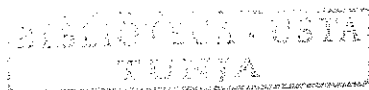


TIE
P82i
2010

0 9 6 1

/IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE ANALIZADOR DE ARMÓNICOS EN REDES
TRIFÁSICAS/



//
MARIO IVÁN PUENTES RAMÍREZ 3021286

0 9 6 1

UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS DE AQUINO ✓
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA ✓
TUNJA ✓
2010 ✓

**IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE ANALIZADOR DE ARMONICOS EN REDES
TRIFÁSICAS**

MARIO IVÁN PUENTES RAMÍREZ 3021286

Trabajo de investigación, para optar por el título de Ingeniero Electrónico

Director:
MSc: FABIAN ROLANDO JIMÉNEZ LÓPEZ
Especialista en Automatización Industrial

UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS DE AQUINO
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
TUNJA
2010

Nota de aceptación

Firma del Presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Tunja, Junio 28 de 2010.

¡ADVERTENCIA!

Las conclusiones y apreciaciones que aquí se presentan son responsabilidad única del autor, por tanto la Universidad Santo Tomás sede Tunja no se hace responsable de los comentarios y resultados expuestos en este documento.

Las referencias de los circuitos integrados utilizados, son marcas y números de parte registrados por sus fabricantes, así como el software mencionado tanto para las simulaciones, como en la elaboración de la HMI para la adquisición de datos.

A los interesados en leer este documento, con fines informativos e ilustrativos, de manera atenta les solicitó, respetar los derechos de autor, citando la fuente y la página del documento, de donde se extrajo la información.

Estas letras son hoy, una muestra de esfuerzo, voluntad inexorable, inquietud y cúmulo de experiencias, adquiridas en acuciosas jornadas llenas de letras y números plasmados en un papel cualquiera. Son esperanzas, una luz, una guía, son expresiones del alma imbuidas en la infancia, consolidadas en el largo deambular de la vida, sin importar las vicisitudes y el paso del tiempo.

Por ende estas letras están dedicadas a todos aquellos seres que con su paciencia, esplendor y afecto, han contribuido para que mi propósito se vea hoy realizado, son ellos mis padres Amilde y Mario, Jaime mi hermano, Nidia Yudid mi esposa y Elieth Mariana mi hija, el culmen de mi nueva vida y mis buenos amigos, todos realmente mi esencia.

AGRADECIMIENTOS

A Dios, el Supremo Hacedor, por la vida, la benevolencia y muestras de su grandeza en mi existencia.

A mi familia por la paciencia invaluable e *irrestricto apoyo*.

A mi compañero y amigo de esta alienante idea, William Havid Cortes Bonilla, por secundarme en el anhelo de hacer algo bien hecho, sin importar la maraña de obstáculos, el espacio y el tiempo.

Al Ingeniero Fabián Jiménez López, Docente de la Universidad Santo Tomás seccional Tunja, director y asesor del este proyecto, por su interés, colaboración y paciencia.

A Henry Montaña, Ingeniero y Amigo, Docente Universidad Distrital Francisco José de Caldas Bogotá, por el interés, ideas y aportes.

A Nacho y Sandra un gran apoyo.

A los ingenieros y compañías del ramo de la ingeniería electrónica, de otras nacionalidades, por sus aportes teóricos y bibliográficos como son Bonnie Baker (Microchip y Texas instruments), Alex Mckerchean (PSL), Virginia Echinope (Universidad de la República-Uruguay), Joseph Balcells (España) e Igor Alvarado (National Instruments).

A los leales colaboradores y amigos no mencionados de este sueño llamado trabajo de grado por sus aportes e ideas.

CONTENIDO.

Pág

INTRODUCCIÓN	23
1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.....	25
1.1. ANTECEDENTES DEL PROBLEMA.	25
1.2. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.	26
1.3 FÓRMULACIÓN DEL PROBLEMA.	27
1.3.1 ¿Qué es lo que ocurre?	27
1.3.2 ¿Por qué ocurre?	27
1.3.3 ¿Cómo se manifiesta?.....	27
1.3.4 ¿A Quién afecta?	27
1.3.5 ¿En dónde está sucediendo?	28
2. JUSTIFICACIÓN	29
3 OBJETIVOS	30
3.1 OBJETIVO GENERAL	30
3.2 ESPECÍFICOS	30
4. MARCO REFERENCIAL	31
4.1 ESTADO DEL ARTE	31
4.1.1 Desarrollo histórico.....	31
4.1.1.1 En el ámbito industrial.....	31
4.1.1.2 En el ámbito educativo	31
4.2 IMPACTO AMBIENTAL	32
4.3 APOORTE EDUCATIVO.	32
4.4 MARCO LEGAL.....	33
5 MARCO TEORICO	35
5.1 SISTEMA TRIFASICO	35
5.1.1 ¿Qué es el neutro?.....	35
5.1.2 Masa, tierra y neutro tres conceptos distintos.	35

5.2	TERMINOLOGÍA PARA LA DESCRIPCIÓN DE ARMONICOS.	36
5.2.1	Distorsión armónica.	36
5.2.2	Pico de voltaje.....	39
5.2.3	Depresión de voltaje (Sags).....	40
5.2.4	Dilatación de voltaje (Swell)	41
5.2.5	Sobrevoltaje.....	41
5.2.6	Parpadeo (Flickers)	42
5.2.7	Interrupciones de Energía	43
5.2.8	Ruido Eléctrico	43
5.3	CLASIFICACIÓN DE LOS ARMÓNICOS.....	44
5.3.1	Según el múltiplo frecuencial	44
5.3.2	Según el sentido de rotación del fasor	45
5.4	MODELAMIENTO MATEMÁTICO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.	47
5.4.1	Rectificador monofásico en puente.....	49
5.4.2	Rectificador trifásico de 6 pulsos(conexión $\lambda \lambda$)	49
5.4.3	Rectificador trifásico de 6 pulsos(conexión $\Delta \lambda$).....	50
5.4.4	Rectificador de 12 pulsos	51
5.5	MODELAMIENTO ELÉCTRICO.....	51
5.5.1	Modelamiento de Elementos Eléctricos.....	52
5.6	FACTORES DE DISTORSIÓN.....	54
5.6.1	Distorsión armónica total	54
5.6.2.	Distorsión total de demanda	55
5.6.3	Factor K.....	55
5.6.4	Potencia instantánea	55
5.6.5	Potencia promedio (media o activa)	56
5.6.6	Potencia aparente	56
5.6.7	Factor de potencia.....	56
5.7	CIRCUITOS LINEALES CON ALIMENTACIÓN SENOIDAL.....	56
5.7.2	Potencia media.....	57
5.7.3	Valores RMS	57
5.7.5	Factor de potencia:.....	58
5.8	CIRCUITOS NO LINEALES CON ALIMENTACIÓN SENOIDAL.....	59
5.8.1	Potencia instantánea	60
5.8.2	Potencia media.....	60
5.8.5	Factor de potencia.....	62
5.8.6	Potencia reactiva y de distorsión	62
5.9	CIRCUITOS LINEALES O NO LINEALES CON ALIMENTACIÓN NO SENOIDAL.	64
5.9.4	Potencia aparente	66
5.9.5	Factor de Potencia.....	66
5.10	DEFINICIÓN Y CLASIFICACIÓN DE LAS SEÑALES ELÉTRICAS.....	67
5.10.1	Definición	67
5.10.2	¿Qué es y qué tipo de acondicionamiento de señal requiere un sistema?	67

5.10.3	Aislamiento.....	68
5.10.4	Amplificación.....	68
5.10.5	Atenuación.....	68
5.10.6	Multiplexaje.....	69
5.10.7	Filtrado.....	69
5.10.8	Excitación.....	69
5.10.9	Linealización.....	69
5.10.10	Muestreo Simultáneo.....	69
5.11	TECNICAS DE AISLAMIENTO.....	70
5.11.1	Definición.....	71
5.11.2	Necesidades de Aislamiento.....	71
5.11.3	Métodos de Implementación de Aislamiento.....	72
5.11.3.3	Aislamiento Acoplado Inductivamente.....	75
5.12	AMPLIFICADORES OPERACIONALES.....	76
5.12.1	Amplificador Inversor.....	80
5.12.4	Circuito Seguidor.....	81
5.12.5	Amplificador Diferencial.....	83
5.13	TEOREMA DEL MUESTREO.....	85
5.13.1.	Frecuencia de muestreo.....	85
5.13.2	Sobremuestreo.....	86
5.13.3	¿Qué es Aliasing?.....	87
5.13.4	¿Como evitar el Aliasing?.....	88
5.13.5	Filtro Antialiasing.....	88
5.14	SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS.....	90
5.14.1	Configuraciones típicas DAQ.....	90
5.14.1.1	Daq monocanales.....	90
5.14.1.2	Daq multicanal.....	91
5.14.1.3	DAQ multicanal con muestreo secuencial de canales.....	92
5.14.1.4	DAQ multicanal con muestreo simultáneo de canales:.....	92
5.14.1.5	Daq multicanal paralelo.....	93
5.15	PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE UN DAQ.....	93
6.	IMPLEMENTACIÓN.....	97
6.1	SISTEMA DE SEGURIDAD.....	98
6.1.1	Línea trifásica.....	100
6.2	CIRCUITO DE ENCENDIDO.....	103
6.2.1	Descripción del Circuito.....	108
6.2.2	Descripción del programa de control en el MC68HC908JK3.....	110
6.3	FUENTES DE ALIMENTACION ELECTRICA EN DC.....	113
6.4	PROTECCIONES.....	116
6.4.1.1	Transformadores de potencial.....	116

6.4.1.2	Divisores de tensión ó atenuadores	118
6.4.1.3	Convertidor de ca a cd ó circuito mav.	130
6.4.1.4	Detector de fase	135
6.4.1.5	sensor de temperatura	136
6.4.1.6	Sensor de campo magnético.....	140
6.4.1.7	Acondicionamiento de señal para las fuentes de tensión.....	141
6.4.1.8	Procesamiento y gestión de señales	149
6.5	INTERFACES DE POTENCIA.....	156
6.5.1	Interfaz para los Relés de las Fuentes y los Relés de las entradas Trifásicas....	156
6.5.2	Interfaz para el circuito Estrella Delta y los Relés de seguridad	161
6.5.3	<i>Circuito Intercambiador Delta Estrella</i>	164
6.6	ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL PARA DAQ.....	168
6.6.1	Atenuador.....	169
6.6.2	Amplificador inversor y buffer	181
6.6.3	Filtro antialiasing	183
6.6.3.1	Diseño del filtro Antialiasing.	185
6.6.3.2	Escogencia del Amplificador Operacional del Filtro Antialiasing.....	192
6.6.4.1	Transformadores de corriente (inductivos)	210
6.6.4.2	Shunt.....	210
6.6.4.3	Magnéticos inductivos. (Bobina Rogowski).	210
6.6.4.4	Magnéticos (Efecto Hall).	212
6.6.5	Amplificadores de transconductancia (ota).	214
6.6.5.1	Desventajas.	216
6.6.5.2	Implementación de un ota, para sensores de corriente	216
6.6.5.3	Filtro antialiasing para entradas de corriente.....	219
6.6.5.4	Filtro de Capacitor conmutado.	220
6.7	ADQUISICIÓN DE DATOS Y SOFTWARE DE ANALISIS.....	225
6.7.1	Interfaz Hombre Máquina (HMI) para el aplicativo del HVA.	228
6.7.1.2	Filtros digitales	236
6.7.1.4	Deducción geométrica del problema discreto.....	239
6.8	FILTRO SAVITZKY GOLAY EN LABVIEW.....	244
7.	CONTROL DE FASE y RECTIFICADOR TRIFASICO	245
7.1	CONTROL DE FASE.	245
7.2	RECTIFICADOR TRIFASICO TOTALMENTE CONTROLADO	256
8.	PRESUPUESTO.....	260
8.1	COSTOS DIRECTOS.	260
8.1.1	Personal.....	260
8.1.3	Materiales y equipo	261

8.2	COSTOS INDIRECTOS.....	262
8.2.1	Varios.	262
9.	CONCLUSIONES.....	263
10.	OBSERVACIONES Y APORTES.....	265
	BIBLIOGRAFIA	273
	ANEXOS	277

LISTA DE TABLAS

	Pág
Tabla 1. Plan operativo del proyecto HVA.	95
Tabla 2. Voltajes de Salida de las fuentes de alimentación.	111
Tabla 3. Voltajes de entrada y salida de los atenuadores resistivos.	119
Tabla 4. Distribución de pines Microcontroladores MC68HC908GP32 1 y 2.	150
Tabla 5. Voltajes de entrada y salida, acondicionador de tensión.	171
Tabla 6. Características relevantes del C.I. AD629.	179
Tabla 7. Parámetros relevantes AD713.	181
Tabla 8. Contenido espectral de frecuencias, para un ejemplo de señal a digitalizar	184
Tabla 9. Contenido espectral de frecuencias, con muestreo incorrecto.	185
Tabla 10. Comparación de parámetros amplificador de aislamiento.	203
Tabla 11. Valores relevantes del CI AD820.	207
Tabla 12. Comparación Características de Desempeño Sensores de corriente.	209
Tabla 13. Características sensor SR 6542.	213
Tabla 14. Características relevantes del CA 3080.	217
Tabla 15. Parámetros relevantes y característicos de la tarjeta NI PCI6259.	226
Tabla 16. Costos directos del proyecto por rubro de personal.	260
Tabla 17. Costos directos del proyecto por rubro de material tangible.	260
Tabla 18. Costos directos del proyecto por rubro de materiales y equipo.	261
Tabla 19. Costos indirectos del proyecto por rubro de varios.	262

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Superposición temporal de ondas	37
Figura 2. Suma circuital de corrientes para generar armónicos	38
Figura 3. Simulación en Labview, para la suma de componentes frecuenciales	38
Figura 4. Efecto de la suma algebraica de señales de diferentes frecuencias	39
Figura 5. Ilustración de un pico de voltaje	40
Figura 6. Ilustración de una depresión de voltaje Sag	40
Figura 7. Ilustración de una depresión de voltaje Sag	41
Figura 8. Ilustración de un sobrevoltaje.	42
Figura 9. Ilustración de un sobrevoltaje.	42
Figura 10. Ilustración de una interrupción de energía	43
Figura 11. Ilustración de una interrupción de energía	43
Figura 12. Trayectoria de las armónicas en un sistema inductivo.	46
Figura 13. Efecto de los capacitores en las trayectorias de las armónicas.	46
Figura 14. Simulación de distorsión armónica para un rectificador trifásico	47
Figura 15. Esquema de un rectificador monofásico en puente con carga RLC	49
Figura 16. Esquema rectificador trifásico 6 pulsos (estrella- estrella)	49
Figura 17. Esquema rectificador trifásico 6 pulsos (delta- estrella)	50
Figura 18. Esquema rectificador trifásico 12 pulsos	51
Figura 19. Modelos de (a) Línea larga, (b) Línea corta y (c) Línea media.	52
Figura 20. Modelos del transformador, (a) Modelo 1 (b) Modelo 2.	53
Figura 21. Triángulo de Potencias para sistema senoidal	59
Figura 22. Triángulo de Potencias para sistemas no senoidales.	63
Figura 23. Clasificación de las señales.	67
Figura 24. Esquema general de aislamiento.	70
Figura 25. a) Aislamiento análogo, b) Aislamiento digital	74
Figura 26. Uso de amplificadores de aislamiento	75
Figura 27. Esquemático amplificador inversor.	76
Figura 28. Esquemático amplificador no inversor	78
Figura 29. Esquemático Amplificador sumador	79
Figura 30. Esquemático circuito seguidor.	81
Figura 31. Esquemático amplificador diferencial	82
Figura 32. Señal original y muestreo de la misma.	85
Figura 33. Señal reconstruida con tasa inferior al teorema de Nyquist.	87
Figura 34. Dos señales con aliasing.	87
Figura 35. Estructura Básica de un sistema DAQ	89
Figura 36. Esquemático adquisición monocanal	90

Figura 37. Esquemático adquisición multicanal.	91
Figura 38. Esquemático adquisición multicanal.	92
Figura 39. Esquemático adquisición en paralelo multicanal.	92
Figura 40. Diagrama de Bloques, HVA.	98
Figura 41. Diagrama de conexiones en estrella.	99
Figura 42. Desfases de las señales en un sistema trifásico.	99
Figura 43. Diagrama de Bloques Circuito de Encendido.	100
Figura 44. Esquemático circuito de encendido.	102
Figura 45. Esquemático para la Simulación del sensor réflex	103
Figura 46. Resultado de la Simulación del sensor réflex, OPB706A.	103
Figura 47. Esquemático del Oscilador 555, para simulación.	105
Figura 48. Señal de Reloj Tomada en el pin 3 del Lm555.	105
Figura 49. Esquemático Oscilador Pierce.	106
Figura 50. Diagrama de flujo del programa para MC68HC908JK3.	107
Figura 51. Montaje en protoboard del Circuito de Encendido.	109
Figura 52. Vista Superior Montaje en protoboard del Circuito de Encendido.	109
Figura 53. Diagrama General de Bloques, de una Fuente	110
Figura 54. Diagrama de Bloques, Fuente conmutada.	110
Figura 55. Fuente de Alimentación Eléctrica con sus Partes	112
Figura 56. Diagrama Esquemático para las Protecciones.	113
Figura 57. Montaje en protoboard para las protecciones.	114
Figura 58. Evidencia de Funcionamiento de los dispositivos de protección.	114
Figura 59. Diagrama de bloques acondicionamiento sistema de seguridad.	115
Figura 60. Imagen de un transformador de medida de potencial.	116
Figura 61. Imagen de los transformadores de potencial ensayados	117
Figura 62. Diagrama Esquemático de un Divisor de Tensión.	118
Figura 63. Diagrama Esquemático Divisor de Tensión a Utilizar	120
Figura 64. Diagrama Equivalente Divisor de Tensión a Utilizar	121
Figura 65. Simulación formas de onda para el Diseño del Divisor de Tensión a Utilizar.	123
Figura 66. Simulación formas de onda para el Diseño del Divisor de Tensión a Utilizar.	123
Figura 67. Simulación de la impedancia y voltaje de salida.	124
Figura 68. Simulación de parámetros de frecuencia y voltaje de salida.	124
Figura 69. Montaje de prueba del atenuador en protoboard.	125
Figura 70. Imagen de salida del atenuador Vista en el osciloscopio	125
Figura 71. Acondicionamiento de señal con Op Amp en configuración diferencial.	126
Figura 72. Simulación de impedancias Z_{inamp} VS $Z_{out div}$	127
Figura 73. Simulación de acople entre el Op Amp diferencial y el divisor de voltaje.	128
Figura 74. Simulación2 de acople entre el Op Amp diferencial y el divisor de voltaje	129
Figura 75. Valor absoluto de ondas senoidales, triangulares y cuadradas alternantes.	131
Figura 76. Diagrama esquemático Rectificador de Precisión con entradas sumadoras.	132
Figura 77. Diagrama esquemático Circuito MAV.	133
Figura 78. Diagrama Esquemático, Atenuador, Acondicionador y Circuito Mav	134

Figura 79. Simulación del Atenuador, el acondicionador y Circuito Mav	134
Figura 80. Pulsos de Desfase.	135
Figura 81. Esquemático del Comparador y cruce por cero.	137
Figura 82. Simulación y comprobación de desfases.	138
Figura 83. Simulación del Comparador y Cruce por cero.	138
Figura 84. Señales Trifásicas y cruces por cero.	139
Figura 85. Acondicionamiento sensor de temperatura AD22100KT.	139
Figura 86. Diagrama Esquemático del sensor AD22151.	141
Figura 87. Acondicionamiento de Señal para Fuentes de Tensión.	143
Figura 88. Simulación, Acondicionamiento de Señal para Fuentes de Tensión.	143
Figura 89. Esquema Acondicionamiento de Fuentes, Sensor de Tº y Campo.	145
Figura 90. Acondicionamiento línea trifásica y detector de cruce por cero.	146
Figura 91. Montaje en Protoboard para Acondicionamiento Línea Trifásica.	147
Figura 92. Montaje en Protoboard Multiplexor, Amplificador de Promedio.	148
Figura 93. Señales de desfase en osciloscopio.	148
Figura 94. Señal de salida en osciloscopio del sensor de Tº.	149
Figura 95. Diagrama de flujo, Programa uC1, sistema de seguridad.	152
Figura 96. Diagrama de flujo, Programa uC1, sistema de seguridad	153
Figura 97. Diagrama Esquemático, para montaje de los Microcontroladores.	154
Figura 98. Montaje en Protoboard del Microcontrolador1.	155
Figura 99. Esquemático interfaz para relés.	156
Figura 100. Esquemático implementado para interfaz de Potencia Relés.	159
Figura 101. Interfaz de Potencia para relés, en Protoboard.	160
Figura 102. Diagrama de bloques, Interfaz circuito Estrella Delta.	161
Figura 103. Esquemático, Driver de Corriente para Circuito Delta Estrella.	162
Figura 104. Montaje en Protoboard Driver de Corriente para Circuito Delta Estrella.	163
Figura 105. Plano Eléctrico circuito convertidor Delta Estrella.	165
Figura 106. Montaje en Protoboard, Circuito Estrella Delta.	166
Figura 107. Plano Eléctrico circuito informador de fallas.	168
Figura 108. Diagrama de bloques, acondicionamiento de señal para DAQ.	169
Figura 109. Diagrama Esquemático atenuador para acondicionamiento DAQ.	170
Figura 110. Comportamiento lineal del atenuador.	172
Figura 111. Simulación de potencia en el divisor de tensión a utilizar.	175
Figura 112. Simulación de la impedancia y forma de onda para voltaje de salida	175
Figura 113. Simulación de parámetros de frecuencia y voltaje de salida.	176
Figura 114. Montaje de prueba en protoboard para el atenuador para DAQ.	177
Figura 115. Imagen de salida del atenuador vista en el osciloscopio.	177
Figura 116. Montaje del atenuador Trifásico en Protoboard.	178
Figura 117. Desacople Capacitivo Sugerido AD629.	180
Figura 118. Ganancia Lineal con Vs +/- 15v y RI 10kΩ para el AD629.	180
Figura 119. Amplificador diferencial, inversor y buffer.	182
Figura 120. FilterLab, Pantalla de bienvenida e introducción de frecuencia PS.	187

Figura 121. FilterLab, Pantalla de introducción de F_s y N^o de bits.	187
Figura 122. Filter Lab Pantalla de introducción de SNR y Topología del filtro.	188
Figura 123. Filter Lab Pantalla de célula y resultados teóricos de comportamiento.	188
Figura 124. Respuesta en Magnitud y Fase, para el filtro Antialiasing.	189
Figura 125. Diagrama esquemático del filtro con sus valores, entregado por Filterlab.	189
Figura 126. Diagrama esquemático del filtro con sus valores, en Circuit Maker.	190
Figura 127. Relación de Magnitud Vs Frecuencia, en análisis AC.	190
Figura 128. Análisis de barrido en T^o .	191
Figura 129. Análisis en estado transiente.	191
Figura 130. DC Sweep.	192
Figura 131. Esquemático célula Sallenkey.	194
Figura 132. Montaje en Protoboard, Amplificador diferencial, Filtro inversor y buffer.	195
Figura 133. Simulación de V_o con Temperature sweep $5^oC - 80^oC$.	196
Figura 134. Simulación de V_o con Temperature sweep 80^oC .	196
Figura 135. Potencia en las resistencias del filtro y el voltaje en los condensadores.	197
Figura 136. Simulación de estabilidad del filtro con $5^oC - 80^oC$.	197
Figura 137. Análisis AC, Respuesta en Magnitud para la atenuación del filtro.	198
Figura 138. Barrido en DC, muestra la estabilidad del circuito en 15voltios.	198
Figura 139. Densidad espectral, que muestra el ruido sobre la señal.	199
Figura 140. Esquemático de conexiones para el Amplificador de Aislamiento.	204
Figura 141. Formas de onda de salida sin el filtro en pi.	205
Figura 142. Simulación de modulación para evaluar respuesta del filtro en pi.	205
Figura 143. Respuesta en magnitud del filtro en pi.	206
Figura 144. Respuesta en estado transiente del filtro en pi.	206
Figura 145. Esquemático del filtro de salida para el amplificador de aislamiento	207
Figura 146. Acondicionamiento de señal, amplificador de aislamiento ISO124 y filtros.	208
Figura 147. Sensores de corriente comerciales.	211
Figura 148. Sensores de corriente ensayados y propuestos.	211
Figura 149. Distribución del campo magnético en un sensor de efecto Hall.	212
Figura 150. Imagen del sensor de corriente SR652.	213
Figura 151. Modelo eléctrico simplificado del OTA	214
Figura 152. Modelo eléctrico aproximado y simplificado del OTA.	215
Figura 153. Diagrama esquemático CA3080, Acondicionamiento de corriente.	217
Figura 154. Esquemático para simulación CA 3080.	218
Figura 155. Osciloscopio virtual con las señales de entrada y salida de un OTA.	218
Figura 156. Superposición de las señales de entrada y salida CA3080.	219
Figura 157. Esquemático de un condensador conmutado y su versión integrada.	221
Figura 158. Adaptador para Protoboard filtro LMF40CIWm-100.	222
Figura 159. Diagrama esquemático sugerido LMF40CIWm-100.	222
Figura 160. Diagrama esquemático reloj del filtro Antialiasing.	224
Figura 161. Montaje en Protoboard para el Reloj del filtro con LM555.	224
Figura 162. Forma de Onda Obtenida En La Salida del Circuito De Reloj.	224

Figura 163. Tarjeta NI PCI 6259.	227
Figura 164. Panel frontal para HMI de entrada, desarrollada en Labview.	229
Figura 165. Diagrama de bloques, para HMI de entrada.	230
Figura 166. Panel frontal para configuración del muestreo de las señales en Labview.	230
Figura 168. Panel de control encendido del equipo e informar fallas en Labview.	231
Figura 167. Panel frontal para configuración del muestreo de las señales en Labview.	231
<i>Figura 169. panel de control encendido del equipo e informar fallas en Labview.</i>	232
Figura 170. Panel Frontal para visualización de voltajes en estrella HVA.	232
Figura 171. Panel frontal para visualización de voltajes en estrella HVA.	233
Figura 172. Panel de visualización de voltajes en delta HVA.	233
Figura 173. Panel Frontal para sistema para medir potencia en A.C.	234
Figura 174. Diagrama de Bloques del panel frontal para sistema de potencias.	234
Figura 175. Front panel, sistema para medir y representar los voltajes en fasores.	235
Figura 176. Diagrama de bloques para sistema Fasorial.	235
Figura 177. Ejemplo de aplicación del filtro de Savitsky Golay.	237
Figura 178. bloques del programa para aplicar el filtro de Savitsky Golay .	244
Figura 179. Gráfica Ilustrativa control de fase.	246
Figura 180. Acondicionamiento de señales para disparo de TRIACS.	246
Figura 181. Esquemático entradas de las señales trifasicas y de las fuentes.	249
Figura 182. Esquemático acondicionamiento de señal trifásica.	250
Figura 183. Diagrama esquemático acondicionamiento de fuentes de voltaje.	251
Figura 184. Esquemático Analizador de secuencia trifásica.	252
Figura 185. Esquemático del microcontrolador GP32.	253
Figura 186. Montaje en protoboard control de fase.	254
Figura 187. Simulación de Parámetros de onda senoidal pura.	255
Figura 190. Diagrama de bloques para rectificador controlado.	257
Figura 188. Ilustrativo de transformación de señales para rectificador trifásico.	257
Figura 191. Montaje en protoboard rectificador trifásico.	259

SLEW RATE: rapidez de respuesta de un amplificador operacional, ante señales con razón de cambio abruptos con respecto al tiempo.

SCR: (Silicon Controlled Rectifier), para hacer referencia al tiristor un dispositivo semiconductor.

SWELL: es un término escrito en inglés, utilizado, en el análisis de distorsión armónica para referirse a las elevaciones de tensión, dentro de parámetros establecidos, cuya duración alcanza varios ciclos, generalmente más de 100mS.

WIPER: contacto móvil ó cursor de un potenciómetro de tres terminales, que generalmente se ubica en el centro de ellas.

THD: *abreviatura del inglés* Total Harmonic Distorsión (Distorsión Armónica Total).

TRIAC: es un dispositivo semiconductor, de la familia de los tiristores, diseñado para el manejo de cargas en A.C, La diferencia con un tiristor convencional es que éste es bidireccional.

RESUMEN

La implementación del Analizador de Armónicos en Redes Trifásicas nace como una necesidad al interior de los semilleros de investigación ARMONICO DSP y COINTEC ya que es importante contar con un equipo capaz de adquirir, registrar, analizar y mostrar los datos correspondientes al análisis de redes eléctricas, por tal razón, una vez hechas las consideraciones técnicas del caso se planteó la posibilidad de realizar dicha implementación, para dar solución al problema inicial.

En los apartes de este documento, se muestran en su orden las consideraciones teóricas y matemáticas para llevar a cabo la puesta en funcionamiento del analizador de armónicos en redes trifásicas, como también los criterios de orden tecnológico que permiten, junto con los métodos, medidas y pruebas necesarias la selección adecuada de los componentes eléctricos y dispositivos semiconductores que integran el sistema prototipo desarrollado, así como la disposición, configuración y función de cada uno dentro del equipo.

De manera general, la solución propuesta e implementada consta de las siguientes partes:

- ✦ Conectores y cables.
- ✦ Protecciones.
- ✦ Sistema de supervisión para seguridad.
- ✦ Llave de transferencia de potencia.
- ✦ Detección de voltaje y corriente.
- ✦ Filtros.
- ✦ Acondicionamiento de señales.
- ✦ Adquisición de datos (NI PCI 6259).
- ✦ Sistema de muestreo, visualización de armónicos y almacenamiento de datos
- Software desarrollado en Labview 8.2
- ✦ HMI

También se muestran los diagramas esquemáticos, las simulaciones más relevantes del proceso de desarrollo, para lograr el cometido de implementar el prototipo de analizador de armónicos.

INTRODUCCIÓN

El concepto de armónicos en las redes eléctricas, se aplica a todos los fenómenos periódicos, “independientemente de su naturaleza física y que en general causan disturbios o ausencia de los valores estándar que establece la normatividad existente como es la EN 50160”¹¹, que define las principales características de la energía eléctrica en el punto de unión de la red de distribución pública de baja tensión y el cliente.

Gracias a las demostraciones de Joseph Fourier, se puede descomponer toda función periódica no seno, en sumas de senos y de cosenos; en donde el primero de los términos corresponde a la frecuencia de ocurrencia de la función original (60hz) y los múltiplos restantes se conocen como armónicos, razón por la cual son estas expansiones matemáticas ya comprobadas, las que para el caso de estudio e implementación de este proyecto, permitirán realizar el análisis e interpretación correspondiente a través de las herramientas que para este fin tiene el software Labview, que además permite adquirir, analizar y presentar los datos de una manera eficiente y concreta.

El marco funcional y operativo del analizador de armónicos propuesto está delimitado por las características funcionales y constructivas a saber:

1. Tensión de prueba desde 120 V_{acRMS} 220 V_{acRMS}
2. Análisis funcional limitado hasta el 60º armónico, equivalente a 3.6Khz
3. Frecuencia nominal de trabajo 60 Hz.
4. Análisis en espectro de frecuencia y THD.
5. Aislamiento galvánico entre el equipo bajo prueba y la circuitería intrínseca del sistema.
6. Funciones de análisis de red.
7. Visualización y medida de parámetros de red.

Por lo general, la forma de onda de la corriente en un sistema depende del voltaje aplicado y de la característica V-I, del equipo alimentado. En el caso de las redes eléctricas, la principal causa de distorsión armónica es la no linealidad de los equipos conectados al sistema, pues dejaron de ser puramente resistivos- inductivos, esto sumado a las diversas estrategias de control como los conocidos PWM, utilizados en las fuentes conmutadas,

¹¹ ABREU, Augusto; Calidad de potencia eléctrica en redes de distribución; (Morelia)ENELVEN, Junio.2005

variadores de velocidad e inversores etc., los cuales ocasionan mal funcionamiento de los aparatos que utilizan la tensión como referencia, ya sea para controlar algunos semiconductores o como base de tiempo, también se presentan incompatibilidades electromagnéticas debidas a los campos generados de tal manera que pueden inducir corrientes en líneas de transmisión de datos y control, ocasionando pérdidas de los mismos y apagado involuntario de los sistemas de cómputo.

También, "la circulación de corrientes armónicas en el neutro causan calentamiento de este punto de referencia"², caídas de tensión en el conductor de neutro, por lo cual el sistema pierde estabilidad debido al offset en la señal senoidal. Con la presencia de estos armónicos en los sistemas de puesta a tierra, la carcasa de los equipos y los disipadores de calor dejan de estar al mismo nivel de referencia, ocasionando corto circuito y por lo tanto el sobresalto inesperado en las protecciones.

Después de dar a conocer, de manera generalizada la problemática concerniente a la distorsión armónica en las redes eléctricas, se debe decir que el equipo diseñado, goza de características robustas en el conexionado, pues permite conectarse in circuit, es decir sin desenergizar (ABREU, 2005) los equipos a analizar, debido a las prestaciones y herramientas de seguridad para evitar daños en cuanto a los niveles de voltaje permitidos, los desfases de las tensiones, así como la gestión de las variables del entorno a saber temperatura y campo magnético, permitiendo tomar decisiones sobre las mismas, y cumplir con las condiciones de seguridad establecidas, registrando los valores presentes para su posterior análisis por lo que es posible observar el funcionamiento en línea de cualquier red eléctrica.

² INSTITUTO TECNOLÓGICO DE MORELIA, Análisis armónico en sistemas eléctricos, (Santamaria, 2004)
Cap:1. Pág: 1

1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

1.1. ANTECEDENTES DEL PROBLEMA.

La problemática del análisis de redes eléctricas no es nueva, sin embargo, “ debido al notable incremento de cargas no lineales y la falta de control legislativo y práctico, por parte de los organismos reguladores encargados del buen uso de la energía eléctrica en cualquier país, ha llevado a que el nivel promedio de armónicos en el sistema eléctrico de potencia se incremente cada día más”³, a saber por:

1. La distorsión de las formas de onda de corriente y de voltaje, debidas a las armónicas convirtiéndose en uno de los fenómenos que afectan la confiabilidad del sistema y por lo tanto la calidad de la energía.
2. El acoplamiento magnético causa que algunas armónicas de frecuencias elevadas produzcan interferencia en los sistemas de comunicación, sobre todo en líneas telefónicas.
3. Las cargas no lineales como hornos de arco y de inducción, así como de cargas controladas por dispositivos electrónicos tales como SCR's, (Silicón Controlled Rectifier) y transistores de potencia, etc. Dada su disponibilidad y el relativo bajo costo de los mismos, así como las características de control que se pueden implementar con ellos, han expandido en gran medida su uso en casi todo tipo de cargas industriales y comerciales.
4. Un factor menos extendido pero de importancia, que acentúa la inyección de armónicas en los sistemas eléctricos, es que los equipos de potencia tienen que ser diseñados sobre rangos críticos, como en el caso de equipos con núcleo de hierro esto significa que sus puntos de operación están cada vez más cerca de la característica no lineal, es decir, muy cerca de la saturación del núcleo, lo que resulta en una clara fuente de armónicas.
5. Por lo anterior, los ajustes de los elementos del sistema de potencia ante señales armónicas cada vez son más importante. Por eso, el modelamiento viene acompañado de métodos de simulación y fabricación CAD/CAM

³ Universidad Técnica Federico Santamaría, Dpto electrónica, Introducción Problema de las Armónicas; Cap 1

(Computer Assisted Design/ Computer Assisted Manufacturer, los cuales son muy importantes debido principalmente a dos razones:

a) Investigar los problemas potenciales latentes en los sistemas eléctricos que se pueden presentar al conectar una gran carga no lineal.

b) Simular y probar perspectivas de medición, cuantificación y procesamiento de las señales que indican problemas existentes en la red pero de una forma analítico práctica.

1.2. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.

La calidad de la energía eléctrica es un concepto que indica el grado de pureza de la energía, la cual es medida intuitivamente y de forma primaria, según cuatro parámetros con respecto a las señales de voltaje y corriente en cualquier instante de tiempo, como son "*continuidad, forma de onda senoidal, frecuencia y amplitud constantes*"⁴, por lo que es precisamente la ausencia o alteración de alguno ó varios de estos cuatro parámetros lo que se denomina distorsión armónica.

El concepto de análisis armónico es amplio y va desde la definición de los llamados armónicos, hasta el control y comportamiento de los mismos en los sistemas eléctricos, por eso es necesario contar con equipos que permitan capturar las señales de voltaje y corriente en tiempo real, visualizar las señales y almacenar los datos generados en la medición, así como la capacidad de procesar la señal para extraer de ella datos importantes como la frecuencia, el número de armónicos, el factor de potencia y los valores rms de los voltajes, las corrientes y los valores de potencia.

Es claro que estos instrumentos son importantes y revelan muchos parámetros a tener en cuenta en el desempeño y diagnóstico de fallas de los sistemas que generan los disturbios armónicos, pero actualmente en el entorno industrial, es casi imposible contar con aparatos de medida confiables y robustos, principalmente por el desconocimiento de esta fenomenología, así como la influencia de la misma sobre los aparatos, lo que determina la vida útil de los mismos y las variaciones de potencia que se ocasionan tanto a nivel interno, como su propagación por la red eléctrica, con las consabidas consecuencias sobre la factura de energía y los perjuicios que ellos ocasionan sobre los equipos y redes de cómputo integrados a la misma red de producción y por supuesto a los usuarios situados en las cercanías al lugar donde se presentan las distorsiones armónicas.

⁴ INTRODUCCIÓN AL PROBLEMA DE LOS ARMÓNICOS. Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia; Cap 1, Pág1

Por eso es importante pensar y proyectar la manera de diseñar e implementar un dispositivo, que permita visualizar y cuantificar las señales, para entender su fenomenología y entregar el respectivo reporte de esta problemática eléctrica sobre las realidades propias de este entorno.

1.3 FÓRMULACIÓN DEL PROBLEMA.

1.3.1 ¿Qué es lo que ocurre? En el marco del proceso investigativo que viene desarrollando la Universidad y al interior del grupo Armónico DSP, se viene desarrollando la temática sobre el análisis de armónicos en redes trifásicas, razón por la cual aparte de hallar el modelo matemático que representan el problema de las distorsiones armónicas en la red de alimentación pública, entender sus causas y posibles soluciones, se hace necesario desarrollar un prototipo de equipo que permita adquirir, visualizar y procesar la información recogida del sistema eléctrico, ya que en el entorno cercano al lugar de acción y al centro de la investigación no se cuenta con tal equipo y menos de las especificaciones técnicas necesarias.

1.3.2 ¿Por qué ocurre? La dificultad y carencia del equipo necesario se debe a sus altos costos de adquisición, como también al desconocimiento por parte de los ingenieros, técnicos y usuarios finales de la existencia y potencialidades de un analizador de armónicos en la solución de problemas típicos de la red eléctrica y su influencia.

1.3.3 ¿Cómo se manifiesta? El origen del problema está en la presencia de cargas no lineales dentro del sistema eléctrico, estas cargas provocan la circulación de corrientes no sinusoidales, que pueden ser consideradas como la superposición de corrientes de diferente frecuencia.⁵ Las corrientes de diferente frecuencia provocan caídas de voltaje sobre la señal fundamental de 60 Hz.

1.3.4 ¿A Quién afecta? Dada la importancia que representa la energía eléctrica en la cotidianidad de nuestra vida, la cual es usada en la iluminación, en la operación de diversos equipos como: video, aire acondicionado y sistemas de computo⁶, así como en procesos industriales como de servicio, es importante contar con una buena calidad de energía. Por consiguiente los disturbios y variaciones de voltaje que se producen en la red eléctrica afectan directamente al usuario, a los equipos, y también perjudica la operación

⁵ Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia. Introducción al problema de los armónicos; Cap 1, Pág3.

⁶ Universidad Técnica Federico Santamaría, Dpto electrónica, Introducción Problema de las Armónicas; Cap 1. <http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

de la red de suministro. Por lo tanto, el problema de la calidad de energía puede ser visto desde tres perspectivas diferentes.

La primera de ellas, es la que corresponde al lado de los consumidores después del medidor, pues el impacto de los disturbios se concentra en los equipos. La segunda, también del lado de los consumidores, es que los fabricantes de equipos deben conocer los niveles de éstos disturbios y la frecuencia con que ocurren⁷, para así determinar una tolerancia razonable para sus equipos. La tercera que concierne a ambos lados del medidor, y es cómo los disturbios ocasionados por un consumidor afectan a otros consumidores que están conectados a la misma red de suministro.

1.3.5 ¿En dónde está sucediendo? Las distorsiones armónicas en la red pública de alimentación en A.C. suceden en cualquier lugar en donde los equipos, máquinas y accesorios de trabajo, que estén conectados a la misma y ocurren como una consecuencia del funcionamiento intrínseco de ellas o por un conexionado defectuoso y erróneo de los cables de alimentación. Una vez examinadas las anteriores consideraciones se puede resolver la formulación del problema a través de la siguiente pregunta:

¿ Es posible, con los recursos tecnológicos y conocimientos disponibles implementar un prototipo funcional de Analizador de Armónicos en Redes Trifásicas?

⁷ Universidad Técnica Federico Santamaría, Dpto electrónica, Introducción Problema de las Armónicas; Cap 1. <http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

2. JUSTIFICACIÓN

La trascendencia de realizar la medición de energía eléctrica, estriba en el hecho de que sus alteraciones no se pueden almacenar, por lo que se hace necesario tener una medición exacta en los consumos de energía, las formas de onda, el factor de potencia, y como mínimo la THD en función del tiempo y con un registro claro sobre a qué hora ocurrieron las distorsiones armónicas y sus causas.

Todas estas características de diseño y construcción sumadas al marco de trabajo investigativo que actualmente desarrolla la Universidad Santo Tomás, permiten que el proyecto propuesto para la detección de armónicos sirva de fuente de observación y soporte académico- experimental, pasando por lo práctico, como un medio para el crecimiento y apoyo para la conformación y estructuración de nuevos y diferentes proyectos, así como planes de expansión y mejoras en los planes curriculares que se den como adecuación y expansión de conformidad con los cambios y expectativas del profesional que necesita el país.

Es evidente que el proyecto aporta y contribuye al desarrollo de la facultad de Ingeniería Electrónica de la universidad, puesto que es un trabajo, con diseño y pruebas hechas por estudiantes, con recursos tecnológicos constructivos de última generación, con el agregado de permitir que los grupos de investigación que han venido desarrollando labores aplicadas a este tema de estudio, como lo son COINTEC y ARMONICO DSP, crezcan y muestren su potencial con soluciones de ingeniería robustas y confiables, así como su compromiso en la solución de problemas a nivel industrial y académico; entonces el trabajo a desarrollar se convierte en herramienta de apoyo como de crecimiento para el proceso investigativo que se viene aplicando en pro de la evolución académica de la comunidad y de la facultad misma.

Además, porque en el caso Colombiano, en los apartes de la resolución 024 de 2005 expedida por la CREG, (Comisión de Regulación de Energía y Gas)ordena a las generadoras de energía eléctrica⁸, hacer la medición de la distorsión armónica, así como condensar la información de manera semanal, para que esta se enviada y supervisada por el mencionado ente regulador.

⁸ www.creg.gov.co/cxc/download

3 OBJETIVOS

3.1 OBJETIVO GENERAL

Implementar un prototipo de equipo analizador de armónicos capaz de adquirir, visualizar, registrar y procesar distorsiones armónicas hasta 3.6 khz en Redes Trifásicas de 220v AC.

3.2 ESPECÍFICOS

- ✦ Analizar y proyectar las condiciones generales de diseño y operación del instrumento.
- ✦ Dimensionar los sensores y transductores necesarios para el desarrollo del proyecto, observarlos a través de pruebas de laboratorio y medios de detección para seleccionar los más adecuados.
- ✦ Establecer la topología de acondicionamiento de señal apropiada para los sensores seleccionados anteriormente.
- ✦ Identificar la plataforma de adquisición de datos adecuada para lograr la captura, visualización, digitalización y análisis de las señales.
- ✦ Hacer públicos los avances y hallazgos inherentes del proyecto, mediante artículos cuyos ejes temáticos, serán algunos de los apartes conceptuales del analizador de armónicos.

4. MARCO REFERENCIAL

4.1 ESTADO DEL ARTE

4.1.1 Desarrollo histórico. Dentro del transcurrir de la vida del hombre y con su inquietud por conocer los fenómenos físicos que ocasionan los cambios de su entorno, sumado a la necesidad de interactuar con el resto de sus semejantes y de su anhelo de sobrevivir, surge la idea de medir las cosas, y cuantificar los eventos, es así como se desarrollan organizaciones y aparatos que permitan poner de acuerdo al hombre sobre la magnitud de los sucesos que vive a diario.

De esta inquietud, en principio nace el reloj, la brújula, las medidas de longitud como la yarda, el pie y los telescopios, más adelante con la irrupción de la guerra y la revolución industrial, nacen las comunicaciones radiales y los sistemas de distribución de potencia eléctrica. Es entonces cuando se hace uso de los desarrollos de la física y el cálculo para crear los aparatos de medida e instrumentos que permitieran establecer el correcto funcionamiento de las máquinas creadas y así satisfacer las expectativas de ciencia y confort del hombre; es así como nace la instrumentación electrónica e industrial en el mundo.

4.1.1.1 En el ámbito industrial. Los adelantos en esta materia consisten en reconversiones industriales, en compañías de servicios públicos, y organizaciones privadas. Tal es el caso de Acerías Paz del Río, Cementos Boyacá, SerAQA y la Electrificadora de Boyacá, Aceros Diaco y Oxígenos de Colombia; pero sin utilizar convenios o prácticas empresariales por parte de estudiantes en el área de la instrumentación, utilizando para tal fin los servicios de empresas nacionales y extranjeras con ese propósito como: Nacional Instruments, ESI Instrumentación, Dirimpex, y otros.

4.1.1.2 En el ámbito educativo: Se cuenta con los esfuerzos de la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia UPTC, para utilizar el trabajo y el conocimiento de sus docentes y estudiantes para desarrollar tecnología propia a través de la instrumentación con el fin de reconvertir las máquinas de compresión encofinada, corte triaxial, torque y tracción en las Escuelas de minas, geología e ingeniería de vías y civil, así como el desarrollo de una tarjeta potencióstatica en la escuela de Física, la contribución de la instrumentación en el desarrollo de la agricultura de precisión con el apoyo del distrito de riego del alto chicamocha y la creación de varios centros de estudio y grupos de trabajo en el área de la electrónica, debidamente reconocidos y con trabajos ya publicados a través de ponencias en seminarios y congresos.

También se cuenta con avances realizados en Telemetría y Medición de parámetros en Ingeniería Sanitaria y Ambiental realizados por la Universidad de Boyacá.

Al interior de la Universidad Santo Tomás se han hecho diversos intentos en el área de la instrumentación médica, y electrónica enfocada a diversos temas de la ingeniería electrónica.

4.2 IMPACTO AMBIENTAL.

Por tratarse de una aplicación de instrumentación electrónica enfocada al desarrollo de la tecnología en el ámbito del aprendizaje aplicado y como ítem específico en la aplicación de la instrumentación electrónica e industrial, se considera que los efectos negativos, sobre el ambiente, en el desarrollo del proyecto son nulos, porque por el contrario es indispensable observar la naturaleza, el mundo físico y su comportamiento, así como su interacción con el individuo, por eso el desarrollo de este proyecto tendrá efectos relevantes y positivos sobre el ambiente pues se podrán escalizar, medir y representar cualitativamente las variables que influyen en la utilización de la energía eléctrica y posiblemente establecer estrategias de consumo y ahorro como también generar normas y estándares de calidad de vida y de producción tecnológica eficientes, que no contaminen, ni generen desechos tóxicos que perjudiquen el diario vivir de los seres humanos en Colombia.

4.3 APOORTE EDUCATIVO.

La imposibilidad de crecimiento y competitividad tecnológica e intelectual, nace en las aulas de clase, gracias a la forma de afrontar y abarcar el conocimiento, y más en este entorno donde la juventud no confronta su experiencia bibliográfica, con la experiencia práctica en los medios para tal fin como son los laboratorios, muchas veces por la falta de presupuesto, por la pereza intelectual ó la falta de apoyo y actualización de los docentes que los guían en su formación intelectual y académica; entonces la implementación del analizador de armónicos en líneas trifásicas por sí solo ayuda al aprendizaje comparativo-deductivo, al conocimiento de normas internacionales desde las etapas de diseño y concepción de la idea, hasta la elaboración y ensamble del equipo, pasando por la selección y elección de componentes eléctricos y electrónicos, basados en sistemas de simulación CAD, CAM.

Por lo anterior se reconoce que el proyecto HVA, si bien no se basa en una revolución pedagógica con las consabidas propuestas cognitivas que esto implica, se puede entender

como un grupo de jóvenes con conocimientos afines a la electrónica, la motivación y el interés por profundizar conocimientos, para lograr resultados visibles y pasar así de los lenguajes adjetivados, a los lenguajes proposicionales, con resultados tangibles, como el sistema supervisorio basado en 3 microcontroladores (MARKIEWICZ Henryk, 2005) interconectados, siguiendo con las ideas y conceptos del DSC, así como el software de análisis desarrollado en Labview, la topología de aislamiento a proponer dentro del acondicionamiento de señal para la adquisición de datos.

La importancia de llevar a cabo una investigación de este talante radica en mostrar los cambios que se pueden dar en la estructura pedagógica de una institución cuando se rompen los paradigmas de cuantificación del conocimiento y la manera como se asumen las propuestas cognitivas de la malla curricular, basándose en metas por alcanzar y no en obligaciones por cumplir.

4.4 MARCO LEGAL

Las causas, problemas y soluciones de los armónicos han sido tratados por grupos de investigación en varias partes del mundo, de tal manera que existen instituciones u organismos preocupados por establecer normas y regulaciones cuyo objetivo es instituir parámetros y estándares unificados de calidad de la energía eléctrica. Es por ello, que a nivel nacional se tiene la CREG (comisión de regulación de energía y gas) que a través de la resolución de la Creg 024 – 2005⁹ establece que los operadores de red en sus sistemas de distribución deben disponer de equipos que midan los indicadores de calidad de tensión PST (Percibility Short Time) y THDV (Total Harmonic Distortion of Voltage) y con la resolución Creg 110 – 2005 para realizar mediciones en el 100 % de las barras de las subestaciones de los niveles de tensión 2, 3 y 4, así como en el 5% de la cabecera de los circuitos a 11,4 kV y 13,2 kV.

A nivel internacional se tiene de manera preliminar la norma EN 50160,¹⁰ IEC 61000-4-30¹¹, IEC61000-4-7 y en fin la serie IEC 61000, como también la recomendación IEEE 519/92. que buscan establecer los límites a la cantidad de armónicos que puedan existir en un sistema eléctrico, según la experiencia de la región ó país de donde proceda la norma; En 1982 el Instituto Colombiano de Normas Técnicas - ICONTEC acogió una traducción casi textual del NEC de los EEUU de 1981, realizada en Venezuela, la cual fue discutida y homologada como Norma Técnica Colombiana NTC-2050.

⁹ Ibid., p.118

¹⁰ MARKIEWICZ, Henryk. KLAJN, Antoni; Wraclaw University of Technology ,Norma EN50160 Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución; Julio. (J) 2005.

¹¹ BALCELLS J; Departamento de Ingeniería Electrónica UPC, Barcelona. Campus de Terrassa

El 6 de Octubre de 1987, la Superintendencia de Industria y Comercio la oficializó como Código Eléctrico Nacional Colombiano - CEC, mediante la resolución 1936, dándole el carácter obligatorio para todo el territorio nacional.

5 MARCO TEORICO

5.1 SISTEMA TRIFASICO

Un sistema de alimentación trifásico es el conjunto de tres señales de corriente ó tensión alterna, monofásicas cada una, de igual frecuencia y amplitud, por consiguiente igual valor eficaz, con una determinada diferencia de fase entre ellas, en torno a 120° , entonces para denotar este sistema se usa la letra Φ , y están dadas en un orden determinado, asignando una letra del alfabeto, con el fin de buscar una puesta en común como pueden ser RST, ABC, XYZ; según el ángulo de desfase de las señales, una con respecto a la otra, así cada una de las señales monofásicas que forman el sistema se designa con el nombre de fase.

5.1.1 ¿Qué es el neutro? Como punto de partida, *este es un término usado en sistemas de corriente alterna A.C. y se refiere al punto donde las tensiones ó voltajes de fase toman su referencia, es decir aquel donde de manera ideal la tensión es cero con respecto a la tierra de referencia*,¹² es entonces el nodo conector se cierra el circuito y por el cual retorna la corriente.

Ahora cuando se trata de sistemas trifásicos, la intensidad que circula por el neutro en estos ellos, depende del equilibrio de las corrientes que circulan por las fases, dado que se realiza la suma vectorial, pues las fases se consideran como vectores iguales desfasados 120 grados, por lo que si la intensidad que circula por cada fase es igual, la suma vectorial es cero y por lo tanto por el neutro no circula corriente. Sin embargo, si las fases están desequilibradas (mal repartidas las cargas o receptores entre las fases), esa suma será distinta de cero, es decir, que por el neutro circulará corriente; Si circula corriente por el neutro, quiere decir que se establece una diferencia de potencial con respecto a tierra.

5.1.2 Masa, tierra y neutro tres conceptos distintos. El término Masa (Ground) es, el conductor de referencia de potencial cero con respecto al cual se miden el resto de potenciales del circuito, y que coincide con el cero de la alimentación¹³. Físicamente, es el conductor por donde se suelen realizar los retornos de las señales activas del circuito.

12<http://www.todoexpertos.com/categorias/cienciaseingenieria/ingenieriaelectronica/respuestas/1747527/puestatierraneute>.

¹³ H. Torres. La tierra como parte de un sistema eléctrico;
www.paas.unal.edu.co/investigacion/documentos/Tierras%20para%20pagina%20web.doc

Dentro de un mismo sistema pueden existir varios circuitos completos, aislados galvánicamente entre sí y, por lo tanto, con varias fuentes de alimentación independientes y varios sistemas de masa. Es decir, no existe una masa única, sino que cada circuito posee su propia masa o punto de referencia.

El otro concepto es el de Neutro (*Neutral point*). Un sistema de alimentación de corriente alterna comprende cuatro conductores, tres de los cuales están conectados como un sistema trifásico de tres conductores,¹⁴ el cuarto se conecta al neutro de la alimentación o al punto central de una fase en caso del secundario de un transformador en estrella.

El tercer concepto muy distinto es el de Tierra (*Earth*) que se refiere al potencial de la tierra física y que influye voluntaria o involuntariamente en los edificios¹⁵, líneas de transmisión, instalaciones eléctricas, etc.

Normalmente se consideran dos sistemas de tierra, uno de referencia y otro de protección, es decir que cada uno cumple con funciones distintas, ya sea para la medición o para la operación del equipo ó del sistema.

5.2 TERMINOLOGÍA PARA LA DESCRIPCIÓN DE ARMONICOS.

Los términos usados para describir la presencia de armónicos en la red de alimentación pública, usualmente tienen significados ambiguos, según el país y la normatividad vigente, de acuerdo al ente regulador a tener en cuenta. Pero es claro que muchos atributos referentes a la calidad de la energía eléctrica son comúnmente reconocidos y asociados a las distorsiones armónicas. A continuación se da una breve descripción de algunos de los disturbios más comunes.

5.2.1 Distorsión armónica. De manera resumida, se puede definir como la presencia de interrupciones, sobretensiones y deformaciones producidas por la suma algebraica de señales, cuya frecuencia es múltiplo entero, o en fractales de la frecuencia fundamental, en este caso 60hz; además le concierne la estabilidad de voltaje, la frecuencia y la continuidad de las ondas tanto de voltaje, como de corriente; lo cual se verá más adelante en lo referente al modelamiento eléctrico, así como en la descripción del modelamiento de dicha fenomenología a través de las expresiones de la transformada de Fourier, ya que

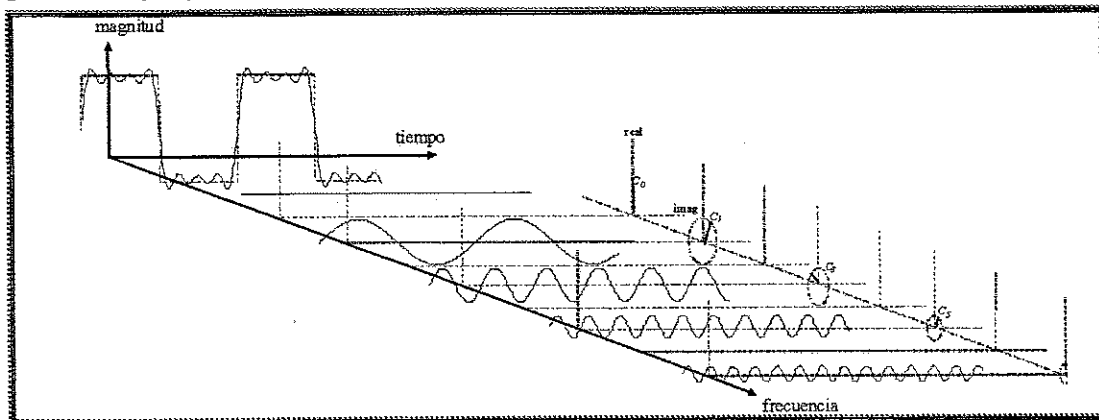
¹⁴ Ibid., p. 2

¹⁵ Ibid., p. 3

en un análisis armónico riguroso, son estos postulados matemáticos los que permiten estudiar la representación de funciones o señales como superposición de ondas, o suma algebraica de las mismas, como se observa en la figura, que se muestra a continuación, pues el comportamiento de circuitos con variaciones topológicas, no pueden ser analizados mediante la teoría fasorial de frecuencia única, en estos casos, el estado estacionario es una sucesión de estados transitorios, cuyo estudio requiere de un modelo matemático representado con la herramienta matemática antes indicada.

Se puede decir entonces, que en un sistema eléctrico de potencia los armónicos son los *"subproductos de la electrónica moderna, y se manifiestan especialmente donde hay un gran número de computadores, impresoras, motores de velocidad regulable, equipos médicos, ascensores y otros equipos que absorben corriente en forma de impulsos cortos"*. Estos equipos están diseñados para absorber corriente durante sólo una fracción controlada de la onda de tensión de alimentación, causando la distorsión ó ausencia (periódica) de la forma de onda sinusoidal del voltaje o corriente¹⁶. La cual de manera intuitiva y previa se puede entender a través de la siguiente figura, deduciendo que este es un fenómeno que se presenta en estado estable.

Figura 1. Superposición temporal de ondas

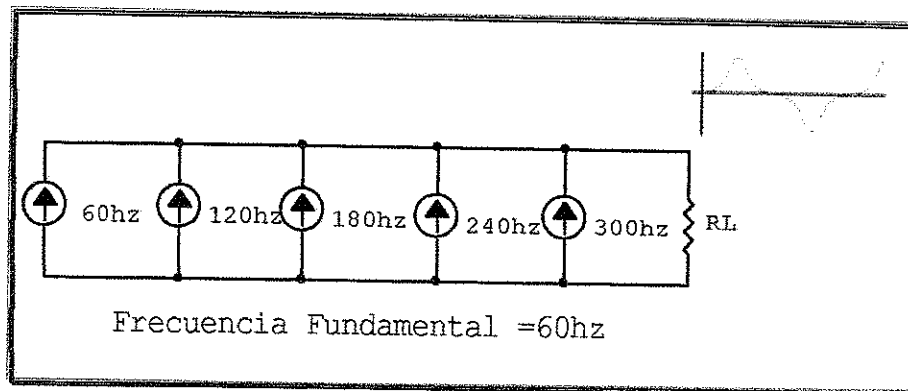


Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia

<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20II.htm>

¹⁶ ACEVEDO, Donoso Francisco. Componentes armónicas en redes de distribución eléctrica. Pag: 1.
<http://www.revistamarina.cl/revistas/2001/5/Acevedo.pdf>

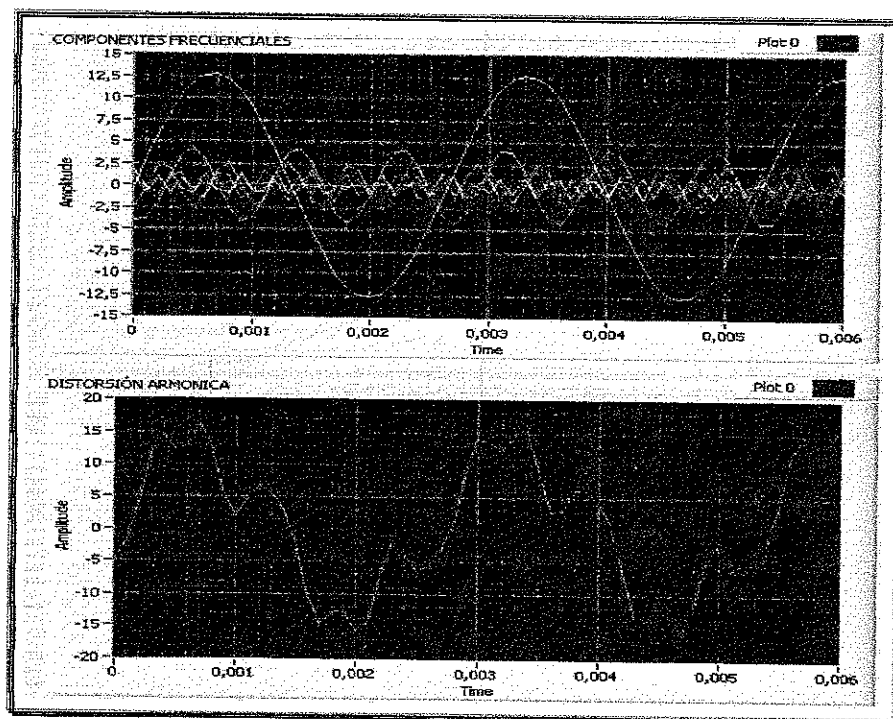
Figura 2. Suma circuital de corrientes para generar armónicos



Fuente: el autor (Circuit maker 2000)

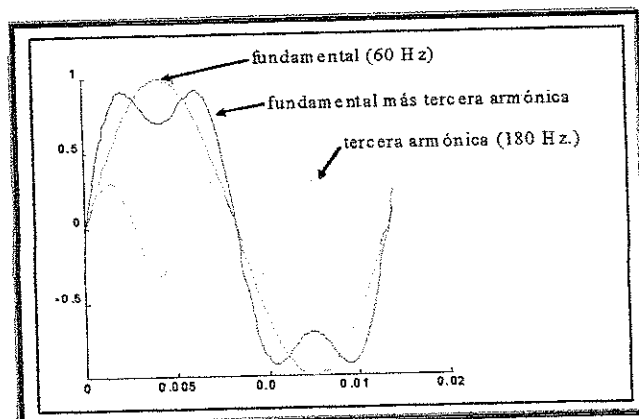
Para efectos de entender el fenómeno de la distorsión armónica, y en concordancia con lo anterior, se ha realizado una simulación en Labview 8.2, donde se muestra, la frecuencia fundamental, y sus armónicos múltiplos enteros, como también la gráfica de la suma de las señales, donde la forma de la onda sinusoidal inicial es distorsionada por el efecto de los armónicos.

Figura 3. Simulación en Labview, para la suma de componentes frecuenciales



Fuente: El autor (Labview 8.2)

Figura 4. Efecto de la suma algebraica de señales de diferentes frecuencias



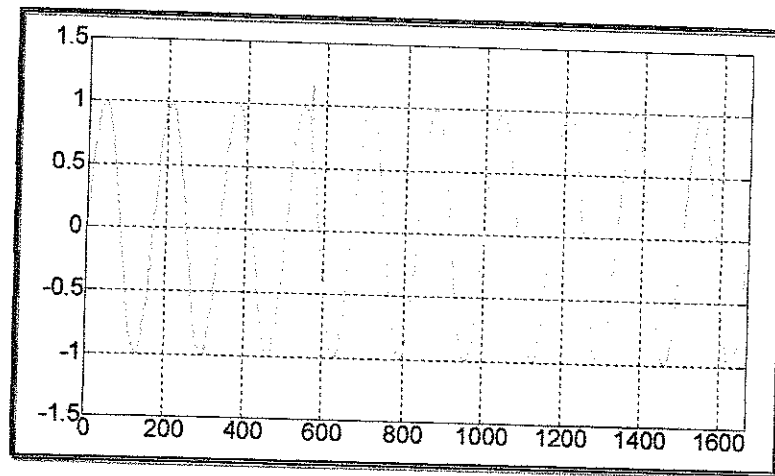
Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia
<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20V.htm>

En los equipos ya mencionados, Las causas eléctricas del fenómeno de la distorsión armónica, son que la tensión alterna de entrada, una vez rectificada por los diodos, se utiliza para cargar un condensador de gran capacidad. Después de un semiperíodo, el condensador se carga al valor "peak" pico de voltaje de la onda sinusoidal. Por ejemplo, a 170 V en una línea de tensión alterna a 120 Vrms. Entonces el equipo electrónico absorbe corriente de esta tensión continua para alimentar al resto del circuito, solo en las crestas pico de la onda sinusoidal, suministrada por la compañía generadora.

5.2.2 Pico de voltaje: *Es un incremento en el nivel de voltaje que dura unos cuantos microsegundos. Es debido principalmente por fallas en la red eléctrica, descargas atmosféricas y swicheo de grandes cargas.*¹⁷

¹⁷ Universidad Técnica Federico Santamaría, Op cit., cap 1

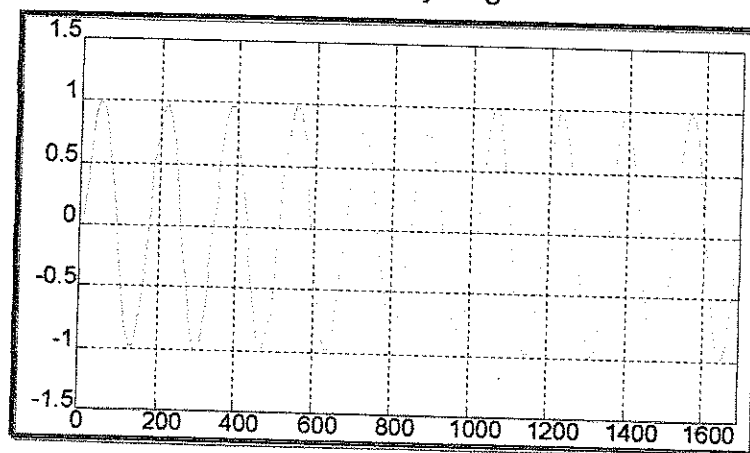
Figura 5. Ilustración de un pico de voltaje



Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia
<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

5.2.3 Depresión de voltaje (Sags): Es un decremento momentáneo (varios ciclos de duración) en el nivel de voltaje. Es debido a la conexión de grandes cargas, descargas atmosféricas y fallas en la red eléctrica.¹⁸

Figura 6. Ilustración de una depresión de voltaje Sag

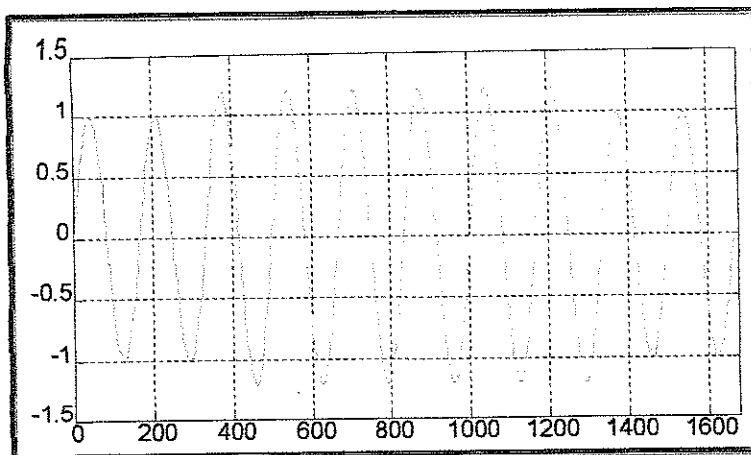


Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia
<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

¹⁸ Universidad Técnica Federico Santamaría, Op cit., cap 1

5.2.4 Dilatación de voltaje (Swell): *Es un incremento momentáneo del voltaje de varios ciclos de duración. Es ocasionado por la desconexión de cargas grandes y no llega a ser un sobre voltaje.*¹⁹

Figura 7. Ilustración de una depresión de voltaje Swell



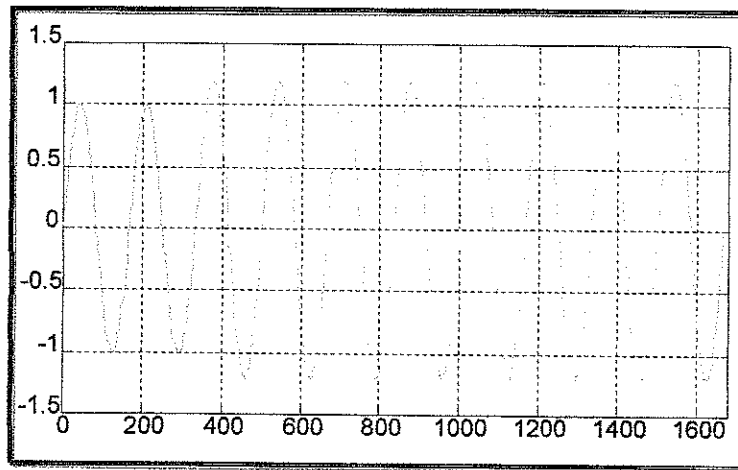
Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia
<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

5.2.5 Sobrevoltaje: *Es una condición de voltaje elevado (arriba del valor nominal) que a diferencia del swell de voltaje, dura mucho más tiempo. Es causado por una pobre regulación de voltaje*²⁰.

¹⁹ Universidad Técnica Federico Santamaría, Op cit., cap 1

²⁰ Ibid., cap 1

Figura 8. Ilustración de un sobrevoltaje.

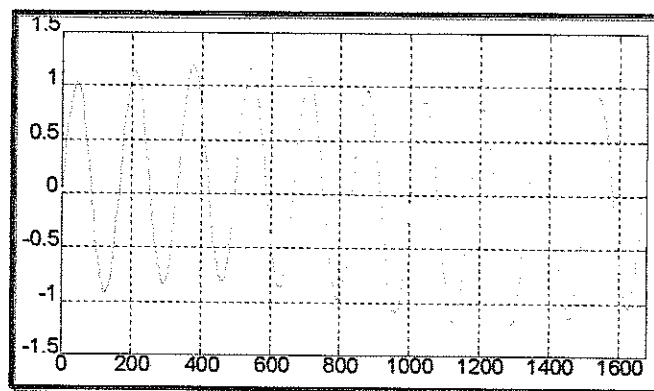


Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia
<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

5.2.6 Parpadeo (Flickers): *Se refiere a las fluctuaciones en el nivel de voltaje. Estas son debidas a la conexión de cargas cíclicas como hornos eléctricos o por oscilaciones subarmónicas (subarmónicas se refiere a señales de frecuencia menor a la fundamental²¹).*

Por lo general este efecto se observa fácilmente en el cambio de intensidad bajo y alto de lámparas y ruido acelerado y desacelerado de motores.

Figura 9. Ilustración de un flicker.

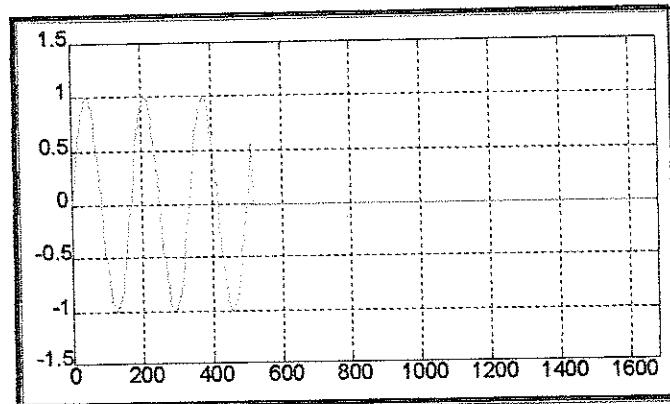


Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia

²¹ Universidad Técnica Federico Santamaría, Op cit., cap 1

5.2.7 Interrupciones de Energía: Es la pérdida total de potencia. Por lo general se considera interrupción cuando el voltaje ha decrecido a un 15 % del valor nominal o menos. Este es debido a aperturas de líneas, daño de transformadores, operación de fusibles o equipos de protección de la red, entre otras posibilidades²². También se consideran interrupciones de energía aquellas que duran milisegundos.

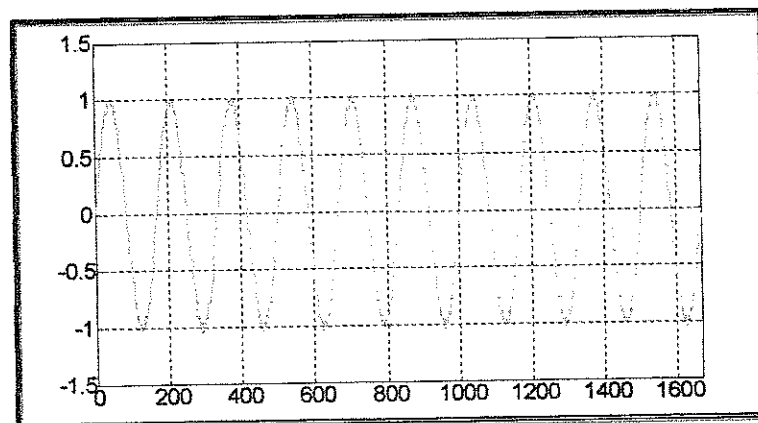
Figura 10. Ilustración de una interrupción de energía



Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia

5.2.8 Ruido Eléctrico: Es la distorsión (no necesariamente periódica) de la forma senoidal del voltaje. Este es debido al switcheo, transmisores de radio y equipo industrial de arco eléctrico²³.

Figura 11. Ilustración de ruido eléctrico



Fuente: Análisis armónico en sistemas eléctricos IT Morelia

²² Ibid., cap 1

²³ Ibid., cap 1

5.3 CLASIFICACIÓN DE LOS ARMÓNICOS

5.3.1 Según el múltiplo frecuencial: Este término se refiere, al número de veces enteras o en fracciones, por el que se multiplica la frecuencia fundamental, para obtener los valores que tomarán los componentes frecuenciales de las ondas que causan la distorsión, $F_{\text{armónico}} = n \cdot F_{\text{fundamental}}$, para cuya notación se designa la letra n como el armónico a determinar, entonces se tienen tres tipos de armónicos a saber:

- ✦ **Armónicos pares:** son aquellos para los cuales la letra n , toma los valores de 2,4,6,8..... $\sum_0^{\infty} 2n$, de este modo las frecuencias disponibles de los armónicos, para el caso Colombiano serán 120,240,360....etc
- ✦ **Armónicos impares:** son aquellos para los cuales la letra n , toma los valores de 1,3,5,7,9..... $\sum_0^{\infty} 2n + 1$, por lo tanto las frecuencias de los armónicos serán 60,180,300,360, si 60hz es la frecuencia fundamental.
- ✦ **Interarmónicos:** los interarmónicos son tensiones o corrientes cuya frecuencia es un múltiplo no entero de la frecuencia fundamental de suministro.

Los interarmónicos, están siempre presentes en la red de energía eléctrica y han adquirido recientemente mayor importancia debido a que la amplia utilización de los sistemas electrónicos de potencia ha producido un aumento en su proliferación. Al analizar una determinada forma de onda, sus armónicos e interarmónicos se denominan en función de sus componentes espectrales en un estado cuasi-estacionario, definido sobre un ámbito determinado de frecuencias. *El término "subarmónico" no tiene una definición oficial —es un caso particular de interarmónicos cuya frecuencia es menor que la frecuencia fundamental*²⁴. Sin embargo, este término aparece en numerosas referencias y es de uso general en el ámbito profesional.

La norma IEC (International Electrotechnical Commission) 61000-2-1 define los interarmónicos de la siguiente forma:

²⁴ LEONARDO-Energy, Guía de calidad de la energía eléctrica; p.3
http://www.leonardo-energy.org/espanol/lee-guia_calidad/Guia%20Calidad%203-1-1%20Armonic%20-%20Interarmonicos.pdf

Entre los armónicos de frecuencia de la tensión y de la corriente de la red de alimentación, se pueden observar otras frecuencias que no son un múltiplo entero de la fundamental. Estas frecuencias pueden aparecer como frecuencias discretas o como un espectro de banda ancha.

5.3.2 Según el sentido de rotación del fasor:

✦ **Secuencia directa:** armónicos fundamentales.

▲ *Puede producir calentamiento de conductores, rotura de circuitos, etc. por ejemplo, en un motor de inducción, la armónica de secuencia positiva generaría un campo magnético que gira en la misma dirección que la fundamental*²⁵



✦ **Secuencia inversa:** segundos armónicos.

▲ *Son los que hacen de freno al girar a la inversa, se oponen al campo de frecuencia fundamental.*²⁶ Estos armónicos son los que producen calentamientos, aunque se aprovecha esta característica para frenar motores inyectando corriente continua. Además producen calentamiento de conductores y por ende problemas en el motor.



✦ **Secuencia homopolar (en fase) ó secuencia cero:**

→ → → Terceros armónicos. Este tipo de armónicos circulan únicamente por el neutro (donde se suman), comúnmente se llaman "Triplens".



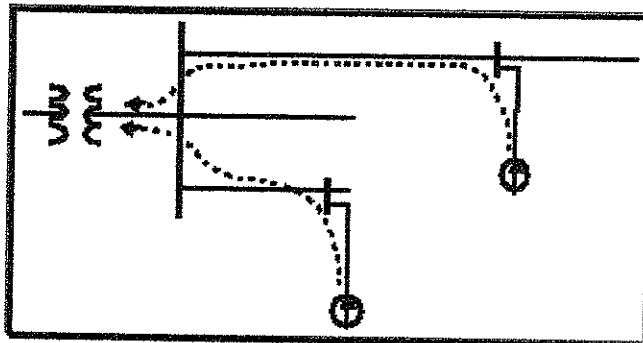
5.3.3 Trayectoria de los Armónicos. *Toda corriente eléctrica fluye por donde se le presenta menor resistencia a su paso. Por esta razón las corrientes armónicas siguen trayectorias distintas, pues se tiene que las impedancias de los sistemas varían según la frecuencia. Pues la reactancia inductiva se incrementa con la frecuencia y la resistencia se incrementa en menor medida, mientras que la reactancia capacitiva disminuye con la*

²⁵ ACEVEDO, Donoso Francisco. Componentes armónicas en redes de distribución eléctrica. Pag: 3.
<http://www.revistamarina.cl/revistas/2001/5/Acevedo.pdf>

²⁶ ACEVEDO, Donoso Francisco. Ibid., pág 4

frecuencia.²⁷ Así las armónicas fluyen hacia donde se le presenta menos resistencia a su paso, como se muestra a continuación.

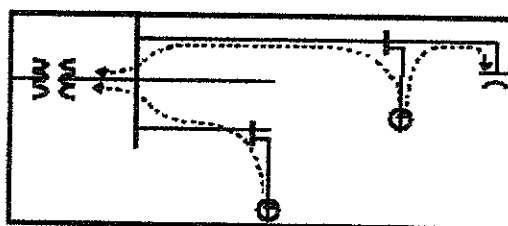
Figura 12. Trayectoria de las armónicas en un sistema inductivo.



Fuente: Teoría básica de armónicas. www.tripod.com.

En cambio si al sistema mostrado se le incluye un banco de capacitores como se muestra en la figura, da lugar a unas trayectorias distintas para las armónicas.

Figura 13. Efecto de los capacitores en las trayectorias de las armónicas.



Fuente: Teoría básica de armónicas. www.tripod.com.

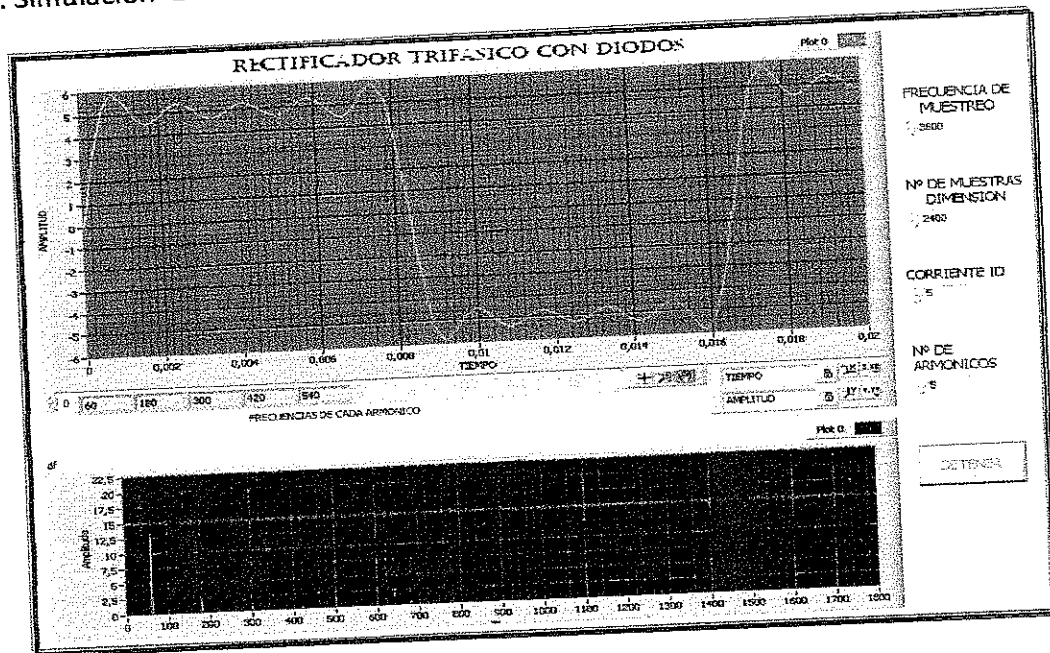
La trayectoria que siguen las armónicas también depende del tipo de sistemas, ya sean monofásicos o trifásicos, así como las conexiones de los transformadores que se encuentra a su paso, según sea Δ o λ . Las armónicas que se presentan en sistemas balanceados tienen una relación directa con las componentes de secuencias positiva, negativa y cero.

²⁷ Universidad Técnica Federico Santamaría. Op cit. ,cap1.

5.4 MODELAMIENTO MATEMÁTICO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.

Para comenzar, se toma como referencia la figura Nº 4, donde se muestra el efecto de las armónicas, pero se mejora la simulación añadiendo diodos al sistema y suponiendo que es una red trifásica balanceada, para lo cual se muestra el efecto únicamente en una de las tres fases, la corriente en los diodos, los parámetros del muestreo y los componentes espectrales, como se muestra a continuación:

Figura 14. Simulación de distorsión armónica para un rectificador trifásico



Fuente: El autor (Labview 8.2)

En la gráfica es claro, que la onda distorsionada se asemeja a una onda cuadrada, que es función y periódica, por lo que matemáticamente se puede escribir el voltaje de salida como:

$$v(t) = V_1 \cos(\omega t + \theta_1) + V_2 \cos(2\omega t + \theta_2) + V_3 \cos(3\omega t + \theta_3) + \dots \quad 28$$

que en forma compacta es:

$$v(t) = \sum_{n=1}^h V_n \cos(n\omega t + \theta_n)$$

Donde:

V_n se le define como la armónica de orden n , y

²⁸ Análisis armónico en sistemas eléctricos. Op cit. Cap2, pág3

θ_n como el ángulo de la armónica n

Ya que la función inicial es expresable matemáticamente como una serie ó sumatoria, podemos pensar que dicha función es representable a través de la serie compleja de Fourier y por ende se puede obtener la transformada de Fourier usando las series trigonometrías de Fourier, entonces se tiene que para una armónica en particular n , representada por sus coeficientes se tiene:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sen\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right)^{29}$$

donde:

T = período de la función.

n = orden de la armónica.

a_0 = valor medio de la función.

a_n, b_n = coeficientes de las series, amplitudes de las componentes rectangulares.

El vector armónico correspondiente es:

29

Con la magnitud: $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ $A_n \angle \Phi_n = a_n - j b_n$

y el ángulo de fase: $\Phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$ 29

los coeficientes se calculan de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t)$$

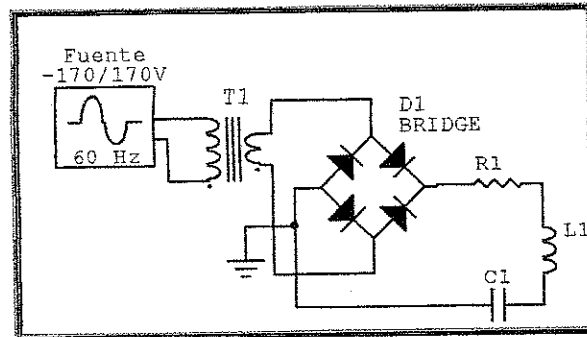
$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \sen(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad 29$$

Si se aplica esta teoría a las formas de onda de la corriente de algunos de los dispositivos generadores e inyectores de armónicos se tiene:

²⁹ Ibid. , cap 2; pág 4

5.4.1 Rectificador monofásico en puente:

Figura 15. Esquema de un rectificador monofásico en puente con carga RLC



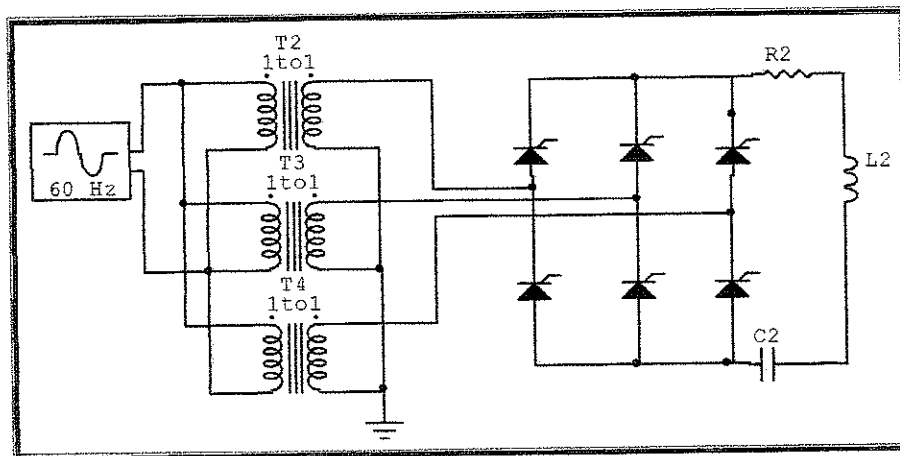
Fuente: El Autor (Circuitmaker2000)

Cuya expansión en series de Fourier para la corriente será:

$$i_s(t) = I_d \frac{4}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t \dots \right]_{30}$$

5.4.2 Rectificador trifásico de 6 pulsos(conexión $\lambda \lambda$) :

Figura 16. Esquema rectificador trifásico 6 pulsos (estrella- estrella)



Fuente: El Autor (Circuitmaker2000)

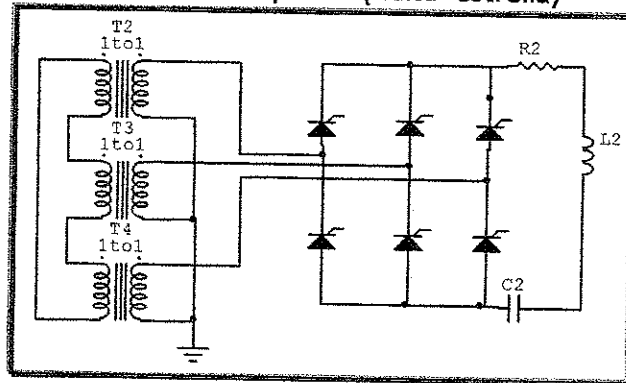
³⁰ Ibid. , cap3; p.2-3

Entonces la expresión matemática será:

$$i_a(t) = I_d \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{17} \cos 17\omega t + \frac{1}{19} \cos 19\omega t \dots \right]$$

5.4.3 Rectificador trifásico de 6 pulsos(conexión $\Delta \lambda$):

Figura 17. Esquema rectificador trifásico 6 pulsos (delta- estrella)



Fuente: El Autor(Circuitmaker2000)

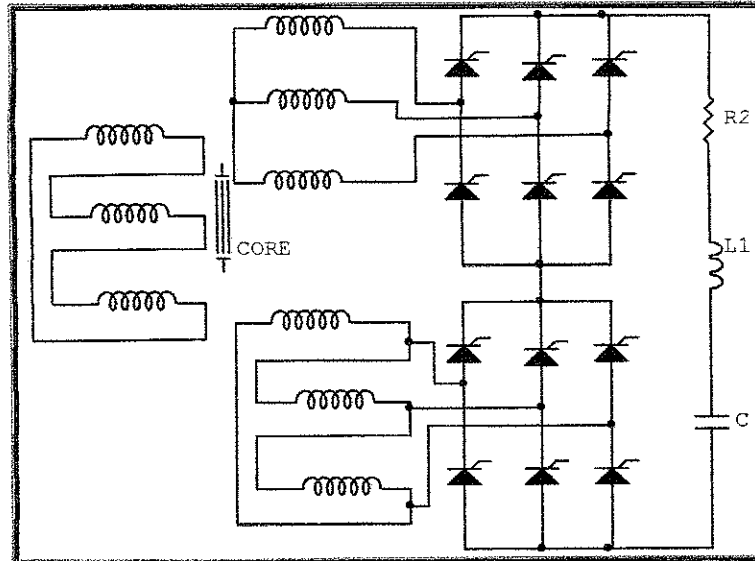
La expansión en series de Fourier es:

$$i_a(t) = Id \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \frac{1}{17} \cos 17\omega t - \frac{1}{19} \cos 19\omega t \dots \right]_{31}$$

³¹ Ibid., cap 3; pág 4.

5.4.4 Rectificador de 12 pulsos:

Figura 18. Esquema rectificador trifásico 12 pulsos



Fuente: El Autor(Circuitmaker2000)

Su expresión en series de Fourier se escribe como:

$$i_a(t) = 2\left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\right)I_d \left[\cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \frac{1}{23} \cos 23\omega t - \frac{1}{25} \cos 25\omega t \dots \right] \quad 32$$

5.5 MODELAMIENTO ELÉCTRICO.

Los elementos de un sistema eléctrico pueden representarse a través de impedancias lineales o impedancias no lineales. El primer caso, corresponde a aquellos elementos en los que existe una relación proporcional entre la tensión y la corriente para las mismas componentes frecuenciales; mientras que, en el segundo, los elementos no presentan esta relación proporcional en todo su espectro. Entre los elementos que pueden representarse a través de impedancias lineales, se encuentran las líneas, los transformadores, las máquinas eléctricas y algunas cargas. Entre los elementos con impedancias no lineales se

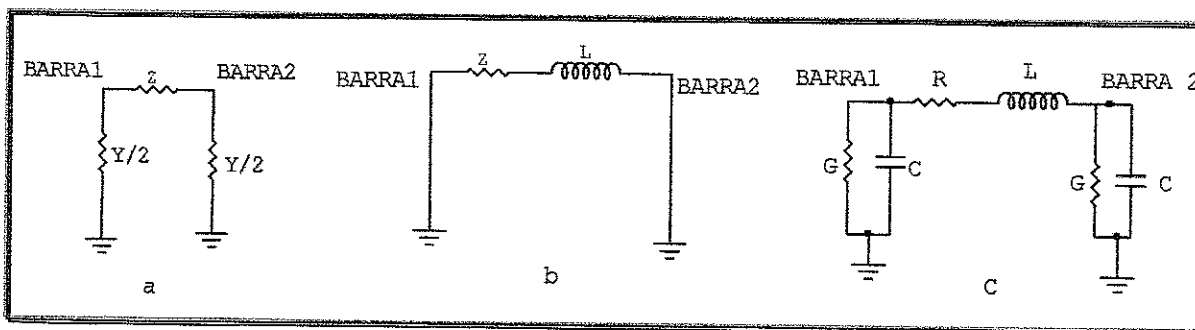
³² Ibid., cap3; Pág 5-6.

destacan los dispositivos de estado sólido y su técnica de modelamiento es conocida como modelamiento por inyección de corriente³³.

5.5.1 Modelamiento de Elementos Eléctricos:

5.5.1.1 Líneas: Las líneas de transmisión presentan diferentes modelos en función de su longitud, tensión y frecuencia. De acuerdo a su longitud se clasifican en cortas, medias y largas: En el estudio de armónicos, una línea es considerada larga cuando su longitud es mayor al 5% de la longitud de onda a la frecuencia de interés. Por lo tanto: $\frac{l}{\lambda} > 0.05$ km; l es la longitud de onda a la frecuencia fundamental, f es la frecuencia fundamental [Hz], n es el orden armónico ($n=1$ equivale a 60 Hz) y l es la longitud de la línea³⁴.

Figura 19. Modelos de (a) Línea larga, (b) Línea corta y (c) Línea media.



Fuente: El Autor(Circuitmaker2000)

⚡ Modelo de línea larga: Se considera una distribución uniforme de los parámetros R , L y C a lo largo de la línea. Se representa por un circuito p equivalente que se muestra en la figura 20 (a)³⁴.

⚡ Modelo de línea corta: Se desprecia el efecto piel (Se desprecia la admitancia shunt). Se concentran los valores totales de la resistencia (R) y de la inductancia (L), la reactancia resultante se multiplica por h , siendo h el orden de cada Componente armónica ($h=1, 2, 3, 4, 5$, etc, que equivalen a 60, 120, 180, 240, 300 Hz). Ver Figura 20b³⁴.

³³ ESCOBAR Z, Antonio. ARISTIZABAL Naranjo, Marcelo. Modelamiento de Sistemas Electricos en Presencia de Armonicos; p. 1

³⁴ Ibid., p.2

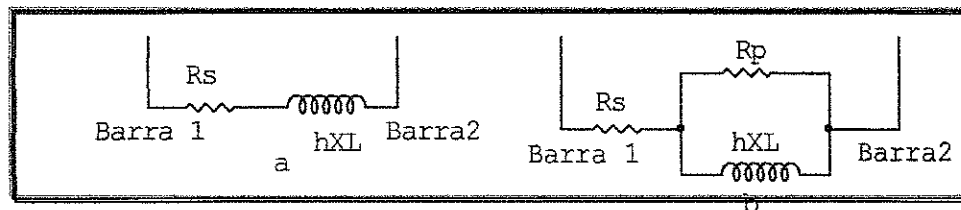
Para frecuencias armónicas, la extensión de la línea corta será menor a medida que aumenta la frecuencia analizada. En este modelo no se identifican las posibles resonancias producidas por el efecto capacitivo e inductivo de la línea.

- ✦ **Modelo de línea media:** Se considera la impedancia serie y la admitancia shunt, la cual está compuesta por una conductancia G , responsable de las corrientes de fuga (principalmente a través de los aisladores que sustentan la línea) y por la capacitancia C de la línea con relación a tierra. Estos parámetros son concentrados y divididos en dos partes iguales que se conectan en los terminales de la línea. El modelo se denomina modelo π nominal. Ver Figura 20c³⁵.

Un circuito π nominal es adecuado para líneas cuya extensión no sobrepase los 200 Km, a 60 Hz, y cuya tensión nominal sea inferior a 400 kV. Los parámetros X_L y X_C resultantes deben ser multiplicados por h .

- ✦ **Transformador:** Se emplean modelos que no incluyen las capacitancias entre devanados debido a que los fenómenos de resonancia se presentan a frecuencias muy altas³⁶.

Figura 20. Modelos del transformador, (a) Modelo 1 (b) Modelo 2.



Fuente: El Autor(Circuitmaker2000)

Modelo 1. Es la representación más simple de un transformador y está compuesta por la inductancia de dispersión en serie con la resistencia del devanado. La reactancia debe ser multiplicada por h , como se vio anteriormente.

³⁵ Ibid., pág 2-3

³⁶ Ibid., pág 3

Modelo 2. Una resistencia R_p es colocada en paralelo con una inductancia L , que es obtenida por medio de la reactancia de dispersión a frecuencia fundamental, esta combinación, es colocada en serie con una resistencia R_s . Ver Figura 20b.

Las resistencias R_p y R_s son independientes de la frecuencia y son estimadas a través de las siguientes ecuaciones:

$$90 < \frac{V^2}{S \times R_s} < 110 \quad 13 < \frac{S \times R_s}{V^2} < 30$$

Donde, V es la tensión nominal del transformador, S es la potencia nominal del transformador, R_s y R_p son resistencias; Este modelo fue propuesto por el grupo de trabajo de la CIGRE (Conseil International des Grands Réseaux Electriques).

5.6 FACTORES DE DISTORSIÓN.

Los valores de distorsión están definidos en forma porcentual (%) de cada una de las cantidades eléctricas, estos valores son muy utilizados para conocer el grado de contaminación de las redes eléctricas.

5.6.1 Distorsión armónica total:

Para el voltaje

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1} \times 100 \quad 37$$

Para la corriente

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \times 100 \quad 37$$

Para armónicas individuales

³⁷ Universidad Técnica Federico Santamaría, Op cit., cap 3.
<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20III.htm>

$$IHD_n = \frac{V_n}{V_1} \times 100 \quad 38$$

5.6.2. Distorsión total de demanda:

$$TDD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_{dem-max}} \times 100 \quad 38$$

5.6.3 Factor K: En la gran mayoría de los casos cuando un transformador alimenta cargas no lineales, debido a este factor el transformador se sobrecalienta aun cuando no ha alcanzado sus KVA nominales.

Se estima que el calentamiento de los transformadores debido a las armónicas es directamente proporcional al cuadrado de la armónica multiplicado por las pérdidas que esta produce, de esta manera aparece el factor K el cual es aplicado a transformadores.

Este factor K viene especificado en los datos de placa de algunos transformadores, indicando la capacidad del transformador para alimentar cargas no lineales sin exceder la temperatura de operación a la cual están diseñados, esto es:

$$Factor \quad K = \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_{ms}} \right)^2 h^2 \quad 38$$

Donde la corriente de la expresión es la corriente de la carga no lineal la cual será o es alimentada por el transformador.

5.6.4 Potencia instantánea: La potencia instantánea está definido como la multiplicación entre el voltaje y la corriente, esto es:

$$p = vi = \sum_{g=1}^{G} e_g \sum_{j=1}^K i_j = \sum_{g=1}^G \sum_{j=1}^K e_g i_j = \sum_{n=1}^N P_n \quad 38$$

³⁸ Ibid., cap3.

Esto significa que la potencia entregada por la fuente es igual a la suma de la potencia consumida por todos los elementos del sistema.

5.6.5 Potencia promedio (media o activa): La potencia promedio está definida por la siguiente ecuación:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt \quad 39$$

Esto significa que es la potencia promedio consumida en un periodo de tiempo T .

5.6.6 Potencia aparente: La potencia aparente está definida como el producto de los valores rms del voltaje y la corriente

$$S = E_{rms} I_{rms} \quad 39$$

5.6.7 Factor de potencia: El factor de potencia es una razón que expresa el grado de utilización de la energía por una carga, y está definido por

$$FP = \frac{P}{S} \quad 39$$

Como se puede apreciar, las definiciones anteriores están definidas para funciones periódicas de periodo T , donde estas definiciones se verán simplificadas dependiendo de la característica particular de estas funciones periódicas.

5.7 CIRCUITOS LINEALES CON ALIMENTACIÓN SENOIDAL:

Considerando el circuito lineal alimentado por una fuente senoidal de la figura, se tiene que su respuesta también es senoidal.

donde

$$v(t) = E_m \text{Sen}(\omega_0 t) \quad 40$$

$$i(t) = I_m \text{Sen}(\omega_0 t + \phi)$$

Donde la magnitud y el ángulo de fase de la corriente depende de la carga. A partir de estas características, se obtienen las siguientes simplificaciones.

³⁹ Ibid., Cap3

⁴⁰ Universidad Técnica Federico Santamaría, Op cit., cap2.

<http://elec.itmorelia.edu.mx/armonico/Capitulo%20I.htm>

5.7.1 Potencia instantánea:

$$p(t) = e(t)i(t) = [E_m \text{Sen}(\omega_0 t)] [I_m \text{Sen}(\omega_0 t + \phi)]$$

$$= \frac{E_m I_m}{2} \{ [1 - \text{Cos}(2\omega_0 t)] \text{Cos}\phi + \text{Sen}(2\omega_0 t) \text{Sen}\phi \}^{41}$$

Mediante esta descomposición de la potencia instantánea, se observa que tiene una componente constante y otras dos componentes cosenoidales de frecuencia doble a la de la fuente.

5.7.2 Potencia media: Resolviendo para la potencia media se tiene.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E_m I_m}{2} \text{Cos}\phi dt - \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E_m I_m}{2} \text{Cos}(2\omega_0 t) \text{Cos}\phi dt$$

$$+ \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E_m I_m}{2} \text{Cos}(2\omega_0 t) \text{Sen}\phi dt$$

$$= \frac{E_m I_m}{2} \text{Cos}\phi$$

41

El resultado muestra que esta potencia media corresponde a la componente constante de la potencia instantánea, lo cual es de esperarse.

5.7.3 Valores RMS: Sea $f(t)$ una función periódica de la forma:

$$f(t) = F_m \text{Sen}(\omega_0 t + \phi)$$

entonces su valor RMS está dado por:

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} = \sqrt{\frac{F_m^2}{T} \int_0^T \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Cos}(2\omega_0 t + 2\phi) \right) dt} = \sqrt{\frac{F_m^2}{T} \int_0^T \frac{1}{2} dt} = \frac{F_m}{\sqrt{2}} \quad 41$$

5.7.4 Potencia aparente: Para $e(t)$ e $i(t)$ definidas anteriormente, se tiene que:

⁴¹ Ibid., Cap2

$$E_{rms} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \quad I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad 42$$

De esta manera la potencia aparente queda como

$$S = E_{rms} I_{rms} = \frac{E_m I_m}{2} \quad 42$$

5.7.5 Factor de potencia:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{E_m I_m}{2} \cos \phi}{\frac{E_m I_m}{2}} = \cos \phi \quad 42$$

De esta manera el factor de potencia queda expresado como el coseno del ángulo de desfase entre en voltaje y corriente cuando estos dos son senoidales. Mostrando que el factor de potencia depende del tipo de carga.

5.7.6 Potencia reactiva: Esta definición de potencia reactiva aparece para sistemas senoidales, de esta manera se puede obtener partiendo de que

$$\begin{aligned} S &= E_{rms} I_{rms} \\ S^2 &= E_{rms}^2 I_{rms}^2 \\ S^2 &= E_{rms}^2 I_{rms}^2 (\cos^2 \phi + \sin^2 \phi) \\ S^2 &= E_{rms}^2 I_{rms}^2 \cos^2 \phi + E_{rms}^2 I_{rms}^2 \sin^2 \phi \\ S^2 &= \left\{ \frac{E_m I_m}{2} \cos \phi \right\}^2 + \left\{ \frac{E_m I_m}{2} \sin \phi \right\}^2 \quad 42 \end{aligned}$$

Definiendo a Q como una Potencia reactiva,

$$Q = \frac{E_m I_m}{2} \sin \phi \quad 42$$

Entonces se tiene que

⁴² Ibid., cap2.

y

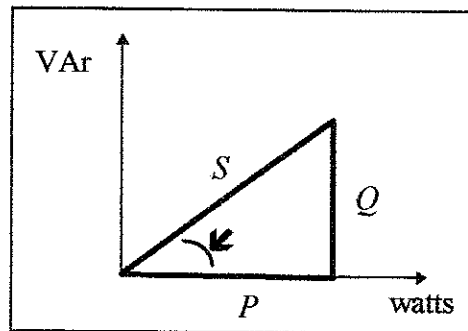
$$S^2 = P^2 + Q^2$$

$$P = S \cos \phi$$

$$Q = S \sin \phi \quad 43$$

De estas ecuaciones se puede desprender el triángulo de potencias, el cual no tiene ningún significado físico. Este triángulo de potencias se muestra en la figura 2.5.

Figura 21. Triángulo de Potencias para sistema senoidal



Fuente: Teoría básica de armónicas. www.tripod.com.

5.8 CIRCUITOS NO LINEALES CON ALIMENTACIÓN SENOIDAL

Considerando un circuito no lineal alimentado por una fuente senoidal

esto es

$$e(t) = E_m \text{Sen}(\omega_0 t)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^N I_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \quad 43$$

Entonces se tienen las siguientes simplificaciones

⁴³ Ibid., cap2.

5.8.1 Potencia instantánea: Se tiene entonces que la potencia instantánea está dada por:

$$\begin{aligned}
 p(t) &= e(t)i(t) = E_m \text{Sen}(\omega_0 t) \sum_{n=1}^N I_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \\
 &= \sum_{n=1}^N E_m I_n \text{Sen}(\omega_0 t) \text{Sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \\
 &= \sum_{n=1}^N \frac{E_m I_n}{2} \left\{ \text{Cos}[(1-n)\omega_0 t - \phi_n] - \text{Cos}[(1+n)\omega_0 t + \phi_n] \right\} \quad 44
 \end{aligned}$$

Esta ecuación muestra que tiene una componente constante solo para $n=1$, y otras componentes del doble, triple, etc., de la frecuencia fundamental de la fuente.

5.8.2 Potencia media: Así mismo la potencia media es:

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{E_m I_n}{2} \text{Cos}[(1-n)\omega_0 t - \phi_n] dt \\
 &\quad - \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{E_m I_n}{2} \text{Cos}[(1+n)\omega_0 t + \phi_n] dt \quad 44
 \end{aligned}$$

Obsérvese que la integral anterior es diferente de cero solo para cuando $n=1$, entonces se obtiene que:

$$P = \frac{E_m I_1}{2} \cos \phi_1 \quad 44$$

Esto muestra que la potencia media depende solamente de las componentes armónicas de la corriente que son iguales a las de la fuente, en este caso solo la fundamental.

5.8.3 Valores RMS: Sea $f(t)$ de la forma

$$f(t) = \sum_{n=1}^N F_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \quad 44$$

entonces se tiene que

⁴⁴ Ibid., cap2.

$$\begin{aligned}
f^2(t) &= \sum_{n=1}^N F_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \sum_{m=1}^N F_m \text{Sen}(m\omega_0 t + \phi_m) \\
&= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N F_n F_m \text{Sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \text{Sen}(m\omega_0 t + \phi_m) \\
&= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{F_n F_m}{2} \left\{ \cos[(n-m)\omega_0 t + \phi_n - \phi_m] - \cos[(n+m)\omega_0 t + \phi_n + \phi_m] \right\}^{45}
\end{aligned}$$

Ahora la integral $F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}$ será diferente de cero solo para cuando $m=n$, de esta manera:

$$\begin{aligned}
F_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{F_n^2}{2} [1 - \cos(2n\omega_0 t + 2\phi_n)] dt} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{F_n^2}{2} dt} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N F_n^2}}{\sqrt{2}}
\end{aligned}$$

45

5.8.4 Potencia aparente en este caso se tiene que:

$$E_{rms} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \quad I_{rms} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{\sqrt{2}}$$

45

entonces

$$S = E_{rms} I_{rms} = \frac{E_m \sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{2}$$

45

⁴⁵ Ibid., cap2.

5.8.5 Factor de potencia: Utilizando las expresiones anteriores se tiene

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{E_m I_1}{2} \cos \phi_1}{\frac{E_m \sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{2}} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}} \cos \phi_1 \quad 46$$

donde el factor de potencia esta dado por la multiplicación del factor de distorsión por el factor de desplazamiento, esto es

$$\frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}} \quad 46 \quad \text{Factor de distorsión}$$

$$\cos \phi_1 \quad \text{Factor de desplazamiento.}$$

Donde el factor de distorsión siempre será ≤ 1 . Esto significa que cuando la corriente es no senoidal, nunca se podrá tener un factor de potencia unitario.

Aquí se puede observar que cuando la corriente es de forma senoidal, entonces el factor de distorsión es unitario y queda que el factor de potencia es igual al factor de desplazamiento.

5.8.6 Potencia reactiva y de distorsión: Definiendo a Q como una Potencia reactiva.

$$Q = \frac{E_m I_1}{2} \sin \phi_1 \quad 46$$

donde

$$P^2 + Q^2 = \left(\frac{E_m I_1}{2} \cos \phi_1 \right)^2 + \left(\frac{E_m I_1}{2} \sin \phi_1 \right)^2 = \left(\frac{E_m I_1}{2} \right)^2 (\cos^2 \phi_1 + \sin^2 \phi_1)$$

$$= \frac{E_m^2 I_1^2}{4}$$

como

⁴⁶ Ibid., cap2.

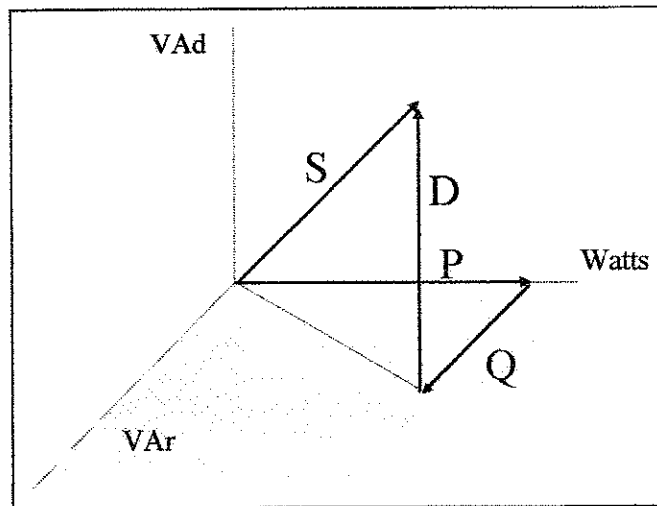
$$S^2 = \frac{E_m^2}{4} \sum_{n=1}^N I_n^2 = \frac{E_m^2 I_1^2}{4} + \frac{E_m^2}{4} \sum_{n=2}^N I_n^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad 46$$

donde D queda definida como una Potencia de Distorsión, la cual está dada por la multiplicación de las magnitudes de corriente y voltaje de diferentes frecuencias.

$$D = \frac{E_m}{2} \sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad 47$$

La figura muestra la relación entre las potencias aparente, activa, reactiva y de distorsión.

Figura 22. Triángulo de Potencias para sistemas no senoidales.



Fuente: Teoría básica de armónicas. www.tripod.com.

Ejemplo: Sea un circuito no lineal alimentado por una fuente senoidal $e(t)$ cuya respuesta está dada por $i(t)$

$$e(t) = 200\sqrt{2}\text{Sen}(\omega_0 t)$$

$$i(t) = 20\sqrt{2}\text{Sen}(\omega_0 t - 45^\circ) + 10\sqrt{2}\text{Sen}(3\omega_0 t + 60^\circ) + 10\sqrt{2}\text{Sen}(3\omega_0 t + 60^\circ) \quad 47$$

⁴⁷ Ibid., cap2.

Se pueden obtener los siguientes resultados

$$E_{rms} = \frac{200\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 200 \text{ volts}$$

$$I_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}} \sqrt{(20\sqrt{2})^2 + (10\sqrt{2})^2 + (10\sqrt{2})^2} = 24.49 \text{ amp}$$

$$S = (200)(24.49) = 4898.97 \text{ VA}$$

$$P = \frac{(200\sqrt{2})(20\sqrt{2})}{2} \cos(45^\circ) = 2828.42 \text{ W}$$

$$Q = \frac{(200\sqrt{2})(20\sqrt{2})}{2} \sin(45^\circ) = 2828.42 \text{ VAR}$$

$$D = \sqrt{\frac{(200\sqrt{2})^2}{4} - ((10\sqrt{2})^2 + (10\sqrt{2})^2)} = 2828.42 \text{ VAd}$$

$$\text{se cumple con } D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

48

$$FP = \frac{2828.42}{4898.97} = 0.577$$

$$F_{distorción} = \frac{20\sqrt{2}}{\sqrt{(20\sqrt{2})^2 + (10\sqrt{2})^2 + (10\sqrt{2})^2}} = 0.8165$$

$$F_{desplazamiento} = \cos(45^\circ) = 0.7071$$

Como se puede observar en la presencia de armónicas en la corriente, esta disminuye el factor de potencia en un 81.65% para el caso en que fuera el circuito completamente lineal y potencia activa invariante.

5.9 CIRCUITOS LINEALES O NO LINEALES CON ALIMENTACIÓN NO SENOIDAL.

Considerando el siguiente circuito, que puede ser lineal o no lineal alimentado por una fuente no senoidal, se tiene que su respuesta es no senoidal.

⁴⁸ Ibid., cap2.

esto es:

$$e(t) = \sum_{n=1}^N E_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \alpha_n)$$

$$i(t) = \sum_{m=1}^M I_m \text{Sen}(m\omega_0 t + \alpha_m + \phi_m)$$

49

Donde, para el caso de una carga lineal $M=N$.

5.9.1 Potencia instantánea: La potencia instantánea queda expresada como

$$p(t) = e(t)i(t) = \sum_{n=1}^N V_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \alpha_n) \sum_{m=1}^M I_m \text{Sen}(m\omega_0 t + \alpha_m + \phi_m)$$

$$= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \frac{E_n I_m}{2} \{ \text{Cos}[(n-m)\omega_0 t + \alpha_n - \alpha_m - \phi_m] - \text{Cos}[(n+m)\omega_0 t + \alpha_n + \alpha_m + \phi_m] \}$$

49

5.9.2 Potencia media. Obsérvese que la integral

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$$

es diferente de cero solo para cuando $m=n$, entonces se obtiene que:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{E_n I_n}{2} \{ \text{Cos}\phi_n - \text{Cos}(2n\omega_0 t + 2\alpha_n + \phi_n) \} dt$$

$$= \sum_{n=1}^N \frac{E_n I_n}{2} \text{Cos}\phi_n$$

49

Esto muestra que la potencia media está dada por la suma de las potencias medias de cada armónica. Esto se puede ver claro si se considera superposición de fuentes armónicas en una carga lineal.

⁴⁹ Ibid ., cap2.

5.9.3 Valores RMS: En este caso tanto la corriente como el voltaje obtienen su valor RMS mediante la siguiente ecuación:

$$F_{rms} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N F_n^2}}{\sqrt{2}} \quad 50$$

5.9.4 Potencia aparente: En este caso se tiene que

$$S = E_{rms} I_{rms} = \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{n=1}^N V_n^2} \sqrt{\sum_{m=1}^M I_m^2} \quad 50$$

5.9.5 Factor de Potencia:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^N \frac{E_n I_n}{2} \cos \phi_n}{\frac{1}{2} \sqrt{\sum_{n=1}^N E_n^2} \sqrt{\sum_{m=1}^M I_m^2}} = \sum_{n=1}^N \frac{E_n I_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^N E_n^2} \sqrt{\sum_{m=1}^M I_m^2}} \cos \phi_n \quad 50$$

de este factor de potencia ya no se puede hablar de un factor de distorsión ni de uno de desplazamiento.

5.9.6 Potencia reactiva y de distorsión. Para el caso de definir a Q como una Potencia Reactiva, existen varias definiciones como:

$$Q = \sum_{n=1}^N \frac{E_n I_n}{2} \sin \phi_n$$

Propuesta por Budeanu en 1927

$$Q = \sqrt{\sum_{n=1}^N \left(\frac{E_n I_n}{2} \sin \phi_n \right)^2}$$

Propuesta por A.E. Emanuel en 1990

A pesar de que en muchos casos se utiliza a la potencia reactiva dado solamente por la componente fundamental. De esta manera D queda definida como una Potencia de Distorsión, cuando se es especificada una potencia reactiva, como:

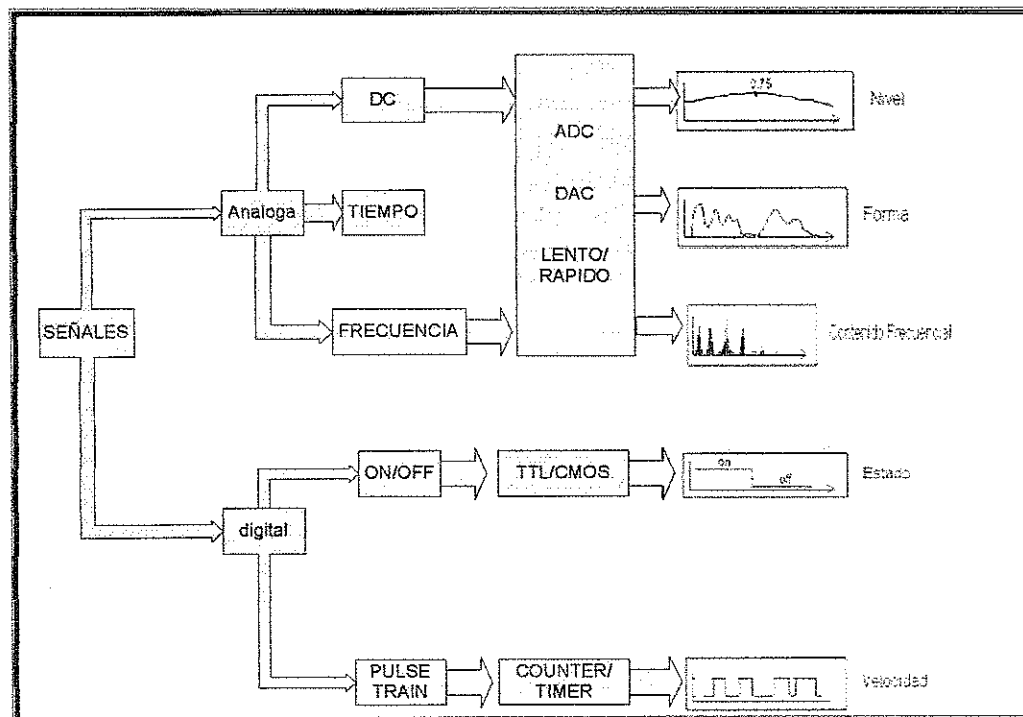
⁵⁰ Ibid., cap2.

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

5.10 DEFINICIÓN Y CLASIFICACIÓN DE LAS SEÑALES ELÉTRICAS.

5.10.1 Definición: Una señal eléctrica, es una función definida y expresable matemáticamente, cuya manifestación tangible es una tensión ó corriente, como resultado de algún fenómeno físico, ó evento de la naturaleza, con respecto a una variable independiente, en forma continua ó discreta, *por lo cual dicha función contiene información útil, extraíble y manipulable*⁵¹.

Figura 23. Clasificación de las señales.



Fuente: Adquisición de datos Ing. Carlos Chicala (National Instruments).

5.10.2 ¿qué es y qué tipo de acondicionamiento de señal requiere un sistema?

La forma más sencilla, para interpretar el llamado acondicionamiento de señales, a manera de sinónimo, es preparar la señal, pues la mayoría de las señales eléctricas, por no decir todas, requieren de preparación antes de poder ser mostradas y cuantificadas, sea

⁵¹ CHICALA, Carlos Daniel. Adquisición de datos: medir para conocer y controlar; National Instruments p

de manera análoga o digital. Por ejemplo, la señal de un termopar es muy pequeña y necesita ser amplificada antes de visualizarla; Otros sensores como RTD, termistores, galgas extensiométricas y acelerómetros requieren de excitación externa, para poder operar. Aún las señales de voltaje puro, como las fuentes de voltaje, pueden requerir de técnicas y estrategias de acondicionamiento, para bloquear señales grandes en modo común o picos.

Todas estas técnicas de preparación son formas de acondicionamiento de señal. Puesto que existe un amplio rango de tecnologías, para lograr el propósito, el papel que desempeña y la necesidad de cada una de estas se puede volver confuso. A continuación se da una guía de los tipos de acondicionamiento de señal más comunes, su funcionalidad y ejemplos de cuando usarlos.

5.10.3 Aislamiento. Las señales de voltaje fuera del rango del ADC, pueden dañar el sistema de medición y ser peligrosas para el operador. Por esta razón, normalmente es preciso tener aislamiento y atenuación para proteger al sistema y al usuario de voltajes de alta tensión o picos. También se puede necesitar aislamiento si el sensor está en un plano de tierra diferente al del sensor de medición (como un termopar montado en una máquina), para lo cual existen diferentes alternativas, como se ve más adelante.⁵²

5.10.4 Amplificación. Cuando los niveles de voltaje que se van a medir son muy pequeños, la amplificación se usa para maximizar la efectividad del ADC y con esto poder utilizar todo el rango dinámico del mismo. Por lo que mejora la precisión y la resolución de la medición. Algunos sensores que típicamente requieren de amplificación son los termopares y galgas extensiométricas, Para lograr este cometido generalmente se usan los Amplificadores Operacionales, en configuración diferencial, inversor, no inversor así como los amplificadores de aislamiento.⁵²

5.10.5 Atenuación. La atenuación es lo opuesto a la amplificación. Es necesario cuando el voltaje que se va a medir supera el rango de entrada del sistema de medición digitalizador. Esta forma de acondicionamiento de señal disminuye la amplitud de la señal de entrada, para que la señal acondicionada este dentro del rango del ADC. La atenuación es necesaria para medir voltajes altos, como los de la red eléctrica, para ello se utilizan sistemas de división de tensión y transformadores.⁵³

⁵² Qué es y qué tipo de acondicionamiento de señal requiere un sistema, National Instruments.
<http://digital.ni.com/worldwide/latam.nsf/web/all/2E2B7DF360271A1D86256F4900712F96>

⁵³ Ibid., National Instruments

5.10.6 Multiplexaje. Típicamente, el ADC es la parte más costosa del sistema de adquisición de datos. Al multiplexar, se pueden direccionar hacia el ADC secuencialmente un cierto número de señales a uno solo de ellos, logrando así un sistema de bajo costo y extendiendo el número de conteo de señales de su sistema. El multiplexaje es necesario para cualquier aplicación de alto conteo de canales.⁵³

5.10.7 Filtrado. Los filtros son necesarios para remover cualquier componente de frecuencia no deseada en una señal, principalmente para prevenir aliasing y reducir la señal de ruido, sobre o por debajo de cierto rango de frecuencias, las cuales las determina la aplicación misma. Algunas mediciones de termopares generalmente requieren de filtros pasa bajos para remover el ruido de las líneas de poder. Las mediciones de vibración normalmente requieren de filtros antialiasing, para remover componentes de señales más allá del rango de frecuencias del sistema de adquisición de datos.⁵³

5.10.8 Excitación. Muchos sensores, como RTD, galgas y acelerómetros, requieren de alguna fuente de poder para hacer la medición. La excitación es la tecnología de acondicionamiento de señal requerida para proveer esa fuente. Esta excitación puede ser voltaje o corriente dependiendo del tipo de sensor.⁵³

5.10.9 Linealización. Algunos tipos de sensores producen señales de voltaje que no son lineales en relación con la cantidad física que están midiendo. Es decir que su comportamiento no es directamente proporcional al parámetro físico bajo prueba, debido a los efectos constructivos del transductor y puede realizarse a través de acondicionamiento de señal o software. Los termopares son un ejemplo típico de un sensor que requiere linealización.⁵³

5.10.10 Muestreo Simultáneo. Cuando es crítico medir dos o más señales en un mismo instante, el muestreo simultáneo es indispensable. El acondicionamiento de señal apropiado al frente de su sistema es una opción de alto costo para realizar esta operación sin tener que comprar un digitalizador para cada canal.⁵⁴

⁵⁴ Ibid., National Instruments

5.11 TECNICAS DE AISLAMIENTO

Cualquiera que sea la aplicación a implementar, por lo general es necesario cuantificar alguna variable dependiente de un fenómeno físico, donde se involucra la electrónica aplicada y la instrumentación electrónica, así como el acondicionamiento de señal y las técnicas de medición, pero necesitamos separar los puntos de referencia ó porque las líneas de control deben estar separadas de las líneas de potencia; por ende es importante determinar el grado de aislamiento que tendrá el sistema con el fin de evitar daños en los componentes electrónicos debido a que estas aplicaciones deben trabajar en ambientes con voltajes peligrosos. Además las señales transientes, sobrecargas y lazos de corriente capaces de dañar los sistemas de medida y arruinar la precisión del equipo ó aplicación.

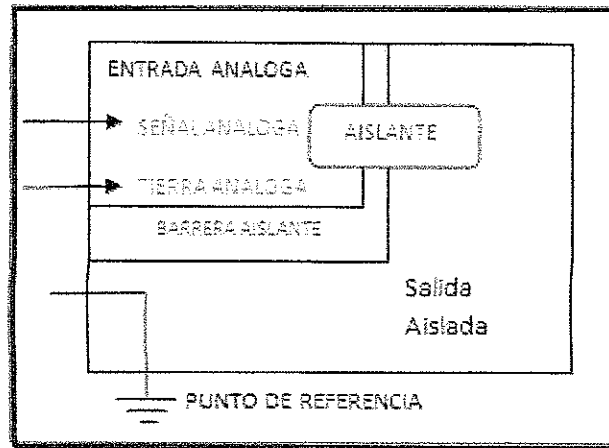
Para superar estos desafíos, los sistemas de medida de uso industrial y médico usan el aislamiento eléctrico que también se conoce como aislamiento galvánico, este aparte se enfoca en las técnicas de aislamiento para mediciones análogas, por lo que incluye información de diferentes técnicas y tecnologías de aislamiento.

5.11.1 Definición: El aislamiento eléctrico es aquel que separa las señales del sensor, con respecto al plano de puntos comunes de bajo voltaje, tierras y protecciones del sistema de medida, además de ofrecer algunos beneficios como⁵⁵:

- ✦ Protección contra los transientes de voltaje. para los usuarios y los datos en equipos de alto costo.
- ✦ Inmunidad a las señales de ruido imprevistas.
- ✦ Remoción de lazos de tierra.
- ✦ Incrementa la relación de rechazo en modo común.

Figura 24. Esquema general de aislamiento.

⁵⁵Isolation Technologies for Reliable Industrial Measurements
<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3546>



Fuente: Técnicas de aislamiento, para mediciones confiables, (National Instruments)

5.11.2 Necesidades de Aislamiento: Las consideraciones técnicas para establecer cuando se necesita un aislamiento en los sistemas de medida pueden involucrar uno ó más de los siguientes puntos:

- Voltajes peligrosos en las cercanías del sensor.
- Ambientes industriales con posibilidad de transientes de voltaje.
- Situaciones con alto CMRR o Fluctuaciones de potencial o del punto de referencia.
- Ambientes eléctricamente ruidosos tales como motores industriales y transmisión de datos.
- Aplicaciones sensibles a los transientes donde es imperativo prevenir picos de voltaje que estén siendo transmitidos a través del sistema de medida.

Si se tienen en cuenta los requerimientos de voltaje y velocidad de muestreo de la aplicación a desarrollar, es posible tener muchas opciones para hacer y diseñar sistemas de medida aislados, se pueden usar tarjetas plug and play para computadores Laptop ó desktop, así como para PLCs (Programmable Logic Controller) y tarjetas de control industrial, pero también es posible construir de manera externa sistemas de acondicionamiento de señal que involucren aislamiento.

5.11.3 Métodos de Implementación de Aislamiento. El aislamiento requiere señales de entrada que sean transmitidas a través de una barrera sin que haya contacto directo entre la entrada y la salida de la barrera. Para esto en una primera revisión. Los componentes disponibles para lograrlo son los LEDs, condensadores y bobinas, por lo cual estos componentes y su manejo, conforman las tres técnicas más comunes para construir aislamientos.

5.11.3.1 Aislamiento óptico (optocouplers). Como se sabe los LEDs producen luz cuando un voltaje es aplicado en sus extremos de polarización. Por lo tanto el aislamiento óptico usa un LED encapsulado junto a un dispositivo fotodetector para transmitir las señales a través de la barrera, usando la luz como método para transmitir los datos. El fotodetector recibe la luz transmitida por el LED y convierte esta a la señal original⁵⁶.

Es de aclarar que en principio los datos a transmitir pueden ser únicamente digitales, ó señales tipo on/off, dada la naturaleza del LED con respecto a su polarización, para transmitir señales de tipo senoidal es necesario acondicionar la señal con respecto al offset, para que puedan ser transmitidas por el LED, por ende el aislamiento óptico es de los métodos más usados⁵⁶.

La ventaja de usar aislamiento óptico es su inmunidad al ruido electromagnético pero la desventaja incluye la velocidad de transmisión, que es restringida por la velocidad de conmutación del LED, la disipación de potencia y su vida útil.

5.11.3.2 Aislamiento Capacitivo. El aislamiento capacitivo se basa en el campo eléctrico que cambia con respecto al nivel de carga en las terminales del condensador; esta carga es detectada a través de la barrera de aislamiento y es proporcional al nivel de la señal medida⁵⁶.

La ventaja de esta técnica es la inmunidad al ruido magnético, comparado con el aislamiento óptico este puede soportar rápidas tasas de transmisión ya que no existen LEDs que necesiten conmutación, la desventaja consiste en la susceptibilidad a interferencias en la medición por campos eléctricos externos debido a la naturaleza constructiva y funcional del condensador⁵⁶.

5.11.3.3 Aislamiento Acoplado Inductivamente: Para entender esta técnica de aislamiento es necesario tener claro los conceptos de inducción mutua, Ley de Ampere y el principio de Oersted, así como las Leyes del electromagnetismo de Maxwell, pues estas son las bases del aislamiento inductivo. Un ejemplo clásico de su funcionamiento es el

⁵⁶ Ibid., <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3546>

transformador de voltaje ó (potencial) que comúnmente se usa para reducir ó elevar voltajes⁵⁷.

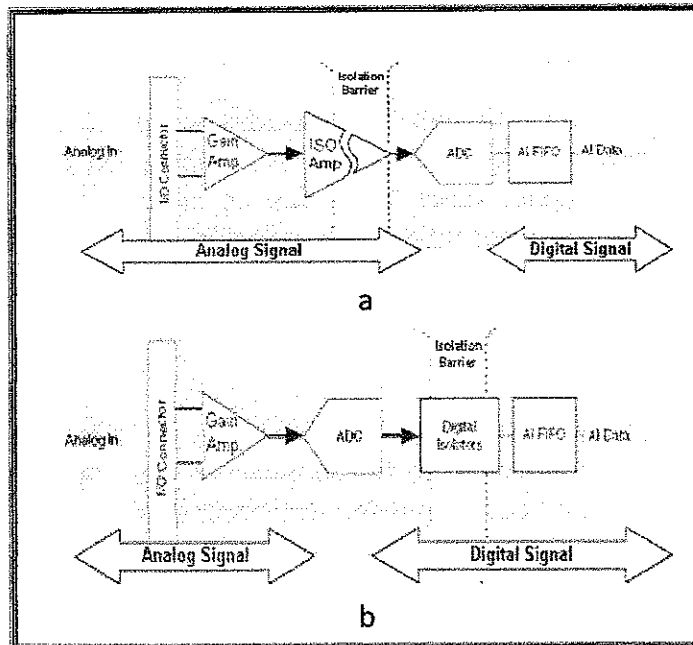
El aislamiento inductivo usa un par de bobinas separadas por una capa de aislamiento que puede ser aire ó materiales con propiedades magnéticas, los cuales previenen la transmisión ó acople de cualquier señal física, que no esté presente en la bobina de entrada, las señales pueden ser transmitidas por variación del flujo de corriente a través de una las bobinas, lo que causa una corriente similar inducida en la segunda bobina a través de la barrera de aislamiento.⁵⁷

Esta técnica puede usarse para transmitir altos volúmenes de datos similares a los de la técnica capacitiva debido a su principio de funcionamiento, pero puede ser susceptible a campos magnéticos externos, los cuales pueden deteriorar la señal original.

5.11.3.4 Aislamiento Análogo y Aislamiento Digital: En la actualidad hay varios tipos de dispositivos ó componentes disponibles que incorporan una ó más tecnologías para proporcionar y garantizar aislamiento, de tal manera que se pueden aplicar dos topologías básicas: primero el aislamiento puede ser aplicado ya sea en la sección analógica de la Junta o sustrato del chip, que en la mayoría de las oportunidades corresponde a la entrada, es decir antes de que el (ADC) haya digitalizado la señal, entonces se dice que es un aislamiento análogo pero si el aislamiento se hace después de después de que el ADC ha digitalizado la señal realiza un aislamiento digital, por lo tanto se puede elegir cualquier técnica de aislamiento dependiendo del sistema de adquisición de datos y su rendimiento, costo y requisitos físicos.⁵⁷

⁵⁷ Ibid., <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3546>

Figura 25. a) Aislamiento analógico, b) Aislamiento digital

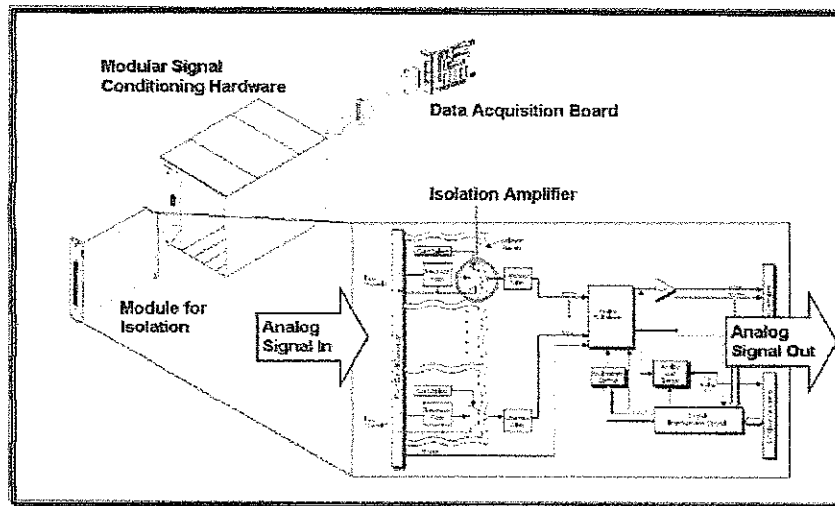


Fuente: Técnicas de aislamiento (National Instruments).
<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3546>

Los amplificadores de aislamiento son usados para proveer separación galvánica en las entradas analógicas de los dispositivos de adquisición de datos y se conocen como ISO Amp, se intuye entonces que en muchos circuitos este es uno de los primeros componentes que se deben colocar en cualquier sistema de acondicionamiento, porque el aislamiento analógico se realiza antes de que la señal sea digitalizada, y resulta ser el mejor método para aplicar en el diseño de acondicionamiento de señales de manera externa, conocida comúnmente como acondicionamiento flexible, para cuando deben usarse los actuales dispositivos de adquisición de datos no aislados.

En este caso, el dispositivo de adquisición de datos realiza la conversión analógico-digital y la circuitería externa proporciona el aislamiento. De tal manera que con esta topología de DAQ, los proveedores pueden desarrollar tarjetas y sistemas para fines generales de adquisición de datos. Otro beneficio del aislamiento en la parte analógica es la protección del ADC y otros circuitos analógicos susceptibles a picos de tensión.

Figura 26. Uso de amplificadores de aislamiento en hardware de acondicionamiento flexible.



Fuente: Técnicas de aislamiento, (National Instruments).
<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3546>

5.12 AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Los sistemas de control y muestreo análogo encuentran en el amplificador operacional un elemento de conmutación, muy simple ya que con él se pueden amplificar señales, atenuarlas, filtrarlas y aislarlas, así una vez conocidas las características intrínsecas y funcionales para la implementación del analizador de armónicos en redes trifásicas, cuyo fin es capturar, procesar y mostrar las señales análogas provenientes de la red eléctrica, es necesario acondicionar las señales, lo cual se logra gracias a estos elementos por su multifuncionalidad y buen desempeño, razón por la cual se describirán brevemente en este aparte, dejando al lector, como tema de profundización el análisis y manejo detallado de estos dispositivos, utilizando para tal fin la bibliografía descrita en el final de este documento.

Desde el punto de vista circuital y de la disposición de los elementos externos relacionados, el funcionamiento y por ende el análisis de los amplificadores operacionales, tiene varias configuraciones, las cuales se tratarán más adelante, pero con el fin de lograr un óptimo desempeño en el A.O. es apropiado conocer cierta terminología acerca de los parámetros funcionales de estos dispositivos.

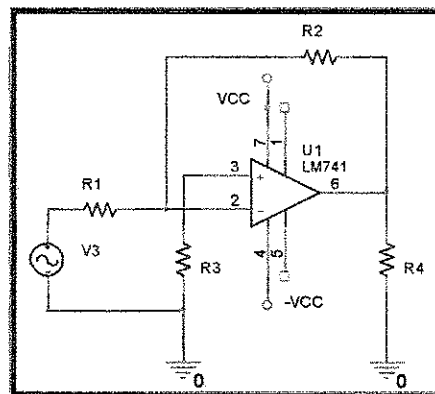
- | | |
|---------------------------------|-----------|
| ↓ Ancho de banda | BW |
| ↓ Tiempo de conmutación | Slew Rate |
| ↓ Ganancia de tensión infinita. | G |

⚡ Impedancia de entrada infinita.	Z_{in} ó R_{in}
⚡ Impedancia de salida nula.	Z_{out} ó R_{out}
⚡ Corrientes de polarización nulas.	I_{IB}
⚡ Tensión de desplazamiento nula	Offset
⚡ Margen dinámico $\pm V_{cc}$ *	Rail to Rail
⚡ Relación de rechazo en modo común	CMRR
⚡ Relación de rechazo hacia la fuente	PSSR

*(la tensión de salida puede a nivel teórico alcanzar el valor de la tensión de alimentación, en la práctica se aproxima pero no puede ser igual ya que se producen saturaciones en el dispositivo).

5.12.1 Amplificador Inversor: se ha afirmado anteriormente que la impedancia de entrada del dispositivo es infinita, por lo cual no circulará corriente en el interior del amplificador operacional, por lo tanto las resistencias R_1 y R_2 estarán dispuestas en serie⁵⁸.

Figura 27. Esquemático amplificador inversor.



Fuente: El Autor (Orcad 9.1)

Por encontrarse estas resistencias dispuestas en serie, la corriente que atravesará ambas, será la misma, de manera matemática se tiene:

⁵⁸ FORCADA G Julio. El amplificador operacional. Mexico: Alfaomega, 1996, p.13

A continuación se va a demostrar, que V_a es nula. Si se tiene en cuenta que la ganancia de tensión de un amplificador operacional debe atender a la relación salida/entrada:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad 59$$

Al ser una de las características del Op amp, la ganancia en tensión infinita se infiere que la única solución válida es disponer a la entrada del Op amp, de una tensión nula.

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \infty \Rightarrow V_{in} = 0 \quad 59$$

Al llegar a este punto se destaca que no debe confundirse la entrada del Op amp constituida por las patillas inversora y no inversora con la entrada de la etapa amplificadora inversora.

Se llega a la conclusión de que la diferencia de potencial en la entrada del operacional debe ser nula. Puesto que en el circuito la pata no inversora se halla conectada a tierra, el valor de V_a , será nulo, entonces:

$$\frac{V_{in}}{R1} = \frac{-V_{out}}{R2}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R2}{R1} \quad 59$$

Al analizar a continuación el resultado obtenido se puede ver claramente que la tensión de salida es proporcional a la tensión de entrada, siendo el factor de proporcionalidad una constante que definida con las resistencias $R1$ y $R2$. El nombre de inversor viene dado por el signo negativo presente en la fórmula. Es decir, el montaje invierte la fase de la señal; este detalle no puede pasarse por alto para señales que requieran cuidar su fase.

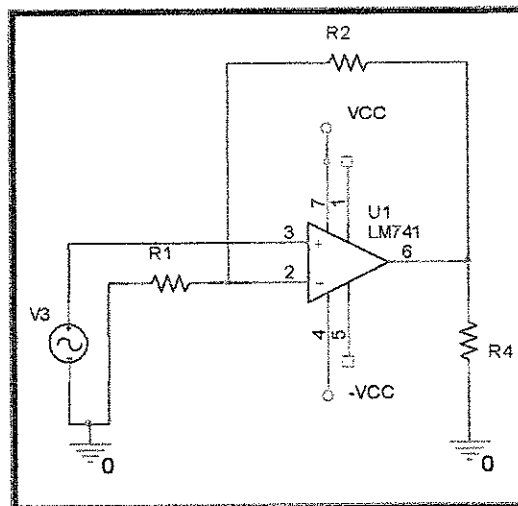
⁵⁹ Ibid., p 14

Finalmente se destaca, la presencia de la resistencia R3, cuya misión no es sino la de compensar los posibles efectos no deseados debidos a imperfecciones en el funcionamiento de los amplificadores operacionales reales.

Concretamente, R3 busca disminuir el efecto nocivo de las corrientes de polarización residuales, presentes en las entradas del Op amp (lo que conlleva una impedancia de entrada elevada pero no infinita).

5.12.2 Amplificador no Inversor: Este circuito presenta como característica más destacable su capacidad para mantener la fase de la señal. El análisis se realiza de forma análoga al anterior.

Figura 28. Esquemático amplificador no inversor



Fuente: El Autor (Orcad 9.1)

Se ha razonado, que la diferencia de tensión en las patillas de entrada del amplificador operacional ha de ser nula, por lo que la tensión presente en la patilla inversora será la misma que la presente en la entrada no-inversora. Por hallarse las resistencias R1 y R2 en serie, la corriente que las atravesará será la misma y conocida:

60

⁶⁰ Ibid., p.14.

Resulta sencillo despejar la ganancia, de esta expresión:

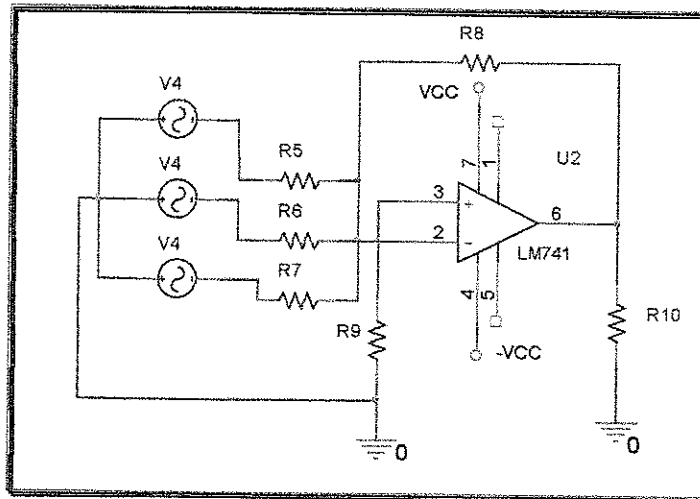
60

Se puede apreciar, que no existe signo negativo en la expresión (no se invierte la señal), siendo además la ganancia siempre superior a la unidad. Este circuito no permite por consiguiente atenuar señales.

Se hará una puntualización con respecto a la conveniencia de uso del amplificador inversor / no inversor. La inversión de fase resulta significativa en el tratamiento de señales alternas, ya que dichas señales varían entre semiciclos positivos y negativos; Sin embargo en señales de corriente continua el resultado es bien distinto. Cuando se desea duplicar una tensión continua y se introduce a la entrada de un amplificador inversor 2V a la salida tendremos - 4V (negativos), lo cual puede ser un inconveniente en determinadas aplicaciones.⁶¹

5.12.3 Amplificador Mezclador o Sumador: Esencialmente no es más que un amplificador en configuración inversora. Difiere de este último en la red resistiva empleada en sustitución de la resistencia R1 utilizada en el ejemplo de configuración inversora, por lo tanto el desarrollo matemático es el mismo.⁶²

Figura 29. Esquemático Amplificador sumador



Fuente: El Autor (Orcad 9.1)

⁶¹ Ibid., p.14.

⁶² Ibid., p.18

Puesto que una de las patillas (la no-inversora en este caso) se encuentra conectada a tierra a través de la resistencia R9, la otra patilla (patilla inversora) debe presentar también este valor.

Debido a la impedancia de entrada infinita del amplificador, la suma de intensidades que atraviesen las resistencias R5,R6,...Rn será igual a la intensidad que atraviese la resistencia R8 (según la primera ley de Kirchhoff). Por tanto:

Despejando la tensión de salida:

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_n = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_n}{Rn} + \dots + \frac{v_n}{R_n} = \frac{-v_{out}}{R_o}$$

$$V_{out} = -R_o \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_n}{Rn} \right) \quad 63$$

Al llegar a este punto se debe particularizar la presente configuración para obtener un sumador. Si se afirma la igualdad entre las resistencias R1=R2=...=Rn y además se hace que este valor coincida con el de la resistencia Ro, se obtiene una tensión de salida igual a la suma algebraica de tensiones de entrada, (con la correspondiente inversión de fase).

Nótese, la importancia de esta particularización para la comprensión de los antiguos calculadores analógicos:

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_o$$

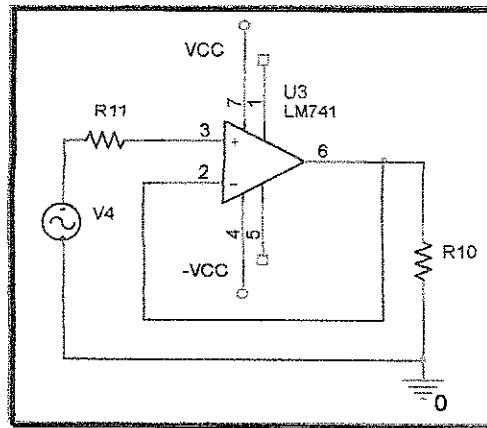
$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

5.12.4 Circuito Seguidor: Esta sencilla configuración ofrece una tensión de salida igual a la tensión de entrada, no produciéndose ganancia alguna.⁶⁴

⁶³ Ibid., p.18.

⁶⁴ Ibid., p.17.

Figura 30. Esquemático circuito seguidor.



Fuente: El Autor (Orcad 9.1).

El montaje se emplea fundamentalmente como adaptador de impedancias, ya que no consume corriente en su entrada (impedancia de entrada infinita) ofreciendo una señal idéntica en su salida (impedancia de salida nula)⁶⁴.

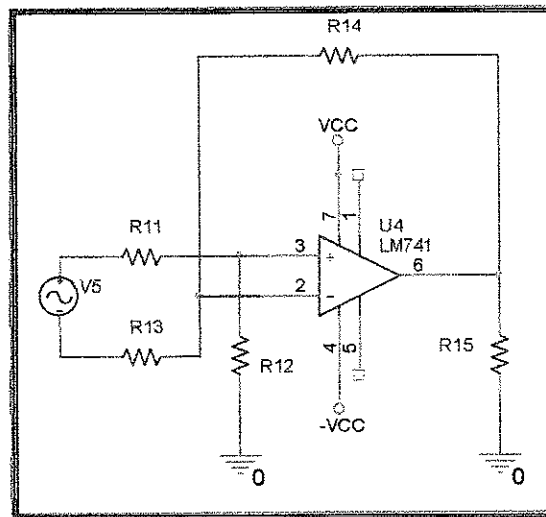
$$V_{out} = V_{in}$$

Su nombre está dado por el hecho de que la señal de salida es igual a la de entrada, es decir, sigue la entrada.

5.12.5 Amplificador Diferencial: Este circuito presenta como característica notable la amplificación de la diferencia entre las dos tensiones de entrada. Presenta el inconveniente de que la impedancia de entrada del amplificador disminuye sensiblemente y además las dos resistencias R1 y las dos R2 deben ser exactamente iguales.⁶⁵

⁶⁵ Ibid., p. 20.

Figura 31. Esquemático amplificador diferencial



Fuente: El Autor (Orcad 9.1)

Puesto que las tensiones de las patillas inversora y no inversora deben ser iguales, se afirma que tanto las resistencias R11 y R12 superiores como las R13 y R14, inferiores se encuentran en serie. Planteando las ecuaciones:

$$\frac{V_1 - V_a}{R_1} = \frac{V_a - V_{out}}{R_2} \quad 66$$

$$\frac{V_2 - V_a}{R_1} = \frac{V_a}{R_2} \quad 65$$

de estas dos igualdades, (donde V_a es la tensión de entrada tanto en la patilla no inversora como en la inversora), se obtiene la tensión de salida en función de los valores R1, R2 y las tensiones de entrada. Para ello se despeja V_a de ambas expresiones obteniendo:

$$V_a = \frac{V_{out} + \frac{R_2}{R_1} V_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} ; \quad V_a = \frac{\frac{R_2}{R_1} V_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad 65$$

⁶⁶ Ibid., p.14.

Igualando ambas expresiones resulta trivial obtener la expresión final de la tensión de salida:

Como se puede ver esta configuración amplifica o atenúa la diferencia existente en las dos entradas V2 y V1, además de permitir tomar ó capturar señales de sensores que estén alimentados con fuentes cuya referencia es diferente al de las fuentes de los circuitos propios del acondicionamiento de señal de los mencionados sensores.

5.13 TEOREMA DEL MUESTREO.

El teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, también conocido como teorema de muestreo de Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon o simplemente criterio de Nyquist, es un teorema fundamental de la teoría de la información, Este teorema fue formulado en forma de conjetura por primera vez por Harry Nyquist en 1928 ("Certain topics in telegraph transmission theory"), y fue probado formalmente por Claude E. Shannon en 1949 ("Communication in the presence of noise").⁶⁷

Afirma que cuando se muestrea una señal, la frecuencia de muestreo debe ser mayor que dos veces el ancho de banda de la señal de entrada, para poder reconstruir la señal original de forma exacta a partir de sus muestras. Si B es el ancho de banda de la señal y F_m es la frecuencia de muestreo, el teorema puede expresarse del siguiente modo:

$$F_m > 2B$$

Hay que notar que el concepto de ancho de banda no necesariamente es sinónimo del valor de la frecuencia más alta en la señal de interés. A las señales para las cuales esto es cierto se les llama señales de banda base, y no todas las señales comparten tal característica (por ejemplo, las ondas de radio en frecuencia modulada).⁶⁷

El teorema de Nyquist sólo indica el valor mínimo necesario para que el muestreo resulte eficaz. Por encima de ese valor, cuanto mayor sea el número de niveles de comparación (muestras), más *fiel* será la conversión analógica digital (A/D), lo que se traduce en una mayor *calidad* de la señal resultante. Cuantas más muestras se tengan, será posible reconstruir mejor la señal; no obstante, a mayor frecuencia de muestreo (más

⁶⁷ Universidad tecnológica nacional. Cordoba.
<http://www.foros.frc.utn.edu.ar/topic.asp?§sid=&id=780&fpage=2>

información/datos), mayor será el ancho de banda necesario y mayor la exigencia de los filtros encargados de la eliminación de ruido.⁶⁷

En términos electrónicos e informáticos, una mayor frecuencia de muestreo requiere una mayor resolución (número de bits). Un número mayor de bits implica, en la práctica, que la señal se procese más lentamente y, por lo general, un aumento en el costo del equipo, que se requiere para el post procesamiento.

Hay que notar que el concepto de ancho de banda no necesariamente es sinónimo del valor de la frecuencia más alta en la señal de interés. A las señales para las cuales esto sí es cierto se les llama señales de banda base, y no todas las señales comparten tal característica (por ejemplo, las ondas de radio en frecuencia modulada). Si el criterio no es satisfecho, existirán frecuencias cuyo muestreo coincide con otras (el llamado aliasing).⁶⁸

Además, aunque se siga aumentando la frecuencia de muestreo, la calidad no continúa incrementándose indefinidamente. Matemáticamente se ha demostrado que, llegado un determinado punto (sobrepasada cierta cantidad de muestras por segundo), que la calidad ya no aumenta, debido al principio general de **rendimientos marginales decreciente** formulado por David Ricardo^[1], que enuncia, *"A medida que aumenta la cantidad de un Factor variable, mientras los otros factores permanecen constantes, se llega a un punto en el que la cantidad de producto marginal empieza a disminuir"*.⁶⁹

Es un error frecuente y extendido creer que una misma señal muestreada con una tasa elevada se reconstruye mejor que una muestreada con una tasa inferior. Esto es falso (siempre que la tasas empleadas cumplan el criterio de Nyquist, naturalmente). El proceso de muestreo (que no debe ser confundido con el de cuantificación) es, desde el punto de vista matemático perfectamente reversible, esto es, su reconstrucción es **exacta**, no aproximada. Dicho de otro modo, desde el punto de vista matemático al que se refiere el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon. No aporta nada incrementar la tasa de muestreo, una vez que esta cumple el criterio de Nyquist.⁷⁰

También son errores frecuentes y extendidos, relacionados con lo ya expuesto, creer que los puntos que resultan del proceso de muestreo se unen en la reconstrucción mediante

⁶⁸ Ibid., [http://www.foros.frc.utn.edu.ar/topic.asp?\\$\\$id=&id=780&fpage=2](http://www.foros.frc.utn.edu.ar/topic.asp?$$id=&id=780&fpage=2).

⁶⁹ Guía de digitalización. www.eltallermd.com.ar/apuntes/digitalizaciondeaudio.htm

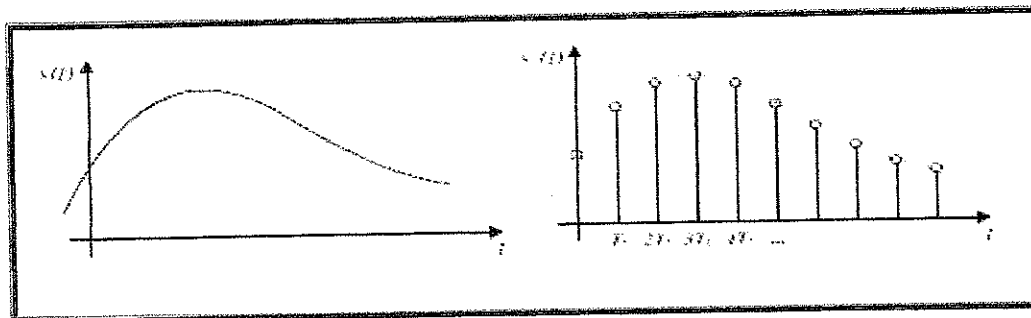
⁷⁰ http://es.wikipedia.org/wiki/Frecuencia_de_muestreo

rectas formando dientes de sierra o que existe un proceso de cálculo que realiza la interpolación de manera simulada. En resumen, el teorema de muestreo demuestra que toda la información de una señal contenida en el intervalo temporal entre dos muestras cualesquiera está descrita por la serie total de muestras siempre que la señal registrada sea de naturaleza periódica (como lo son las distorsiones armónicas) y no tenga componentes de frecuencia igual o superior a la mitad de la tasa de muestreo.

En la práctica y dado que no existen los filtros analógicos pasa-bajo ideales, se debe dejar un margen entre la frecuencia máxima que se desea registrar y la frecuencia de Nyquist (frecuencia crítica) que resulta de la tasa de muestreo elegida (por ejemplo, para CD-Audio la frecuencia máxima de los componentes a registrar y reproducir es de 20 kHz y la frecuencia crítica de la tasa de 44100 M/seg empleada es de 22,05 kHz; un margen del 10% aproximadamente para esta aplicación). Pero este porcentaje es una necesidad que resulta de las limitaciones físicas de un filtro de reconstrucción (o filtro antialiasing) real, y no una consideración que contemple (o deba contemplar) el teorema.⁷¹

5.13.1. Frecuencia de muestreo: La tasa ó frecuencia de muestreo es el número de muestras por unidad de tiempo que se toman de una señal continua para producir una señal discreta, durante el proceso necesario para convertirla de analógica en digital.

Figura 32. Señal original y muestreo de la misma.



Fuente: Wikipedia, http://es.wikipedia.org/wiki/Frecuencia_de_muestreo

5.13.2 Sobremuestreo. Para evitar las caídas abruptas de la señal reconstruida, se utiliza la técnica conocida como sobremuestreo (*oversampling*), que permite reconstruir, tras la conversión A/D, una señal de pendiente suave.⁷²

⁷¹ Ibid., http://es.wikipedia.org/wiki/Frecuencia_de_muestreo.

⁷² Ibid., http://es.wikipedia.org/wiki/Frecuencia_de_muestreo.

Un sobremuestreo consiste en aplicar un filtro digital que actúa sobre el tiempo (dominio de frecuencia), cambiando de lugar las muestras, de forma que al superponerlas, se creen muestreos simultáneos virtuales. Estos muestreos simultáneos no son reales, son simulaciones generadas por el propio filtro. Estos *muestreos simultáneos* se obtienen utilizando el llamado *coeficiente de sobremuestreo* (n), que viene indicado por la expresión. $x * n(x * 3, x * 4, x * 8, \dots)$. Las muestras obtenidas se superponen con los datos originales y los conversores A/D los promedian, obteniendo una única muestra ponderada (por ejemplo, si se hacen tres muestreos, finalmente, la muestra tomada no es ninguna de las tres, sino su valor medio).⁷³

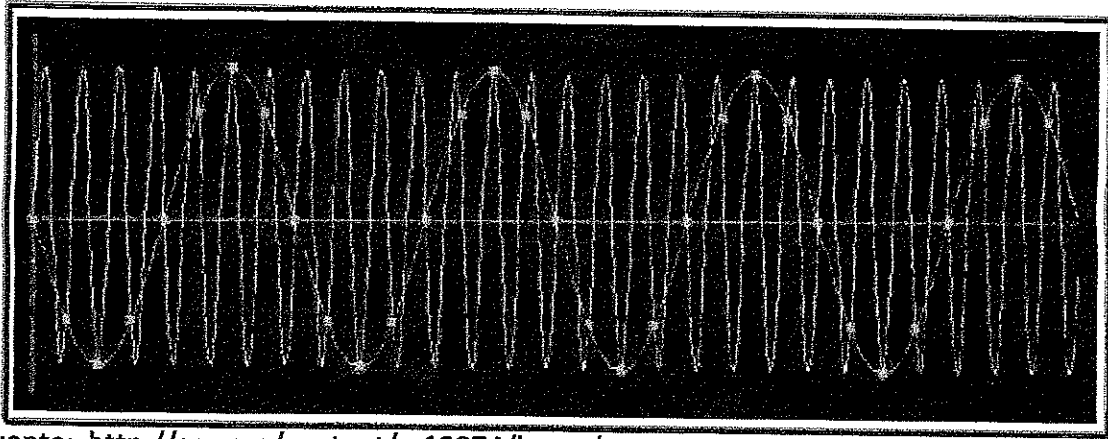
Para evitar el *aliasing*, también se introduce a la entrada un filtro paso bajo digital, que elimine aquellas frecuencias por encima de la mitad de la frecuencia de muestreo. No obstante, a la salida, la frecuencia de muestreo utilizada para reproducir la señal ya no es la misma que se utilizó para tomar las muestras a la entrada, sino que es tantas veces mayor como números de muestreo se hayan hecho.⁷³

5.13.3 ¿Qué es Aliasing? El aliasing es una distorsión en el dominio de la frecuencia, de la señal original causada por la utilización para el muestreo de una frecuencia menor a la establecida por el teorema de Nyquist. Algunos autores traducen este término como solapamiento. El aliasing impide recuperar correctamente la señal cuando las muestras de ésta se obtienen a intervalos de tiempo demasiado largos. La forma de la onda recuperada presenta pendientes muy abruptas.⁷³

Una pendiente abrupta genera cierta dispersión de la señal. Esta dispersión es la responsable de que se generen ecos (entendiendo por eco, no un sonido, sino un desfase o desplazamiento temporal de la señal). El efecto *aliasing* y la dispersión (o distanciamiento de un conjunto de valores con respecto a su valor medio).⁷³

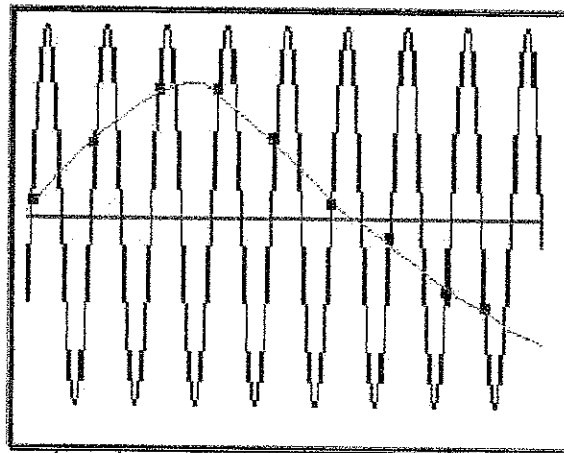
⁷³ Ibid., http://es.wikipedia.org/wiki/Frecuencia_de_muestreo.

Figura 33. Señal reconstruida a una tasa de muestreo inferior al margen propuesto por el teorema de Nyquist.



Fuente: <http://cnx.org/content/m12974/latest/>

Figura 34. Dos señales con aliasing.



Fuente http://logix4u.net/DSP/Tutorials/DSP_tutorial.html

5.13.4 ¿Cómo evitar el Aliasing? La manera más simple de evitar el aliasing es tratando de seguir estos pasos:

Tomar la CTFT (Transformada de Fourier de Tiempo-Continuo) de la señal $F(t)$

Pasar la señal por un filtro pasabajos cuya frecuencia de corte sea $\frac{f_s}{2}$, al cual se le denominará filtro antialiasing.⁷⁴

⁷⁴ Filtros antialiasing <http://cnx.org/content/m12974/latest/>

5.13.5 Filtro Antialiasing. Para eliminar el Aliasing, los sistemas de acondicionamiento ó digitalización deben incluir filtros pasabajos, cuya respuesta en el dominio del tiempo sin importar la topología escogida debe ser máximamente plana, con el fin de atenuar todas las frecuencias que sobrepasan la frecuencia ecuador (la que corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo elegida) en la señal de entrada. Es decir, todas las frecuencias que queden por encima de la frecuencia de muestreo seleccionada son eliminadas.

El filtro paso bajo para este uso concreto recibe el nombre de *filtro antialiasing*. Sin embargo, abusar de los filtros *antialiasing*, puede producir el mismo efecto que se quiere evitar, cuya aplicación para este caso se verá más adelante.

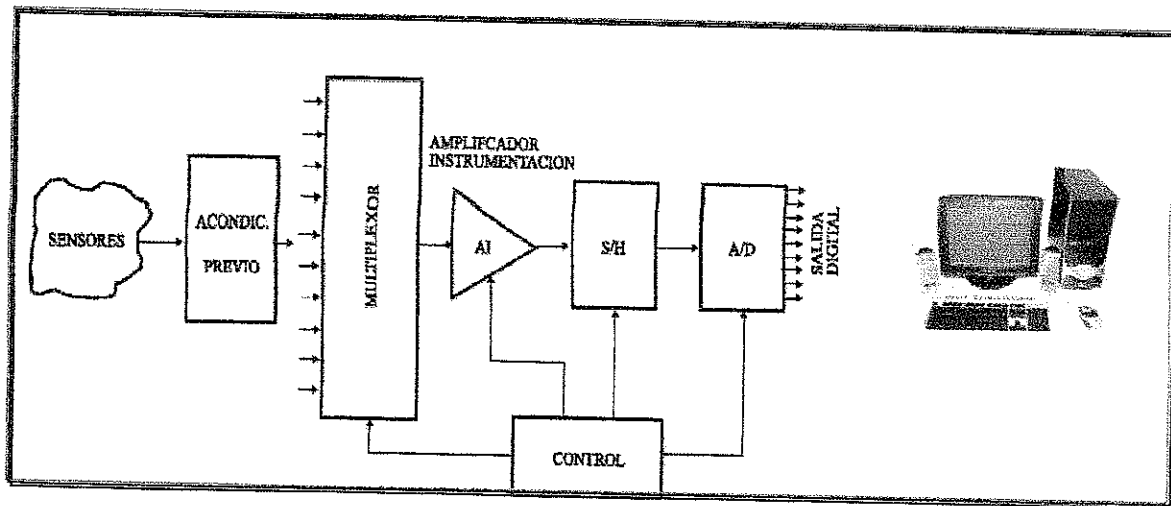
5.14 SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS.

De manera preliminar, es pertinente decir que este tipo de sistemas, involucran una cantidad grande y no determinada de componentes electrónicos y funcionalidades, que los hace cada vez más complejos pero útiles y versátiles, cuya función principal e intuitiva es servir de interface ó puente entre las señales del mundo físico y el medio de procesamiento a utilizar, que por lo general es un PC o laptop, donde se involucra la HMI (Human Machine Interfaz).

Por otra parte según el idioma (inglés ó español) que se utilice para expresar ó hacer referencia a este tipo de sistemas, se pueden utilizar siglas para referirse a ellos indistintamente a saber, siendo su estructura general la mostrada en la figura.

- ✦ SAD: Sistema de Adquisición de Datos.
- ✦ SAPS: Sistemas de Adquisición y Procesamiento de Señales
- ✦ DAQ: Data Acquisition.

Figura 35. Estructura Básica de un sistema DAQ



Fuente: <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>

✦ **Sensores o transductores:** Son los encargados de convertir la variable física a medir (temperatura, humedad, presión, etc.) en señal eléctrica. Esta señal eléctrica suele ser de muy bajo nivel, por lo que generalmente se requiere un *acondicionamiento previo*, consiguiendo así niveles de tensión/corriente adecuados para el resto de los módulos.⁷⁵

✦ **Amplificador de instrumentación:** La función de este bloque es amplificar la señal de entrada del DAQ para que su margen dinámico se aproxime lo máximo posible al margen dinámico del (ADC) consiguiéndose de esta forma máxima resolución.⁷⁵

En DAQ con varios canales de entrada, cada canal tendrá un rango de entrada distinto, con lo que será necesario que este amplificador sea de ganancia programable.

✦ **S & H (Sample & Hold, Muestreo y Retención):** Este circuito es el encargado de tomar la muestra del canal seleccionado (*sample*) y mantenerla (*hold*) durante el tiempo que dura la conversión. Este circuito será necesario siempre que la señal de entrada sufra variaciones apreciables durante el tiempo que dura la conversión. Si el ADC posee su propio circuito S & H, no será necesario añadirlo a su entrada.⁷⁵

⁷⁵ Sistemas de Adquisición de datos.

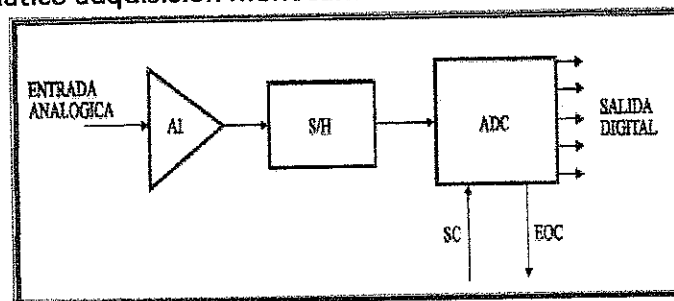
<http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>

* ADC (Conversor A/D): Se encarga de realizar la conversión analógico/digital propiamente dicha, proporcionando un código digital de salida que representa el valor de la muestra adquirida en cada momento. Es uno de los módulos fundamentales en cualquier DAQ y sus características pueden condicionar al resto de los módulos/circuitos del sistema.⁷⁵

5.14.1 Configuraciones típicas DAQ: Atendiendo al número de canales de entrada, los SAD pueden clasificarse en monocanales y multicanales.⁷⁵

5.14.1.1 Daq monocanales: La señal procedente de la fuente de información (cuya obtención se realizará por medio de sensores apropiados con sus correspondientes acondicionadores de señal) es aplicada a la entrada del circuito amplificador de instrumentación, el cual adaptará el nivel analógico de la entrada al margen dinámico del ADC.

Figura 36. Esquemático adquisición monocanal



Fuente: <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>

Como puede observarse en la figura, el DAQ monocanal sólo permite la adquisición de una señal de entrada, lo que permite optimizar su configuración para un tipo concreto de entrada analógica.

5.14.1.2 Daq multicanal: Cuando se plantea la necesidad de realizar la conversión A/D de diversas señales (canales), los SAD pueden tener diferentes configuraciones. La configuración a utilizar vendrá en muchos casos, impuesta por:⁷⁶

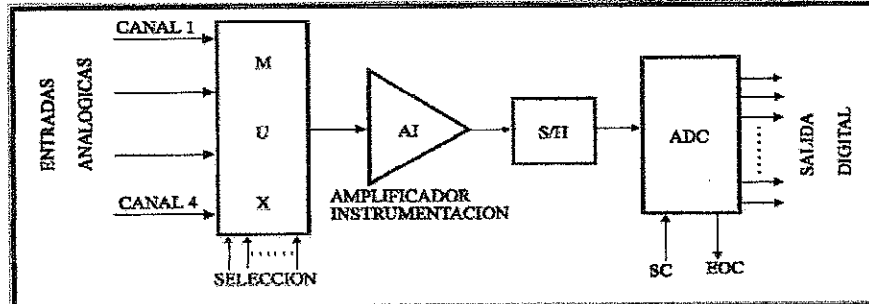
⁷⁶ Ibid. <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>;p.3

1. Características de las señales analógicas de entrada
2. Información que se desee obtener de las señales.
3. Velocidad de conversión.
4. Costo, etc.

En un DAQ multicanal pueden existir distintas configuraciones en función de cómo se hace la distribución de los módulos en el sistema. Esta distribución dependerá de las necesidades de cada aplicación en particular.

5.14.1.3 DAQ multicanal con muestreo secuencial de canales: Es la configuración que menos componentes precisa y por consiguiente la más económica, El funcionamiento del circuito es bastante sencillo: una vez que se selecciona el canal de entrada del MUX y se fija la ganancia del AI, el circuito S/H pasa a modo Sample hasta que adquiere una muestra de la señal, momento en el que pasa al modo Hold, dándose al ADC la orden de inicio de conversión. Una vez transcurrido el tiempo de conversión el ADC lo indica mediante la señal fin de conversión, repitiéndose de nuevo todo el proceso anterior, bien con el mismo canal, bien con otro distinto.⁷⁷

Figura 37. Esquemático adquisición multicanal.



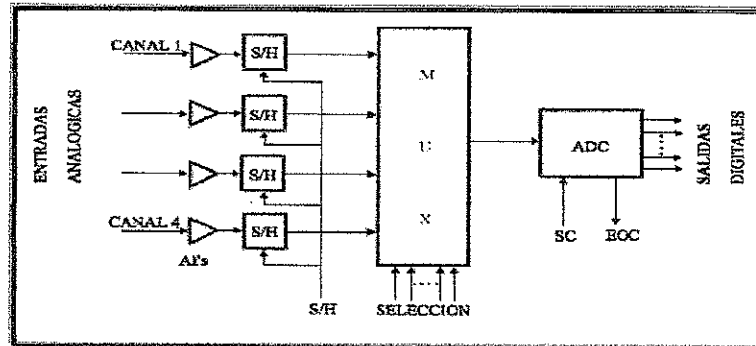
Fuente: <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/assignaturas/30387/Tema3.pdf>

Esta configuración permite que durante el tiempo de conversión de un canal, se puede estar seleccionando en el MUX, simultáneamente, el siguiente canal a muestrear. Así, el tiempo de establecimiento del MUX no influirá en la velocidad de adquisición final del DAQ, siempre y cuando dicho tiempo sea menor que el tiempo de conversión del ADC.

⁷⁷ Ibid., <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/assignaturas/30387/Tema3.pdf>; p.3

5.14.1.4 DAQ multicanal con muestreo simultáneo de canales: Esta configuración presenta la ventaja de que todos los circuitos S/H de entrada conmutan simultáneamente a modo *Hold*, manteniendo el valor de la muestra de cada señal de entrada hasta que el ADC pueda realizar la conversión, cosa que no era posible en el modelo de muestreo secuencial.⁷⁷

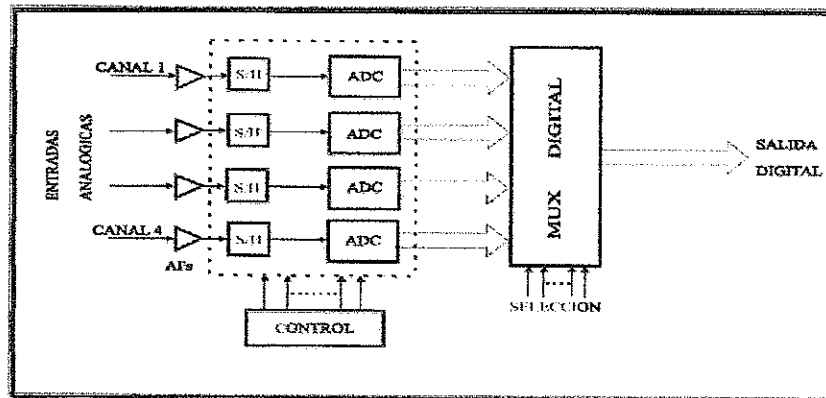
Figura 38. Esquemático adquisición multicanal.



Fuente: <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>

5.14.1.5 Daq multicanal paralelo: En este caso se puede decir que cada canal constituye un Sistema independiente con todos los elementos necesarios para realizar una conversión A/D completa, con la salvedad de que al utilizar, generalmente, un sólo canal digital de salida es necesario incluir un MUX digital.⁷⁸

Figura 39. Esquemático adquisición en paralelo multicanal.



Fuente: <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>

⁷⁸ Ibid., <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf>; p.4

Se puede observar que esta topología ofrece una gran flexibilidad, ya que cada canal puede ser adaptado de forma independiente, según las necesidades requeridas por la señal a adquirir (ganancia del amplificador, velocidad de adquisición, etc.).

Otra ventaja adicional es que la velocidad del sistema se optimiza notablemente, ya que pueden realizarse simultáneamente varias conversiones. Como inconveniente fundamental cabe destacar su costo y el número de parámetros a controlar en cada instante.

5.15 PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE UN DAQ:

Los parámetros que caracterizan un DAQ son básicamente tres: número de canales, exactitud de la conversión y velocidad de muestreo (número de muestras por unidad de tiempo, *throughput rate*)⁷⁹.

- ⚡ Número de canales: depende del número de señales a adquirir.
- ⚡ Exactitud de la conversión: viene impuesta por los circuitos utilizados, es decir, multiplexores, amplificadores, S/H y ADC, esencialmente. Así, cada uno de estos circuitos o módulos debe tener unas características mínimas que son:
 1. *Multiplexor*: Baja resistencia de conducción (R_{on}) y constante en el margen de variación de las señales de entrada. Tiempos de establecimiento pequeños.
 2. *Amplificador*: Mínimas tensiones y corrientes de offset, así como sus derivas. Tiempo de establecimiento pequeño, aún con altas ganancias. Amplio margen para programar la ganancia.
 3. *S/H*: Pequeña tensión offset y deriva de ésta. Máxima velocidad de caída en modo *Hold*, siempre y cuando la tensión a la salida del S/H esté constante el tiempo necesario para que el ADC la digitalice. Tiempos de apertura, de adquisición y de asentamiento mínimos.
 4. *ADC*: Alta resolución. Mínimo tiempo de conversión, Error de linealidad y de ganancia pequeños.

⁷⁹ Ibid., <http://193.146.57.132/depeca/repositorio/asignaturas/30387/Tema3.pdf> p.5

5. Velocidad de muestreo (*throughput rate*): Este parámetro especifica la velocidad a la que el DAQ puede adquirir y almacenar muestras de las entradas. Estas muestras pertenecerán a un único canal o a varios, según la configuración, por lo que es fundamental revisar cuidadosamente los datos suministrados por el fabricante.

En general se identifica el *throughput rate* con el número de muestras por unidad de tiempo que pueden obtenerse de un canal. Los cuatro factores principales a tener en cuenta son:

- Tiempo de establecimiento del MUX
- Tiempo de establecimiento del amplificador
- Tiempo de adquisición del S/H
- Tiempo de conversión del ADC

Dado que la muestra adquirida llega al ADC, pasa a través de un MUX, luego por un AI de ganancia programable y finalmente por un S/H. Cada elemento de esta cadena requiere un corto período de tiempo de establecimiento para conseguir su mejor precisión. Por tanto, cuando se calcula la máxima velocidad de muestreo del sistema, por lo que se deben incluir el efecto de todos estos elementos, y no sólo el tiempo de conversión del ADC.

Tabla 1. Plan operativo del proyecto HVA.

No	ACTIVIDAD	OBJETIVO	META	RECURSOS	TIEMPO	C. DE CALIDAD
1	Recopilar información técnica y bibliográfica sobre normatividad, sensores, acondicionamiento, DAQ, componentes, dispositivos y nuevas tecnologías.	Realizar la revisión bibliográfica correspondiente y que versa sobre la temática inherente a la actividad propuesta.	Tener las herramientas cognitivas y técnicas suficientes con el fin de alcanzar el objetivo.	Libros impresos, ebook's Buscadores de Internet, Personal experto Trabajos de grado	1 MES	EXCELENTE
2	Establecer las variables a instrumentar, clasificando los rangos mínimos y máximos de cada una.	Determinar cuantas variables son posibles y relevantes para instrumentar con los medios tecnológicos disponibles.	Lograr que del universo de variables a instrumentar se puedan instrumentar al menos 7 de ellas.	Libros impresos e book's Buscadores de Internet Trabajos de grado Accesorios técnicos especializados	2 MES	BUENA
3	Revisar la información técnica recolectada de los fabricantes especializados en sensorica, para escoger y adaptar las topologías más convenientes.	Escoger los sensores adecuados para registrar las variaciones eléctricas a nivel de voltaje y corriente en el analizador de armónicos.	Seleccionar los sensores que presenten el mejor desempeño técnico de acuerdo a las necesidades del proyecto según sus especificaciones.	Libros impresos e book's Asesoría especializada	2 MESES	EXCELENTE
4	Simular los circuitos de acondicionamiento previamente diseñados para observar su estabilidad y comportamiento en el tiempo.	Diseñar y realizar el acondicionamiento de señales para cada uno de los sensores.	Lograr un diseño eficiente, económico y versátil.	Software especializado Libros impresos Circuitos integrados Accesorios electrónicos Osciloscopio generador de funciones	4 MESES	EXCELENTE

5	Diseñar un módulo de seguridad, que permita monitorear las variables de corriente y voltaje a medir	Revisar de manera constante, los niveles de las variables pertinentes, para que estén dentro de niveles establecidos y seguros, tanto para el usuario, como para la vida útil del equipo.	Implementar un sistema supervisorio portátil, basado en Microcontroladores	Libros impresos e book's Asesoría especializada	2 MESES	EXCELENTE
6	Verificar el desempeño de las posibles herramientas de adquisición, disponibles en el entorno de trabajo y desarrollo del equipo.	Establecer la plataforma de adquisición de datos adecuada.	Seleccionar la plataforma que muestre las mejores especificaciones técnicas según las necesidades.	Libros impresos e book's Asesoría especializada	1 MES	EXCELENTE
7	Utilizar instrumentación virtual con el fin de generar la HMI del proyecto.	Diseñar el software de control y monitoreo de cada una de las variables instrumentadas.	Poder visualizar y guardar los datos adquiridos de cada una de las señales en forma gráfica.	Software especializado	2 MESES	EXCELENTE
8	Proyectar la plataforma física y los aditamentos electromecánicos y constructivos de los mismos.	Diseñar y construir el prototipo diseñado, con sus cables y conectores.	Evaluar las condiciones ergonómicas y funcionales del diseño constructivo realizado.	Software especializado, Artículos de ferretería (tomillos, alambre, fibra de vidrio, soldadura, pintura etc)	6 MES	BUENA
9	Entregar la documentación propia del equipo diseñado, como son referencias, especificaciones, clasificación, etc,	Generar los manuales de uso y mantenimiento.	Facilitar al escalabilidad y modularidad del proyecto así como el mantenimiento de posibles fallas.	Computador Libros especializados.	3 MESES	BUENA

Fuente: El Autor, (Word 2007).

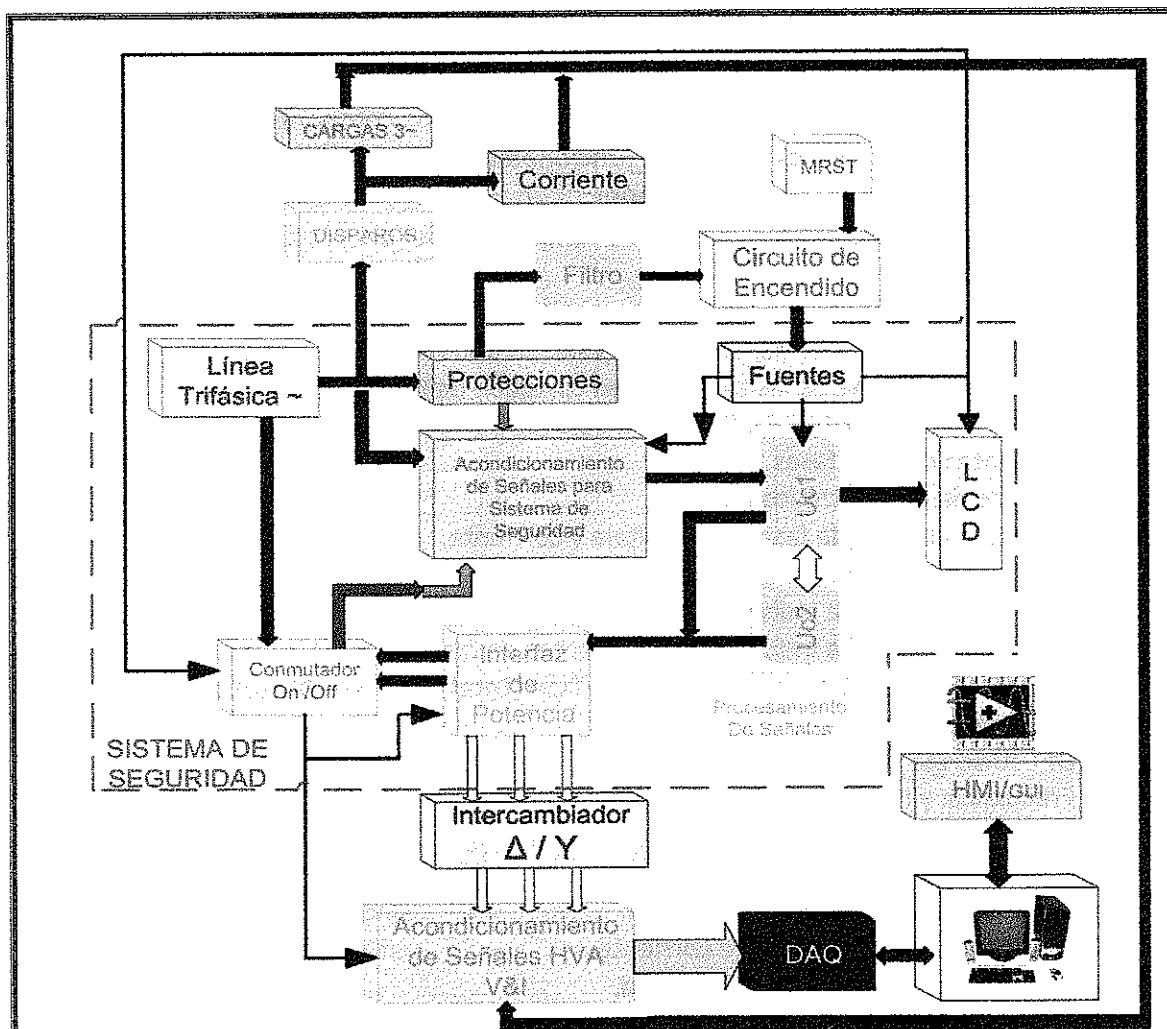
6. IMPLEMENTACIÓN

En este aparte del documento, se tratará de ahondar en las consideraciones prácticas y circuitales, así como en los parámetros de selección de los componentes electrónicos que conforman cada uno de los bloques funcionales involucrados en la construcción e implementación del Analizador de Armónicos, para lo cual el primer paso a seguir es establecer los parámetros condicionantes y funcionales del proyecto HVA que son:

- ✦ Voltajes fase a neutro de las 3 fases en conexión estrella.
Voltaje nominal 120Vrms, Tolerancia 15% (90-150Voltios).
- ✦ Voltajes fase a fase de las tres fases en conexión delta.
Voltaje nominal 220Vrms, Tolerancia 10% (198-240Voltios).
- ✦ Corrientes de las 3 fases.
- ✦ Ángulos de fase entre los voltajes.
- ✦ Todos los ángulos de fase entre voltaje y corriente.
- ✦ Potencia activa, reactiva y aparente.
- ✦ Distorsión armónica individual de voltajes de fase.
- ✦ Distorsión armónica individual de corrientes de fase.
- ✦ THD de voltajes y THD de corrientes de fase (Total Harmonic Distortion).
- ✦ FFT (Fast Fourier Transform).
- ✦ DFT (Discrete Fourier Transform).
- ✦ Frecuencia y rotación de fases.
- ✦ Factor de potencia ($\cos \phi$).
- ✦ Gráfica de corriente Vs voltaje.
- ✦ Gráficas de los armónicos de voltaje.
- ✦ Gráficas de los armónicos de corriente.
- ✦ Gráficas de las potencias del sistema.
- ✦ Nº de armónicos 60 con frecuencia máxima 3.6Khz.
- ✦ Fuentes de polarización duales, +/- 15V 5V con punto común independiente.
- ✦ Detección de campo magnético < 6400 gauss.

El segundo paso es elaborar un diagrama de bloques general, que permita entender la estructura topológica del mismo, de tal manera que sea la explicación, de cada uno de los bloques constructivos los que permitan, deducir el funcionamiento del analizador de armónicos virtual, que de ahora en adelante se mencionará en este escrito, como HVA, por sus siglas en inglés Harmonic Virtual Analyzer.

Figura 40. Diagrama de Bloques, HVA.

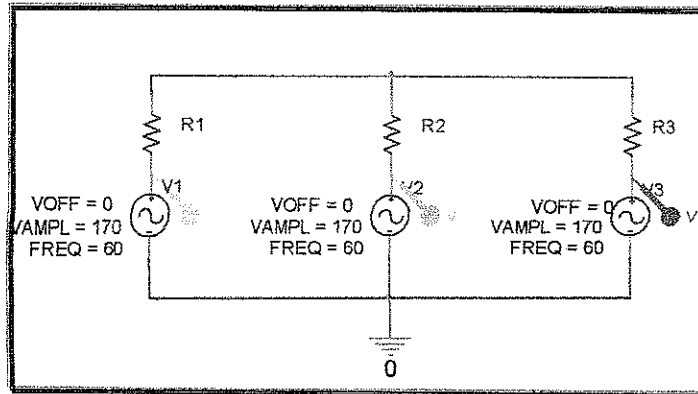


Fuente: El Autor, (visio 2003)

6.1 SISTEMA DE SEGURIDAD.

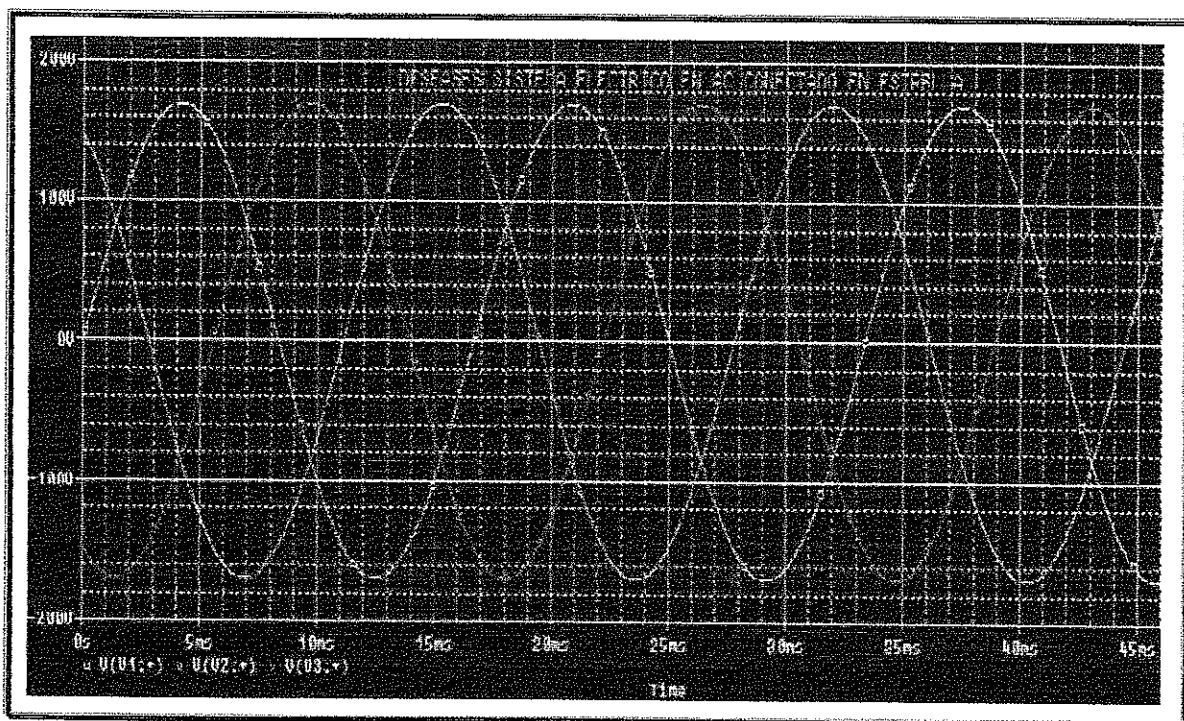
6.1.1 Línea trifásica. Al referirse a un sistema trifásico, como se vio en el marco teórico, aparte 5.1 y sucesivos, se dice que es un sistema eléctrico de corriente alterna, cuyas fase de las señales que la componen están desfasadas 120° y cuya tensión oscila entre 108-127Vrms cuando es con acceso a neutro y conexión estrella, si la conexión es delta, la amplitud es de 208-220Vrms e igual fase que en el caso anterior; en el gráfico se muestran las señales obtenidas, de un sistema resistivo puro, conectado en estrella.

Figura 41. Diagrama de conexiones en estrella.



Fuente: El autor (Orcad 9.1)

Figura 42. Desfases de las señales en un sistema trifásico.



Fuente: El autor (Orcad 9.1)

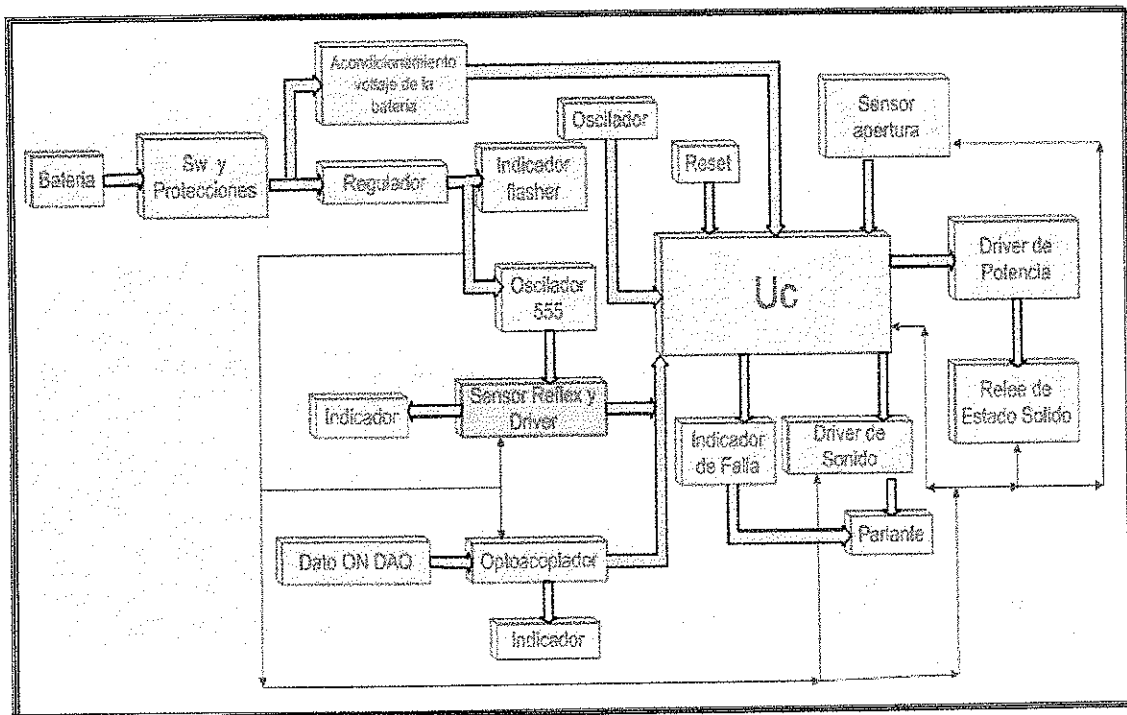
6.2 CIRCUITO DE ENCENDIDO.

Como su nombre lo dice, este circuito es el encargado, de adquirir y procesar las condiciones necesarias para permitir el estado ON (encendido) del equipo, las cuales son:

- ✦ Actuar ante el cambio del interruptor principal.
- ✦ Detectar el estado de la batería.
- ✦ Recibir, el estado del sensor réflex infrarojo para iniciar el sistema.
- ✦ Sensar el pulso de encendido del software, proveniente de la HMI, a través de la NI DAQ6259.
- ✦ Administrar el estado de reset.
- ✦ Activar el rele de estado sólido.

En el diagrama de bloques que se muestra a continuación, se indica la disposición de cada uno de ellos y la secuencia de las señales.

Figura 43. Diagrama de Bloques Circuito de Encendido.

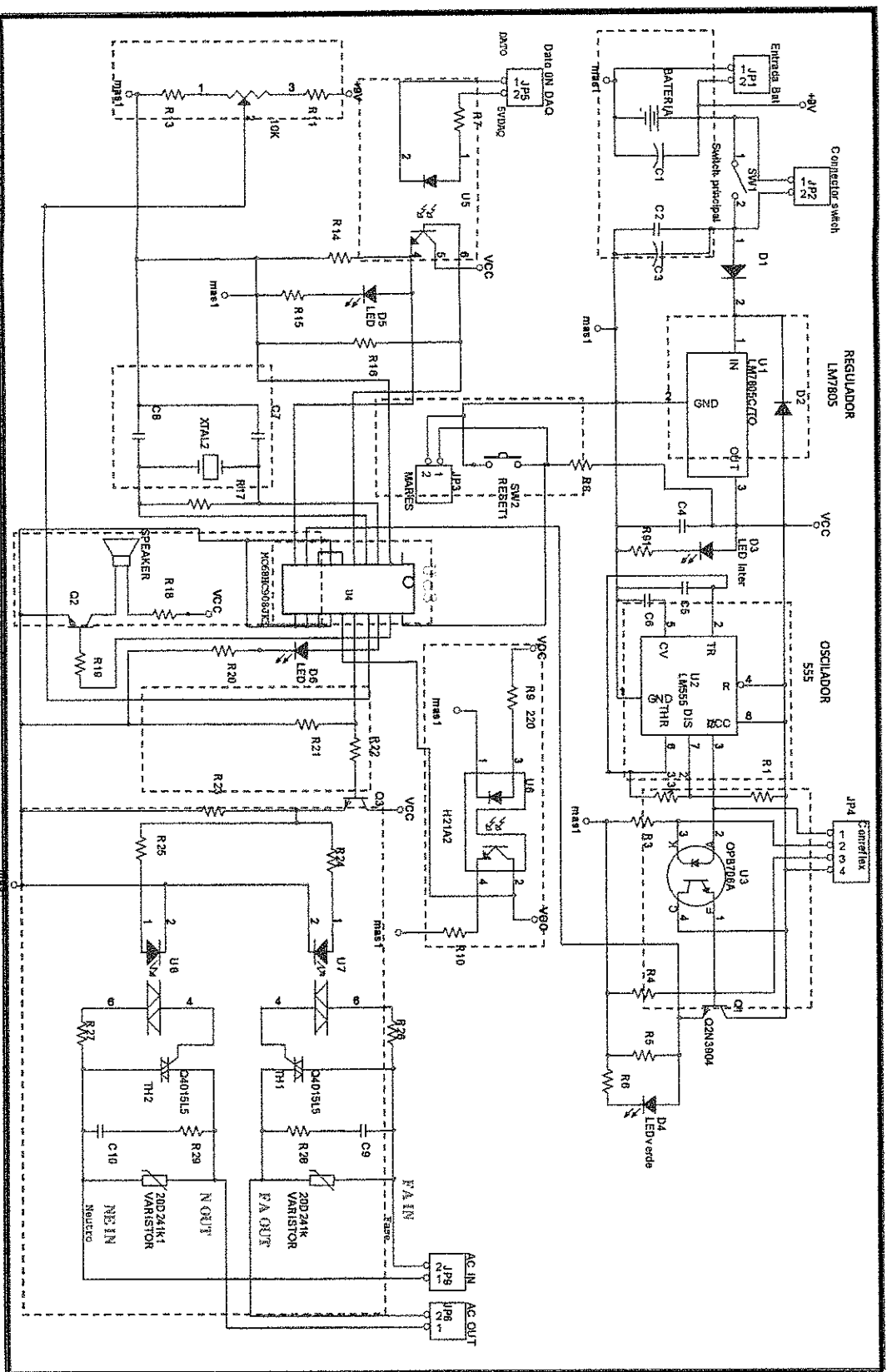


Fuente: El autor (Microsoft Visio 2003)

A continuación, se muestra el diagrama esquemático, que logra plasmar a través de un circuito, los propósitos enunciados anteriormente, logrando la gestión de las señales, de

manera lógica y segura, para lo cual el microcontrolador MC68HC908JK3, es el encargado de gestionar y tomar las decisiones pertinentes, según la variación de las señales de entrada; También se indica, para facilitar el entendimiento, a través de líneas punteadas la separación por bloques del circuito, en relación con la figura anterior, así como el número de parte de cada uno de los componentes.

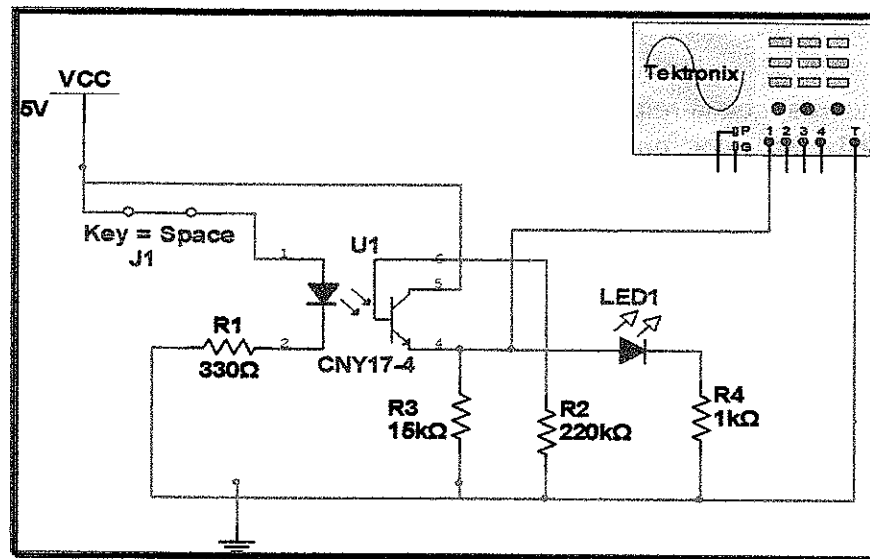
Figura 44. Esquemático circuito de encendido.



Fuente : El Autor (Orcad 9.1)

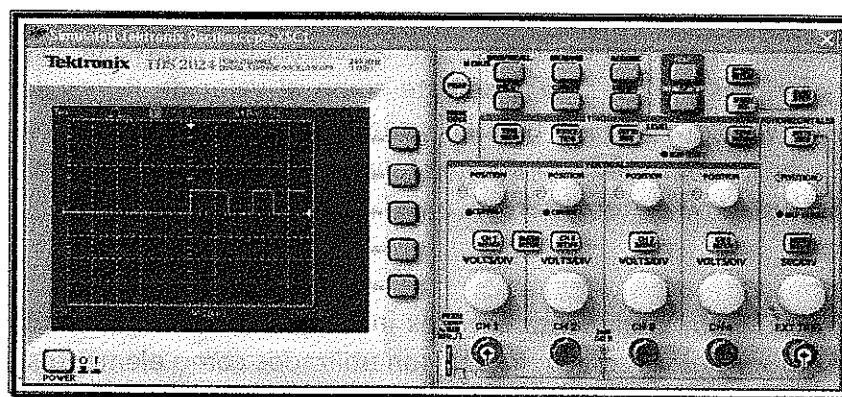
6.2.1 Descripción del Circuito. El circuito se alimenta a través de una batería, de referencia 6F22 de 9voltios y 350mAH, al cual se le adiciona un capacitor electrolítico C_1 , en paralelo con los terminales de la misma, luego se encuentra el switch tipo SPST, seguido de dos condensadores en paralelo C_2 y C_3 , los cuales cumplen funciones de filtrado, los diodos D_1 y D_2 , aseguran la polaridad del voltaje, de tal manera que daños en la batería ó conexiones erróneas no afecten la integridad y la vida útil de los componentes del circuito; después se dispone un regulador LM7805, para el cual la salida es de 5v, y cuyas especificaciones se pueden observar, en la hoja de especificaciones del fabricante, C_4 elimina el ruido por la operación del regulador, D_3 es un led flasher que junto a R_{91} conforman la red denominada indicador flasher.

Figura 45. Esquemático para la Simulación del sensor réflex



Fuente : El Autor (Multisim 10)

Figura 46. Resultado de la Simulación del sensor réflex, OPB706A.



Fuente : El Autor (Multisim 10)

En la figura se observan, las transiciones del sensor, según detecte las perturbaciones del medio, las cuales se simulan con un pulsador, como si fuese un dedo humano el que permite la reflexión de la señal infrarroja, D1 sería el indicador Flasher, esta simulación también sirve para el caso del sensor de apertura del chasis ó puerta del equipo.

También se coloca un CI LM555, configurado como astable, cuya frecuencia de operación es de 15 KHZ, para lo cual las ecuaciones de diseño son:

$T = 0.693(R_1 + 2R_2)C$, por lo tanto la frecuencia se obtiene como:

$$f = \frac{1.443}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Si se tiene en cuenta, que la relación de actividad, definida como el tiempo en alto ó uno lógico de la señal de reloj, entregada por el CI, dividido entre el tiempo bajo, cuya ecuación es:

$$\text{relación de actividad} = \frac{\text{Tiempo en alto}}{\text{Tiempo en bajo}} = \frac{R_2 + R_1}{R_2};$$

Por parámetro de diseño, se supone, que el ciclo de trabajo de la señal (duty cycle), sea del 50%, entonces el tiempo de carga debe ser igual al tiempo de descarga, pero de la ecuación anterior es apenas lógico y deducible que estos no pueden ser exactamente iguales, Pero la mejor aproximación se da, si R2 es mucho mayor que R1. Entonces la ecuación para la frecuencia será:

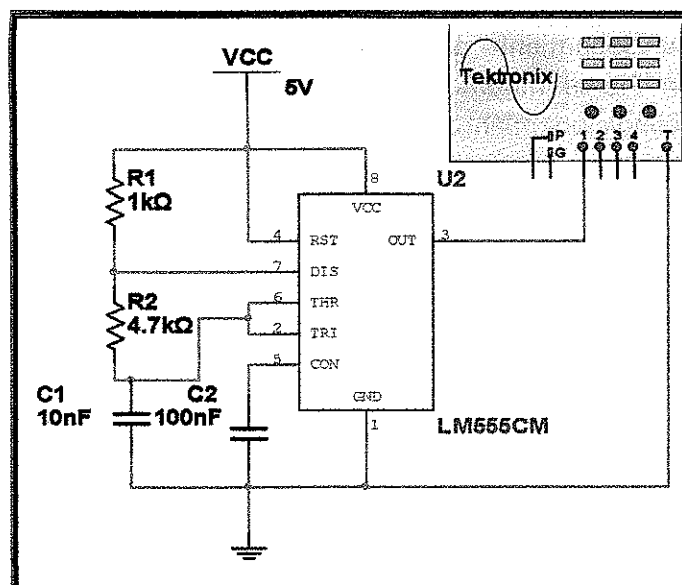
$$f = \frac{1.443}{(2R_2)C}$$

Asumiendo, el valor del condensador $C_5 = 0.01\mu F$, y sustituyendo el valor de la frecuencia $F = 15\text{Khz}$, se tiene que $R_2 = 4.8\text{K}\Omega$, por lo que se usará el valor comercial de $R_2 = 4.7\text{k}\Omega$, con las restricciones de operación del LM555, en las cuales los valores de las resistencias no pueden ser inferiores a $1\text{k}\Omega$, se asume este como el valor de R_1 , es de anotar que el material C_5 deber cerámico ó tantalio, para evitar sobrepicos o amortiguaciones oscilatorias en la señal de salida, C_6 cumple funciones sobre el tiempo de subida y bajada de la señal y debe ser de material cerámico de $0.1\mu F$.

La salida del LM555 pin 3, alimenta el réflex infrarrojo OPB706A por el pin 2, R_3 limita la corriente del emisor del sensor, R_4 , R_5 , Q_1 , son utilizados como elementos de polarización del driver de corriente que entrega el OPB706, en configuración Darlington, en conjunto con Q_1 , D_4 y R_6 , conforman un indicador basado en la tecnología de instrumentación ciega,

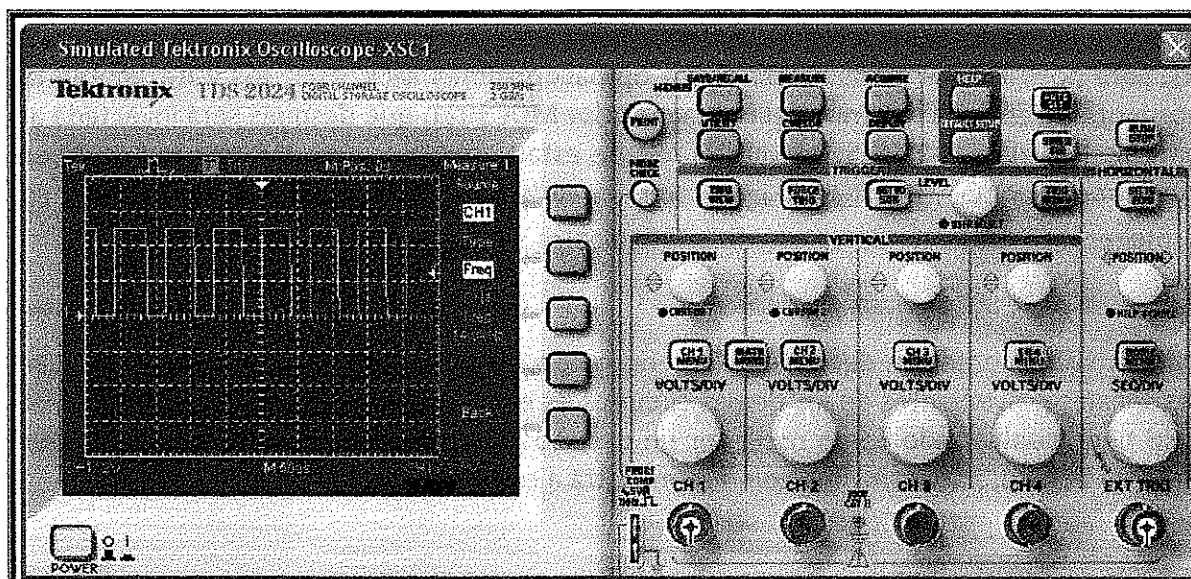
para saber que el rélfex recibió un pulso, con el fin de empezar el proceso de encendido del equipo, por lo cual es llevado al microcontrolador, para tomar las acciones de control pertinentes, a continuación se muestra la simulación del LM 555 realizada en Multisim 10.

Figura 47. Esquemático del Oscilador 555, para simulación.



Fuente : El Autor (Multisim 10)

Figura 48. Señal de Reloj Tomada en el pin 3 del Lm555.



Fuente : El Autor (Multisim 10)

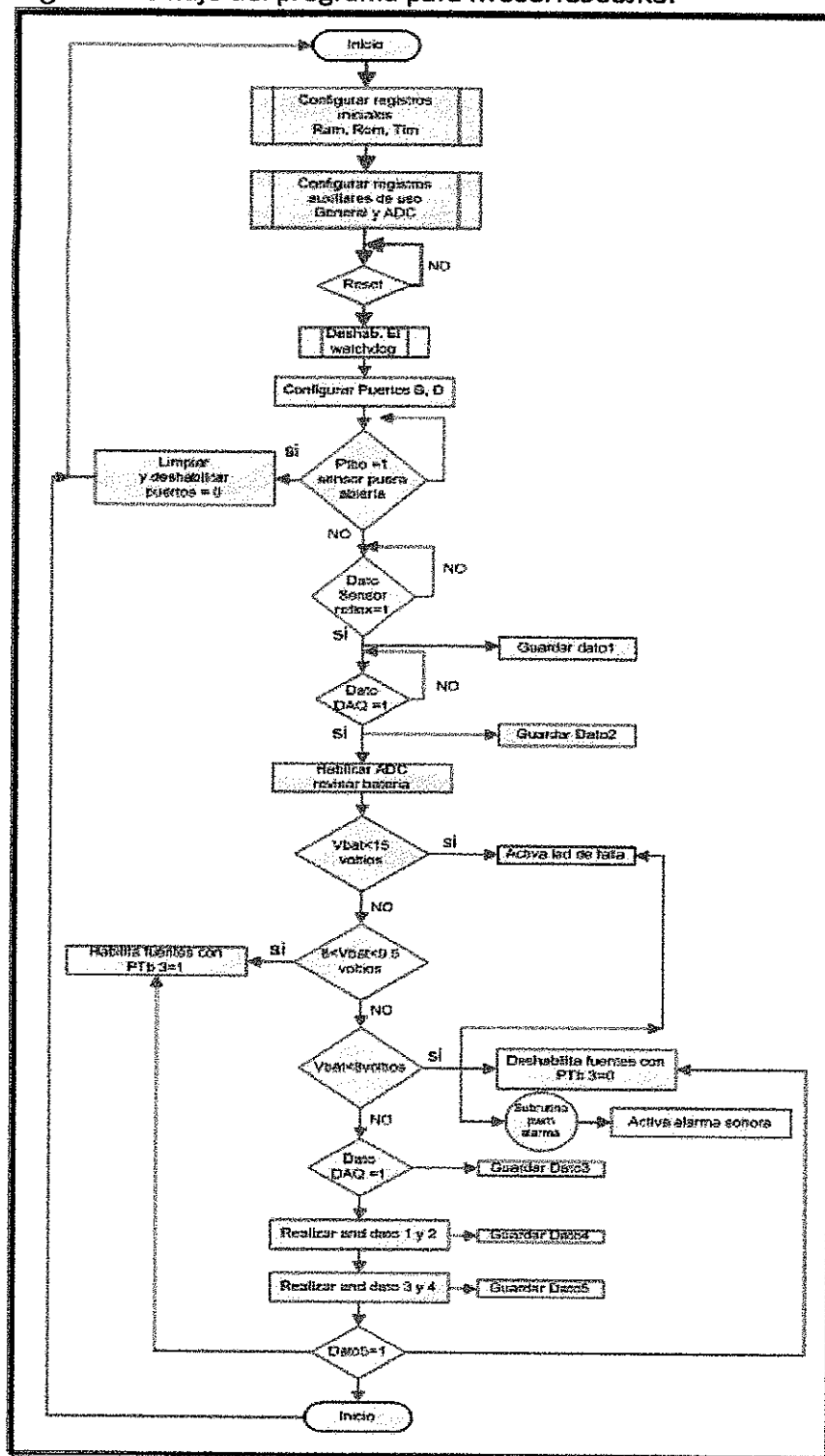
El dato proveniente de la tarjeta PCI 6259 es recibido por un Optoacoplador 4n25, para lo cual R7 limita la corriente del emisor del integrado, en lado receptor R14 y R16 cumplen funciones de polarización, D5 y R15 conforman otro indicador que muestra el pulso de encendido de la tarjeta ya está presente, por lo que es llevado al microcontrolador.

El oscilador, para el funcionamiento del microcontrolador lo conforman C₇, C₈ R₁₇ y Xtal₂, en una configuración Pierce modificado, como lo muestran las especificaciones del fabricante del CI, el acondicionamiento de la señal de la batería, se lleva a cabo a partir de un divisor de tensión simple, con limitación hacia la alimentación y masa, utilizando R₁₁, R₁₂, R₁₃ cuyo propósito es llevar la señal de 9voltios de la batería a una tensión de 4.5 voltios, de manera proporcional, para los demás valores, de tal manera que por debajo de los 8 voltios en la batería y 4 voltios en el divisor se active una protección de bajo voltaje, cuando este desciende del valor estipulado de los 8 voltios el microcontrolador inhabilita las funciones de encendido del HVA.

El reset del sistema lo conforman la red de R₈ y SW₂ tipo SPS, push button, de tal manera que al pulsar SW₂ se entregue un estado bajo al microcontrolador, para lograr una mayor eficiencia y permitir informar al operario sobre alguna falla del circuito de encendido, este cuenta con una alarma visual a través de un LED D₆ y R₂₀, así como una alarma auditiva con amplificador a partir de R₁₈, R₁₉ y Q₂, con el fin de evitar que el equipo no se pueda operar con la tapa abierta, se ha dispuesto de un sensor infrarojo en herradura de referencia H21A2, junto con R₉ y R₁₀ que ayudan a la polarización del emisor y el receptor respectivamente, el rele de estado sólido cumple la función de activar las fuentes a partir del estado alto del microcontrolador, cuyo pulso lo recibe Q₃ a través de R₂₁, R₂₂, R₂₃ y Q₃, configurado como interruptor, en donde al emisor de este transistor se le conectan R₂₄ Y R₂₅ para polarizar los diodos LEDs de los optoacopladores MOC3021, R₂₄ y R₂₅ limitan la corriente de entrada del Triac del optoacoplador MOC3021, que después será inyectada al gate de los Triacs Q4010L5, además el relé de estado sólido cuenta con una red snubber conformada por C₉ y C₁₀, R₂₈ y R₂₉, así como los varistores; La función de la red snubber es proteger los Triacs del relé de estado sólido, contra sobre tensiones y contra dv/dt .

Para la implementación del circuito de encendido, el encargado de gestionar y procesar las señales provenientes de los demás circuitos es el microcontrolador MC68HC908JK3, el cual tiene configurado como oscilador un circuito pierce modificado, el cual sirva como base de tiempo, para el mismo como se muestra a continuación.

Figura 49. Diagrama de flujo del programa para MC68HC908JK3.

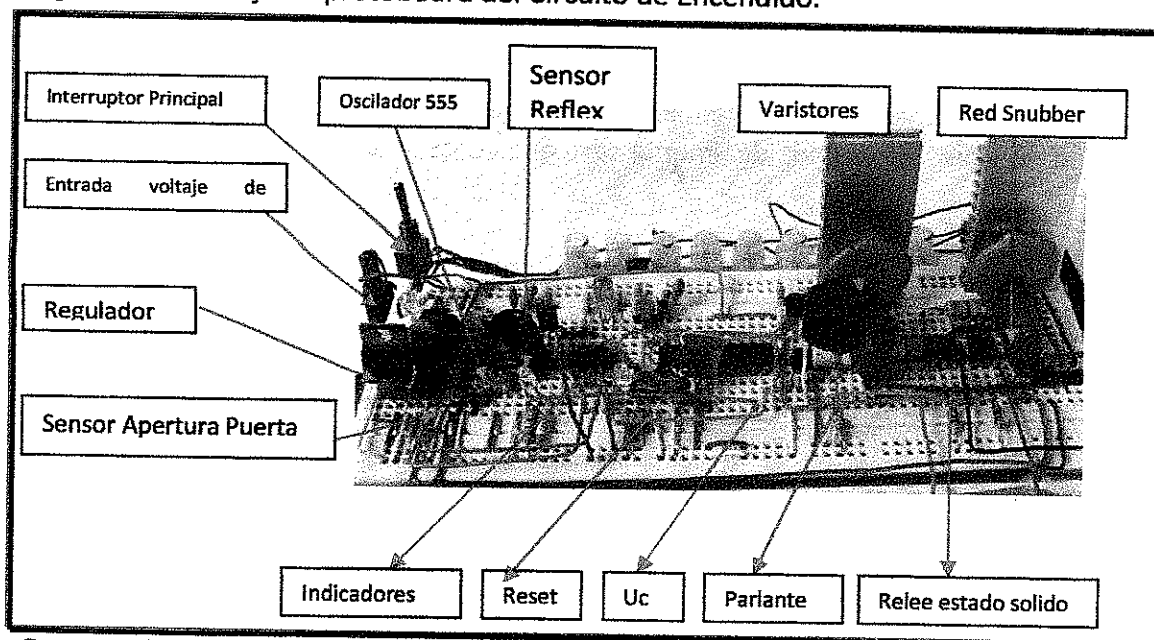


Fuente: El Autor(Microsoft Visio 2003)

6.2.2 Descripción del programa de control en el MC68HC908JK3.

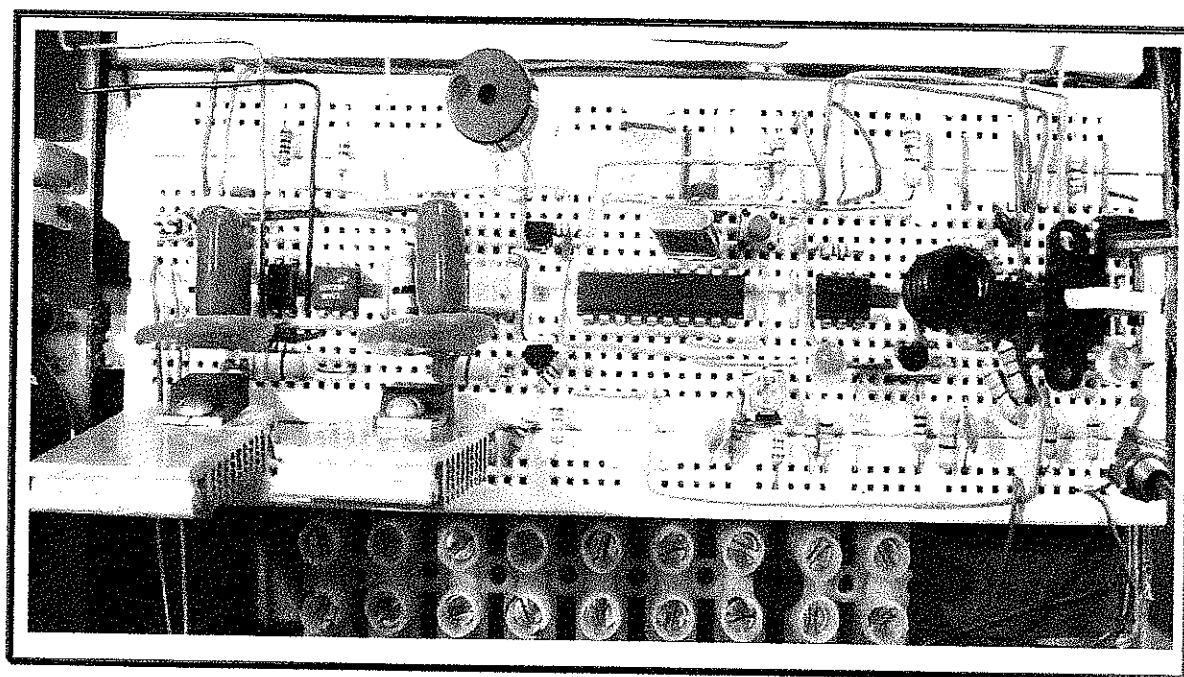
- 1 El programa tiene habilitadas las opciones de Reset, Watchdog y COP.
- 2 Activar el interruptor principal tipo codillo, el cual energiza un LED de 5mm tipo flasher, indicando el encendido del equipo.
- 3 El circuito se alimenta con baterías de 9v, de referencia 6F22, al cual se le acondiciona un divisor de voltaje, con el fin de escalizar dicha tensión, de tal manera que su nivel sea monitoreable por el mismo microcontrolador, Así: $9v < V_{bat} \leq 10.5v$, no toma acciones de control, y si cumple con 5y6 coloca un 1 lógico en Ptb 6, para activar el relé de estado sólido.
 $8v < V_{bat} \leq 8.9$ activa una alarma sonora, indicando el estado de la batería, pero mantiene ele estado de ptb6.
 $V_{bat} < 8v$, avisa con la alarma sonora y el LED pero no activa la fuente con ptb 6.
- 4 Se instala un LM7805 para obtener 5v fijos y regulados, al cual se le acondicionan diodos de protección 1N4004, para evitar inversiones de polaridad, con este voltaje es que se alimenta el microcontrolador y el resto de los componentes del circuito de encendido.
- 5 Se recibe y almacena el pulso de encendido, proveniente de la tarjeta NIPCI6259 a través de las salidas digitales de la misma, y que se activa cuando en la GUI se da el click sobre el interruptor virtual, esto se logra con el uso del optoacoplador con un LED testigo de recepción del dato, que debe permanecer siempre en 1 lógico.
- 6 Se diseña un oscilador con lm555 sintonizado a 15 Khz, en cuya salida se le acondiciona un driver de corriente conectado a un sensor auto réflex OPB706A, con el fin de confirmar el encendido del HVA. Dicho pulso se envía al microcontrolador y si se cumplen los anteriores ítems, coloca un 1 lógico en PTB6 del MC68HC908JK3.

Figura 50. Montaje en protoboard del Circuito de Encendido.



Fuente: El Autor

Figura 51. Vista Superior Montaje en protoboard del Circuito de Encendido.

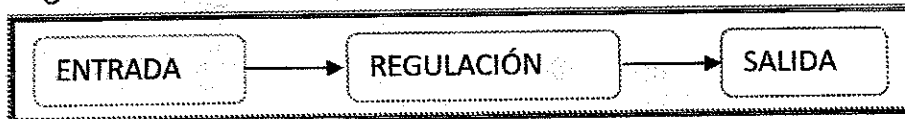


Fuente: El Autor

6.3 FUENTES DE ALIMENTACION ELECTRICA EN DC.

Una fuente de alimentación es un circuito que usualmente, tiene como entrada una tensión alterna proveniente de la red eléctrica comercial y la salida es una tensión continua con bajo nivel de rizado, idealmente cero que constan de tres o cuatro etapas:

Figura 52. Diagrama General de Bloques, de una Fuente



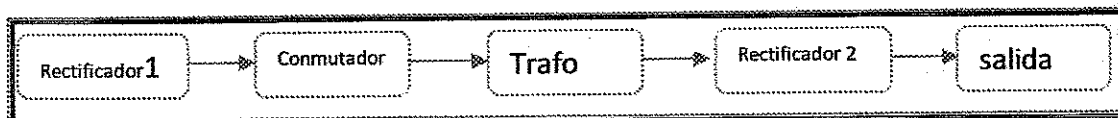
Fuente: El Autor.

- ✦ Sección de entrada: compuesta principalmente por un rectificador, también tiene elementos de protección como fusibles, varistores y filtros y piloto etc.
- ✦ Regulación: su misión es mantener la salida en los valores prefijados.
- ✦ Salida: su misión es filtrar, controlar, limitar, proteger y adaptar la fuente a la carga a la que esté conectada.

Este tipo de fuentes pueden ser tanto lineales como conmutadas, que para el caso de la implementación del HVA, será esta última topología, la que se utilice en este caso ya que algunas de sus ventajas son mejor rendimiento, menor costo y tamaño.

Una fuente conmutada, es un dispositivo electrónico, que transforma energía eléctrica, mediante el uso de transistores como elemento de encendido y apagado de un transformador, a una frecuencia que oscila entre 10KHz y 200KHz con el fin de disminuir el tamaño de los condensadores de salida; Las fuentes conmutadas tienen por esquema:

Figura 53. Diagrama de Bloques, Fuente conmutada.



Fuente: El Autor.

Si se tiene en cuenta que, dentro de los objetivos del proyecto, no se contempla el diseño y elaboración de las fuentes de alimentación, que se utilizan en del HVA, se opto por comprar dos fuentes tipo *Open Frame*, es decir sin carcasa de la misma marca **SKYNET ELECTRONIC**, cuyas especificaciones son:

- ⚡ Dos referencias independientes y separadas galvánicamente.
- ⚡ Cinco voltajes de salida fijos, pero ajustables en $\pm 500\text{mV}$
- ⚡ Corrector del factor de Potencia, ref: MC34262-D
- ⚡ Regulador de Precisión y Bajas Perdidas, ref: PQ30RV1
- ⚡ Control de oscilación PWM con control PI para mejorar el ajuste del ciclo de trabajo.
- ⚡ Topología Forward.
- ⚡ Protección contra cortocircuito tanto a la entrada como a la salida.
- ⚡ Protección contra Sobretensiones de entrada, mediante varistores.
- ⚡ Filtro de entrada en configuración π .

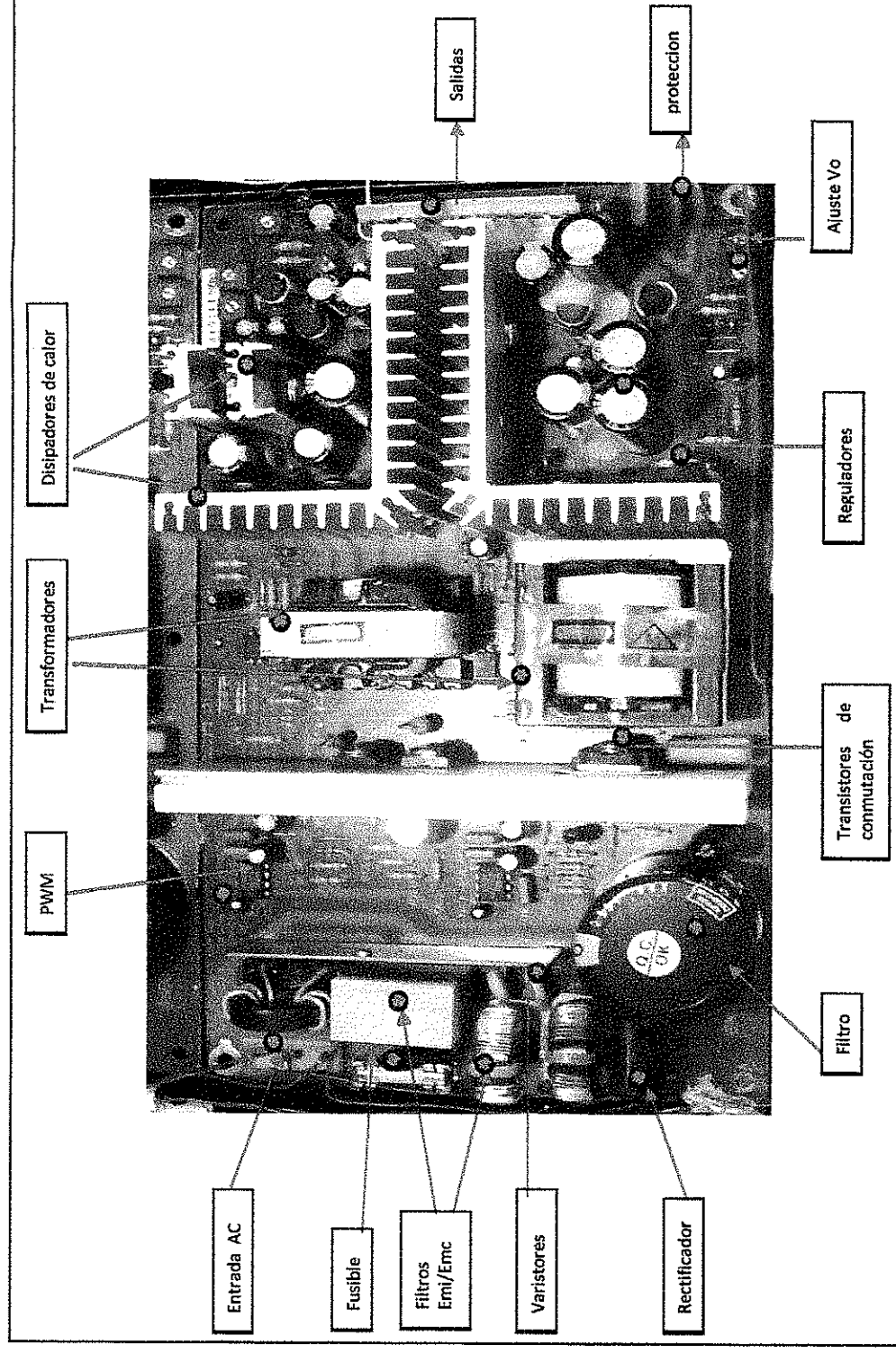
Los voltajes de salida, se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 2. Voltajes de Salida de las fuentes de alimentación.

	Vout	Iout
REF1	+5v	3.5Amp
	+15v	1.25Amp
	-15V	1.25 Amp
REF2	+12v	3.5 Amp
	+5v	11amp

Fuente: El autor, (Excel 2007).

Figura 54. Fuente de Alimentación Eléctrica con sus Partes



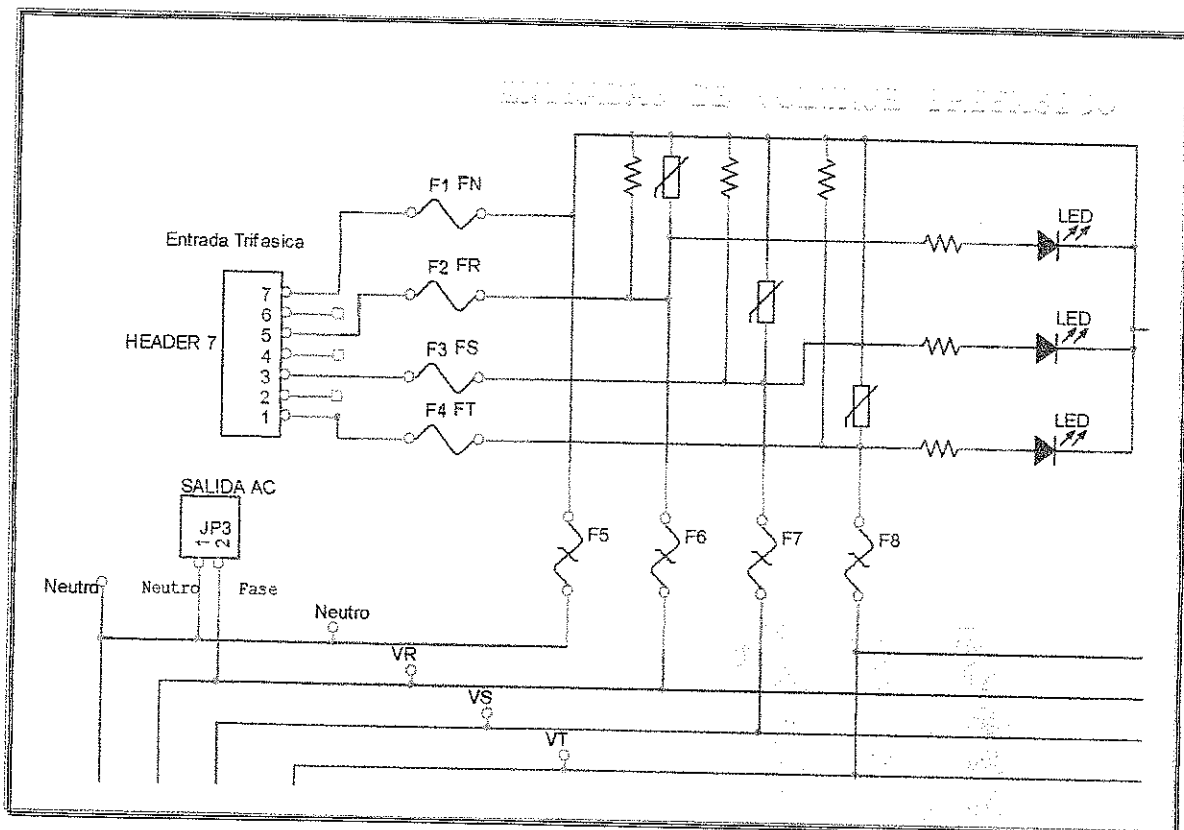
Fuente: El Autor

6.4 PROTECCIONES.

El bloque de protecciones, busca mediante dispositivos eléctricos y electrónicos de hardware, tomar acciones preventivas, ante fluctuaciones de las señales trifásicas de entrada, así como del medio circundante, para lo cual se instalan elementos tales como:

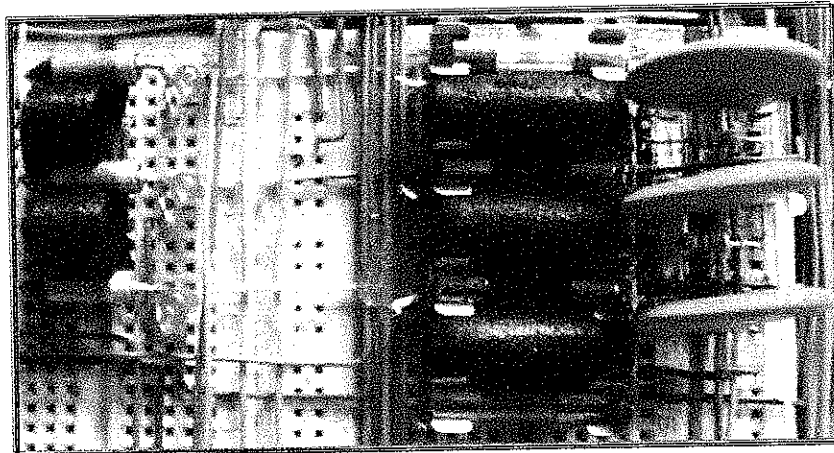
- ✦ Fusibles rápidos 50mA.
- ✦ Varistores Ref: 20D201k.
- ✦ Monitores de presencia de Fase.
- ✦ Fusibles Térmicos Ref: DO58ANM.

Figura 55. Diagrama Esquemático para las Protecciones.



Fuente: El Autor (Orcad 9.1)

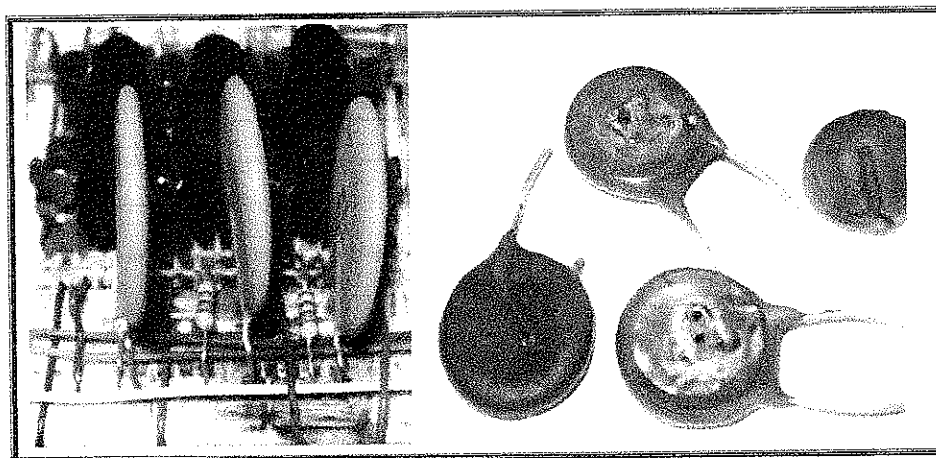
Figura 56. Montaje en protoboard para las protecciones.



Fuente: El autor

A nivel de laboratorio las pruebas que se hicieron, para corroborar el correcto funcionamiento del diseño propuesto, consistió en elevar la tensión de entrada, por encima del nivel nominal de entrada, usando un Variac trifásico, como ocasionar corto circuito entre fases y entre fase y neutro, como también elevar la temperatura del sistema, mediante el uso de una pistola para termoencogible, de las cuales se puede decir, que fueron satisfactorias y optimas por cuanto, los elementos electrónicos dispuestos para tal fin, actuaron de manera correcta, evitando así el daño de los demás elementos constructivos y circuitales del equipo, para lo cual se muestra una imagen que indica el estado final de las protecciones, como son los fusibles y los varistores.

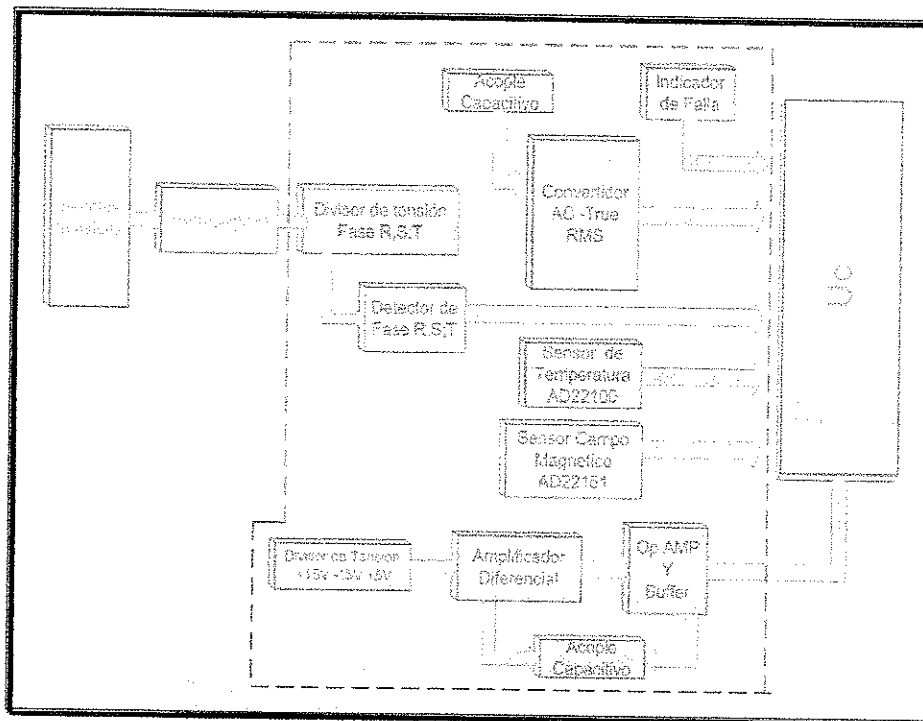
Figura 57. Evidencia de Funcionamiento de los dispositivos de protección.



Fuente: El autor

6.4.1 Acondicionamiento de señales para sistema de seguridad. Para lograr el óptimo funcionamiento del HVA, así como para proteger los componentes electrónicos que lo conforman, contra cortocircuitos, sobretensiones, subtensiones, sobretensión, influencia del campo magnético, así como fallas en las fuentes de alimentación, es necesario diseñar un módulo que se encargue de monitorear estas condiciones. Para lograr este cometido, el diagrama de bloques a seguir es el que se muestra a continuación dentro de las líneas punteadas:

Figura 58. Diagrama de bloques acondicionamiento sistema de seguridad.



Fuente: El autor (Microsoft visio 2003)

Antes de explicar el detalle funcional y circuital de este diagrama de bloques del HVA, es procedente enumerar las condiciones óptimas de operación del equipo, para entender y cuantificar las señales que se deben revisar antes de enviarlas a la tarjeta DAQ, para ser visualizadas y monitoreadas en un PC, a saber:

- ✚ Voltaje RMS de cada una de las fases R,S,T. denominadas internamente tanto en los planos como en los circuitos impresos como VR, VS, VT.
- ✚ Fase ó retardo entre fases, FR,FS,FT.
- ✚ Temperatura T°
- ✚ Campo Magnético β

- ⚡ Voltaje de las fuentes de alimentación; V+15,V-15,V+5.

Para acondicionar las señales de tensión, provenientes de la red eléctrica, como de las fuentes de tensión SKYNET, es necesario tener en cuenta varios ítems y consideraciones técnico-prácticas antes de proceder a enunciar su diseño como son:

1. La topología y naturaleza del sistema de acondicionamiento de señal.
2. Dado que dichas señales se enviarán a un sistema μC , se deben tener en cuenta la ventana de conversión del microcontrolador, la resolución del mismo, y el tipo de referencia de voltaje que este necesita.
3. La impedancia del sistema implementado, pues la red circuital implementada, no debe afectar la fase y la tensión de la señal medida, como tampoco introducir ruido.
4. La precisión, la sensibilidad y por ende la resolución del sistema de acondicionamiento.
5. El peso y el volumen del circuito implementado.

Por lo anterior se tiene que las opciones para lograr el cometido de atenuar ó reducir el nivel de voltaje son dos:

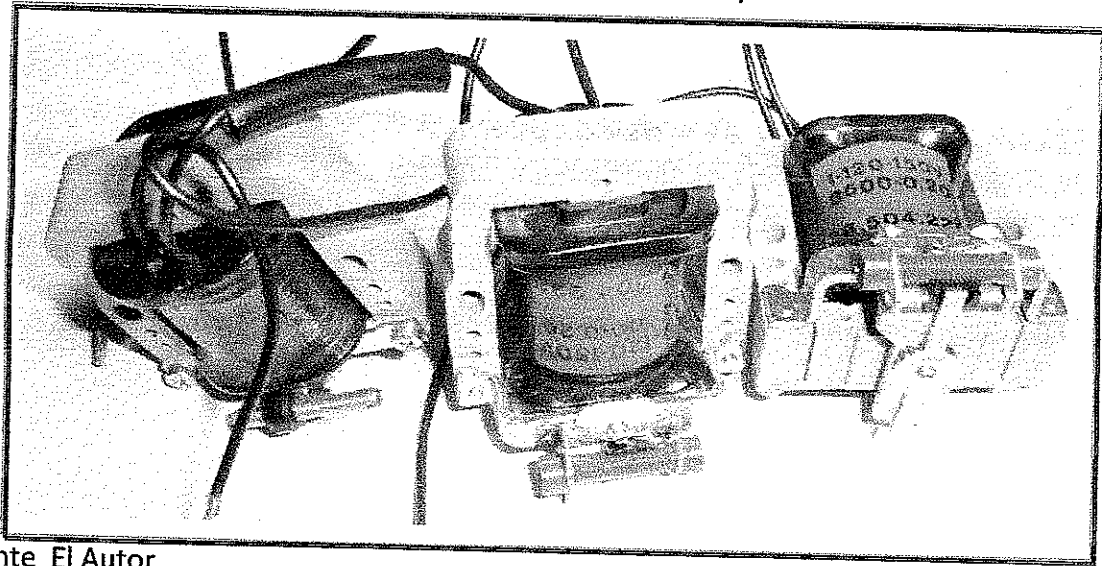
6.4.1.1 Transformadores de potencial.

Figura 59. Imagen de un transformador de medida de potencial.



Fuente <http://nymingenieria.com.do/catalogo/images>

Figura 60. Imagen de los transformadores de potencial ensayados



Fuente El Autor.

En este punto cabe mencionar que los transformadores de potencial son definidos en términos de la máxima carga que son capaces de entregar sin exceder los límites de error y por el factor de potencia ó ángulo ϕ especificados.

Dentro de la posible elección de un T/P como mecanismo para la detección de voltaje hay tener en cuenta, la relación de transformación, de tal manera que esta cumpla con la condición del voltaje máximo permitido por el ADC. Así pues, el transformador de potencial tendría una relación de voltaje que rodee el patrón 50:1, ó 25: 1 dependiendo lógicamente de la linealidad que tengan los dispositivos subsiguientes, para lo cual los transformadores deben cumplir con las siguientes funciones y cuya imagen se muestra a continuación.

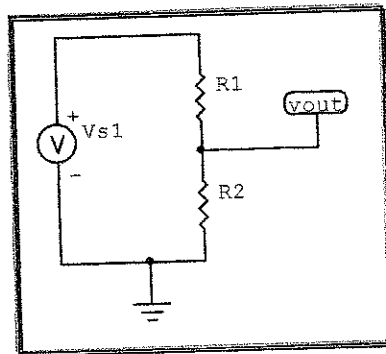
- Transformar tensiones con valores grandes a valores fáciles de manejar por los relés y equipos de medida.
- Aislar el circuito de medida del sistema primario de alta tensión.
- Posibilitar la normalización de relés y equipos de medida a unos pocos valores de tensiones e intensidades nominales.

sin embargo esta forma de obtener señales de tensión, No se implementará en el proyecto pues sus desventajas como: la distorsión y filtrado del contenido armónico de la señal por efectos de la inductancia mutua, saturación del material ferromagnético del núcleo en las vecindades de la máxima frecuencia de trabajo, sus pérdidas por autoinducción y autocalentamiento, dificultad de adaptar la impedancia de entrada y salida a los valores

específicos del diseño, además de su volumen y peso hacen de este método de muestreo de la tensión, poco adecuado y viable.

6.4.1.2 Divisores de tensión ó atenuadores: Un divisor de voltaje simple se crea siempre que se tengan dos resistencias (o impedancias) en serie, con el NODO entre las dos. Lo cual se muestra en la figura que se muestra a continuación.

Figura 61. Diagrama Esquemático de un Divisor de Tensión.



Fuente: El Autor (Circuitmaker 2000).

Dado que se trata de un sistema de atenuación, basado en divisores de tensión resistivos, este método resulta ideal para implementarse en el proyecto pues presenta baja disipación de potencia, bajo ruido, saturación en frecuencia nula, respuesta lineal, facilidad de implementar sistemas de calibración ajustable, facilidad de diseñar el acople de impedancias tanto de entrada como de salida, resolución infinita entre otros; por lo tanto se explicará el diseño de este sistema de atenuación resistivo.

⚡ Para las Señales Trifásicas. De manera analítica, la fórmula general para encontrar el voltaje de salida sobre R2 se escribe como sigue, utilizando por supuesto las leyes de Ohm y Kirchhoff.

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in} \quad (1)$$

Para continuar, el proceso aplicativo de los divisores de tensión, en el desarrollo del HVA, es pertinente referir el término llamado *ratio* ó factor de atenuación que para el caso se expresa en forma proporcional como 1000:1, es decir que por cada 1000 voltios rms en la entrada, la salida V2 del divisor es de 1Vrms; el cual se elige de tal manera que los voltajes de salida, del divisor de tensión y las etapas sucesivas cumplan con el voltaje de

entrada ó ventana de conversión del ADC del microcontrolador que gestionará dichas señales, otra manera de expresar el ratio es en forma similar a como se hace en el diseño de filtros, es decir en decibels ó dB, utilizando la siguiente fórmula.

$$dB = 20 * \text{Log}_{10}(Vd); \text{ donde } Vd \text{ es ratio}=1000.$$

$$dB = 20 * \text{Log}_{10}1000 = 60db$$

por lo tanto, en la siguiente tabla se observan los voltajes de entrada y salida óptimos para el equipo HVA.

Tabla 3. Voltajes de entrada y salida de los atenuadores resistivos.

Vin	Vout
90	2.85
120	3.8
150	4.75

Fuente: El Autor.

El divisor de tensión es usado tanto en AC como DC y funciona idénticamente. Según las mediciones experimentales sobre divisores de voltaje realizados en el laboratorio se tiene que analíticamente el circuito también obedece a la siguiente fórmula.

$$Vd = 1 + (R1 / R2); (2)$$

Donde Vd es el ratio de división de voltaje. Resultando cierto para DC, AC (RMS) o picos AC (según las medidas en osciloscopio).

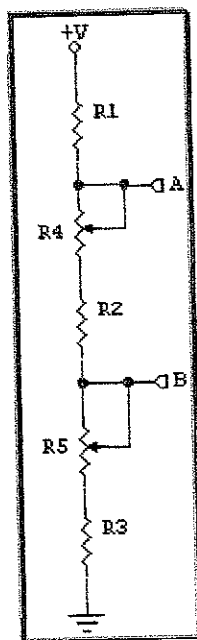
Cualquier combinación de R1 y R2 creará un divisor de voltaje, pudiéndose reemplazar uno de ellos por un potenciómetro, ó una combinación de ellos, obedeciendo la misma regla, solo que el "wiper" ó cursor (contacto móvil en el potenciómetro) permite un número infinito de proporciones de división de voltaje.

Es esencial que cualquier atenuador o divisor del voltaje esté conectado a una fuente de baja impedancia, o la carga del divisor mismo reducirá el voltaje disponible. Así mismo, la carga (la impedancia conectada a la salida) será alta, comparada con la impedancia de

salida del divisor. Se considera como parámetro de diseño y factor de seguridad que la fuente de señal debe tener una impedancia de al menos $1/10$ de la del atenuador, para acercarse a la definición de fuente ideal de voltaje, y la carga debe tener una impedancia (por lo menos) 10 veces la impedancia de la salida del atenuador.⁸⁰

Como se hace necesario, que los parámetros del divisor sean ajustables, para sintonizarlos a los niveles de tensión requeridos, y enunciados en la tabla anterior, en los atenuadores de señal trifásica, se utilizará la configuración circuital en serie que se muestra a continuación, recurriendo a una red idéntica en configuración y valor para cada fase.

Figura 62. Diagrama Esquemático Divisor de Tensión a Utilizar



Fuente: el autor (Circuit Maker 2000)

Los nodos A y B serán los puntos en donde se tomará la señal de salida, de manera diferencial con el fin de poder acoplar la muestra de voltaje a un amplificador operacional configurado como restador ó de diferencias, para el cual los cálculos se indicarán en este aparte, pero más adelante; Se tiene que aplicando el principio de divisor de tensión visto anteriormente, así como la mínima impedancia de entrada para cualquier sistema de medición de voltajes, según las normas IEC 1010-1 y EN61010-1, además de la potencia a disipar por las resistencias del atenuador y el ratio, se asumen los valores de:

⁸⁰ Traducción del artículo "voltaje dividers & attenuators" de Elliot Sond products; p.1
<http://www.che.es/directorio/albums/userpics/10001/Atenuadores.pdf>

$$R1 = 1.2M\Omega,$$

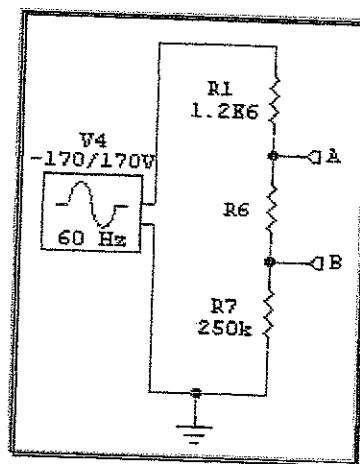
$R3+R5=300k\Omega = R7$; de lo cual $R5 = 100K\Omega$ 50%, $R5=50K\Omega$, entonces,

$R7= 250K\Omega$ con el fin de lograr una sintonización gruesa del atenuador,

$$R4+R2=R6 \quad (3);$$

El circuito equivalente será el que se muestra a continuación.

Figura 63. Diagrama Equivalente Divisor de Tensión a Utilizar



Fuente: el autor, (Circuit Maker 2000).

Como el voltaje se va a tomar de manera diferencial se asume a B como el punto común, entonces el circuito se reduce a un divisor de tensión simple para el cual de (2):

$$— \text{ si } V_d = 26;$$

$$—;$$

— reemplazando el valor de $R1$, se tiene que

$$; \quad (4)$$

Se aplica (1), al circuito equivalente, para encontrar el voltaje en A, tomando como referencia el punto común enunciado en el circuito se tiene:

$$Va = \frac{120 \cdot 48 \cdot 10^3 \Omega}{1.498 \cdot 10^6 \Omega};$$

$Va = 23.87 \text{ Voltios}$; ahora para Vb

$$Vb = \frac{120 \cdot 250 \cdot 10^3}{1.498 \cdot 10^6};$$

$Vb = 20.03 \text{ Voltios}$;

$$Vout = Va - Vb = 23.87 - 20.03 \rightarrow Vout = 3.84 \text{ voltios};$$

Con los valores ya conocidos de cada resistencia, se pueden encontrar las impedancias de entrada y salida, por lo que aplicando la ley de ohm, es fácil saber que:

$Zin = R1 + R2 + R3 + R4 + R5$; reemplazando los valores se obtiene

$Zin = 1.498 \cdot 10^6 \Omega$; para la impedancia de salida, de la figura 65 como el punto común es Vb , la impedancia de salida es el paralelo entre $R1$ Y $R6$ entonces:

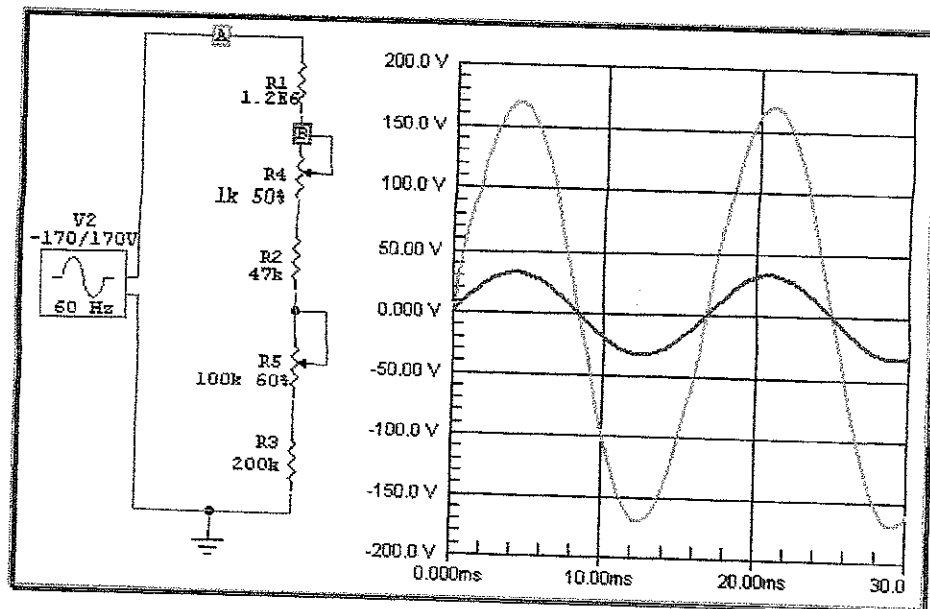
$Zout = \frac{R1 \cdot R6}{R1 + R6}$; reemplazando los valores.

$$Zout = \frac{1.2 \cdot 10^6 \cdot 48 \cdot 10^3}{1.498 \cdot 10^3} = 46.15 k\Omega^{81}$$

Ahora, de 3y 4 se tiene que $R6 = R4 + R2$, entonces para lograr una sintonización fina, del atenuador se asume $R4 = 47K$ y $R2 = 1K$ y el diseño del atenuador queda completo, por lo cual se muestran a continuación las señales de voltaje corriente y potencia en el simulador, Circuitmaker 2000, en cuya entrada se coloca la fuente de voltaje indicando el valor pico del mismo, el cual equivale a 120Vrms.

⁸¹ PALLÁS, Areny Ramón. Sensores y acondicionadores de señal; Marcombo, 3ª ed. P. 99-171

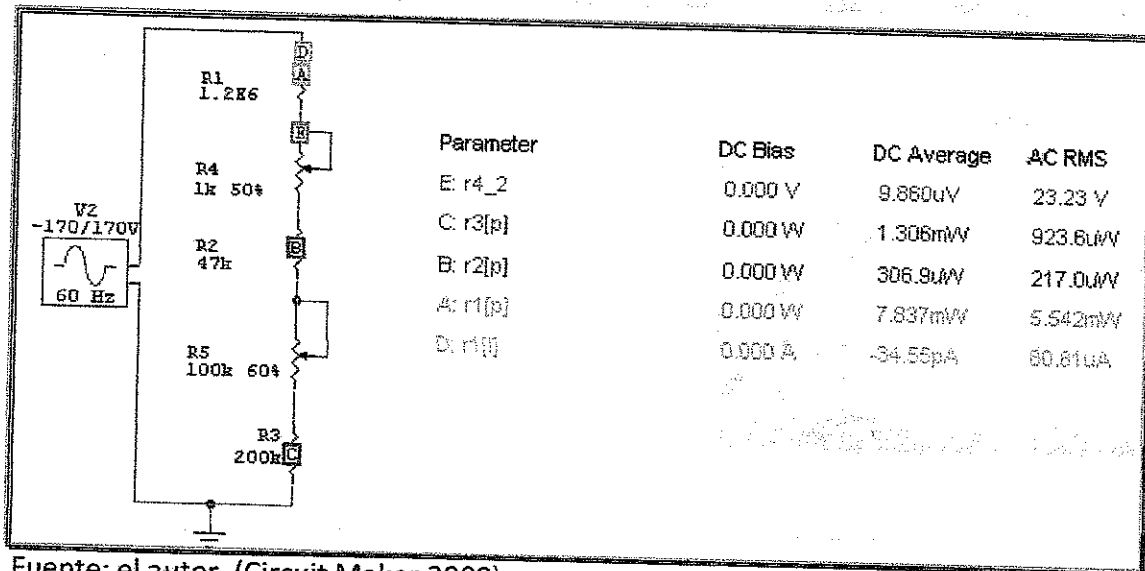
Figura 64. Simulación formas de onda para el Diseño del Divisor de Tensión a Utilizar.



Fuente: el autor, (Circuit Maker 2000).

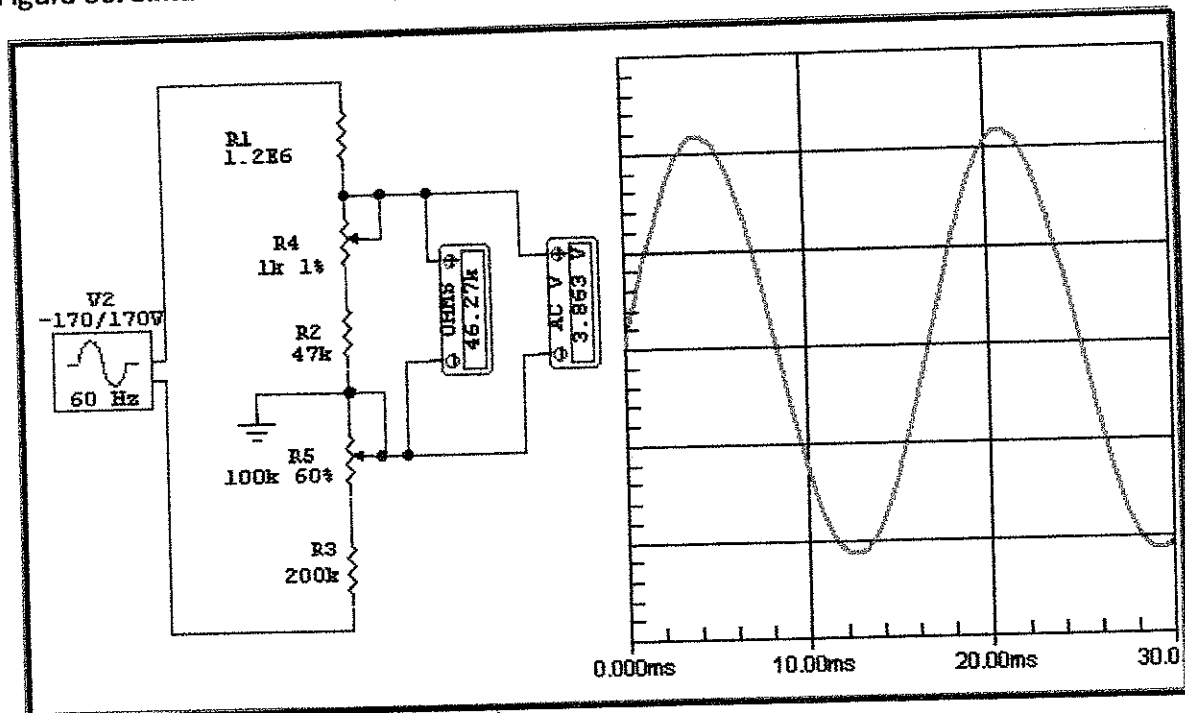
Como se observa en la figura el atenuador cumple bien con su función, sin causar disturbios en frecuencia ó fase sobre la señal, por lo tanto el diseño es óptimo.

Figura 65. Simulación formas de onda para el Diseño del Divisor de Tensión a Utilizar.



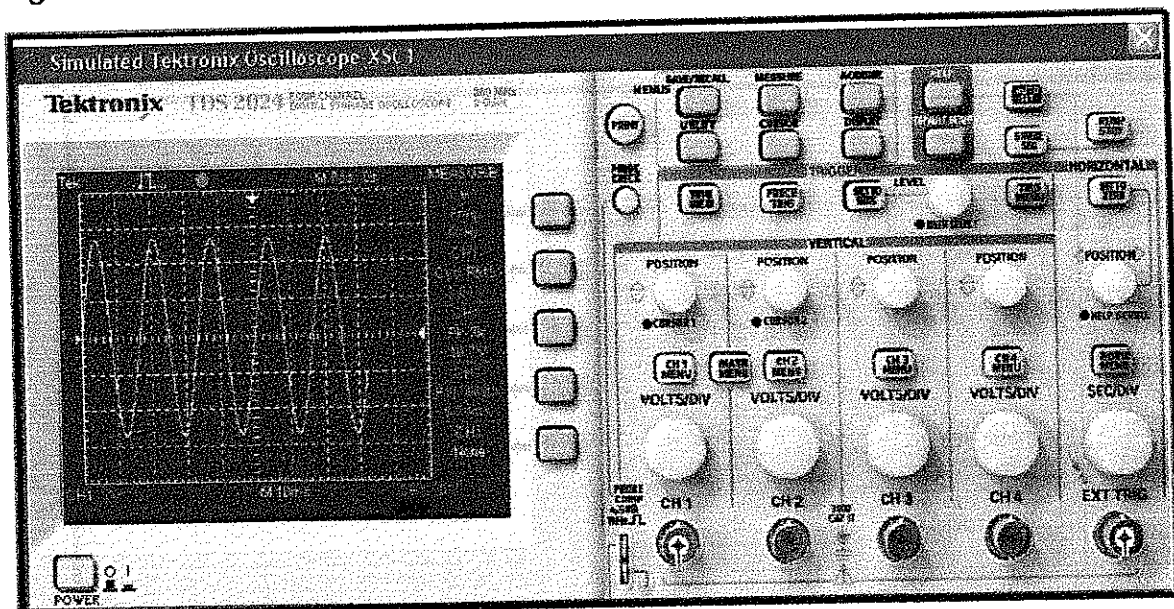
Fuente: el autor, (Circuit Maker 2000)

Figura 66. Simulación de la impedancia y voltaje de salida.



Fuente: el autor, (Circuit Maker 2000)

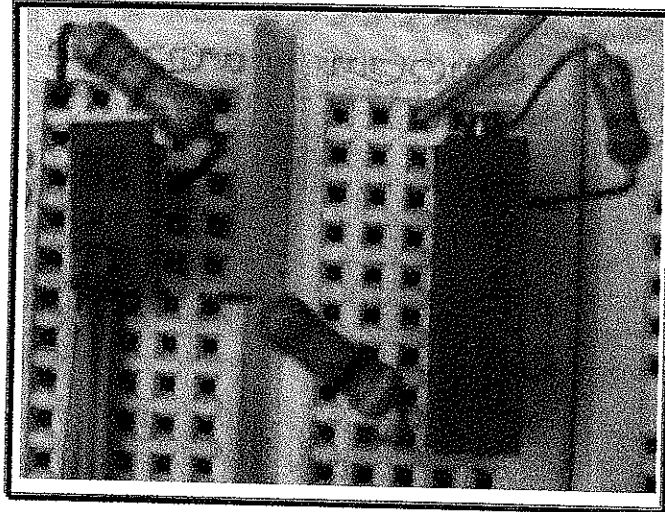
Figura 67. Simulación de parámetros de frecuencia y voltaje de salida.



Fuente: el autor, (Multisim 10)

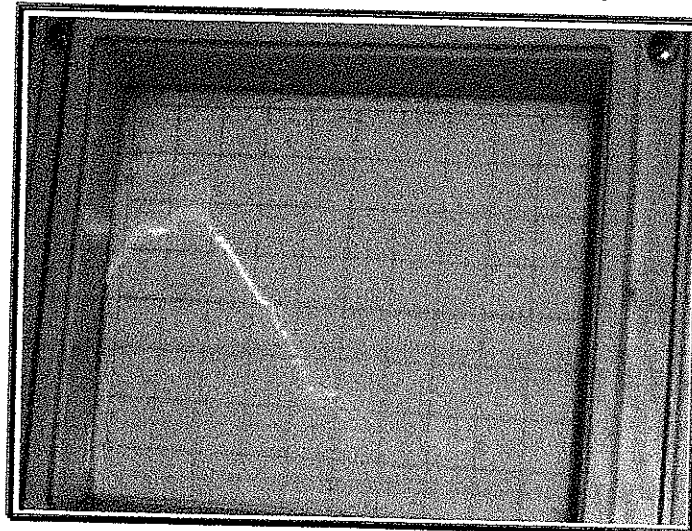
En las figuras anteriores se puede observar, que el sistema de atenuación diseñado cumple con las expectativas del diseño, por cuanto el voltaje de salida es fácil de sintonizar mediante los dos potenciómetros, dispuestos para tal fin, presenta una distorsión nula en frecuencia, baja disipación de potencia, además de cumplir con los valores encontrados a partir de las fórmulas y relaciones matemáticas.

Figura 68. Montaje de prueba del atenuador en protoboard.



Fuente: el autor.

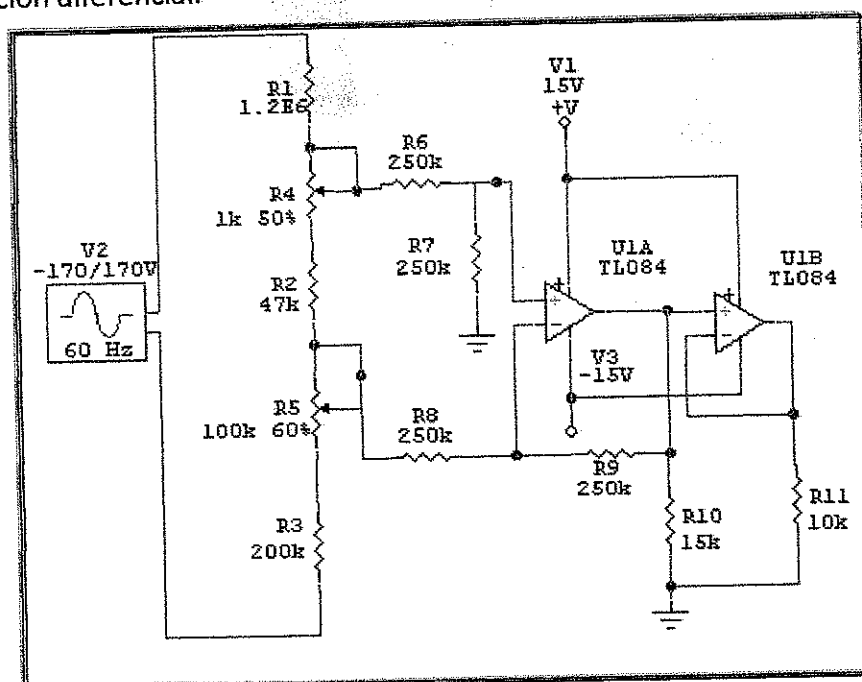
Figura 69. Imagen de salida del atenuador Vista en el osciloscopio



Fuente: el autor.

En la figura anterior se observa que el atenuador responde adecuadamente a los requerimientos, sin importar los disturbios que se presentan en la red, mostrando los picos de tensión correspondientes. Por lo tanto de estas simulaciones y cálculos matemáticos anteriores se infiere que el diseño es óptimo y cumple con las expectativas, de esta manera será el diagrama esquemático mostrado en la figura 67 el que se implemente para obtener las muestras de voltaje requeridas por el microcontrolador y el software desarrollado para que cumpla con la tarea de monitorear esta variable del equipo HVA; ahora se hace indispensable adicionar un circuito que sea capaz de convertir esta señal AC a DC e inclusive a True Rms, con el fin de poder llevarla al MC68HC908GP32⁸², razón por la cual se implemento el denominado circuito de valor absoluto, pero capturando la señal proveniente del divisor de tensión con amplificador diferencial desarrollado a partir del circuito integrado TL084⁸³ y un seguidor de voltaje ó buffer, como se muestra a continuación.

Figura 70. Diagrama Esquemático acondicionamiento de señal con Op Amp en configuración diferencial.



Fuente: el autor (Circuitmaker2000)

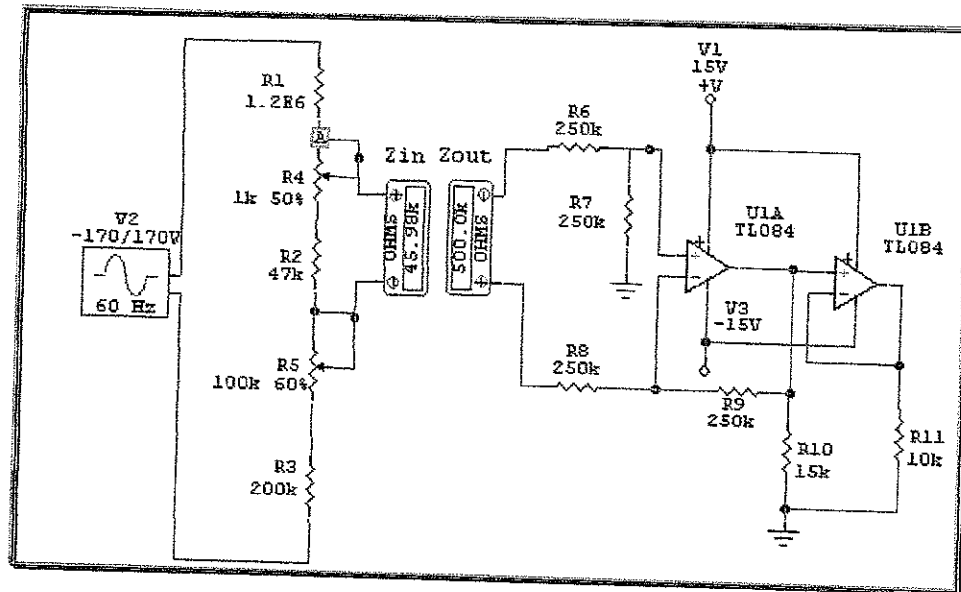
Del aparte anterior cuando se calculó la impedancia de salida, se obtuvo un valor de 46.15KΩ, y según se anuncio con anterioridad un parámetro de diseño es que" la carga

⁸² http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/data_sheet/MC68HC908GP32.pdf

⁸³ <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>

debe tener una impedancia (por lo menos) 10 veces la impedancia de la salida del atenuador", por lo tanto $Z_{inAmpop} = 461500\Omega \approx 500k\Omega$, de este modo $R6, R7, R8, R9 = 250k\Omega$, de tal forma que la ganancia del amplificador sea unitaria y cumpla con la impedancia ya recomendada.

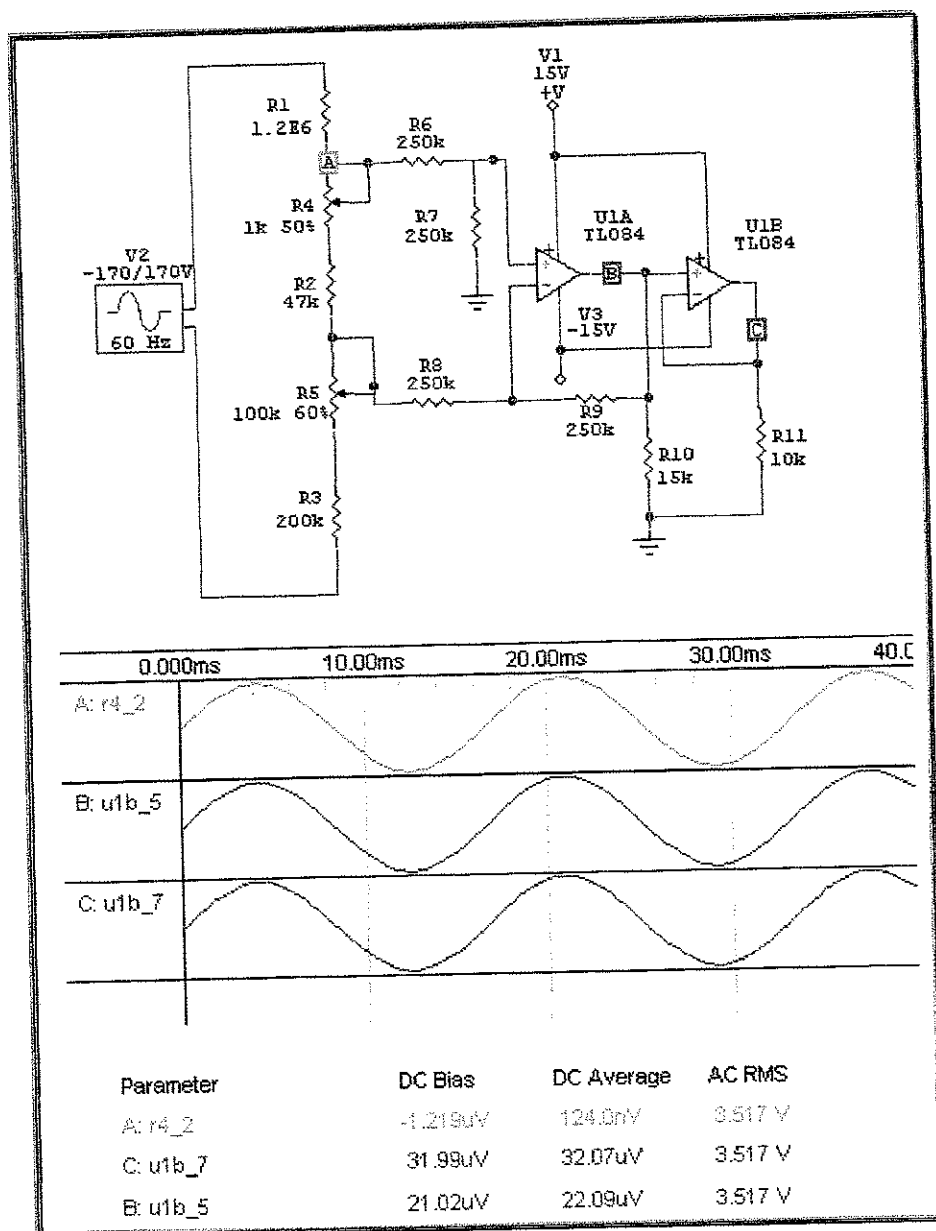
Figura 71. Simulación de impedancias Z_{inamp} VS Z_{outdiv}



Fuente: el autor (Circuitmaker2000)

Entonces aplicando el circuito equivalente del amplificador diferencial, y el teorema fundamental de los Amplificadores Operacionales acerca de la tierra virtual que una las entradas del mismo, del esquema anterior se tiene que los valores de las resistencias son las que se muestran en la figura anterior, así como la forma de conexión de las mismas, como también las fuentes y los OpAmp utilizados, no se muestran los valores de los condensadores de desacoplo.

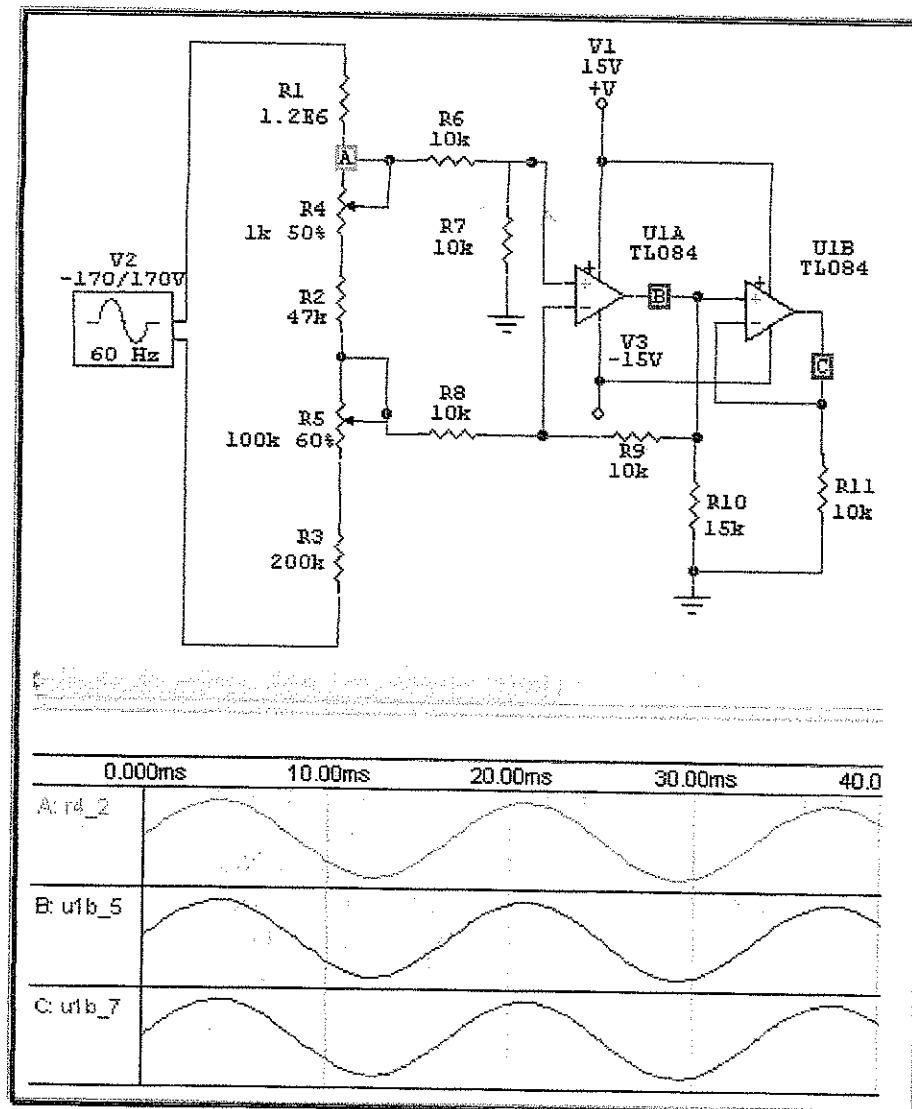
Figura 72. Simulación de acople entre el Op Amp diferencial y el divisor de voltaje.



Fuente: el Autor, (Circuitmaker 2000)

Es claro que en esta simulación, se obtienen resultados que permiten elegir esta configuración, como aquella que debe implementarse en el HVA, por cuanto, las señales no se distorsionan en ninguna etapa del acondicionamiento de señal, conservan la fase y el voltaje rms medido en cualquiera de los puntos de prueba ABC es el mismo.

Figura 73. Simulación2 de acople entre el Op Amp diferencial y el divisor de voltaje



Fuente: el Autor, (Circuitmaker 2000)

Para este caso la simulación muestra como el valor inadecuado de las resistencias del acondicionador ocasiona una atenuación incorrecta por efecto de carga sobre el divisor de tensión, ya que este no cumple con el parámetro de diseño de 10 veces la impedancia de salida.

6.4.1.3 Convertidor de ca a cd ó circuito mav. En esta sección se mostrará cómo diseñar y construir un circuito con amplificadores operacionales por medio del cual se calcula el valor promedio de un voltaje de CA rectificado. A este tipo de circuito se le denomina convertidor de ca a cd. Dado que al circuito rectificador de onda completa se conoce también como circuito de valor absoluto y dado que al valor promedio se le llama también valor medio, al convertidor de ca a cd también se le denomina circuito de valor medio absoluto (mean absolute value, MAV).⁸⁴

Para apreciar la utilidad del circuito MAV, observe la figura 75. En ella se muestra una onda senoidal, una triangular y una cuadrada, las cuales tienen el mismo valor máximo (pico). Por ello, mediante un detector de pico no sería posible diferenciarlas. Los semiciclos positivo y negativo son iguales en todas las ondas, por lo tanto, el valor promedio de todas estas señales es cero, y en consecuencia con un circuito o dispositivo promediador, como sería un voltímetro de cd, no sería posible ver la diferencia entre ellas. Sin embargo, el MAV de cada voltaje si es diferente.⁸⁴

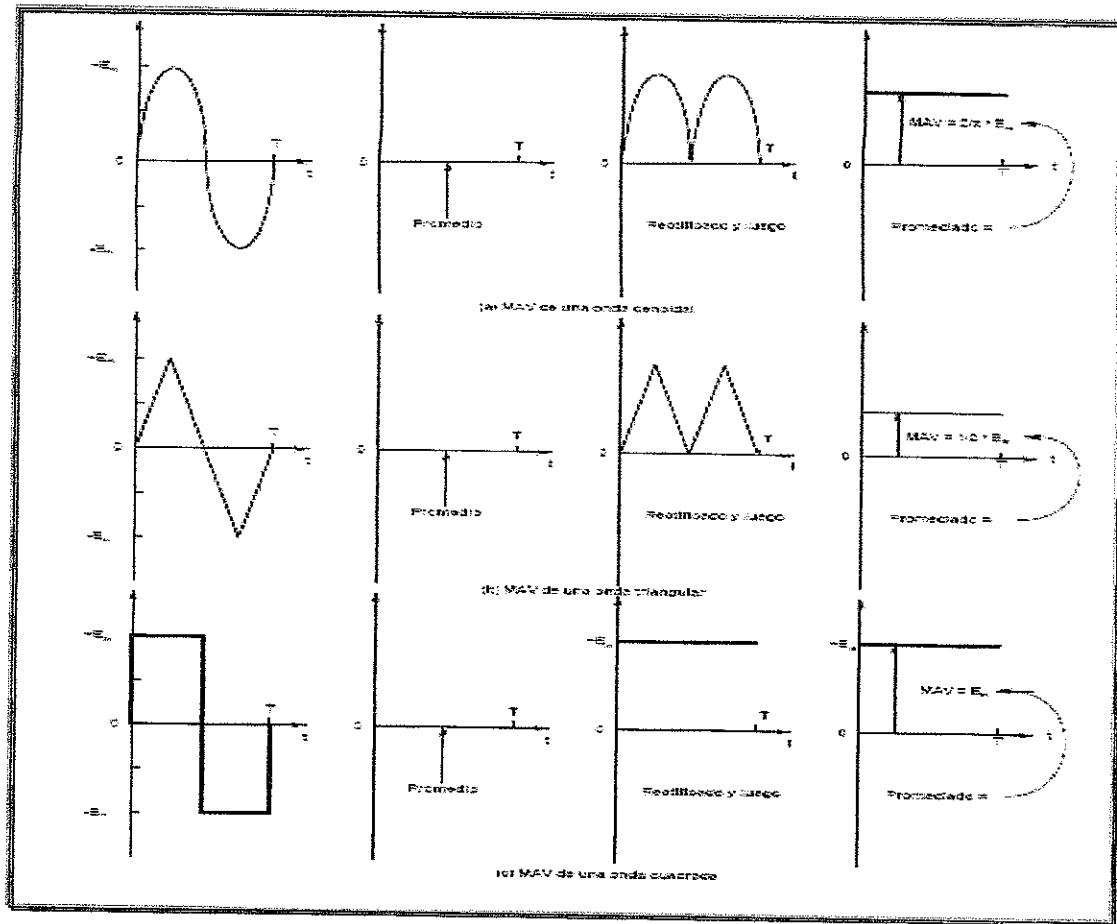
El voltaje MAV de una onda de voltaje es aproximadamente igual a su valor rms. Por ello, en lugar de utilizar un costoso circuito para cálculo del rms, como lo es el AD637 se emplea un económico circuito MAV. Implementado según se muestra a continuación

⚡ **Rectificador de precisión con entradas sumadoras.** El rectificador de onda completa de precisión transmite una polaridad de la señal de entrada e invierte la otra. Es decir, se transmiten los dos semiciclos de un voltaje alterno, pero convirtiéndolos a una sola polaridad de salida del circuito. Con un rectificador de onda completa de precisión se rectifican voltajes de entrada con amplitudes del rango de los milivolts.

Para construir un convertidor de ca a cd el punto de inicio es el rectificador de precisión o amplificador de valor absoluto, para las entradas positivas de la figura 70(a) el amplificador operacional A invierte E_i . El amplificador operacional B suma la salida de A y E_i para dar una salida de circuito $V_o = E_i$. En el caso de las entradas negativas, como se aprecia en la figura 76(b), el amplificador operacional B invierte $-E_i$ y la salida V_o del circuito es $+E_i$. Por lo tanto, la salida del circuito V_o es positiva e igual al valor rectificado o absoluto de la entrada.⁸⁴

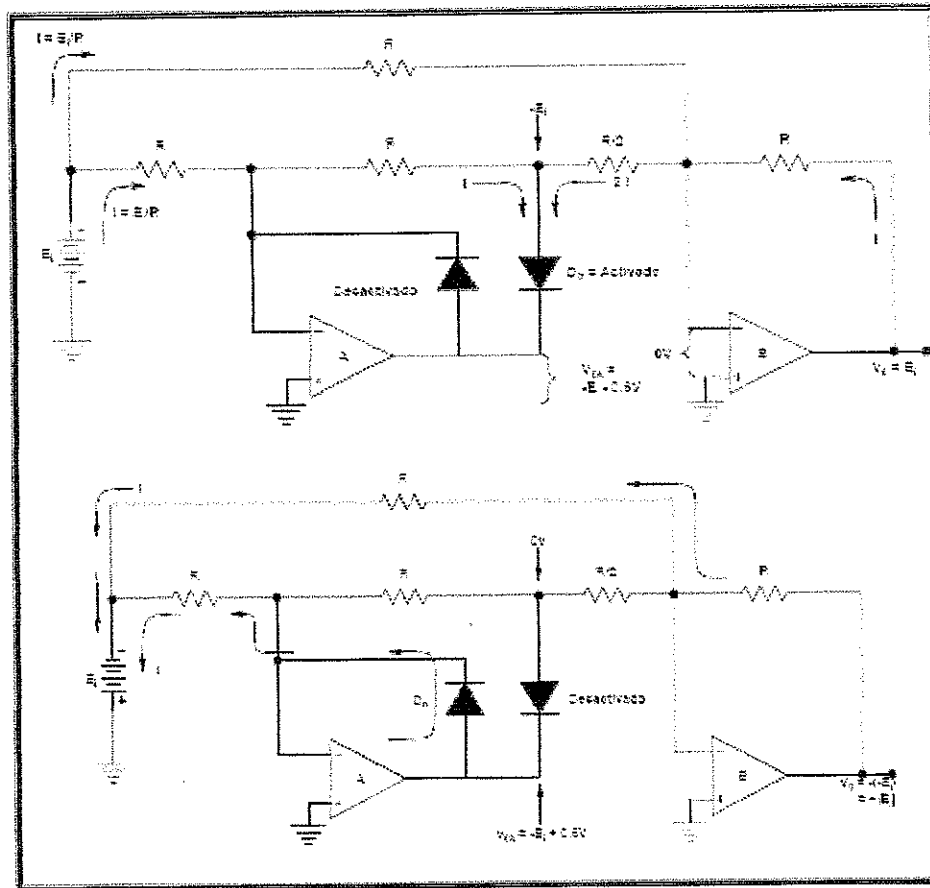
COUGHLIN Robert, DRISCOLL Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales; 3ª ed. 2002. P.197

Figura 74. Valor absoluto medio de ondas senoidales, triangulares y cuadradas alternantes.



Fuente: COUGHLIN Robert, DRISCOLL Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales

Figura 75. Diagrama esquemático Rectificador de Precisión con entradas sumadoras.

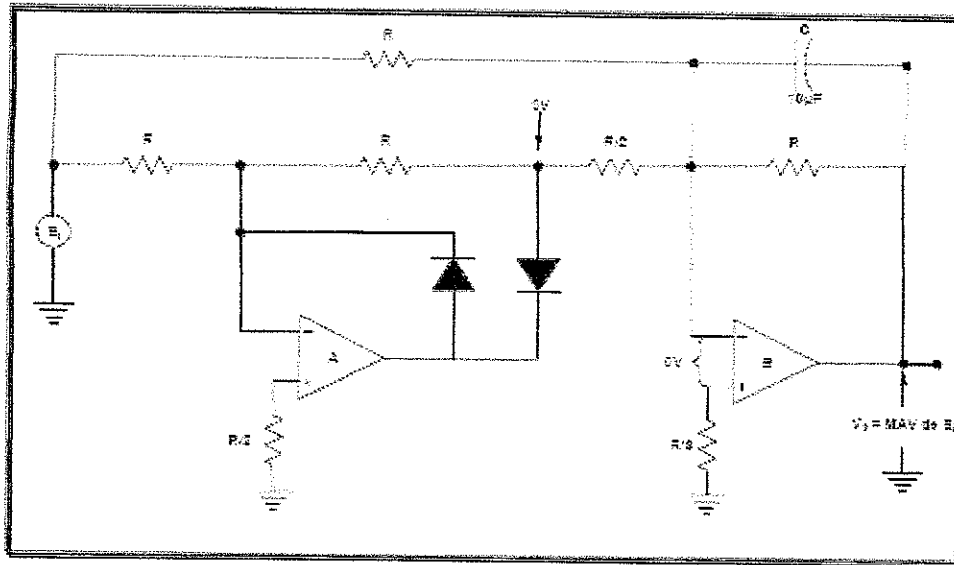


Fuente: COUGHLIN Robert, DRISCOLL Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales

Al circuito del valor absoluto de la figura 73 se le añade un capacitor de baja fuga y con un alto valor ($10 \mu\text{F}$ de tantalio). El circuito que así se obtiene, Figura 74, es el del amplificador MAV. El capacitor C se encarga de promediar la salida rectificada del amplificador operacional B. Transcurren aproximadamente de 50 a 500 ciclos de voltaje de entrada antes de que el voltaje del capacitor se estabilice y sea igual al valor de su lectura final. Si se aplican al convertidor de CA a CD las formas de onda de la figura 12, su salida será el MAV de las señales de entrada.⁸⁵

⁸⁵ Ibid., p.200

Figura 76. Diagrama esquemático Circuito MAV.

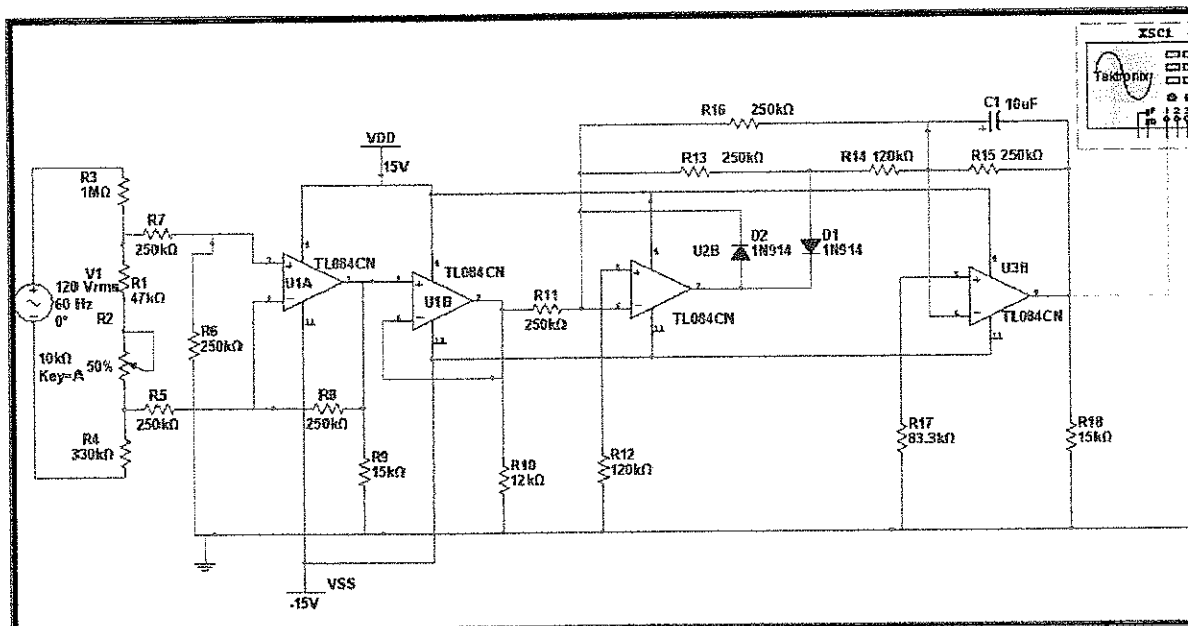


Fuente: COUGHLIN Robert, DRISCOLL Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales.

Con el fin de no afectar la impedancia de entrada del amplificador y que este le haga de carga al divisor de tensión, diseñado anteriormente se eligen resistencias de 100K para aquellas demarcadas como R, de tal modo que $R/2 = 50k\Omega$ y $R/3 = 33.333k\Omega$

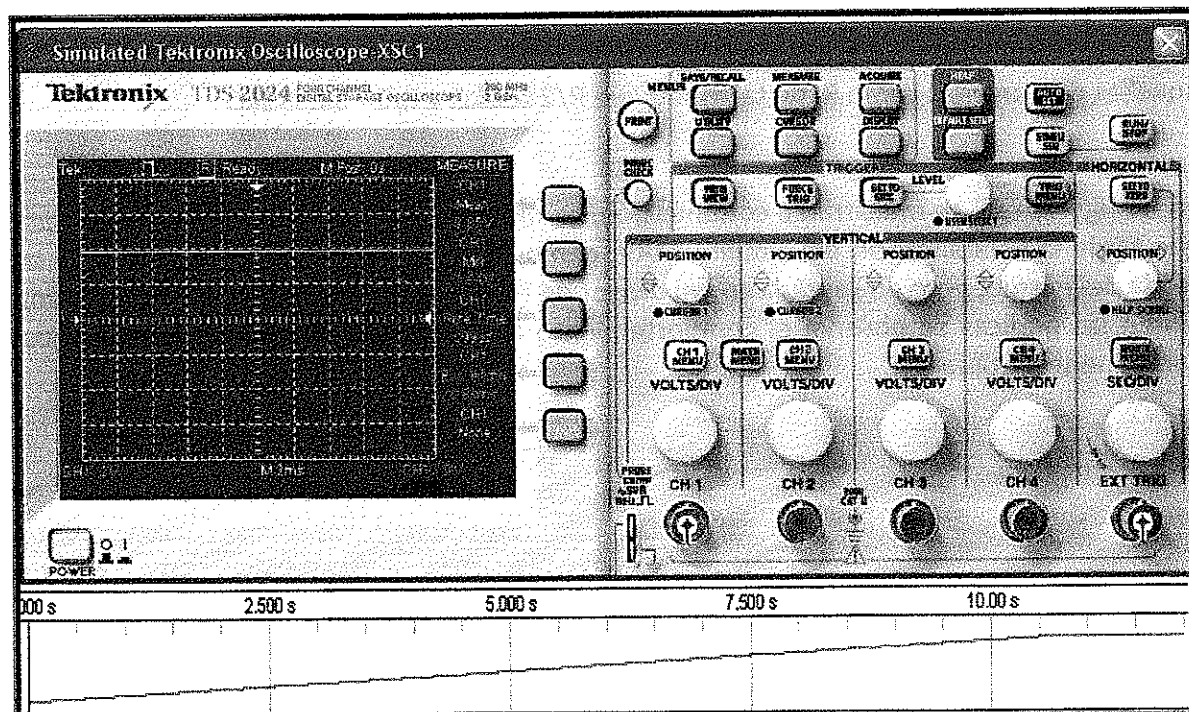
En las figuras que se muestran a continuación, se muestra la simulación, tanto del tiempo que tarda la estabilización del circuito MAV, como de la tensión DC que se obtiene a la salida del mismo, pero en cascada con el divisor de tensión y el acondicionador de tensión, allí en las gráficas se observa el comportamiento adecuado del diseño propuesto y los componentes utilizados.

Figura 77. Diagrama Esquemático, Atenuador, Acondicionador y Circuito Mav



Fuente: el autor (Multisim 10)

Figura 78. Simulación del Atenuador, el acondicionador y Circuito Mav

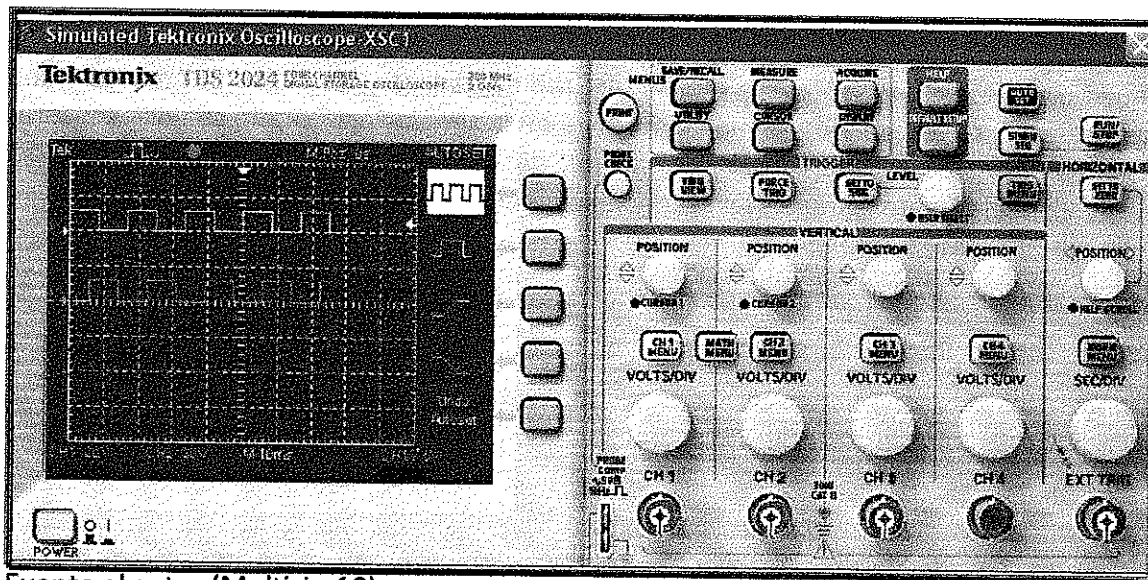


Fuente: el autor (Multisim10)

En esta simulación, se observa que el cálculo estimado en un rango de 50-700 ciclos, para el tiempo de estabilización T_e , del circuito MAV se cumple, pues en alterna 1 ciclo corresponde a 16.67ms y , cercano al valor de la simulación.

6.4.1.4 Detector de fase: El objetivo de esta sección del bloque de seguridad, es convertir la señal senoidal acondicionada a partir del divisor de tensión y los amplificadores operacionales, en una señal cuadrada, cuyos cruces por cero, coincidan con los cruces por cero de la señal seno de referencia, de tal manera que se puedan utilizar los Microcontroladores 68HC908GP32, con sus módulos TIM, para mediante software medir el retardo de las señales entre sí, para determinar si están ordenadas Como R,S,T ó A,B,C Según la nomenclatura que se use, así que las señales a obtener deben verse como las que se muestran a continuación:

Figura 79. Pulsos de Desfase



Fuente el autor (Multisim10).

Para lograr este cometido, se utiliza el acondicionamiento de señal trifásica descrito anteriormente, pero adicionando en cascada un detector de cruce por cero, construido a partir de un circuito integrado comparador, como lo es LM311⁸⁶, conectado y configurado como se muestra en el diagrama de la figura 83 y cuyo resultado se muestra en la gráfica 81,82, 83 y 84.

⁸⁶ <http://www.national.com/mpf/LM/LM311.html>

Analíticamente se puede saber el tiempo, en mS, que corresponden a los 120° de desfase entre cada una de las señales, aplicando una proporción directa ó regla de tres, si la referencia es el punto de origen, y el punto donde el ciclo de la señal vuelve a comenzar, es decir en el primer cruce por cero de la señal senoidal =180° así:

$$\begin{aligned}180^\circ &\Rightarrow 8.33mS \\120^\circ &\Rightarrow X; \text{ resolviendo se tiene} \\X &= 5.553mS\end{aligned}$$

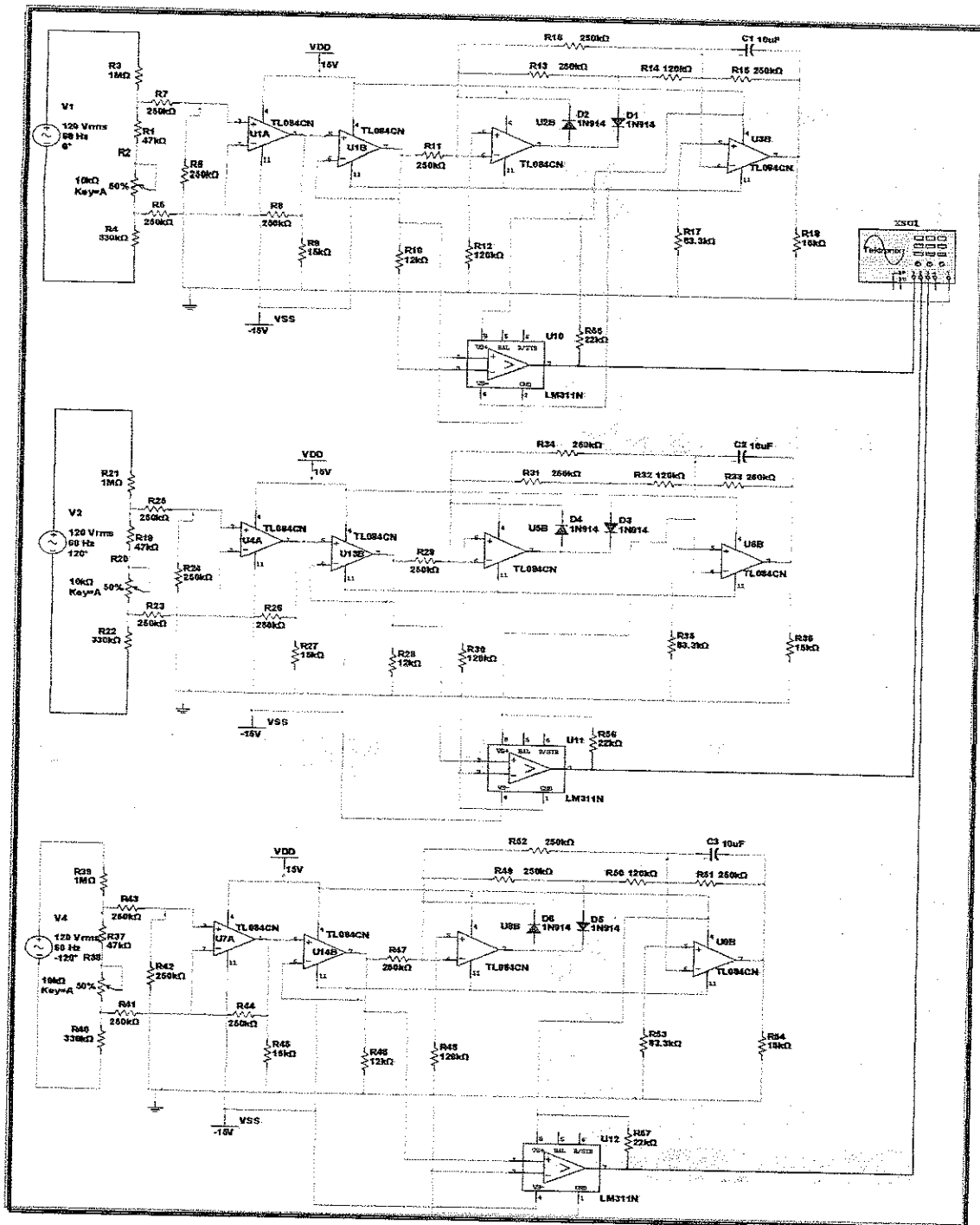
Lo cual indica que el desfase de la señales corresponde a 5.553mS, como lo muestra el resultado de la simulación a continuación.

6.4.1.5 sensor de temperatura: Para lograr el cometido, de monitorear la temperatura del ambiente circundante en los componentes del equipo, se ha dispuesto de tres sensores de estado sólido de Referencia AD22100KT⁸⁷, el cual entrega 22.5mV/°C, cuyas especificaciones y curvas de desempeño se pueden observar en el datasheet, dichos transductores son ubicados en las vecindades de los microcontroladores y las interfaces de potencia, así que, con el fin de lograr una única salida de voltaje equivalente y promedio de los tres sensores, se diseñó una red sumadora y que halle el promedio con amplificadores operacionales, como se muestra en la simulación, para lo cual los sensores se simulan con fuentes de tensión constante, de diferente valor dentro del rango del sensor, con el fin de simular las variaciones dentro del HVA, incluida la deriva en temperatura. Véase figura 85



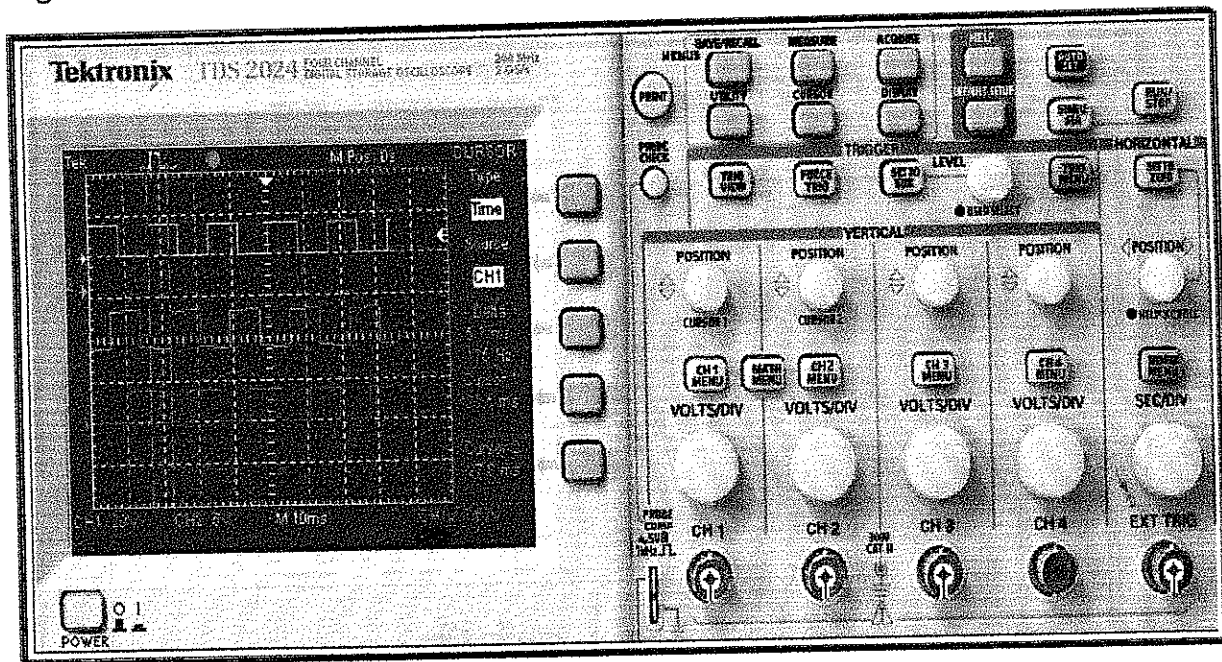
⁸⁷ <http://www.analog.com/en/other/militaryaerospace/ad22100/products/product.html>

Figura 80. Esquemático del Comparador y cruce por cero.



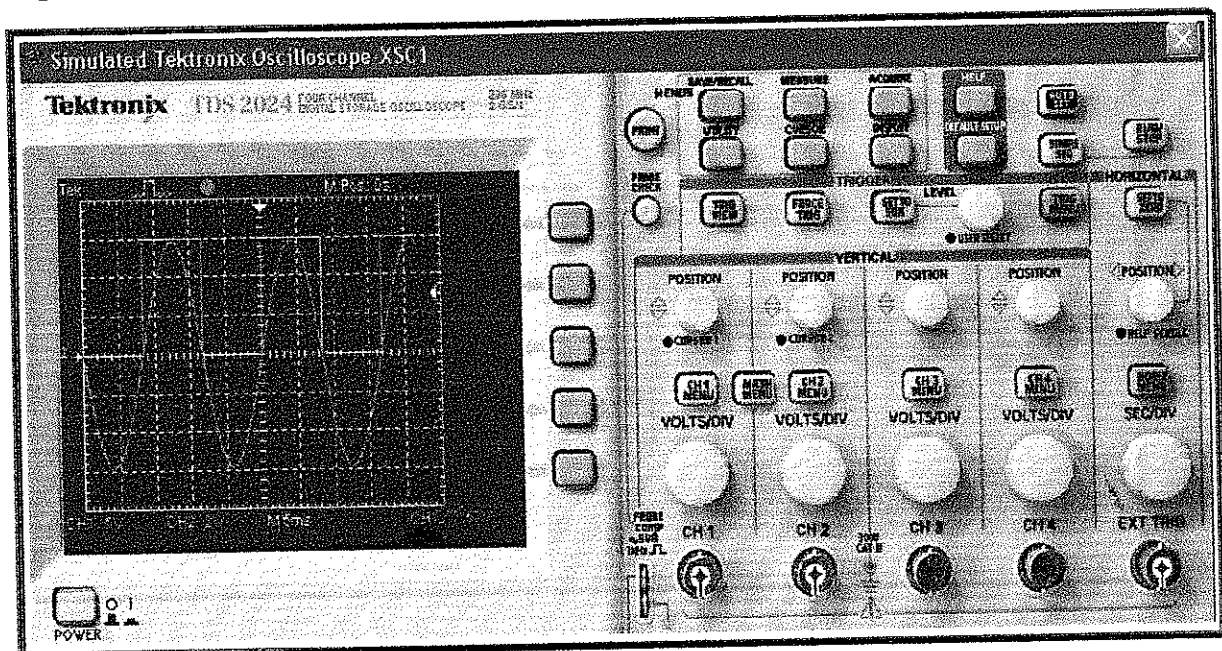
Fuente: El autor(Multisim10).

Figura 81. Simulación y comprobación de desfases.



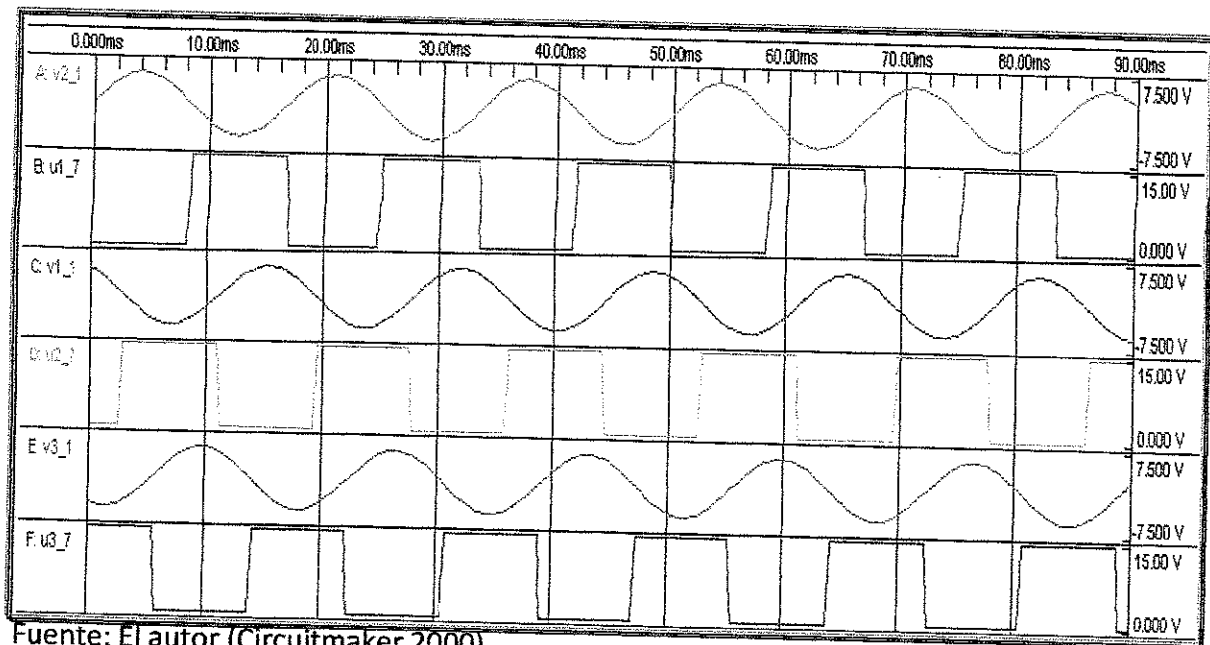
Fuente: El autor(Multisim10).

Figura 82. Simulación del Comparador y Cruce por cero.



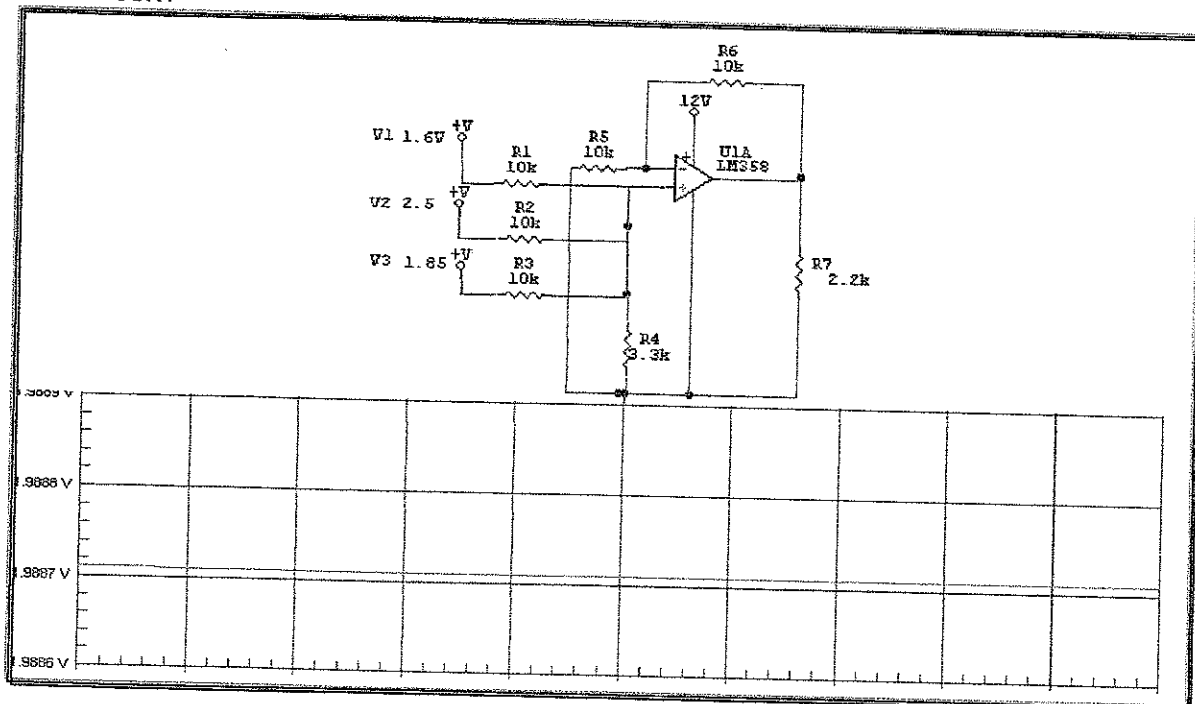
Fuente: El autor(Multisim10).

Figura 83. Señales Trifásicas y cruces por cero.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000).

Figura 84. Diagrama Esquemático y Simulación acondicionamiento sensor de temperatura AD22100KT



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000).

Es preciso anotar que el sensor viene acondicionado y linealizado de fábrica, con alcance de transmisión sin detrimento de la señal hasta 50mts, por lo tanto como se vio en el marco teórico, el diseño de la red de acondicionamiento, corresponde a un amplificador no inversor, en cuya entrada +, se coloca el promedio de la señal, realizado previamente con una red de resistencias, calculadas de tal manera que $R1, R2, R3 = 10k\Omega$, no afecten el acople de impedancia del sensor con el operacional lm 358, el cual se seleccionó para este propósito, por el ancho de banda, la posibilidad de alimentarlo con una fuente simple y su versatilidad de operación y configuración, así como su margen dinámico de respuesta en relación con el nivel de señal de entrada.

El valor de $R4$ corresponde a dividir el valor de $R1$ en el número de las señales de entrada, que en este caso es 3, así que $R4 = R1/3 = 3.33k\Omega$, la ganancia es fácil de calcular si se sabe que $1 + \frac{R6}{R5} = A_v = 2$, En la gráfica anterior, se observa que la señal de salida en el amplificador operacional, corresponde al promedio de las señales de los supuestos sensores, por lo cual, la red diseñada cumple el objetivo propuesto.

6.4.1.6 Sensor de campo magnético. Este tipo de sensor es necesario implementarlo, por la influencia, que sufren los circuitos integrados encargados de hacer el acondicionamiento de señal trifásica, tanto en tensión como en corriente, propiamente dicha, es decir de las señales que se van a monitorear a través de la NI PCI 6259 y LabVIEW, es el caso del AD713, AD620, CA3080, LMFP40 y el ISO 122jp, como también La pantalla LCD 4*20, sin olvidar los demás componentes del HVA.

Por especificaciones de los fabricantes de los circuitos integrados utilizados y ya mencionados se tiene que el máximo campo magnético tolerable es de 6400 gauss y si bien el campo magnético de la tierra es de máximo 2 gauss, alguno equipos industriales pueden generar valores de campo muy similares e incluso muy similares, como lo son los soldadores de arco, los hornos de inducción y los electroimanes, entonces por seguridad e integridad del equipo se dispone de un AD22151⁸⁸, el cual basa su funcionamiento en una celda de efecto hall que entrega 0.4mV/G, es decir 0.4mV por gauss detectado, compensada en temperatura y que a fondo de escala genera un error de 6 Gauss, el resto de las especificaciones se pueden observar y analizar en el datasheet, suministrado por el fabricante, el diagrama esquemático y forma de calcular los valores de los componentes resistivos y capacitivos externos también se observan allí.

⁸⁸ <http://www.analog.com/en/mems-and-sensors/hall-effect-sensors/ad22151g/products/product.html>

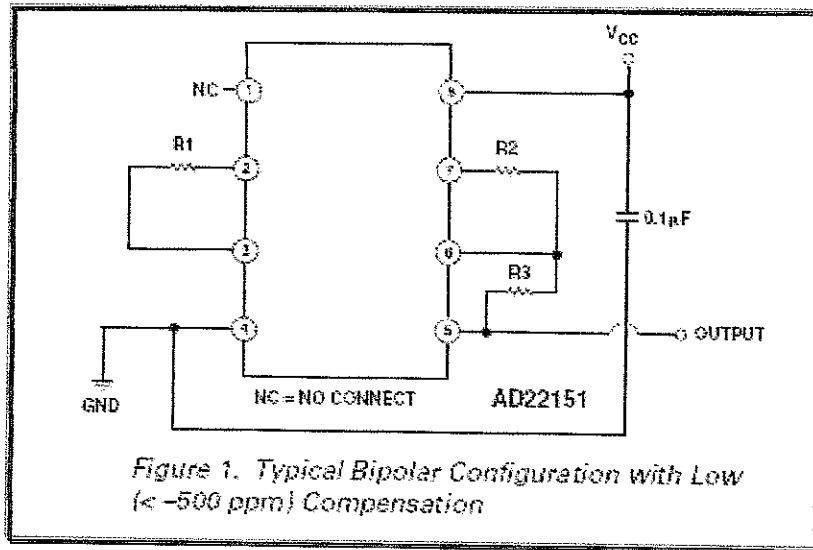
Siguiendo estos pasos y recomendaciones se obtienen los valores de los ya citados componentes a saber:

$R1=18k\Omega$

$R2=10k\Omega$

$R3=47k\Omega$

Figura 85. Diagrama Esquemático del sensor AD22151.



Fuente: Datasheet Analog Devices.

6.4.1.7 Acondicionamiento de señal para las fuentes de tensión. Cuando se hace referencia a las fuentes de tensión, es porque en el desarrollo del proyecto se hace necesario el uso de dos (2) fuentes de alimentación eléctrica D.C, con valores de tensión y corriente similares, para evitar interferencias electromagnéticas, como también debido a que, el amplificador de aislamiento, del acondicionamiento de señal trifásica propiamente dicho, requiere para su funcionamiento de dos fuentes, entonces es necesario que los Microcontroladores revisen cada una de las tensiones de salida de las fuentes, comparando su valor, previamente escalizado por hardware, con los valores de referencia, en los registros de arranque del microcontrolador, cuya respuesta será un bit en el puerto del uC1, que activará un relé electromecánico, permitiendo el paso de las señales de tensión de la fuente de alimentación, hacia las respectivas partes del circuito.

Así el esquema electrónico, para acondicionar las señales, cambia según la fuente, de donde provenga la señal, debido a los puntos de referencia ó puntos de masa diferentes,

entre los amplificadores operacionales encargados de realizar el acondicionamiento de señal, y la fuente.

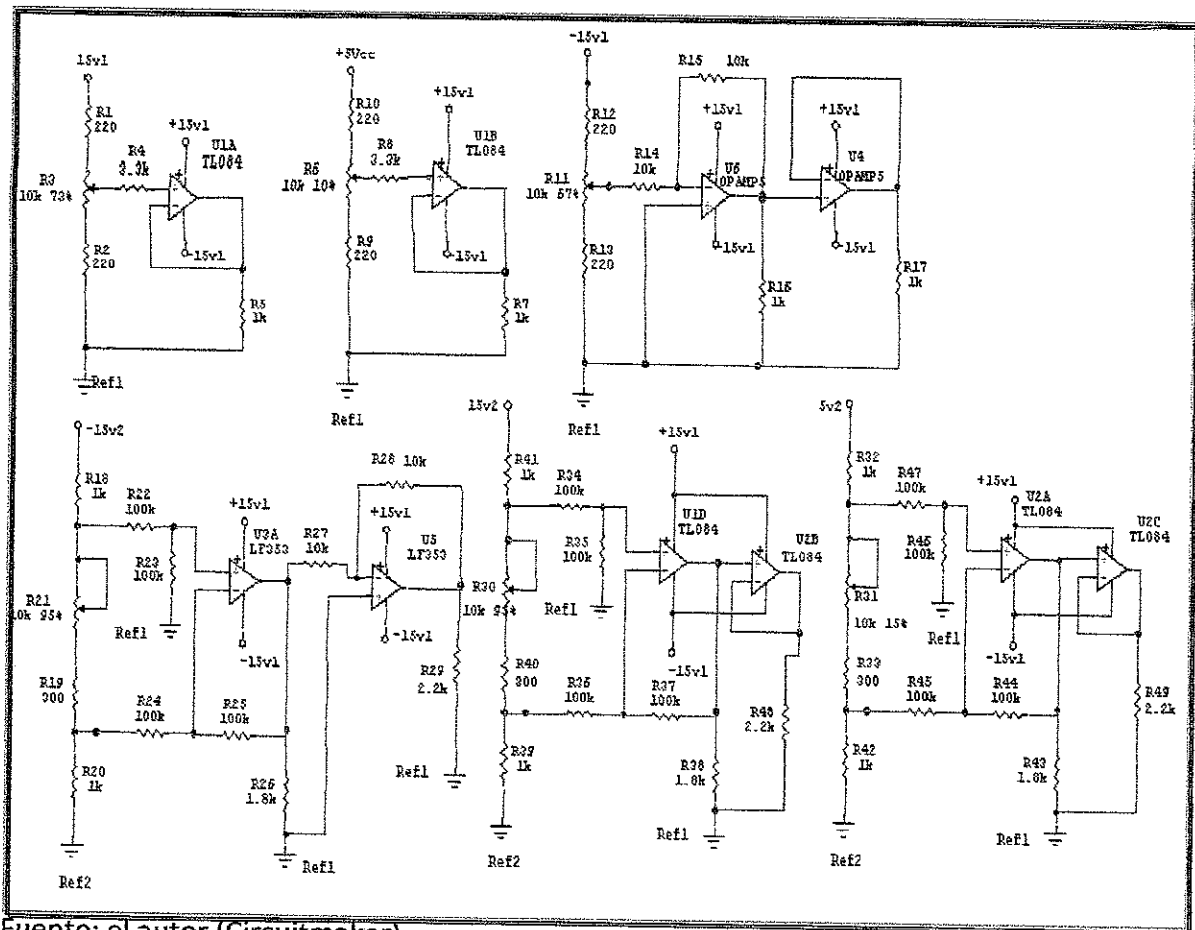
Pues en algunos casos, la referencia del divisor de tensión, Ref1 y Ref2, encargado de escalar el voltaje, resulta disímil en relación a la polarización del operacional Ref1, pues se crean puntos de tensión flotantes, haciendo imposible de realizar la tarea de medición y supervisión por parte de los microcontroladores, se muestra en el diagrama a continuación.

En la figura 87 los amplificadores diferenciales utilizados para capturar la señal de tensión, de +15v2, -15v2 y +5v2 con Ref2, como punto de masa ó común tienen ganancia unitaria y el valor de las resistencias que lo conforman se calculan con base a la impedancia de salida del atenuador ó divisor de tensión y por experimentación en el laboratorio donde se observa, que a pesar de estar bien acopladas las impedancias, el acondicionamiento es susceptible al ruido generado por las fuentes por tratarse del tipo conmutado. Entonces, es necesario aumentar el factor de seguridad *“ la carga debe tener una impedancia (por lo menos) 10 veces la impedancia de la salida del atenuador”*. de 10 a 100 veces; adicionalmente, estas seis señales resultantes, se pasan por un multiplexor análogo de referencia CD4051, direccionado por cuatro salidas digitales, de uno de los Microcontroladores MC68HC908GP32, esto con el fin de optimizar el número de entradas análogas de los uC's.

La máxima impedancia de salida del atenuador, se da cuando el potenciómetro configurado como reóstato, se encuentra en su mínima expresión 1%, por lo tanto el valor del potenciómetro será 9.9kΩ en serie con la resistencia de 300, así el valor de la resistencia es 10.20kΩ, sabiendo que:

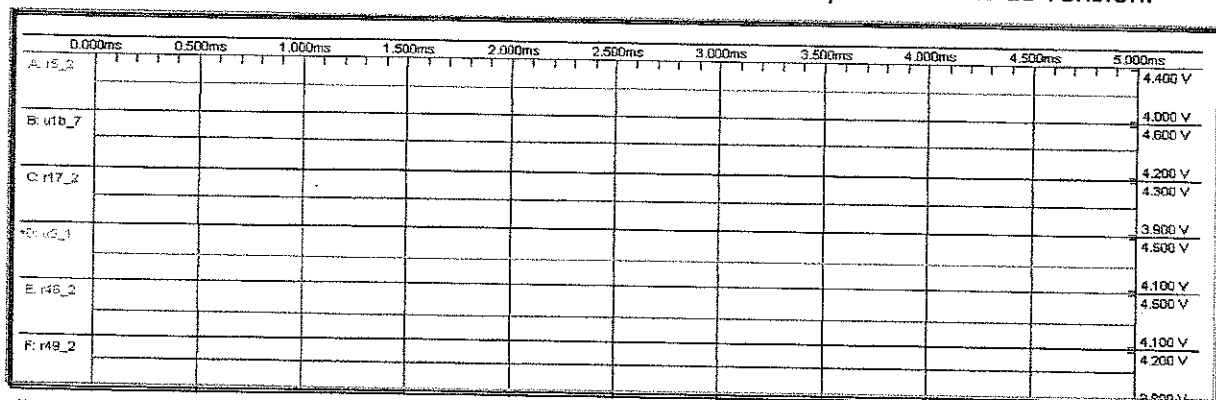
$$Z_{out} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}; \quad Z_{out} = \frac{10.20k\Omega \cdot 1k\Omega}{11.2k\Omega} = 910.7\Omega$$

Figura 86. Esquema para Simulación, Acondicionamiento de Señal para Fuentes de Tensión.



Fuente: el autor (Circuitmaker).

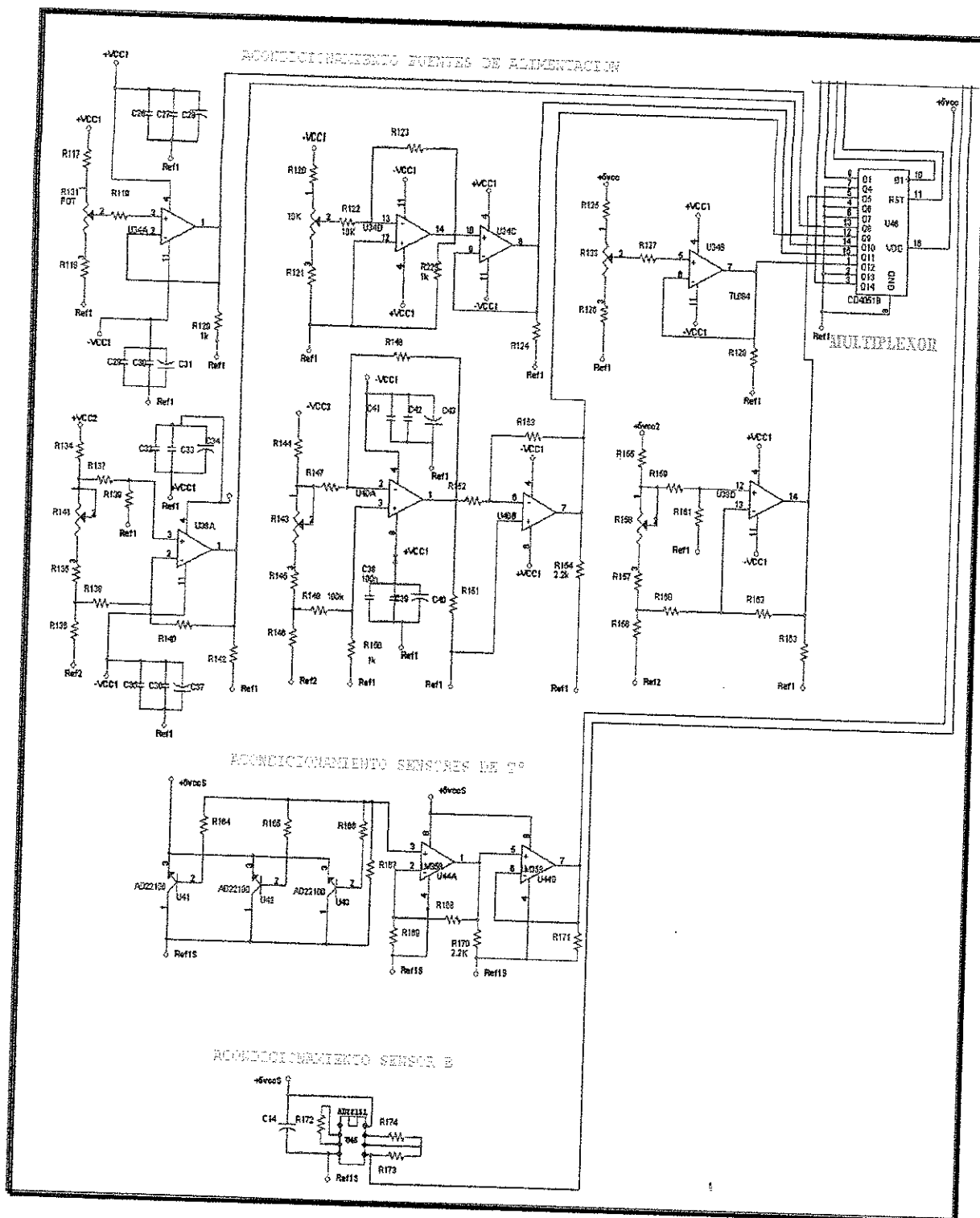
Figura 87. Resultado Simulación, Acondicionamiento de Señal para Fuentes de Tensión.



Fuente: el autor (Circuitmaker)

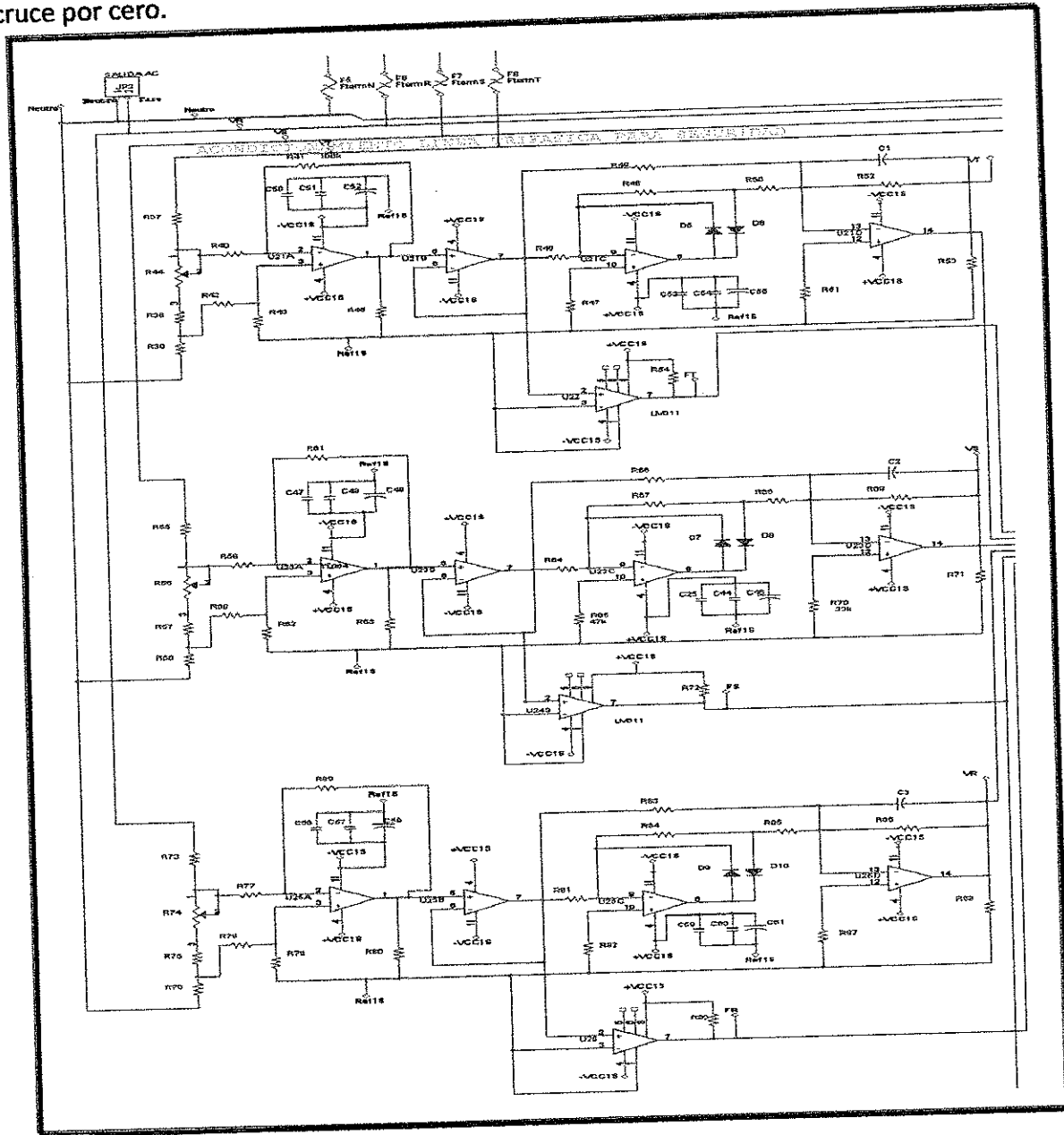
Entonces, con el factor de seguridad de 100 anunciado anteriormente, se obtiene que la impedancia de entrada del amplificador diferencial es $91.07\text{k}\Omega \approx 100\text{k}\Omega$, y como la ganancia del amplificador de diferencias es unitaria, el valor de las resistencias será de $100\text{k}\Omega$, las resistencias ubicadas entre el terminal de salida y masa, $1\text{k}\Omega$ y $2.2\text{k}\Omega$ respectivamente, se colocan para garantizar la estabilidad del voltaje de salida y evitar las interferencias electromagnéticas, causadas sobre la señal por absorción y retroalimentación, además de garantizar una impedancia fija y estable para la siguiente etapa, de tal manera que se eviten los puntos flotantes de señal, en cualquiera de las redes de acondicionamiento de señal, tanto para las fuentes, como para las demás señales que interfieren en el sistema de seguridad.

Figura 88. Esquema Implementado para Acondicionamiento de Fuentes, Sensor de T° y Campo Magnético.



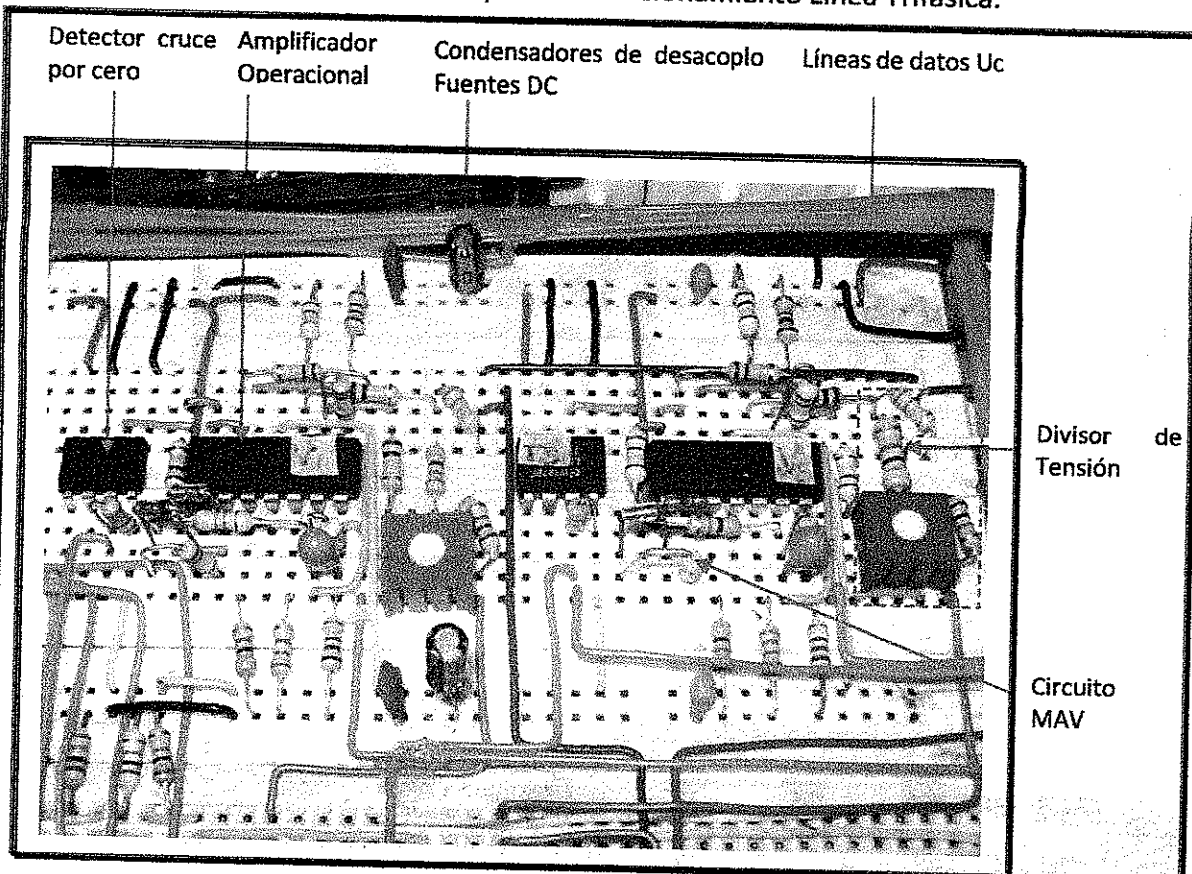
Fuente: el autor, (Orcad 9.1)

Figura 89. Esquema implementado para Acondicionamiento línea trifásica y detector de cruce por cero.

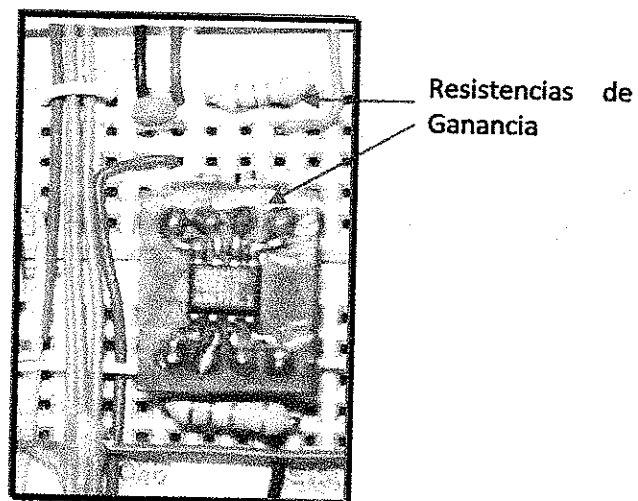


Fuente: el autor, (Orcad 9.1)

Figura 90. Montaje en Protoboard para Acondicionamiento Línea Trifásica.

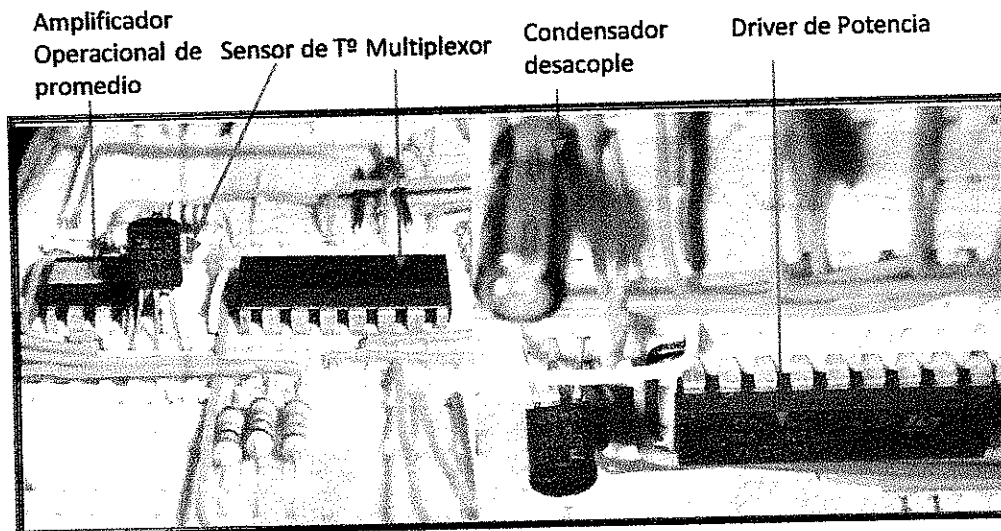


Montaje en Protoboard sensor de Campo Magnético.



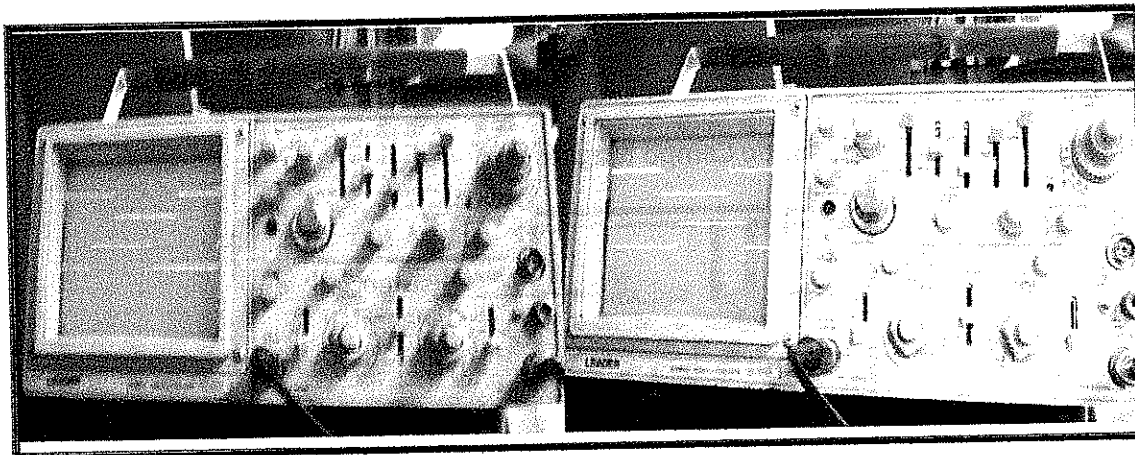
Fuente: El autor

Figura 91. Montaje en Protoboard Multiplexor, Amplificador de Promedio.



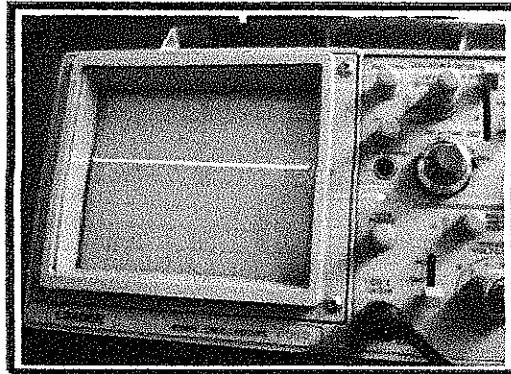
Fuente: el autor

Figura 92. Señales de desfase en osciloscopio.



Fuente: El Autor.

Figura 93. Señal de salida en osciloscopio del sensor de Tº.



Fuente: El autor

6.4.1.8 Procesamiento y gestión de señales: Dentro del equipo, el objetivo de esta sección del circuito de seguridad, es administrar y controlar las señales IN/OUT, bien sean análogas ó digitales, provenientes de la red eléctrica, o de los sensores Tº y B, con el fin de garantizar, que todas las condiciones preestablecidas, se cumplan antes de energizar el resto de los circuitos y de enviar las señales al bloque de acondicionamiento y muestreo propiamente dicho, con el fin de garantizar la óptima operación del equipo salvaguardando la vida útil de los componentes electrónicos que lo conforman, como son la tarjeta DAQ, PC y Circuitos de Acondicionamiento.

Este subcircuito del equipo, se diseñó alrededor de dos microcontroladores MC68HC908GP32, rotulados como uC1 y uC2, y una LCD de 4*20 con back light, los cuales recogen las señales de los circuitos ya descritos, como también envían algunas señales digitales con el fin de energizar las interfaces de potencia necesarias, como el caso del driver Δ/Y . Para entender, correctamente la función de gestión de los datos, por cada microcontrolador se diseñó la siguiente tabla:

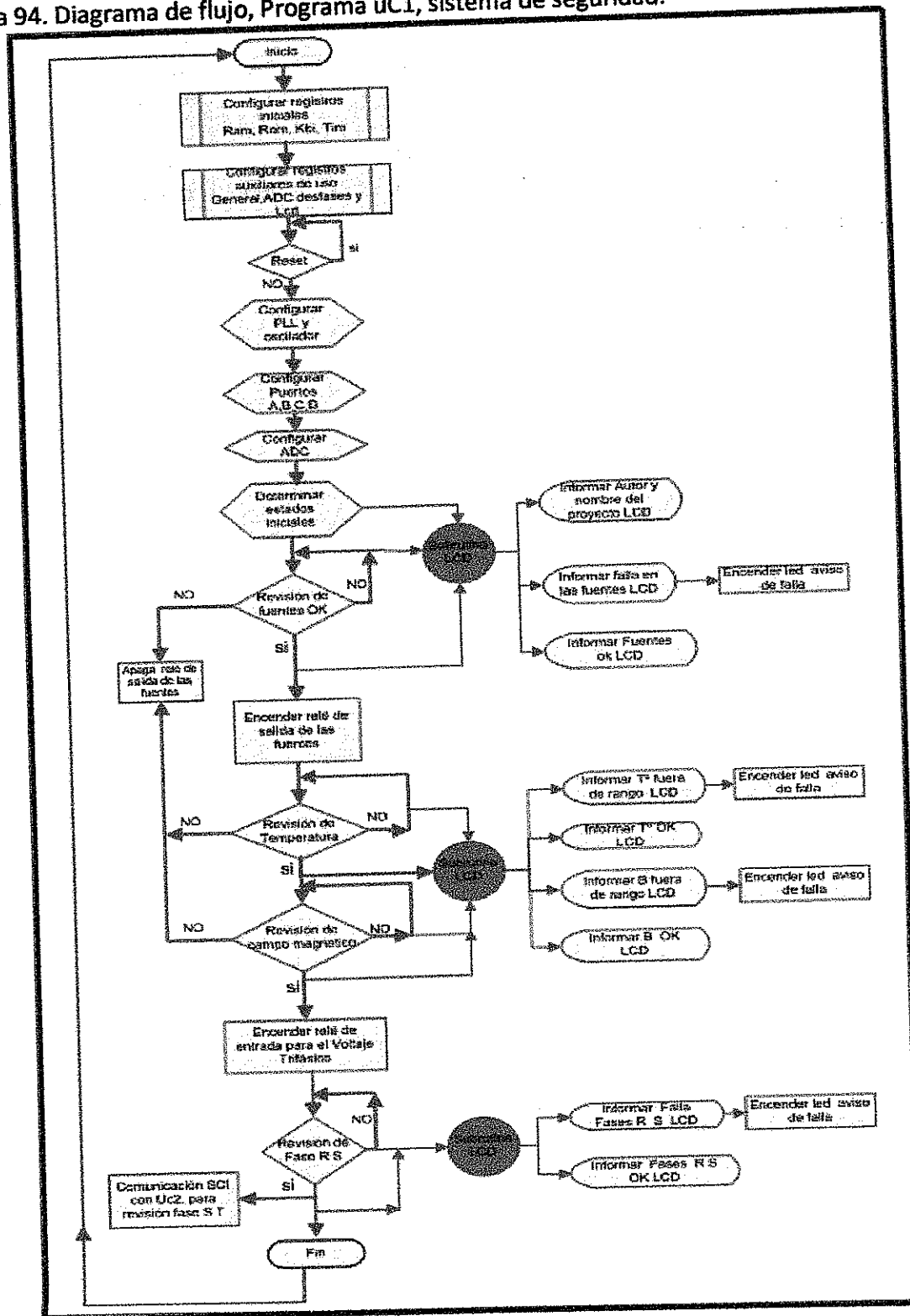
Tabla 4. Distribución de pines Microcontroladores MC68HC908GP32 1 y 2.

uC1						uC2					
Puerto	Pin	Nº de Puerto	Función	Tipo de Señal	Clase de Señal	Puerto	Pin	Nº de Puerto	Función	Tipo de Señal	Clase de Señal
B	30	Ptb 7	T^2	In	Análoga	B	30	Ptb 7	Act. Rele segur 2	Out	Digital
B	29	Ptb 6	θ	In	Análoga	B	29	Ptb 6	Act. Rele segur 1	Out	Digital
B	28	Ptb 5	V_R	In	Análoga	B	28	Ptb 5	Cierra U3	Out	Digital
B	27	Ptb 4	V_S	In	Análoga	B	27	Ptb 4	Cierra U2	Out	Digital
B	26	Ptb 3	V_t	In	Análoga	B	26	Ptb 3	Cierra U1	Out	Digital
B	25	Ptb 2	In Multi	In	Análoga	B	25	Ptb 2	Cierra Neutro	Out	Digital
B	24	Ptb 1	Out Relee Fuente	Out	Digital	B	24	Ptb 1	Act. Optotiacs de entrada	Out	Digital
B	23	Ptb 0	Out Relee entrada trif	Out	Digital						
D		Ptd 0	Ctrl multipl	Out	Digital	D		Ptd 0	01 Δ		
D		Ptd 1	Ctrl multipl	Out	Digital	D		Ptd 1	10 Δ		
D		Ptd 2	Ctrl multipl	Out	Digital						
D	21	Ptd 4	F_s	In	Digital	D	21	Ptd 4	F_s	In	Digital
D	22	Ptd 5	F_r	In	Digital	D	22	Ptd 5	F_t	In	Digital
C		Ptc 0	T^2	Out	Digital						
C		Ptc 1	θ	Out	Digital						
C		Ptc 2	Fuentes	Out	Digital						
C		Ptc 3	$V 3^{\sim}$	Out	Digital						
C		Ptc 4	$F 3^{\sim}$	Out	Digital						
A	35	Pta2	R/S	Out	Digital	33	A	Pta 0	Act. Rele segur 3	Out	Digital
A	36	Pta3	Enable	Out	Digital	34	A	Pta 1	Activa. U4	Out	Digital
A	37	Pta4	Data 0	Out	Digital	35	A	Pta2	Activa U5	Out	Digital
A	38	Pta5	Data 1	Out	Digital	36	A	Pta3	Activa U6	Out	Digital
A	39	Pta6	Data 2	Out	Digital	37	A	Pta4	Act. Rele segur 4	Out	Digital

A	40	Pta7	Dato 3	Out	Digital	38	A	Pta5	Act. Rele segur 5	Out	Digital
						39	A	Pta6	Act. Rele segur 6	Out	Digital
E	12	Pte0	Com sci	In	Digital	12	E	Pte0	Com SCI	In	Digital
E	13	Pte1	Com sci	Out	Digital	13	E	Pte1	Com sci	Out	Digital

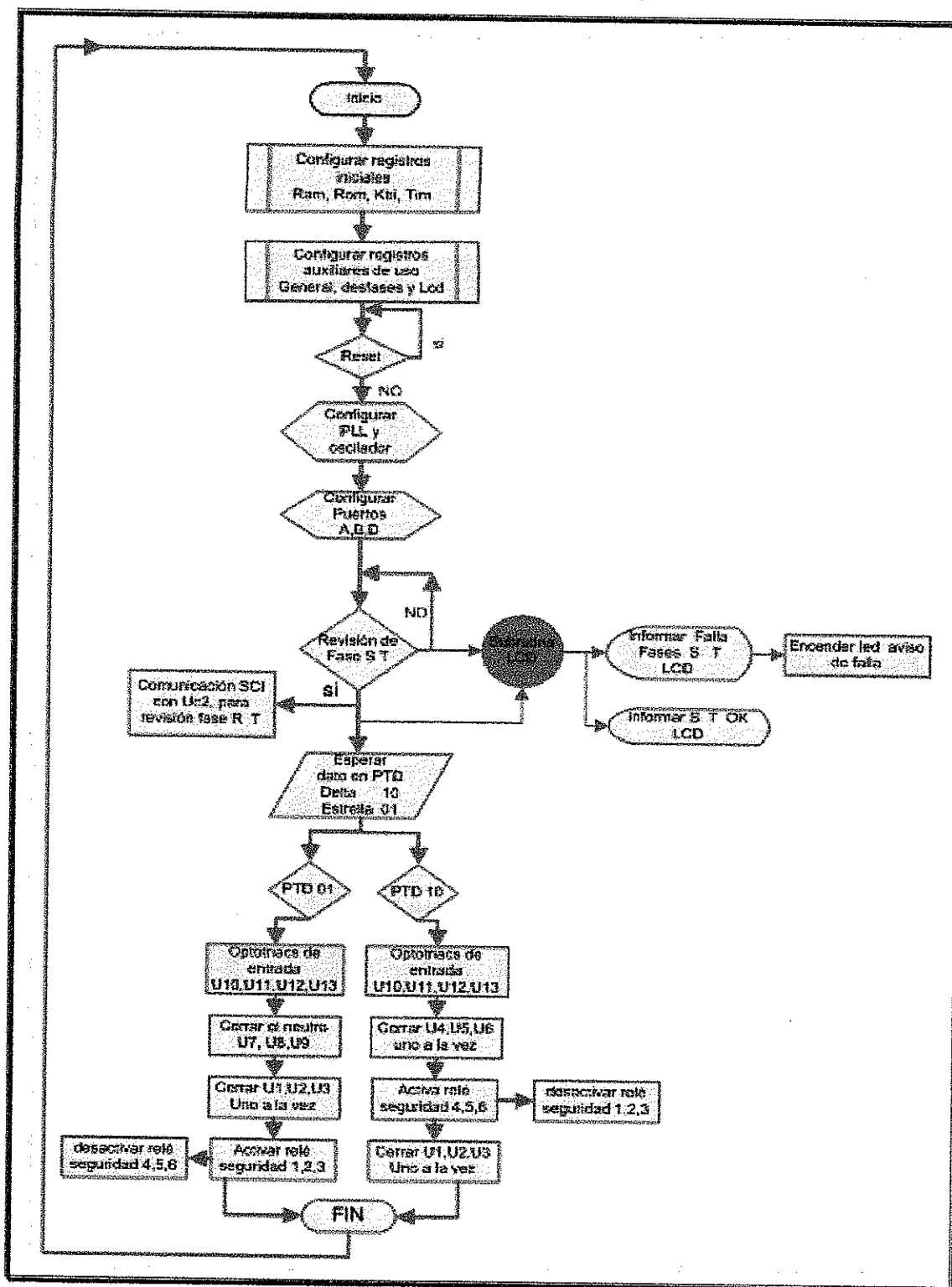
Fuente: El autor (Word 2007)

Figura 94. Diagrama de flujo, Programa uC1, sistema de seguridad.



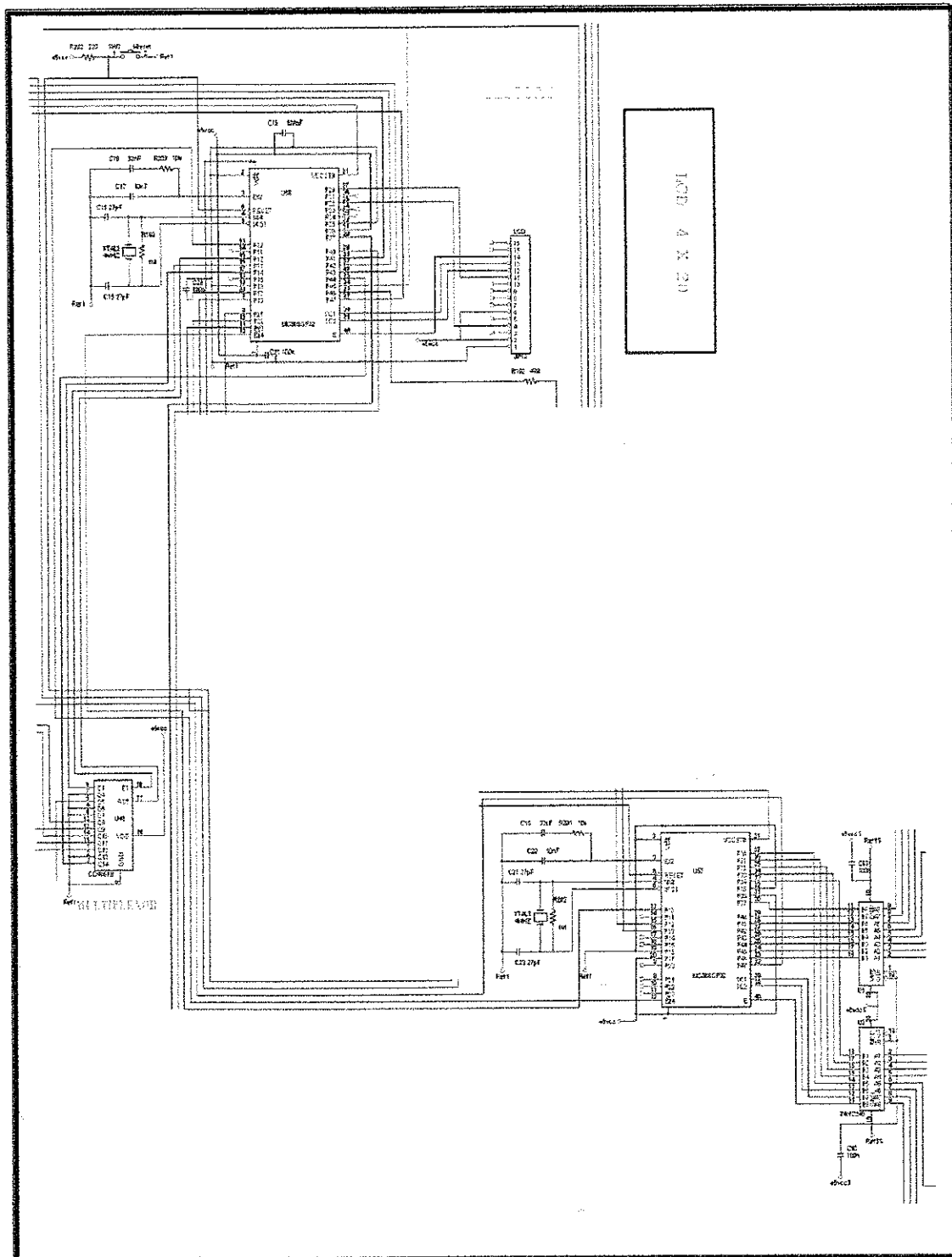
Fuente: el autor, (Microsoft visio 2003)

Figura 95. Diagrama de flujo, Programa uC2, sistema de seguridad



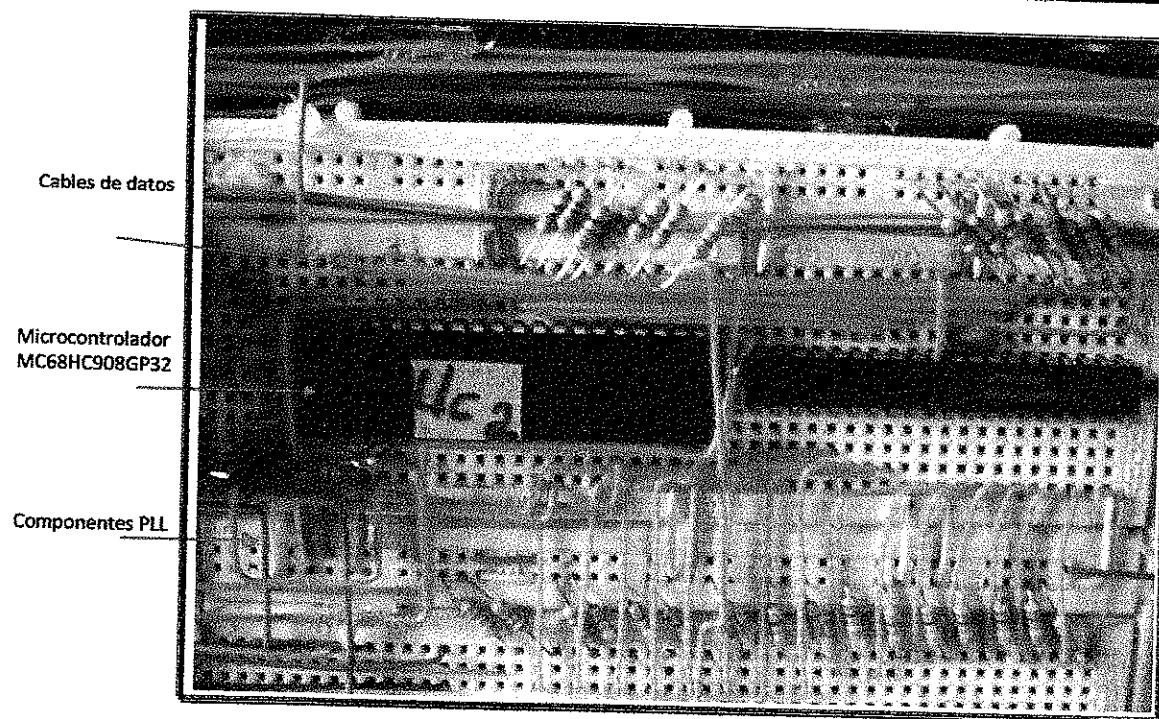
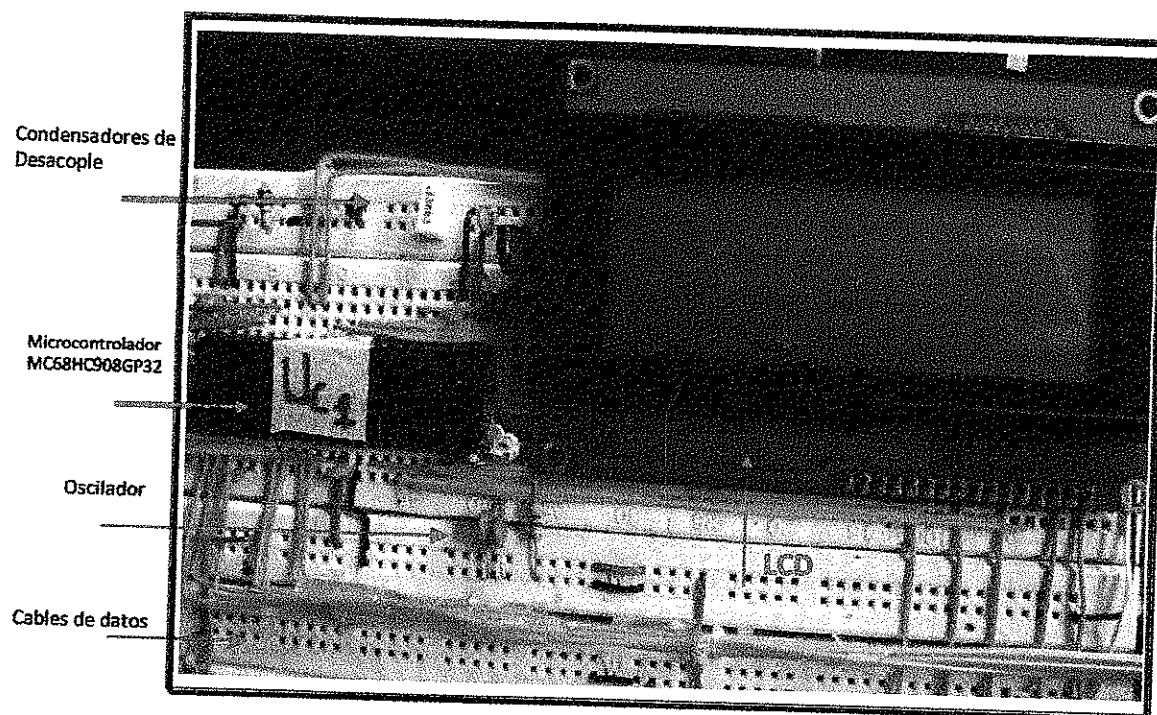
Fuente: el autor,(Microsoft visio 2003).

Figura 96. Diagrama Esquemático, para montaje de los Microcontroladores



Fuente: El autor: (Orcad 9.1)

Figura 97. Montaje en Protoboard del Microcontrolador1.



Fuente: El autor

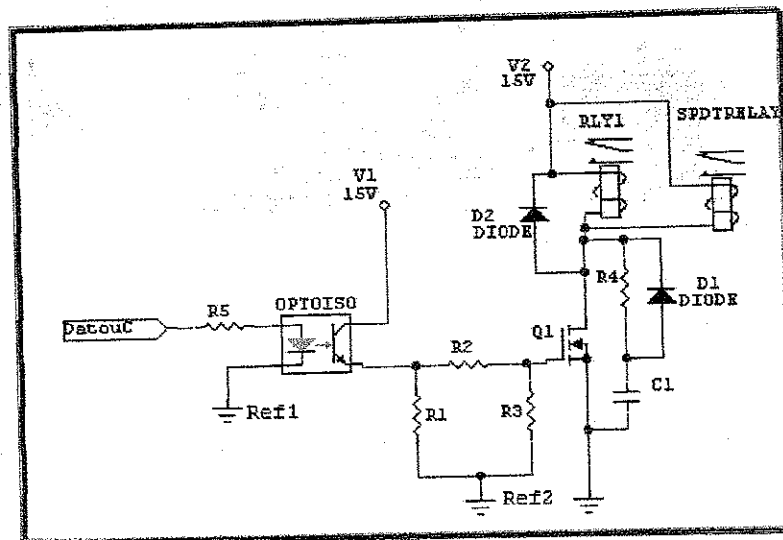
6.5 INTERFACES DE POTENCIA.

El objetivo de este bloque, es permitir a los Microcontroladores enviar las señales de control, sin detrimento de las mismas, así como salvaguardar la integridad de los puertos digitales del microcontrolador, pues la mayoría de componentes y dispositivos a conectar exigen una corriente superior a 25mA, con el fin de garantizar los estados On/Off en la conmutación de los mismos. Por lo tanto el microcontrolador no es capaz de aportar dicha corriente, haciéndose necesario el diseño de las interfaces de potencia para los relés de las fuentes, y para los relés de entrada trifásica, el conmutador estrella delta.

6.5.1 Interfaz para los relés de las fuentes y los relés de las entradas trifásicas. Se implementa a partir de un Optoacoplador PC123; En el lado del emisor, pines 1y2, configurado en modo sourcing con una corriente de 10.64mA, pues

—=10.64mA, la cual resulta inferior al máximo soportado por el microcontrolador. En el lado del receptor del Optoacoplador, pines 3y4, el transistor se configura como interruptor en emisor común, con una red resistiva en pi, con el fin de asegurar los estados lógicos de los datos, así como garantizar los niveles de corriente permitidos en el gate del mosfet antes de dañarse, de referencia IRF540, como también evitar que este, se dispare por señales parasitas y ruido térmico. Además, como protección, contra di/dt, al mosfet de salida se le adiciona una red snubber tipo RCD, (Resistencia, Condensador Diodo), también se le ha adicionado un diodo de marcha libre, como se muestra a continuación.

Figura 98. Esquemático interfaz para relés.



Fuente: El autor, Circuitmaker(2000)

De tal modo que los valores de estos componentes se encuentran de manera analítica, partiendo de $I_{rele}=50mA$, $V_{cc}=15v$, y que cada transistor manejará 2 ó 4 relees, como se observa en la figura, entonces:

$P_{avg} = i * v$; Potencia promedio disipada.

$P_{avg} = 100mA * 15voltios = 1.5 \text{ Watios}$.

$I_p = \frac{3.13Po}{V_{cc}} = 313mA$; Corriente pico.

$P_{pd} = i_p * v$; Potencia pico disipada.

$P_{pd} = 313mA * 15Voltios = 4.695 \text{ Watios}$.

De los datos del fabricante ó datasheet del transistor Mosfet, se tiene que el valor del T_{fall} es de 45nSeg, es decir el tiempo de caída o abatimiento del transistor, entonces:

$$C1 = \frac{\frac{I_p}{2} * T_{fall}}{2 * V_{cc}} = 234.8 * 10^{-12} \text{ Faradios};$$

Según pruebas de laboratorio con osciloscopio tecktronics se obtuvo que el tiempo de carga T_{on} de la red RC, en conjunto con el transistor es de 1.7 μ S.

Por criterios de diseño se tiene que para la red snubber el $\zeta_{onmin} = 3 * R * C1$; de donde se obtiene el valor de R.

$$R = \frac{T_{on min}}{3 * C1} = \frac{1.7\mu S}{3 * 234.8pF} = 2.413k\Omega;$$

El diodo seleccionado es el FR107, pues cumple con las especificaciones de corriente 1Amp, velocidad de recuperación 250nS, PRV 150voltios; así los componentes seleccionados para el propósito de la interfaz son: $R = 2.4k\Omega$, $C1=234.8pF$, $D=FR107$

Para la red en pi, que polariza el gate del Mosfet, se tiene que las especificaciones del fabricante del Mosfet muestran un $V_{gs_{max}} = 4voltios$ es decir, que el voltaje de gate a source será el enunciado, además, ya que el Mosfet se trabaja como interruptor, la configuración de source común será la más apropiada, entonces la resistencia de 15k Ω , que se encuentra entre el emisor del transistor bjt del Optoacoplador, y la referencia es con fines de compatibilidad electromagnética y estabilidad eléctrica de los datos, entonces la corriente de emisor será:

$$I_e = \frac{15v - V_{CE}}{15k\Omega} = \frac{15v - 2.2v}{15k\Omega} = 853.3 * 10^{-6} \text{ Amp}$$

Entonces, como el Mosfet se controla con voltaje y no con corriente como el caso de los BJT, el voltaje disponible para polarizar con máximo 4 voltios el gate, será:

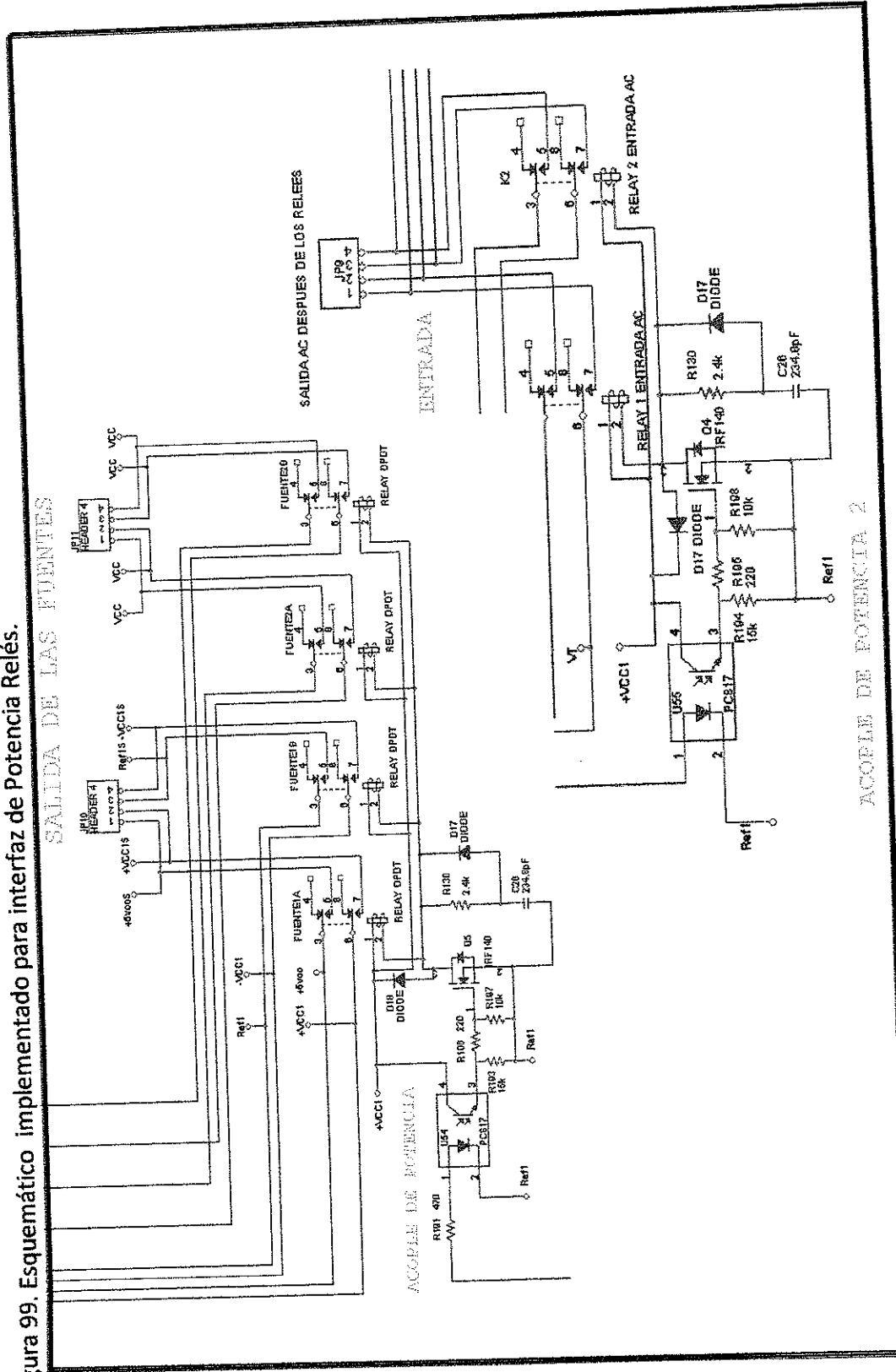
$15v - V_{CE} = 12.8$ voltios, ahora del esquema anterior, entre R2 y R3, se forma un divisor de tensión, asumiendo $R2 = 220\Omega$ se obtiene del principio general del divisor de tensión.

$$V_{Rx} = \frac{V_f * R_x}{R_x + R_2}; \text{ sustituyendo valores y } R_3 = R_x$$

$$4V = \frac{12.8v * R_3}{220\Omega + R_3}, \text{ realizando las operaciones correspondientes para } R_3 \text{ se tiene:}$$

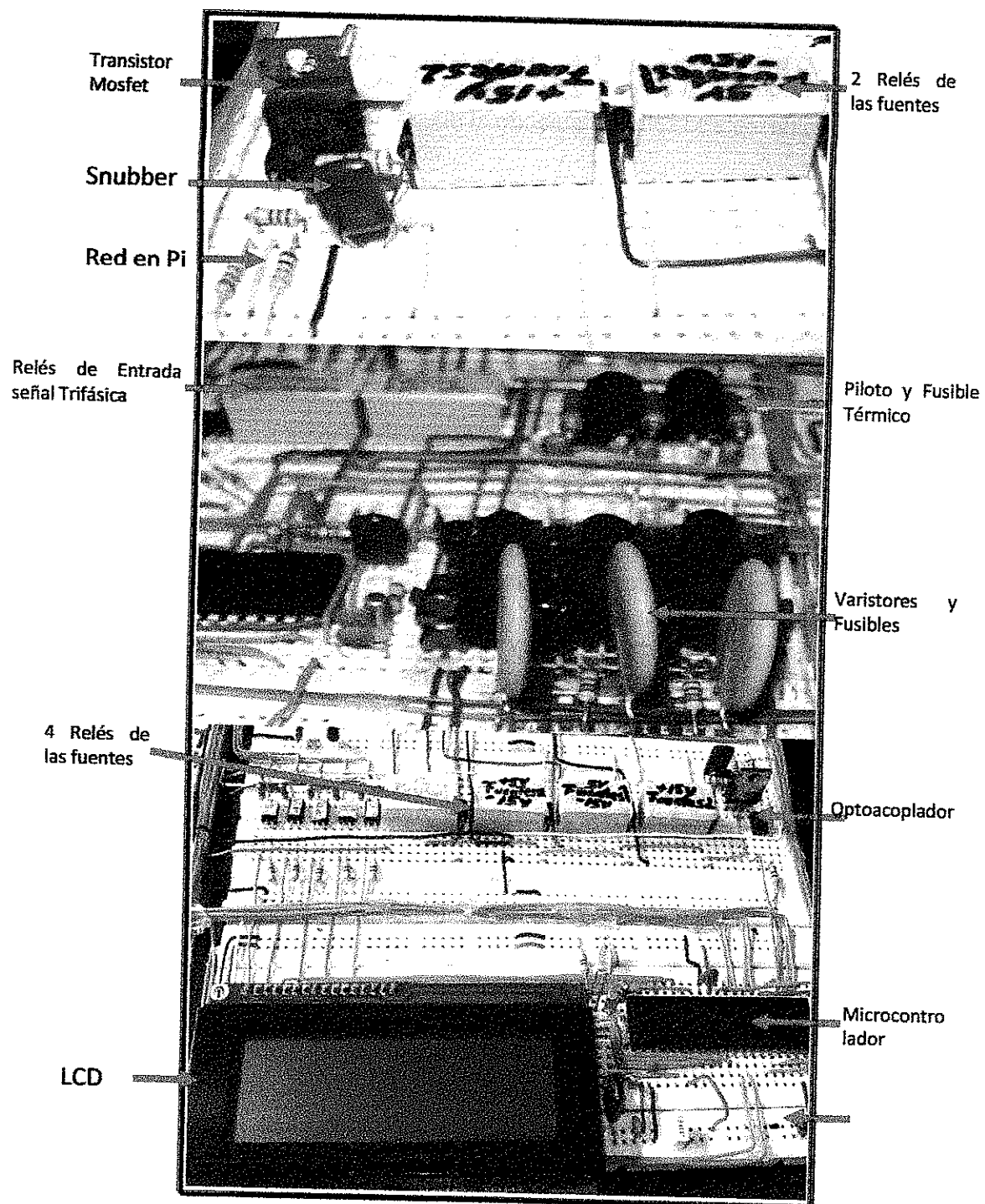
$R_3 = 100\Omega$; que es el valor desconocido, ahora si se reemplaza el valor, se corrobora con los datos experimentales que el voltaje en el gate del Mosfet es de 4 voltios

Figura 99. Esquemático implementado para interfaz de Potencia Relés.



Fuente: El autor (Orcad 9.1)

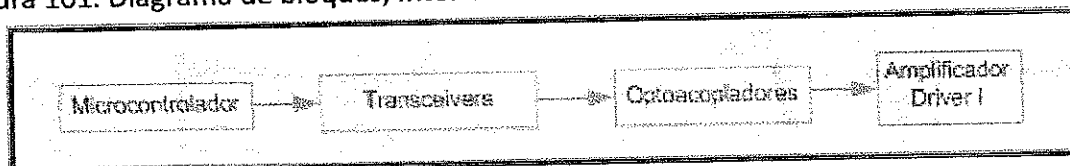
Figura 100. Interfaz de Potencia para relés, en Protoboard



Fuente: El autor.

6.5.2 Interfaz para el circuito estrella delta y los relés de seguridad. El encargado de realizar la función de armado de cada configuración, así como de armar eléctricamente los relés de seguridad es el denominado uC2, una vez reciba la orden del uC1 vía SCI, pero el microcontrolador no tiene la capacidad de aportar la corriente necesaria, para comandar y controlar los componentes electrónicos, para lograr este fin, por eso se diseña una interfaz de potencia de estado sólido, siguiendo el diagrama de bloques.

Figura 101. Diagrama de bloques, Interfaz circuito Estrella Delta



Fuente: El autor (Microsoft Visio 2003)

En el diagrama de bloques, microcontrolador se refiere a uC2, el cual recibe la información de uC1, para la configuración que se desea armar y los relés a activar en cada caso.

Los transceivers son dispositivos de estado sólido, que solo dejan pasar la información en un solo sentido, según se elija in/out ó out/in, además de gozar de un bit de enable, es decir habilita ó no el chip, para trabajar ó estar en reposo, eligiendo para tal fin el 74ls245CN⁸⁹. Configurado y armado según la tabla de valores suministrada por el fabricante en modo in/out; los optoacopladores son de referencia PC123⁹⁰, configurado en modo sourcing con una corriente.

$$I_s = \frac{5\text{voltios}}{330\Omega} = 15.15\text{mA},$$

la cual resulta inferior al máximo soportado por el microcontrolador, en el lado del receptor del Optoacoplador, el transistor se configura como interruptor en emisor común, con el fin de no invertir la fase de los pulsos enviados por el microcontrolador y obtener la máxima corriente, la resistencia de 10kΩ se coloca para evitar interferencias electromagnéticas y ruido Johnson, así como garantizar el estado cero lógico en la salida eliminando las corrientes parasitas, a efectos de la conmutación de otros dispositivos, de forma que la corriente que circula por ella es:

$$I_e = \frac{5v - v_{ce}}{10k\Omega} = \frac{4.3\text{voltios}}{10k\Omega} = 430\mu A;$$

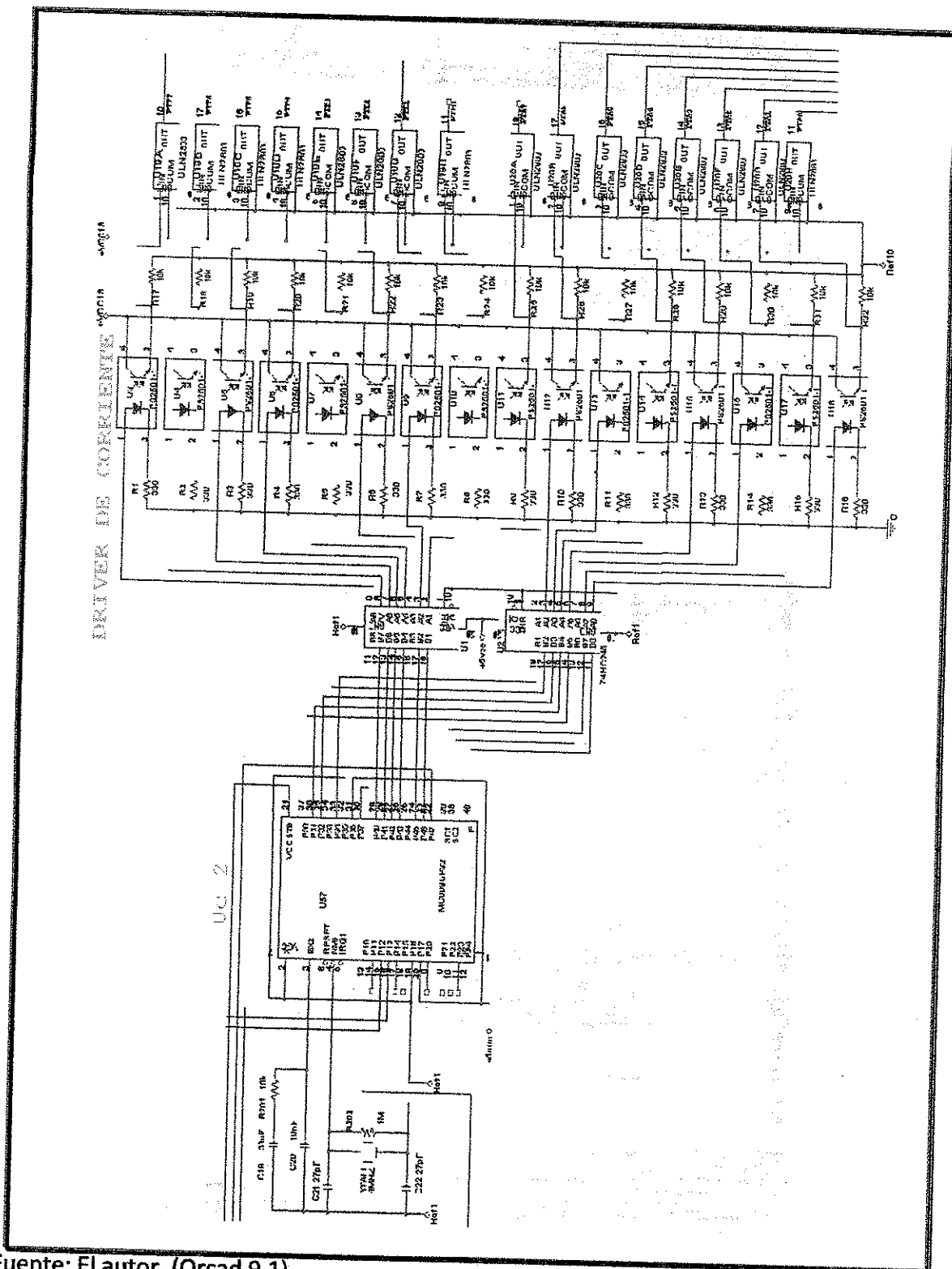
El driver se implementa a partir del conocido ULN2803⁹¹, conectado en modo Sinking, siguiendo las instrucciones del datasheet, entregado por el fabricante.

⁸⁹ <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/43322/SHARP/PC123F.html>

⁹⁰ <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/12640/ONSEMI/74LS245.html>

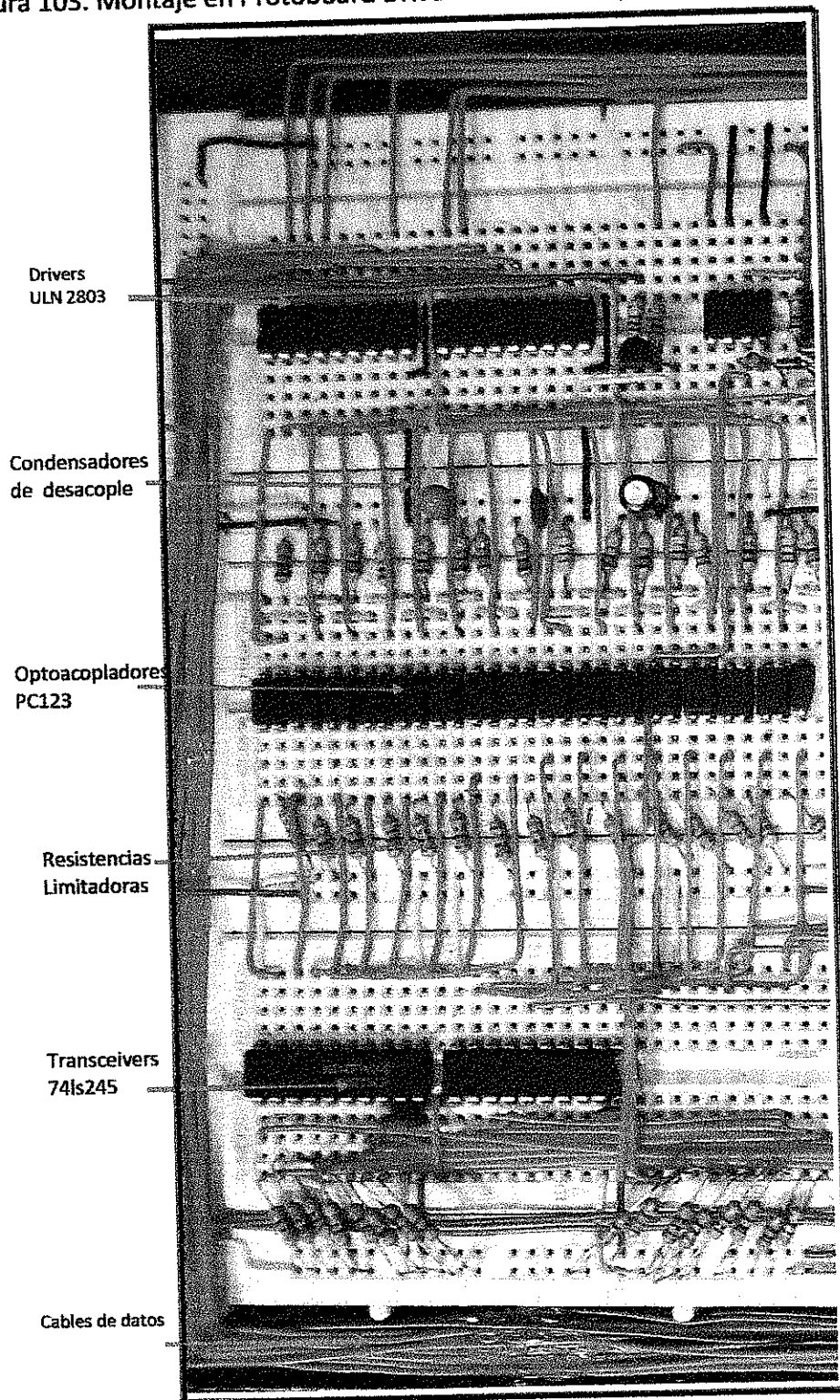
⁹¹ <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/12687/ONSEMI/ULN2803.html>

Figura 102. Esquemático, Driver de Corriente para Circuito Delta Estrella.



Fuente: El autor, (Orcad 9.1)

Figura 103. Montaje en Protoboard Driver de Corriente para Circuito Delta Estrella.



Fuente: El autor.

6.5.3 Circuito Intercambiador Delta Estrella. El objetivo de este circuito, es permitir al equipo realizar la medición de la influencia y presencia de armónicos y potencia en la misma forma de conexión de los equipos, de la planta ó maquina sobre la que se desea cuantificar la distorsión armónica.

Cabe aclarar que este circuito, toma la señal AC, proveniente de los relés de entrada, ya que sirve como fuente de alimentación trifásica, a los atenuadores de tensión, explicados y dimensionados anteriormente.

Dado que la cantidad de corriente consumida, por los divisores de tensión es mínima, del orden de los μA , el convertidor Δ/Y se montará, en una topología híbrida, entre estado sólido y electromecánica, esta última con el fin de garantizar la desconexión plena de los contactos y así evitar corto circuitos y sobrecalentamiento en el sistema.

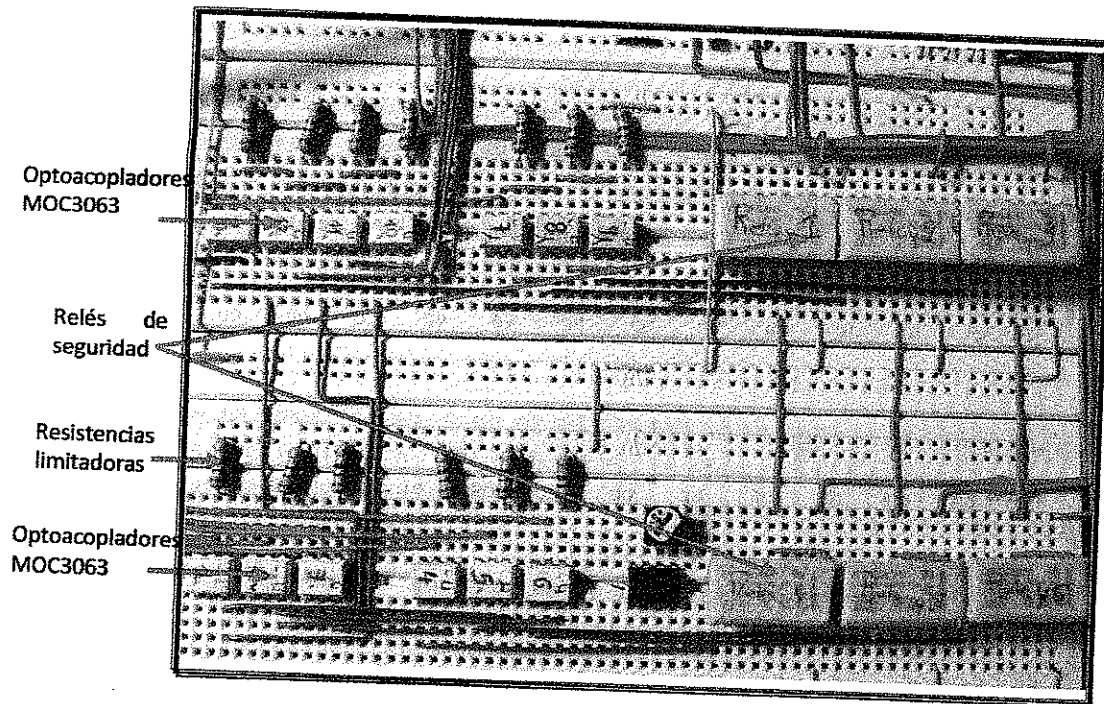
Para la parte de estado sólido, se utilizará el MOC3063, que es un optotriac capaz de soportar 600voltios, con detección de cruce por cero y una corriente de 60mA, las demás especificaciones se pueden observar en el datasheet del fabricante, para la parte electromecánica, encargada de proveer la seguridad en la conmutación, se utilizarán relés de 8 terminales, es decir con doble contacto, por cada uno.

Las resistencias de 560Ω , colocadas como limitadoras de corriente, en el diodo emisor del optotriac MOC3063, proporcionan la corriente necesaria para polarizar el diodo, que según la hoja de datos del fabricante es de máximo 10mA; el diagrama electrónico y el montaje en protoboard se muestran a continuación:

10



Figura 105. Montaje en Protoboard, Circuito Estrella Delta.



Fuente: El autor

6.5.4 Circuito para información Tarjeta DAQ vs Uc's. El objetivo de este circuito es permitir a la tarjeta DAQ de referencia PCI6259 enviar los datos de control, que determinan el tipo de conexión a realizar hacia el microcontrolador MC68HCGP32, identificado como uC2, como también, permitir al uC1 enviar hacia la tarjeta DAQ, los datos pertinentes a las fallas en el sistema, de forma que utilizando instrumentación ciega, mediante la GUI de la HMI, se pueda visualizar la información, acerca de los errores en el sistema.

Con el fin de lograr la conexión de los dos sistemas, que son el de seguridad y la tarjeta DAQ, se utilizan, optoacopladores de referencia PC123, conectados así:

Para determinar el tipo de conexión, los optoacopladores en el lado del diodo emisor se disponen en modo sinking⁹², es decir que la tarjeta se utiliza como sumidero, ó medio de

⁹² SAVANT, Roden, Carpenter. Diseño electrónico circuitos y sistemas; Prentice Hall, México, 1998. p.380

retorno de la corriente y en el lado del receptor, el transistor se configura como interruptor en emisor común, cuyas fuentes de polarización son las mismas del sistema de seguridad.

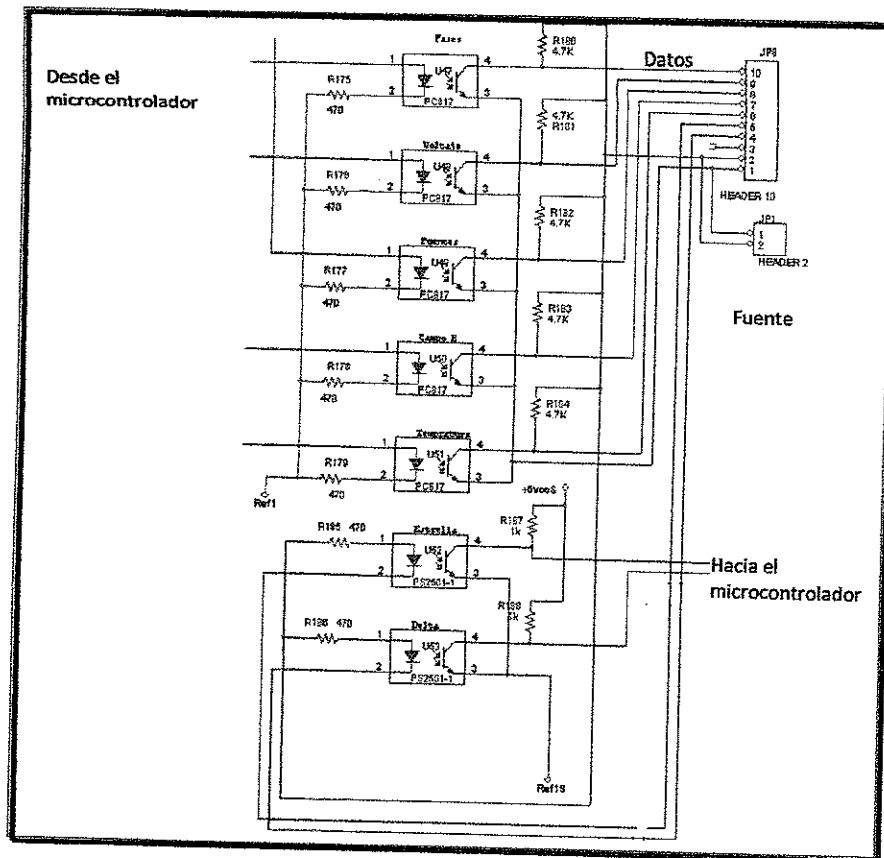
En el caso del envío de los bits de falla desde el microcontrolador 68HC908GP32 denominado uC1, hacia la tarjeta, en el lado del diodo emisor, el optoacoplador se configura en modo sourcing,⁹³ por lo que el microcontrolador aporta la corriente necesaria para energizar los Microcontroladores, sin superar la máxima corriente del GP32, en cada puerto en este caso 35mA, y el receptor de la misma manera que el caso anterior.

Sin importar, el modo de configuración del PC123, se tiene que la fuente de alimentación es de 5voltios, y si se escoge la corriente de polarización en un valor cercano a la mitad de la máxima corriente capaz de soportar, tanto la tarjeta DAQ, como el microcontrolador es decir 10mA, así las resistencias del lado del emisor aplicando la ley de ohm, serán $R = \frac{5v}{10mA} = 500\Omega$, por lo tanto de manera aproximada a los valores comerciales las resistencias son de 470 Ω , y por ende la corriente resultante es 10.6mA.

⁹³ Ibid., p.382

Las resistencias, colocadas en el lado de los fototransistores para configurar el interruptor en emisor común, corresponden a valores típicos utilizados en este tipo de aplicaciones, con el fin de garantizar la estabilidad de los datos, así como su inmunidad a las interferencias electromagnéticas.

Figura 106. Plano Eléctrico circuito informador de fallas.

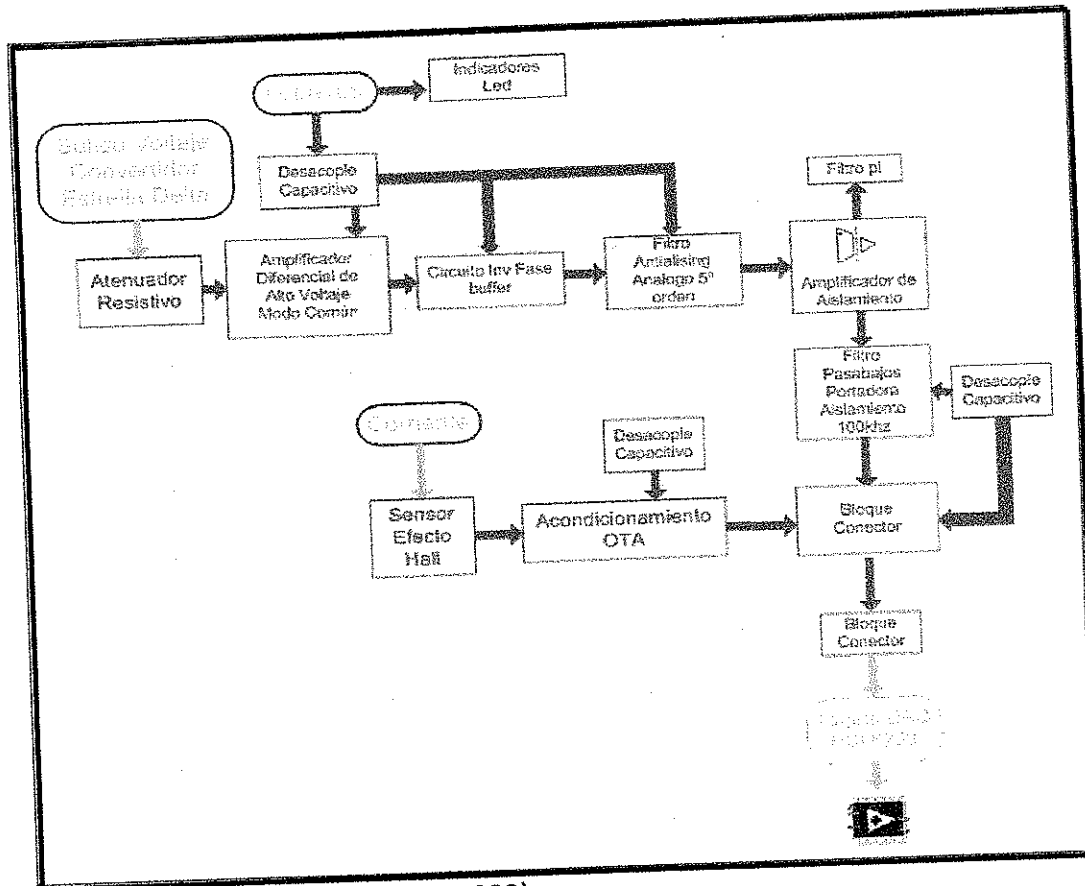


Fuente: El autor

6.6 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL PARA DAQ.

En este aparte se describen con detalle, los parámetros pertinentes al diseño y montaje, del módulo encargado de recoger las señales trifásicas del equipo propiamente dichas, con el fin de enviarlas a la tarjeta DAQ, mostrarlas y procesarlas en un computador, para esto se tiene el diagrama de bloques que se muestra a continuación.

Figura 107. Diagrama de bloques, acondicionamiento de señal para DAQ



Fuente: El autor (Microsoft Visio 2003)

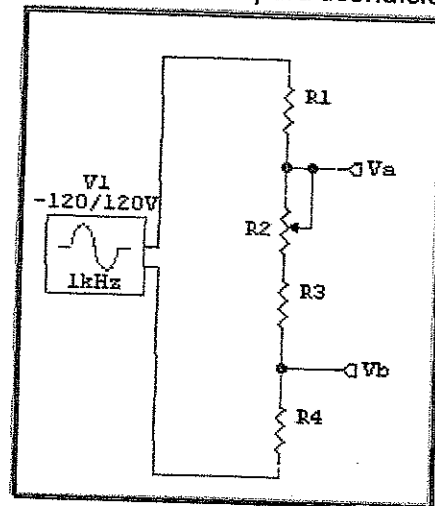
6.6.1 Atenuador. Inicialmente una de las posibilidades para realizar el proceso de captura de las señales de tensión es utilizar como sensor los transformadores de medida de tensión, quienes a pesar de ofrecer buena respuesta en frecuencia en las vecindades de la fundamental, y excelente aislamiento galvánico para el montaje del HVA, no se utilizan por su peso y volumen, por su no linealidad en la curva de magnetización y la saturación del núcleo a partir de los 5khz.

Es por esto que al igual que en el módulo de seguridad, se optará por un sistema de atenuación, basado en divisores de tensión resistivos, ya que este método resulta ideal para implementarse, pues presenta baja disipación de potencia, bajo ruido, saturación en frecuencia nula, respuesta lineal, facilidad de implementar sistemas de calibración ajustable, facilidad de diseñar el acople de impedancias tanto de entrada como de salida y resolución cuasi infinita entre otros.

Como se trata de un sistema de alimentación trifásica, cada fase ó alambre conductor de señal de voltaje, será sometido a un atenuador en conexión serial independiente, para cada uno de los atenuadores, con referencia a neutro si la conexión es estrella y entre dos fases si la conexión es delta, por lo tanto el proceso de diseño será el mismo que en el caso ya mencionado.

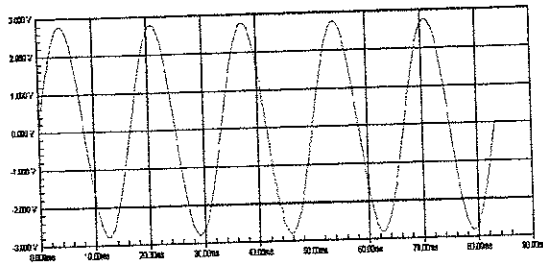
Primero se debe mencionar que la topología esquemática a seguir será la que se muestra a continuación, donde los puntos marcados como V_a y V_b , serán los puntos de salida de voltaje, es decir que en estos bornes será donde se recojan las muestras de voltaje, para terminar de acondicionarlos y luego introducirlos a la tarjeta DAQ.

Figura 108. Diagrama Esquemático atenuador para acondicionamiento DAQ



Fuente: El autor (Circuitmaker2000)

Antes de continuar se debe decir que el diseño del atenuador, estará sujeto a la tarjeta NI PCI 6259, cuyas características más relevantes son, 1.25ms/s, resolución de 16 bits y un PGIA (Program Gain Instrument Amplifier), así que la ganancia del PGIA determina que se utilice toda la ventana de conversión del ADC, maximizando la sensibilidad y la resolución del equipo HVA, entonces de las 7 posibilidades disponibles en la tarjeta, se escoge la escala de 1voltio pero como la señal es AC, se tiene:



$$\text{Resolución} = 2^{16} = 65536$$

$$65536 - 5\% = 62259 \text{ muestras}$$

$$\text{Resol. Nom Voltios} = \frac{1V - (-1V)}{62259}$$

$$\text{Resol. Nom Voltios} = 32.12 \mu V$$

El 5% de los valores del ADC se restan del valor nominal de muestras, puesto que por información suministrada por el fabricante, ese 5% se utiliza para auto calibración de la tarjeta, ahora se establece la tabla de datos en voltios que determina el desempeño del atenuador, estableciendo que por criterio de diseño el voltaje nominal es de 120Vrms, y que la tolerancia permitida es de 15%.

Tabla 5. Voltajes de entrada y salida, acondicionador de tensión.

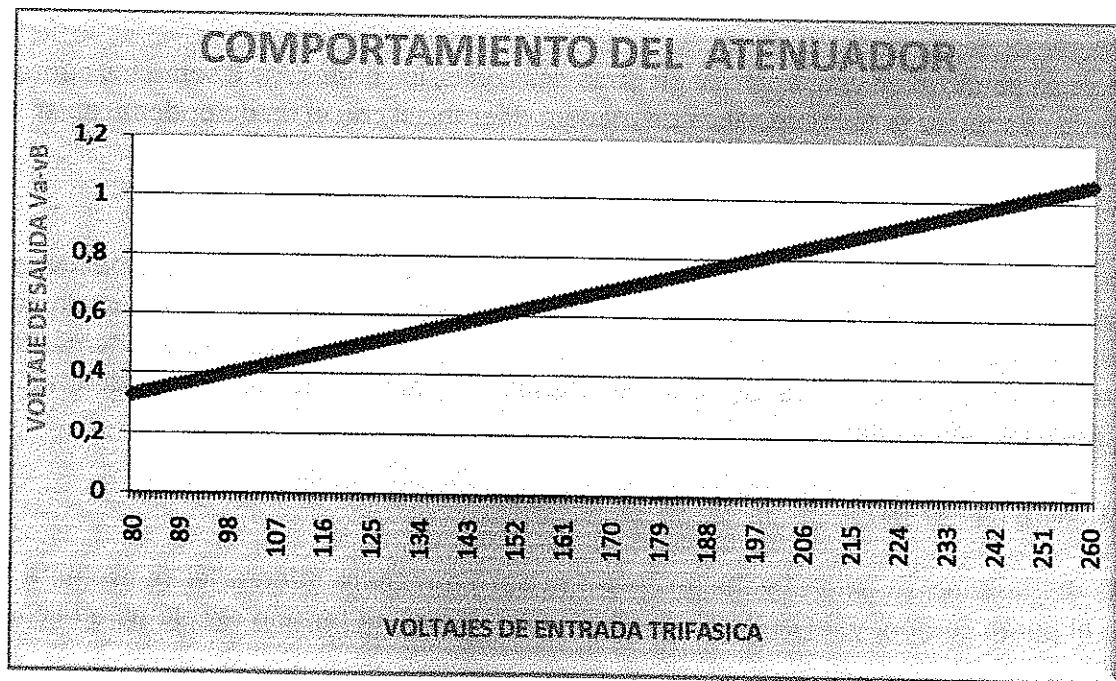
Vin	Descripción	Vout
100	Voltaje de apagado del HVA en conexión estrella	0.408163
102	Voltaje mínimo de entrada en Conexión estrella	0.416327
120	Voltaje nominal de entrada en Conexión estrella	0.489796
138	Voltaje mínimo de entrada en Conexión estrella	0.563265
176	Voltaje mínimo de entrada en Conexión delta	0.718367
207	Voltaje nominal de entrada en Conexión delta	0.844898
239	Voltaje máximo de entrada en Conexión delta	0.975510
240	Voltaje de aviso entrada muy alta en Conexión estrella	0.979510
245	Voltaje de apagado del HVA en Conexión delta	1

Fuente: El Autor, (Word 2007).

De los datos aquí anotados, se toma una pareja al azar y se aplican con ellos los principios de geometría analítica, para la recta como son la pendiente, y la ecuación punto pendiente⁹⁴, para ello se toma la pareja ordenada (120, 0.985) y (239,1.9617);

Esta última ecuación resulta ser la función de transferencia del atenuador.

Figura 109. Comportamiento lineal del atenuador.



Fuente: El autor (Microsoft Excel).

Al igual que en el caso del módulo de seguridad, se halla el ratio que es 119.59 en voltios, lo que quiere decir que por cada magnitud semejante a esta en voltios, entre Va y Vb,

⁹⁴ LEITHOLD Louis. El cálculo con geometría analítica. Ed.Harla, Mexico, 1993; 5ª ed.p.21

existirá una caída de potencial de 0.489796mV y por ende para los 220 voltios de entrada, en una conexión delta típica se obtendrán 0.897959 voltios disponibles entre A y B, ahora si el ratio a factor de atenuación se expresa en dB se tiene:

$dB = 20 * \text{Log}_{10} (Vd);$ donde Vd es ratio=119.59.

$dB = 20 * \text{Log}_{10} 119.59 = 41.55;$ es decir que el atenuador es de 41.55db.

El divisor de tensión ó atenuador se puede usar tanto en AC como DC y funciona idénticamente, lo cual permite fácilmente calibrarlo y patronarlo debido a su linealidad. Según las mediciones experimentales sobre divisores de voltaje realizados en el laboratorio se tiene que analíticamente el circuito también obedece a la siguiente fórmula.

$$Vd = 1 + (R1 / R2);$$

Como ya se ha dicho en este aparte y en otras ocasiones, los nodos A y B serán los puntos en donde se tomará la señal de salida de manera diferencial con el fin de poder acoplar la muestra de voltaje a un amplificador diferencial.

Entonces el cálculo y justificación matemática del diseño, se basa en el principio de divisor de tensión visto anteriormente, así como la mínima impedancia de entrada para cualquier sistema de medición de voltajes,⁹⁵ según las normas IEC 1010-1 y EN61010-1, además de la potencia a disipar por las resistencias del atenuador y el ratio; como criterio de diseño se asumen los valores de:

$$R1 = 1.3M\Omega, R4 = 474k\Omega$$

$R2 + R3 = R5;$ entonces como el voltaje se va a tomar de manera diferencial se asume a B como el punto común, y el circuito se reduce a un divisor de tensión simple para el cual de (2):

$$Vd = 1 + \frac{R1}{R5} \text{ si } Vd = 119.59;$$

$$vd - 1 = \frac{R1}{R5};$$

⁹⁵ Traducción del artículo "voltage dividers & attenuators". Op cit

$R5 = \frac{R1}{118.59}$ reemplazando el valor de R1, se tiene que

$R5 = 10962.138\Omega$; por lo tanto se selecciona $R3=4.75k$ como un valor fijo, y se deja un potenciómetro llamado R2, configurado como reóstato, con el wiper, ubicado en el 62%, de tal manera que de la sumatoria $R3 + R2 = 10962.138$

Si se aplica (1), al circuito equivalente, para encontrar el voltaje en A, tomando como referencia el punto común enunciado en el circuito se tiene:

$$V_a = \frac{240v * 10962.138\Omega}{1.3 * 10^6\Omega + 10962.138\Omega},$$

Con los valores ya conocidos de cada resistencia, se pueden encontrar las impedancias de entrada y salida, por lo que aplicando la ley de ohm, es fácil saber que:

$Z_{in} = R1 + R2 + R3 + R4$; reemplazando los valores se obtiene:

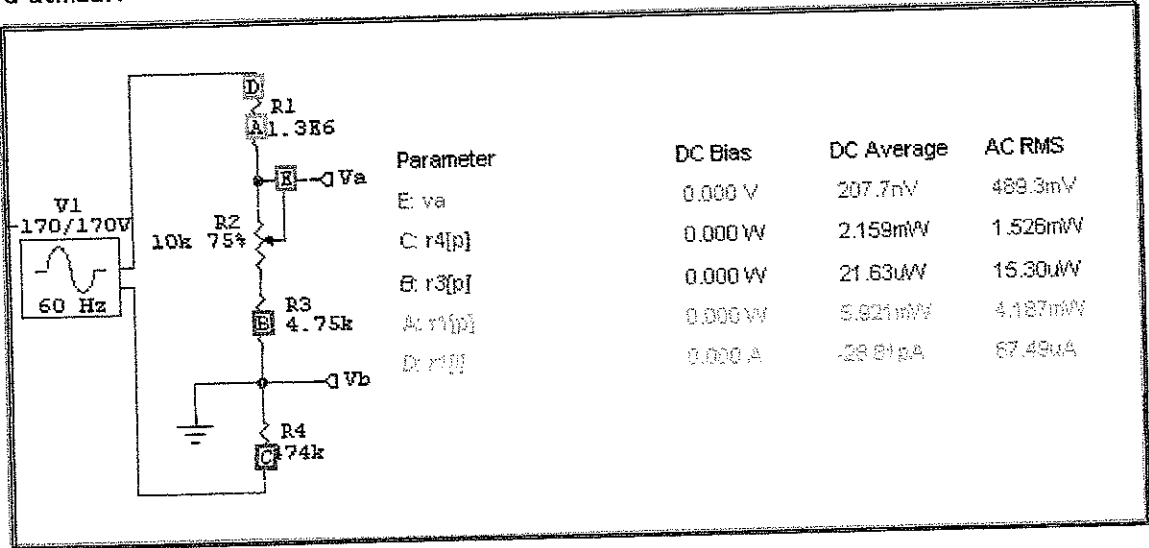
$Z_{in} = 1.784962 * 10^6\Omega$; para la impedancia de salida, como el punto común es Vb, la impedancia de salida es el paralelo entre R1 Y R6 entonces:

$Z_{out} = \frac{R1 * R2}{R1 + R2}$; reemplazando los valores.

$$Z_{out} = \frac{1.3 * 10^6\Omega * 10962.138\Omega}{1310962.138\Omega} = 10870.473$$

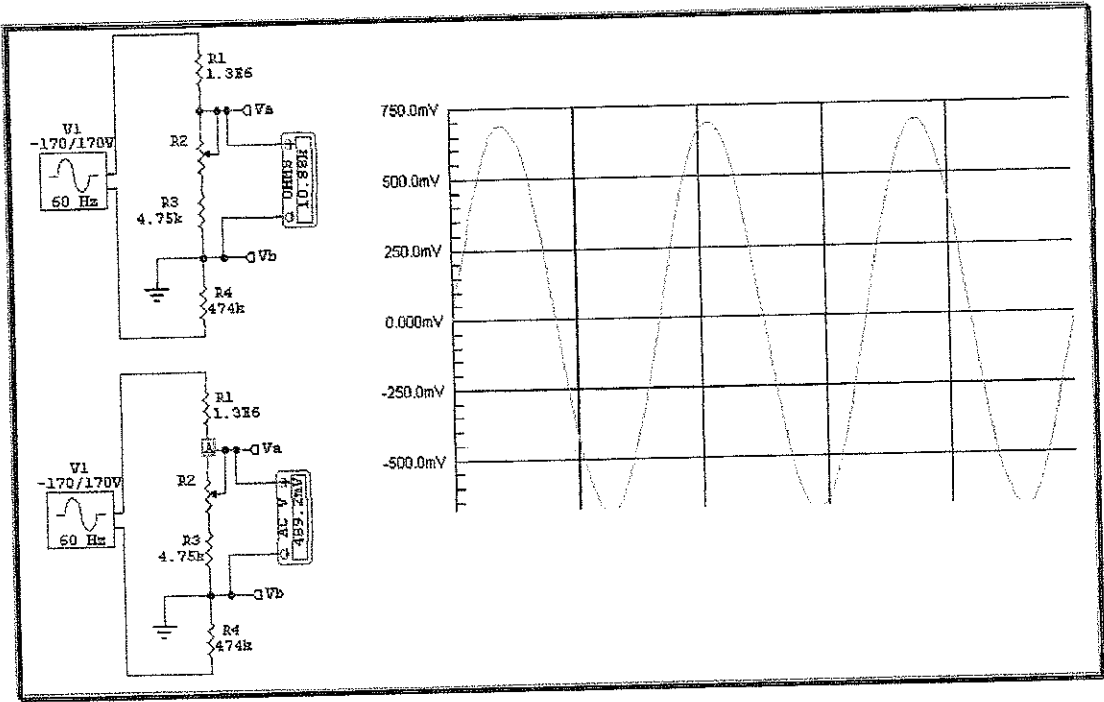
Como se observa en la figura, el atenuador cumple bien con su función, sin causar disturbios en frecuencia ó fase sobre la señal, por lo tanto el diseño es óptimo.

Figura 110. Simulación de potencia para cada resistencia del diseño del divisor de tensión a utilizar.



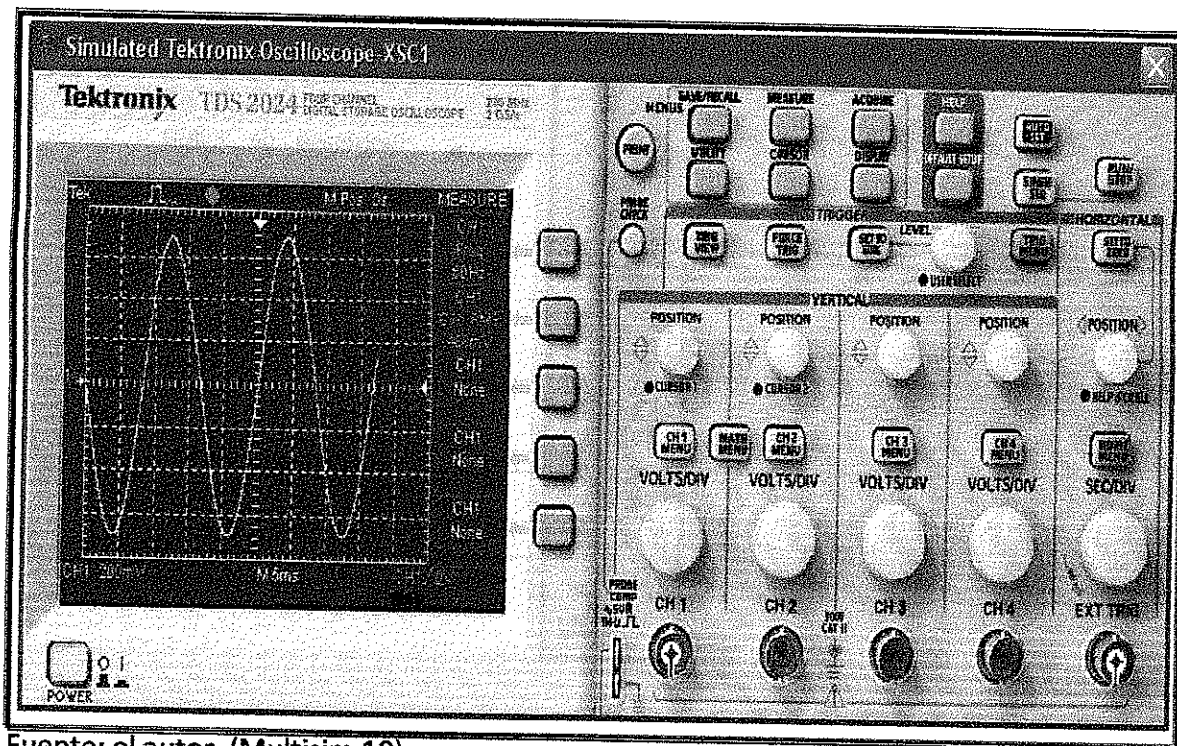
Fuente: el autor, (Circuitmaker 2000)

Figura 111. Simulación de la impedancia y forma de onda para voltaje de salida



Fuente: el autor, (Circuitmaker 2000)

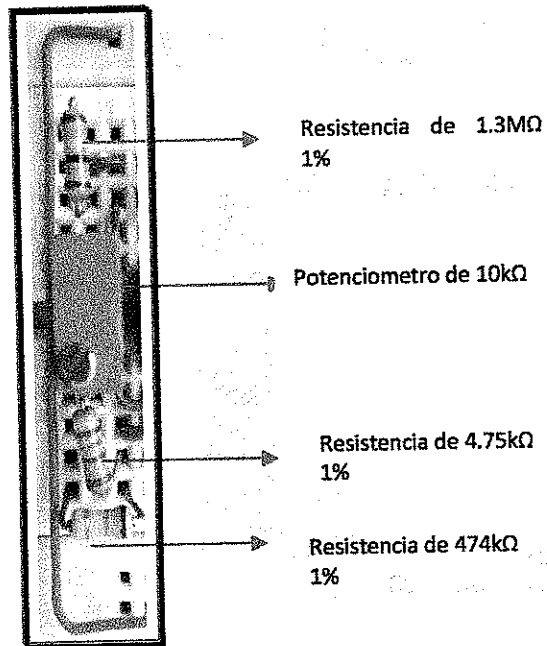
Figura 112. Simulación de parámetros de frecuencia y voltaje de salida.



Fuente: el autor, (Multisim 10).

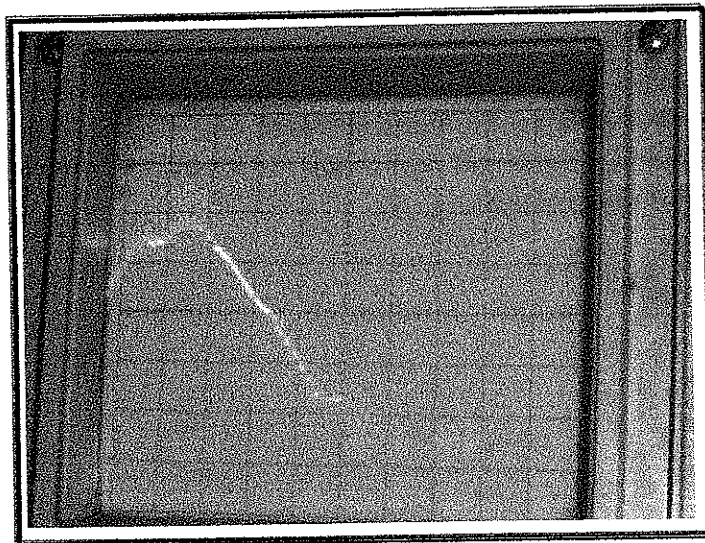
En las figuras anteriores se observa, que el sistema de atenuación diseñado cumple con las expectativas, por cuanto el voltaje de salida es fácil de sintonizar mediante el potenciómetro, dispuesto para tal fin, pues presenta una distorsión nula en frecuencia, baja disipación de potencia y siguiendo rigurosamente los valores encontrados a partir de las fórmulas y relaciones matemáticas.

Figura 113. Montaje de prueba en protoboard para el atenuador para DAQ.



Fuente: El Autor

Figura 114. Imagen de salida del atenuador vista en el osciloscopio.

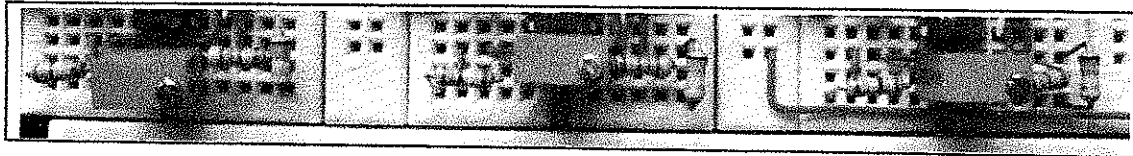


Fuente: El Autor

En la figura anterior se observa que el atenuador responde adecuadamente a los requerimientos, sin importar los disturbios que se presentan en la red, mostrando los picos de tensión correspondientes. Por lo tanto de estas simulaciones y cálculos

matemáticos anteriores se infiere que el diseño es óptimo y que cumple con las expectativas, de esta manera será el diagrama esquemático mostrado en la figura 111 el que se implemente para obtener las muestras de voltaje requeridas por el HVA, como entrada de tensión de la tarjeta daq NI6259 y el software desarrollado para que cumpla con la tarea de monitorear esta variable en el instrumento.

Figura 115. Montaje del atenuador Trifásico en Protoboard.



Fuente: El Autor.

6.2 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Para lograr que los picos de tensión o sobre voltajes, no afecten el sistema de instrumentación, así como para evitar que el sistema se sature en frecuencia, se hace necesario utilizar un amplificador con un alto nivel de CMRR, ancho de banda $\geq 100\text{kHz}$, slew rate superior a $0.5\text{V}/\mu\text{S}$, baja deriva en temperatura, bajo ruido, capacidad de soportar alto voltaje en modo común, alimentación dual y bajo offset.

Después de realizar una búsqueda exhaustiva en las hojas técnicas de los diversos fabricantes, como National Semiconductor, Analog Devices, Texas Instruments y ST, se obtiene que el circuito integrado AD629BN⁹⁶, es el que mejor se adapta a los requerimientos expuestos anteriormente, pues sus características son:

Una de las guías más importantes en este punto del diseño del sistema de recolección de la señal trifásica es el documento titulado a designer's guide to instrumentation amplifiers, segunda edición.

⁹⁶ <http://www.analog.com/en/mems-and-sensors/hall-effect-sensors/ad629/products/product.html>

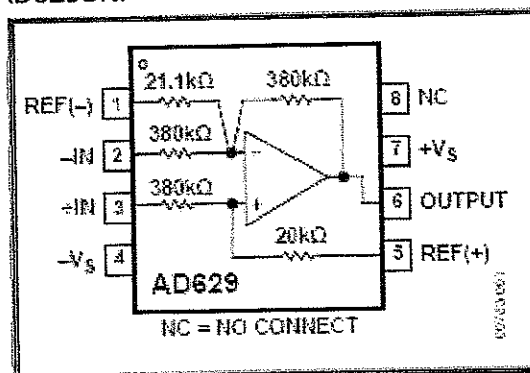
Tabla 6. Características relevantes del C.I. AD629.

ITEM	DESCRIPCIÓN	VALOR
1	CMRR	86dB
2	BW	500Khz
3	Slew Rate	2.1V/uS
4	Output Noise	15uV p-p
5	Offset	0.1mV
6	Common Mode Voltage Range	+/-270v
7	Input protection	+/- 500v
8	Power Supply Range	+/- 18v
9	Input impedance	1.80MΩ

Fuente: Datasheet AD629

En el numeral 9, de la tabla anterior, es claro que la impedancia de entrada del amplificador AD629BN⁹⁷ es de 800kΩ, lo cual concuerda y facilita el acople de impedancias entre el atenuador y este, por cuanto ya se obtuvo matemáticamente, que la salida de la red resistiva encargada de la atenuación, es de 10870Ω, guardando el criterio técnico de 10 ó más veces para evitar el efecto de carga, además se ve que aparte de cumplir con los requerimientos ya mencionados, otra característica importante del AD629BN, es que no necesita elementos externos para configurar la ganancia, ya que de fábrica viene configurada en 1 y cuyo plano interno es el que se muestra a continuación.

Figura 118 Esquemático AD629BN.

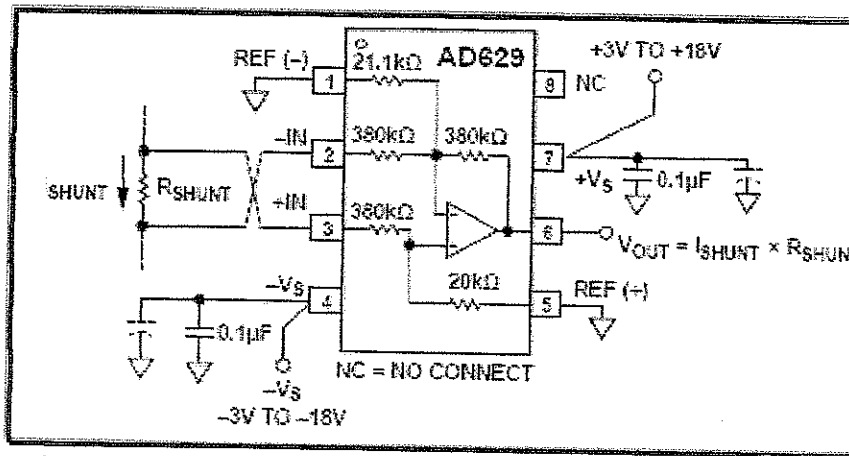


⁹⁷ KITCHIN Charles, COUNTS Lew. Designer's guide to instrumentation amplifiers, AD; 2ª ed. 2004.p.6-10

Fuente: Datasheet AD629, Analog Devices.

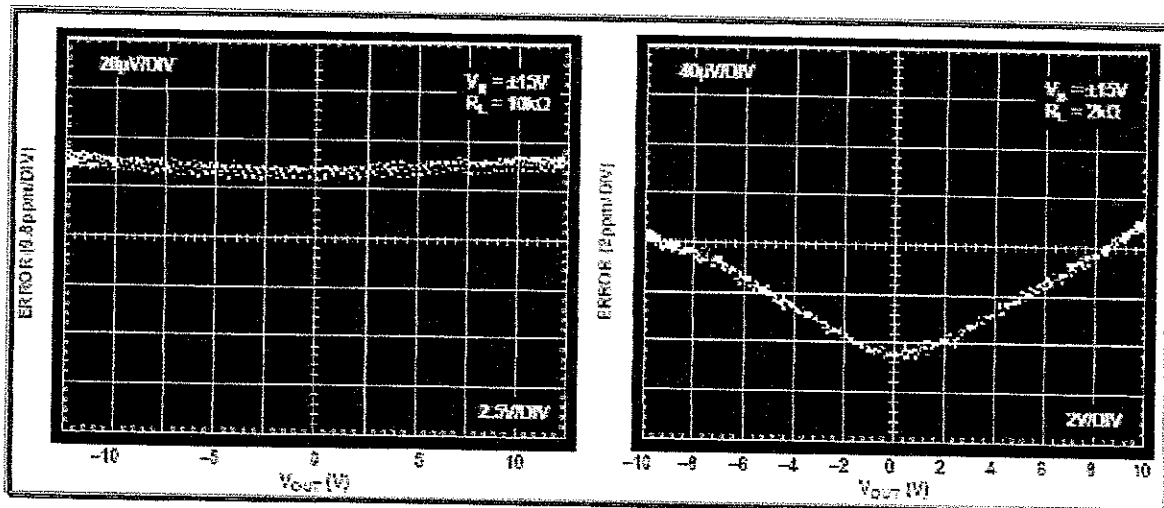
Con el fin de lograr el óptimo desempeño del circuito diferencial, a partir del AD629BN, es útil desacoplar las fuentes de alimentación, a través de filtros pasabajos, de diferente material y valor cada uno, para garantizar la correcta eliminación de ruido térmico y por efecto de la oscilación de la fuente conmutada a utilizar, para esto se utilizan los valores y conexiones sugeridas en la hoja de especificaciones técnicas (datasheet), para lo cual los condensadores electrolíticos son de 10uF, para evitar la interferencia electromagnética de señales de bajo ruido presentes en el voltaje de alimentación, por lo tanto la figura muestra las conexiones pertinentes.

Figura 116. Desacople Capacitivo Sugerido Ad629



Fuente: Datasheet AD629, Analog Devices.

Figura 117. Ganancia Lineal con V_s $\pm 15V$ y R_l $10k\Omega$ para el AD629.



Fuente: Datasheet AD629, Analog Devices.

Como se observa en la gráfica anterior tomada del datasheet la carga del CI, no debe ser inferior a 10k Ω y la alimentación, se debe mantener en un valor igual a ± 15 voltios.

6.6.2 Amplificador inversor y buffer. Dado que la operación, de la tarjeta DAQ NI PCI6259, por configuración constructiva, invierte la fase de las señales introducidas en ella, se hace necesario, prevenir este fenómeno, utilizando un amplificador inversor de ganancia unitaria, cuya fórmula se obtuvo de manera analítica en el marco teórico, además de colocar un seguidor de voltaje con ganancia unitaria ó buffer, para separar ó aislar los circuitos entre los dos sistemas ó partes del circuito que se desean conectar, evitando el indeseable efecto de carga, gracias a la elevada impedancia de entrada del buffer, además es ideal para conectarse como fuente de otras etapas, pues esta configuración se comporta como una fuente ideal de voltaje.

Para implementar físicamente estos circuitos, se escoge el circuito integrado AD713⁹⁸, pues sus características, como Slew Rate, alimentación dual, ancho de banda BW e impedancia de entrada. Así como contar con 4 amplificadores en una sola pastilla, lo hacen muy viable, para lograr el correcto funcionamiento del inversor y el buffer.

Tabla 7. Parámetros relevantes AD713.

ITEM	DESCRIPCIÓN	VALOR
1	CMRR	90dB
2	BW	4Mhz
3	Slew Rate	20V/ μ S
4	THD	0.00003
5	Offset	0.2mV
6	Common Mode Voltage Range	+14.5/-11.5V
7	PSRR	80dB
8	Power Supply Range	± 18 v
9	Input impedance	3T Ω

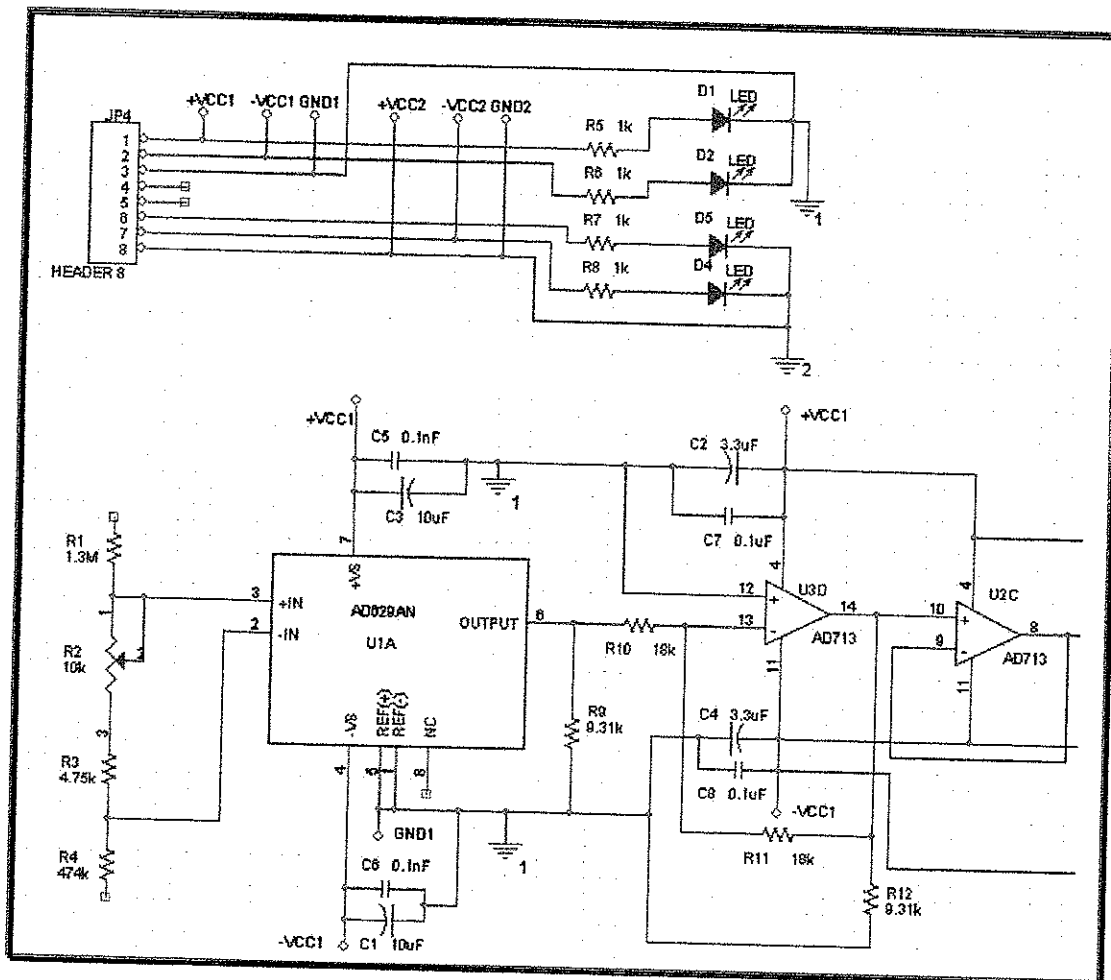
⁹⁸ <http://www.analog.com/en/other/militaryaerospace/ad713/products/product.html>

Fuente: El autor (Tomado del Datasheet AD 713 Analog Devices).
Con la ecuación característica para la ganancia del amplificador inversor,

$$\frac{V_{in}}{R_1} = \frac{-V_{out}}{R_2} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = G$$

Como la ganancia $G = 1$, es válido escoger el valor de una de las resistencias, por lo tanto $R_1 = 15.9k\Omega$ de tal manera que se mantengan los parámetros de impedancia y estabilidad del amplificador definidos por el fabricante, así al despejar la ecuación R_2 , esta resulta de un valor igual a $15.9k\Omega$ y por las razones anteriormente expuestas la resistencia de carga también es de $10k\Omega$;

Figura 118. Diagrama Esquemático Implementado Amplificador diferencial, inversor y buffer



Fuente: El autor (Orcad 9.1)

6.6.3 Filtro antialiasing. El aliasing es un efecto de distorsión que se superpone a la señal original que se quiere mostrar, el cual sucede, cuando es necesario recurrir a la digitalización de esta señal eléctrica, auditiva ó de video, para que su forma de onda, pueda ser mostrada e interpretada; y ocurre porque no se aplica correctamente el teorema de muestro a dicha señal, ó por efecto de un mal cálculo en los filtros que intentan solucionar el problema.

Es decir que, cuando la señal original es muestreada, por debajo de la frecuencia de muestreo mínima (2 veces), establecida por el teorema de Nyquist, la señal sufre distorsiones, reflexiones y corrimientos de fase, que no corresponden a la verdadera información que se quiere transmitir, por ende en procesamiento digital de señales, se usan filtros para prevenir el aliasing, causado por señales aparentemente de ruido fuera de la banda de interés ó por interferencias electromagnéticas.

Para evitar que suceda el efecto que se mencionó anteriormente, se utilizan filtros análogos del tipo activo, lo cual se denomina filtro Antialiasing, preferiblemente pasabajas, con el fin de remover los componentes de la señal que tienen componentes de alta frecuencia, generalmente localizados dentro de la banda de operación de la señal fundamental ó base, pero también es necesario, que después de capturada la señal se suavice ó filtre, mediante estrategias digitales de procesamiento de señales, para que después sean analizadas.⁹⁹

Los filtros análogos pueden remover el ruido sobrepuesto, en la señal análoga antes de que esta alcance al ADC, en particular esto incluye picos de ruido extraños; adicionalmente los filtros análogos son más convenientes para sistemas de muestreo rápidos por encima de 5 KHz, en este tipo de sistemas un filtro análogo puede reducir el ruido en la región fuera de la banda de interés. En realidad esto reduce las señales reflejadas o sobrepuestas a la señal fundamental, la respuesta obtenida es una resolución y muestreo correcto sobre dicha señal.⁹⁹

En contraste un filtro digital no puede eliminar estos picos, presentes en la señal análoga, además los picos de ruido alcanzados por las señales cercanas al tope de la escala, tienen el potencial de saturar el modulador análogo del ADC, siempre y cuando el valor promedio de la señal, esté dentro de los límites de la ventana de conversión.⁹⁹

⁹⁹ BAKER Bonnie, Anti-Aliasing, Traducción "Analog Filters for Data Acquisition Systems"; AN699 p.1

Un filtro digital, por definición usa sobremuestreo y técnicas de interpolación y extrapolación, para reducir el ruido dentro de la banda y fuera de la banda, según el tipo de filtro y su topología, por esto el filtro digital debe hacerse después del proceso de conversión A/D, pues este remueve el ruido inyectado durante el proceso de conversión. Además, el filtro puede ser programable de tal manera que se puedan variar los parámetros relevantes.

Ya que los ADC's, son usualmente operados con una frecuencia de muestreo constante F_s , llamada rata de Nyquist, todas las entradas de la DAQ, cuyas señales están por debajo de $F_s/2$ serán correctamente digitalizadas, pero si hay una porción de las señales de entrada que residen en el dominio de la frecuencia, por encima de $F_s/2$, alguna porción de estas señales serán dobladas o reflejadas hacia la banda de interés, preservando la amplitud. Este fenómeno hace imposible distinguir la diferencia entre una señal de baja frecuencia verdadera, por debajo de $F_s/2$ y las frecuencias reflejadas.¹⁰⁰

Por ejemplo, si la frecuencia de muestreo de un sistema es 100 Khz y en 5 de sus muestras el contenido de frecuencias es:

Tabla 8. Contenido espectral de frecuencias, para un ejemplo de señal a digitalizar

n	Valor de frecuencia (Khz)
1	41
2	82
3	219
4	294
5	347

Fuente: Linear tecnology Basics of choosing and designing the best filter for an effective data-acquisition system; 2008.

Todos los puntos muestreados, tienen información precisa y preservan su amplitud, sin embargo por el fenómeno descrito anteriormente, cuatro de ellas, serán reflejadas hacia

¹⁰⁰ Ibid., p2

el rango de las frecuencias de interés cercanas a los 50 KHz, si se usa la ecuación $F_{out} = (F_{in} - NFs)$, entonces las frecuencias de la señal serán transformadas así:

Tabla 9. Contenido espectral de frecuencias, con muestreo incorrecto.

<i>n</i>	<i>Operación</i>	<i>Resultado</i>
1	41 KHz - (0 x 100 kHz)	41 KHz
2	82 kHz - (1 x 100 kHz)	18 KHz
3	219 kHz - (2 x 100 kHz)	19 KHz
4	294 kHz - (3 x 100 kHz)	6 KHz
5	347 kHz - (4 x 100 kHz)	53 KHz

Fuente: Linear technology Basics of choosing and designing the best filter for an effective data-acquisition systems; 2008.

6.6.3.1 Diseño del filtro Antialiasing¹⁰¹. * Es de aclarar que los ítems subsiguientes corresponden a la extracción del documento citado y de los aportes logrados en el trabajo de laboratorio al momento de realizar la implementación.

1. Establecer el N° de bits del sistema de adquisición, para el caso $N=16$
2. Calcular SNR (signal noise relation).

$SNR = 6.02 N + 1.76 \text{ dB}$; donde N = resolución en bits

$= 6.02 \times 16 + 1.76 \text{ dB}$.

$= 98 \text{ dB}$, que será el valor máximo de la atenuación de la señal en BS, sin embargo alcanzar este nivel de atenuación, aumenta en demasía, el orden del filtro, por lo que se considera satisfactorio, por estimaciones prácticas un SNR de 60dB

Determinar la banda de interés Bin.

¹⁰¹ Ibid., p4-10

$\text{Bin} = N_h \times F_f$; donde N_h es número de armónicos y F_f es frecuencia fundamental.

$$\text{Bin} = 60 \times 60\text{hz}$$

$$\text{Bin} = 3.6\text{khz.}$$

3. Formar la frecuencia de muestreo. Por consideraciones prácticas.

$$F_s = 10\text{Bin}$$

$$F_s = 10 \times 3.6\text{khz}$$

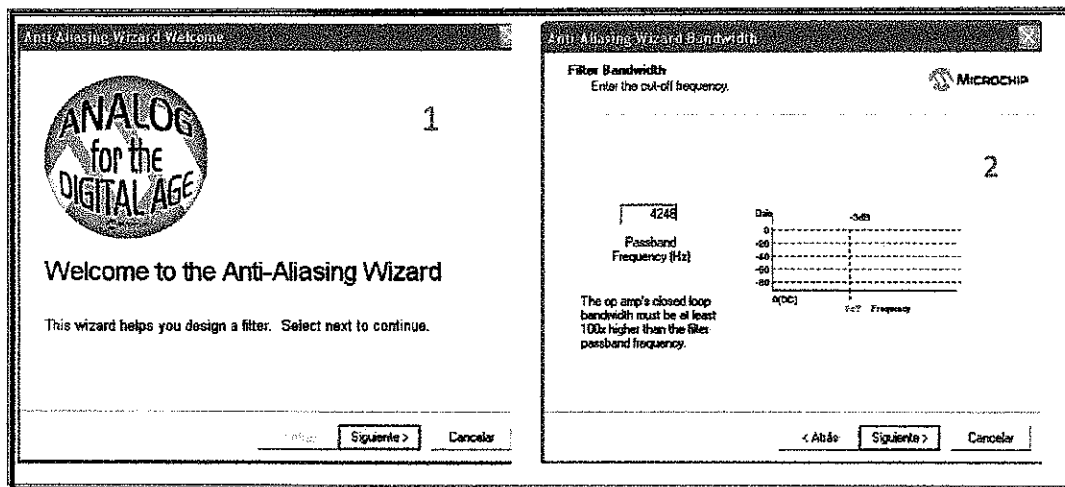
$$F_s = 36\text{khz.}$$

4. Acordar $F_s/2 = 18\text{khz}$. Ya que en este valor, se tiene el conocido BS, Band Stop, es decir que en esa frecuencia la atenuación de la señal debe ser máxima.
5. Determinar la topología del filtro. Para este caso se escoge la topología buterworth, en células de salen key; ya que no presenta oscilaciones ó ripples, en ninguna de las bandas y la caída es suave, es decir que la respuesta es máximamente plana, como ya se dijo.
6. El filtro no debe atenuar la señal, ni invertirla.
7. Establecer el factor de seguridad, de acuerdo a la topología del filtro, para garantizar que la atenuación de la señal a -3dB , sea en un valor cercano a la frecuencia de la banda de interés.
 $F_{\text{seg}} = 1.18 \times \text{Bin}$
 $F_{\text{seg}} = 4.248\text{Khz}$. que es el valor a introducir como Passband Frequency.
8. La atenuación dada en dB en Band Stop debe ser menor que la SNR, calculada ó estimada anteriormente.

Así, entonces se introducen los valores obtenidos, en el software FILTERLAB^{TD} distribuido por Microchip^{TD} y del cual se muestran a continuación las pantallas pertinentes.

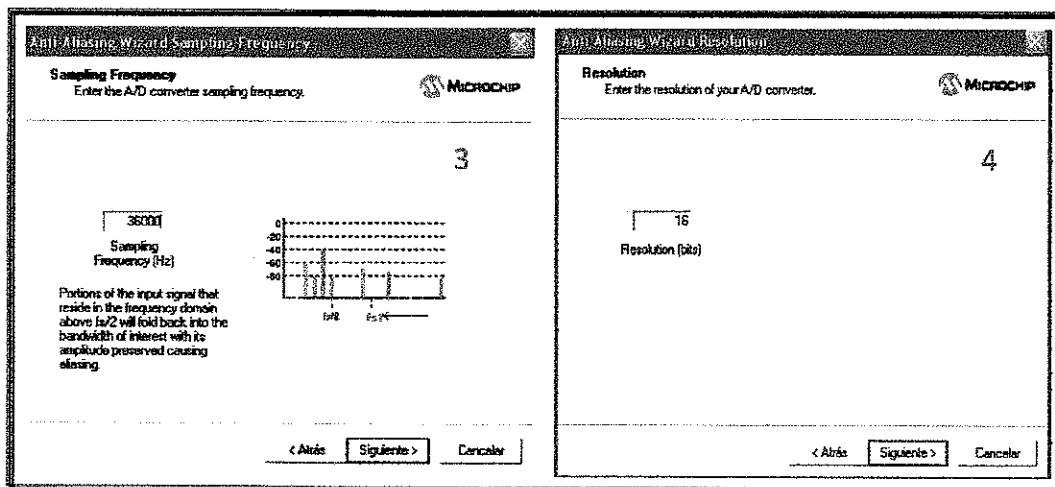
TD Trade mark, Microchip es una marca registrada, FILTERLAB es un producto de software registrado y patentado propietario de Microchip

Figura 119. FilterLab, Pantalla de bienvenida e introducción de frecuencia PS



Fuente: Filterlab, Microcip technology.

Figura 120. FilterLab, Pantalla de introducción de Fs y Nº de bits.



Fuente: Filterlab, Microcip technology.

Figura 121. Filter Lab Pantalla de introducción de SNR y Topología del filtro.

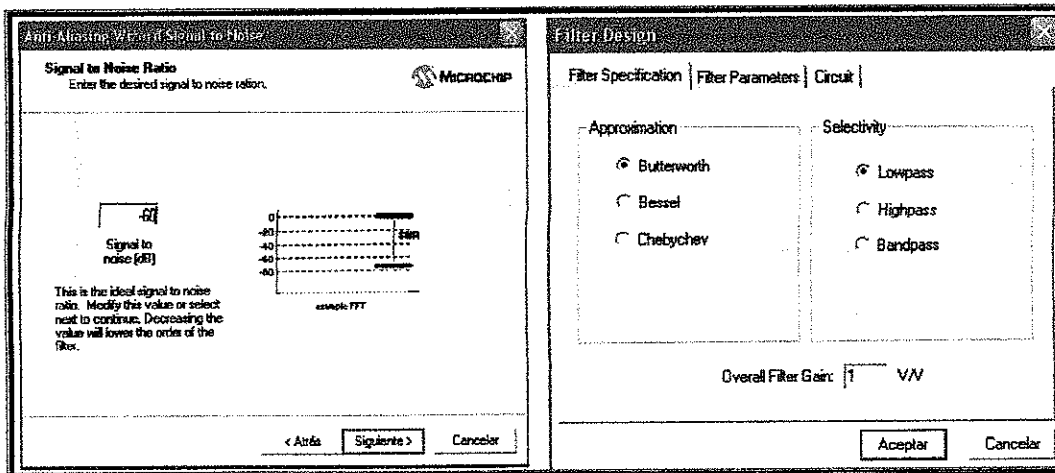
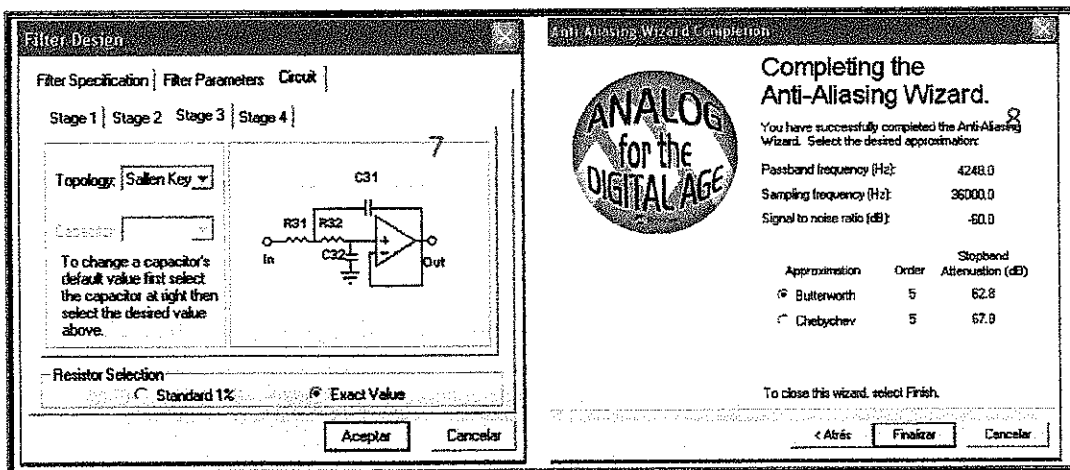


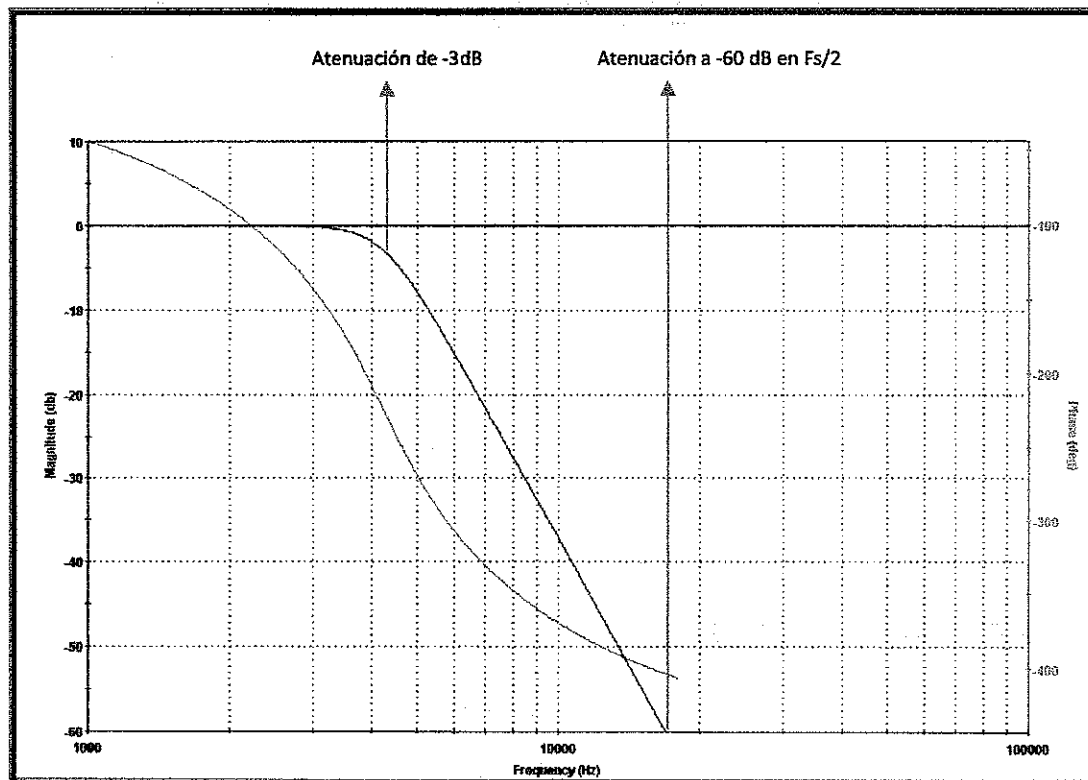
Figura 122. Filter Lab Pantalla de célula y resultados teóricos de comportamiento.



Fuente: Filterlab, Microcip technology.

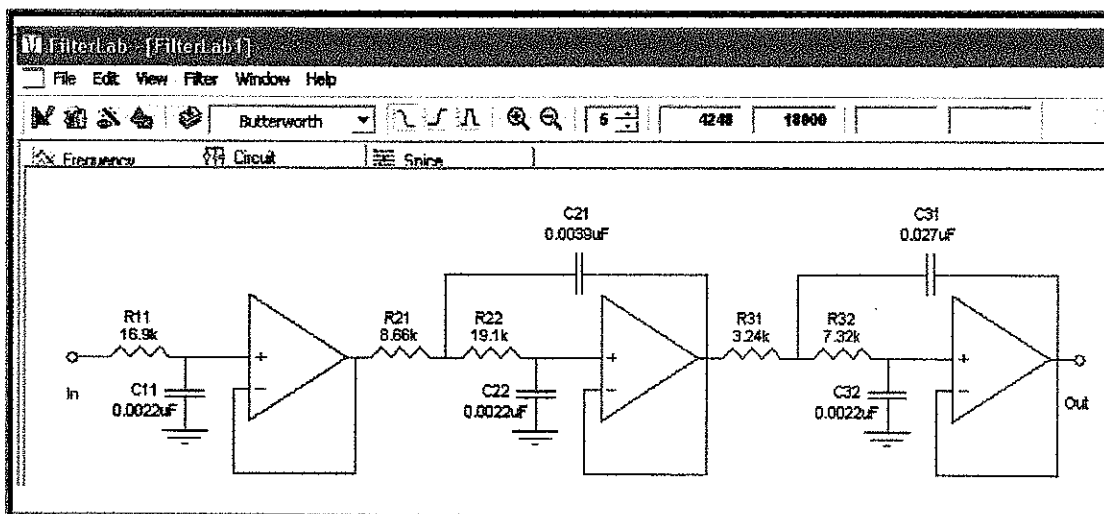
En esta última pantalla se observa que efectivamente la atenuación en dB de Stop Band = 62.8, es menor que la SNR (signal noise ratio).

Figura 123. Respuesta en Magnitud y Fase, para el filtro Antialiasing.



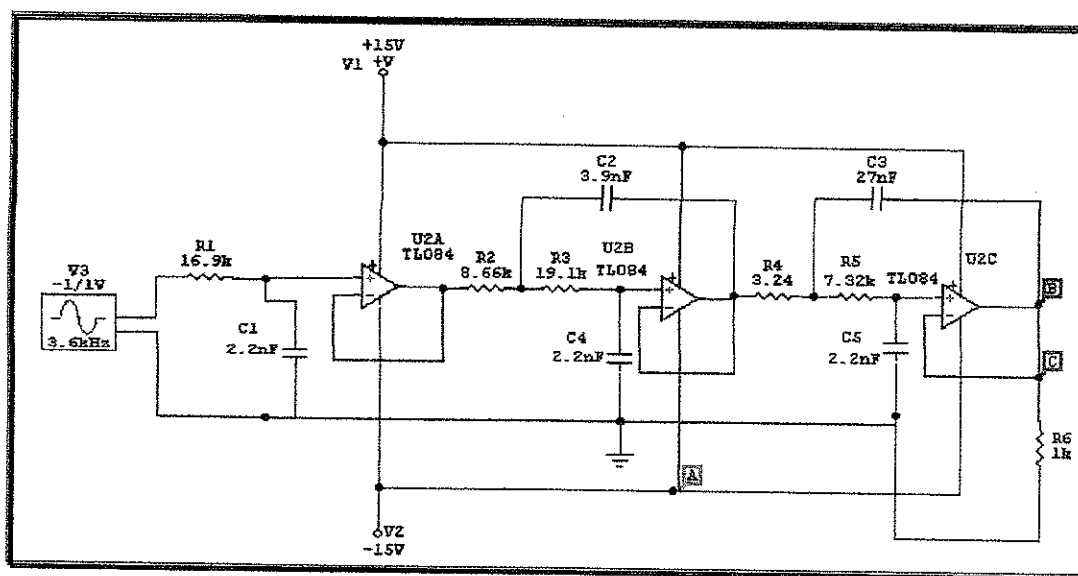
Fuente: Respuesta en Filterlab

Figura 124. Diagrama esquemático del filtro con sus valores, entregado por Filterlab.



Fuente: Filterlab.

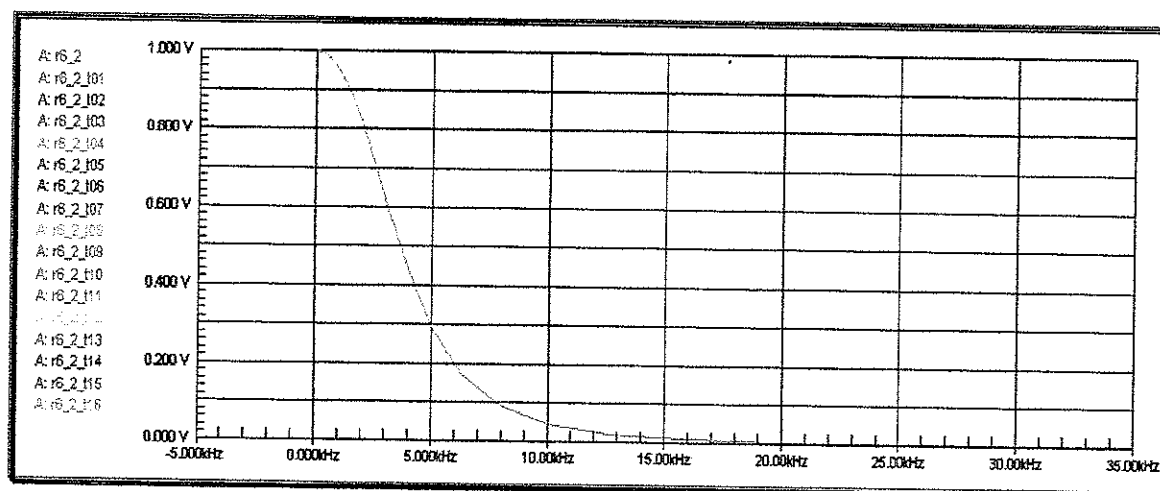
Figura 125. Diagrama esquemático del filtro con sus valores, en Circuit maker.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

Con el fin de comprobar el correcto desempeño del filtro, los valores y topología entregada por Filterlab, se simuló el filtro, utilizando la herramienta ya mencionada, obteniendo las curvas de respuesta que a continuación se muestran.

Figura 126. Relación de Magnitud Vs Frecuencia, en análisis AC.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

En esta gráfica se observa, que la respuesta de la relación de magnitud encontrada, la cual es similar a la entregada por filterlab, ahora se verán otros puntos de análisis, los cuales el filterlab no elabora, esto con el fin de corroborar el desempeño del filtro Antialiasing.

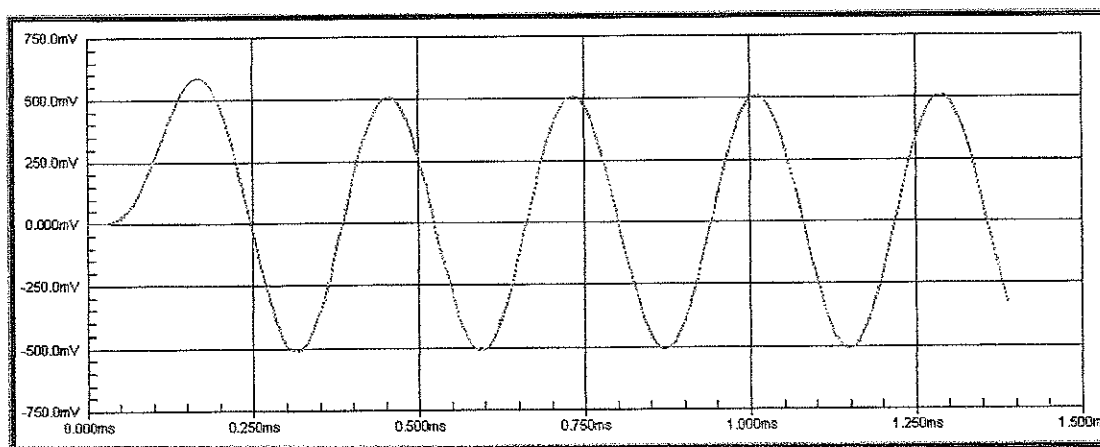
Figura 127. Análisis de barrido en T⁹

A: r6_2_t01	30.57uV	44.00mV	352.8mV
A: r6_2_t02	32.01uV	44.07mV	352.8mV
A: r6_2_t03	31.87uV	44.07mV	352.8mV
A: r6_2_t04	31.57uV	44.07mV	352.8mV
A: r6_2_t05	30.96uV	44.07mV	352.8mV
A: r6_2_t06	29.74uV	44.07mV	352.8mV
A: r6_2_t07	27.39uV	44.07mV	352.0mV
A: r6_2_t08	24.7uV	44.07mV	352.0mV
A: r6_2_t09	14.45uV	44.05mV	352.8mV
A: r6_2_t10	-245.0uV	44.06mV	352.8mV
A: r6_2_t11	-23.53uV	44.01mV	352.8mV
A: r6_2_t12	-151.7uV	43.88mV	352.8mV
A: r6_2_t13	-151.7uV	43.88mV	352.8mV
A: r6_2_t14	-305.6uV	43.74mV	352.8mV
A: r6_2_t15	-546.9uV	43.49mV	353.0mV

Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000).

En esta gráfica, se ve que el comportamiento del circuito, haciendo un barrido de T⁹, desde 5°C, hasta 80°C, con pasos de 5°C, es estable y sin mayores variaciones en el voltaje de salida.

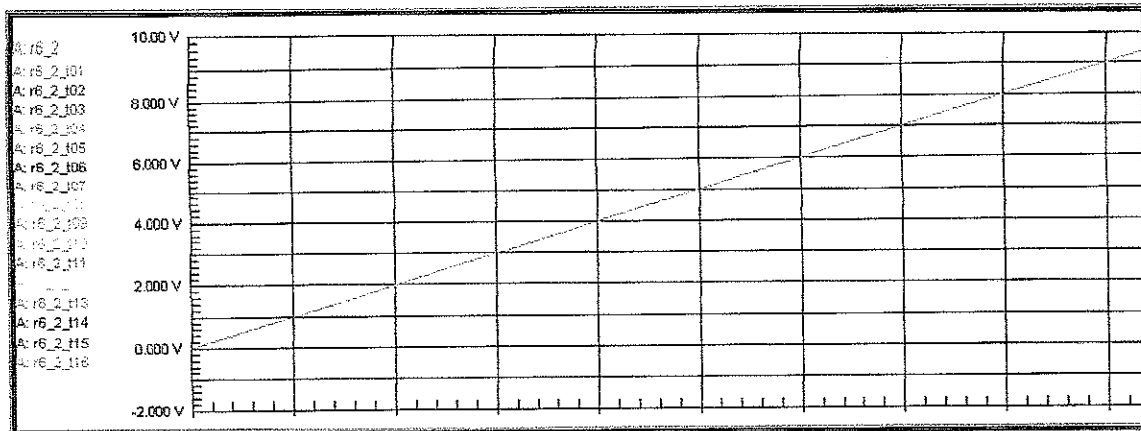
Figura 128. Análisis en estado transiente.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

Es decir que la respuesta del filtro a pequeña señal, sigue de manera adecuada la excitación senoidal, determinando que se necesitan 250uS, para su estabilización.

Figura 129. DC Sweep.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

En esta gráfica, se tiene que el filtro es estable y lineal para cualquier entrada Dc.

6.6.3.2 Escogencia del Amplificador Operacional del Filtro Antialiasing¹⁰². Según la documentación encontrada y las prácticas de laboratorio realizadas, con diversos circuitos integrados y topologías de filtros, se han extractado varios parámetros útiles para la escogencia del Op Amp.

1. Establecer el tipo de alimentación requerida, por el operacional, dual supply ó single supply.

2. Determinar el Slew Rate (rapidez de respuesta) mínima, teniendo en cuenta el V_{ppout} y la frecuencia de corte.

$$\text{Slew Rate} \geq \frac{2 \cdot \pi \cdot V_{ppout} \cdot F_c \cdot 10^{-6}}{1} \text{ V/uS}; \quad F_c \text{ es la frecuencia de corte } 4.248 \text{ KHz}$$

y $V_{pp} = 5V_{pp}$

$$\text{Slew Rate} \geq 0.133.387 \text{ V/uS}.$$

3. Hallar el GBWP
 $\text{GBWP} \geq 100 F_c$
 $\text{GBWP} \geq 424.8 \text{ kHz}$

¹⁰² Bonnie Baker. Traducción "How do you choose the right amplifier for low pass filter" AN 703. P1-4

4. Observar que el Vcmr ó Rango de voltaje en modo común, del Op Amp sea mayor que el máximo de la señal de entrada. Para evitar que el integrado se dañe por un excesivo voltaje diferencial.¹⁰³
5. Comparar que el Input Bias Current (Ibc), pues valores muy elevados de Ibc, en el orden de los mA, ó de uA cercanos a los mA, pueden ocasionar errores de offset, que aparecen en la salida del OpAmp, pero de manera más crítica, puede motivar a bajar el valor de las resistencias de la red RC, que conforma el filtro, lo cual conlleva a aumentar el tamaño de los condensadores, variando los requerimientos de Fc y valores de C demasiado elevados, no son una buena elección por costos, perdidas, Precisión y tamaño.¹⁰³

6.6.4 Filtro sellen key.¹⁰⁴ Con el fin de limitar la captura de información de la distorsión armónica, así como evitar el procesamiento digital de ruido presente en la señal de voltaje, como también impedir la deformación sobre la señal, por efecto operativo del amplificador diferencial AD629BN, se diseña un filtro pasabajas, basado en la célula de sellen key , cuya función de transferencia es $F = \frac{1}{2*\pi*\sqrt{R11*R12*C11*C12}}$; donde F=50khz

La función de transferencia es $G = \frac{k}{1+(R11C11(1-K)+(R11+R12)C12)S+R11R12C11C12S^2}$; y

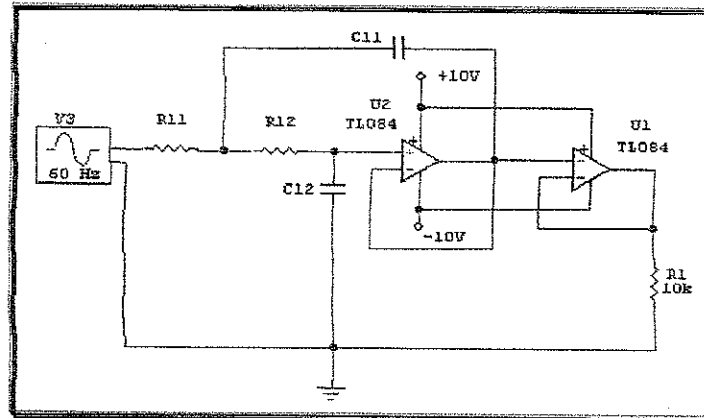
El factor de calidad $Q = \frac{\sqrt{R11*R12*C11*C12}}{C12(R11+R12)}$

Y el diagrama esquemático es como sigue:

¹⁰³ Ibid., p.1-4

¹⁰⁴ GABIOLA, Francisco; AL-HADITH, Basil. Análisis y diseño de circuitos electrónicos analógicos teoría y ejercicios. P.432

Figura 130. Esquemático célula Sallenkey.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

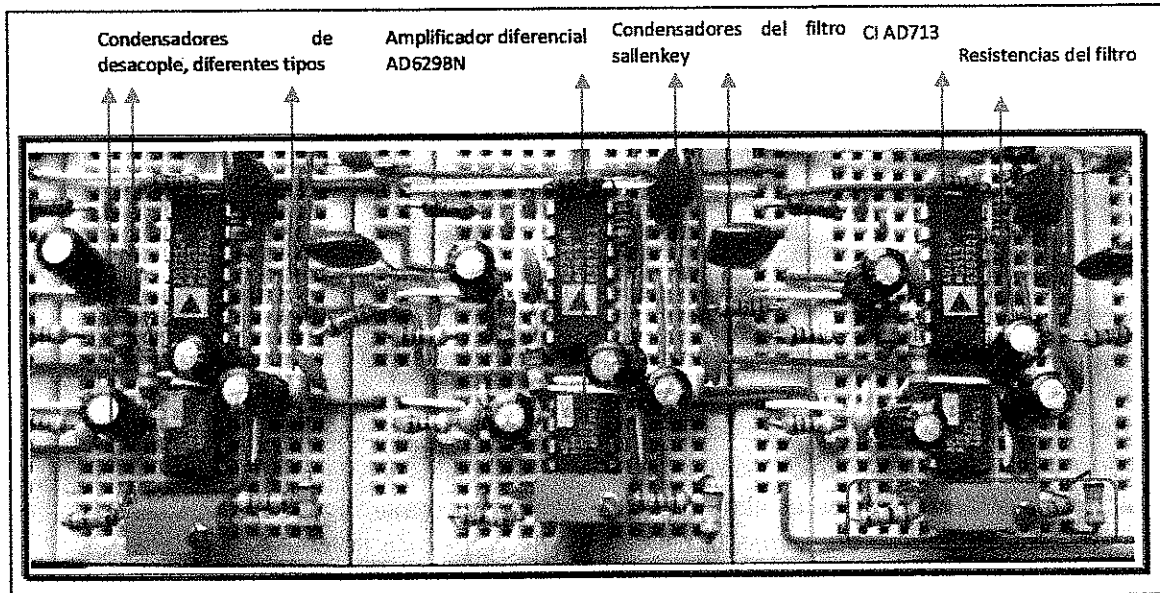
La frecuencia de 50kHz, mencionada anteriormente, se escoge como punto de corte, dadas las características de distorsión armónica, que aportan las diferentes topologías de control, sobre los dispositivos de conmutación, (diodos y tiristores) en la operación de elementos trifásicos y máquinas eléctricas, como son los cicloconvertidores y los rectificadores de 12 pulsos, cuyos componentes frecuenciales se ven afectados por el factor $(2 \cdot n + 1)$, donde $n = 60$, que es el número de armónicos máximo a detectar, según el objetivo del proyecto y sabiendo que la frecuencia de red es de 60Hz y que para estos casos se sucede un corrimiento en el lugar de los armónicos, ya que las conexiones a través de los transformadores de alimentación, eliminan ciertos armónicos, especialmente los que resultan ser múltiplos enteros del tercero de ellos; por eso para evitar la eliminación de la información frecuencial se eligió 50kHz, como la frecuencia de corte ideal.

Para facilitar el diseño, se asume el valor de los condensadores así $C11 = C22 = 10\text{nF}$, entonces haciendo el respectivo trabajo matemático, con las fórmulas anteriores se tiene que: $R1 = R2 \approx 318.30\Omega$, que según los valores comerciales de las resistencias encontradas el más cercano de ellos es 310Ω .

Si se vuelve a hacer el cálculo de la frecuencia de corte del filtro de Sallenkey, con los valores encontrados, esta $f_0 = 51340\text{Hz}$ y dado que la atenuación no es función escalón unitario, la frecuencia de corte para -3dB estaría cercana al valor esperado de 50kHz.

Lo cual indica que el filtro no es muy selectivo, pero esto se puede mejorar, elevando el orden del filtro, para evitar deformar la señal y porque no se pierde información acerca de distorsión armónica; En la gráfica que se muestra a continuación se ve el montaje del filtro en Protoboard.

Figura 131. Montaje en Protoboard, para Amplificador diferencial, Filtro inversor y buffer.

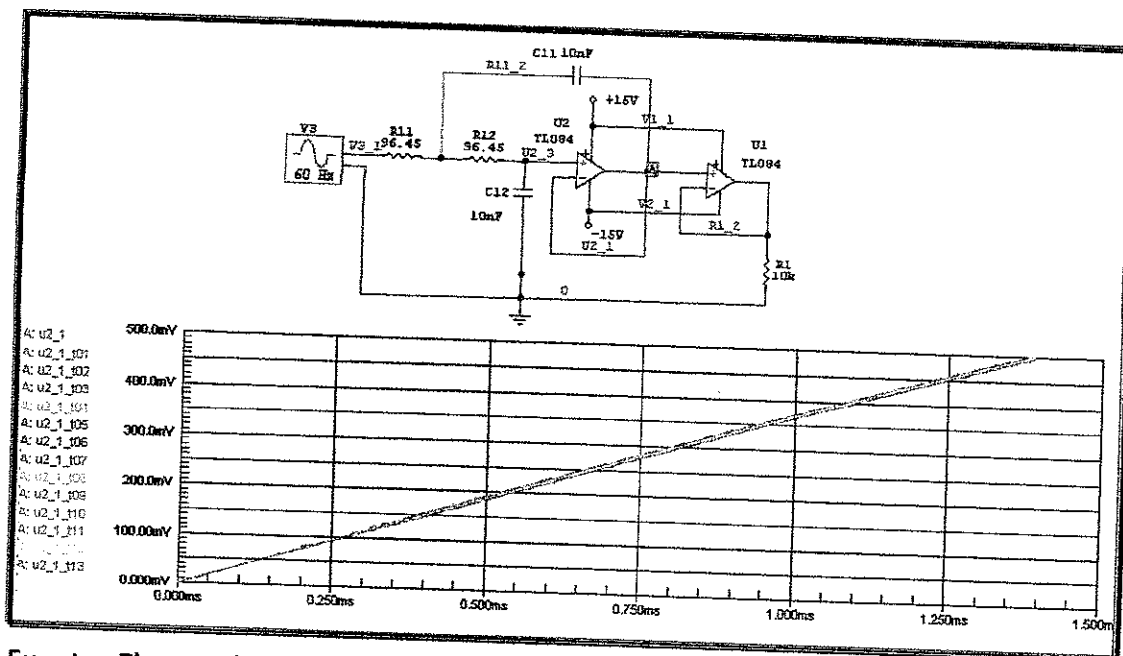


Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

Seguidamente, se mostrarán las gráficas de la simulación pertinente del comportamiento del filtro, realizadas en circuitmaker.

Figura 132. Simulación de V_o con Temperature sweep 5°C- 80°C.

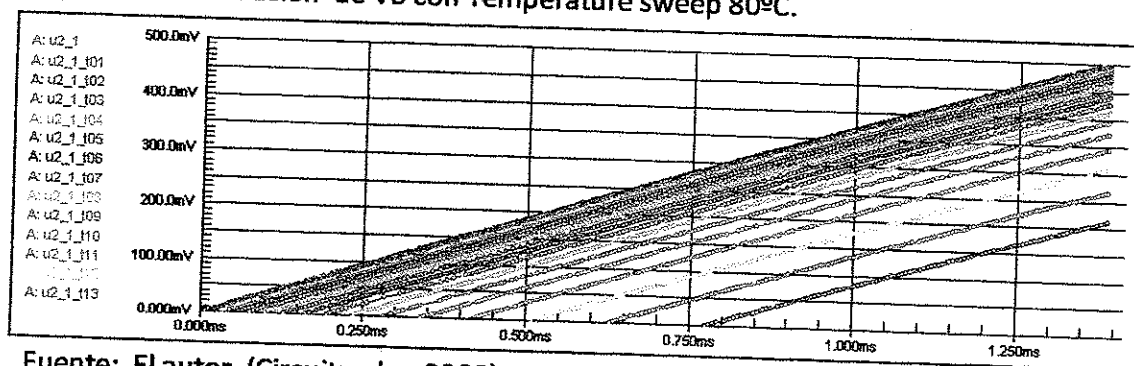
Figura 132. Simulación de Vo con Temperature sweep 5°C- 80°C.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

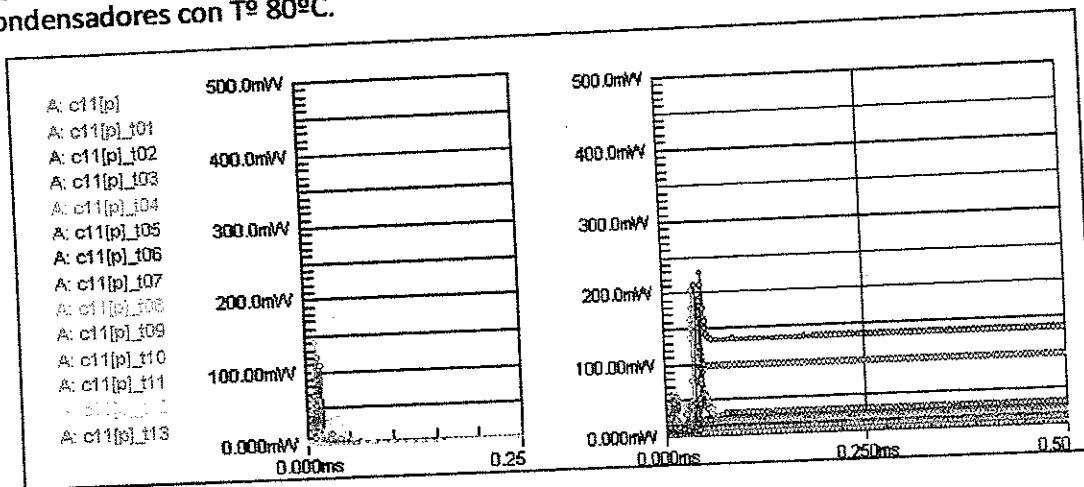
En esta gráfica se observa que con el barrido de temperaturas, propuesto de 5°C a 80°C, el comportamiento del circuito en el tiempo, a medida que aumenta la temperatura, es estable, lo cual beneficia la respuesta del filtro, haciéndose ideal para el desempeño del HVA, ahora se mostrará lo que ocurre si la temperatura de operación se eleva por encima de 80°C.

Figura 133. Simulación de Vo con Temperature sweep 80°C.



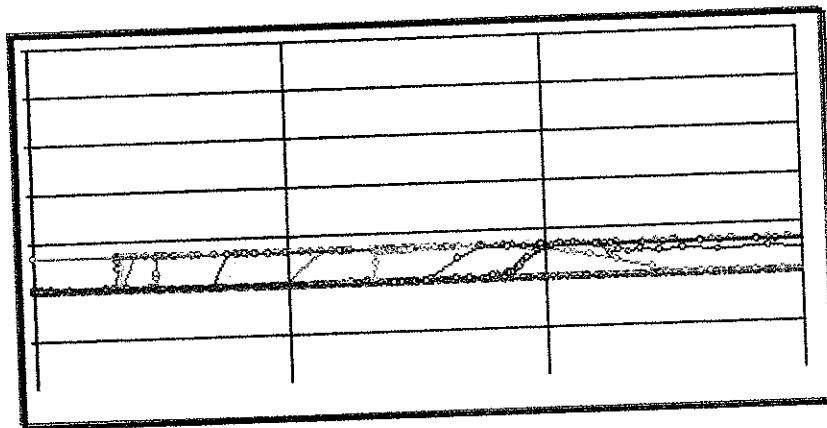
Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

Figura 134. Simulación de Potencia sobre las resistencias del filtro y el voltaje en los condensadores con $T^{\circ} 80^{\circ}\text{C}$.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

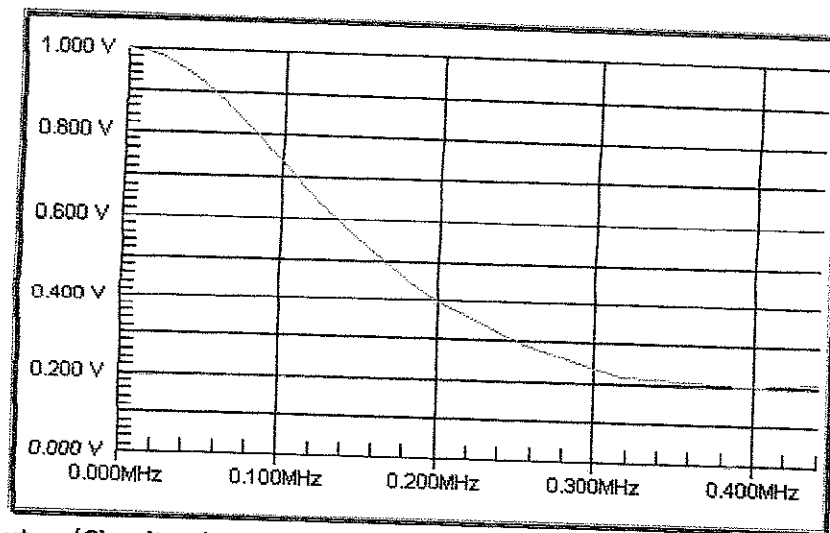
Figura 135. Simulación de estabilidad del filtro con 5°C - 80°C .



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

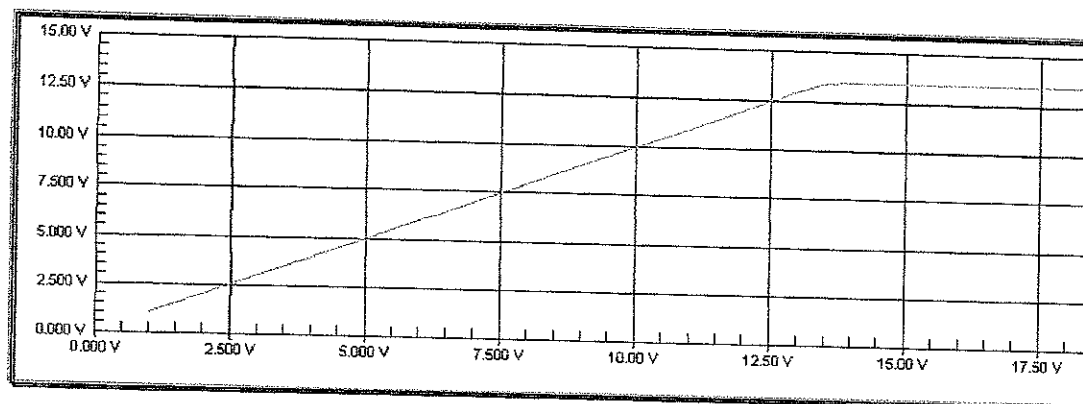
Según las gráficas anteriores, el aumento de T° por encima del rango de operación de los componentes, causa respuestas inadecuadas en el filtro, así como comportamiento desordenado y caótico en los componentes que lo conforman.

Figura 136. Análisis AC, Respuesta en Magnitud para la atenuación del filtro.



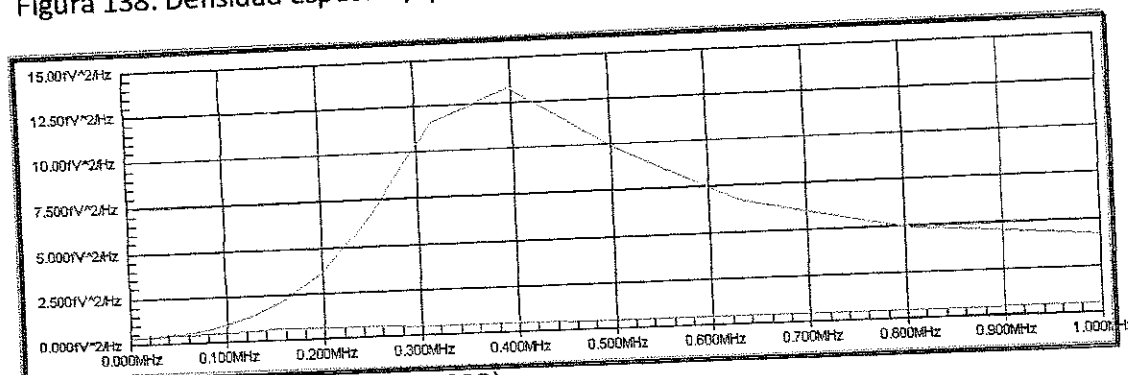
Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

Figura 137. Barrido en DC, muestra la estabilidad del circuito en 15voltios



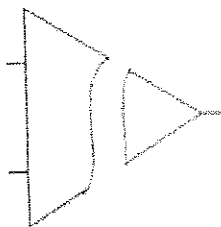
Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

Figura 138. Densidad espectral, que muestra el ruido sobre la señal.



Fuente: El autor, (Circuitmaker 2000)

6.6.5 Amplificador de aislamiento¹⁰⁵



Dado que en el desarrollo del prototipo del HVA, es fundamental salvaguardar la vida útil de la tarjeta de adquisición de datos, y de los componentes electrónicos que lo componen y teniendo en cuenta que la toma de las muestras de tensión, se realiza sobre líneas con voltajes peligrosos para la vida de los operarios y el desempeño de los componentes, se hace necesaria la utilización de los amplificadores de aislamiento A.A cuyo símbolo aparece en la figura que se muestra.

El amplificador de aislamiento es un tipo de amplificador, dispuesto en una capsula monolítica, diseñado para aislar de manera galvánica dos circuitos adyacentes entre sí, pero permitiendo el paso de información entre ellos; Este aislamiento debe tener alta tensión de ruptura y pocas fugas, es decir, alta resistencia y baja capacidad siendo los valores más usuales $10^{12} \Omega$ y 10 pF como máximo, respectivamente.¹⁰⁵

El valor aplicativo de estos A.A reside en la limitación inherente a todos los AI, con independencia de su estructura, acerca de su escasa capacidad para soportar altas tensiones de modo común. El límite que aceptan es del orden de 10 V. Esto supone que aunque se tenga un CMRR suficiente desde el punto de vista de la señal, por ejemplo 100 dB sobre 100 V suponen sólo 1 mV a la salida. En realidad el componente no soporta una tensión tan alta.¹⁰⁵

Una situación de medida con tensiones de modo común altas se presenta desde casos tan obvios como pueden ser las medidas en un componente o elemento a alta tensión, a otros más inadvertidos como pueden ser un puente de sensores alimentado a más de 20 V, o

¹⁰⁵ PALLÁS Areny Ramón . Adquisición y distribución de señales; Alfaomega 2ª ed, 1193. p.115

situaciones donde entran tomas de tierra alejadas físicamente entre sí que tienen diferencias de potencial de decenas de voltios.

En los AA, el terminal de referencia del circuito de entrada («masa de entrada») es independiente óhmicamente del terminal de referencia del circuito de salida («masa de salida»). El primero de dichos terminales es además independiente del terminal de referencia del circuito de alimentación del amplificador («masa de alimentación») y, en algunos casos, éste es también independiente del terminal de referencia del circuito de salida.

El paso de las señales y de la energía de alimentación entre etapas en un AA se realiza normalmente mediante transformadores, o por optoacopladores en el caso de las señales, tras modular una portadora de frecuencia adecuada. La capacidad de rechazar las tensiones que aparezcan entre el terminal de referencia de entrada y los otros terminales de referencia, viene descrita por el factor de rechazo del modo aislado (IMRR, Isolation Mode Rejection Ratio), definido de forma análoga al rechazo del modo común.¹⁰⁶

De lo anterior debe quedar claro que un AA no es ni un amplificador operacional, ni un amplificador diferencial, ni un amplificador de instrumentación.

La aplicación al acondicionamiento de las señales de sensores no es problemática en aquellos modelos que ofrecen, en la parte de entrada, una tensión continua de alimentación, también aislada, capaz de alimentar una etapa previa de calidad, como puede ser un amplificador de bajas derivas o una etapa diferencial. En un nivel de integración superior están los módulos de acondicionamiento de señales que incluyen todas las funciones necesarias para sensores específicos y una salida normalizada (a veces digital EIA-232, EIA-485, etc.). La tensión de aislamiento típica que soportan es de 1500 V. Ejemplos de módulos aislados son las series 3B a 7B de Analog Devices, la serie SCM5B de Burr-Brown y la serie MB de Metrabyte.

Las principales características de estos amplificadores son:

¹⁰⁶ Ibid., p.118

- ✦ Alta impedancia de aislamiento expresada normalmente como una resistencia en paralelo con la capacidad equivalente, o bien dando la corriente de fugas para una determinada frecuencia (la de red) y una tensión aplicada.¹⁰⁷
- ✦ La máxima tensión de aislamiento admisible, ya sea aplicada en forma continua o pulsada; denominada V_{ISO} que es la máxima diferencia de tensión que puede haber entre las dos masas de los dos circuitos.¹⁰⁷
- ✦ El rechazo en modo común (CMRR)¹⁰⁷
- ✦ El modo aislado (IMRR) ó también Z_{ISO} : de manera tradicional conocida como barrera de aislamiento, se define como la variación que experimenta la tensión de salida al variar la tensión de aislamiento para una ganancia fija.¹⁰⁷

El problema más habitual estriba en la generación de impulsos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones del modulador y del demodulador, que contribuyen al aumento de las interferencias presentes en el entorno. Para evitar en lo posible que el amplificador genere EMI, hay que hacer constar que no existen amplificadores de aislamiento que posean simultáneamente las mejores prestaciones desde todos los puntos de vista, sino que existe un compromiso, por ejemplo, entre linealidad, máxima frecuencia admisible, y máxima tensión de aislamiento.

El aislamiento eléctrico existe cuando se eliminan los excesivos puntos comunes, mal llamados tierra entre dos sistemas eléctricos cercanos. Al proporcionar aislamiento eléctrico, se rompen esos lazos (loops) ó retornos, incrementando el rango de voltaje en modo común y nivelando la señal de referencia a un solo sistema de referencia.

También posee la habilidad de prevenir la transmisión de altos voltajes y voltajes transitorios más allá de los límites permitidos por los dispositivos eléctricos y electrónicos, hacia otros sistemas eléctricos, entonces incorporar aislamiento a un sistema de adquisición de datos tiene tres funciones primarias:

¹⁰⁷ BALCELLS J, DAURA F., ESPARZA R., PALLAS R.. Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos; mundo electrónico, p.136

- ⌚ Prevenir la formación de circuitos y bucles de masa.
- ⌚ Rechazar el alto voltaje de modo común.
- ⌚ Proporcionar seguridad.

Una vez entendida la funcionalidad y aplicabilidad de este dispositivo, para el desempeño y seguridad del HVA, se hizo la búsqueda exhaustiva del componente adecuado enfatizando la exploración, en las soluciones que aportan los fabricantes Texas Instruments (ISO124¹⁰⁸ e ISO122) y Analog Devices (AD202)¹⁰⁹, de lo cual al hacer la comparación mediante pruebas prácticas de laboratorio y analíticas basadas en las hojas de especificaciones técnicas (Datasheet) se escoge el circuito integrado ISO124; en la siguiente página se muestra una tabla comparativa de características.

Según criterios de diseño anteriormente relacionados en otros apartes, para el desarrollo del HVA, se tiene que el amplificador ISO124 es el que más se ajusta a las necesidades del prototipo, también por su facilidad de consecución en el mercado nacional a través de la empresa SIGMA ELECTRÓNICA¹¹⁰.

El ISO124 es un amplificador de aislamiento de precisión que incorpora una nueva técnica en el ciclo modulación-demodulación. La señal se transmite digitalmente a través de una barrera capacitiva diferencial de 2pF. Gracias a que utiliza modulación digital, las características de la barrera no afectan la integridad de la señal, lo que resulta en una excelente fiabilidad y buena inmunidad a los transitorios de alta frecuencia a través de la barrera, los dos condensadores que conforman la barrera están insertos en el sustrato de silicio del integrado por lo que no se necesitan componentes externos para la operación del amplificador.

¹⁰⁸ <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/iso124.html>.

¹⁰⁹ <http://www.analog.com/en/amplifiersandcomparators/isolationamplifiers/ad202/products/product.html>

¹¹⁰ <http://www.sigmaelectronica.net/sigma.htm>

Tabla 10. Comparación de parámetros amplificador de aislamiento.

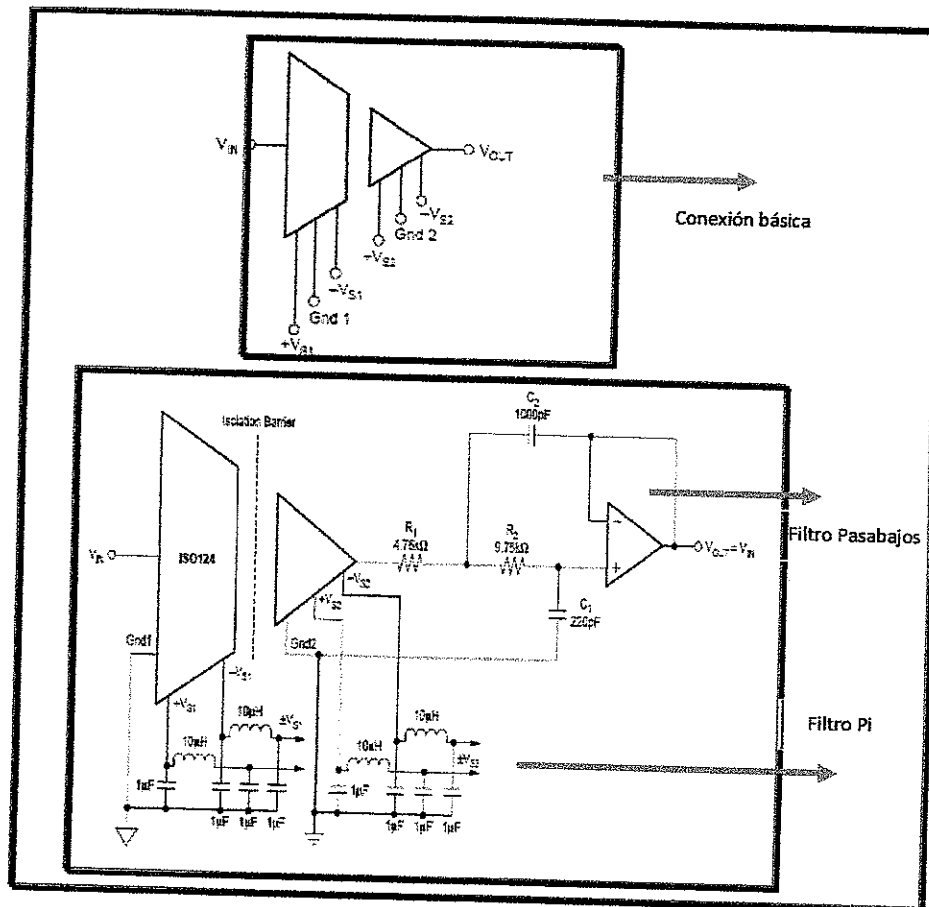
PARÁMETRO	ITEM	ISO124 	AD202KN 
Aislamiento	Isolation Voltage Continuos at 60Hz	1500Vac Rms	1500Vac Rms
	Isolation Voltage Peak	2400Vac	2000Vac
	IMRR	140dB	130dB
	Impedance Barrier, Mode Diferencial	$10^{14}\Omega$	$10^{12}\Omega$
Ganancia	Leakage current at 60HZ	0.5	0.6
	Gain Vs T ^o	10ppm/ ^o C	20-45ppm/ ^o C
	Non linearity	+/-0.005%	+/-0.025%
	Error	+/-0.05	+/-0.4
Offset	Initial	+/- 20mV	+/-30mV
	Initial Vs T ^o	+/-200uV/ ^o C	+/-20uV/ ^o C
	Initial Vs Supply	+/-2mV/V	—
Entrada	Voltaje Range	+/-12.5v	+/-5v
	Resistance	200k Ω	—
salida	Current drive	+/-15mA	—
	Voltage Range	+/-12.5v	—
	Ripple Voltaje	20mVpp	10mVpp
Frecuencia	Slew rate	5V/uS	2v/us
	BW	50khz	2khz

Fuente: El autor, Basado en hojas de especificación técnica (Word 2007)

El principio general de funcionamiento se encuentra en la hoja de especificaciones técnicas, suministrado por el fabricante, haciendo relevante únicamente el desacople

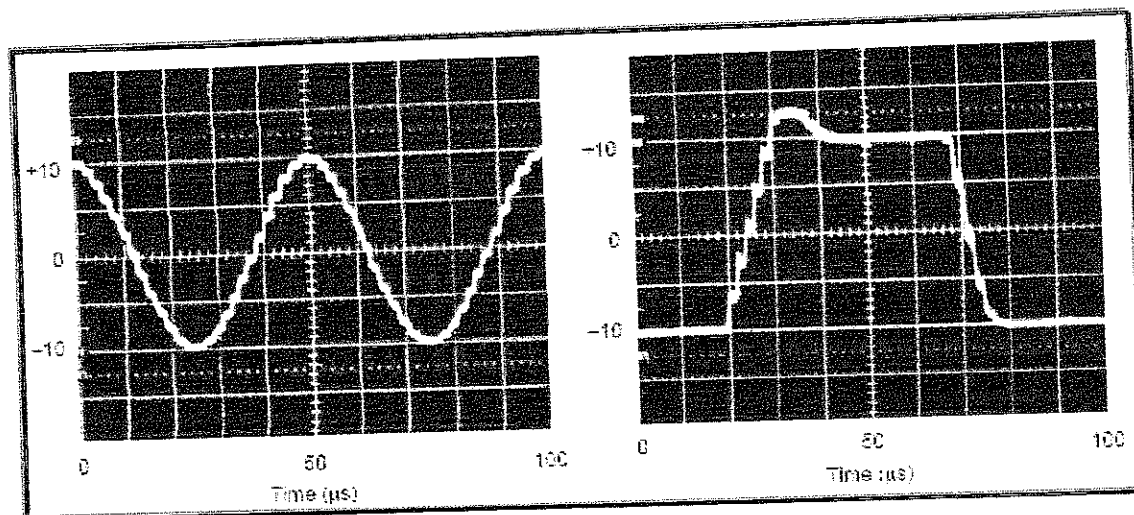
El principio general de funcionamiento se encuentra en la hoja de especificaciones técnicas, suministrado por el fabricante, haciendo relevante únicamente el desacople mediante filtros en pi, utilizando condensadores de tantalio y bobinas de materiales semiconductores, a continuación se muestran los diagramas de conexión sugeridos:

Figura 139. Esquemático de conexiones para el Amplificador de Aislamiento.



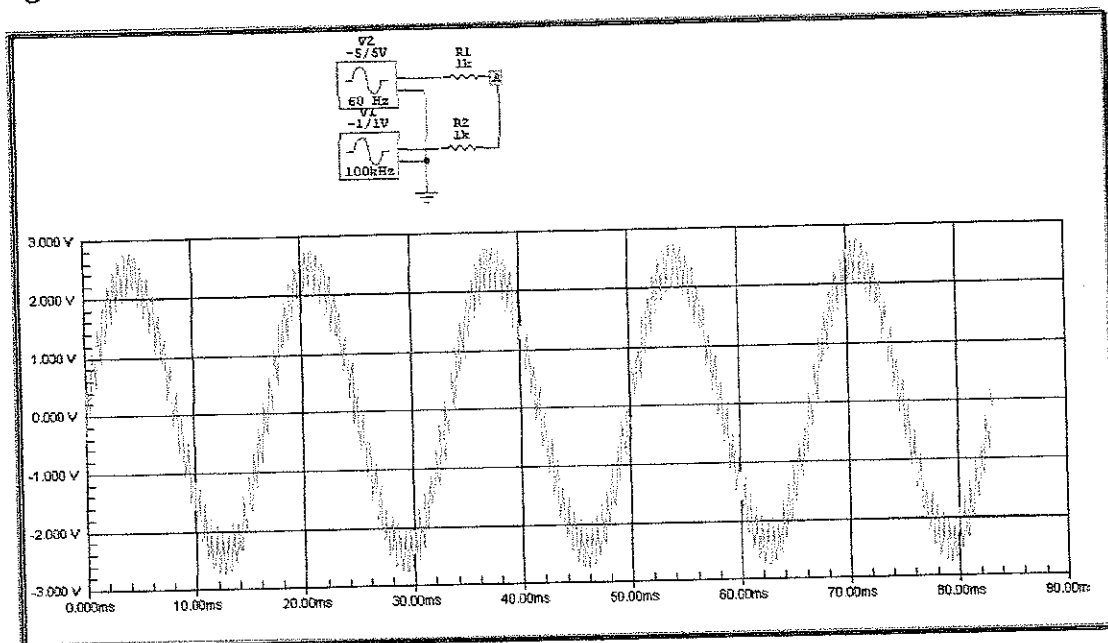
Fuente: El autor, Datasheet ISO124.

El filtro en pi se coloca, para evitar que la señal portadora del modulador, retorne hacia la fuente de alimentación del mismo amplificador y que por el mismo efecto, la señal de salida de este, debe ser filtrada con un pasabajos de dos polos en configuración sellen key, a continuación se muestra en la figura, el efecto del modulador sobre la señal de salida sin el filtro.



Fuente: El autor, Datasheet ISO124.

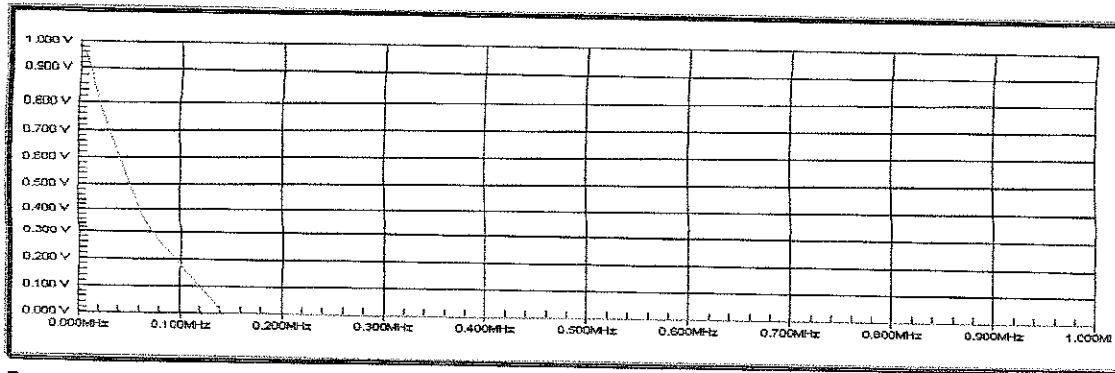
Figura 141. Simulación de modulación para evaluar respuesta del filtro en pi.



Fuente: El Autor (circuit maker 2000).

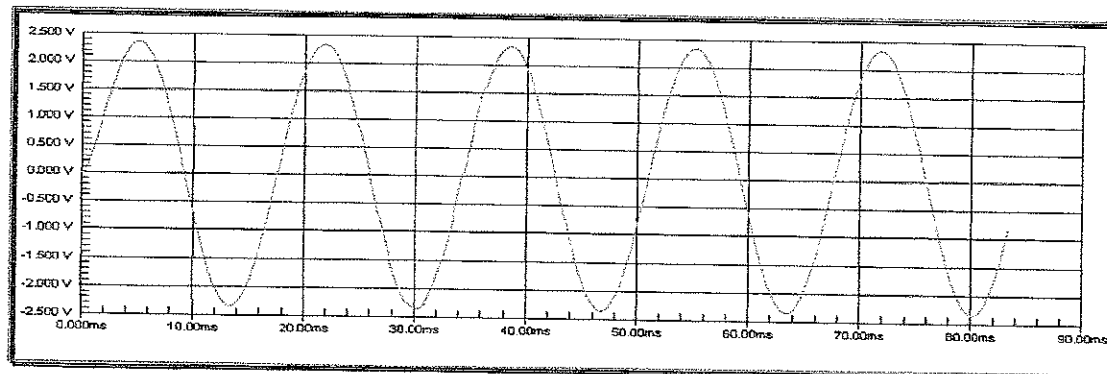
En la figura anterior se muestra una simulación, con una modulación tipo AM, con el fin de mirar cómo se desempeña el filtro en pi, observando la señal de entrada y la de salida.

Figura 142. Respuesta en magnitud del filtro en pi.



Fuente: El Autor (circuit maker 2000).

Figura 143. Respuesta en estado transiente del filtro en pi.



Fuente: El Autor (circuit maker 2000).

Para el desarrollo del filtro de salida, se utiliza un amplificador operacional, por cada canal, cuya referencia es AD820, principalmente por su característica Rail to Rail y debido a la dificultad de conseguir el amplificador de la referencia que se cita en el datasheet. Por lo tanto sus principales características son:

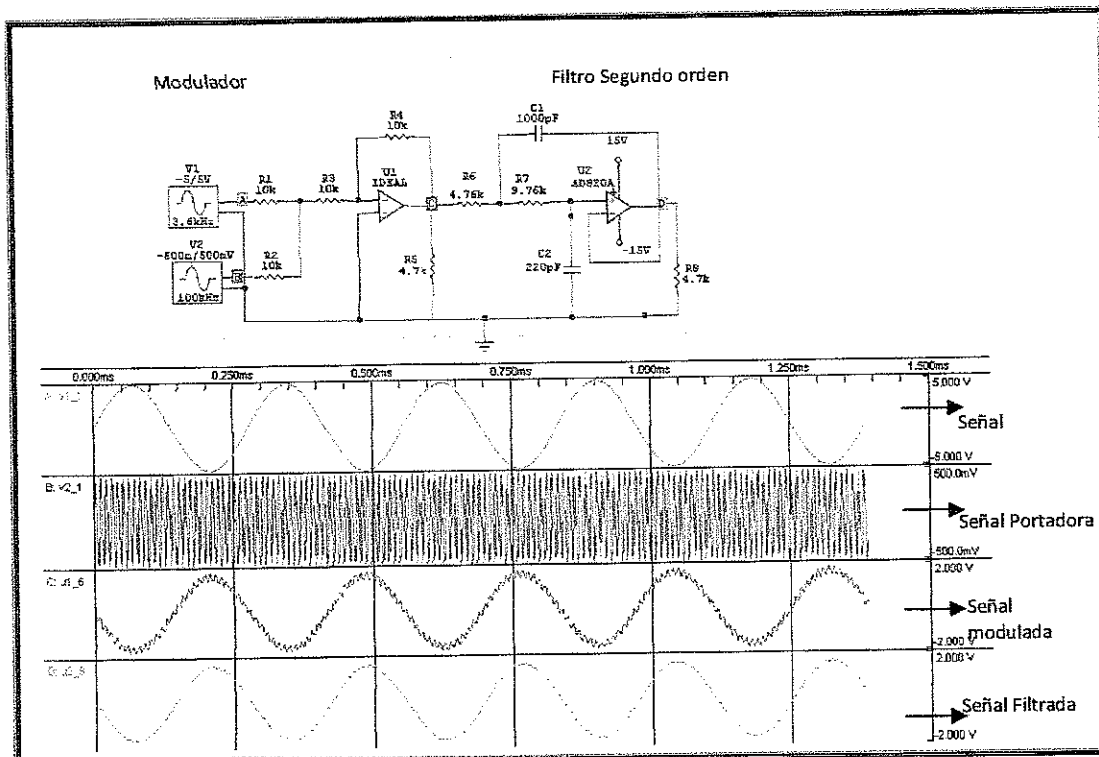
Tabla 11. Valores relevantes del CI AD820.

ITEM	VALOR
Dual Supply Capability	+/-18v
BW	1.8MHz
Slew Rate	3V/uS
Offset	800uV
Deriva Voltaje Offset	1uV/°C
Input Bias Current	25pA
Low Noise	13nV

Fuente: El autor (datasheet AD820, Analog Devices).

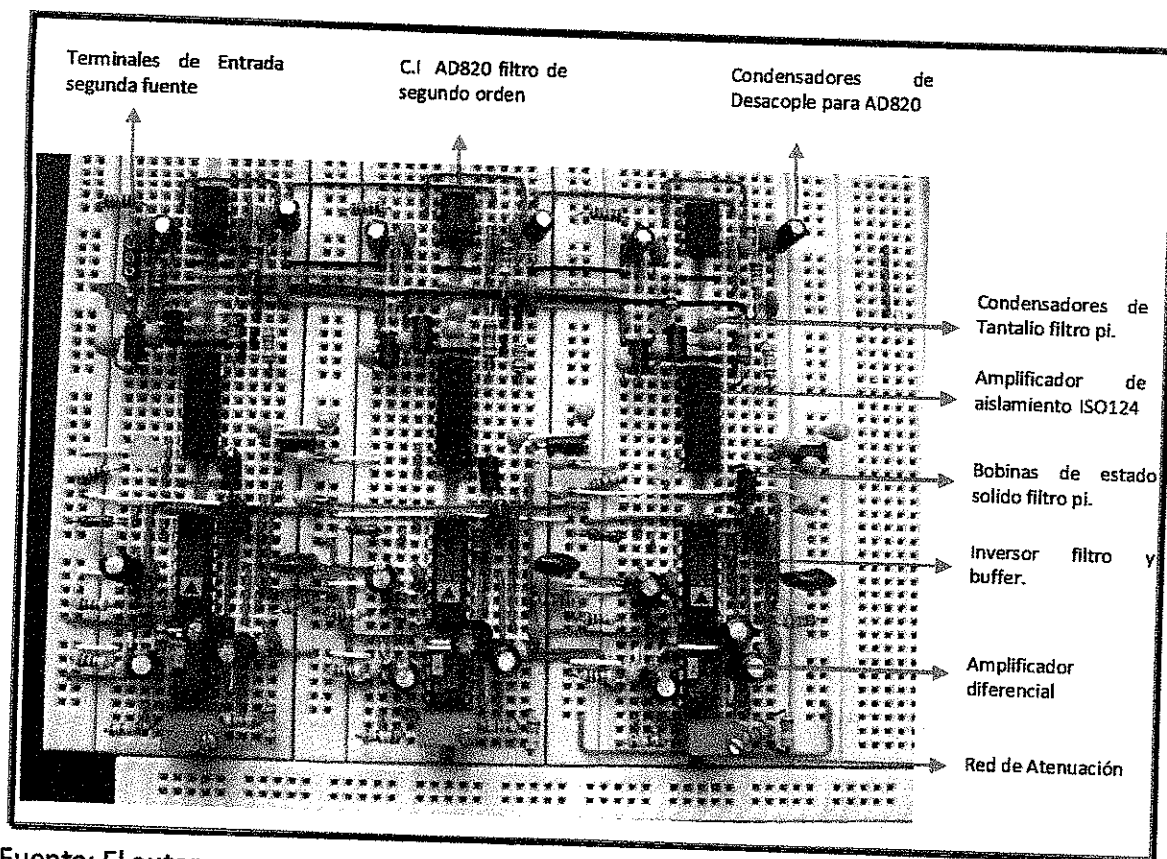
Como en los simuladores no se encuentra el modelo eléctrico del amplificador de aislamiento A.A, se procedió a realizar una simulación en circuitmaker, sobre la modulación y el efecto del filtro, como se muestra a continuación:

Figura 144. Esquemático del filtro de salida para el amplificador de aislamiento



Fuente: El autor

Figura 145. Montaje en Protoboard, del acondicionamiento de señal para atenuadores resistivos que incluye, amplificador de aislamiento ISO124 y filtros.



Fuente: El autor.

6.6.4 Sensores de corriente y su acondicionamiento. Los sensores de corriente serán los dispositivos, ó transductores encargados de captar las señales de corriente sobre la carga, de tal manera que se pueda visualizar su forma de onda, mediante el software de análisis realizado en Labview, para que sea con éste, donde se establezcan las estrategias propias de medida, por lo tanto, para escoger el sensor adecuado según recomienda el fabricante AEMC, se establecen 5 preguntas a saber.

- ✦ ¿Se desea medir CA, CC ó las dos?
- ✦ ¿Qué escala se necesita?
- ✦ ¿Cuál es el tamaño de conductor, sobre el que se va a usar la pinza?
- ✦ ¿La salida requerida es en mV ó mA?
- ✦ ¿Qué terminal de cable es necesario?

A la hora de elegir el tipo de sensor, existen cuatro posibilidades a utilizar, los cuales se ensayaron mediante pruebas de laboratorio a saber: Shunt, Transformador de corriente, Hall, Bobina Rogowski, partiendo lógicamente de las experiencias y trabajos aplicativos que versan sobre el tema, obteniendo la tabla comparativa que se muestra a continuación, donde es posible dilucidar las ventajas y desventajas de cada uno.

Tabla 12. Comparación Características de Desempeño Sensores de corriente.

Tipo de Sensor	Shunt de Corriente	Transformador de Corriente	Sensor de Efecto Hall	Bobina de Rogowski
Costo	Muy Bajo	Medio	Alto	Bajo
Linealidad en Rango de Medición	Muy Buena	Buena	Medio	Muy Buena
Capacidad de Medición Alta Corriente	Muy Pobre	Buena	Buena	Muy Buena
Consumo de Potencia	Alto	Bajo	Bajo	Bajo
Problema de Saturación de Corriente DC	No	Si	Si	No
Variación respecto a la Tª	Medio	Bajo	Bajo	Muy Bajo
Problema Offset DC	Si	No	Si	No
Problema de Saturación e Histéresis	No	Si	Si	No

Fuente: Autor y <http://profesores.elo.utfsm.cl/presentacion1.ppt>

p6.6.4.1 Transformadores de corriente (inductivos). Constan de un núcleo magnético, con un bobinado en el secundario, por donde se hace pasar el cable del que se quiere medir la corriente induciendo así una corriente en el núcleo que se manifiesta como una tensión en el secundario, ésta tensión es proporcional a la corriente que circula por el cable. Los transformadores de corriente proporcionan además de la medida un aislamiento galvánico.

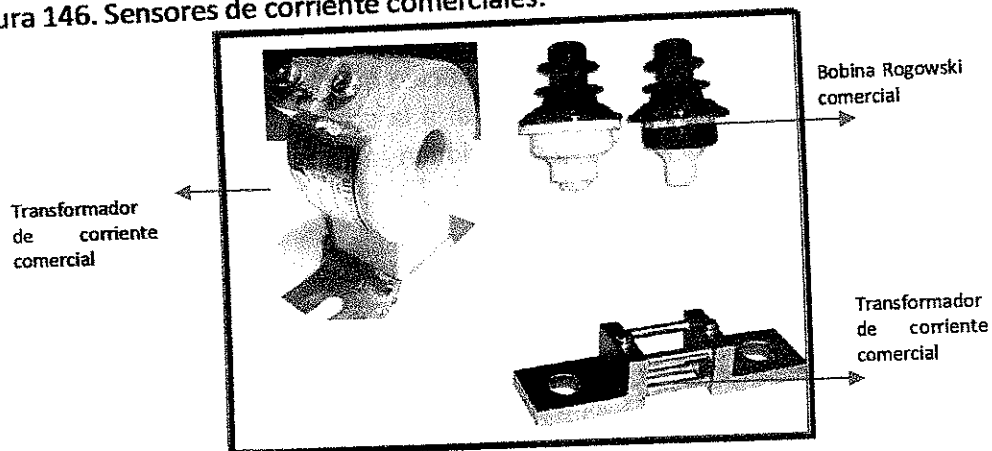
6.6.4.2 Shunt. Se hace pasar la corriente por una resistencia y como la caída de tensión entre sus extremos es proporcional a ésta, se pueden detectar variaciones de la misma mirando si se producen variaciones en la tensión. Las resistencias "shunt" proporcionan una medición precisa y directa de la corriente, pero no ofrecen ningún aislamiento galvánico.

Debe tener un valor muy bajo de resistencia para minimizar la disipación de potencia, un valor bajo de inductancia y una tolerancia razonablemente pequeña para mantener una precisión global en el circuito. Aunque al bajar el valor de la resistencia sensora de corriente, disminuye la disipación de potencia, también disminuye el voltaje de salida a fondo de escala aplicado. Si la resistencia sensor es demasiado pequeña, el "offset" de entrada se puede hacer porcentualmente grande a fondo de escala. Estas dos consideraciones contradictorias tienen, por lo tanto, que ser sopesadas unas contra las otras en la selección de la resistencia apropiada para cada aplicación particular.

6.6.4.3 Magnéticos inductivos. (Bobina Rogowski). Miden cambios en el campo magnético que se produce alrededor del cable que se quiere medir al paso de una corriente eléctrica. Estos cambios de campo se traducen en una señal de voltaje que es directamente proporcional a la di/dt .

La bobina con núcleo de aire no tiene histéresis, saturación, o problemas de no linealidad. Además, tiene una capacidad extraordinaria para manejar altas corrientes donde el límite superior teórico de la bobina es el voltaje de ruptura (breakdown) del mismo aire.

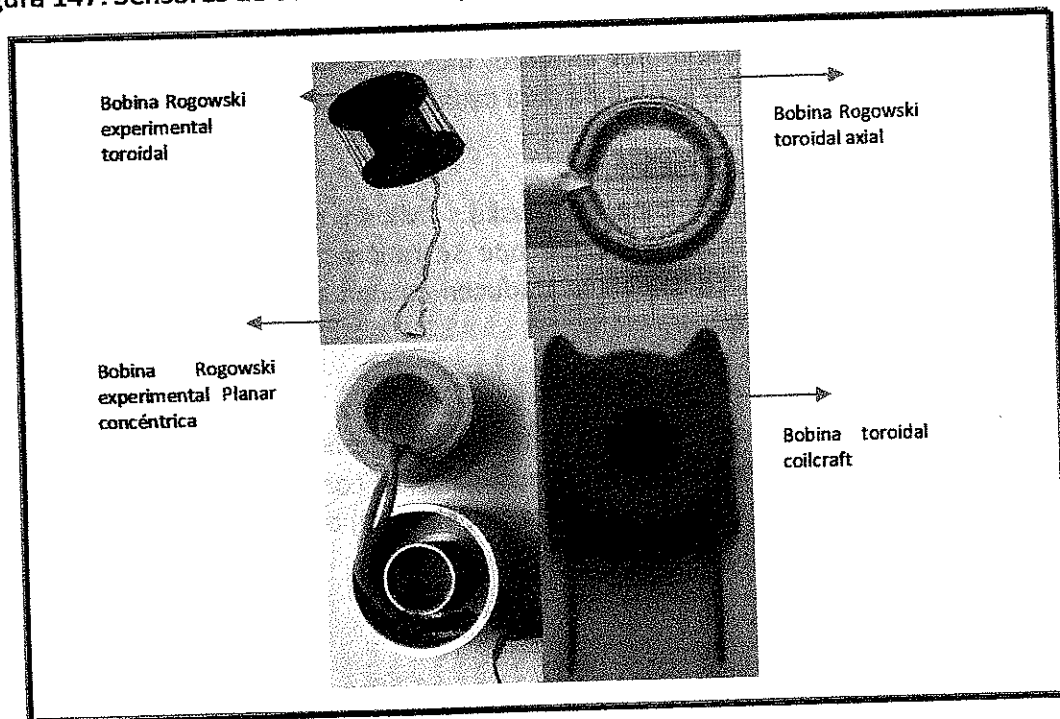
Figura 146. Sensores de corriente comerciales.



Fuente: El autor

A nivel de laboratorio se realizaron diversos intentos por construir el sensor de corriente, para lo cual a continuación se muestran las imágenes de estos experimentos.

Figura 147. Sensores de corriente ensayados y propuestos.

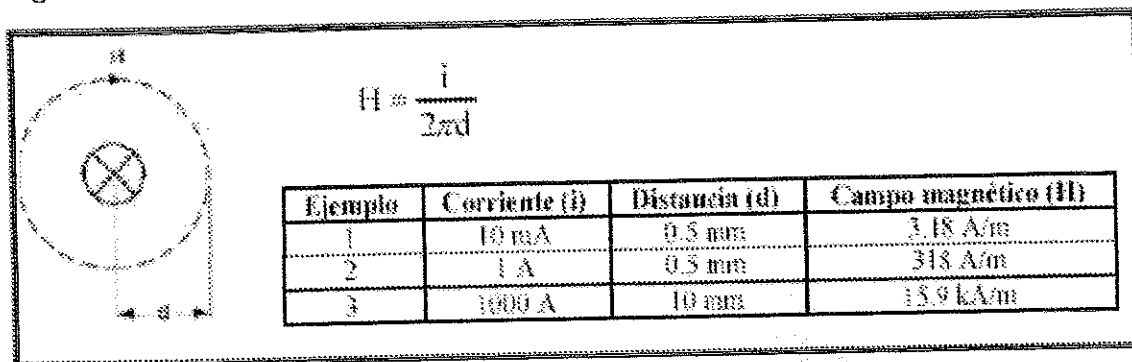


Fuente: El autor

6.6.4.4 Magnéticos (Efecto Hall).

Mide el campo magnético generado, usando una bobina por la que se hace pasar la corriente por el cable a medir. La relación entre la intensidad del campo magnético 'H', la corriente 'i' y la distancia 'd' viene dado por:

Figura 148. Distribución del campo magnético en un sensor de efecto Hall



En la figura anterior se indica claramente que la medición de corriente puede involucrar medición de campos magnéticos débiles o fuertes. Los factores que afectan a la precisión son las tolerancias mecánicas (tales como la distancia entre el sensor y el hilo), la deriva de la temperatura y la sensibilidad de la electrónica acondicionadora.

Para corrientes alternas, los campos perturbadores se pueden eliminar utilizando técnicas de filtrado, mientras que para corrientes continuas, se tienen que utilizar técnicas de compensación (utilizando por ejemplo dos sensores).

Por las características de desempeño presentadas anteriormente, en el cuadro comparativo, se escoge el sensor de efecto hall, de marca AEMC Instruments¹¹¹ de referencia SR652, distribuido en Colombia por SEI S.A.¹¹², cuyas características más relevantes son:

¹¹¹ <http://www.aemc.com/>

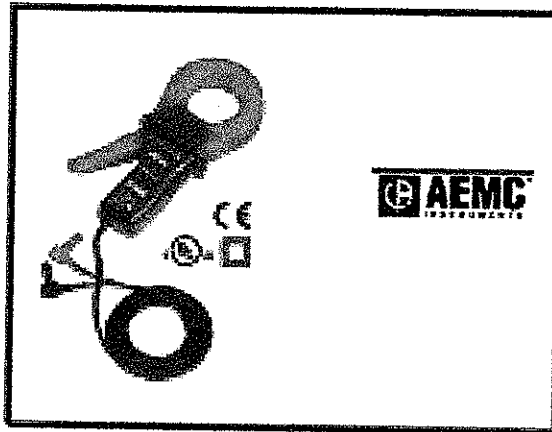
¹¹² www.sei-sa.com/

Tabla 13. Características sensor SR 6542.

ITEM	VALOR
Relación	1000:1
Escala de medida	0.1Amp- 1000Amp
Señal de salida	1mVca/Aca
Conexión de salida	cable

Fuente: El autor (Tomado de AEMC Instruments)

Figura 149. Imagen del sensor de corriente SR652.



Fuente: AEMC instruments

Así, la escogencia de este sensor radica, en la evaluación comparativa que se hizo en el laboratorio de cada uno de ellos, junto con los intentos de desarrollar el sensor de corriente, sopesando sus características a partir de la tabla 12. También por su buen desempeño dentro del rango de medida y facilidad de uso, sin entrar en más aditamentos electrónicos para obtener la señal.

Una vez se captura la señal, es necesario acondicionarla de tal manera que esta quede referenciada al mismo punto de masa, que la señal de tensión, esto para facilitar la medición, el cableado y la selección de parámetros de funcionamiento de la tarjeta de adquisición de datos; para ello según las pruebas de laboratorio realizadas con diversos métodos de acondicionamiento, para lograr el propósito anterior, se escoge el circuito

CA3080, el cual resulta ser un amplificador de transconductancia, cuyo funcionamiento se describe a continuación:

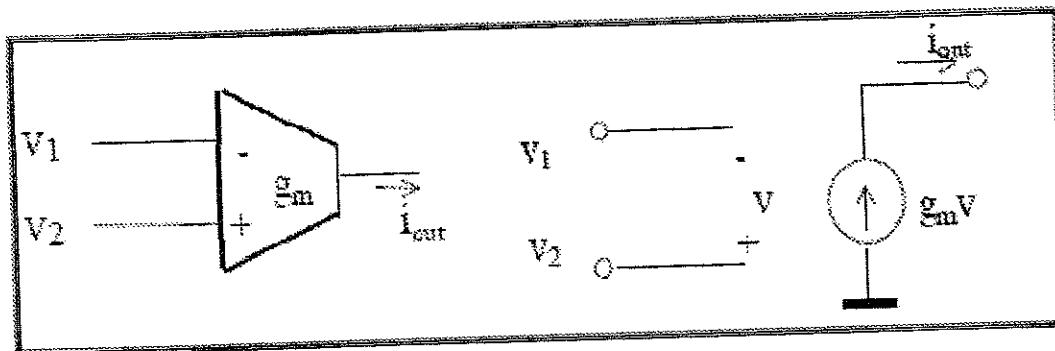
6.6.5 Amplificadores de transconductancia (ota).¹¹³ Los amplificadores operacionales de transconductancia (OTA), son amplificadores operacionales, cuya salida, en lugar de ser una fuente de tensión de baja impedancia como en los amplificadores operacionales convencionales, es una fuente de corriente de alta impedancia, controlada mediante una tensión diferencial de entrada. La ganancia de transconductancia G_m puede a su vez programarse por medio de una corriente I_{ABC} (amplifier bias current) inyectada en un terminal apropiado, pues si bien en un amplificador operacional, la tensión de salida es proporcional a la tensión de entrada, en un amplificador operacional de transconductancia, es la corriente de salida la que es proporcional a la tensión de entrada:

$$I_{salida} = g_m \cdot V_{entrada}; \text{ Donde } g_m \text{ es la transconductancia.}$$

Esto se consigue, con una alta impedancia de salida, a diferencia del amplificador operacional (OA) que presenta una baja impedancia a la salida. Esto implica que el OTA trabajará con bajas corrientes de salida.

Colocando una resistencia a la salida, se puede hacer la conversión de corriente a tensión, transformando el dispositivo en un amplificador controlado por tensión a través de la referida entrada (*amplifier bias input*).

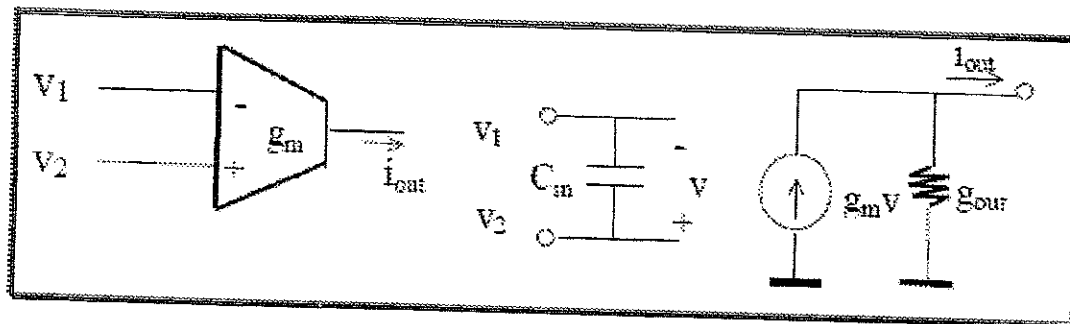
Figura 150. Modelo eléctrico simplificado del OTA



¹¹³ PALLÁS ARENY Ramón, sensores y acondicionadores de señal. Opcit. p.433

Un modelo más aproximado y realista del amplificador de transconductancia incluye la capacidad de entrada y la admitancia de salida manteniendo el modelo anterior.¹¹⁴

Figura 151. Modelo eléctrico aproximado y simplificado del OTA



La posibilidad de programar la transconductancia permite dos tipos de aplicaciones. En el primer grupo están comprendidas aquellas aplicaciones en las cuales se debe optimizar alguna especificación (ruido, corrientes de polarización, resistencias de entrada y salida, etc.). En el segundo grupo se incluyen dispositivos de tipo paramétrico o controlado, como amplificadores de ganancia controlada por tensión, filtros controlados, osciladores controlados, resistencias controladas, etc. Este segundo tipo de aplicaciones es difícil de implementar con amplificadores operacionales tradicionales, o aún con los de tipo programable, como el LM4250.

En estos últimos, si bien la transconductancia de la primera etapa puede programarse, dicha transconductancia se manifiesta como una ganancia de tensión, que puede programarse hasta cierto punto, por medio de la corriente de programación. Pero como dicha ganancia de tensión es muy elevada, es necesario realimentar el amplificador, con lo cual el comportamiento se vuelve insensible al control que pueda ejercerse sobre la ganancia a lazo abierto. Un aspecto novedoso y significativo de los amplificadores de transconductancia es que pueden ser utilizados a lazo abierto. Ello se debe a que, la transconductancia es mucho más predecible que la ganancia de tensión.

La existencia de una transferencia lineal caracterizada por la transconductancia G_m está condicionada a que las aproximaciones de primer orden realizadas al calcular el

¹¹⁴ AN CA3080. Intersil

desbalance de las corrientes de colector sean válidas. Para ello es necesario que los incrementos involucrados sean pequeños, especialmente que v_d / V_T sea pequeño.

Mientras que en un amplificador operacional de tensión casi invariablemente la saturación de la salida sobreviene para valores muy bajos de v_d (típicamente 0,1 mV), en los dispositivos que operan por transconductancia OTA, son comunes tensiones diferenciales mucho mayores. Ello se debe a que la saturación de tensión de la salida puede evitarse bajando la ganancia a lazo abierto mediante una resistencia de carga de bajo valor, por este motivo el problema de la distorsión en la etapa de entrada se vuelve real en estos amplificadores; y la manera más directa de evaluar la distorsión consiste en calcular en forma exacta el desbalance de corrientes de colector en función de la tensión diferencial.

6.6.5.1 Desventajas.

- ✦ En muchas aplicaciones, no es la dependencia de g_m , con la frecuencia la que impone limitaciones al funcionamiento de los filtros, sino las constantes de tiempo, impuestas por las impedancias de entrada y salida junto con los efectos de carga.
- ✦ Otros efectos que limitan drásticamente el comportamiento son la no linealidad y la alta variabilidad de la transconductancia g_m .
- ✦ Para menguar los problemas de linealidad han de usarse estructuras de linealización que extiendan el rango de tensiones de entrada sobre un rango suficientemente amplio.
- ✦ Para paliar los problemas de la variabilidad se utilizan esquemas de control basados en la modificación de la transconductancia a través de una cierta intensidad.

6.6.5.2 Implementación de un OTA, para sensores de corriente. Según las especificaciones ya mencionadas, el integrado que más se adapta a estas condiciones de operación y desempeño, para acondicionar las señales de corriente es el ca3080¹¹⁵ producido por intersil, cuyas características principales son:

¹¹⁵ www.intersil.com/data/fn/fn475.pdf -

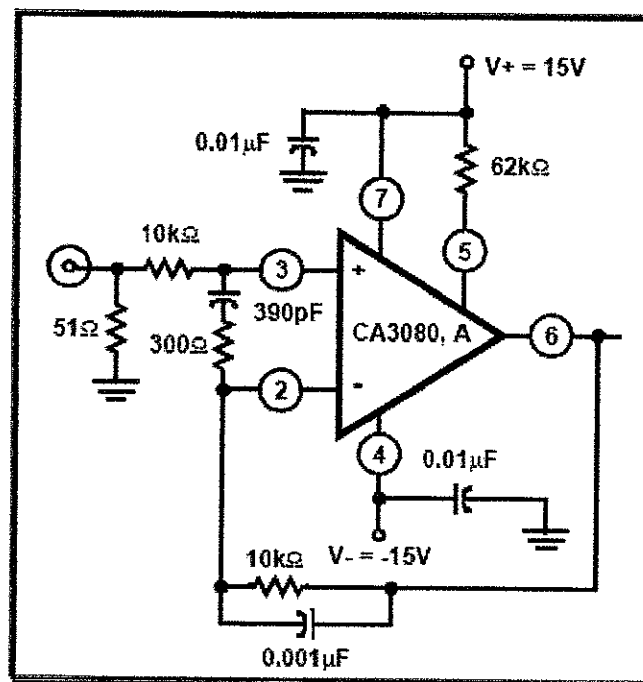
Tabla 14. Características relevantes del CA 3080.

ITEM	VALOR
Slew Rate	50V/ μ S
Voltage de Entrada Diferencial	5V
Deriva en Tª voltaje de Entrada	3 μ V/ $^{\circ}$ C
Corriente de polarización I _{bc}	5 μ A
Voltaje Modo Común	13.6V

Fuente: El autor, (datasheet CA3080 Intersil, Harris)

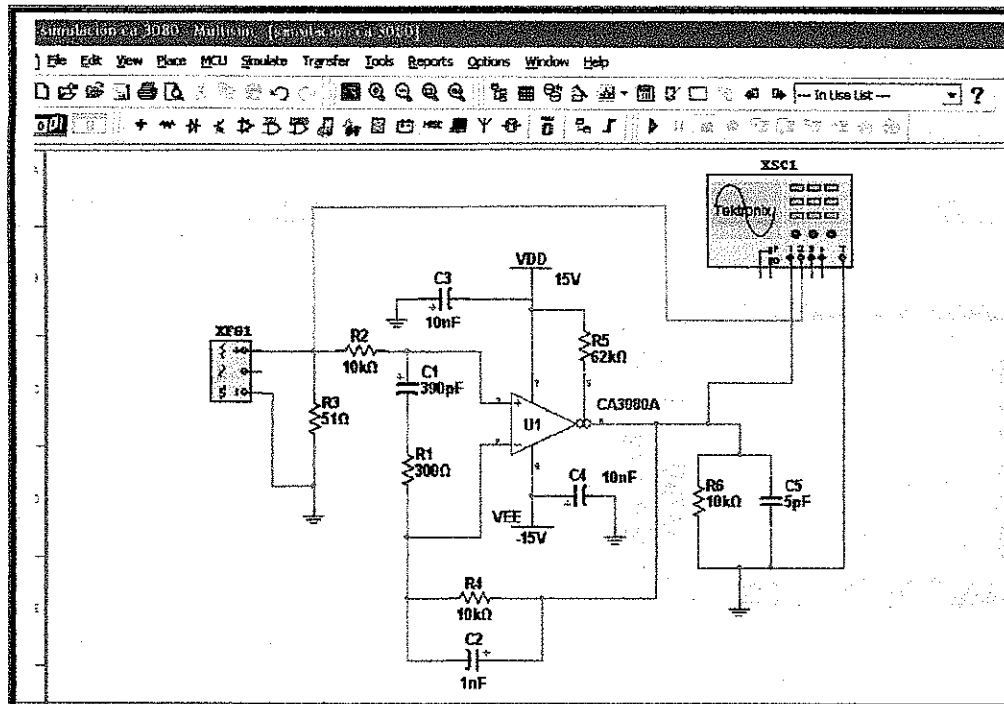
En la gráfica que se muestra a continuación, están las conexiones y valores de los componentes necesarios para lograr el cometido de acondicionamiento.

Figura 152. Diagrama esquemático CA3080, Acondicionamiento de corriente.



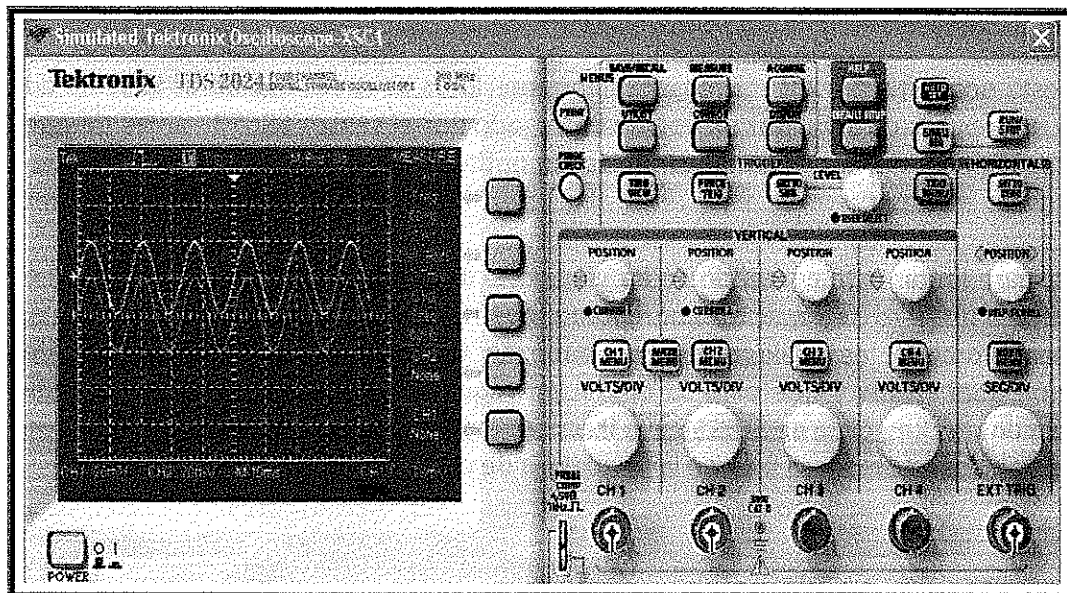
Fuente: El Autor (Datasheet CA 3080 Intersil)

Figura 153. Esquemático para simulación CA 3080.



Fuente: El autor, (multisim 10).

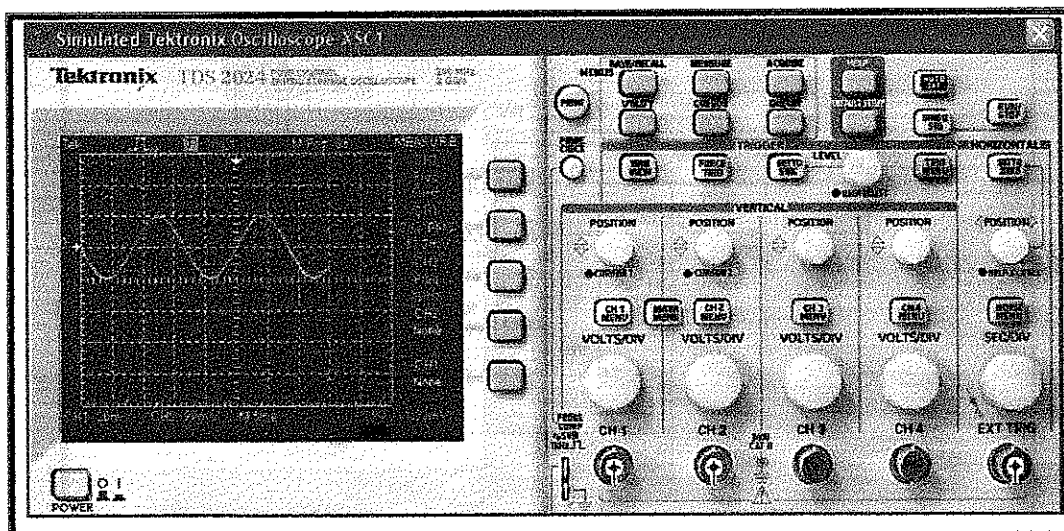
Figura 154. Osciloscopio virtual con las señales de entrada y salida de un OTA.



Fuente: El autor, (multisim 10).

Como se observa, es claro que el diseño propuesto, se comporta de manera óptima, puesto que no distorsiona la señal, ni en forma, fase y frecuencia, la entrada para la simulación es de 10mVpp_{ac} .

Figura 155. Superposición de las señales de entrada y salida CA3080.



Fuente: El autor, (multisim 10).

6.6.5.3 Filtro antialiasing para entradas de corriente. Como ya se explico anteriormente en otro aparte, la definición de aliasing y los parámetros restrictivos para el diseño del filtro en esta ocasión y por los mismos motivos anteriores es necesario filtrar la señal de corriente, representada esta, por un voltaje entregado por el sensor SR652, antes de que la señal sea digitalizada, con el fin de garantizar su óptima representación.

Entonces, para lograr este cometido se ha elegido el integrado LMF40CIWM-100¹¹⁶, que corresponde a un filtro de capacitor conmutado, que no requiere componentes externos, es altamente preciso, es análogo, en configuración Butterworth de 4º orden, admite polarización dual $\pm 15\text{V}$ y que para su operación requiere un circuito de reloj, de onda cuadrada, con un Duty Cycle de 50% y cuya frecuencia de oscilación sea de 50- 100Fc, con el fin de establecer de manera precisa la frecuencia de corte.

¹¹⁶ http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/National/semi/L/M/F/4/LMF40.shtml

6.6.5.4 Filtro de Capacitor conmutado. Si se estudian los filtros activos, por la teoría general de variable de estado, aplicables al control, como redes de atraso adelante se puede observar que se pueden variar independientemente los distintos parámetros del filtro mediante un ajuste de las ganancias de los amplificadores. Por eso los filtros de elementos conmutados, son esencialmente filtros analógicos en los que el ajuste de parámetros se efectúa con ayuda de una señal de reloj.¹¹⁷

Los filtros que emplean la técnica de capacitores conmutados simulan resistencias mediante capacitores conmutados a alta velocidad. Así se elimina la necesidad de contar con resistencias de circuito integrado de alta precisión y elevado costo cuando se construyen filtros analógicos monolíticos de alta calidad.¹¹⁸

Un capacitor conmutado consiste primordialmente de un condensador cuya carga es transferida de un nodo a otro en un circuito por medio de un interruptor, como se muestra en la figura cuando el interruptor se encuentra en la posición 1, Cs se carga a un voltaje v_1 . La carga almacenada es $Q_1 = C_s v_1$. En la posición 2 se descarga hacia $Q_2 = C_s v_2$. Una cantidad de carga igual a $\Delta Q = Q_1 - Q_2$ se transfiere entonces del terminal 1 al terminal 2.¹¹⁸

Si el capacitor se conmuta a una frecuencia $1/T$, la transferencia de carga representa una corriente equivalente.

$$I = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{v_1 - v_2}{\left(\frac{1}{C_s}\right)T} = \frac{v_1 - v_2}{\left(\frac{1}{C_s f_s}\right)}$$

La forma de esta ecuación indica que el capacitor conmutado puede ser modelado como una resistencia, cuyo valor es:

$$R_s = \frac{1}{f_s * C_s}$$

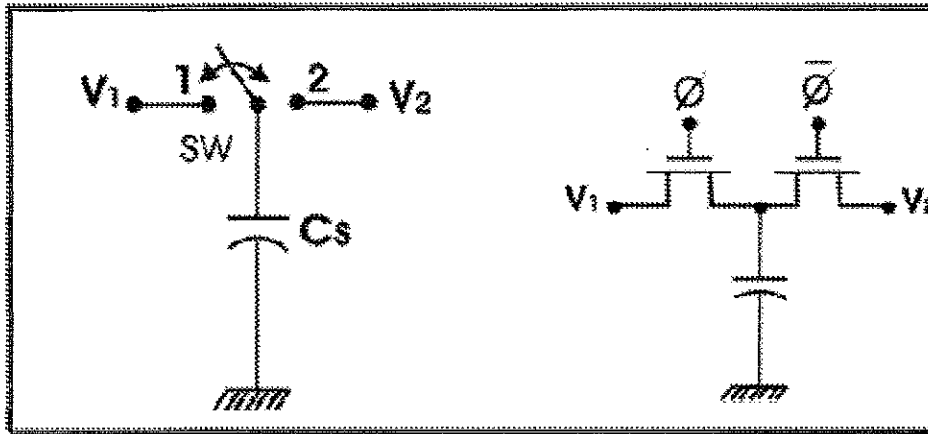
donde $f_s = 1/T$ es la frecuencia de conmutación.¹¹⁸

Este análisis supone implícitamente lo siguiente:

¹¹⁷ SAVANT, Roden, Carpenter. Diseño electrónico circuitos y sistemas; Op cit. p.676

¹¹⁸ VARGAS Patrón Ramón, Filtros de elementos conmutados. Inictel. p.3

Figura 156. Diagrama esquemático de un condensador conmutado y su versión integrada.

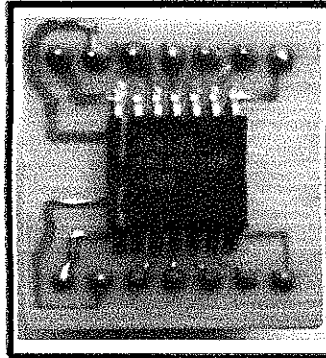


Fuente: <http://www.inictel.gob.pe/pdf/investigacion/filtros%20de%20elementos%20conmutados.pdf>

1. La frecuencia de conmutación es suficientemente elevada, de manera que la transferencia de carga en cantidades discretas pueda relacionarse a una corriente.
2. Los voltajes v_1 y v_2 son independientes de la carga transferida.

Una vez previstas, las ventajas tecnológicas de esta topología, se hizo la implementación del filtro a partir del LMF40CIWM-100, para lo cual la señal de reloj será de 424.800Khz, pues como ya se vio anteriormente, la frecuencia esquina o de -3dB del filtro Antialiasing en topología butterworth debe ser $1.18F_c = 4248\text{hz}$.

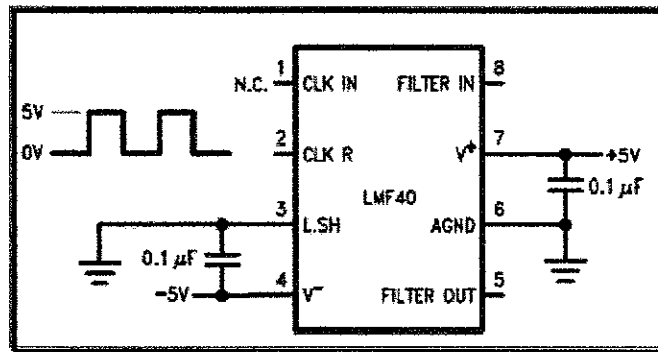
Figura 157. Adaptador para Protoboard filtro LMF40CIWm-100



Fuente: El autor.

Para las conexiones del filtro propiamente dicho, se siguen las recomendaciones de la hoja de especificaciones del fabricante, como son los reguladores de tensión, los desacoples capacitivos etc.

Figura 158. Diagrama esquemático sugerido LMF40CIWm-100



Fuente: El autor, (Datasheet LMF40CIWm-100 National Semiconductor).

Para saber que el filtro escogido y ya mencionado, es apropiado para los requerimientos de atenuación de la aplicación, según el orden del filtro, es necesario atender la siguiente fórmula, que determina la cantidad de filtros ó pastillas físicas.

$$n = \frac{\log [(10^{0.1A_{\min}} - 1)/(10^{0.1A_{\max}} - 1)]}{2 \log (f_s/f_b)}$$

Donde Amin es la atenuación que debe sufrir la onda en la banda de paso; Amax es la máxima amplitud del ripple de la señal en la banda de paso, fs la frecuencia donde debe empezar la banda de atenuación, y Fb es la frecuencia de corte; entonces:

$$A_{min} = 45\text{dB}$$

$$F_s = 18\text{kHz}$$

$$A_{max} = 1\text{dB}$$

$$F_b = 4248\text{Hz}$$

$$n = \frac{\log \left[\frac{10^{4.5} - 1}{10^{0.1} - 1} \right]}{2 * \log \frac{18000\text{Hz}}{4248\text{Hz}}} = \frac{5.086}{1.25412} = 4.055$$

Donde se ve que con un filtro de orden 4, se cumplen las especificaciones, por lo que con una sola pastilla ó integrado, se cubren las necesidades de filtrado para cada sensor de corriente con su respectivo acondicionamiento.

Además la frecuencia de reloj es $FR = 100 * 4248 = 424.800\text{kHz}$, entonces para generar esta señal se selecciona el CI LM555, que es un oscilador de propósito general, el cual se configura como Astable, es decir como generador de pulsos y cuya fórmula general de diseño es:

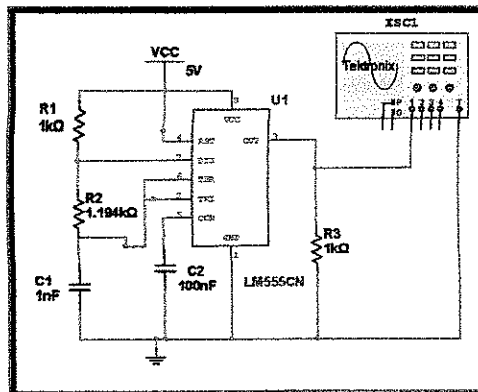
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R1 + 2R2) * C}$$

Por consideraciones prácticas y gracias al estudio detallado de este circuito híbrido Im 555, la capacitancia debe ser superior a 500pF, con el fin de minimizar las capacitancias parásitas, como que las resistencias deben ser superiores a 1kΩ, y la suma de $R1 + R2 \leq 3.3\text{M}\Omega$, así con esta restricción, no se pueden alcanzar frecuencias superiores a 1Mhz. Ahora el Duty Cycle (Dc) = $\frac{T_h}{T_l} = \frac{R1 + R2}{R2}$; donde Th= Tiempo alto, Tl =Tiempo bajo. Se debe suponer que la onda debe permanecer igual en ambos tiempos, es decir que el DC es de 50% aproximadamente, entonces si se elige $R2 \gg R1$, entonces R1 asumiría el valor mínimo posible es decir 1kΩ y la ecuación sería:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(2R2) * C}$$

El valor del condensador se escoge como $C = 1\text{nF}$; por ende el valor de $R2 = 1194.9\Omega$ por lo tanto al realizar la simulación del circuito y la implementación del mismo se tiene:

Figura 159. Diagrama esquemático reloj del filtro Antialiasing.



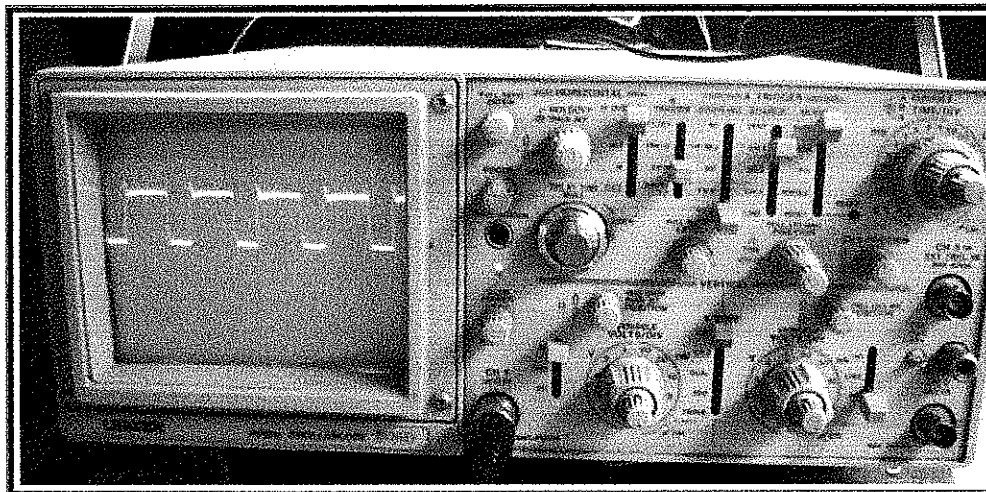
Fuente: El autor (Multisim 10)

Figura 160. Montaje en Protoboard para el Reloj del filtro con LM555.



Fuente: El autor.

Figura 161. Forma de Onda Obtenida En La Salida del Circuito De Reloj.



Fuente: El autor.

Al implementar estos dos circuitos como son el amplificador OTA y el filtro butterworth de 4º orden como Antialiasing, quedan acondicionadas las señales de corriente.

6.7 ADQUISICIÓN DE DATOS Y SOFTWARE DE ANALISIS.

Teniendo en cuenta que uno de los objetivos del proyecto para implementar el HVA, es determinar la plataforma de adquisición de datos más idónea para lograr el cometido, a través del trabajo de laboratorio y la búsqueda comparativa de las diversas soluciones encontradas, se pudo determinar que las opciones más adecuadas, las brindan los fabricantes IOTECH¹¹⁹, Agilent¹²⁰ y National Instruments¹²¹.

Pero se escogió esta última, por cuanto el costo de la tarjeta seleccionada era igual, frente a las opciones que presentaban similares características de desempeño de otros fabricantes, pero con las siguientes ventajas:

- ✦ soporte técnico y asistencia, por su representante dentro del país,
- ✦ Ingenieros de aplicaciones y desarrollo que laboran dentro de la compañía como lo es ES Instrumentación¹²²,
- ✦ Reconocimiento de las dos empresas, tanto en el ámbito nacional, como internacional,
- ✦ Facilidad de interconectar la tarjeta con los drivers de software, disponibles para Windows XP;

Lo anterior en lo que se refiere a las características de respaldo de National Instruments.

Ahora como ya se ha visto anteriormente, la tarjeta a utilizar será la NI PCI 6259 de la serie M, la cual posee la Universidad Santo Tomás Tunja, y que tiene las siguientes características.

¹¹⁹ www.iotech.com/

¹²⁰ www.agilent.com/

¹²¹ www.ni.com/

¹²² <http://www.esi.com.co/>

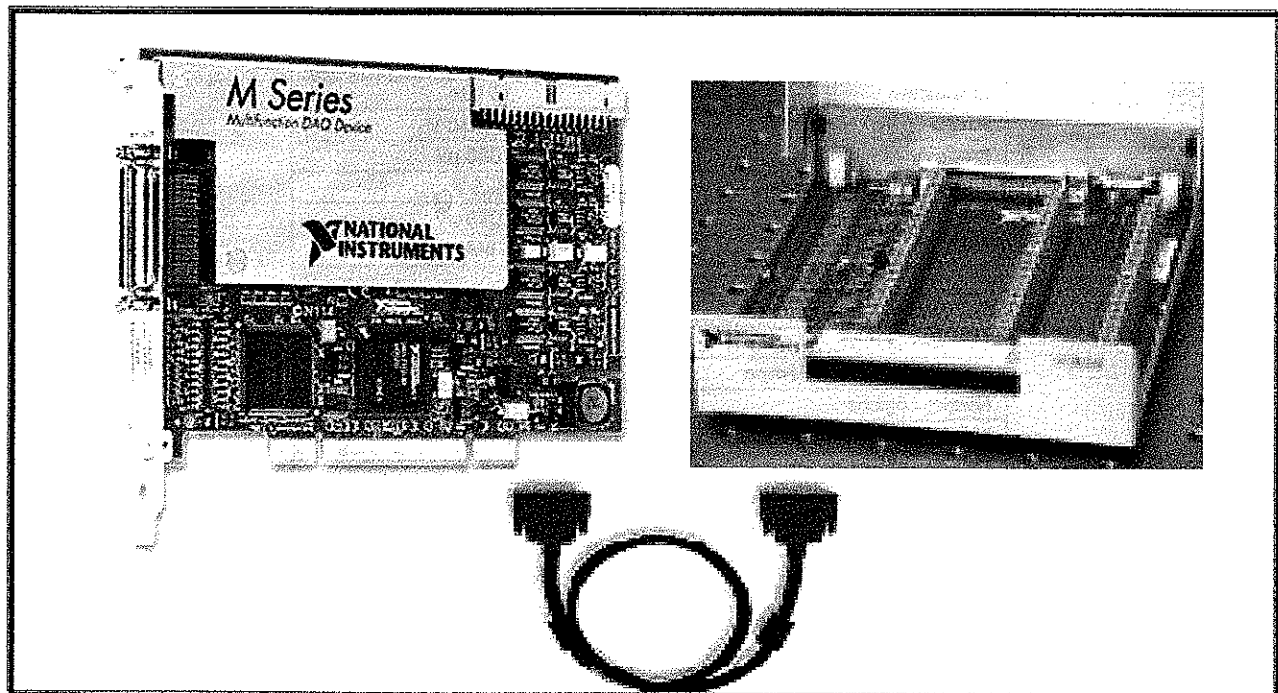
Tabla 15. Parámetros relevantes y característicos de la tarjeta NI PCI6259.

GENERAL	
Formato Físico	PCI
Soporte para SO	Windows, Real-Time, Linux, Mac OS
Tipos de Medida	Digital, Frecuencia, Codificadores de cuadratura, Voltaje
Familia de Productos DAQ	Serie M
Soporte para LabVIEW RT	Sí
Número de Canales	32 SE/16 DI
Velocidad de Muestreo	1.25 MS/s
Resolución	16 bits
Muestreo Simultáneo	No
Rango de Voltaje Máximo	-10..10 V
Precisión del Rango	1920 μ V
Sensibilidad del Rango	112 μ V
Rango de Voltaje Mínimo	-100..100 mV
Precisión del Rango	52 μ V
Sensibilidad del Rango	6 μ V
Número de Rangos	7
Memoria Interna	4095 muestras
Número de Canales	4
Razón de Actualización	2.86 MS/s
Resolución	16 bits
Rango de Voltaje Máximo	-10..10 V
Precisión del Rango	2080 μ V
Rango de Voltaje Mínimo	-5..5 V
Precisión del Rango	1045 μ V
Capacidad de Corriente (Canal/Total)	5 mA
Número de Canales	48 DIO
Temporización	Hardware, Software
Máximo Rango de Tiempo	10 MHz
Niveles Lógicos	TTL
Máximo Rango de Entrada	0.5 V
Máximo Rango de Salida	0.5 V
Entrada de Flujo de Corriente	Sinking, Sourcing
Filtros de Entrada Programables	Sí
Salida de Flujo de Corriente	Sinking, Sourcing
Capacidad de Corriente (Canal/Total)	24 mA/1 A
Temporizador Watchdog	No
¿Soporta Estados de Encendido Programables?	Sí
¿Soporta Protocolo de Sincronización para E/S?	No
¿Soporta E/S de Patrones?	Sí
Número de Contadores/Temporizadores	2
Resolución	32 bits

Frecuencia Máxima de la Fuente	80 MHz
Entrada Mínima de Ancho de Pulso	12.5 ns
Niveles Lógicos	TTL
Rango Máximo	0..5 V
Estabilidad de Tiempo	50 ppm
Sincronización GPS	No
Generación de Pulso	Si
Operaciones a Búfer	Si
Eliminación de Rebotes	Si
Número de Canales DMA	2
Bus de Sincronización (RTSI)	Si
Disparo	Analógico, Digital
Especificaciones Físicas	
Longitud	15.5 cm
Ancho	9.7 cm
Conector de E/S	VHDCI hembra de 68 pines

Fuente: El autor(Tomado de hoja especificaciones National Instruments)

Figura 162.Tarjeta NI PCI 6259



Fuente: National Instruments.

Es preciso decir que la escogencia de esta plataforma de adquisición de datos, se debe a que es robusta, confiable y que integrada con Labview¹²³, permite adquirir, procesar, analizar y mostrar los resultados, en un solo paquete tecnológico, pues el software desarrollado para la aplicación del HVA, a través de Labview, es amigable y fácil de lograr, gracias a sus múltiples SubVi's y toolkit's, como es el caso del filter design toolkit.

Otras posibilidades para desarrollar la HMI, son Matlab¹²⁴ y Labwindows, pero no se utilizan, por la falta de experiencia en el desarrollo de aplicaciones complejas en cuanto a la programación.

- ✚ Porque el nivel de programación para desarrollar una simple pantalla es bastante exigente y requiere de una gran curva de aprendizaje, pues involucra programación en modo texto, al momento de cargar las librerías apropiadas para el manejo de la tarjeta de adquisición de datos.
- ✚ Por la dificultad de conseguir los drivers para la tarjeta
- ✚ En el momento de realizar la GUI, cada variable opera sobre un subprograma con su propio visualizador ó Scope, al igual que cada cajilla de visualización de datos lo cual implica hacer bastante código en modo texto, con el fin de hacer las validaciones de los tags o etiquetas de cada botón de acceso, por lo que el proceso de elaboración del software es más lento y requiere más tiempo de desarrollo.

A nivel de hardware de adquisición de datos, la otra posibilidad para mostrar los datos es usar DSP, PICDSP ó FPGA, lo cual implica desarrollar las propias rutinas de análisis, para cada variable que se quiera medir, además sería más demorado y costoso de implementar ya que dentro del proceso, se entraría a manejar el diseño de la interfaz gráfica por pantalla LCD graficadora para mostrar los datos, como también la arquitectura de almacenamiento y salida de datos que en últimas no es más que un sistema computarizado, lo cual está fuera de las perspectivas y objetivos del proyecto.

6.7.1 Interfaz Hombre Máquina (HMI) para el aplicativo del HVA. Es preciso mencionar que el desarrollo en Labview, se hace siguiendo las recomendaciones ISO 9241 y EN29241, las cuales se titulan "Ergonomics Requeriments of Visual Display Terminals (VDTs) Used for Office Tasks", lo cual de sus siglas en inglés significa "Requisitos ergonómicos para

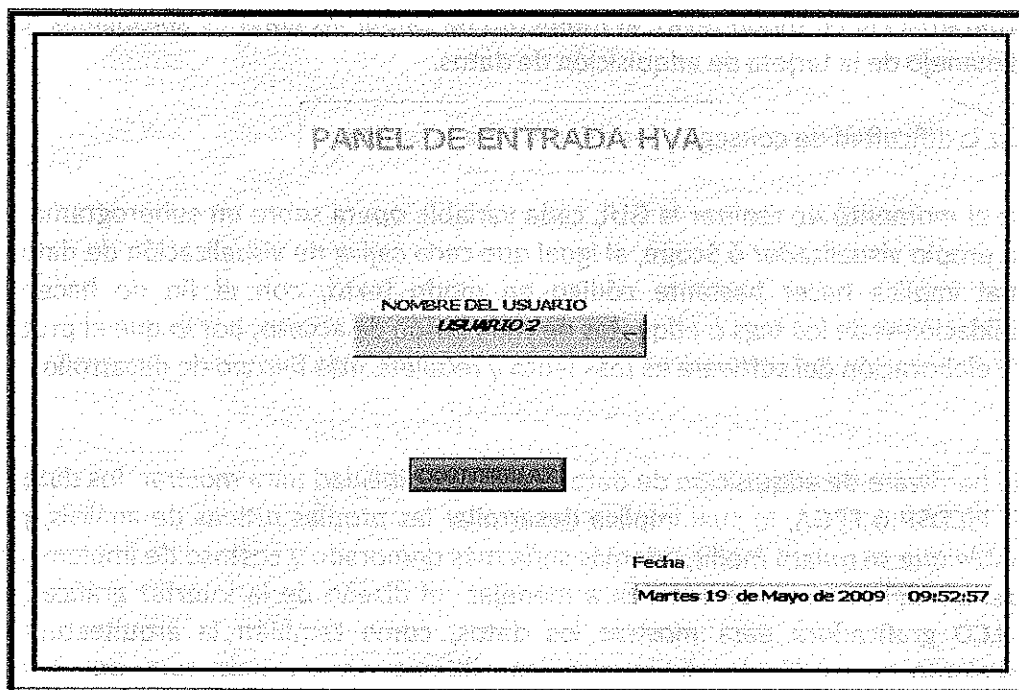
¹²³ Labview es una marca registrada, propiedad de National Instruments

¹²⁴ Matlab es una marca registrada, propiedad de Mathworks

trabajos de oficina con pantallas de visualización de datos” (PVDs); ¹²⁵ y se basan en las recomendaciones de ISA (The Instrumentation Systems and Automation Society), pues ante la falta de estándares claros en torno al mundo de las HMI, en Julio de 2005, el comité ISA-SP101, con el objetivo de establecer estándares, buenas practicas y apoyo técnico, que permitan normalizar el campo de las interfaces hombre maquina, en los procesos productivos y de medición. Dichas especificaciones van dirigidas a los responsables de diseñar, implementar o utilizar HMI.

Se tienen las siguientes imágenes, de la interfaz desarrollada.

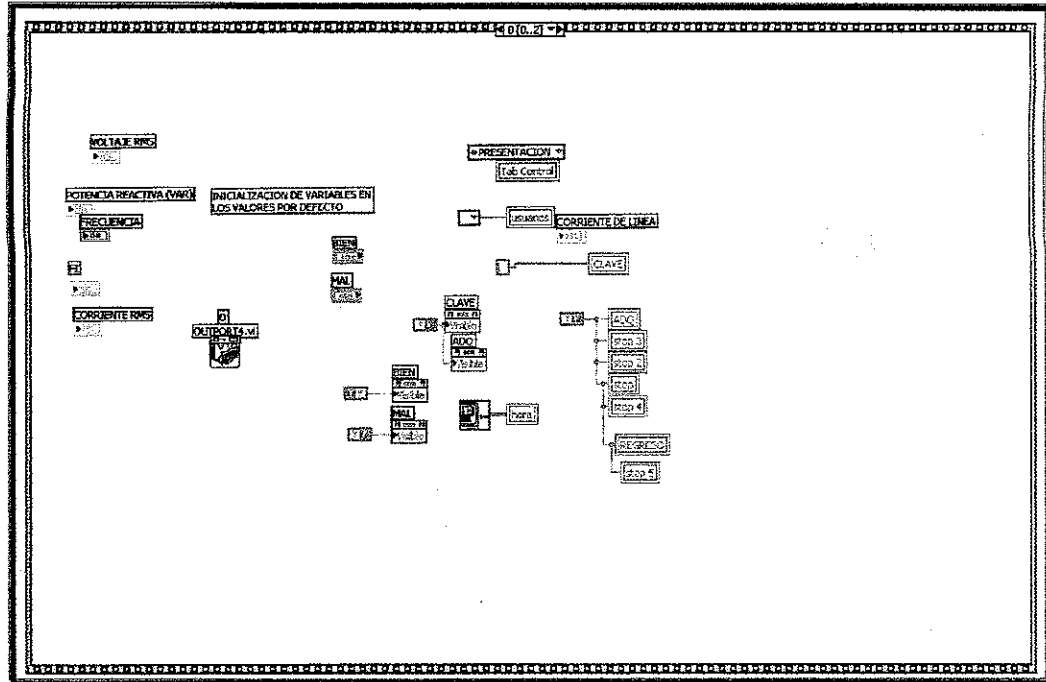
Figura 163. Panel frontal para HMI de entrada, desarrollada en Labview.



Fuente: El autor, (Labview 8.2)

¹²⁵ RODRIGEZ PENIN, Aquilino. Sistemas Scada, notas de diseño y normatividad. 2ª edición, Cap 2, 3y 4

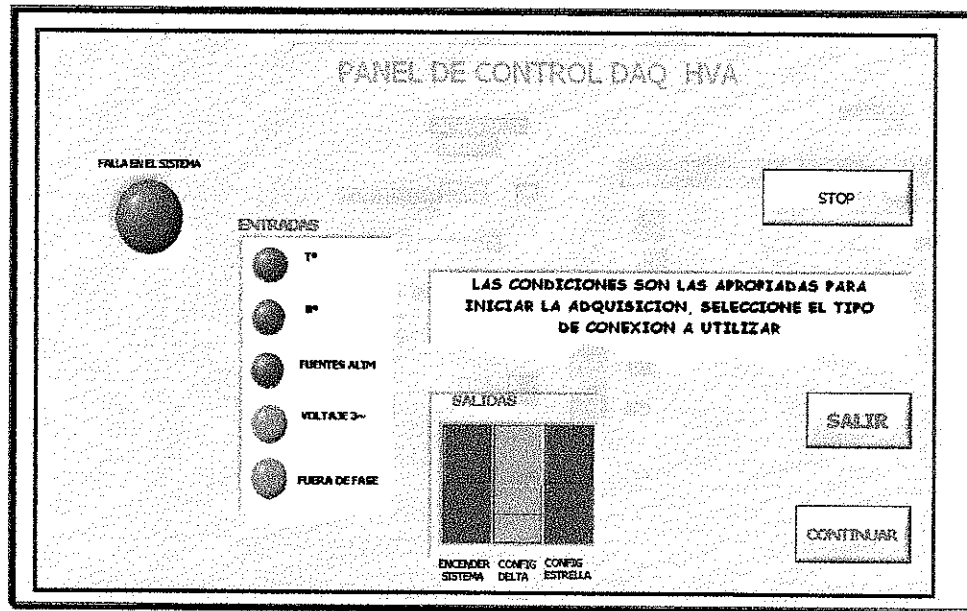
Figura 164. Diagrama de bloques, para HMI de entrada



Fuente: El autor, (Labview 8.2)

Figura 165. Panel frontal para configuración del muestreo de las señales en Labview.

Figura 166. Panel de control encendido del equipo e informar fallas en Labview.



Fuente El autor (Labview 8.2)

Figura 167. Panel frontal para configuración del muestreo de las señales en Labview.

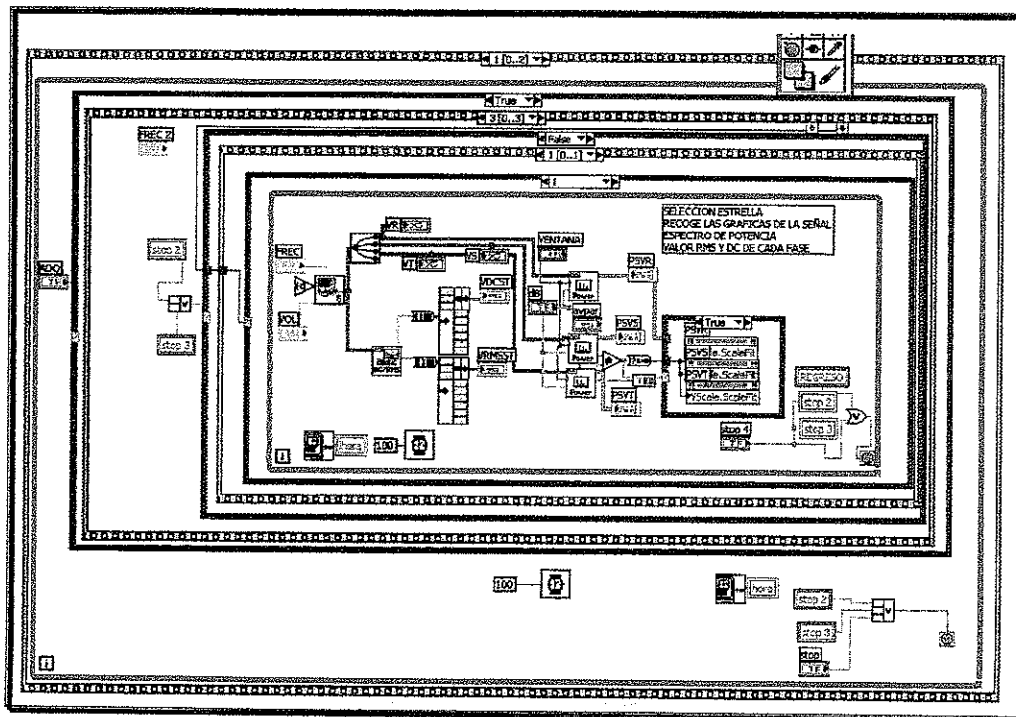




Figura 170. Diagrama de bloques para panel frontal para visualización de voltajes en estrella HVA.

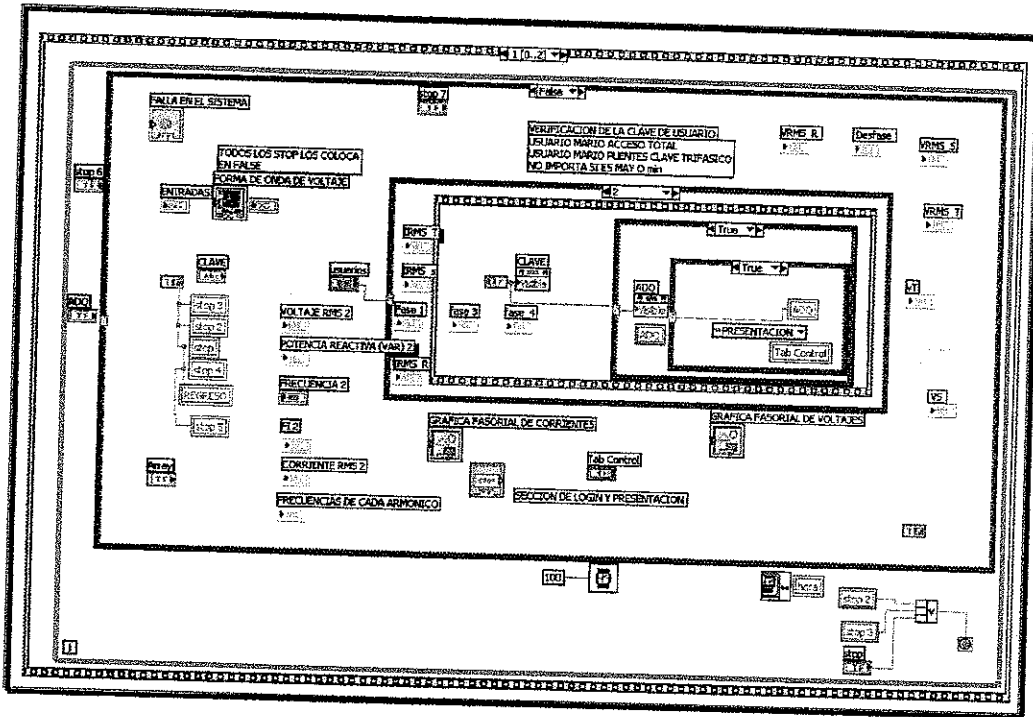


Figura 171. Panel de visualización de voltajes en delta HVA.

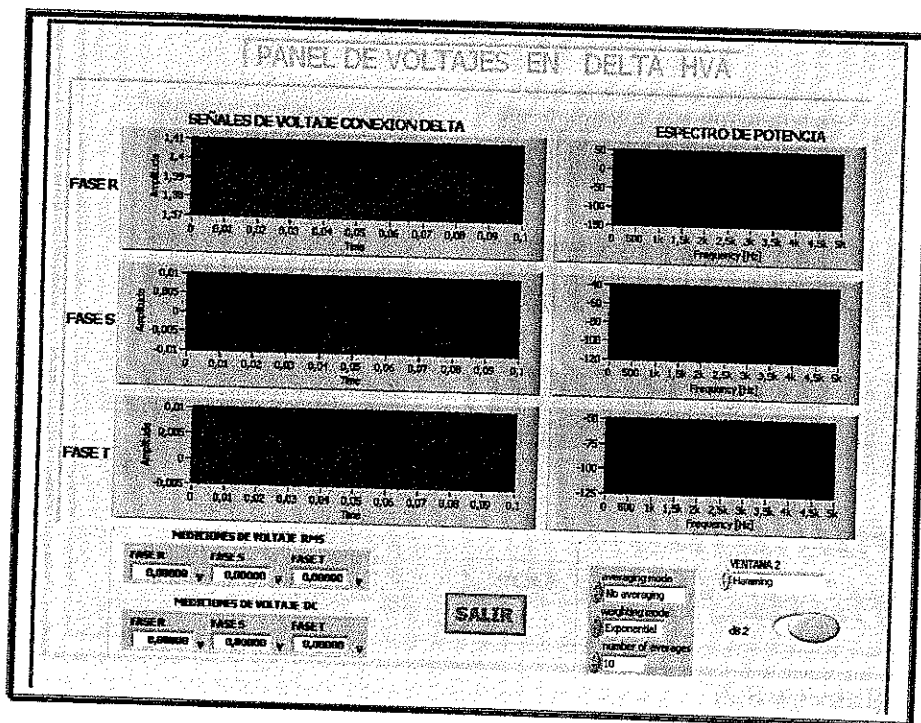
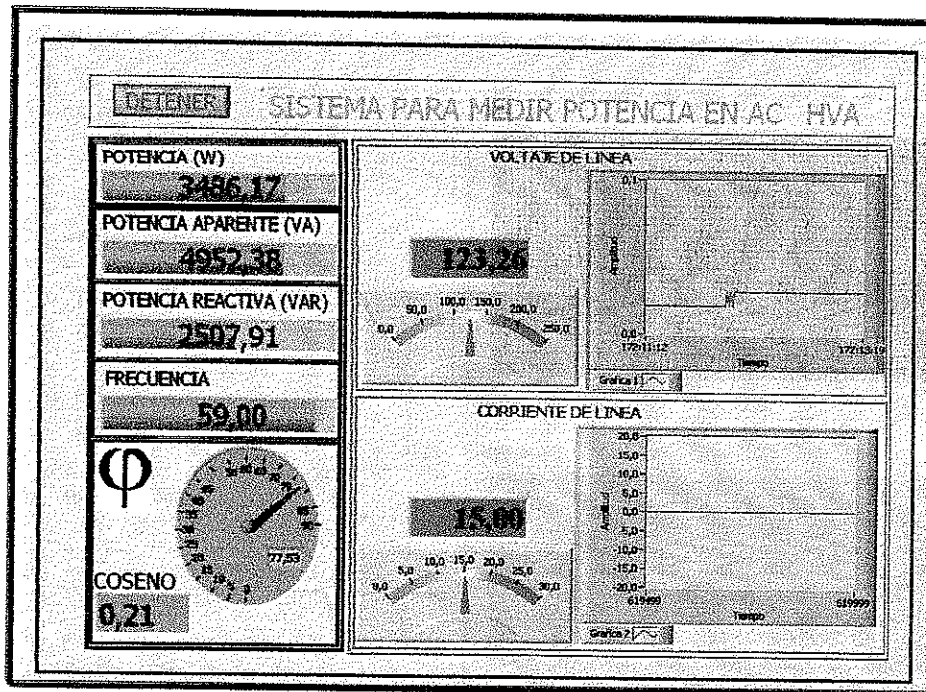
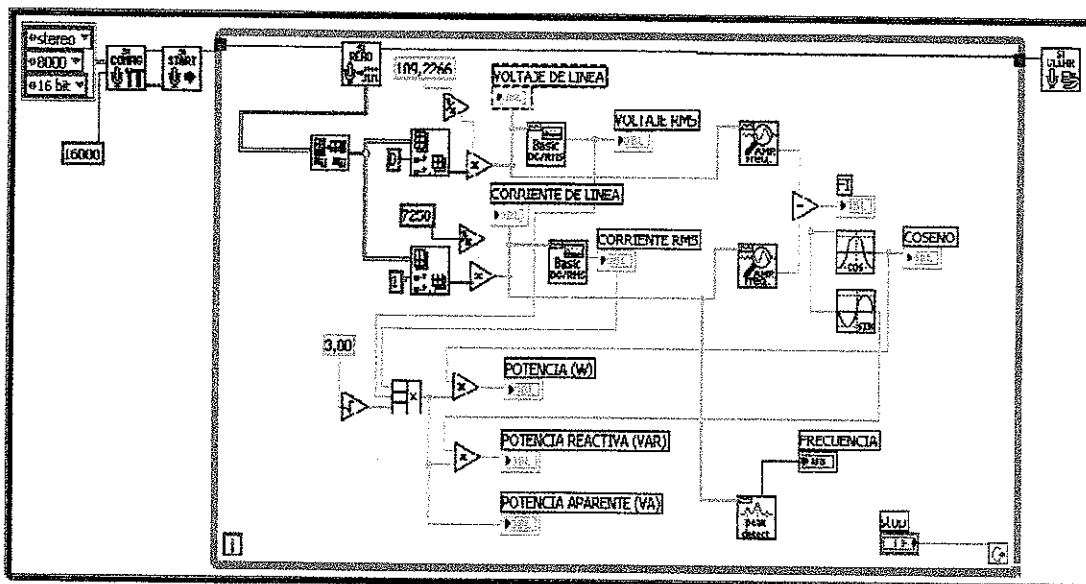


Figura 172. Panel Frontal para sistema para medir potencia en A.C.



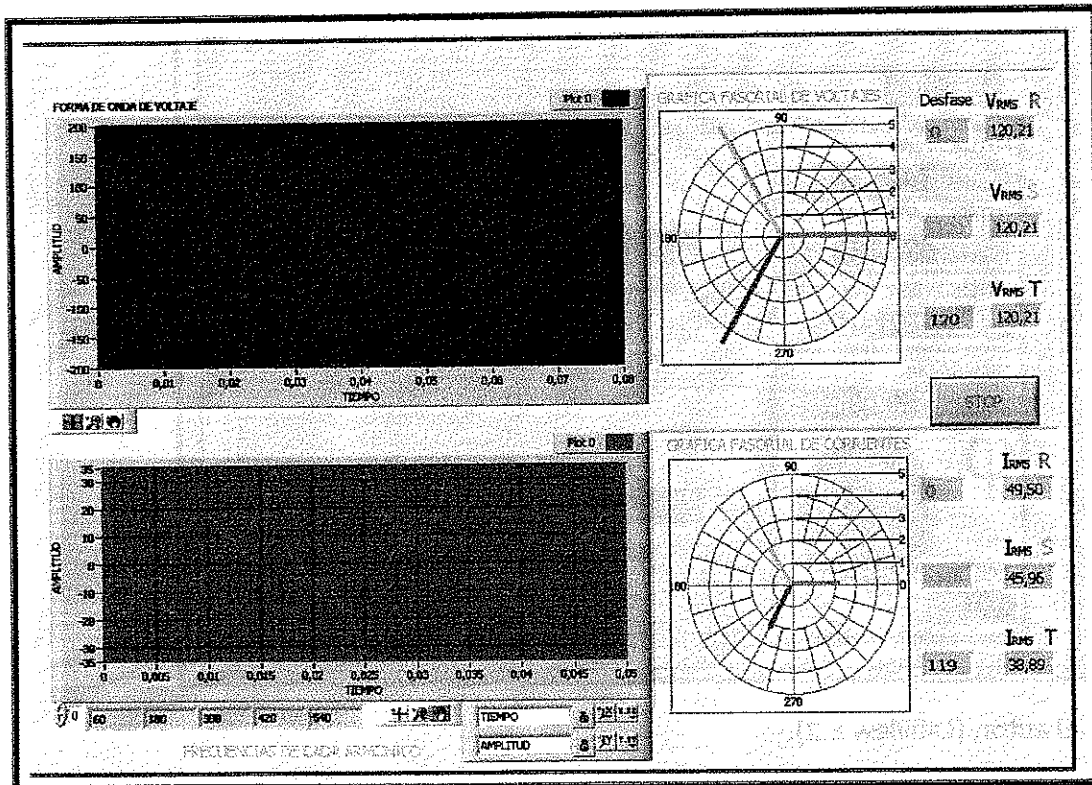
Fuente: El autor, (Labview 8.2).

Figura 173. Diagrama de Bloques del panel frontal para sistema de potencias



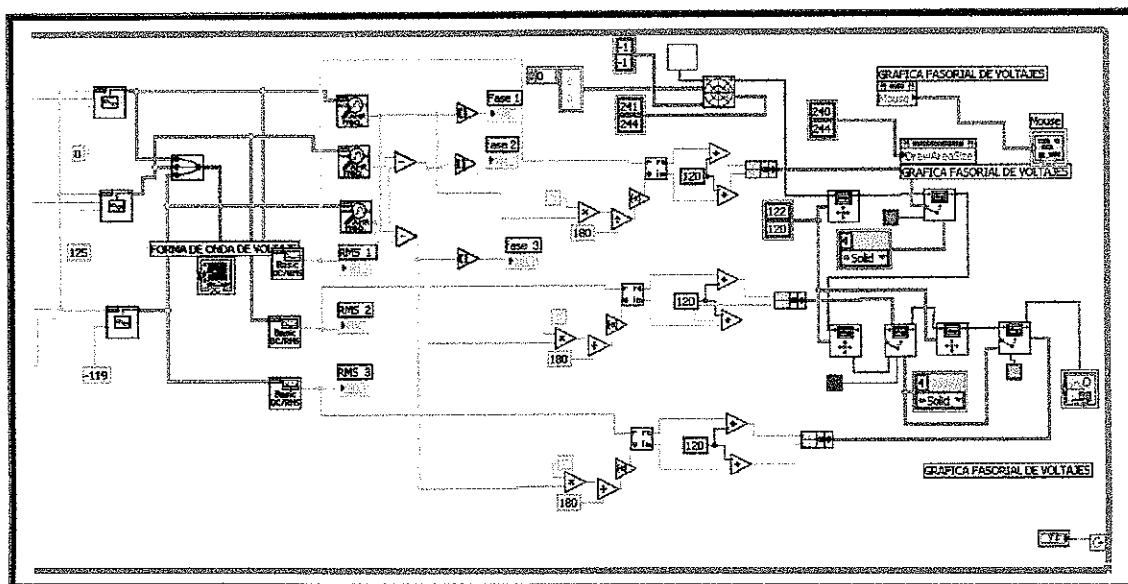
Fuente: el Autor, (Labview 8.2).

Figura 174. Front panel, sistema para medir y representar los voltajes en fasores.



Fuente: el Autor, (Labview 8.2).

Figura 175. Diagrama de bloques para sistema Fasorial.



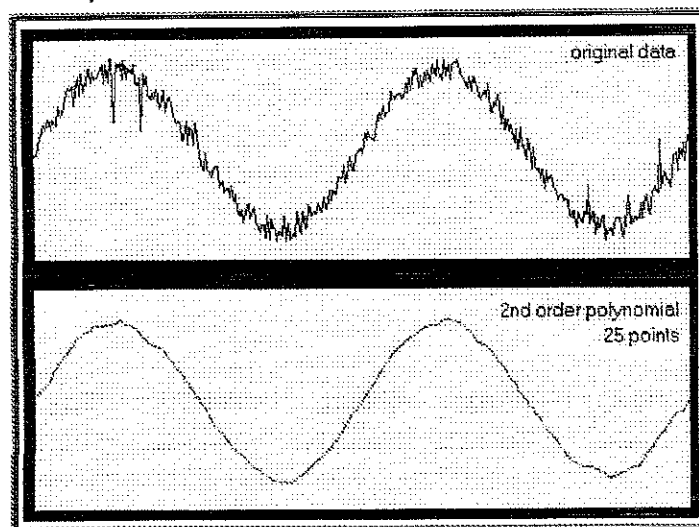
6.7.1.2 Filtros digitales. Los filtros digitales son usados ampliamente, en muchas aplicaciones de procesamiento digital de señales, tales como análisis de espectro, procesamiento digital de imágenes y reconocimiento de patrones, pertenecen a la clasificación de sistemas LTI (linear time invariant) , que se caracterizan por las características de causalidad, recursividad y estabilidad entonces pueden ser caracterizados en el dominio del tiempo por su respuesta al impulso unitario, obviamente esta respuesta es una consecuencia de los sistemas LTI ya sea de duración finita ó infinita, lo cual concede su principal clasificación en filtros FIR e IIR, es decir de respuesta finita y respuesta infinita al impulso, respectivamente

6.7.1.3 *Filtro de savitsky golay ó (filtro smoothing). Abraham Savitzky y Marcel Golay en 1964, presentaron un filtro digital, como solución a la toma de muestras y adquisición de datos en experimentos de química analítica, con el fin de eliminar el ruido y suavizar la señal; el método de Savitzky–Golay se basa en el cálculo de una regresión polinomial local (de grado k), con al menos $k+1$ puntos equiespaciados, para determinar el nuevo valor de cada punto se usan mínimos cuadrados polinomiales; además se muestra como un ajuste polinomial puede calcularse por medio de una función de convolución para un filtro de tamaño y orden dados, calculando los coeficientes del filtro para cualquier señal de entrada.*¹²⁶

Por lo tanto, el filtro pertenece a la familia FIR y se pueden obtener los coeficientes del filtro de una tabla previamente calculada; la principal ventaja de esta aproximación es que tiende a preservar características de la distribución inicial tales como los máximos y mínimos relativos, así como el ancho de los picos, que normalmente desaparecen con otras técnicas de promediado (como la media desplazada).

¹²⁶ http://en.wikipedia.org/wiki/Savitzky-Golay_smoothing_filter

Figura 176. Ejemplo de aplicación del filtro de savitsky golay.



Fuente: file://localhost/G:/paginas/cc_filter_savgolay.html

Este método, de savitzky golay es el comienzo y piedra angular de lo que se conoce como instrumentación analítica computarizada, entonces el filtro no es otra cosa que un estimador de parámetros, basado en métodos estocásticos de minimización del error, como son los mínimos cuadrados así:

Supóngase el conjunto de puntos (x_k, y_k) , siendo $k = 1, 2, \dots, n$. Sea $f(x)$, con $j = 1, 2, \dots, m$ una base de m funciones linealmente independientes. Queremos encontrar una función f combinación lineal de las funciones base tal que $f(x_k) \approx y_k$, esto es:

$$f(x) = \sum_{j=1}^m c_j f_j(x)$$

Se trata de hallar los m coeficientes c_j que hagan que la función aproximante $f(x)$ sea la mejor aproximación a los puntos (x_k, y_k) . El criterio de mejor aproximación puede variar, pero en general se basa en aquél que dé un menor error en la aproximación. El error en un punto (x_k, y_k) se podría definir como:

$$e_k = y_k - f(x_k)$$

En este caso se trata de medir y minimizar el error en el conjunto de la aproximación. En matemáticas, existen diversas formas de definir el error, sobre todo cuando éste se aplica a un conjunto de puntos (y no sólo a uno), a una función, etc. Dicho error podrá ser:

$$\text{Error Máximo: } E_{\infty}(f) = \max(|e_k|)$$

$$\text{Error Medio: } E_m(f) = \frac{\sum_{k=1}^n |e_k|}{n}$$

$$\text{Error Cuadrático Medio: } E_{cm}(f) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (e_k)^2}{n}}$$

La aproximación mínimo cuadrada se basa en la minimización del error cuadrático medio, o, equivalentemente, en la minimización del radicando de dicho error, el llamado error cuadrático, definido como:

$$E_c(f) = \frac{\sum_{k=1}^n (e_k)^2}{n}$$

Para alcanzar este objetivo, suponemos que la función f es de una forma particular que contenga algunos parámetros que necesitamos determinar. Por ejemplo, supongamos que es cuadrática, lo que quiere decir que $f(x) = ax^2 + bx + c$, donde no conocemos aún a , b y c . Ahora buscamos los valores de a , b y c que minimicen la suma de los cuadrados de los residuos (S):

$$S = \sum_{i=1}^n (y_i - f(x_i))^2$$

Esto explica el nombre de *mínimos cuadrados*. A las funciones que multiplican a los coeficientes buscados, esto es, a x^2 , x y 1 , se les conoce con el nombre de funciones base de la aproximación. Dichas funciones base pueden ser cualesquiera funciones, y para ese caso se deduce a continuación la fórmula general en el caso de que la aproximación sea discreta y lineal.

127

La aproximación de mínimos cuadrados tiene solución general para el caso de un problema de aproximación lineal en sus coeficientes c_j cualesquiera sean las funciones

¹²⁷ QUINTERO Pizo Luis Arcesio., Universidad de puerto rico. Reducción de ruido en señales de espectroscopia, p.77

base $f_j(x)$ antes expuestas. Por lineal se entiende $f(x)$ es una combinación lineal de dichas funciones base. Para hallar la expresión de la fórmula general, es posible o bien minimizar el error cuadrático arriba expuesto, para lo cual se haría uso del cálculo multivariable (se trataría de un problema de optimización en c_j), o alternativamente hacer uso del álgebra lineal en la llamada deducción geométrica. Para los Modelos estáticos uniecuacionales. El método de mínimos cuadrados no ha sido superado, a pesar de diversos intentos para ello, desde principios del Siglo XIX. Se puede demostrar que, en su género, es el que proporciona la mejor aproximación.¹²⁸

6.7.1.4 Deducción geométrica del problema discreto. La mejor aproximación deberá tender a interpolar la función de la que proviene el conjunto de pares (x_k, y_k) , esto es, deberá tender a pasar exactamente por todos los puntos. Eso supone que se debería cumplir que:

$$f(x_k) = y_k \quad \text{con } k = 1, 2, \dots, n \quad \text{sustituyendo } f(x) \text{ por su expresión:}$$

$$\sum_{j=1}^m c_j f_j(x_k) = y_k \quad \text{con } k = 1, \dots, n$$

Esto es, se tendría que verificar exactamente un sistema de n ecuaciones y m incógnitas, pero como en general $n > m$, dicho sistema está sobredeterminado, no tiene solución general. De ahí surge la necesidad de aproximarlos, por lo que escrito de manera matricial se puede escribir como.¹²⁹

$$\begin{bmatrix} f_1(x_1) & f_2(x_1) & \dots & f_m(x_1) \\ f_1(x_2) & f_2(x_2) & \dots & f_m(x_2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_1(x_n) & f_2(x_n) & \dots & f_m(x_n) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \dots \\ c_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_n \end{bmatrix}$$

Esto es $Ac=b$

La aproximación trata de hallar el vector c aproximante que mejor aproxime el sistema $Ac = b$, con dicho vector c , es posible definir el vector residuo como:

$$r = b - Ac$$

¹²⁸ De Serio Robert savitsky golay filters. Pdf, 2007, p.1

¹²⁹ Ibid., p.2

De manera que el mínimo error cuadrático supone minimizar el residuo, definiendo su tamaño en base a la norma Euclídea o usual del residuo, que equivale al error cuadrático:

$$\|r\|_2 = \sqrt{(r, r)_2} = \sqrt{r^t r} = \sqrt{\sum_{k=1}^n (r_k)^2}$$

siendo $(r, r)_2$ el producto interior o escalar del vector residuo sobre sí mismo.

Si atendemos al sistema $Ac = b$, entonces se ve claramente que al multiplicar A y c , lo que se realiza es una combinación lineal de las columnas de A :

La condición de minimización del residuo será:

$$r \perp \text{span}(A_1, A_2, \dots, A_m)$$

Esto solo es cierto si:

$$r \perp A_j \iff A_j \perp r \iff (A_j, r)_2 = 0 = A_j^t r, j = 1, 2, \dots, m$$

A su vez, cada una de las m condiciones de perpendicularidad se puede agrupar en una sola:

$$A^t r = 0$$

Sustituyendo el residuo por su expresión:

$$A^t(b - Ac) = 0 \iff A^t Ac = A^t b$$

Por tanto, la mejor aproximación mínimo cuadrada lineal para un conjunto de puntos discretos, sean cuales sean las funciones base, se obtiene al resolver el sistema cuadrado:

$$A^t Ac = A^t b$$

130

A esta ecuación se le llama ecuación normal de Gauss, y es válida para cualquier conjunto de funciones base. Si estas son la unidad y la función x también, entonces la aproximación se llama regresión lineal.

En el ejemplo anterior, f es lineal para los parámetros a , b y c . El problema se simplifica considerablemente en este caso y esencialmente se reduce a un sistema lineal de ecuaciones.

¹³⁰ Ibid., p.3

El problema es más complejo si f no es lineal, para los parámetros a ser determinados; entonces se necesita resolver un problema de optimización general (sin restricciones). Se puede usar cualquier algoritmo para tal problema, como el método de Newton y el descenso por gradiente. Otra posibilidad es aplicar un algoritmo desarrollado especialmente para tratar con los problemas de mínimos cuadrados, como por ejemplo el algoritmo de Gauss-Newton o el algoritmo de *Levenberg-Marquardt*,

Siendo el término de perturbación ε , una variable aleatoria con media cero, obsérvese que se asume que los valores x son exactos, y que todos los errores están en los valores y . De nuevo, se distingue entre regresión lineal, en cuyo caso la función f es lineal para los parámetros a ser determinados (ej., $f(x) = ax^2 + bx + c$), y regresión no lineal. Como antes, la regresión lineal es mucho más sencilla que la no lineal. (Es tentador pensar que la razón del nombre regresión lineal es que la gráfica de la función $f(x) = ax + b$ es una línea. Ajustar una curva $f(x) = ax^2 + bx + c$, estimando a , b y c por mínimos cuadrados es un ejemplo de regresión *lineal* porque el vector de estimadores mínimos cuadráticos de a , b y c es una transformación lineal del vector cuyos componentes son $f(x_i) + \varepsilon_i$).

Los parámetros (a , b y c en el ejemplo anterior) se estiman con frecuencia mediante mínimos cuadrados: se toman aquellos valores que minimicen la suma S . El teorema de Gauss-Márkov establece que los estimadores mínimos cuadráticos son óptimos en el sentido de que son los estimadores lineales insesgados de menor varianza, y por tanto de menor error cuadrático medio, si se toma $f(x) = ax + b$ estando a y b por determinar y con los términos de perturbación ε independientes y distribuidos idénticamente.

Dado que los coeficientes h_k son el componente a_0 cuando x es reemplazado por el vector unitario e_k , $-k_L \leq k \leq k_R$, entonces

131

$$h_k = \{(A^T A)^{-1}(A^T e_k)\}_0. \quad (2.10)$$

De acuerdo con (2.10), los coeficientes del filtro son independientes de los valores x_i . Por lo tanto, estos valores pueden ser calculados solamente en una oportunidad para un orden M y un número de puntos $k_L + k_R + 1$. Otra de las simplificaciones del problema de mínimos cuadrados, para $k_L = k_R$, se puede obtener de la siguiente expresión

$$\{(A^T A)\}_{ij} = \sum_{k=-k_L}^{k_R} A_{ki} A_{kj} = \sum_{k=-k_L}^{k_R} k^{i+j}. \quad (2.11)$$

Recuerda que los coeficientes h_k están dados para $i = 0$ y note que $\{(A^T A)\}_{ij} = 0$ para valores impares de $i+j$. Entonces, h_k tienen el mismo valor para un polinomio de orden M y $M+1$ para M par. Por ejemplo, los filtros de Savitzky-Golay de orden dos y tres tienen los mismos coeficientes.

¹³¹ QUINTERO Pizo Luis Arcesio Op cit., p. 83

Se asume que la función de convolución tiene respuesta finita al impulso donde el estimado s^m está dado por $s_i \equiv s[n_i]$

$$s_i = \sum_{k=k_L}^{k_R} h_k x_{i+k},$$

donde k_L y k_R son el número de puntos a la izquierda y derecha del punto i , respectivamente. Entonces, el valor s_i está dado por el promedio ponderado de los puntos desde x_{i+k_L} hasta x_{i+k_R} . El filtro de Savitzky-Golay normalmente se calcula para $k_L = k_R$. El siguiente procedimiento describe como se calculan los coeficientes h_k por medio de un ajuste polinomial.

Para derivar los coeficientes h_k es necesario considerar como se obtiene s_0 . Se ajusta un polinomio de grado M en i , llamado $a_0 + a_1 i + \dots + a_M i^M$, a los valores desde x_{i+k_L} hasta x_{i+k_R} . Por lo tanto, s_0 es el valor de dicho polinomio para $i = 0$, llamado a_0 .

Sea A la matriz con entradas

$$A_{ij} = i^j \quad i = k_L, \dots, 0, \dots, k_R, \quad j = 0, 1, \dots, M.$$

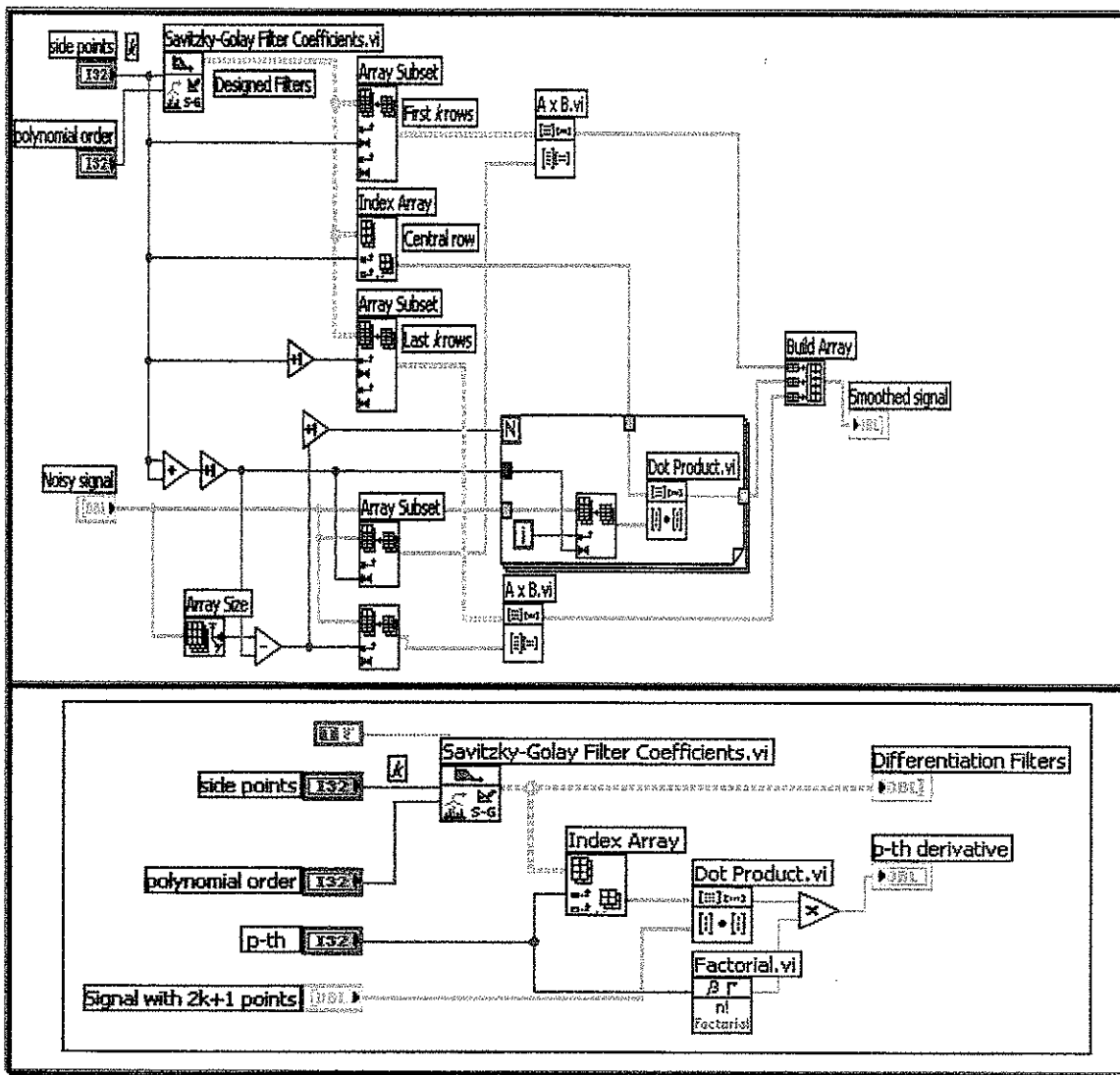
Los coeficientes $\mathbf{a} = [a_0 a_1 \dots a_M]^T$ se pueden calcular usando mínimos cuadrados¹³² en términos de $\mathbf{x} = [x_{-k_L} \dots x_{k_R}]^T$ por medio de la siguiente ecuación

$$\mathbf{a} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{x}.$$

¹³² Ibid., p.85

6.8 Filtro Savitzky Golay en Labview. Para lograr aplicar la teoría del filtro de Savitzky Golay, es conveniente usar el toolkit de filtros de Labview 8.2, el cual involucra las utilidades más relevantes de los filtros digitales, incluido el filtro en mención, por lo que a continuación se muestra la forma de obtener el programa de filtrado siguiendo los pasos anteriores con los coeficientes del filtro .

Figura 177. Bloques del programa para aplicar el filtro de savitsky golay .



Fuente: El autor, (Labview 8.2)

7. CONTROL DE FASE y RECTIFICADOR TRIFASICO

Aunque esta aplicación no está contemplada dentro de los objetivos del proyecto, se hace necesario mencionarlo y esclarecer algunos de los apartes constructivos y de diseño del control de fase y rectificador trifásico, los cuales son necesarios con el fin de ocasionar los disturbios propios de la distorsión armónica, en la red de alimentación, sin esperar a que sean otros elementos externos, los que causen los efectos que se desean medir con el equipo HVA.

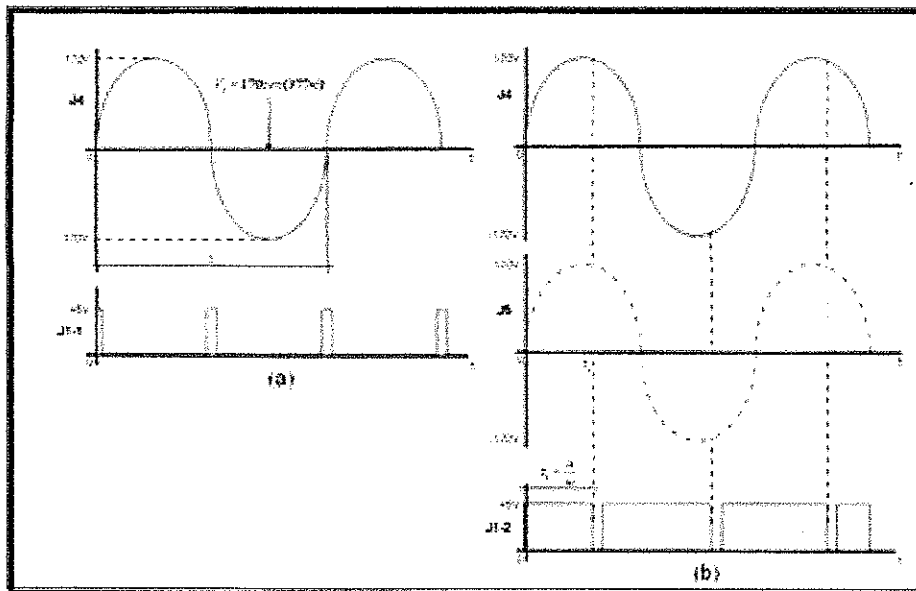
Ahora cabe decir que no se entrará en explicaciones y deducciones matemáticas acerca del funcionamiento de estos dispositivos, por cuanto es una teoría ya existente y que pertenece a la electrónica de potencia y basta con consultar la bibliografía disponible, ya sea por medios digitales ó impresos, así como la información técnico practica disponible.

Como es sabido, un control de fase es un circuito que permite controlar la tensión disponible para cualquier equipo, variando el ángulo de disparo de los elementos semiconductores de potencia llamados Triacs, mediante diversas técnicas de control, por lo tanto la señal de salida será una tensión en alterna; el rectificador trifásico es un circuito que utilizando las mismas estrategias de control anteriores, permite convertir las señales de CA en CD, solo que los dispositivos a manejar en esta ocasión se llaman SCR's.

7.1 CONTROL DE FASE.

El principio general de control, para este caso, consiste en tomar muestras de la señal de sincronismo, con una diferencia de potencial menor que el de señal de red, generalmente 12V, detectar los cruces por cero de la señal senoidal, a partir de ahí, mediante medios análogos ó digitales generar los retardos necesarios, para activar los triacs ó tiristores en el ángulo de disparo necesarios y previamente establecidos, como se muestra en la figura 179.

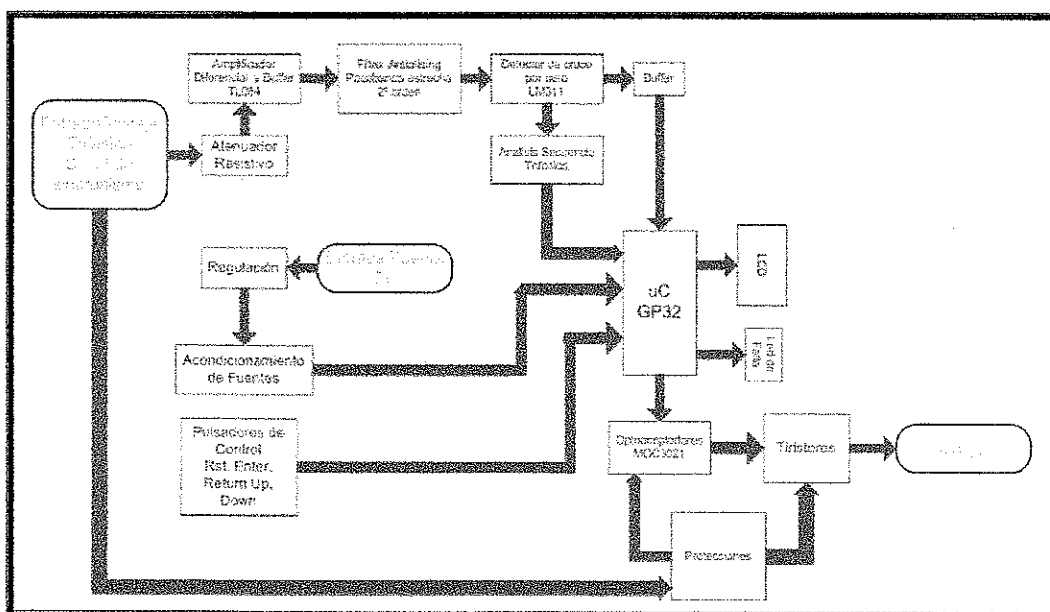
Figura 178. Gráfica Ilustrativa control de fase.



Fuente: www.electronicosonline.com/noticias/images/uploads/Figura_2_CA.jpg

A continuación se muestra el diagrama de bloques, sugerido para el control de fase.

Figura 179. Diagrama de bloques acondicionamiento de señales para disparo de TRIACS.



Fuente: El autor, (Microsoft Visio 2003).

Es claro que para lograr el cometido, de generar los pulsos trifásicos, para controlar los triacs y por tanto la carga, a partir de la misma señal trifásica, la cual se utiliza como señal de sincronía para que un microcontrolador 68HC908gp32 lea estos pulsos y efectúe los retardos se deben seguir los siguientes pasos.

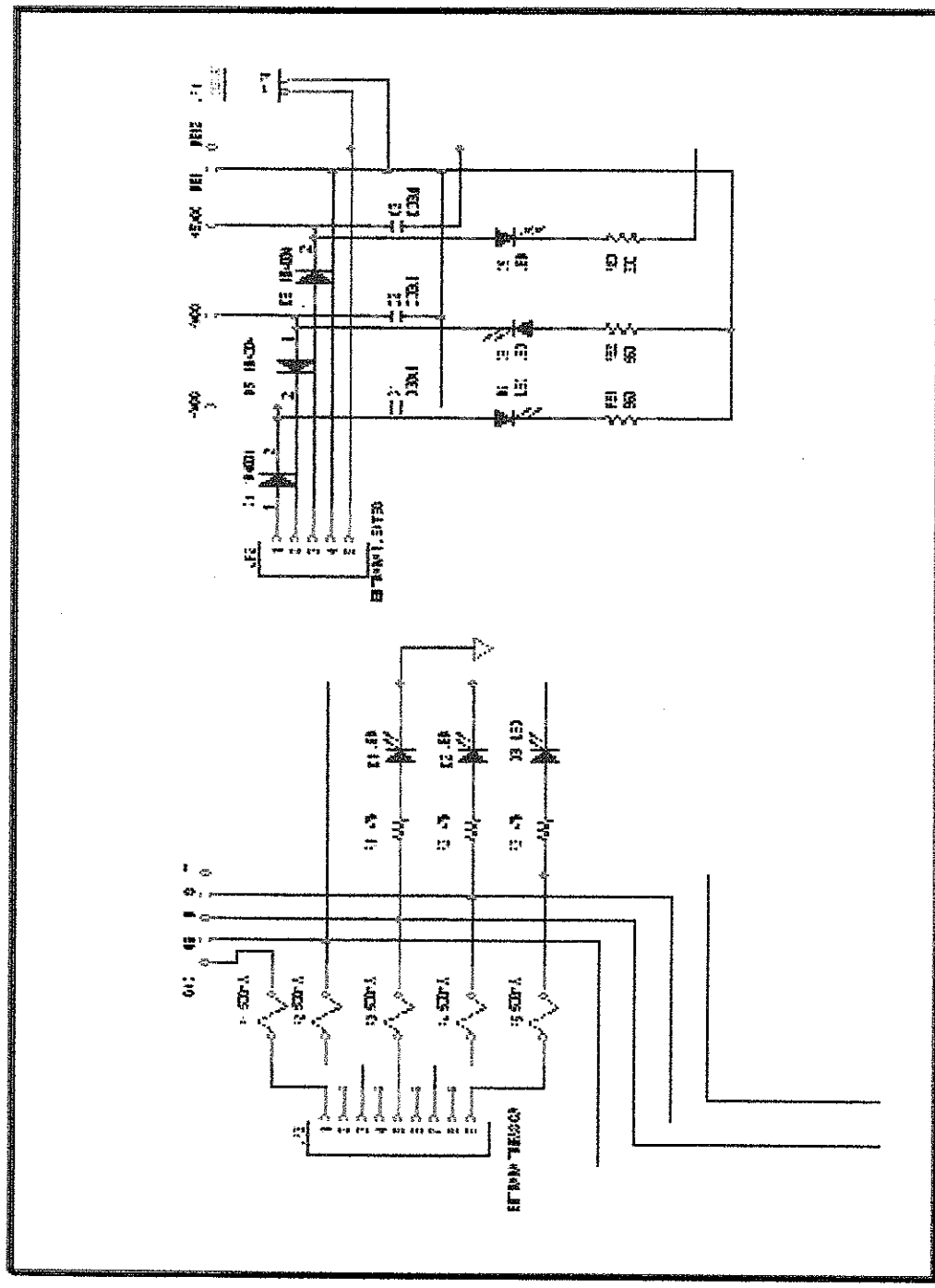
El mencionado LED de falla, es una salida que se habilita en el microcontrolador de manera que al ocurrir un error en el sistema, este LED se encienda, a la vez que se informa en el display el motivo de la falla, así que este sirva de ayuda visual para detectar fallas.

1. Acondicionar la señal trifásica, de tal modo que la diferencia de potencial se adecue a los niveles de operación de los amplificadores operacionales y que la potencia disipada por el atenuador permanezca en los niveles de μW ó mW , para esto se utiliza un amplificador diferencial de ganancia unitaria, que recoge las señales del atenuador resistivo, cuya salida es separada eléctricamente mediante un seguidor emisor de ganancia unitaria.
2. Una vez se tienen niveles de tensión alterna adecuados, en fase y frecuencia iguales a los de la red eléctrica, se procede a filtrar la señal con una aplicación de banda estrecha sintonizado alrededor de los 60Hz y con un ancho de banda de 20hz, con el fin de evitar la falsa detección de los cruces por cero, debido a la distorsión de la señal.
3. Ahora se procede a detectar los cruces por cero de tal manera que se obtengan señales cuadradas, de amplitud máxima de 5 voltios, de tal manera que puedan ser introducidos al microcontrolador, para su posterior procesamiento y utilización, pues a partir de estos pulsos se generan los retardos; informar fallas en el LED y el display.
4. Acondicionar las fuentes de alimentación, propias del circuito, mediante atenuadores resistivos, amplificadores diferenciales de ganancia unitaria, inversores de fase, y buffers, de tal manera que esta señal este dentro de los límites de la ventana de conversión del ADC, del microcontrolador para que dichas fuentes puedan ser monitoreadas por este, con el fin de evitar daños por sobretensión en los amplificadores; informar fallas en el led de falla y el display.
5. Introducir los pulsos cuadrados en el circuito de análisis de secuencia trifásica, el cual informa al microcontrolador sobre el orden de las fases en las conexiones del control AC con triacs, esto con el fin de evitar errores en el disparo de los semiconductores de potencia, que desencadenen en posibles cortocircuitos, informar fallas en el led de falla y el display.

6. Enviar los pulsos detectados al microcontrolador 68HC908GP32, los cuales deben estar desfasados 120° el uno con respecto al otro, al igual que las ondas senoidales de referencia y sincronismo, provenientes de la red eléctrica. Informar fallas en led de falla y en el display.
7. Revisar el estado de los pulsadores, que conforman el teclado de control, con el fin de configurar el ancho de pulso deseado, de tal manera que se pueden ajustar las decenas y las unidades del número correspondiente al ancho del pulso, tanto de manera ascendente como descendente, también se cuenta con una tecla de enter para confirmar el dato y una tecla de return para devolver el menú y reconfigurar el dato del ancho de pulso, cada estado se muestra en el display y si ocurren errores se enciende el led de falla
8. Generar los pulsos equivalentes, de tal manera que el ancho del pulso y el desfase estén iguales en los tres pulsos, para que estos se puedan enviar a los optoacopladores y por ende a los triacs.

A continuación se muestran la gráfica s, de los planos ó diagramas esquemáticos implementados, tratando de que cada uno enfatice en la sección pertinente, como también una imagen de los circuitos una vez implementados en el Protoboard.

Figura 180. Esquemático entradas de las señales trifasicas y de las fuentes



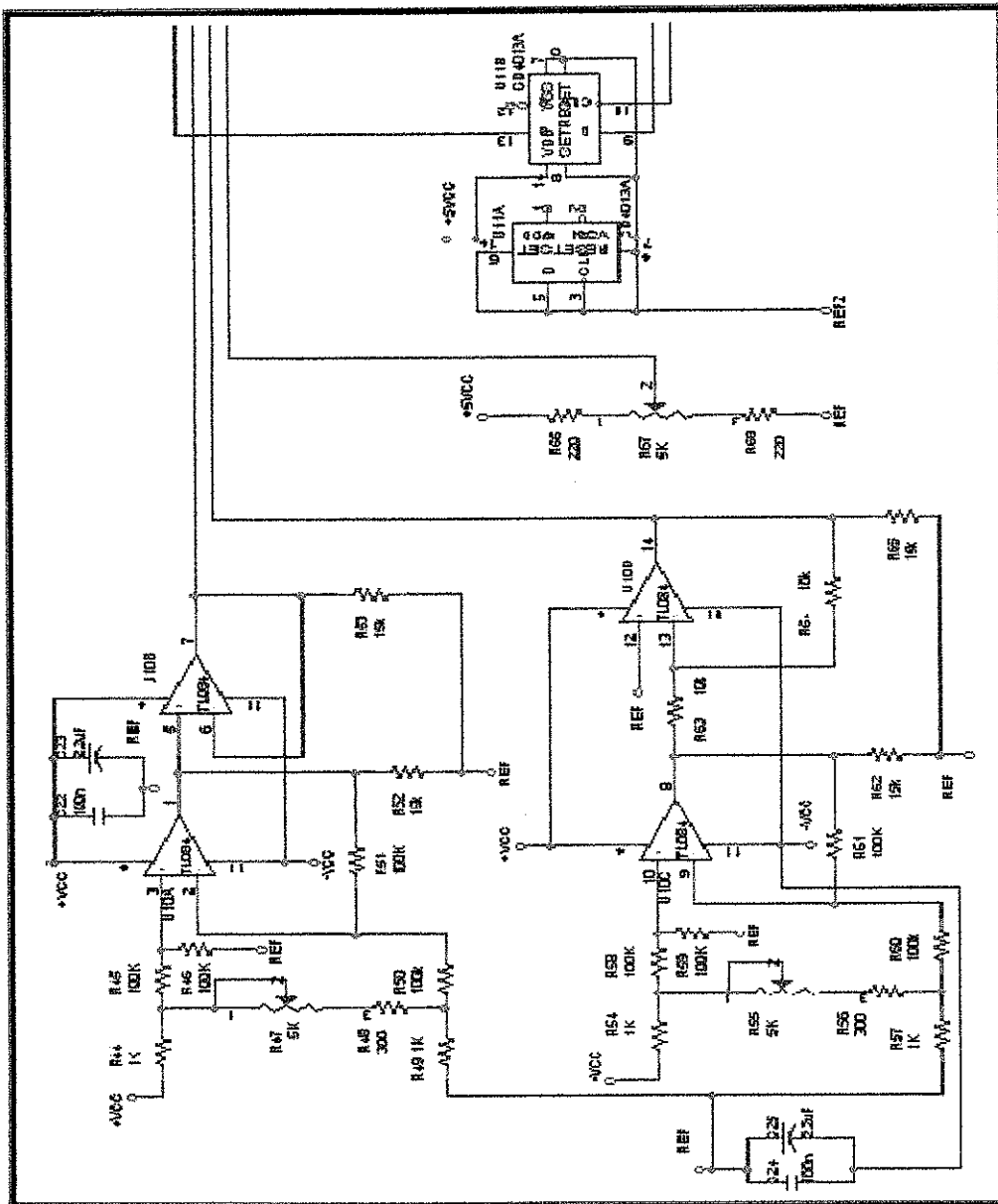
Fuente: El autor, (Orcad 9.1)

Figura 181. Esquemático acondicionamiento de señal trifásica.



En esta imagen se observan los pormenores de las conexiones del atenuador y de los amplificadores encargados de acondicionar la señal, los valores de los condensadores de desacople, así como la disposición del filtro pasabanda y el detector de cruce por cero a partir del LM311, cuya señal de salida servirá como señal de sincronía para la generación de los pulsos de disparo.

Figura 182. Diagrama esquemático acondicionamiento de fuentes de voltaje.

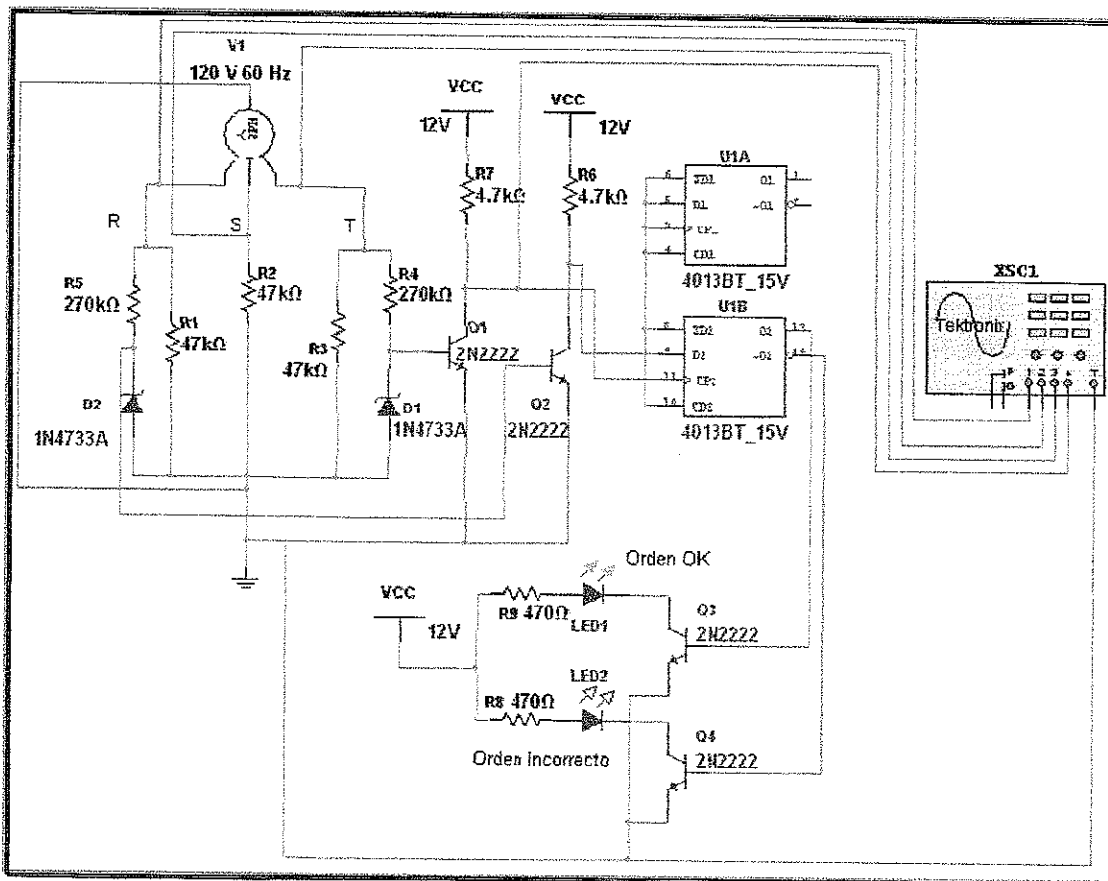


Fuente: El autor, (Orcad 9.1)

En la imagen anterior se observa, como se pueden acondicionar señales de tensión DC, a través de atenuadores resistivos, amplificadores diferenciales, basados en OP AMP's, como también haciendo uso de las configuraciones más típicas de los amplificadores operacionales.

También se muestra el conexionado de un CI 4013, para que una vez colocados en sus entradas, dos de los pulsos de la detección de cruce por cero, enviando un único bit de respuesta, hacia el microcontrolador, de tal manera que el dato digital 10 corresponda al ordenamiento correcto de las fases, y el dato digital 01 a la conexión incorrecta en el momento de hacer las conexiones; a continuación se muestra la simulación y el detalle de los componentes y el alambrado del mismo, elaborado en multisim 10.

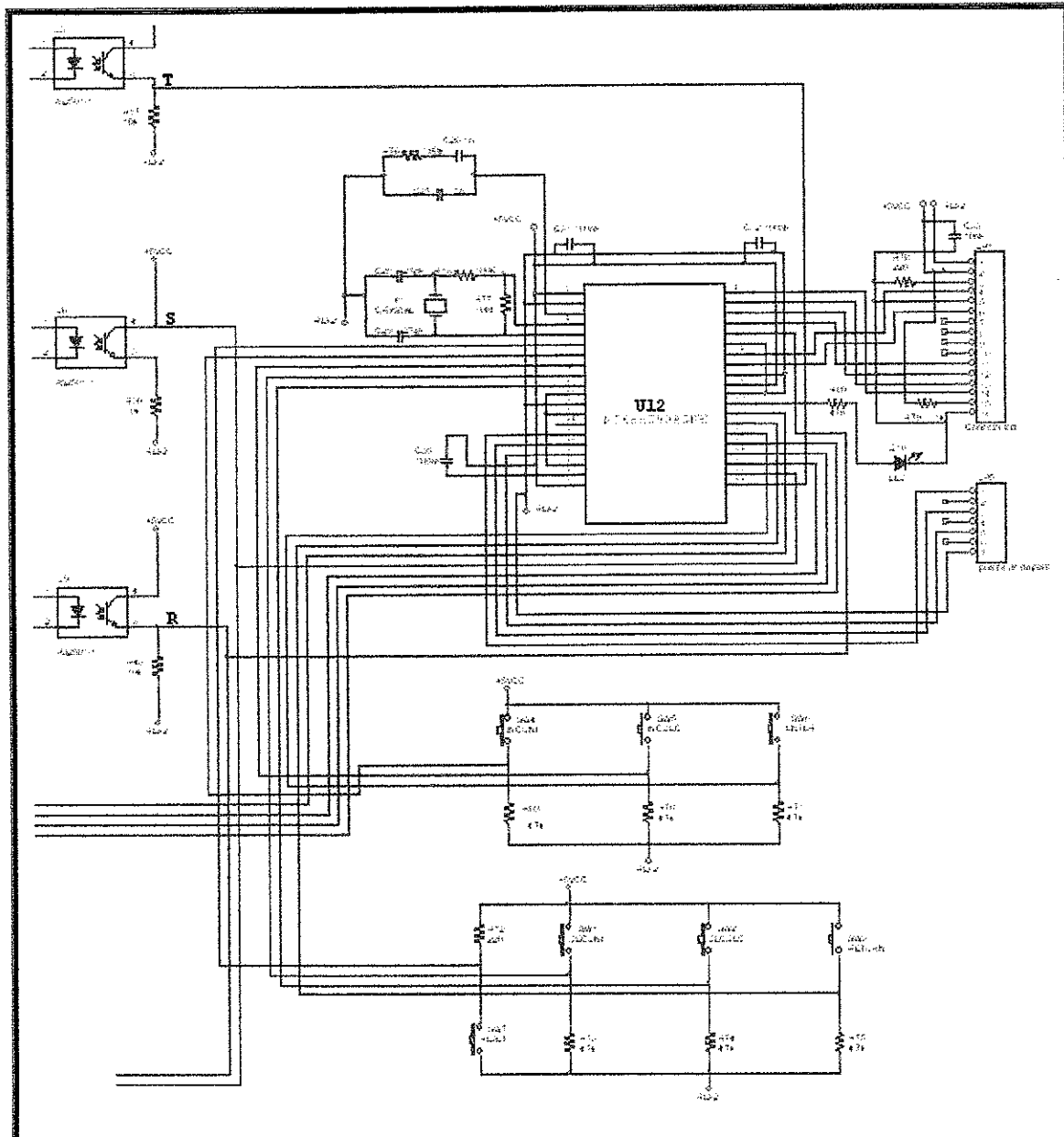
Figura 183. Esquemático Analizador de secuencia trifásica



Fuente: El autor, (Multisim 10)

En esta simulación, se ha elaborado un circuito que logra detectar los cruces por cero de la señal trifásica, los cuales son necesarios para que el flip flop D, de referencia cd 4013, haga el análisis de secuencia, partiendo de una fuente trifásica, que gracias a los diodos zener y la configuración estrella de los atenuadores, con el neutro virtual que se configura de este modo y la conexión en colector común, generan los ya mencionados pulsos.

Figura 184. Esquemático del microcontrolador GP32.



Fuente: El autor, (Orcad 9.1)

Se observa como las señales provenientes de los demás circuitos, entran a los diversos pines del microcontrolador, como también la manera de conectar el teclado de control basado en pulsadores, el PLL, el oscilador y las conexiones propias del display y el led de falla.

Figura 185. Montaje en protoboard control de fase.

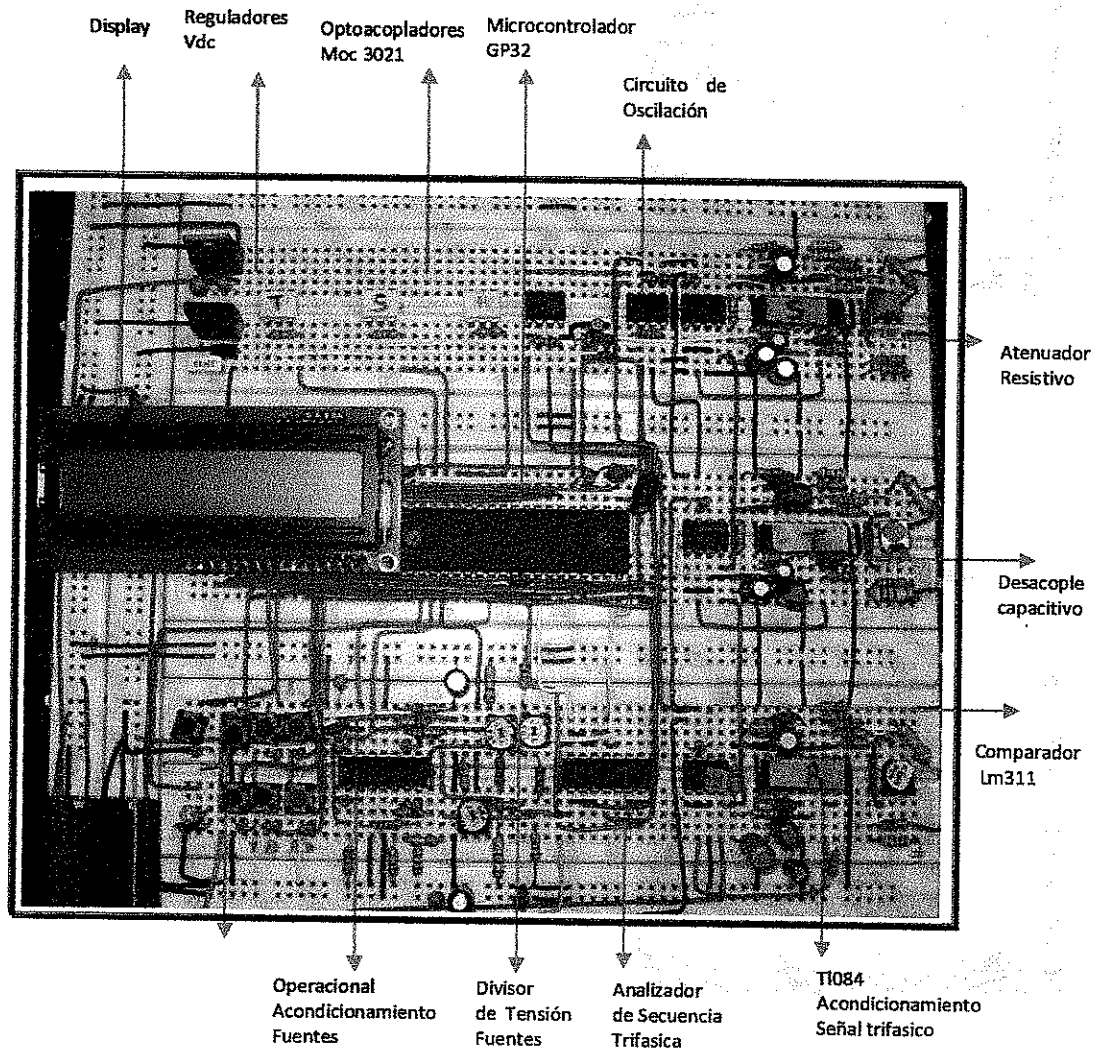
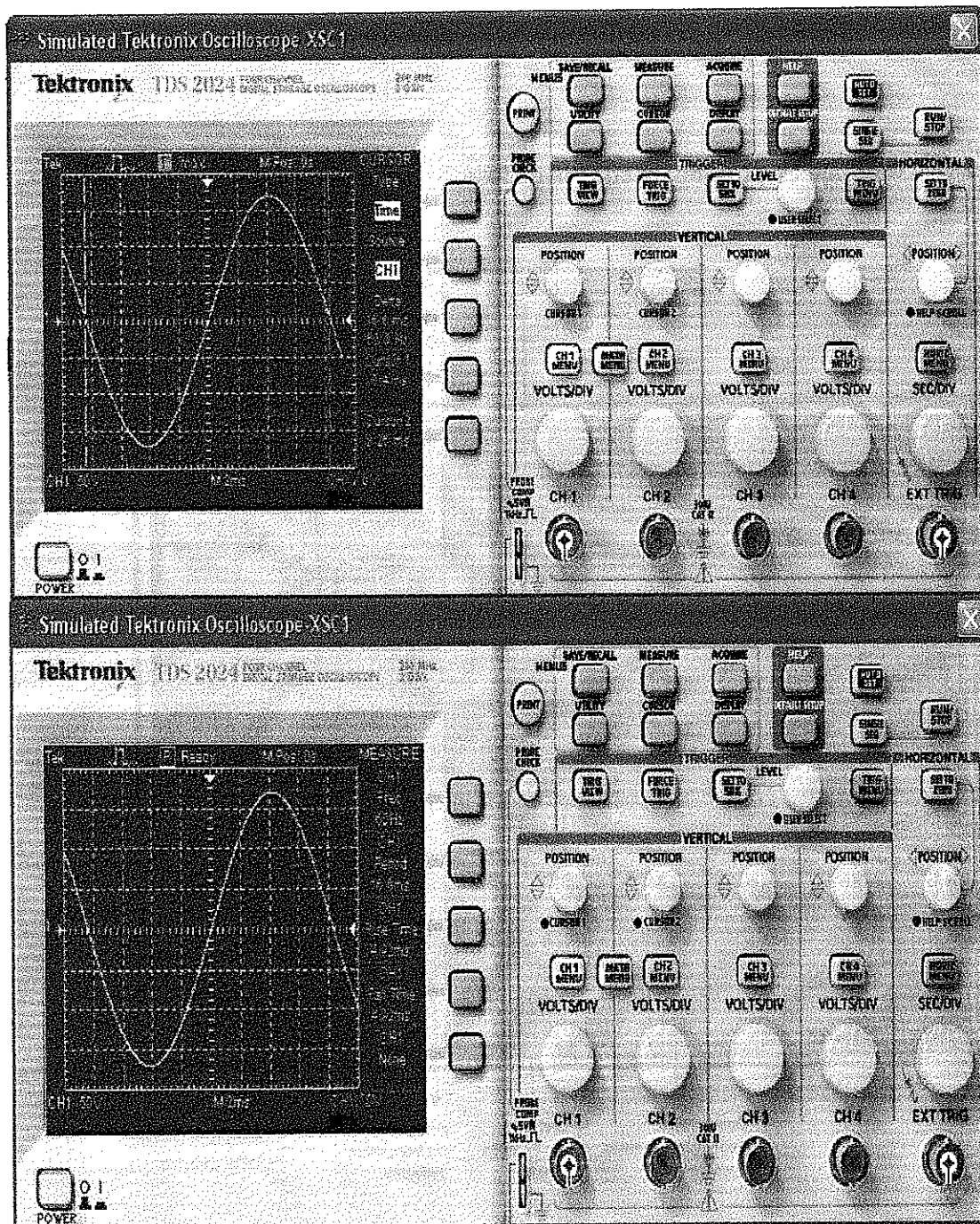


Figura 186. Simulación de Parámetros de onda senoidal pura.



Según las gráficas anteriores, con los parámetros que allí se muestran, sobre una onda senoidal pura e ideal. Para entender un poco como se hallan los retardos de tiempo, se empieza por establecer que la frecuencia estándar, para el caso es 60hz, es decir que en 1 Segundo se dan 60 ciclos completos, entonces:

$F = \frac{1}{T}$; donde T es el periodo, por lo tanto $T = 16.667mS$; si se aplica una regla de tres

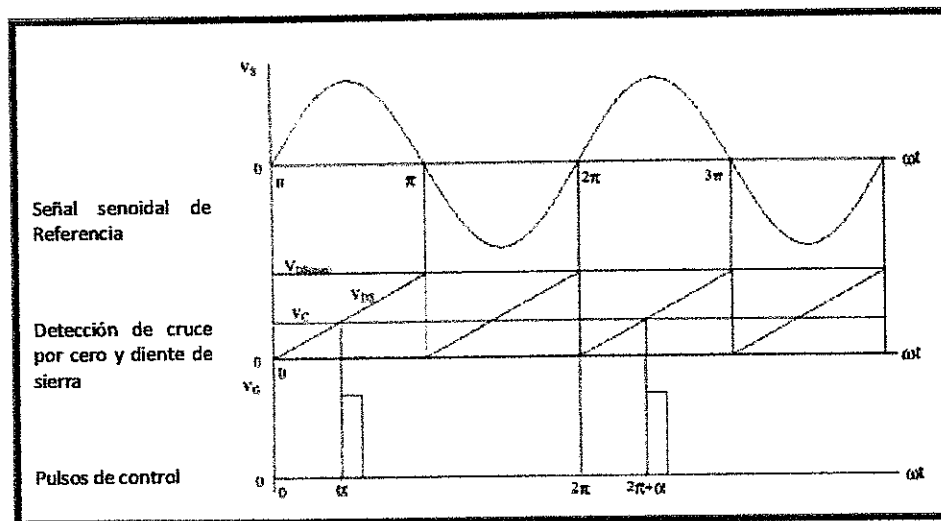
$$\begin{array}{lcl} 360^\circ & \rightarrow & 16.667mS \\ 1^\circ & \rightarrow & X \end{array}$$

por lo tanto al resolver la ecuación se obtiene que cada grado corresponde a 694.584uS; es de notar y aclarar que cuando se habla de grados ($^\circ$), se hace referencia a grados eléctricos, que guardan una correspondencia, punto a punto con los grados de la interpretación matemática. De esta manera es fácil calcular los retardos según el ángulo de disparo seleccionado, en la sección de anexos se muestran las gráficas de las señales correspondientes tomadas sobre el osciloscopio y el display LCD.

7.2 RECTIFICADOR TRIFASICO TOTALMENTE CONTROLADO

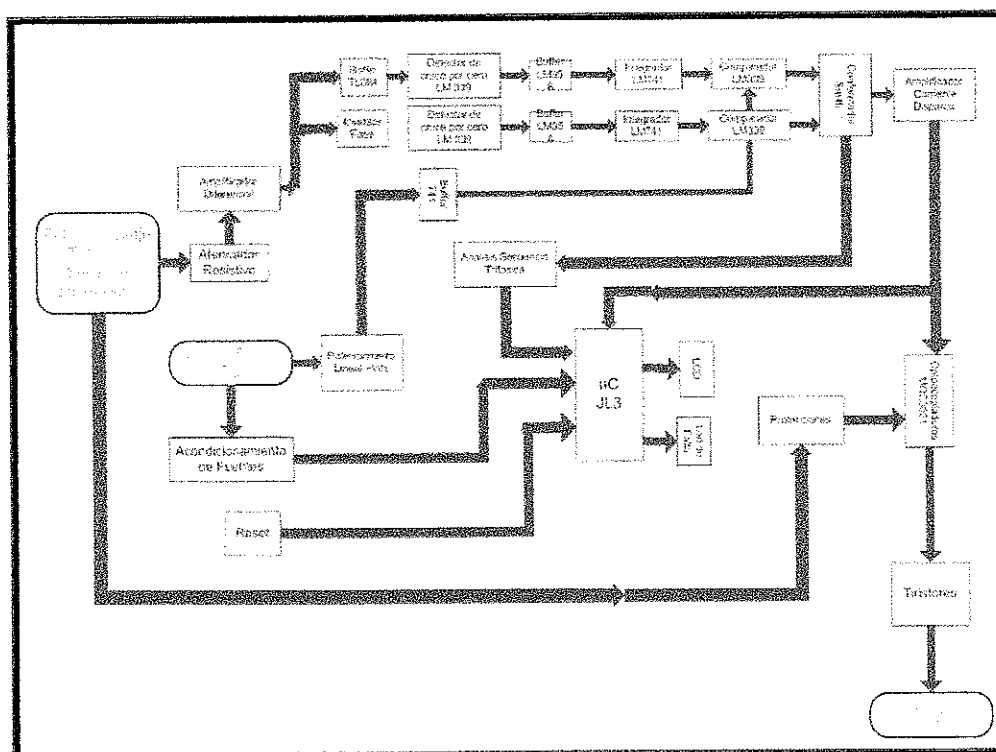
El rectificador trifásico, también se conoce con el nombre de convertidor de CA a CD, pues usa las propiedades electrodinámicas de los diodos, para que según el arreglo topológico del circuito, entregue en sus terminales de salida un voltaje de CD, pulsante de acuerdo al número de diodos que se utilicen, a continuación se muestra la transformación de las señales de tal manera que este será el procesamiento de señal a realizar.

Figura 187. Ilustrativo de transformación de señales para rectificador trifásico



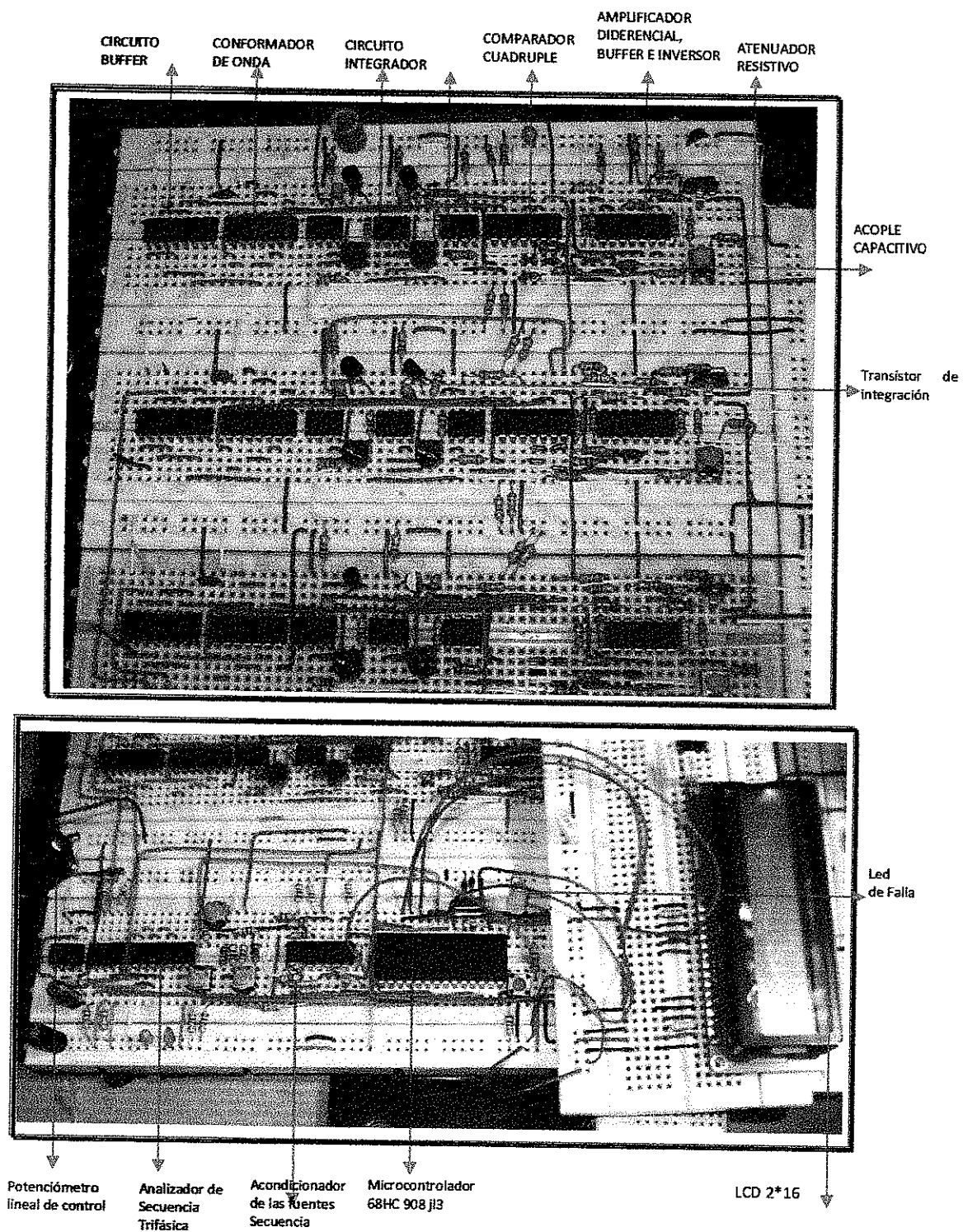
Fuente: http://www.victoryvictor.net/rectrif_archivos/image004.gif

Figura 188. Diagrama de bloques para rectificador controlado.



Fuente: El autor, (Microsoft Visio 2003)

Figura 189. Montaje en protoboard rectificador trifásico.



8. PRESUPUESTO

8.1 COSTOS DIRECTOS.

8.1.1 Personal.

Tabla 16. Costos directos del proyecto por rubro de personal.

Personal Investigador	Tiempo (meses)	Sueldo Mensual	Costo Total
<i>Mario Iván Puentes</i>	<i>18</i>	<i>\$500.000.00</i>	<i>\$9.000.000.00</i>
<i>William Havid Cortés</i>	<i>12</i>	<i>\$500.000.00</i>	<i>\$6.000.000.00</i>
<i>Asesorías Externas</i>	<i>3</i>	<i>\$700.000.00</i>	<i>\$2.100.000.00</i>
			<i>\$17.100.000.00</i>

Fuente: El Autor, (Word 2007)

8.1.2 Material Tangible.

Tabla 17. Costos directos del proyecto por rubro de material tangible.

Material Tangible	Unidades	Vr/ Unidad	Costo Total
<i>Resma de Papel</i>	<i>2</i>	<i>\$10.000.00</i>	<i>\$20.000.00</i>
<i>Cartuchos de tinta</i>	<i>2</i>	<i>\$100.000.00</i>	<i>\$200.000.00</i>
<i>Otros</i>	<i>1</i>	<i>\$50.000.00</i>	<i>\$50.000.00</i>
			<i>\$270.000.00</i>

Fuente: El Autor, (Word 2007)

8.1.3 Materiales y equipo

Tabla 18. Costos directos del proyecto por rubro de materiales y equipo.

Material	Unidades	Vr/ Unidad	Costo Total
<i>Computador</i>	<i>1</i>	<i>\$2.000.000.00</i>	<i>\$2.000.000.00</i>
<i>Tarjeta DAQ NI PCI6259</i>	<i>1</i>	<i>\$5.800.000.00</i>	<i>\$5.800.000.00</i>
<i>Sensores de Corriente SR652</i>	<i>3</i>	<i>\$450.000.00</i>	<i>\$1.350.000.00</i>
<i>Circuitos Integrados especializados</i>		<i>\$544.852.00</i>	<i>\$544.852.00</i>
<i>Circuitos Integrados de uso general y componentes</i>		<i>\$523.708.00</i>	<i>\$523.708.00</i>
<i>Accesorios Eléctricos, cables, soldadura, etc</i>		<i>\$50.000.00</i>	<i>\$50.000.00</i>
<i>Circuitos Impresos</i>		<i>\$ 800.000.00</i>	<i>\$800.000.00</i>
<i>Sistema de Desarrollo Motorola Genérico</i>	<i>1</i>	<i>\$ 100.000.00</i>	<i>\$100.000.00</i>
			<i>\$11.168.560.00</i>

Fuente: El Autor, (Word 2007)

Subtotal Costos Directos \$29.528.000.00

8. PRESUPUESTO

8.1 COSTOS DIRECTOS.

8.1.1 Personal.

Tabla 16. Costos directos del proyecto por rubro de personal.

Personal Investigador	Tiempo (meses)	Sueldo Mensual	Costo Total
<i>Mario Iván Puentes</i>	<i>18</i>	<i>\$500.000.00</i>	<i>\$9.000.000.00</i>
<i>William Havid Cortés</i>	<i>12</i>	<i>\$500.000.00</i>	<i>\$6.000.000.00</i>
<i>Asesorías Externas</i>	<i>3</i>	<i>\$700.000.00</i>	<i>\$2.100.000.00</i>
			<i>\$17.100.000.00</i>

Fuente: El Autor, (Word 2007)

8.1.2 Material Tangible.

Tabla 17. Costos directos del proyecto por rubro de material tangible.

Material Tangible	Unidades	Vr/ Unidad	Costo Total
<i>Resma de Papel</i>	<i>2</i>	<i>\$10.000.00</i>	<i>\$20.000.00</i>
<i>Cartuchos de tinta</i>	<i>2</i>	<i>\$100.000.00</i>	<i>\$200.000.00</i>
<i>Otros</i>	<i>1</i>	<i>\$50.000.00</i>	<i>\$50.000.00</i>
			<i>\$270.000.00</i>

Fuente: El Autor, (Word 2007)

8.1.3 Materiales y equipo

Tabla 18. Costos directos del proyecto por rubro de materiales y equipo.

Material	Unidades	Vr/ Unidad	Costo Total
<i>Computador</i>	<i>1</i>	<i>\$2.000.000.00</i>	<i>\$2.000.000.00</i>
<i>Tarjeta DAQ NI PCI6259</i>	<i>1</i>	<i>\$5.800.000.00</i>	<i>\$5.800.000.00</i>
<i>Sensores de Corriente SR652</i>	<i>3</i>	<i>\$450.000.00</i>	<i>\$1.350.000.00</i>
<i>Circuitos Integrados especializados</i>		<i>\$544.852.00</i>	<i>\$544.852.00</i>
<i>Circuitos Integrados de uso general y componentes</i>		<i>\$523.708.00</i>	<i>\$523.708.00</i>
<i>Accesorios Eléctricos, cables, soldadura, etc</i>		<i>\$50.000.00</i>	<i>\$50.000.00</i>
<i>Circuitos Impresos</i>		<i>\$ 800.000.00</i>	<i>\$800.000.00</i>
<i>Sistema de Desarrollo Motorola Genérico</i>	<i>1</i>	<i>\$ 100.000.00</i>	<i>\$100.000.00</i>
			\$11.168.560.00

Fuente: El Autor, (Word 2007)

Subtotal Costos Directos \$29.528.000.00

8.2 COSTOS INDIRECTOS

8.2.1 Varios.

Tabla 19. Costos indirectos del proyecto por rubro de varios.

<i>Descripción</i>	<i>Unidades</i>	<i>Vr/ Unidad</i>	<i>Costo Total</i>
<i>Fotocopias</i>	500	\$100.00	\$50.000.00
<i>Transporte Intermunicipal</i>	10	\$17.000.00	\$170.000.00
<i>Transporte Municipal</i>	200	\$1100.00	\$220.000.00
<i>Pruebas de laboratorio externas</i>	2	\$100.000.00	\$200.000.00
<i>Comunicaciones Internet y Telefonía</i>		\$400.000.00	\$400.000.00
<i>Consumo Energía Eléctrica</i>		\$250.000.00	\$250.000.00
			\$1.290.000.00

Fuente: El Autor, (Word 2007).

Subtotal Costos Indirectos \$1.290.000.00

TOTAL COSTOS DE PRESUPUESTO \$ 30.868.560.00

9. CONCLUSIONES

✚ Escribirlo es fácil, lograrlo no tanto, pues la implementación del analizador de armónicos es un aporte fundamental, en el ámbito académico regional y nacional, por cuanto esgrime un conjunto de tecnologías, conceptos y parámetros, para el diseño de equipos electrónicos, hecho para satisfacer las necesidades del entorno, ahondando en un aparte del conocimiento de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica, de vital importancia en el desarrollo de las mismas, en el campo de la electrónica de potencia y la calidad del suministro y conservación de la energía eléctrica.

✚ Gracias al estudio profundo y analítico de la fenomenología de la distorsión armónica y gracias a la metodología de investigación aplicada, es relevante señalar que para establecer las condiciones generales de diseño e implementación, así como para la operación del prototipo de Analizador de Armónicos, lo más conveniente es tener en cuenta las recomendaciones establecidas por la normatividad internacional, como IEC 61000, IEEE 519-1992, IEEE 1159-1995, UNE, EN50160, en los temas concernientes a compatibilidad e interferencia electromagnética y seguridad, así como metodologías, algoritmos de software, procedimientos matemáticos, variables a medir y técnicas de medición.

✚ Para el caso de las medidas de tensión, la mejor opción es utilizar atenuadores resistivos, cuya configuración y relaciones matemáticas para el diseño, fueron desarrollados como parte integral de la implementación del analizador de armónicos, garantizando el aislamiento galvánico de la señal capturada, con la salvedad de que la configuración resistiva utilizada, pueda soportar la disipación de potencia de una sobretensión, dentro de los valores establecidos por las normas ya mencionadas, conservando la precisión y la fiabilidad de la medición realizada.

✚ En el particular asunto, sobre la medición de corriente, la mejor opción según las pruebas realizadas, es el sensor de efecto Hall, compensado en temperatura, como es el caso del SR652 de la Fábrica AEMC Instruments, el cual garantiza mediciones seguras en un rango de 100mA -1000A, ya que la señal que entrega el sensor no necesita procesamiento posterior, como es el caso de la bobina Rogowski, excepto por el filtro Antialiasing,

✚ El desempeño funcional de los circuitos diseñados y que integran el analizador de armónicos es óptimo, gracias a los diversas consideraciones de seguridad implementadas,

como el sistema de monitoreo y supervisión de las condiciones de trabajo del equipo, el aislamiento de los diversos tipos de señal, la diferenciación de los diversos puntos de referencia, el sistema de encendido redundante con relé de estado sólido, la interface de potencia Δ/Y y las consideraciones de filtrado de la señal, tanto de manera análoga como digital.

■ La arquitectura de adquisición de datos es estable y brinda confiabilidad, por cuanto su resolución, velocidad de muestreo, versatilidad de configuración en las entradas análogas y salidas digitales, permite un monitoreo continuo y en tiempo real de la señal, en cuanto a la tarjeta de adquisición de datos **NI PCI 6259** se refiere, además que la Interfaz Hombre Maquina HMI, desarrollada en LabView a través de los instrumentos virtuales VI's, algoritmos de estado y toolkit's es amigable y de fácil manejo, cuyas características inherentes en cuanto a la capacidad de adquirir, registrar, analizar y mostrar los datos, conlleva a que la integración de estas dos herramientas confieran al equipo características de escalabilidad, alta precisión, excelente repetitibilidad y exactitud.

■ Al observar con detenimiento las minucias de la implementación del Analizador de Armónicos se puede entrever que son varios los aportes realizados a nivel teórico, normativo, práctico y de diseño, los cuales son el resultado del trabajo propio y en otras ocasiones como contribución de distinguidos autores en el ramo de la ingeniería electrónica.

■ Es oportuno comentar que, para lograr el cometido de implementar el prototipo de analizador de armónicos, fue necesario el concurso de un amplio conglomerado de conocimientos, que involucran la gran mayoría de asignaturas de la malla curricular, como son cálculo diferencial e integral, análisis de Fourier y la Laplace, Análisis de circuitos Eléctricos, Electrónica Aplicada, Sistemas Embebidos, Instrumentación Eléctrica y Electrónica, Ingeniería de componentes y de software, Automatización, Electrónica de potencia y procesamiento digital de señales.

■ En general, para evitar daños en los amplificadores operacionales, en especial los de tecnología de fabricación FET, CMOS y BIMOS, debido a situaciones de conmutación forzada, relacionadas con V_{dc} , es necesario garantizar primero la polarización en continua, de los circuitos implementados con operacionales y luego enviar la señal de entrada que debe ser procesada por el circuito en mención, cualquiera sea su aplicación.

10. OBSERVACIONES Y APORTES

■ AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Cuando se trata de amplificadores operacionales, la configuración conocida como seguidor(buffer) ó amplificador de ganancia unitaria, dadas sus características de alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, hace que ésta sea de gran utilidad en la adaptación de impedancias, entre los circuitos de censado y acondicionamiento, con los de muestreo y digitalización y en fin entre etapas de circuito con diferentes funciones.

Es importante que los amplificadores de instrumentación o los circuitos de acondicionamiento de señal utilizados, en su etapa final o de salida, tengan una impedancia de salida baja, con el fin de lograr que los circuitos de sample hold y el multiplexor de la tarjeta DAQ, tengan un desempeño oportuno y acorde con la frecuencia de muestreo establecida para la señal que se quiere digitalizar.

Cuando se configuran los amplificadores operacionales, en modo inversor, uno de los problemas es que permite, la conexión eléctrica, entre la entrada y la salida, a través de R y R' , permitiendo retornos o reflexiones de la señal.

Un parámetro de vital trascendencia en el diseño y escogencia de los amplificadores operacionales, en el momento de realizar una aplicación cualquiera y que es poco relacionado en la literatura tradicional, sobre el tema es el Slew Rate (pendiente máxima de salida ó rapidez de respuesta), es la máxima velocidad con que el operacional en cuestión puede variar la señal de salida, frente a una función escalón aplicada a su entrada y se debe a las capacitancias parasitas internas, ya que el amplificador deja de trabajar en su zona lineal, pues ante esta entrada abrupta, requiere de un ancho de banda elevado ó una respuesta en frecuencia grande y como el Δv es alto, no hay tiempo para que la realimentación resistiva comience a influir, entonces en la práctica este factor es el que fija el límite máximo de respuesta de cualquier circuito implementado.

■ MICROCONTROLADORES Uc's.

Gracias a la topología abierta, con la que se diseñan la mayoría de los Microcontroladores, es posible utilizarlos para ejecutar tareas personalizadas y únicas, como en el caso del sistema supervisorio, implementado en el módulo de seguridad, el cual utiliza dos Microcontroladores 68HC908GP32 interconectados vía SCI, con el fin de comunicar la

operación de cada uno e informar por medio de la LCD de 4*20 las posibles fallas en el sistema, sobre variables como Tº, campo magnético, voltaje de salida de las fuentes, orden de las fases, comandar el paso de voltaje de alimentación a los circuitos propios de adquisición de señal y garantizar el correcto cierre del driver estrella delta.

Pero es viable y posible utilizarlos en aplicaciones tan diversas como expandir las entradas de conversión A/D utilizando circuitos integrados externos para tal fin.

Cuando se tiene una aplicación con menús de funciones que al entrar despliegan nuevas opciones, se puede implementar un único teclado para tal fin, utilizando una única entrada de conversión analógica digital, haciendo lógicamente la rutina cíclica de conversión.

Para evitar problemas de compatibilidad electromagnética, es recomendable garantizar la estabilidad de los pulsos del circuito oscilador externo a fin de que no existan (spikes) o falsos flancos lógicos, que alteran el orden de funcionamiento de la CPU del microcontrolador, También es útil minimizar el ruido o ripple de la fuente de alimentación del microcontrolador, en especial cuando este voltaje opera con señales provenientes de la red de alimentación de AC; otra manera de minimizar los efectos indeseados es garantizar la operación del Watchdog bien sea por hardware o por software y colocar mediante conexión física hacia el punto de masa de la fuente, las patillas que no se usan en la aplicación.

AISLAMIENTO.

Si bien existen diversas técnicas de aislamiento galvánico entre las señales de entrada y las señales de salida de cualquier aplicación, un método económico y sencillo es utilizar los optoacopladores comerciales para tal fin, incluso en el caso de las señales analógicas mediante el manejo del parámetro ITR y del offset de los operacionales, así como de las capacitancias parasitas internas del optoacoplador, para lo cual se escribió sobre este tema, cuyos argumentos se pueden consultar en el PDF titulado "Aislamiento de señales analógicas con optoacopladores, un caso de estudio", el cual está incluido en los anexos.

El uso de transformadores de aislamiento en algunos casos no es viable, debido a su histéresis magnética, volumen, peso, inductancia e inversión de fase según la conexión y posición de los devanados.

Tecnológicamente, lo más avanzado en aislamiento de señales análogas, son los amplificadores de aislamiento producidos por Analog Devices, Texas Instruments, Burr Brown y Silicon Laboratories, para lo cual ya se ha hablado con suficiente profundidad. Para el caso de las señales digitales son los llamados ADUM, cuya tecnología es propietaria de Analog Devices que elimina el achatamiento y solape de los pulsos, por el bajo Slew Rate de los optoacopladores tradicionales.

FILTROS.

En primera instancia, se implemento un sistema que adquiriera las señales eléctricas, en todo el espectro de frecuencias, pero a medida que se hicieron las pruebas comparativas, se pudo inferir que es determinante el uso y aplicación de técnicas de filtrado, ya sean estas análogas ó digitales, salvaguardando las características relevantes de la señal adquirida, pues ciertos factores ambientales, y operativos de los mismos circuitos circundantes, conllevan a que la información útil de la señal eléctrica, recogida por el HVA, se viera deformada y contaminada.

El filtro Antialiasing, es en general un filtro pasabajas, cuya respuesta debe ser máximamente plana, tanto en la frecuencia de esquina relacionada con la banda de paso, y en la banda de atenuación, es decir que el ripple en estas señales debe ser el mínimo, por lo tanto la topología más adecuada es la de Butterworth, en configuración de células de Sallen Key.

En general, la finalidad del filtro Antialiasing, será la de prevenir las reflexiones de aquellas porciones de señal útil, que se encuentran por encima de la frecuencia ecuador $F_s/2$, de la frecuencia de muestreo F_s , entonces lo más deseable es colocar el filtro, antes de que la señal sea digitalizada.

El diseño de los filtros bien sean análogos ó digitales, sin importar la configuración, se facilita en gran medida gracias al uso de herramientas de software, que implementan utilidades funcionales con respecto a los filtros, como es el caso de Matlab, LabView y Filterlab entre otros.

Las recomendaciones técnicas, de algunos fabricantes de circuitos integrados, como los que ya se han mencionado, indican sobre el uso de alguna metodología de filtrado digital posterior a la conversión A/D, para lo cual en esta oportunidad se seleccionó el filtro de Savitski Golay, (Smoothing Filter), el cual ya se ha reseñado en el capítulo pertinente y que

elementalmente trata de usar técnicas de extrapolación e interpolación para encontrar los verdaderos valores de la señal.

■ RELE DE ESTADO SOLIDO.

Con el trabajo realizado, se ha adquirido la destreza teórica y práctica en el diseño de relés de estado sólido, ya sean monofásicos o trifásicos, que si bien para la aplicación son de baja potencia, basta usar los componentes adecuados para que con esta misma configuración se puedan manejar cargas con potencia más elevada, a los cuales se les pueden aplicar técnicas de control como PWM y ON Off, con la garantía de operar con alta confiabilidad y seguridad, pues los relees de estado sólido poseen las protecciones necesarias para operar contra corto circuito, dv/dt y di/dt , esto para el caso de que el semiconductor de potencia, pertenezca a la familia tradicional.

Para el caso del arrancador estrella delta, cada uno de los optoacopladores que conforman la red básica de disparo, son del tipo Moc3063, que incluyen detección de cruce por cero, para que en conjunto con el disparo de control o ancho de pulso de entrada, esté conforme una protección de tipo inclusiva, con el fin de evitar disparos indeseados, entonces estos optoacopladores, se pueden usar para activar semiconductores de mediana potencia y usarse como driver de disparo de tiristores más grandes en cuanto a su disipación de potencia y corriente a controlar.

Para el manejo de cargas de baja potencia, cuyos drivers de control estén gobernados por optoacopladores, en el caso de la protección conocida como Snubber, si la corriente de la carga a controlar es menor a 60mA, lo más conveniente es buscar otro tipo de protección, pues la red Snubber facilita el disparo de los semiconductores, causando errores en el control, por situaciones de autodisparo en ausencia de pulso de control.

Para el caso de los acoples de potencia de C.C. en que los microcontroladores GP32 comandan elementos de conmutación con cargas superiores a 25mA, como en el caso de los optoacopladores y los relees de seguridad, se optó por usar integrados para tal fin como es el ULN2803 y en otros casos mosfet de canal N, los cuales garantizan conmutaciones rápidas entre corte y saturación con bajas corrientes en la señal de control, generadas a partir de los microcontroladores, ya que según observaciones de laboratorio, para el caso de los dispositivos Motorola, cuando se activan más del 60% de las salidas al mismo tiempo, en modo sourcing, al límite de la corriente para cada una, el uC muestra fallas en el orden de conmutación y en los tiempos de mantenimiento.

Con el fin de garantizar la operación óptima de los circuitos en condiciones con altas EMI, lo más conveniente es usar los integrados de control digital on/off, en modo sinking con lógica invertida, es decir que en estado permanente las salidas serán 1 lógico y las acciones de control serán 0 lógicos, sin importar el tipo de tecnología que se use, como Cmos, Bjt y Mosfet; lo anterior en razón a que estadísticamente, es más difícil lograr un cero de control, por interferencias electromagnéticas, que el caso contrario, también es importante aplicar la estrategia conocida como asegurar los estados, a través de un resistor, bien sea hacia la fuente ó hacia la referencia de la misma.

En el diseño e implementación de circuitos electrónicos, una de las causas más frecuentes en la operación errónea de los mismos, es la adaptación de impedancias, entre las diversas etapas que conforman el circuito, pues puede causar resonancias, atenuaciones y distorsiones.

En algunos casos, la aplicación de topologías de Amplificadores Operacionales, aparentemente desconocidas, pueden llegar a facilitar el diseño y la aplicación, como es el caso de los amplificadores de transconductancia (OTA), para acondicionar las señales de corriente. También es importante destacar la utilidad del circuito diferencial, para capturar las señales de tensión, en conjunto con el atenuador resistivo variable, pues evita el uso de difíciles y costosas técnicas de aislamiento, así como el uso de transformadores de potencial que hacen voluminoso y pesado al HVA.

En la actualidad a nivel internacional, todo equipo de medición de variables eléctricas e inclusive algunos de consumo masivo y médico deben cumplir con las normas IEC 61000-4-30 y 61000-4-15.

Puede suceder que se tengan circuitos, que en su etapa de pruebas, se comporten de manera adecuada, pero que en el momento de realizar el circuito impreso PCB, el layout de este sea inapropiado, así como la ubicación de los componentes dentro de los mismos, en ocasiones esto se debe al capricho del diseñador, en otras al desconocimiento de las normas del IPC y porque en otras oportunidades el solo ordenamiento estético de los componentes no garantiza su confiabilidad y buen diseño, ahora con los avances en sistemas expertos y mediante el uso del kernell complementado del software para simulación Spice, es posible encontrar software especializado no solo en la captura del esquemático y del PCB, sino también en el análisis térmico, ESD/EMC, EMC, y de integridad de la señal, además de permitir la visualización 3D de la tarjeta diseñada, como es el caso de Altium y EdWin Xp.

BIBLIOGRAFIA

ABREU, Antonio. Calidad de potencia eléctrica en redes de distribución. Caracas: Ed ENELVEN, 2005: 126p.

AUTORES DIVERSOS. Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRC netBase. Editorial CRC Press LLC. 2004: 2585p.

BALCELS, Josep; DAURA, Francesc; ESPARZA, Rafael y PALLÁS, Ramón. Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos. Barcelona: Boixareu Editores, 1998: 422p.

BAKER, Bonnie. Real Analog Solutions for Digital Designers. Jordan Hill, Oxford: Newnes Editorial Elsevier: 2005: 343p.

BOGATIN, Eric. Integrity signal. Upper Saddle River, New Jersey. Editorial Prentice Hall. 2004: 430p

BOYLESTAD, Robert; NASHELSKY, Louis. Electrónica, teoría de circuitos y dispositivos electrónicos. México: Editorial Prentice Hall, 2003: 480p.

CIROVIC, Michael. Electrónica fundamental, dispositivos circuitos y sistemas. México: Editorial Reverté, 2004: 616p.

COOMBS, Clyde F Jr; GAFARO, Geovanni. Printed circuits handbook. USA: McGraw Hill, 2007: 660p.

COUGHLIN, Robert. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. México: Editorial Limusa Prentice Hall, 2006: 544p.

CREUS SOLE, Antonio. Instrumentación Industrial. Barcelona: Boixareu Editores, 1997: 750p.

DIEFENDERFER, James A; FLORES GUZMAN Alfonso. Instrumentación electrónica aplicada. México: Nueva Editorial Interamericana, 1984: 547p.

ENRIQUEZ G, Harper. El ABC de la instrumentación en el control de procesos industriales. México: Editorial Limusa, 2004: 390p.

ERICKSON, R. W. Fundamentals of Power Electronics. New York: Editorial Kluwer Academic Publishers. 1997: 1326p.

ERONINI; UMEZ y ERONINI. Dinámica de sistemas y control, México: Editorial Thomson Learning, 2001: 993p.

FAULKENBERRY, Lucas m. Introducción a los amplificadores operacionales con aplicaciones a circuitos integrados lineales. México: Editorial Limusa, 1992: 662p.

FERRERO CORRAL, José maría; GUIJARRO ESTELLÉS Enrique. Instrumentación electrónica. Publicado por Universidad Politécnica de Cataluña, Servicio de Publicaciones: 235p.

FORCADA G, Julio. El amplificador operacional. México: Alfaomega Editores, 1996: 309p.

FRADEN, Jacob. Handbook of modern sensors physics, designs, and applications. New York: Editorial Springer, 2003: 608p.

GONZALEZ de la ROSA, Juan José. Circuitos electrónicos con amplificadores operacionales. Barcelona: Boixareu Editores. 2001: 160p.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TECNICAS. Trabajos escritos presentación y referencias bibliográficas. Sexta actualización. Santa fe de Bogotá D.C. : ICONTEC, 2008, 135p. NTC1496.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TECNICAS. Trabajos escritos presentación y referencias bibliográficas. Sexta actualización. Santa fe de Bogotá D.C.: ICONTEC, 2008, 36p. NTC 1486.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TECNICAS. Referencias Bibliográficas; Contenido, forma y estructura. tercera actualización. Santa fe de Bogotá D.C.: ICONTEC, 2008, 33p. NTC 5613.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TECNICAS. Referencias Documentales para fuentes de información electrónica. Segunda actualización. Santa fe de Bogotá D.C.: ICONTEC, 2008, 23p. NTC 4490.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Norma 61000-4-7, Norma 61000-4-15; 61000-4-30.

JOHNSON, David; HILBURN, John y JOHNSON, Johnny. Análisis básico de circuitos eléctricos. México: Prentice Hall, 1991: 726p.

JUNG, Walt. Op Amp Applications Handbook. Jordan Hill, Oxford: Editorial Newnes, Elsevier y Analog Devices. 2005: 831p.

KITCHIN, Charles; COUNTS, Lew. A designers guide to instrumentation amplifiers. USA: Publicaciones Analog Devices, 2004: 105p.

KUFFEL; ZAENGL, w.s. High voltage engineering fundamentals. Gran Bretaña: Editorial Newnes Elsevier, 2000: 533p.

LILEN, Henry. Tiristores y triacs. Barcelona: Boixareu Editores, 1996: 268p.

MANDADO, Enrique; MARIÑO, Perfecto y LAGO Alfonso. Instrumentación electrónica., 1995: 262p.

MARIÑO ACEBAL, José B. Tratamiento digital de la señal una introducción experimental. Barcelona: Editorial UPC división de publicaciones, 2006: 340p.

PALLÁS ARENY, Ramón. Sensores y acondicionadores de señal. México: Boixareu Editores, 2004: 480p.

PALLÁS ARENY, Ramón. Adquisición y distribución de señales. Barcelona: Marcombo Editores, 1993: 426p.

RAS, Enrique. Transformadores de potencia de medida y de protección. Barcelona: Boixareu Editores, 1991: 282p.

RASHID, Muhammad h. Electrónica de potencia. México: Pearson Education, 1993: 702p.

REMSBURG, Ralph. Thermal design of electronic equipment. Boca Ratón, Florida: Editorial CRCpress, 2004: 180p.

RODRIGUEZ PENIN, Aquilino. Sistemas Scada, notas de diseño y normativa. México: Editorial Alfaomega-Marcombo, 2007: 448p.

RUBIO, Antonio; RUBIO SOLA. José Antonio. Diseño de circuitos y sistemas integrados. Cataluña: Editorial UPC, 2003: 446p.

SAVANT, C. J; RODEN, Martín y Carpenter Gordon. Diseño electrónico circuitos y sistemas. México: Pearson Education, 1998: 950p.

SMITH, Steven W. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. 1998.

STRAUSS, Rudolf. SMT Soldering Handbook. Jordan Hill, Oxford. Editorial Newnes Elsevier, 1998: 363p.

WELLS, Lisa k; TRAVIS Jeffrey. Labview for everyone graphical programming made even easier, editorial Prentice Hall,2005: 586p.

WILSON, jon S. Sensor Technology Handbook. Oxford: Editorial Newnes Elsevier, 2005: 690p.

Anexo A

Metodología de trabajo para la elaboración de PCB.

1- Desarrollo del concepto

- a. Entendiendo los requerimientos y la tecnología a usar
- b. Diagrama de bloques o esquema conceptual

2- Desarrollo de componentes

- a. Conseguir especificaciones
- b. Crear una BOM (Bill of Materials)
 - i. Designación
 - ii. Descripción de la parte
 - iii. Numero de parte
 - iv. Fabricante
 - v. Huella
 - vi. Precio
 - vii. Enlace PDF (o enlace web)

3- Generar las librerías del proyecto

- a. Desde existentes
- b. Crear nuevos componentes y huellas

4- Dibujar el esquemático

- a. Colocar reglas de PCB
- b. Chequeo de errores

5- Crear el PCB

- a. Colocar las restricciones físicas
- b. Sincronizar con el esquemático
- c. Ruteo
- d. Chequeo de errores

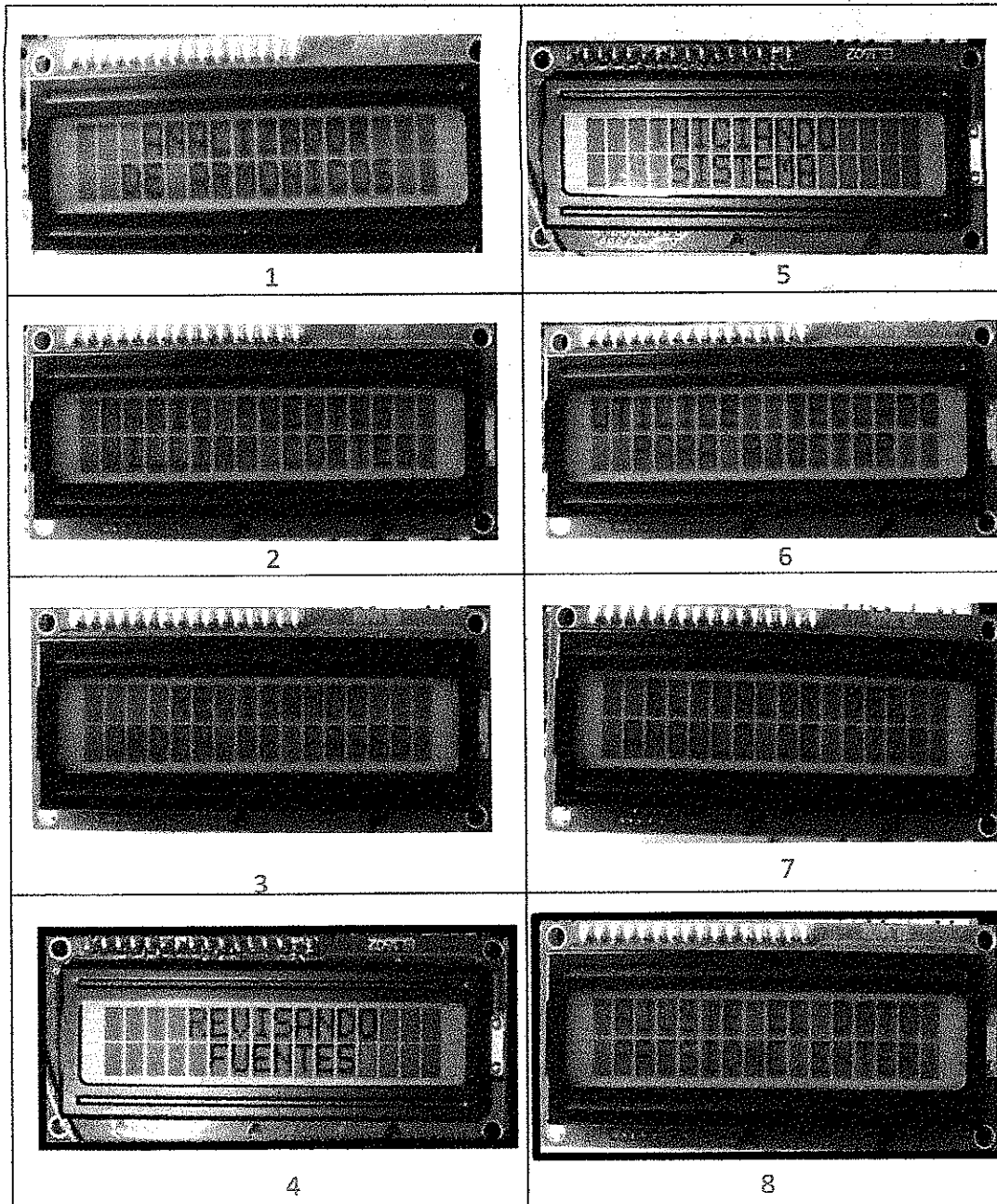
6- Generar las salidas del proyecto (archivos de construcción)

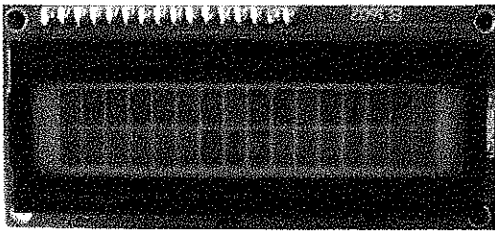
7- Chequeo final del proyecto

Fuente: propuesta por www.readixtechnologies.com es

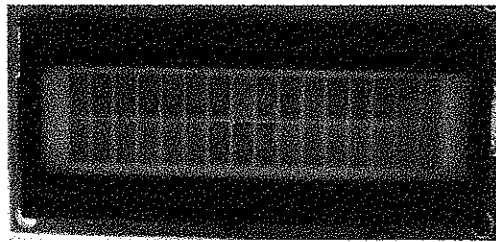
Anexo B

GRAFICAS DE LA RUTINA DE ENCENDIDO, CONTROL DE TRIACS, MOSTRADA EN EL DISPLAY LCD

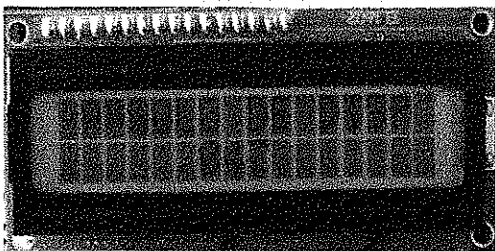




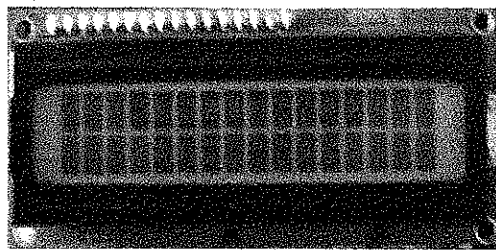
9



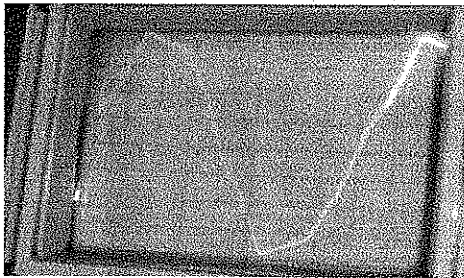
13



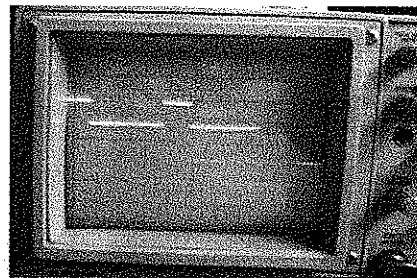
10



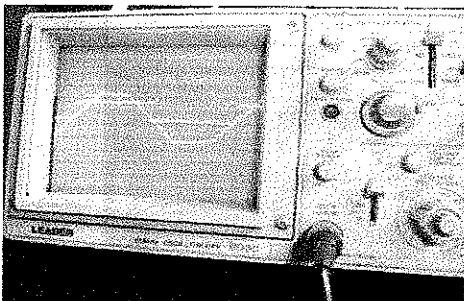
14



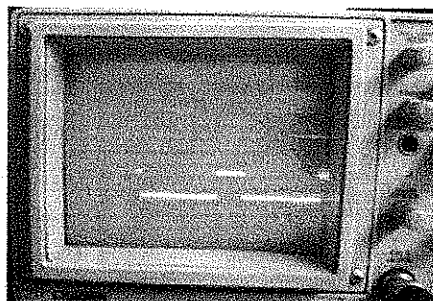
11



15



12



16

Fuente: el Autor

Anexo C.

ENLACES DE INTERÉS RELACIONADOS

En la actualidad por el nacimiento y auge de este tema en el sector eléctrico existen páginas Web que refieren ó tratan el Tema de la Calidad de Potencia Eléctrica. A continuación se listan diferentes enlaces de portales de Internet que han referencia al tema, los cuales se consideran importantes por su aporte y contenido.

Es de aclarar que las referencias a empresas consultores ó fabricantes de equipos es solo referencial y no se pretende hacer ningún tipo de publicidad. Por tal motivo se han colocado la mayor cantidad de referencias y colocados en orden alfabético.

✚ Empresas Eléctricas.

www.enelven.com.ve
www.fpl.com
www.hydroquebec.com/en/index.shtml
www.niagramohawk.com
www.edelca.com.ve
www.cadafe.com.ve
www.chugachelectric.com
www.psnh.com
www.edf.fr
www.unesa.es
www.edc-ven.com
www.eleval.com
www.chugachelectric.com
www.psnh.com
www.niagaramohawk.com

✚ Consultores.

www.electrotek.com
www.grounding.com
www.electriahorro.com
www.smartpower.com.ve
www.powerquality.cooper.org
www.red6.org/gnss/cpe/empresa/html
www.powerreliability.com
www.pqview.com

www.presenter.com
www.procobre.com.org
www.nepsi.com
www.gst.grounding.com
www.cooperpower.com
www.mikeholt.com

✚ Artículos Técnicos de Interés.

www.basler.com/html/dwnotech.htm#paper
www.pqstore.com/supp/TechDoc.cfm
www.schneiderelectric.com/en/pdf
www.robicon.com/library/
www.ch.cutler-hammer.com:2084/docs/Fred/apscpgh/hmL/PWRQUAL/LITERATURE/SA797.PDF
www.uco.es/dptos/electro/electronica/documentos/calidadenlared.pdf
www.powertech.co.uk/powerquality/flicker.htm
<http://thunder.msfc.nasa.gov/data/>
www.ee.ualberta.ca/pwrsys/IEEE/download.html
www.ece.ualberta.ca/~wxu/ee529.html
www.suparule.com
www.npl.co.uk

✚ Organismos de Normalización.

www.codelectra.org
www.creg.gov.co
www.fondonorma.org.ve
www.ieee.org
www.wto.org
www.iec.ch
www.iso.org
www.itic.org
www.itu.int
www.cenorm.be
www.cenelec.be
www.cigre.org
www.canema.org
www.copant.org

✚ Fabricantes de Equipos de Medición.

www.aemc.com
www.powerlogic.com
www.lem.com

www.fluke.com
www.reliablemeter.com
www.megger.com
www.sensorlink.com
www.pwrn.com
www.ecamec.com
www.powermonitors.com

✦ **Organismos Gubernamentales y No – Gubernamentales.**

www.MEP.gov.ve
www.codelectra.org
www.eei.org
www.canelect.ca
www.powerstandardslab
www.isa.org
www.aneel.gov.br
www.adeera.com.ar
www.opsis.org.ve
www.epri-peac.com
www.cnee.gob.gt
www.cier.org.uy/
www.olade.org.ec/
www.epri.com/
www.cepel.br/
www.fundelec.org.ve
www.enre.gov.ar/
www.superele.gov.bo
www.aneel.gov.br/
www.cne.cl
www.creg.gov.co/index.html
www.siget.gob.sv/
www.amm.org.gt/
http://cea.nic.in/
www.enteregulador.gob.pa/
www.osinerg.org.pe/
www.cre.gov.mx
www.conelec.gov.ec/
http://www.paas.unal.edu.co

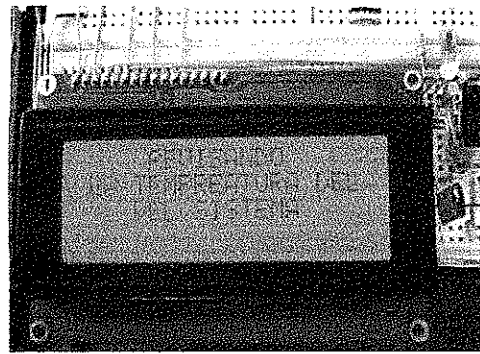
Anexo D.

GRAFICAS DE LA RUTINA DE ENCENDIDO SISTEMA SUPERVISORIO DE SEGURIDAD





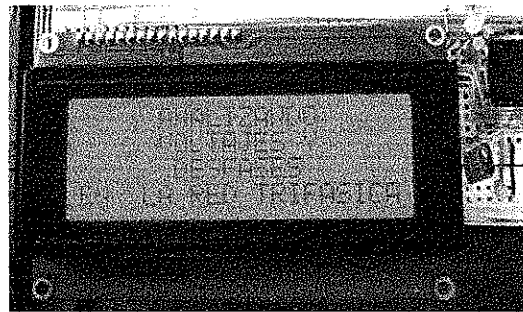
9



10



11



12



13

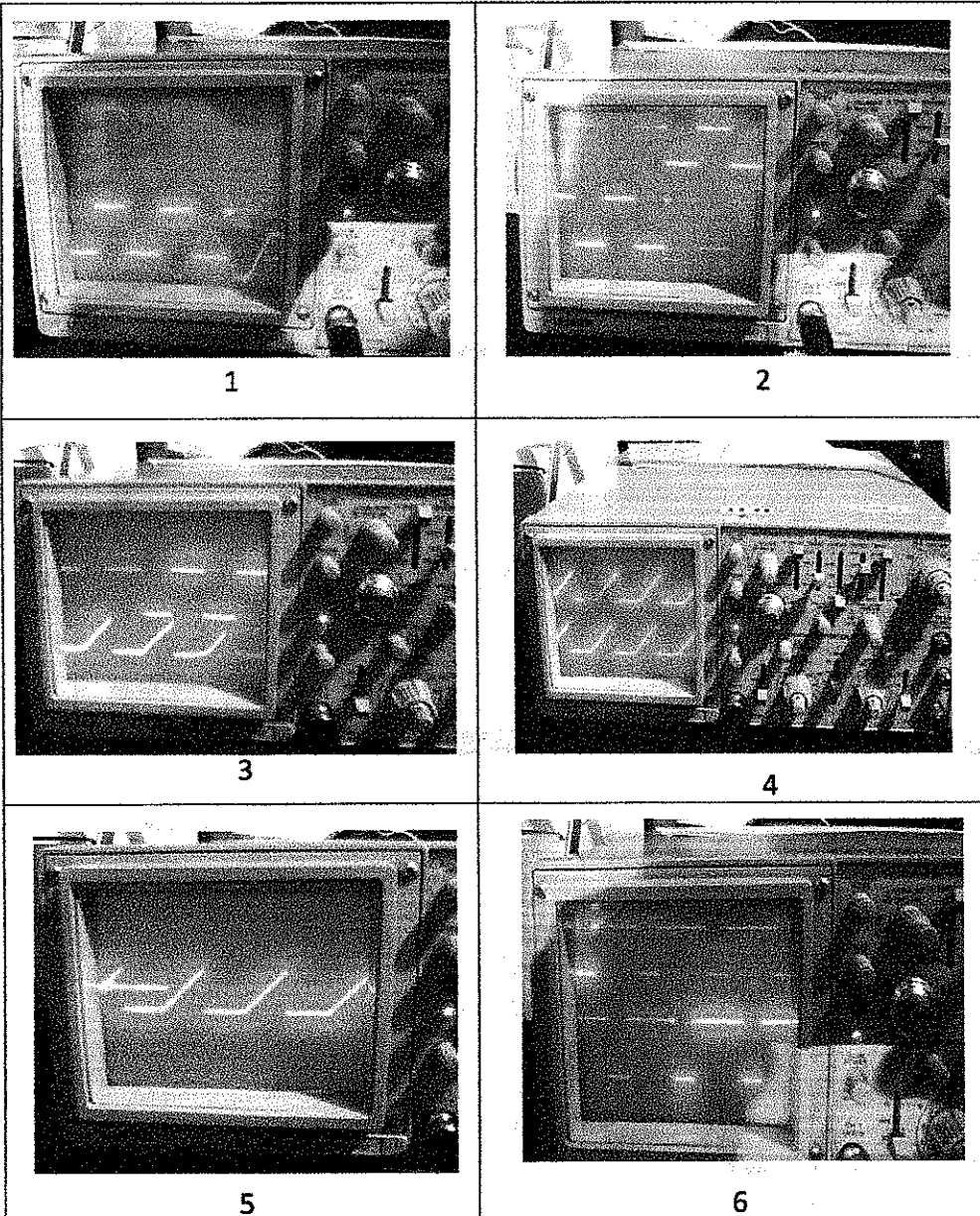
Anexo E.

TABLA DE COMPONENTES ELECTRONICOS UTILIZADOS			
ITEM	REFERENCIA DE PARTE	CANTIDAD	DESCRIPCION
1	AD22100	3	Sensor de T°
2	AD22151	1	Sensor campo
3	AD713	3	4 Amplificadores operacionales
4	AD820	3	Amplificador operacional
5	AD629	3	Amplificador Diferencial
6	MC68HC908GP32	3	Microcontrolador
7	MC68HC908JL3	1	Microcontrolador
8	MC68HC908JK3	1	Microcontrolador
9	LM7805	3	Regulador de tensión
10	LM7812	3	Regulador de tensión
11	LM7912	3	Regulador de tensión
12	OPB706	1	Sensor infrarrojo reflex
13	CNY17	1	Sensor infrarrojo de ranura
14	LM555	2	Oscilador, circuito de reloj
15	4N25	2	Opto acoplador led-transistor
16	MOC3021	15	Opto acoplador led- Triac
17	BT139-800	6	Triac
18	74LS245	2	Transeiver bidireccional con enable
19	PC123	30	Opto acoplador led- Transistor
20	ULN2803	2	Driver de corriente 8 transistores
21	LM311	6	Comparador
22	TL084	15	4 Amplificadores operacionales
23	20D201K	9	Varistor
24	LM358	6	2 Amplificadores operacionales
25	LF353	3	2 Amplificadores operacionales
26	IRFZ44	2	Transistor mosfet
27	CD4013	2	Flip Flop tipo D
28	CD4050	3	6 Buffer no inverting
29	LM741	8	Amplificadores operacionales
30	LM339	3	4 Comparadores
31	CD4093	3	Bascula Schmith Trigger
32	CA3080	3	Amplificador de transconductancia
33	LCD	3	Pantalla de cristal liquido
34	RELEES	12	Conmutador electromecánico
35	1N4148	20	Diodo de recuperación rápida
36	1N4004	20	Diodo rectificador
37	2N3904	12	Transistor NPN
38	TYN612	6	SCR Rectificador Controlado de Silicio
39	MOC3063	9	Opto acoplador led- Triac
40	ISO124	3	Amplificador de aislamiento
41	LMF40CIWN-100	3	Filtro de capacitor conmutado 4º orden
42	CAP. CERAMICO	40	Condensador dif valores
43	CAP. TANTALIO	40	Condensador dif valores
44	CAP. ELECTROLITICO	30	Condensador dif valores
45	CAP. POLIESTER	14	Condensador dif valores
46	CRISTALES	5	Oscilador piezoeléctrico
47	BOBINAS	12	Filtros
48	LEDS	10	Indicador
49	RESISTENCIAS 1/8W	1000	Limitación de corriente, fijación de estados

Fuente: El Autor.

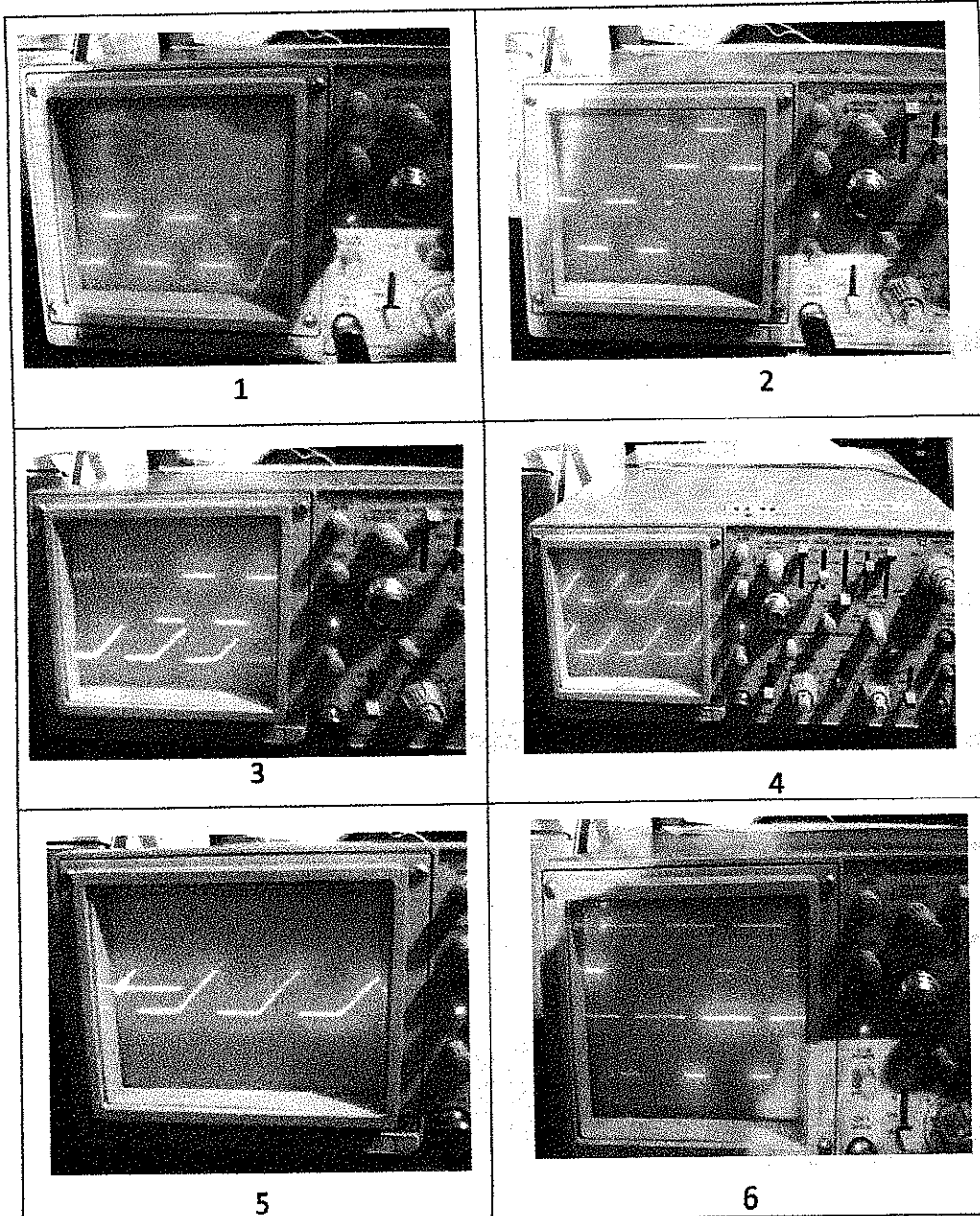
Anexo F.

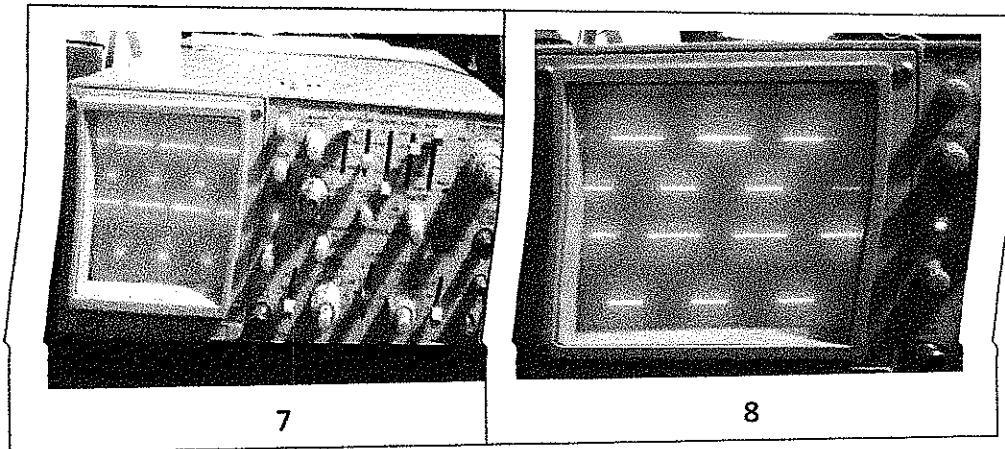
SEÑALES DE DISPARO, CONTROL CON SCR'S.



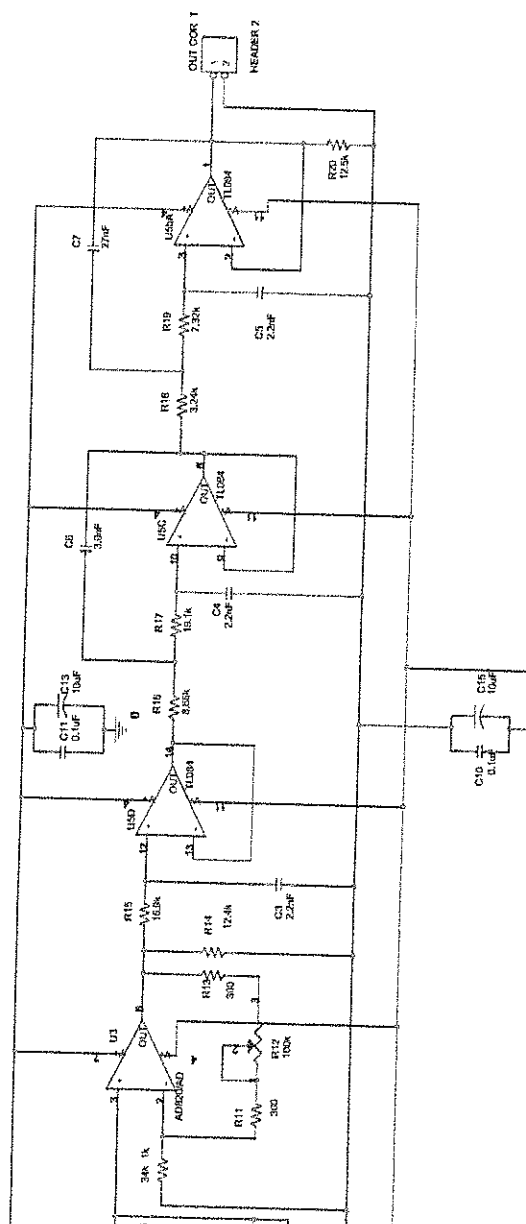
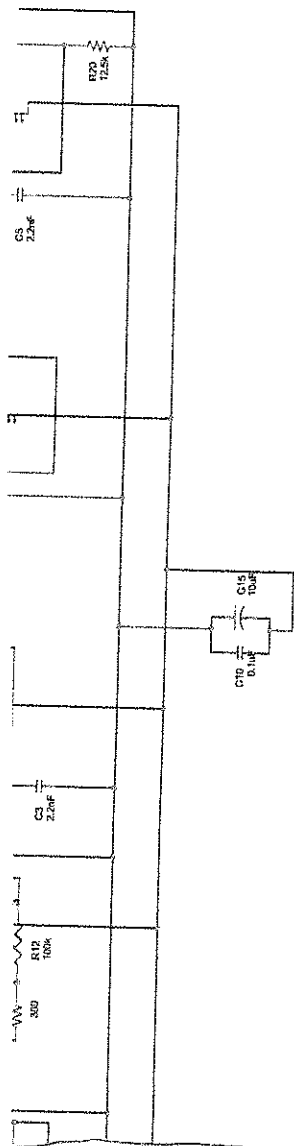
Anexo F.

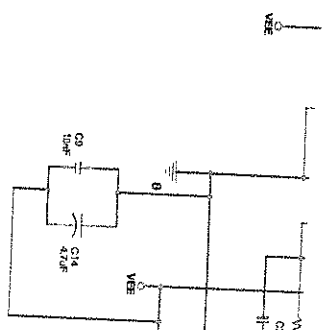
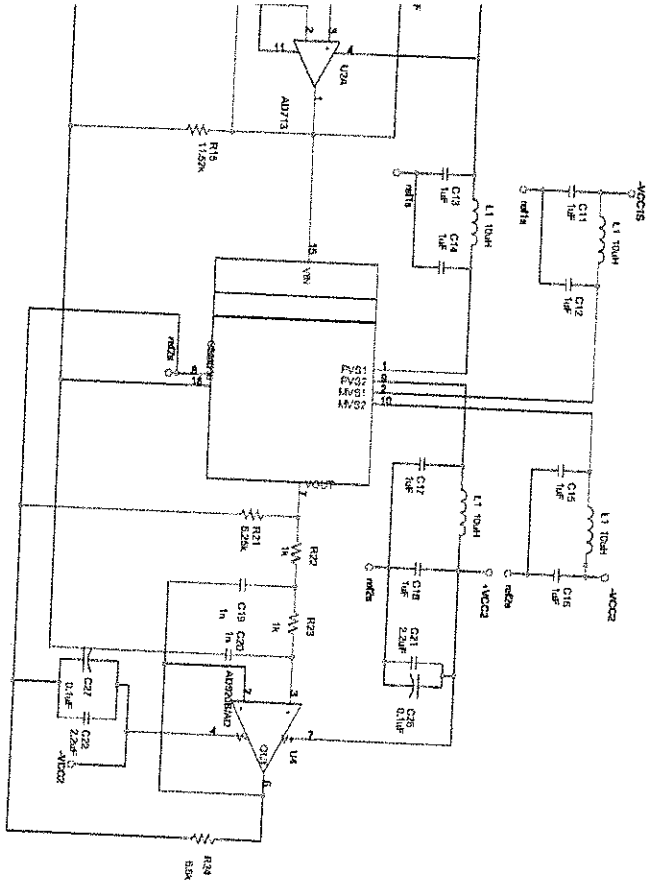
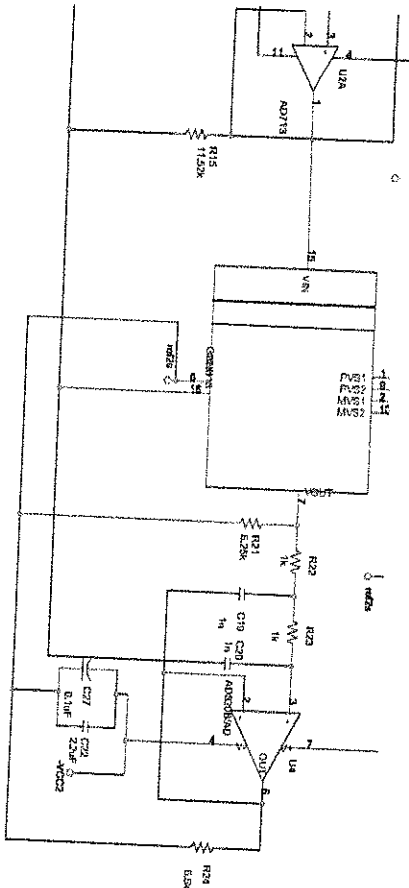
SEÑALES DE DISPARO, CONTROL CON SCR'S.



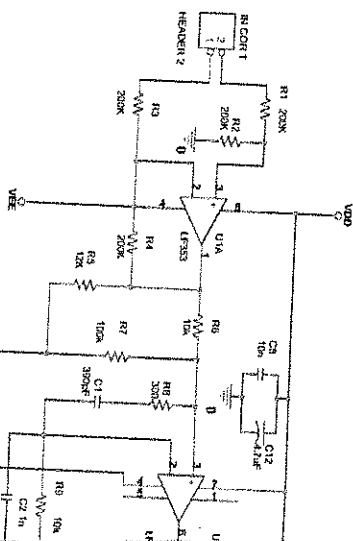


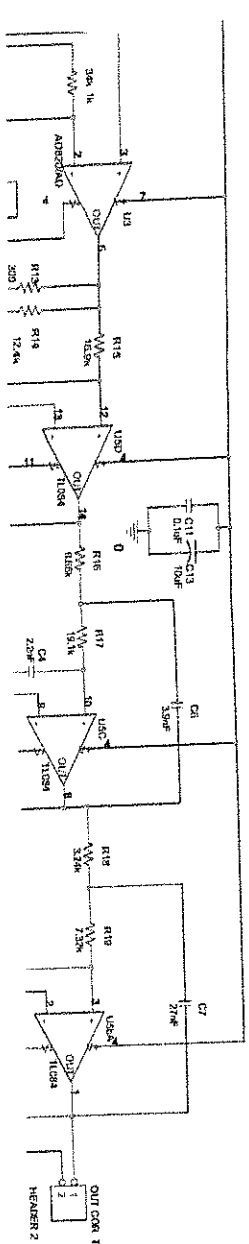
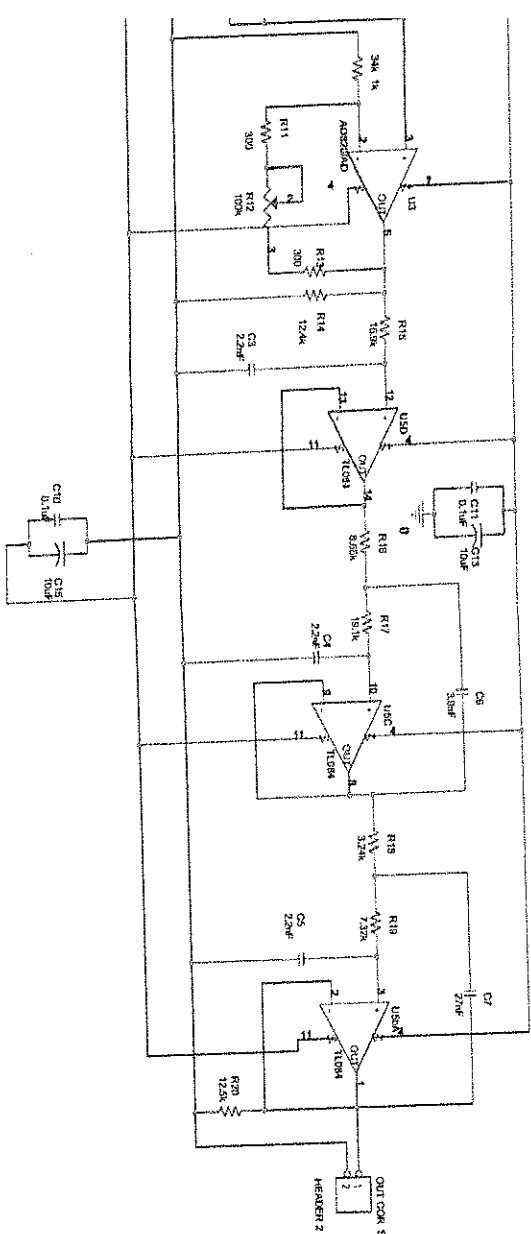
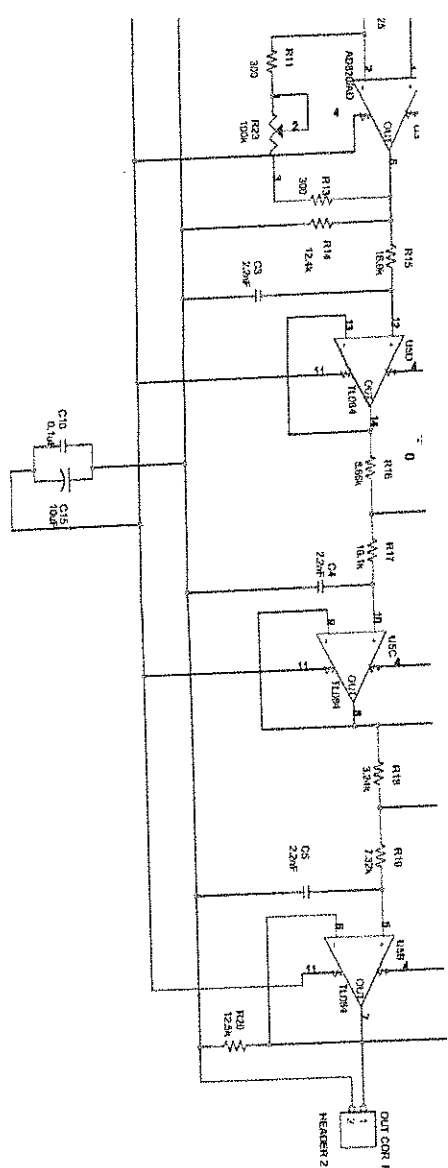
FUENTE: El autor

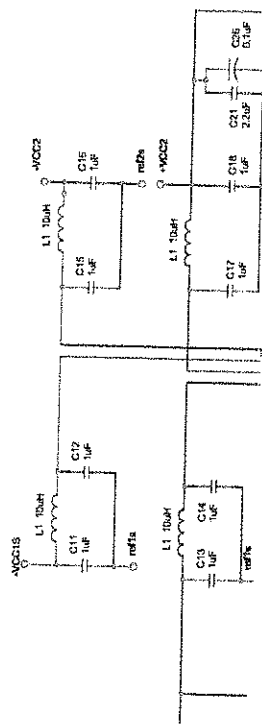
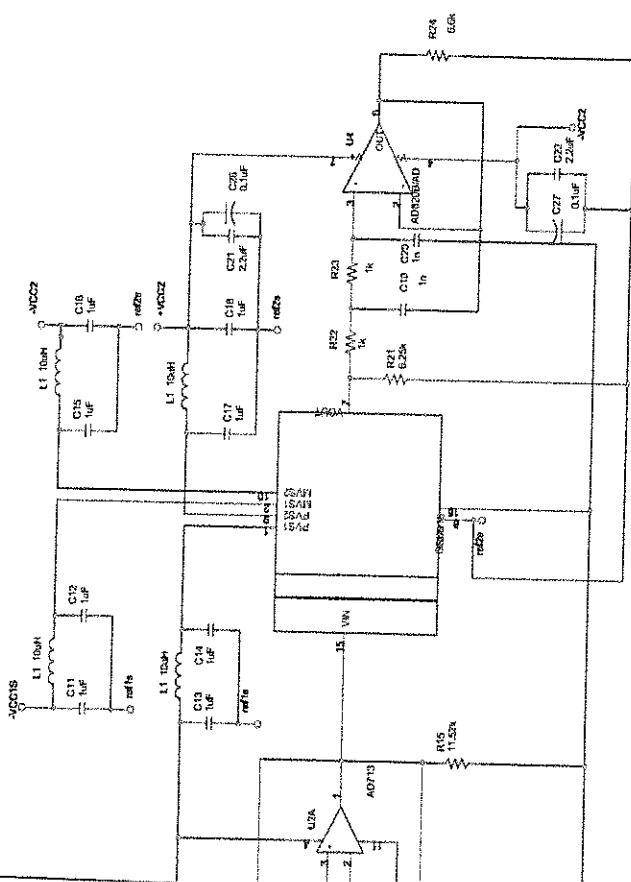
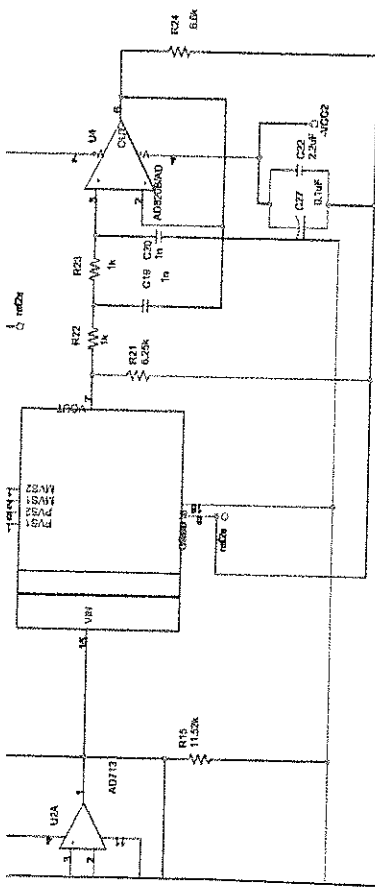
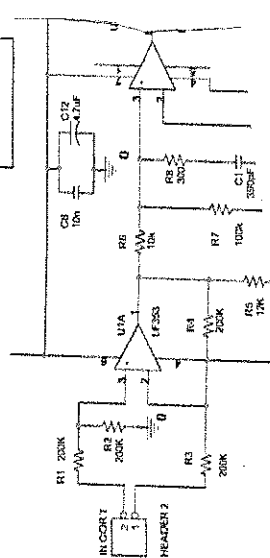
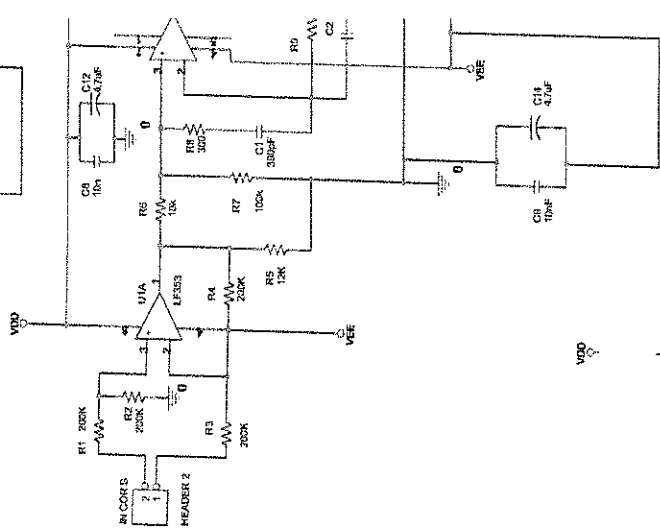
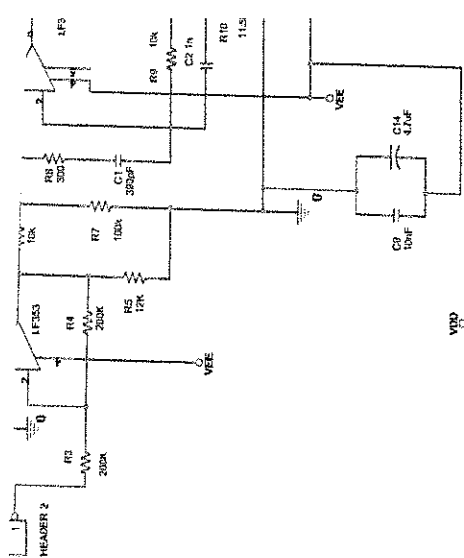




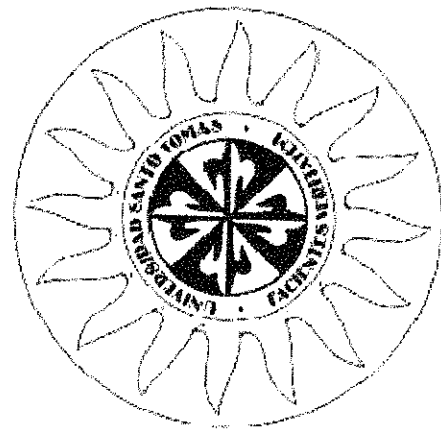
CIRCUITO DE ENCENDIDO





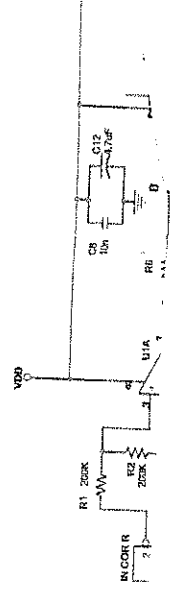
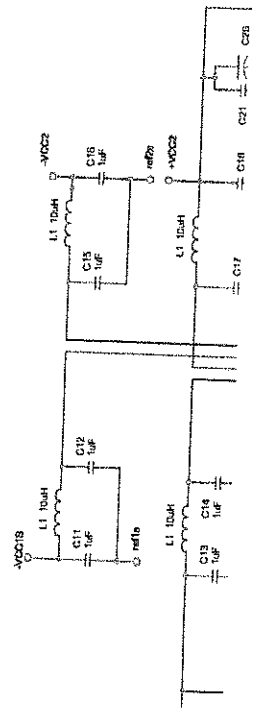


MANEJO DE SEÑALES PARA ANALIZ



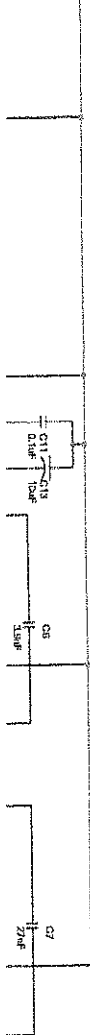
COMPTON

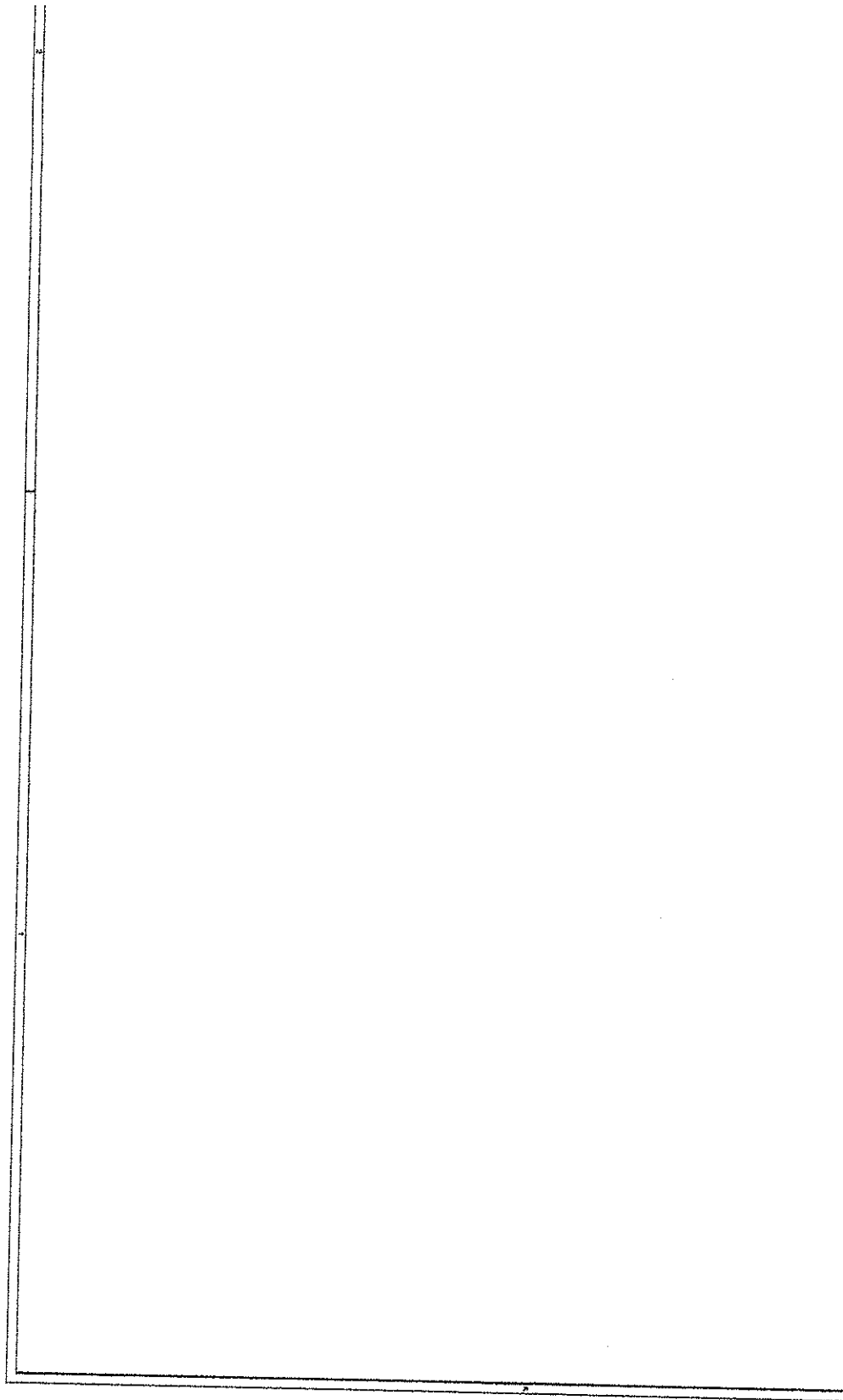
VOLTAJE



DOR DE ARMONICOS TRIFASICO

ACONDICIONAMENTO DE CORRENTE





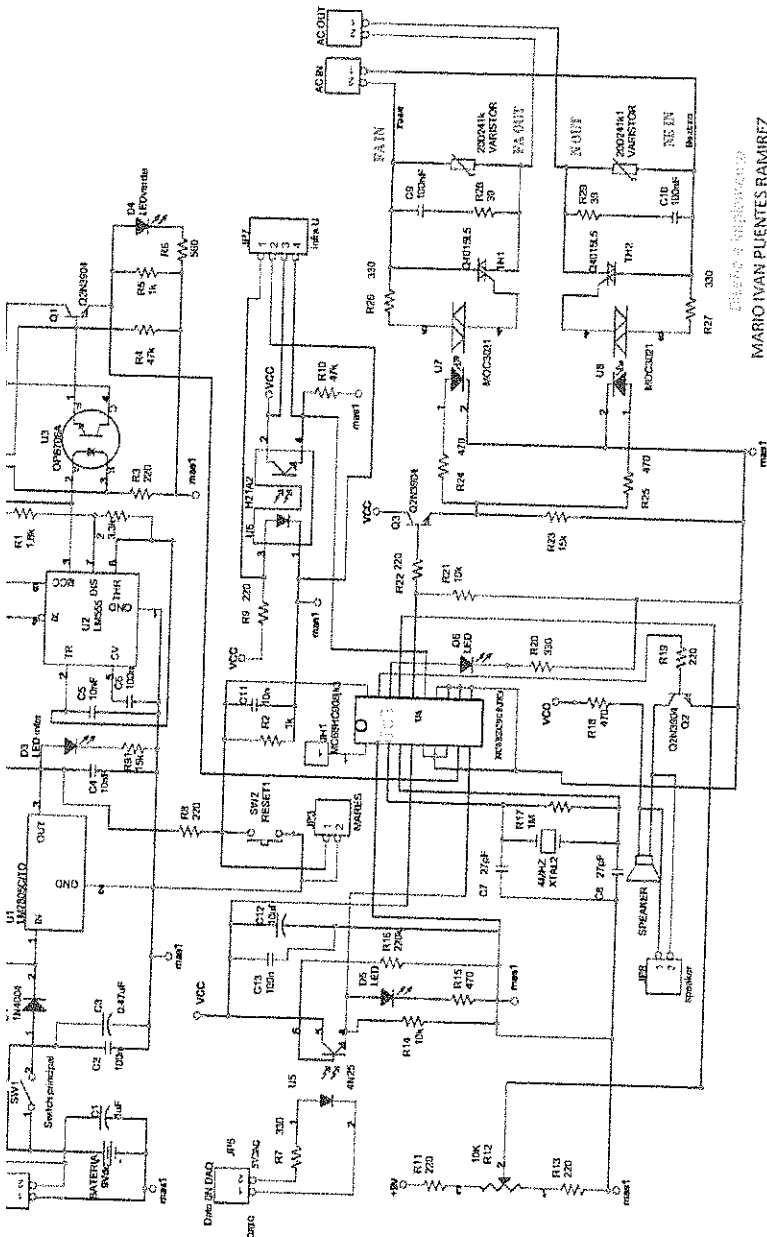
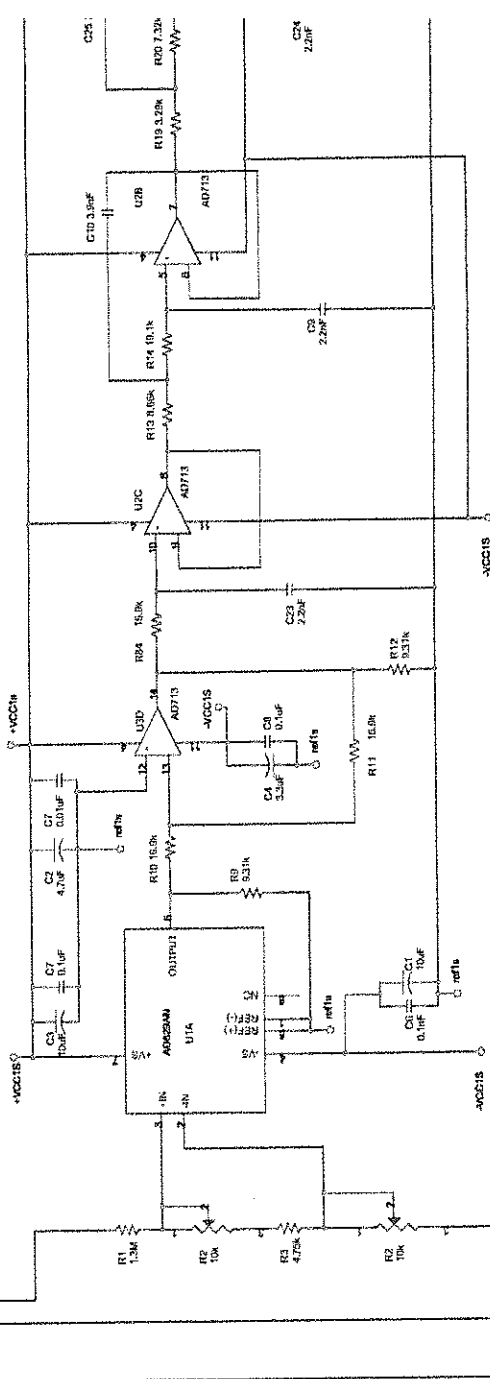
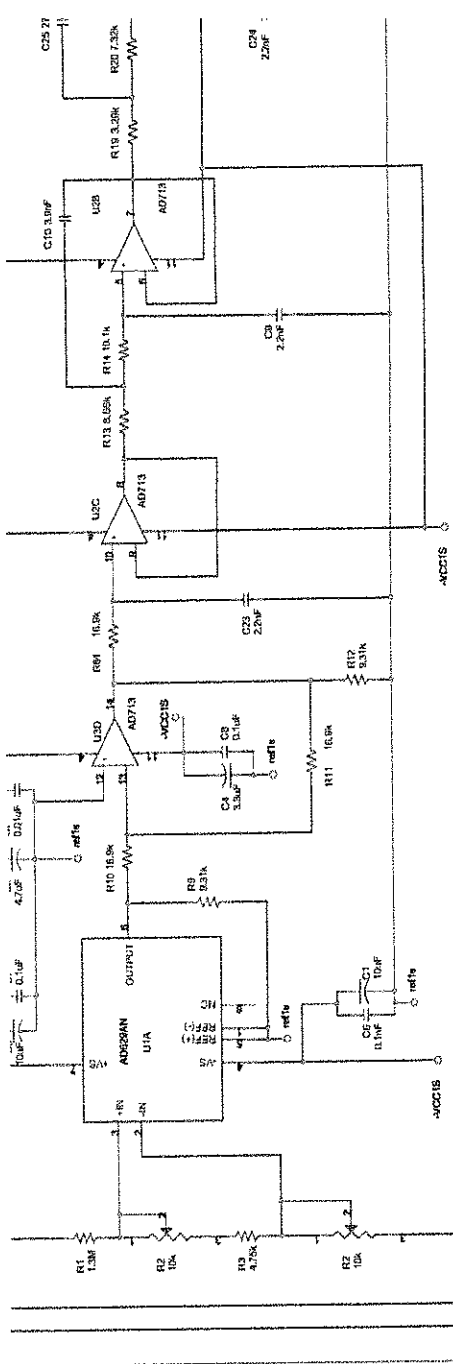
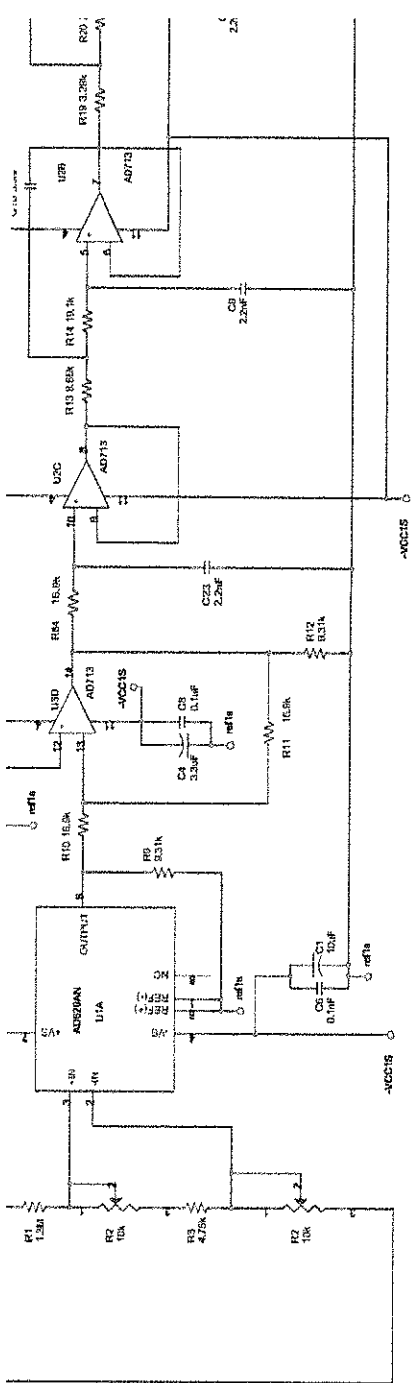
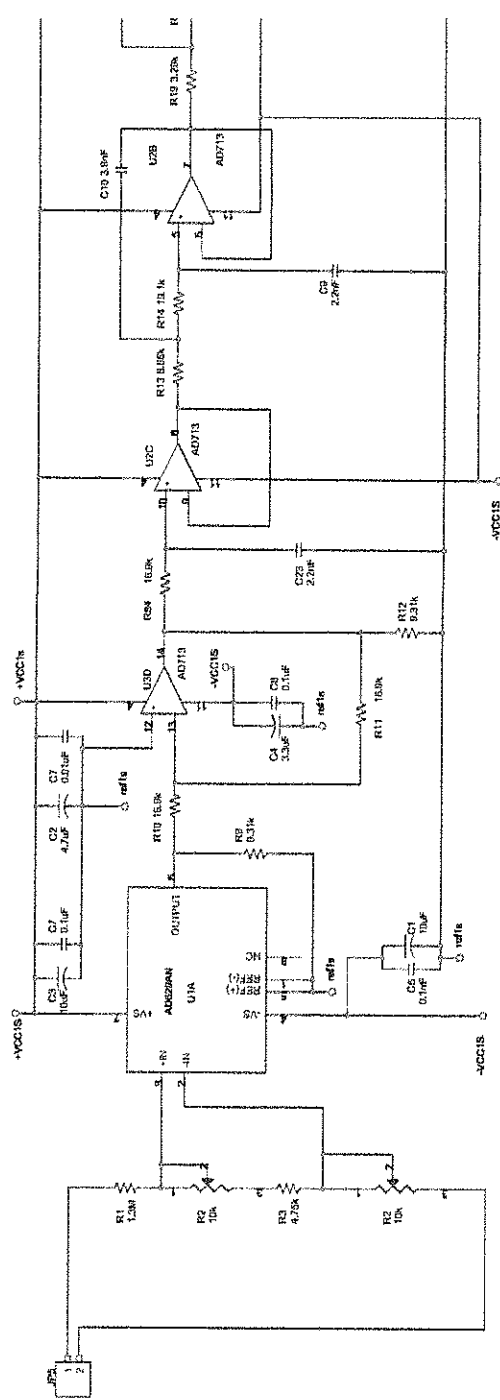


Figura 4.10: Síntesis musical
MARIO IVAN PUENTES RAMIREZ





ENTRADA NEUTRO TIERRA



PLANO GENERAL DE ACONDICIONAMENTO

ACONDICIONAMENTO DE

