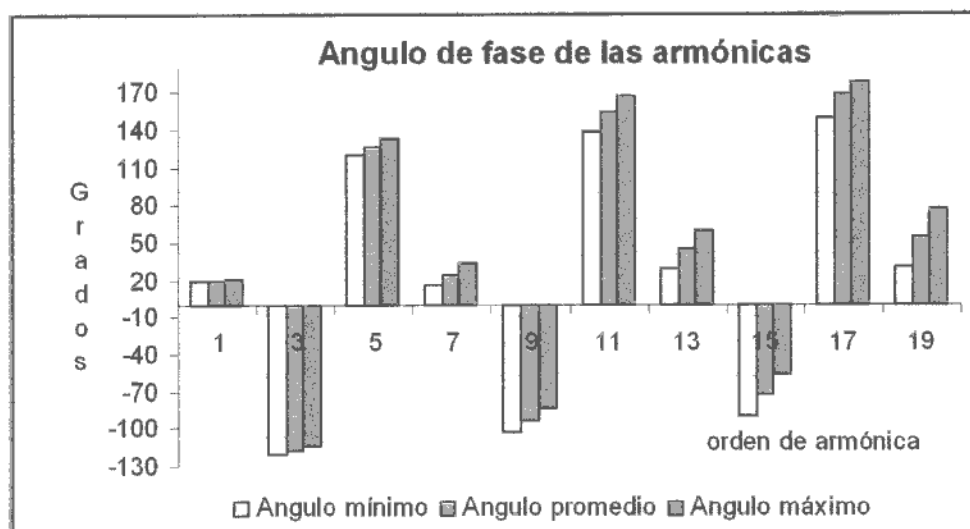


Figura 14. Gráfico de barras para los ángulos de fase en lámparas LFC.

6.2.1 Ensayo con LFC de comportamiento no uniforme.

En un principio, para analizar el comportamiento de las LFC y los fenómenos asociados a éstas, fueron utilizadas unidades existentes en el stock del laboratorio de medidas eléctricas de la Facultad. Dichas unidades presentaron un comportamiento no esperado en cuanto a las magnitudes que son motivo de estudio en el presente texto.

Las primeras discrepancias surgieron al querer relevar ciertas curvas de las cuales se tenía un conocimiento previo. Como puede observarse en las figuras No. 12 y 13 indicadores tales como: THD_i y FA manifiestan una reducción en sus valores cuando se produce un incremento en la cantidad de cargas conectadas, para las lámparas compactas chinas esto no ocurrió, muy por el contrario sus comportamientos hicieron que nos planteáramos algunas hipótesis que permitieran comprender el alejamiento de los resultados empíricos de los valores teóricos.

Por citar algunas de las hipótesis:

1. Metodología en la realización de los ensayos.
2. Distorsión (THD_v) importante de la tensión de alimentación.
3. Errores en los programas que permiten obtener la FFT de las señales de corriente.
4. Fenómenos de inductancia en las resistencias a las cuales conectamos las puntas del osciloscopio digital, etc.

La señal de la figura 15 con su correspondiente espectro de frecuencia se obtuvo de una de tales LFC, utilizando el osciloscopio digital Fluke y posteriormente realizada su FFT con el programa TOP 2000.

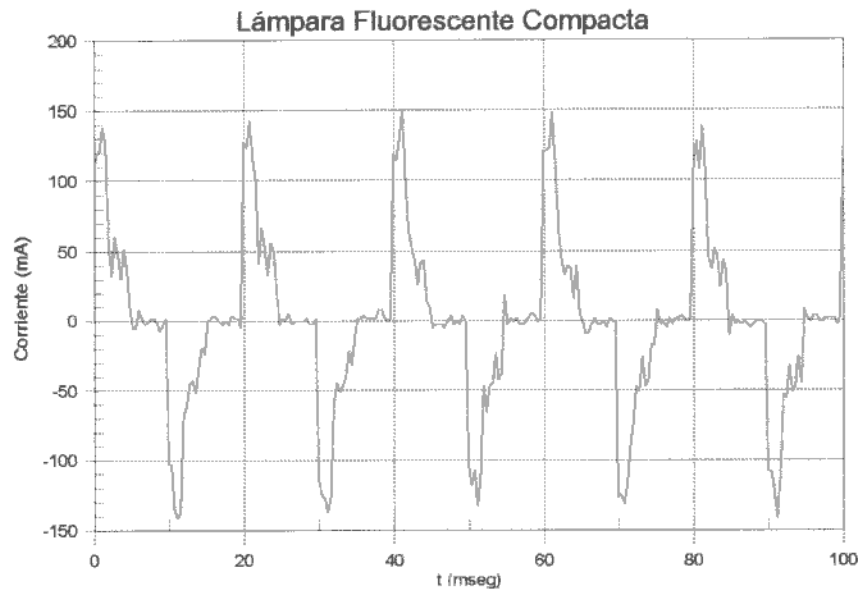


Figura 15. Señal de corriente en el dominio del tiempo.

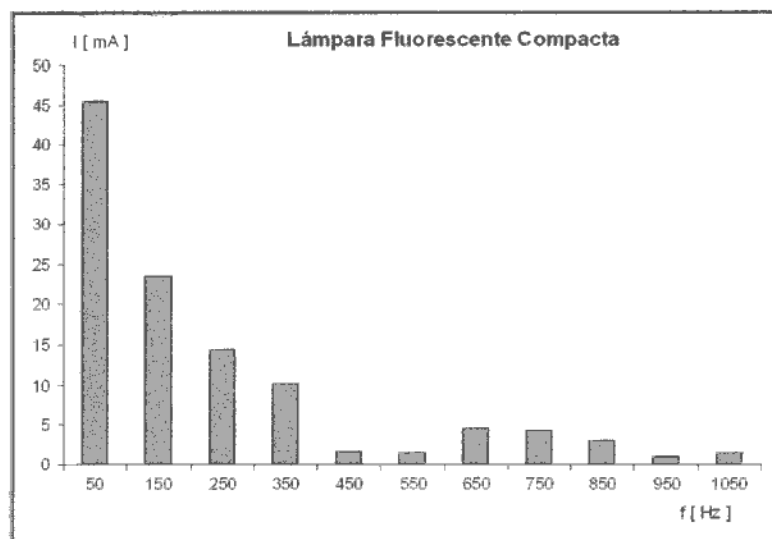


Figura 16. Señal de corriente en el dominio de la frecuencia.

Si bien la señal obedece a una LFC, en relación con las formas observadas en las publicaciones consultadas [1] y las formas obtenidas posteriormente con el uso de LFC de otra marca. Cuando fueron combinadas varias de éstas LFC la falta de uniformidad en los parámetros propios, ocasionó la repetición de las experiencias pero con lámparas de mejor calidad, de manera de conseguir en forma práctica lo que ya conocíamos de la teoría.

La sustitución de las lámparas fue decidida luego de ser relevadas las señales de corriente absorbidas por cada una de ellas y observarse la falta de uniformidad en sus parámetros más representativos. Posteriormente fueron adquiridas lámparas de la marca General Electric (20W) y repetidos los ensayos que, decidieron en la eliminación de las anteriores, se pudo comprobar una disminución en las variaciones de los parámetros de cada lámpara.

6.2.2 Resultados de experiencias con las primeras LFC.

- **Cancelación por diversidad:** No se pudieron extraer datos satisfactorios de dicha cancelación ya que en la mayoría de las armónicas no se registra, incluso se verifica una amplificación.

Tabla 12. Atenuación.

Frecuencia	1 lámpara	9 lámparas	Factor de Atenuación
	Magnitud I(mA)	Magnitud I(mA)	
50	45,49	380,76	0,93
150	23,43	206,09	0,98
250	14,35	129,18	1,00
350	10,08	95,18	1,05
450	1,66	27,48	1,84
550	1,42	25,55	2,00
650	4,62	26,19	0,63
750	4,25	37,07	0,97
850	2,96	20,72	0,78
950	0,99	13,51	1,52
1050	1,47	1,77	0,13

- **Disminución del THDi con el aumento de unidades conectadas:**
Al poseer distintos niveles de THDi individual tampoco se verifica la disminución que debe manifestarse a medida que aumenta el número de LFC conectadas.

Tabla 13. Valor de THDi con varias LFC.

Ensayo Monofásico con LFC									
Cantidad de lámparas	1	2	3	4	5	6	7	8	9
THDi%	67,4	68,4	69,6	71,6	69,5	70,5	70,2	70,9	70,8

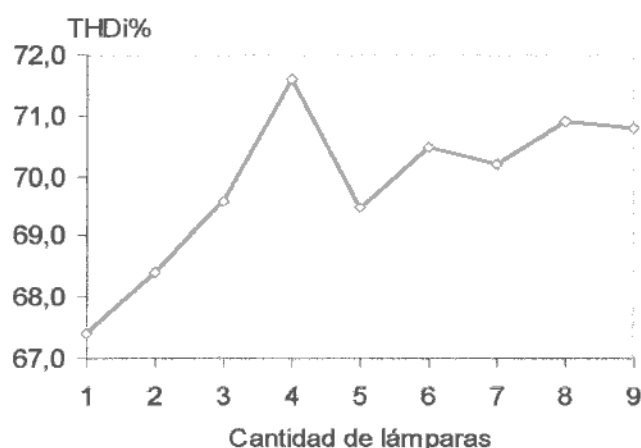


Figura 17. THDi vs. número de lámparas.

La falta de uniformidad en el comportamiento de éstas LFC puede atribuirse a una deficiente calidad en los elementos semiconductores que las constituyen [2].

Se presentan los resultados de estas experiencias a título informativo, no teniéndolas en cuenta para la elaboración posterior de los modelos de simulación con los programas pertinentes.

6.3 Impacto de las cargas alineales en la corriente de neutro.

Para continuar con el estudio de las corrientes armónicas fueron realizadas experiencias trifásicas que permitieron cuantificar las corrientes de circulación en el conductor de neutro. Es sabido, que el dicho conductor es el encargado de conducir las corrientes de desequilibrio en aquellos sistemas trifásicos en los cuales no es posible conseguir una distribución uniforme en las cargas alimentadas.

Sin embargo en los sistemas trifásicos que alimentan cargas alineales es posible observar la circulación de corrientes por el conductor de neutro, aunque se haya logrado una correcta distribución en los consumos conectados en cada fase.

Las experiencias fueron llevadas a cabo utilizando un circuito similar al mostrado en la figura 7 debiendo destacarse, que el analizador de red HIOKI es apropiado para realizar mediciones de corrientes en un rango de 20 a 500A en cinco escalas, con lo cual, se tratan de valores muy superiores a los que podemos conseguir en el conductor de neutro producto del desequilibrio en las cargas alimentadas, para salvar este problema se debió realizar una amplificación de la corriente de neutro.

El objetivo se consiguió produciendo un arrollamiento sobre la pinza de lectura amperométrica situada sobre el conductor de neutro, luego los amplitudes de los armónicos indicados por el instrumento, deben ser divididas por el número de vueltas practicadas sobre la pinza de medición, de manera de no alterar los resultados surgidos en la experiencia.

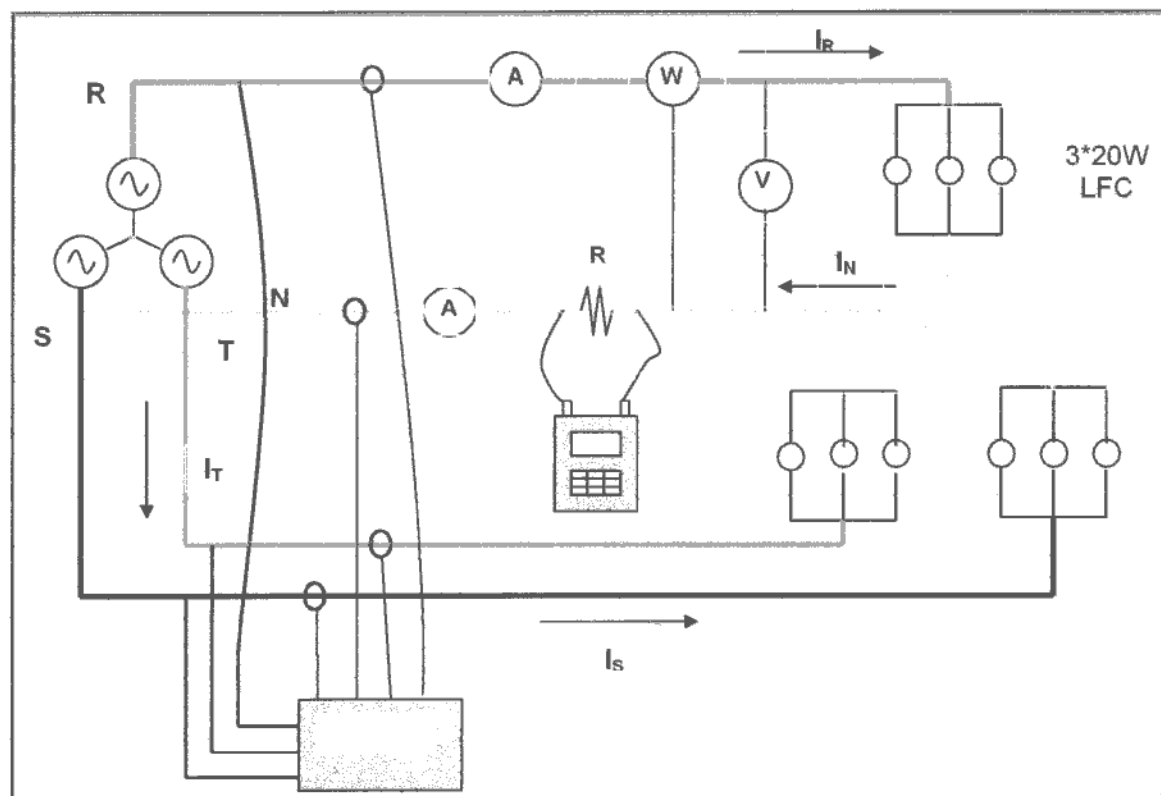


Figura 18. Circuito trifásico utilizado.

6.3.1 Ensayo de circuito trifásico con cargas balanceadas.

Se procedió al incremento en la cantidad de cargas conectadas desde 1 a 3 lámparas en cada fase con las intenciones de observar los valores de corriente que circulan por el conductor de neutro.

Los resultados de las mediciones son presentados en las tablas y gráficos mostrados a continuación.

Tabla 14. Magnitudes más relevantes.

lámparas conectadas.	Tensión [V]	THDv[%]	I fase [mA]	I n [mA]	IN / Ifase
1 X FASE	211,5	5,55	135	225	1,67
2 X FASE	213	5,04	210	434	2,07
3 X FASE	213	5,71	260	644	2,48

		Descomposición en componentes armónicas de la corriente neutro I _n [mA]									
n lámparas.	I _n	I ₁	I ₃	I ₅	I ₇	I ₉	I ₁₁	I ₁₃	I ₁₅	I ₁₇	I ₁₉
1 X FASE	225	0,01	152,50	0,01	0,00	0,09	0,01	0,01	0,08	0,01	0,01
2 X FASE	434	0,00	308,60	0,01	0,01	183,80	0,02	0,01	166,50	0,02	0,01
3 X FASE	644	0,00	471,00	0,02	0,01	283,40	0,04	0,03	249,20	0,04	0,03

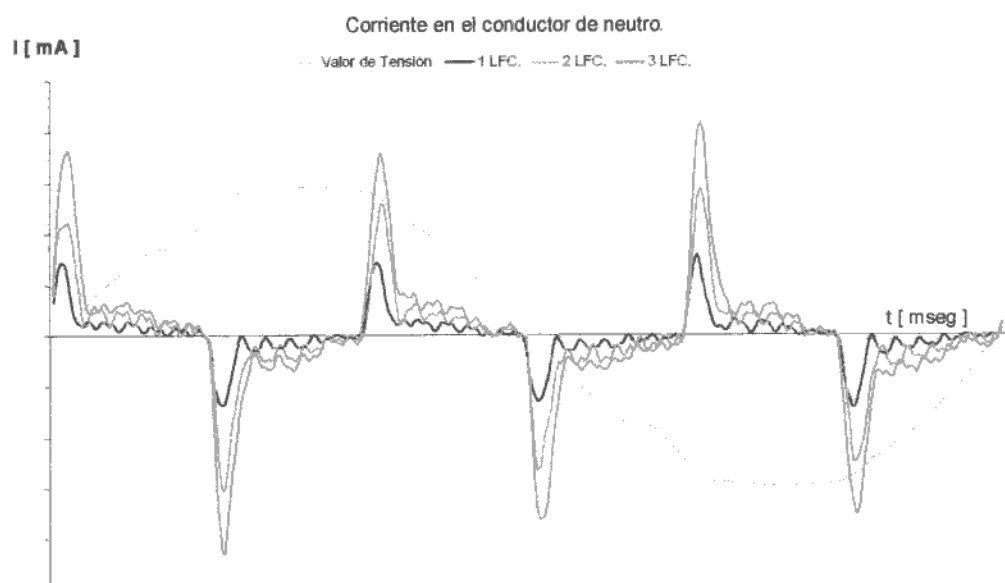


Figura 19. Señal de corriente I_n en el dominio del tiempo.

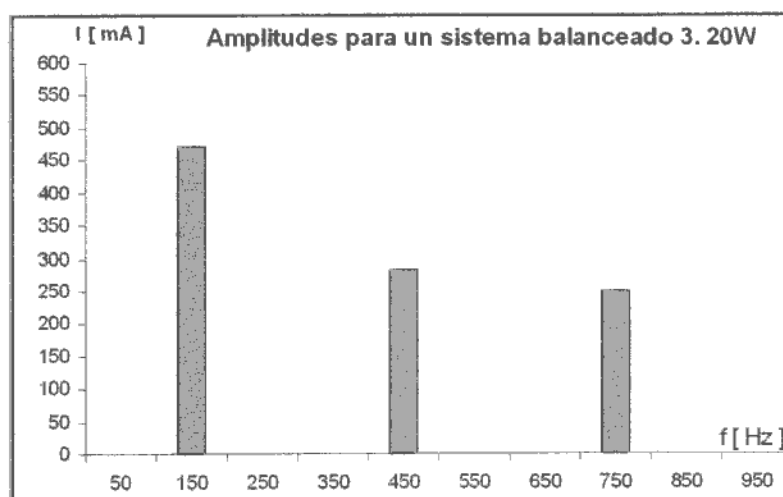


Figura 20. Señal de corriente I_n en el dominio de la frecuencia.

6.3.2 Ensayo de circuito trifásico con cargas desbalanceadas.

Conservando el circuito de la figura 18, se procedió a variar la cantidad de cargas conectadas sobre las fases del sistema, de manera de crear condiciones de desequilibrio, que favorezcan la circulación de corrientes de desequilibrio por el conductor de neutro.

Fueron consideradas *dos experiencias* para este estudio: en la primera de ellas el desequilibrio se logra mediante distintas combinaciones de la potencia disponible por fase, como se muestra en la tabla 15, mientras que en la segunda experiencia se mantuvo la potencia total para dos de las fases y se incremento la potencia en la fase restante.

Los resultados de las mediciones son presentados en las tablas y gráficos mostrados a continuación.

Primera Experiencia

Tabla 15. Magnitudes resultantes de la primera experiencia.

n lámparas.	Tensión[V]	THDv [%]	I R [mA]	I S [mA]	I T [mA]	I n [mA]	IN/IR	IN/IS	IN/IT
0R-2S-3T	211,7	5,7	0	206	252	450		2,18	1,79
1R-2S-3T	217	5,04	130	205	252	470	3,62	2,29	1,87
1R-1S-3T	214	5,65	131	130	250	412	3,15	1,92	1,65

Descomposición en componentes armónicas de la corriente de neutro I_n [mA]

Combinación	I_n	I_1	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	I_{15}	I_{17}	I_{19}
0R-2S-3T	470	177,1	262,6	0,0998	0,0875	159,6	0,0694	0,0906	142,3	0,049	0,0777
1R-2S-3T	505	118,5	309	0,0638	0,0569	188,8	0,0436	0,016	171,8	0,032	0,054
1R-1S-3T	550	129,4	257,2	0,0762	0,0584	155,5	0,0607	0,0559	139,8	0,0494	0,0416

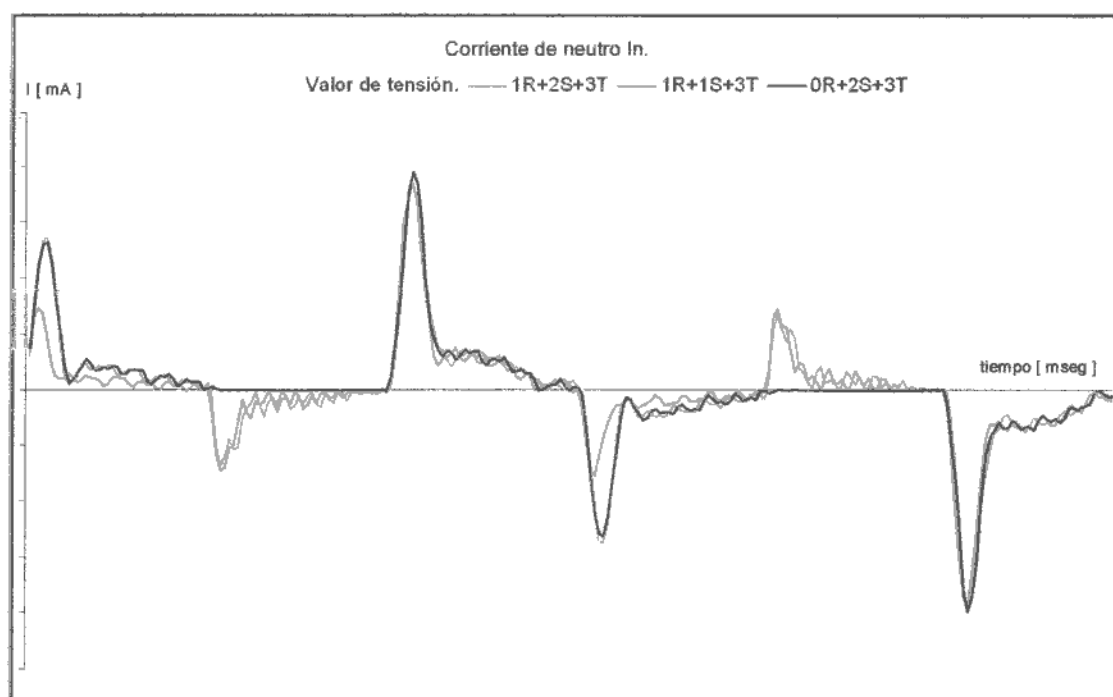


Figura 21. Señal de corriente I_n en el dominio del tiempo.

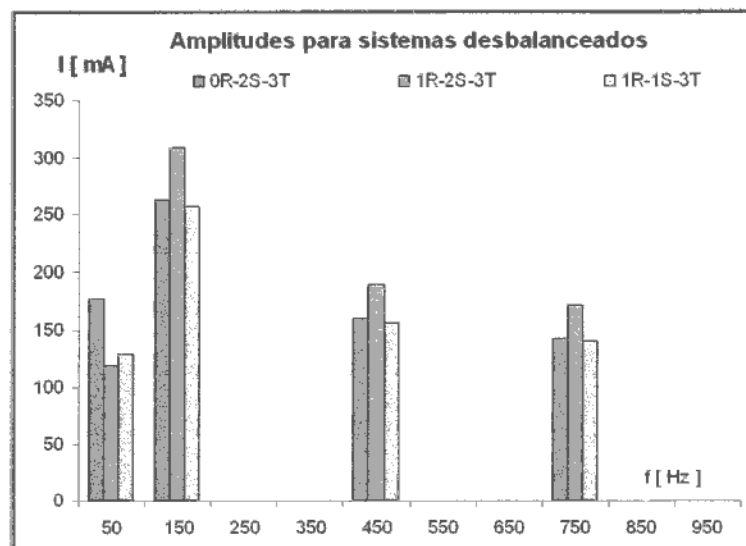
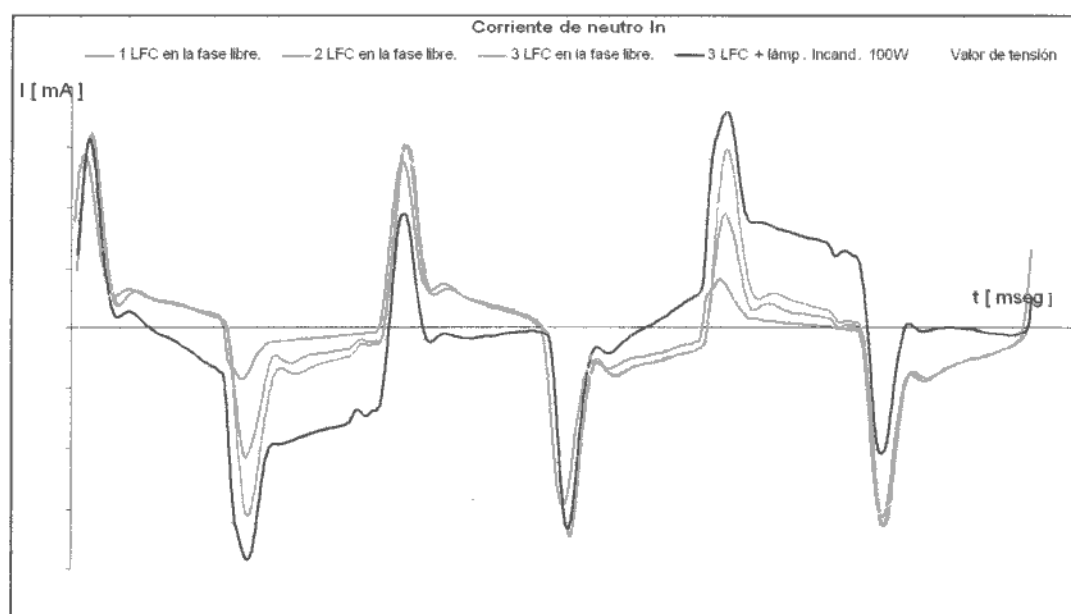
Figura 22. Señal de corriente I_n en el dominio de la frecuencia.SEGUNDA EXPERIENCIA.

Tabla 16. Magnitudes resultantes de la segunda experiencia.

n Lámparas.	Tensión [V]	THDv[%]	I R[mA]	I S[mA]	I T[mA]	I n[mA]	IN/IR	IN/IS	IN/IT
1	218	4,17	115	250	255	470	4,09	1,88	1,84
2	218,8	3,96	215	250	255	505	2,35	2,02	1,98
3	218	4,05	260	250	260	550	2,12	2,20	2,12
3+LAMP INC	218,6	4,03	620	250	260	650	1,05	2,60	2,50

Descomposición en componentes armónicas de la corriente de neutro I_n [mA]											
n Lámparas.	I_n	I_1	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	I_{15}	I_{17}	I_{19}
1	470	131,4	330,3	0,0608	0,0592	192,8	0,0405	0,0558	142,3	0,0263	0,0475
2	505	0,0726	375,2	0,0218	0,0391	223,1	0,0109	0,0423	171,5	0,0093	0,0414
3	550	0,0115	420,4	0,0164	0,0155	250,3	0,0232	0,027	191	27,8	0,0338
3+LAMP INC	650	364,9	414,2	0,0221	0,0126	242,1	0,0264	0,0291	176,2	0,0295	0,0407

Figura 23. Señal de corriente I_n en el dominio del tiempo.

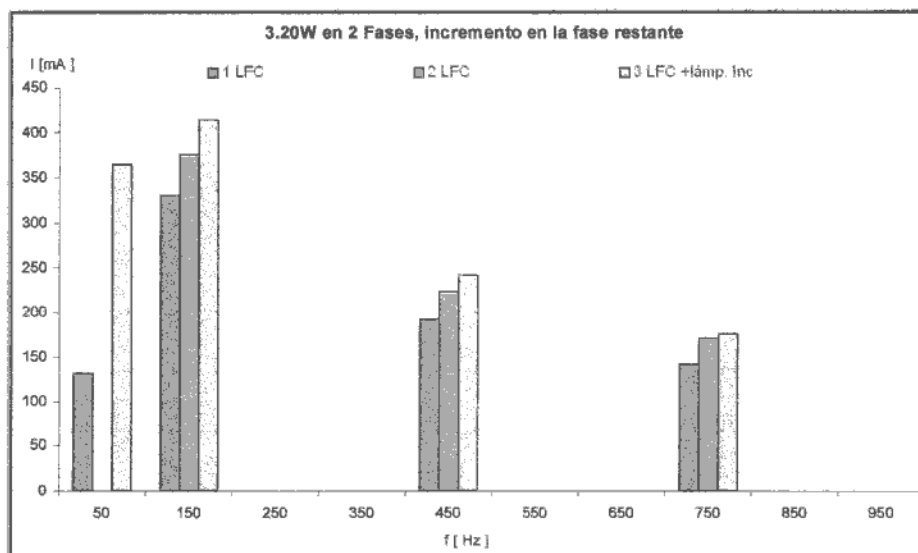


Figura 24. Señal de corriente I_n en el dominio de la frecuencia.

6.4 Ensayo en el laboratorio de máquinas eléctricas de la Facultad de Ingeniería.

Con la idea de poder llevar adelante los ensayos que fueron resumidos anteriormente, durante la etapa previa a los mismos nos planteábamos, la posibilidad de alimentar las cargas con una tensión que fuera puramente senoidal encontrándose libre de toda distorsión producto de corrientes armónicas.

Esto fue considerado ya que al ser medida la señal de tensión disponible sobre el tablero de alimentación del laboratorio de medidas, pudimos detectar cierta deformación que no sería para nada beneficioso a la hora de obtener resultados surgidos de las experiencias.

En otra ocasión en la cual se estaba llevando a cabo una fundición de hierro en el horno de inducción, perteneciente al área metalurgia de la facultad de ingeniería, observamos que no se respetaban ni siquiera los niveles de tensión, ya que se encontraban cercanos a 210V y los valores de THD_V hicieron que la experiencia tuviera que ser descartada.

Con estos registros intentamos realizar los ensayos en el laboratorio de máquinas con la idea de desafectar nuestra experiencia de toda circunstancia ajena, para ello, pensábamos que los generadores trifásicos que allí se disponen nos permitirían tener una forma de onda puramente senoidal. Luego de ser montado el circuito para realizar la medición, las cargas, las conexiones entre motor de impulso y generador pudimos visualizar en el osciloscopio digital que la señal de tensión generada era totalmente inadmisable para realizar una experiencia con carácter de investigación.

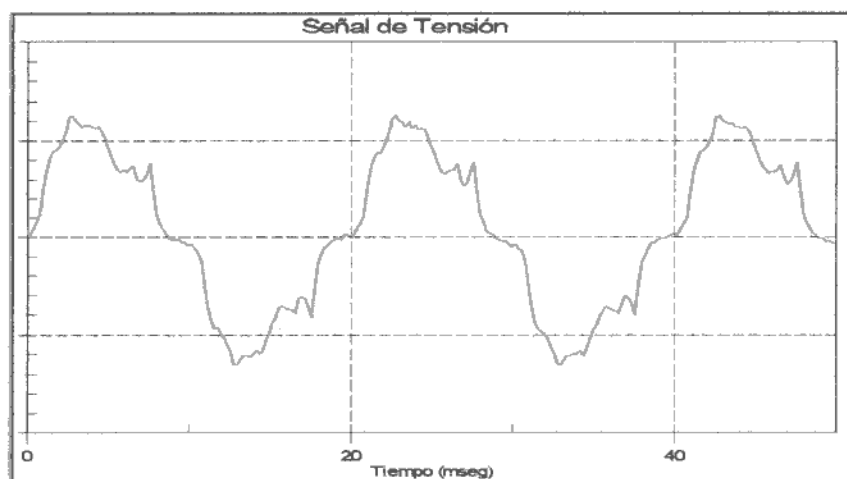


Figura 25. Señal de tensión deformada.

Referencias Bibliográficas

- [1]. "Incidencia del suministro energético en el proceso de fabricación", Eguíluz Morán, 2001".
- [2]. INTI, "Desempeño de las LFC", 2006

CAPITULO 7

MEDICION EN TABLERO SECUNDARIO DE SALA DE COMPUTOS

7.1 Introducción.

Para realizar un correcto dimensionamiento en la sección del conductor de neutro debe tenerse conocimiento de la naturaleza de las cargas que serán alimentadas por los tableros secundarios que pudiera tener una instalación eléctrica de dimensiones importantes.

A los fines de adquirir conocimiento sobre la problemática presentada en el conductor de neutro, como consecuencia de los componentes armónicos presentes, fueron efectuadas mediciones en un tablero secundario perteneciente a la instalación eléctrica de la Facultad de Ingeniería.

Dicho tablero tiene la función de alimentar un gran número de cargas alineales como son las computadoras personales, se encuentra ubicado en el primer piso dentro de la sala 1 de computación.

Otras secciones alimentadas por el mismo tablero son;

- Sala 2 de computación.
- Tableros: 1.7.1, 1.7.2, 1.7.3 y 1.7.4.
- Departamento de matemática.
- Circuito de iluminación para el frente y azotea de la Facultad, etc.

El horario para realizar las mediciones se eligió de manera tal que la mayor cantidad de computadoras estuvieran encendidas para que los fenómenos armónicos sobre el conductor de neutro cobraran relevancia.

En la primera parte del capítulo se presentan las magnitudes más significativas surgidas de las mediciones y en la segunda parte las correspondientes a las simulaciones.

7.2 Medición en Tablero secundario.

Los tableros dentro de la facultad han sido numerados de manera de identificar rápidamente a cada uno de ellos, facilitando así, eventuales tareas de mantenimiento o mejoras que pudieran presentarse.

Las mediciones se realizaron en el tablero ubicado en el primer piso dentro de la sala 1 de computación, el cual se identifica con el número 1.7. A su entrada, se encuentra un seccionador tripolar Siemens con fusibles NH de 80A. En este elemento es donde fueron dispuestas las 4 pinzas amperimétricas del analizador de redes Hioki, Model 3166.

La cantidad de computadoras medidas entre las dos salas de computación fue de veinticuatro, a las cuales, deben sumárseles alrededor de once computadoras más correspondientes a tres oficinas situadas detrás de la sala 1. Por lo cual la carga medida identificada pertenece a treinta y cinco computadoras aproximadamente.

A continuación se presentan los datos derivados de las mediciones:

Tabla1. Componentes armónicos de las distintas corrientes.

		Orden de armónica									
		1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
IR	Amplitud	12,29	4,19	2,79	1,18	0,27	0,55	0,23	0,17	0,10	0,19
	Angulo de Fase	174,15	117,02	158,00	-82,50	43,05	124,62	-49,32	117,23	168,95	-49,50
IS	Amplitud	24,89	11,20	6,39	1,43	1,95	1,46	0,61	0,87	0,62	0,10
	Angulo de Fase	56,25	-359,78	-452,45	-925,74	-1099,06	-1196,34	-1736,04	-1818,81	-1926,96	-2131,56
IT	Amplitud	26,49	8,48	5,73	2,41	0,55	1,09	0,51	0,22	0,09	0,32
	Angulo de Fase	294,52	366,02	759,40	794,72	1132,73	1449,47	1495,84	1924,51	2196,87	2241,49
IN	Amplitud	12,50	18,87	2,26	1,59	2,07	0,26	0,43	0,60	0,12	0,13
	Angulo de Fase	90,54	110,46	142,63	-38,07	-84,92	6,06	123,64	66,70	102,55	-25,46

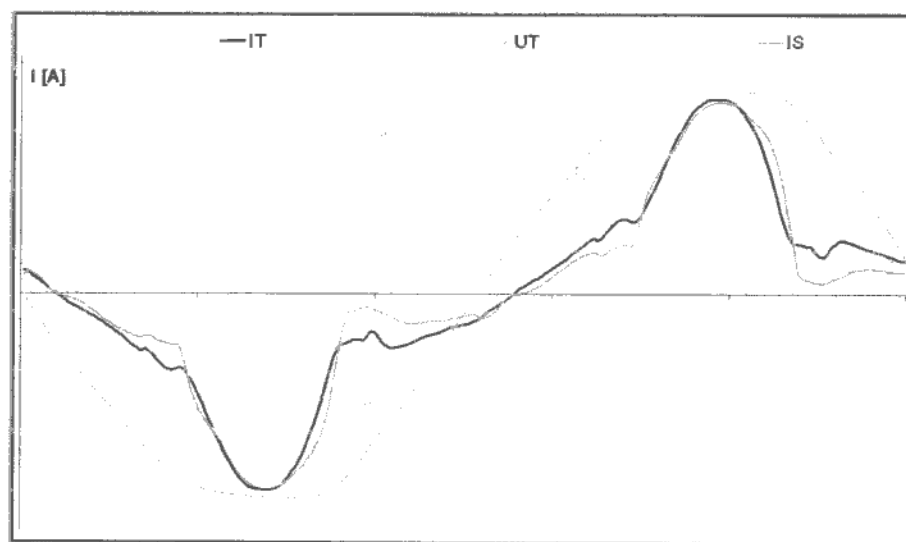


Figura 1. Formas de onda para las corrientes I_S e I_T y tensión U_T .

Puede observarse en la figura 1 la deformación en la señal de tensión causada por las corrientes armónicas. También observando la señales de las corrientes I_S e I_T se puede inferir que las cargas alimentadas por las fases U_S y U_T corresponden a computadoras personales por asemejarse sus formas con las ya presentadas en el capítulo 6, figura 3.

Debemos notar que las diferencias en la formas de las señales de corriente I_S e I_T respecto a las formas observadas capítulos anteriores, se deben a la presencia de otras cargas conectadas en la misma fase, que poseen un comportamiento más cercano al lineal.

Se destaca también, que la amplitud en la señal de tensión fue afectada por un factor de reducción para permitir que ambas señales: tensión y corriente puedan ser observadas simultáneamente, además la señal de corriente I_R no es mostrada por presentar una fuerte deformación en su forma con respecto a las señales indicadas en los capítulos anteriores.

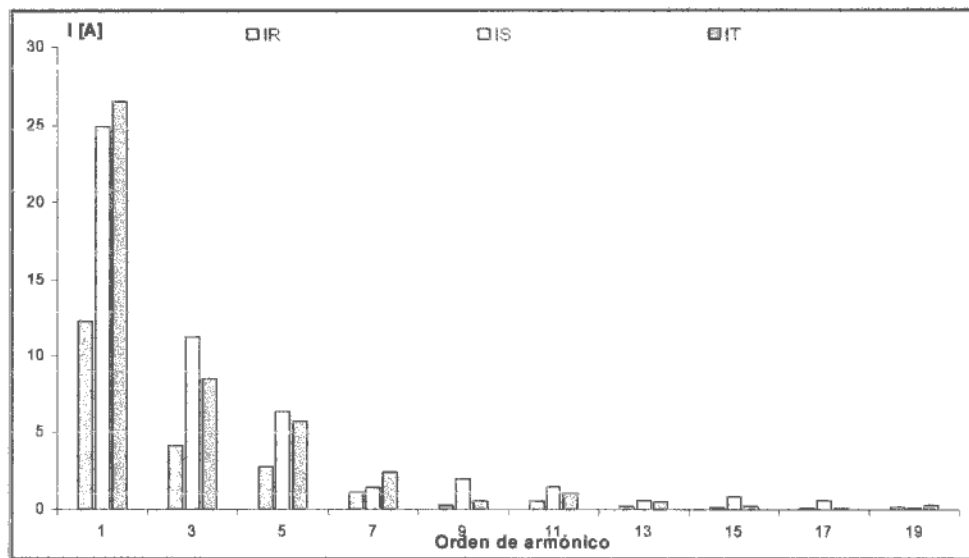


Figura 2. Espectro de las corrientes de fase, I_R , I_S e I_T .

Como se observa en el espectro de frecuencias el sistema trifásico medido presenta un fuerte desequilibrio, consecuencia de una incorrecta repartición de las cargas alimentadas. Esto se manifiesta en la marcada diferencia en la magnitud de la corriente correspondiente a la fase R.

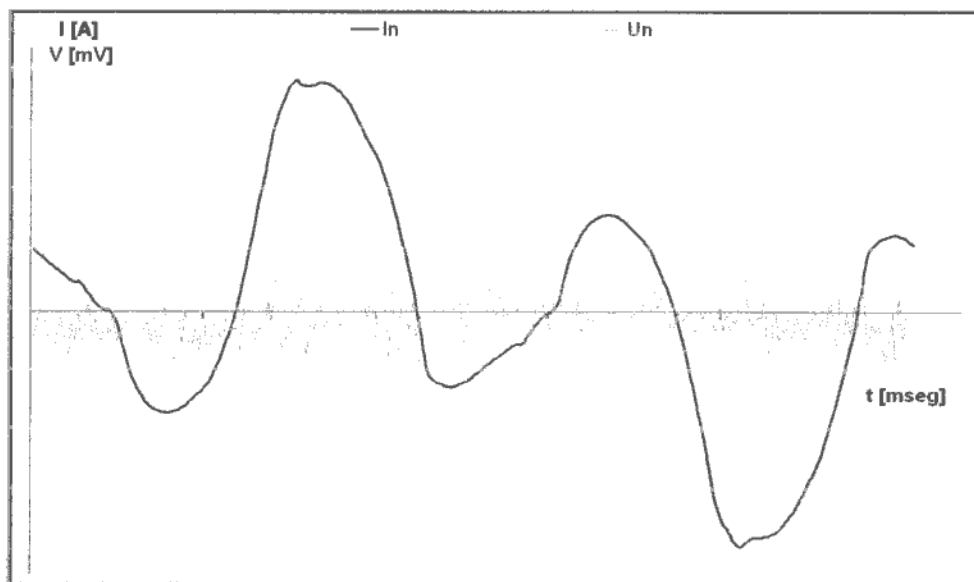


Figura 3. Formas de onda para la corriente de neutro I_n y Tensión de neutro U_n .

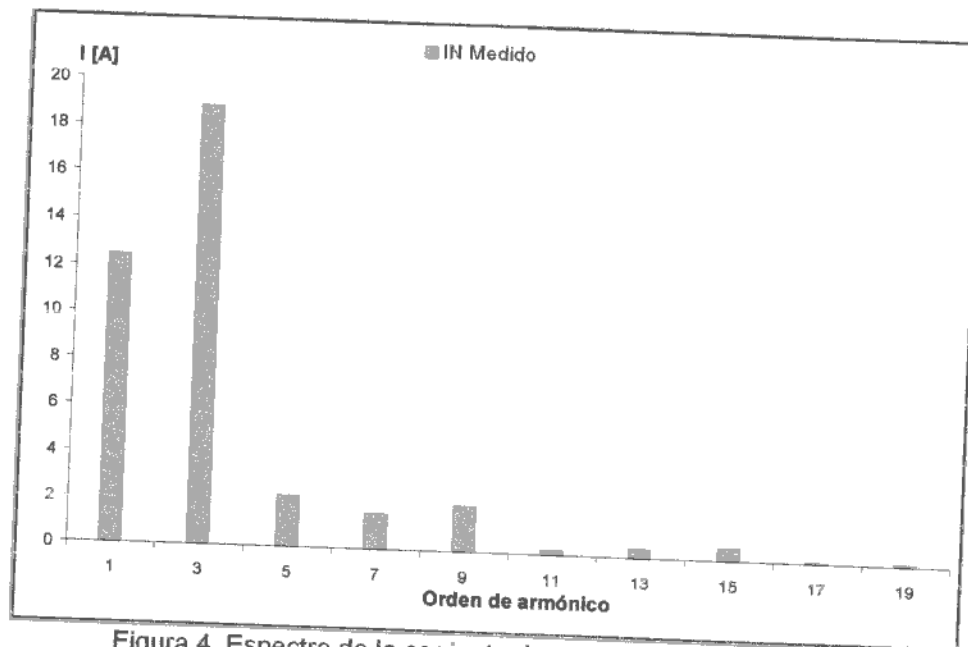


Figura 4. Espectro de la corriente de neutro I_N derivada de la medición.

En la figura 4 se puede observar como el desequilibrio mencionado ocasiona un fuerte componente de frecuencia fundamental en la corriente de neutro, la cual debería ser nula, si se tratara de un sistema trifásico balanceado. Si el sistema trifásico estudiado estuviera balanceado en carga los componentes de la corriente en el conductor de neutro corresponderían a las de secuencia cero (3, 9, 15,...).

7.3 Obtención de la corriente de neutro a través de simulación.

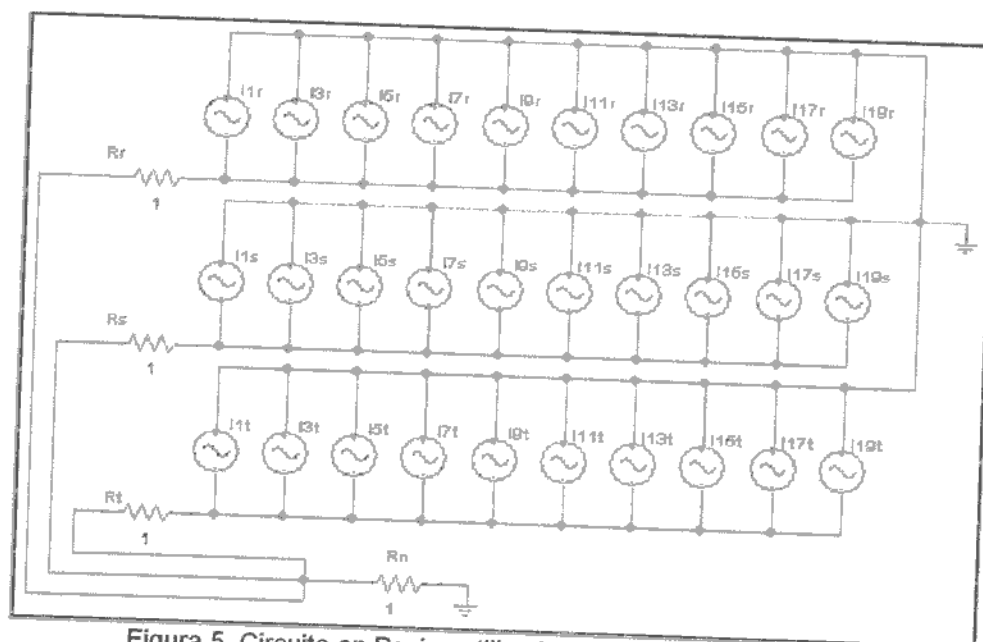


Figura 5. Circuito en Pspice utilizado fuentes de corriente I_{sin} .

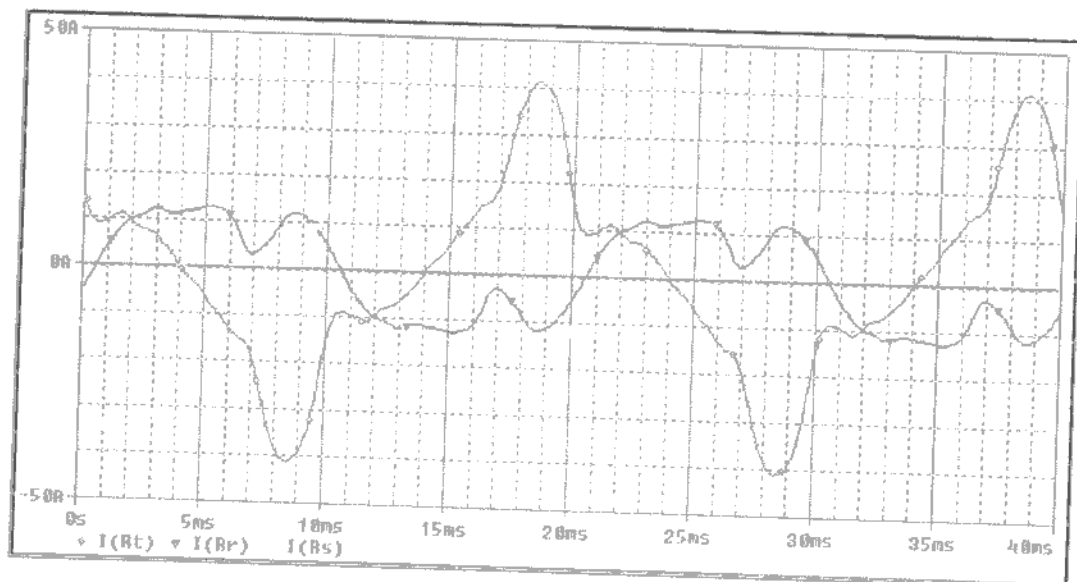


Figura 6. Corrientes de fase I_R ($I(Rr)$), I_S ($I(Rs)$) e I_T ($I(Rt)$).

En la figura 6 se presentan las formas de onda para las señales de corriente de cada una de las fases.

En la misma se muestra la corriente I_R que se había omitido anteriormente, la forma de dicha señal es similar a una onda cuadrada.

Se pudo averiguar que dentro de la sala 1 de computación existen varias UPS, por lo tanto, se podría suponer que las mismas son alimentadas por la Tensión U_R siendo la corriente I_R la demandada por estos equipos, aunque como no hemos realizado mediciones de corriente sobre estos equipos, no podemos asegurar fehacientemente que esto sea así.

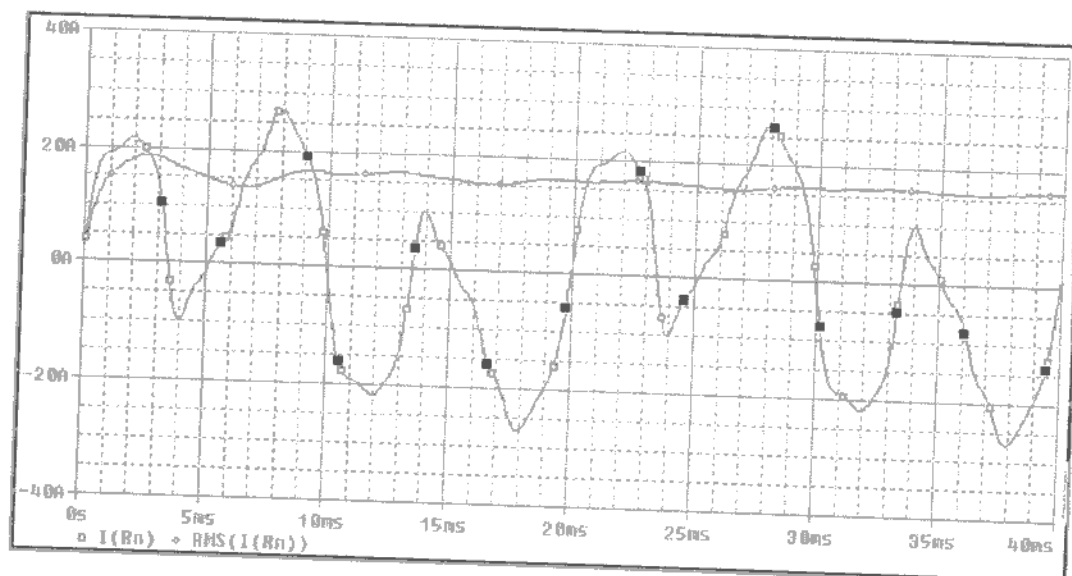


Figura 7. Corriente en el conductor de neutro $I(Rn)$ y su valor eficaz $RMS(I(Rn))$.

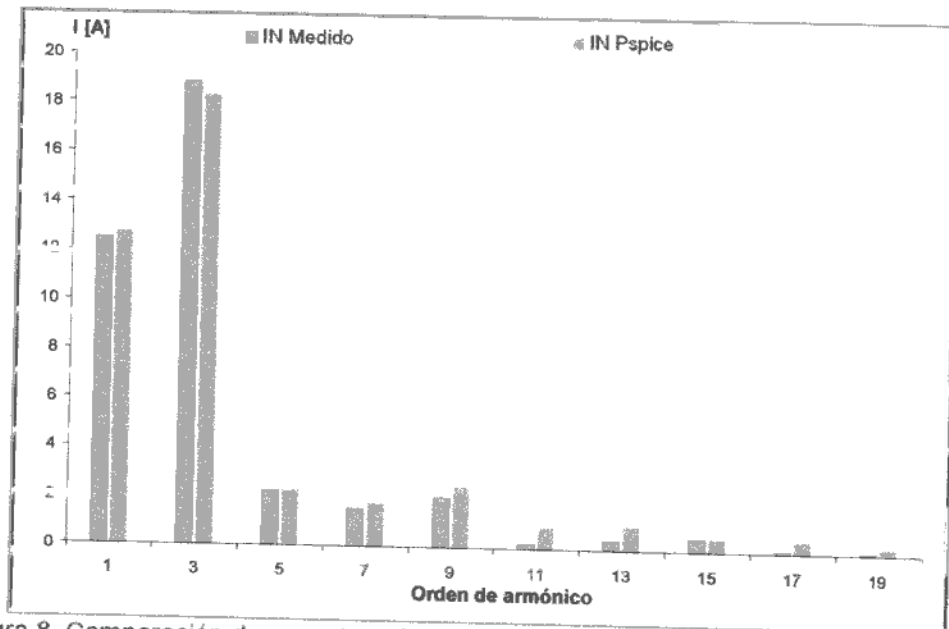


Figura 8. Comparación de espectros de frecuencia de la corriente de neutro para valores medidos y de simulación.

7.4 Cálculo de la corriente en el neutro.

Con los datos surgidos de la experimentación y utilizando las herramientas matemáticas disponibles para el tratado de señales, es importante desarrollar un entendimiento que permita derivar en un modelo matemático.

Este modelo matemático debe integrar las variables más significativas del problema, de una manera clara, que posibilite la predicción de distintos estados.

Utilizando un modelo matemático es posible expresar la corriente en el conductor de neutro en función de la corriente de la fase más cargada (por ejemplo la fase A) [2].

$$\left(\frac{I_n}{I_{f_{aseA}}} \right)_{RMS} = \sqrt{R + [(P + k + 1)^2 - R] \cdot \frac{THD_i^2}{100^2 + THD_i^2}}$$

Donde: $0 \leq P \leq 1$, es la fracción de carga de la fase B respecto a la fase A; $0 \leq k \leq 1$, es la fracción de carga de la fase C respecto a la fase A; THD_i es la distorsión armónica total de corriente y R está dado por la siguiente ecuación:

$$R = \left(\frac{2 - P - k}{2} \right)^2 + 3 \cdot \left(\frac{P - k}{2} \right)^2$$

Con este modelo fue confeccionada una planilla Excel que permite realizar los estudios indicados a continuación:

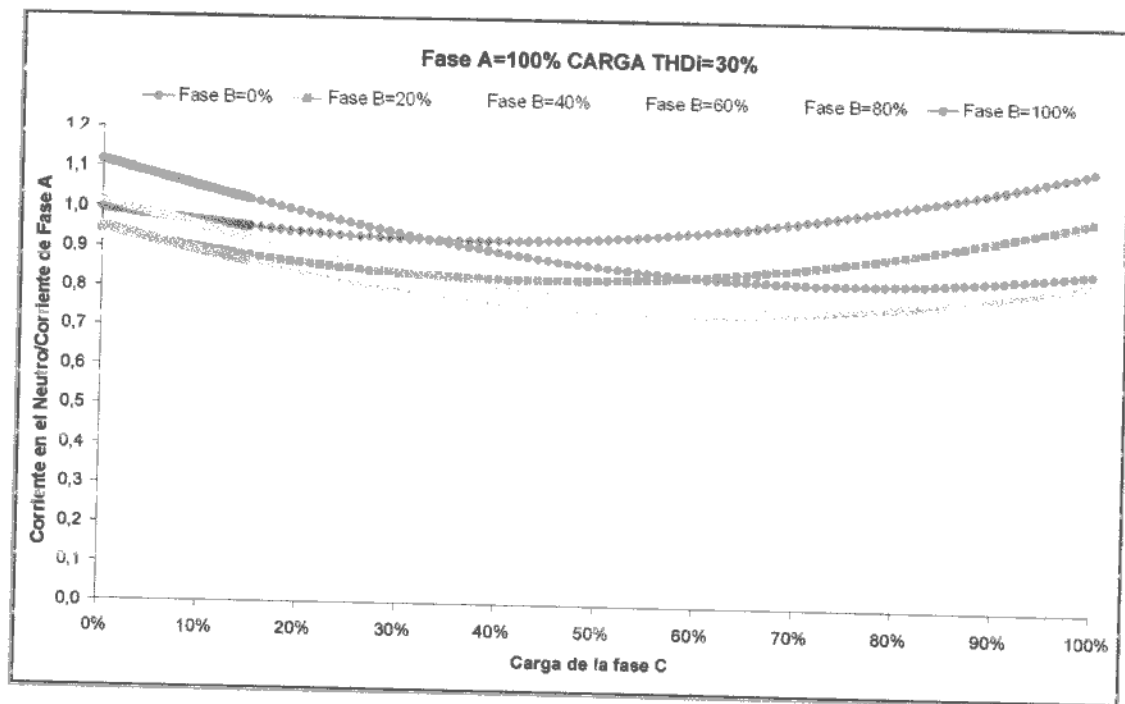


Figura 11. Corriente en el neutro para cargas no lineales con THDi del 30 % en sistemas trifásicos.

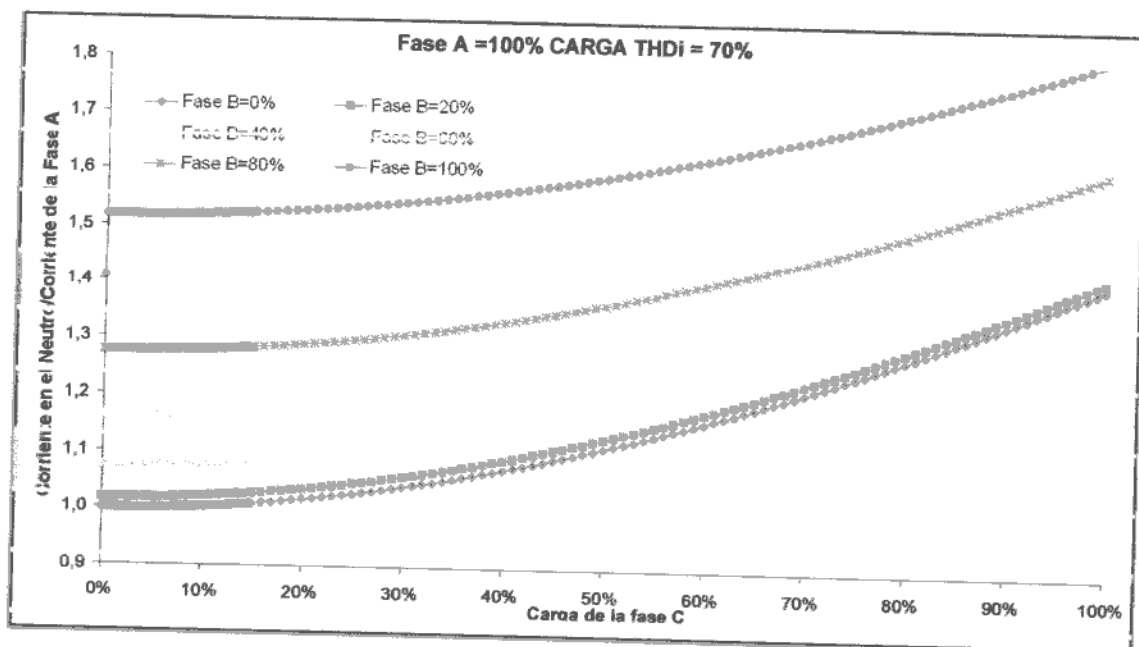


Figura 12. Corriente en el neutro para cargas no lineales con THDi del 70 % en sistemas trifásicos.

La figura 12 muestra que cuando el THDi es mayor o igual a 70%, la corriente de neutro es por lo menos 1 pu y se incrementa a medida que las fases incrementan su carga.

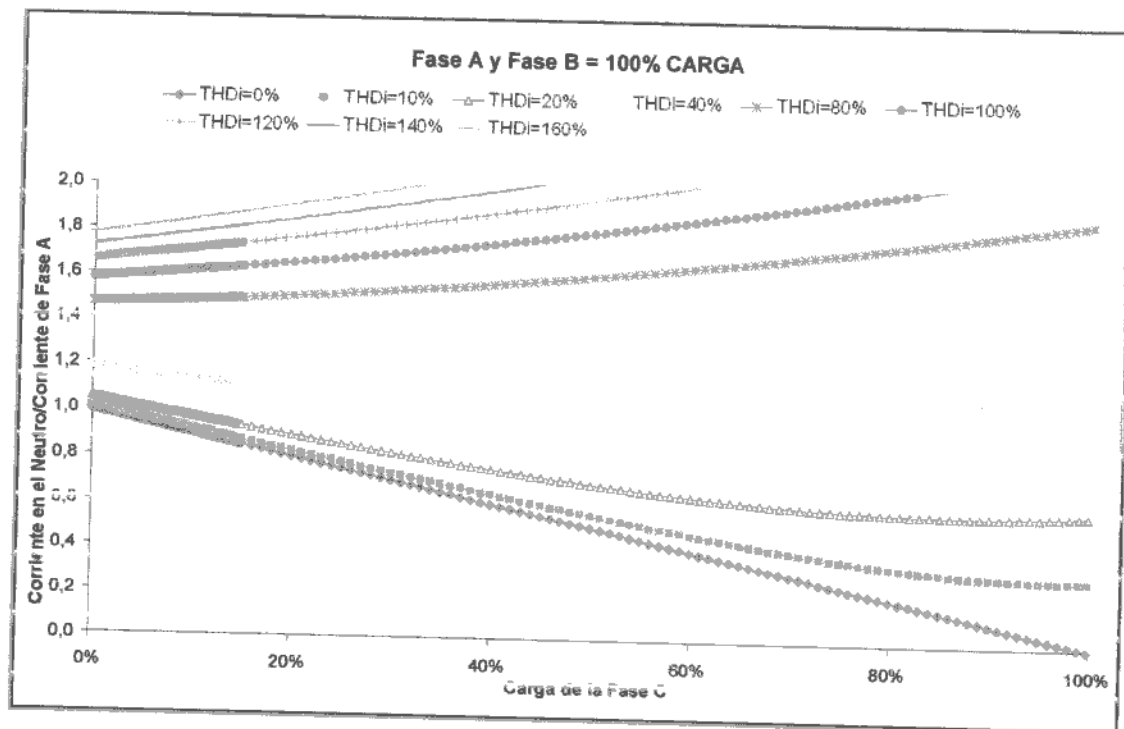


Figura 13. Corriente en el neutro para cargas no lineales teniendo las fases A y B el 100% de carga en sistemas trifásicos.

La figura 13 muestra que cuando dos fases están al 100% de carga y la tercera fase se incrementa, la corriente en el neutro es inferior a 1 pu, para THDi inferiores al 35%.

Para THDi superiores al 35%, la corriente en el neutro es superior a 1 pu.

Referencias Bibliográficas

- [1] Bordaberry, Manrique, Guarás Ventisca, Santamarina, "Regulación de la instalación eléctrica de la Facultad de Ingeniería", Año 2000. Trabajo Final No.89.
- [2] Cadavid, Diego y Gallego, Luis, "Armónicos y problemas de calidad de energía en el conductor de neutro de sistemas trifásicos", Octubre, 2003.

CAPITULO 8

CONCLUSIONES

8.1 Modelización.

La importancia de la realización de un modelo eléctrico del cual se puedan obtener datos confiables, se fundamenta en la predicción del comportamiento de un sistema.

Por medio de esta predicción se obtienen distintas magnitudes, tanto de corrientes, como del nivel de distorsión inyectado al sistema permitiendo, desde adecuados dimensionamientos de elementos hasta el encuadre de valores a las normas del lugar.

Puede destacarse que lo más laborioso es la realización del modelo eléctrico de las cargas bajo estudio, que validen su comportamiento con las respectivas mediciones.

Los modelos eléctricos realizados en este trabajo incluyen LFC y equipos de PC, de los cuales se obtiene su validación, de acuerdo a las mediciones realizadas en el Laboratorio de Medidas de Facultad de Ingeniería. Éstas incluyen formas de onda, espectros de frecuencia, niveles de distorsión, entre otras.

También se comprueba el efecto de diversidad usando LFC, donde el error relativo máximo de THD_i registrado entre valores de simulación y medidos alcanza el 6%.

De otras cargas como tubos fluorescentes con balastos magnéticos y electrónicos, también se relevaron sus comportamientos en el Laboratorio de Medidas, verificándose similitudes respecto a las publicaciones consultadas.

Ambos programas utilizados, tanto Pspice como ATP-Draw manifestaron ser herramientas poderosas y versátiles, en éste caso el Pspice se destacó por la facilidad de su manejo y aptitudes.

La utilización de fuentes de corriente es una alternativa al modelo eléctrico, sin embargo trae como consecuencia una sobreestimación de efectos. Su uso está en función del tiempo disponible, la certeza del tipo de carga conectada y la precisión buscada.

El estudio previo de un proyecto mediante estas herramientas, depende de la envergadura del mismo y del balance costo – beneficio.

8.2 Corriente de Neutro.

La presencia de armónicos en las corrientes de fase, con distintos niveles de distorsión, implica el aumento de la corriente de neutro, aún en condiciones balanceadas.

Los armónicos de secuencia cero son los preponderantes por éste conductor de forma que se registran aumentos de pérdidas por efecto skin, incremento de temperatura, disminución de la capacidad del conductor y presencia de tensión tierra – neutro.

Mediante la experiencia realizada con tres LFC por fase, la corriente de neutro registrada alcanzó 2.48 veces la de fase, con un nivel de THD_v de 5.71%.

Para una simulación de tres PC por fase la corriente de neutro adquirió el valor de 1.71 veces la de fase.

La relación del nivel de distorsión de la corriente de fase con la magnitud de la corriente de neutro manifiesta la necesidad de conocer los niveles de THD_i para una correcta elección de la sección del conductor de neutro.

Para niveles de distorsión inferiores al 10 % de corrientes de fase, la relación de corrientes de neutro y fase no supera el valor de 1 pu, para cualquier situación de desbalanceo.

Si el nivel de THD_i de la fase supera el 70 %, la corriente de neutro se incrementa al 170 % para condiciones balanceadas. Vale decir, que ante tal situación, un mínimo desbalanceo de cargas puede duplicar la corriente de neutro respecto a la de fase.

De esta forma, sumado al correcto balanceo de las cargas interviene también, con gran importancia, los niveles de THD_i presentes en cada fase para el correcto dimensionamiento del conductor de neutro.

8.3 Propuestas para una instalación existente.

- ✓ Cada carga alineal posee características similares en relación a la corriente que absorben. Sin embargo, poseen una dispersión de ángulos de los distintos componentes armónicos.

Valiéndonos de esta dispersión y mediante una adecuada agrupación de cargas con diferentes características (PC, TV, LFC, hornos de microondas, etc.), se potencia el fenómeno de cancelación por diversidad, reduciéndose de esta forma la distorsión provocada.

- ✓ Si bien el estudio de filtros de armónicos escapa el alcance de este trabajo, el conocimiento de los componentes armónicos presentes en un sistema es fundamental para una correcta elección de los mismos.

Los filtros pueden ser pasivos, son los más económicos pero menos flexibles y efectivos. A su vez un inadecuado cálculo o variación de las condiciones del sistema pueden provocar problemas de resonancia.

Los filtros activos producen corrientes armónicas iguales a las de carga, de modo que su trayectoria anule los armónicos del sistema. Tienen como desventaja ser más costosos, consumo propio de potencia y creación de altos niveles de interferencia electromagnética.

- ✓ En instalaciones donde existen problemas con la corriente circulante por el conductor de neutro, un paliativo de fácil realización es la adición de otro conductor de igual sección al existente.

8.4 Cuándo realizar un estudio de armónicos.

Se recomienda la realización de estudios de armónicos si se verifican las siguientes situaciones:

- La potencia de cargas no lineales es importante respecto a la potencia instalada total.
- Aparición de sucesivos problemas operacionales como la destrucción de bancos de capacitores, fusibles, filtros, etc. También la actuación intempestiva de protecciones.
- Problemas en el conductor de neutro por exceso de corriente circulando por el mismo.
- En redes con potencia de cortocircuito bajas que inyectan componentes armónicos en alta proporción.

8.5 Impacto ambiental y económico.

Las externalidades negativas de los armónicos, producto de cargas no lineales, como el aumento de las pérdidas, degradación de materiales y destrucción de equipos, tienen un impacto indirecto en el medio ambiente ya que se ejerce una mayor presión sobre los recursos naturales. Desde minerales como el cobre y aluminio para la producción de conductores, hasta la fabricación de materiales derivados del petróleo.

La distorsión de la forma de onda acarrea consecuencias en la calidad de la energía eléctrica. Muchos equipos electrónicos y otras cargas no lineales generan polución de la tensión por inyección de armónicos. El incremento de estos equipos en los últimos tiempos no fue acompañado con la mejora de su diseño de forma que, además de ser sensibles a la distorsión generan una importante porción de la misma.

Debido al incremento de los costos de la energía eléctrica, se implementaron estudios de eficiencia energética donde las componentes armónicas cumplen un rol importante en la disminución del rendimiento de los sistemas de generación, transporte, distribución y utilización de dicha energía.

En Argentina la matriz de generación está fuertemente influenciada por la generación térmica, siendo ésta una de las más contaminantes. La utilización de combustibles fósiles o derivados produce entre otras cosas la emanación de gases tóxicos a la atmósfera a temperaturas cercanas a los 500°C, contribuyendo de ésta forma al calentamiento global. Es también la de mayor costo de producción, por lo tanto, una baja del rendimiento trae consecuencias desfavorables.

La operación de un equipo eléctrico genera perturbaciones en la instalación eléctrica que lo alimenta y el ambiente que lo rodea. Se puede manifestar en efectos electromagnéticos, ruido acústico, vibración mecánica, calor, etc. Los armónicos pueden crear altos niveles de ruido eléctrico que intervienen con las líneas telefónicas cercanas y telecomunicaciones.

En la actualidad, las emisiones electromagnéticas generadas por instalaciones y aparatos eléctricos son causa de estudios por los efectos nocivos de dichas emisiones.

Los grupos de riesgo mas afectados son los dedicados a tareas de operación y mantenimiento de instalaciones eléctricas. Por ello, desde cualquier punto de vista sanitario o social parece aconsejable reducir las perturbaciones desde su origen. [1]

En relación al incremento de la corriente de neutro, con el consecuente sobredimensionamiento en sistemas contaminados con armónicos derivan en un aumento de materiales, desde el propio conductor hasta las protecciones asociadas. El costo por consiguiente también se incrementa.

La caída de tensión en el conductor aumenta, por lo cual se produce aún una mayor distorsión en la onda de tensión. Además si el sistema de puesta a tierra es del tipo TN-C, las masas de lo diversos equipos se encuentran con la misma tensión provocando perturbaciones, circulación de corrientes por estructuras metálicas de edificios y por lo tanto, creación de campos electromagnéticos. [2]

Referencias Bibliográficas

- [1] Cadavid, Diego y Gallego, Luis, "Armónicos y problemas de calidad de energía en el conductor de neutro de sistemas trifásicos", Octubre, 2003.
- [2] Noriega Stefanova, Ernesto, "Generalidades sobre los armónicos y su influencia en los sistemas de distribución de energía".
Empresa Eléctrica Matanzas, Cuba, Enero 2005.

Anexo A

HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES.**A.1 Historia del EMTP.**

El programa ATP (Alternative Transients Program) es la versión más difundida del programa de Transitorios Electromagnéticos (EMTP). En gran medida, la gran aceptación del ATP se debe a la facilidad de conseguir el programa, sin pago de regalías, y a su compatibilidad con las computadoras más comunes.

El EMTP fue desarrollado en el dominio público en la BPA (Bonneville Power Administration) antes de la iniciativa comercial emprendida en 1984 por la DCG (Grupo de Coordinación de Desarrollo del EMTP, con el cual la BPA no tiene conexión desde que expiró el acuerdo de asociación el último día de 1987) y el EPRI (Instituto de Investigación de Electricidad de Potencia de Palo Alto, California, EUA).

Aunque el trabajo realizado en el EMTP por la BPA continúa en el dominio público por ley de EUA, el ATP no está en el dominio público, se debe suscribir la licencia y su solicitud debe ser oficialmente autorizada, aunque es sin embargo accesible sin cargo.

A.1.1 Alternative Transients Program (ATPDraw).

El ATP es un programa computacional usado para la simulación de fenómenos transitorios como así también el análisis de redes complejas en sistemas eléctricos de potencia. Mediante éste se pueden predecir variables de interés y funciones en el tiempo las cuales se inician por distintos desordenes o interferencias.

Básicamente el programa resuelve ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo a través de la regla trapezoidal de integración.

Se pueden analizar eventos simétricos o asimétricos como fallos en la red, descargas atmosféricas o maniobras sobre interruptores.

Para la realización de redes el ATP posee elementos predeterminados como fuentes, transformadores, resistencias, etc., permitiendo la incorporación de nuevos parámetros a esta librería.

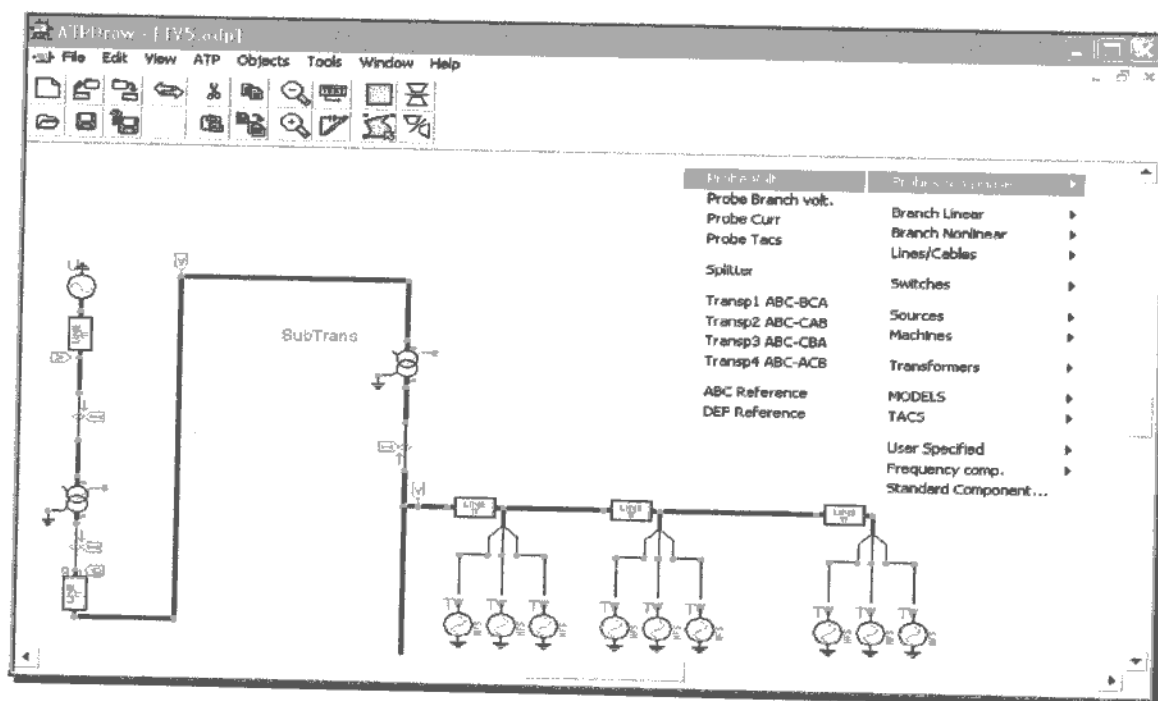


Figura 1. Captura de pantalla del ATPDraw.

El estudio de los armónicos en el dominio de la frecuencia reviste gran importancia en este caso, ya que se obtiene la descomposición de una onda no senoidal (por medio de la integral rápida de Fourier) en armónicas de frecuencia indicando magnitud y ángulo de fase.

MC's PlotXY es el procesador gráfico de ATPDraw, se puede acceder a esta opción mediante el botón izquierdo del mouse sobre el menú descolgable ATP.

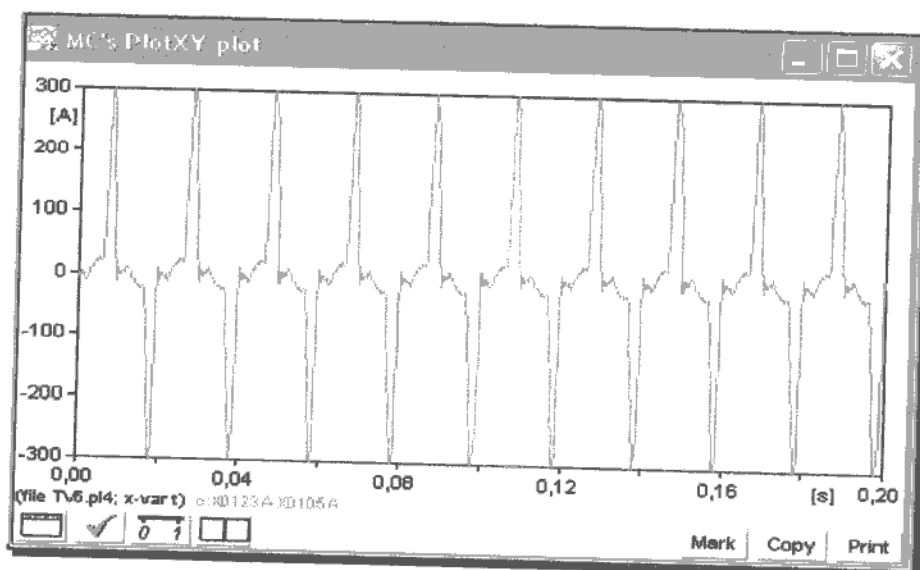


Figura 2. Forma de onda de corriente obtenida con el ATPDraw.

También se obtienen indicadores tales como THD_i , THD_v , FC y otros. La aplicación de nombres a los nodos permite correr el programa puntos del circuito a ser estudiados. A su vez se puede trabajar con distintos circuitos en simultáneo intercambiando información entre ellos.

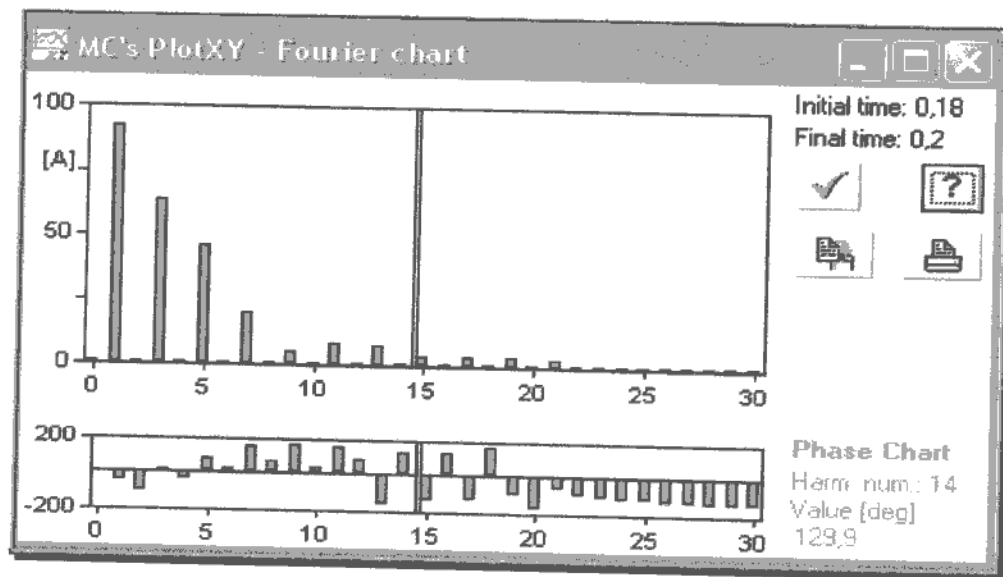


Figura 3. Descomposición armónica de una onda.

Las funciones del entorno Windows como copiar-pegar, importar-exportar archivos, etc., también se encuentran disponibles. Por estas y otras prestaciones el ATP es una gran herramienta para el cálculo, simulación y predicción del comportamiento de redes complejas.

A.2 PSPICE.

A.2.1 Nacimiento y evolución histórica.

El origen del simulador SPICE puede remontarse a hace más de treinta años. A mediados de la década de los 60, IBM desarrolló el programa ECAP, que más tarde serviría como punto de partida para que la Universidad de Berkeley desarrollara el programa CANCER. Hasta principios los años 70 los circuitos electrónicos se analizaban casi exclusivamente de forma manual, mientras que de forma progresiva, la complejidad de éstos iba en aumento.

En ese momento un grupo de la Universidad de Berkeley, tomando como base el programa CANCER, desarrolló la primera versión de SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*), un simulador de propósito general que permitía analizar sobre grandes computadoras y estaciones de trabajo, circuitos analógicos sin necesidad de realizarlos físicamente.

En SPICE el circuito y análisis requerido es descrito en un fichero de texto mediante una serie de comandos y declaraciones. A este fichero se le llama fichero del circuito. La sintaxis de las declaraciones permite dejar parámetros sin especificar con lo que tomarán valores por defecto. El fichero del circuito es leído por SPICE, éste comprueba que no hay errores en las conexiones y sintaxis declaradas, y finalmente hace la simulación.

El éxito alcanzado por el programa, así como su utilización generalizada, ha originado la aparición de numerosas versiones de SPICE.

En 1984 nace de manos de MicroSim Corporation la primera adaptación para ordenadores personales: PSpice. Desde entonces, PSpice ha ido renovándose continuamente. Versiones ampliamente extendidas de PSpice son la 8.0 (última desarrollada por MicroSim) y la 9.1 (primera tras la fusión de OrCAD y MicroSim), hasta llegar a la 9.2, la última en el mercado. Esta revisión del simulador es la primera desde la fusión de Cadence y OrCAD.

A.2.3 Descripción del Pspice.

Pspice incluye varios programas, entre ellos está *Schematics* que es un programa de captura con una interfase directa a otros programas y opciones de Pspice.

Con este programa se pueden realizar varias tareas en un mismo ambiente, entre las que se encuentran.

- Diseño y dibujo de circuitos
- Simulación de circuitos
- Análisis de los resultados simulados usando el visualizador de formas de onda de Pspice.

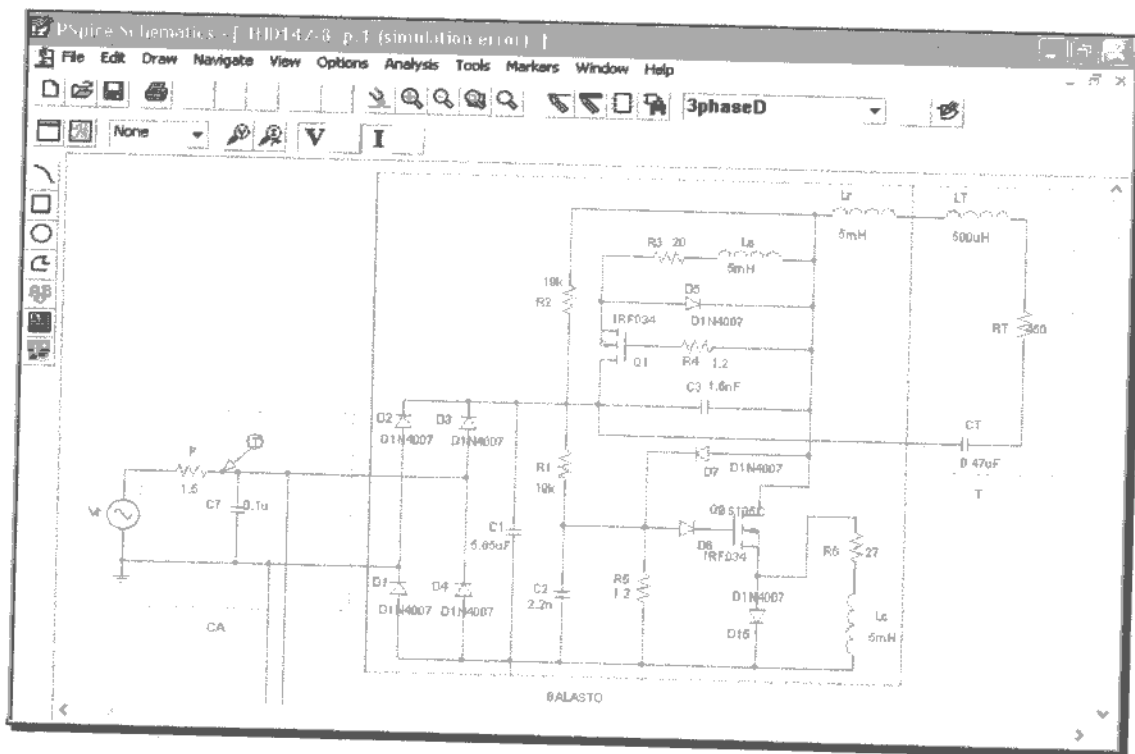


Figura 2. Captura de pantalla del Pspice 9.2.

Un importante requisito para construir un esquema es la disponibilidad de los dispositivos necesarios en forma de símbolos. *Schematics* tiene bibliotecas e incluye un editor de símbolos para circuitos integrados para crear los propios símbolos o modificar los ya existentes.

Después de realizar la simulación, Pspice grafica a través del modulo PROBE las formas de onda de los resultados, de manera que se pueden visualizar los resultados del comportamiento del circuito y determinar la validez del diseño. Así como manipular interactivamente los datos de las señales producidos por la simulación.

Usa gráficas de alta resolución para poder ver los resultados de una simulación tanto en pantalla como en impresión. En la pantalla, las formas de onda aparecen como gráficas desplegadas a modo de un osciloscopio de software.

La ejecución de una simulación con Pspice corresponde a construir o cambiar diseños eléctricos y analizar las formas de onda como si se tuviera un osciloscopio, de manera que se lleva a cabo un proceso iterativo hasta lograr el refinamiento del diseño.

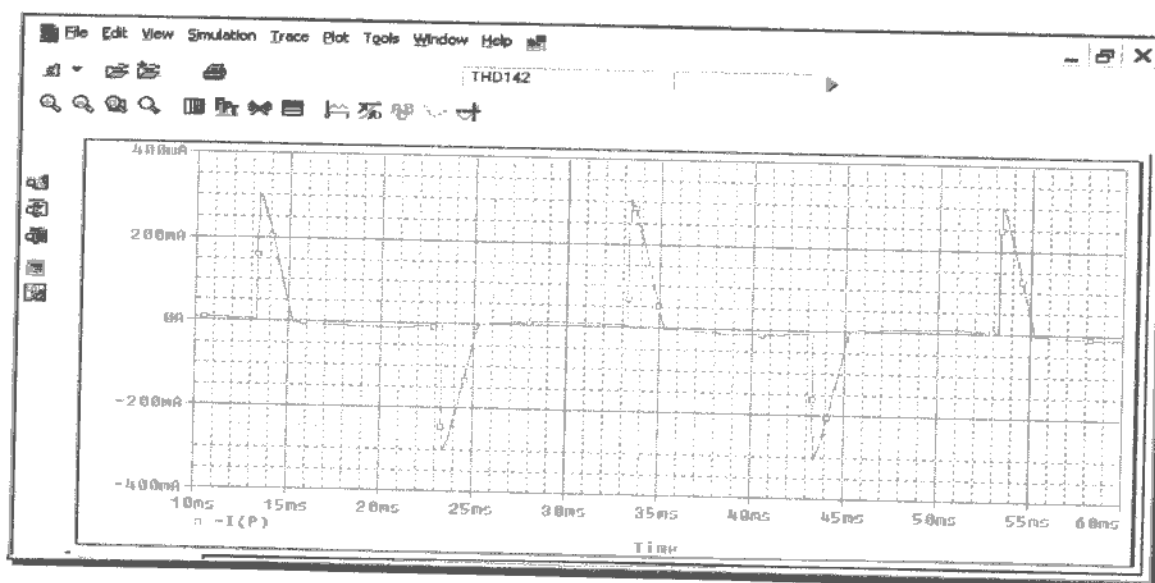


Figura 3. Simulación de una LFC.

El análisis de las formas de onda permite:

- Ver los resultados de la simulación en múltiples ventanas.
- Comparar los resultados.
- Graficar tensiones, corrientes y ruidos de datos.
- Graficar las transformadas de Fourier de tensiones y corrientes.
- Realizar operaciones matemáticas complejas requeridas en las mediciones.
- Graficar formas de onda analógicas y digitales de manera simultánea con una base de tiempo común.

A.2.4 Datos de salida pertenecientes al capítulo 5.

El siguiente es el archivo de salida dado por Pspice luego de completada la simulación.

El archivo corresponde a la simulación de un circuito monofásico con seis LFC conectadas en paralelo y es uno de los ocho utilizados para completar los datos de THDi y THDv de la tabla 1, página 44.

**** 12/03/06 17:13:24 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

* C:\Program Files\Orcad\PSpice\Schematics_Samples\modelado LFC\lam\Nueva
carpeta\Curva thd6.sch

**** CIRCUIT DESCRIPTION

* Schematics Version 9.2

* Thu Nov 16 18:39:39 2006

** Analysis setup **

.tran 10us 120ms 0 25us SKIPBP

.four 50 19 I(R_P) V([N_0103])

* From [PSPICE NETLIST] section of C:\Program Files\Orcad\PSpice\PSpice.ini:
.lib "nom.lib"

.INC "Curva thd6.net"

**** INCLUDING "Curva thd6.net" ****

* Schematics Netlist *

```

D_D5      $N_0001 $N_0002 D1N4007
D_D15     $N_0003 $N_0004 D1N4007
  R_R3     $N_0001 $N_0005 20
  R_R5     $N_0004 $N_0006 1.2
M_Q1      $N_0008 $N_0007 $N_0001 $N_0001 IRF034
  C_C3     $N_0008 $N_0002 1.5nF
  R_R4     $N_0002 $N_0007 1.2
  C_C2     $N_0004 $N_0006 2.2n
  R_R1     $N_0006 $N_0008 21k
M_Q2      $N_0002 $N_0009 $N_0003 $N_0003 IRF034
  D_D6     $N_0006 $N_0009 DS135C
  R_R6     $N_0010 $N_0003 27
  L_Lr     $N_0002 $N_0011 5mH
  R_R2     $N_0008 $N_0002 21k
  L_Lc     $N_0004 $N_0010 5mH
  L_La     $N_0005 $N_0002 5mH
  C_C1     $N_0004 $N_0008 5.6uF
D_D7      $N_0002 $N_0006 D1N4007
  L_Lt     $N_0011 $N_0012 50uH
  R_Rt     $N_0013 $N_0012 0.1
  C_Ct     $N_0013 $N_0012 0.1u
  C_Ct1    $N_0008 $N_0013 1.25uF
  R_R12    $N_0015 $N_0014 21k
  C_C22    $N_0016 $N_0015 2.2n
  R_R22    $N_0014 $N_0017 21k
  R_R32    $N_0019 $N_0018 20
  L_La2    $N_0018 $N_0017 5mH

```

```

D_D52      $N_0019 $N_0017 D1N4007
M_Q12      $N_0014 $N_0020 $N_0019 $N_0019 IRF034
R_R42      $N_0017 $N_0020 1.2
C_C32      $N_0014 $N_0017 1.5nF
L_Lr2      $N_0017 $N_0021 5mH
R_Rt2      $N_0023 $N_0022 1.2k
C_Ct2      $N_0023 $N_0022 10u
C_Ct12     $N_0014 $N_0023 1.5n
R_R52      $N_0016 $N_0015 1.2
D_D62      $N_0015 $N_0024 DS135C
D_D72      $N_0017 $N_0015 D1N4007
M_Q22      $N_0017 $N_0024 $N_0025 $N_0025 IRF034
D_D152     $N_0025 $N_0016 D1N4007
L_Lc2      $N_0016 $N_0026 5mH
R_R62      $N_0026 $N_0025 27
L_Lt2      $N_0021 $N_0022 550u
R_R13      $N_0028 $N_0027 21k
C_C13      $N_0029 $N_0027 5.6uF
C_C23      $N_0029 $N_0028 2.2n
R_R23      $N_0027 $N_0030 21k
R_R33      $N_0032 $N_0031 20
L_La3      $N_0031 $N_0030 5mH
D_D53      $N_0032 $N_0030 D1N4007
M_Q13      $N_0027 $N_0033 $N_0032 $N_0032 IRF034
R_R43      $N_0030 $N_0033 1.2
C_C33      $N_0027 $N_0030 1.5nF
L_Lr3      $N_0030 $N_0034 5mH
D_D73      $N_0030 $N_0028 D1N4007
D_D63      $N_0028 $N_0035 DS135C
R_R53      $N_0029 $N_0028 1.2
M_Q23      $N_0030 $N_0035 $N_0036 $N_0036 IRF034
D_D153     $N_0036 $N_0029 D1N4007
R_R63      $N_0037 $N_0036 27
L_Lc3      $N_0029 $N_0037 5mH
L_Lt3      $N_0034 $N_0038 500uH
C_Ct13     $N_0027 $N_0039 1uF
R_Rt3      $N_0039 $N_0038 600
C_Ct3      $N_0039 $N_0038 90u
D_D4       $N_0004 $N_0040 D1N4007
D_D3       $N_0040 $N_0008 D1N4007
D_D42      $N_0016 $N_0041 D1N4007
D_D32      $N_0041 $N_0014 D1N4007
D_D33      $N_0042 $N_0027 D1N4007
D_D43      $N_0029 $N_0042 D1N4007
C_C14      $N_0043 $N_0044 5.6uF
R_R14      $N_0045 $N_0044 21k
C_C24      $N_0043 $N_0045 2.2n
R_R24      $N_0044 $N_0046 21k
L_La4      $N_0047 $N_0046 5mH
R_R34      $N_0048 $N_0047 20
D_D54      $N_0048 $N_0046 D1N4007
R_R44      $N_0046 $N_0049 1.2
M_Q14      $N_0044 $N_0049 $N_0048 $N_0048 IRF034
C_C34      $N_0044 $N_0046 1.5nF
L_Lr4      $N_0046 $N_0050 5mH
L_Lt4      $N_0050 $N_0051 50uH
R_Rt4      $N_0052 $N_0051 0.1
C_Ct4      $N_0052 $N_0051 0.1u
C_Ct14     $N_0044 $N_0052 1.25uF
D_D74      $N_0046 $N_0045 D1N4007

```



```

R_R54      $N_0043 $N_0045 1.2
D_D64      $N_0045 $N_0053 DS135C
M_Q24      $N_0046 $N_0053 $N_0054 $N_0054 IRF034
R_R64      $N_0055 $N_0054 27
L_Lc4      $N_0043 $N_0055 5mH
D_D154     $N_0054 $N_0043 D1N4007
D_D34      $N_0056 $N_0044 D1N4007
D_D44      $N_0043 $N_0056 D1N4007
C_C15      $N_0057 $N_0058 5.6uF
R_R15      $N_0059 $N_0058 21k
C_C25      $N_0057 $N_0059 2.2n
R_R25      $N_0058 $N_0060 21k
R_R35      $N_0062 $N_0061 20
L_La5      $N_0061 $N_0060 5mH
D_D55      $N_0062 $N_0060 D1N4007
M_Q15      $N_0058 $N_0063 $N_0062 $N_0062 IRF034
C_C35      $N_0058 $N_0060 1.5nF
R_R45      $N_0060 $N_0063 1.2
D_D75      $N_0060 $N_0059 D1N4007
L_Lr5      $N_0060 $N_0064 5mH
L_Lt5      $N_0064 $N_0065 50uH
R_Rt5      $N_0066 $N_0065 0.1
C_Ct5      $N_0066 $N_0065 0.1u
C_Ct15     $N_0058 $N_0066 1.25uF
R_R65      $N_0068 $N_0067 27
L_Lc5      $N_0057 $N_0068 5mH
M_Q25      $N_0060 $N_0069 $N_0067 $N_0067 IRF034
D_D155     $N_0067 $N_0057 D1N4007
D_D65      $N_0059 $N_0069 DS135C
R_R55      $N_0057 $N_0059 1.2
D_D35      $N_0070 $N_0058 D1N4007
D_D45      $N_0057 $N_0070 D1N4007
L_Lr6      $N_0071 $N_0072 5mH
R_R36      $N_0074 $N_0073 20
L_La6      $N_0073 $N_0071 5mH
C_Ct6      $N_0075 $N_0076 1.25uF
C_Ct6      $N_0076 $N_0077 2u
R_Rt6      $N_0076 $N_0077 125
L_Lt6      $N_0072 $N_0077 275uH
D_D13      $N_0029 $N_0078 D1N4007
D_D23      $N_0078 $N_0027 D1N4007
D_D2       $N_0079 $N_0008 D1N4007
D_D12      $N_0016 $N_0080 D1N4007
D_D22      $N_0080 $N_0014 D1N4007
D_D14      $N_0043 $N_0081 D1N4007
D_D24      $N_0081 $N_0044 D1N4007
D_D158     $N_0057 $N_0082 D1N4007
D_D25      $N_0082 $N_0058 D1N4007
D_D26      $N_0083 $N_0075 D1N4007
D_D16      $N_0084 $N_0083 D1N4007
C_C16      $N_0084 $N_0075 5.65uF
R_R16      $N_0085 $N_0075 19k
C_C26      $N_0084 $N_0085 2.2n
R_R26      $N_0075 $N_0071 19k
M_Q16      $N_0075 $N_0086 $N_0074 $N_0074 IRF034
R_R46      $N_0071 $N_0086 1.2
D_D56      $N_0074 $N_0071 D1N4007
C_C36      $N_0075 $N_0071 1.5nF
D_D76      $N_0071 $N_0085 D1N4007
D_D66      $N_0085 $N_0087 DS135C

```

```

M_Q26      $N_0071 $N_0087 $N_0088 $N_0088 IRF034
           R_R56      $N_0084 $N_0085 1.2
           R_R66      $N_0089 $N_0088 27
           L_Lc6      $N_0084 $N_0089 5mH
           D_D36      $N_0090 $N_0075 D1N4007
           D_D46      $N_0084 $N_0090 D1N4007
           D_D156     $N_0088 $N_0084 D1N4007
           V_Vr       $N_0091 0 DC 0 AC 0
               +SIN 0 311 50 0 0 0
           R_Rfn2     $N_0093 $N_0092 58m
           R_Rf2      $N_0095 $N_0094 58m
           R_Rfn      $N_0093 $N_0096 58m
           R_Rfn1     $N_0093 $N_0097 58m
           R_Rf       $N_0095 $N_0098 58m
           R_Rf1      $N_0095 $N_0099 58m
           R_Rf3      $N_0095 $N_0100 58m
           R_Rfn3     $N_0093 $N_0101 58m
           R_Rnn      0 $N_0102 20m
           L_L6       $N_0103 $N_0095 10mH
           L_Lnn      $N_0102 $N_0093 10mH
           R_P        $N_0091 $N_0103 20m
           R_Rf4      $N_0095 $N_0104 58m
           R_Rfn4     $N_0093 $N_0105 58m
           L_Lf       $N_0098 $N_0040 3.2uH
           D_D1       $N_0004 $N_0079 D1N4007
           L_Lfn      $N_0096 $N_0079 3.2uH
           L_Lf1      $N_0099 $N_0041 3.2uH
           L_Lfn1     $N_0097 $N_0080 3.2uH
           L_Lf2      $N_0094 $N_0042 3.2uH
           L_Lfn2     $N_0092 $N_0078 3.2uH
           L_Lf3      $N_0100 $N_0056 3.2uH
           L_Lfn3     $N_0101 $N_0081 3.2uH
           L_Lf4      $N_0104 $N_0070 3.2uH
           L_Lfn4     $N_0105 $N_0082 3.2uH
           R_Rf5      $N_0095 $N_0106 58m
           L_Lf5      $N_0106 $N_0090 3.2uH
           R_Rfn5     $N_0093 $N_0107 58m
           L_Lfn5     $N_0107 $N_0083 3.2uH
           C_C121     $N_0016 $N_0014 5.6uF
           C_CC       $N_0093 $N_0095 0.19u

```

```

**** RESUMING "Curva thd6.cir" ****
.PROBE V(*) I(*) W(*) D(*) NOISE(*)

```

```

.END

```

**** 12/03/06 17:13:24 **** PSpice 9.2 (Mar 2000) **** ID# 1 ****

* C:\Program Files\OrCAD\PSpice\Schematics_Samples\modelado LFC\lam\Nueva carpeta\Curva thd6.sch

**** Diode MODEL PARAMETERS

	D1N4007	DS135C	D1N4001
IS	14.110000E-09	1.331000E-09	14.110000E-09
N	1.984	1.595	1.984
ISR		1.232000E-06	
IKF	94.81		94.81
BV	1.500000E+03	400	75
IBV	10.000000E-06	100.000000E-06	10.000000E-06
RS	.03389	.02986	.03389
TT	5.700000E-06	5.000000E-09	5.700000E-06
CJO	25.890000E-12	1.000000E-12	25.890000E-12
VJ	.3245	.75	.3245
M	.44	.3333	.44

**** 12/03/06 17:13:24 **** PSpice 9.2 (Mar 2000) **** ID# 1 ****

* C:\Program Files\OrCAD\PSpice\Schematics_Samples\modelado LFC\lam\Nueva carpeta\Curva thd6.sch

**** MOSFET MODEL PARAMETERS

IRF034
NMOS
LEVEL 3
L 2.000000E-06
W 1.3
VTO 3.441
KP 21.500000E-06
GAMMA 0
PHI .6
LAMBDA 0
RD 1.139000E-03
RS .03169
RG 8.548
RDS 266.700000E+03
IS 184.500000E-15
JS 0
PB .8
PBSW .8
CBD 2.857000E-09
CJ 0
CJSW 0
TT 365.000000E-09
CGSO 579.000000E-12
CGDO 456.300000E-12
CGBO 0
TOX 100.000000E-09
XJ 0
UCRIT 10.000000E+03
DELTA 0

ETA 0
 DIOMOD 1
 VFB 0
 LETA 0
 WETA 0
 U0 0
 TEMP 0
 VDD 0
 XPART 0

**** 12/03/06 17:13:24 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

* C:\Program Files\OrCAD\PSpice\Schematics_Samples\modelado LFC\lam\Nueva
 carpeta\Curva thd6.sch

**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_P)

DC COMPONENT = -1.502090E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	3.534E-01	1.000E+00	-3.092E+00	0.000E+00
2	1.000E+02	2.770E-02	7.838E-02	8.722E+01	9.341E+01
3	1.500E+02	3.108E-01	8.794E-01	1.613E+02	1.705E+02
4	2.000E+02	2.126E-02	6.015E-02	-9.589E+01	-8.352E+01
5	2.500E+02	2.363E-01	6.686E-01	-3.307E+01	-1.761E+01
6	3.000E+02	1.306E-02	3.694E-02	7.965E+01	9.820E+01
7	3.500E+02	1.528E-01	4.322E-01	1.289E+02	1.505E+02
8	4.000E+02	5.622E-03	1.591E-02	-1.094E+02	-8.462E+01
9	4.500E+02	8.172E-02	2.312E-01	-7.773E+01	-4.990E+01
10	5.000E+02	1.151E-03	3.258E-03	1.675E+01	4.768E+01
11	5.500E+02	3.875E-02	1.096E-01	5.457E+01	8.859E+01
12	6.000E+02	1.777E-03	5.027E-03	9.678E+01	1.339E+02
13	6.500E+02	2.735E-02	7.740E-02	1.672E+02	2.074E+02
14	7.000E+02	1.395E-03	3.947E-03	-1.018E+02	-5.852E+01
15	7.500E+02	2.482E-02	7.024E-02	-6.388E+01	-1.750E+01
16	8.000E+02	4.326E-04	1.224E-03	6.697E+00	5.618E+01
17	8.500E+02	1.928E-02	5.455E-02	7.063E+01	1.232E+02
18	9.000E+02	9.148E-04	2.588E-03	1.102E+02	1.659E+02
19	9.500E+02	1.379E-02	3.902E-02	-1.633E+02	-1.046E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.224553E+02 PERCENT

**** 12/03/06 17:13:24 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

* C:\Program Files\OrCAD\PSpice\Schematics_Samples\modelado LFC\lam\Nueva
 carpeta\Curva thd6.sch

**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(\$N_0103)

DC COMPONENT = -7.917247E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	3.110E+02	1.000E+00	-7.271E-06	0.000E+00
2	1.000E+02	3.656E-04	1.175E-06	-8.834E-01	-8.833E-01
3	1.500E+02	5.774E-03	1.857E-05	-9.705E+00	-9.705E+00
4	2.000E+02	7.053E-04	2.268E-06	1.472E+02	1.472E+02
5	2.500E+02	4.409E-03	1.418E-05	1.602E+02	1.602E+02
6	3.000E+02	9.370E-04	3.013E-06	-4.951E+01	-4.951E+01
7	3.500E+02	2.893E-03	9.304E-06	-3.654E+01	-3.654E+01
8	4.000E+02	8.897E-04	2.861E-06	1.209E+02	1.209E+02
9	4.500E+02	1.674E-03	5.384E-06	1.153E+02	1.153E+02
10	5.000E+02	5.210E-04	1.675E-06	-6.348E+01	-6.348E+01
11	5.500E+02	9.729E-04	3.128E-06	-1.108E+02	-1.108E+02
12	6.000E+02	4.376E-05	1.407E-07	1.715E+02	1.715E+02
13	6.500E+02	6.952E-04	2.236E-06	1.001E+01	1.001E+01
14	7.000E+02	3.721E-04	1.197E-06	9.504E+01	9.504E+01
15	7.500E+02	6.665E-04	2.143E-06	1.324E+02	1.324E+02
16	8.000E+02	4.612E-04	1.483E-06	-8.571E+01	-8.571E+01
17	8.500E+02	6.441E-04	2.071E-06	-8.839E+01	-8.839E+01
18	9.000E+02	2.647E-04	8.512E-07	9.063E+01	9.063E+01
19	9.500E+02	4.369E-04	1.405E-06	5.371E+01	5.371E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.679225E-03 PERCENT

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME 27.16

Datos de salida del modelo de PC realizado en Pspice:

*** 12/06/06 09:30:10 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

**** CIRCUIT DESCRIPTION

* Schematics Version 9.2
 * Wed Dec 06 09:30:04 2006

** Analysis setup **.tran/OP 20us 120ms 5m 10us
 .four 50 25 I(R_P)
 .STMLIB "PC.stl"

* From [PSPICE NETLIST] section of C:\Program Files\Orcad\PSpice\PSpice.ini:
 .lib "nom.lib"

.INC "PC_2.net"

**** INCLUDING PC_2.net ****
 * Schematics Netlist *

```

R_P      $N_0002 $N_0001 52m
V_Vr     $N_0002 0 DC 0 AC 0
          +SIN 0 311 50 0 0 0
R_Pn     0 $N_0003 72m
D_D1     $N_0004 $N_0005 D1N4007
C_C7     $N_0006 $N_0007 0.5n
C_C10    $N_0004 $N_0008 20u
R_R9     $N_0004 $N_0008 750
C_C11    $N_0004 $N_0008 5u
L_L5     $N_0009 $N_0008 35mH
D_D3     $N_0006 $N_0010 D1N4007
D_D2     $N_0005 $N_0010 D1N4007
R_R11    $N_0010 $N_0009 25
L_L12    $N_0003 $N_0006 5uH
D_D4     $N_0004 $N_0006 D1N4007
R_R12    $N_0007 $N_0011 2
L_L9     $N_0011 $N_0005 400uH
L_L3     $N_0001 $N_0007 8.5uH

```

```

**** RESUMING PC_2.cir ****
.PROBE V(*) I(*) W(*) D(*) NOISE(*)

```

```

.END

```

```

**** 12/06/06 09:30:10 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

```

```

* C:\Documents and Settings\SMis documentos\LUIS\ARMONICOS\SPICE-
  PROYECTO\PC+MONITOR\PC_2.sch

```

```

**** Diode MODEL PARAMETERS

```

```

*****

```

	D1N4007	D1N4001
IS	14.110000E-09	14.110000E-09
N	1.984	1.984
IKF	94.81	94.81
BV	1.500000E+03	75
IBV	10.000000E-06	10.000000E-06
RS	.03389	.03389
TT	5.700000E-06	5.700000E-06
CJO	25.890000E-12	25.890000E-12
VJ	.3245	.3245
M	.44	.44

```

**** 12/06/06 09:30:10 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

```

```

* C:\Documents and Settings\SMis documentos\LUIS\ARMONICOS\SPICE-
  PROYECTO\PC+MONITOR\PC_2.sch

```

```

**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION    TEMPERATURE = 27.000 DEG C

```

```

*****
NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
      ($N_0001) 0.0000      ($N_0002) 0.0000
      ($N_0003) 0.0000      ($N_0004) 2.558E-18
      ($N_0005) 0.0000      ($N_0006) 0.0000
      ($N_0007) 0.0000      ($N_0008) 2.558E-18
      ($N_0009) 2.558E-18    ($N_0010) 2.558E-18
                        ($N_0011) 0.0000

```

```

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT

```

```

V_Vr      0.000E+00

```

```

TOTAL POWER DISSIPATION 0.00E+00 WATTS

```

```

**** 12/06/06 09:30:10 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

```

```

* C:\Documents and Settings\SMis documentos\LUIS\ARMONICOS\SPICE-
  PROYECTO\PC+MONITOR\PC_2.sch

```

```

**** OPERATING POINT INFORMATION  TEMPERATURE = 27.000 DEG C

```

```

*****

```

```

**** DIODES

```

	NAME	D_D1	D_D3	D_D2	D_D4
MODEL		D1N4007	D1N4007	D1N4007	D1N4007
ID		2.56E-30	-2.56E-30	-2.56E-30	2.56E-30
VD		2.56E-18	-2.56E-18	-2.56E-18	2.56E-18
REQ		3.64E+06	3.64E+06	3.64E+06	3.64E+06
CAP		2.75E-11	2.75E-11	2.75E-11	2.75E-11

```

**** 12/06/06 09:30:10 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****

```

```

* C:\Documents and Settings\SMis documentos\LUIS\ARMONICOS\SPICE-
  PROYECTO\PC+MONITOR\PC_2.sch

```

```

**** FOURIER ANALYSIS  TEMPERATURE = 27.000 DEG C

```

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_P)

DC COMPONENT = -1.597266E-06

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	6.805E-01	1.000E+00	3.077E+00	0.000E+00
2	1.000E+02	4.074E-06	5.987E-06	8.795E+00	2.640E+00
3	1.500E+02	5.131E-01	7.540E-01	-1.711E+02	-1.803E+02
4	2.000E+02	5.943E-06	8.733E-06	1.364E+02	1.241E+02
5	2.500E+02	2.704E-01	3.974E-01	1.362E+01	-1.765E+00
6	3.000E+02	5.482E-06	8.056E-06	-8.446E+01	-1.029E+02
7	3.500E+02	6.963E-02	1.023E-01	-1.679E+02	-1.895E+02
8	4.000E+02	3.972E-06	5.838E-06	2.525E+01	6.287E-01
9	4.500E+02	2.825E-02	4.151E-02	-1.384E+02	-1.661E+02
10	5.000E+02	5.061E-06	7.438E-06	1.386E+02	1.078E+02
11	5.500E+02	3.218E-02	4.729E-02	2.920E+01	-4.648E+00
12	6.000E+02	4.653E-06	6.838E-06	-9.343E+01	-1.304E+02
13	6.500E+02	8.471E-03	1.245E-02	1.493E+02	1.093E+02
14	7.000E+02	4.487E-06	6.595E-06	1.577E+01	-2.732E+01
15	7.500E+02	1.455E-02	2.138E-02	-1.148E+02	-1.610E+02
16	8.000E+02	4.990E-06	7.334E-06	1.393E+02	9.003E+01
17	8.500E+02	8.637E-03	1.269E-02	3.568E+01	-1.664E+01
18	9.000E+02	4.462E-06	6.558E-06	-1.025E+02	-1.579E+02
19	9.500E+02	6.401E-03	9.407E-03	1.167E+02	5.819E+01
20	1.000E+03	4.911E-06	7.217E-06	1.259E+01	-4.896E+01
21	1.050E+03	6.971E-03	1.024E-02	-1.002E+02	-1.648E+02
22	1.100E+03	4.783E-06	7.029E-06	1.357E+02	6.799E+01
23	1.150E+03	3.530E-03	5.187E-03	1.030E+01	-6.048E+01
24	1.200E+03	4.724E-06	6.943E-06	-1.108E+02	-1.846E+02
25	1.250E+03	4.771E-03	7.011E-03	1.237E+02	4.678E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.613552E+01 PERCENT

JOB CONCLUDED TOTAL JOB TIME 29.33

A.3 Comparación entre el ATP Draw y el Pspice.

La siguiente comparación se basa fundamentalmente en la realización del presente trabajo, inconvenientes y ventajas de la utilización de uno y otro programa. Posteriormente en el desarrollo del trabajo se comparan resultados cuantitativos de distintas simulaciones.

En principio la búsqueda de información, manuales y versiones actualizadas se dificulta en el caso del ATP, ya que se debe poseer una licencia para el acceso de dichos contenidos. Por su parte el Pspice posee una gran divulgación en ámbitos académicos, con una trayectoria a lo largo de muchos años, facilitando la captación de información y consulta con docentes de esta Facultad.

Ambos programas poseen un entorno familiar de diseño y realización de circuitos, sus bibliotecas de elementos son generosas y posibilidades de simulaciones de ondas y cálculos muy similares.

Anexo B

OSCILOSCOPIO DIGITAL FLUKE**B.1 Descripción General**

Este instrumento ofrece las posibilidades de un osciloscopio digital con memoria de doble traza, combinadas con la versatilidad de un multímetro digital. La combinación mencionada permite analizar y comparar formas de ondas complejas, leer niveles de tensión o simplemente medir resistencias. Algunas de las características del instrumento son:

- Osciloscopio de doble traza, a 50 MHz de ancho de banda.
- 25 millones de muestras por segundo, captura de transitorio rápido de 40 ns.
- Multímetro digital de 3000 cuentas, 3 2/3 dígitos.
- Comunicación interactiva con el operador dirigido por menús, para mayor facilidad de manejo.
- Memoria de 10 configuraciones del panel de frontal permite el funcionamiento semiautomático del instrumento.
- Memoria digital para 10 formas de onda.
- Presentación simultanea de cuatro formas de onda.
- Función de autoajuste, seleccionando ajuste de tensión y base de tiempo más conveniente.
- Función deshacer, permite volver las 10 ultimas pulsaciones de teclas.

B.2 características técnicas.**B.2.1 Multímetro**DC Volt

Rangos: 300mV, 3V, 30V, y 300 V.

Precisión: $\pm 0.5\%$ ± 5 cuentas.

AC Volt

Rangos: 300 mV, 3V, 30V y 250V.

Precisión: $\pm 1\%$ ± 10 cuentas, de 50Hz a 60Hz.

$\pm 2\%$ ± 15 cuentas, de 20Hz a 20kHz.

$\pm 3\%$ ± 5 cuentas, de 20Hz a 1MHz.

mV DC

Rangos: 300 mV y 3V.

Precisión: $\pm 0.5\%$ ± 5 cuentas.

Este rango tiene un filtro pasabajos con un ancho de banda de 5 kHz.

Resistencias

Rangos: 300 Ω , 3k Ω , 30k Ω 3M Ω y 30M Ω .

Precisión: $\pm 0.5\%$ ± 5 cuentas.

Diodos

Corriente de medida: 0.5 mA.

Tensión máxima: 4V.

B.2.2 Osciloscopio**Sistema vertical****Factor de deflexión**

1 mV a 100V por división para una base de tiempo de 60 s/división a 1 ms/división. Puede multiplicarse por 10 con la sonda 10:1.

Resolución vertical

8 bits, 25 niveles por división.

Precisión en corriente continua

$\pm (2\% \pm 1 \text{ dígito})$.

Tiempo de subida

La respuesta del amplificador vertical limita el tiempo de subida a 7ns. Para ajustes de la base de tiempos más lentos que 200ns, el tiempo de subida es inferior a la distancia de la muestra, por lo que el tiempo no es fiable si es inferior a $(2 \times s/\text{div})/25$.

Ancho de banda

Con la sonda 10:1 solamente: >50 MHz (-3dB)

No linealidad

Incluyendo un convertidor analógico a digital en el que no falten códigos y que sea monótonico: $\pm (2\% \pm 1 \text{ dígito})$.

Rango del control de movimiento

Desde +4 divisiones a -4 divisiones.

Balance de continua

La línea 0 se reajusta automáticamente al conectar el atenuador ac/dc/ground.

Mínimo y máximo

Modo de adquisición a 1µs por división ó mas lento sobre el canal A únicamente. El ancho del impulso para una probabilidad de detección del 100% es de 40 ns.