

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍAS FÍSICAS Y FORMALES

PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA”

Tesis Presentada por el Bachiller:

DE LA TORRE DE ALARCÓN, Víctor Manuel

Para optar el Título Profesional de:
Ingeniero Electrónico

Arequipa – Perú

2016

Dedicado la presente TESIS a:

Al Creador de todas las cosas:

El que me regaló la vida y depositó en mí cualidades que me ayudaron a realizar este trabajo. Y nos ayuda a mantenernos en contacto con la vida.

A mi país:

Que bajo su cielo pude realizar la presente tesis, deseo que sea útil y ayude a forjar el sueño de ser un país desarrollado y de oportunidades.

A mis padres:

Por su constante apoyo, importantes consejos, y la confianza puesta en mí. Sé que ese amor, es el que me dará fuerzas para seguir cumpliendo mis metas.

A mis hermanos

Que son parte importante en mí y me ayudarán a seguir adelante en las cosas que emprenda.

Víctor Manuel De La Torre de Alarcón

Mi cordial agradecimiento:

A mi alma mater, la UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA por darme la oportunidad de estudiar y ser un profesional.

A mis profesores que durante toda mi carrera profesional han aportado con un granito de arena a mi formación, transmitieron el conocimiento, dieron valiosos consejos así también brindaron su amistad sin perder su visión crítica de muchos aspectos cotidianos, y su rectitud en su profesión como docentes.

A mis asesores y docentes del jurado, por el tiempo brindado y entender la importancia que este trabajo tiene para mi persona, así como también la relevancia y utilidad práctica para la industria.

A las personas que me apoyaron de forma particular e incondicional, al hacerles alguna consulta respecto al tema de investigación y/o que me facilitaron equipos e instrumentos para realizar pruebas en laboratorio.

Son muchas las personas que han formado parte de mi vida profesional a las que me encantaría agradecerles su amistad, consejos, apoyo, ánimo y compañía. Algunas están aquí conmigo y otras en mis recuerdos y en mi corazón, sin importar en donde estén quiero darles las gracias por formar parte de mí, por todo lo que me han brindado y por todas sus bendiciones.



*“La eficiencia eléctrica hoy en día esta ligada
a la electrónica de potencia”*

Víctor Manuel De La torre de Alarcón.

TABLA DE CONTENIDO

RESUMEN	1
ABSTRACT	2
INTRODUCCIÓN	3
CAPÍTULO I	
PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN	6
1.1 PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN	6
1.2 JUSTIFICACIÓN DEL ESTUDIO	7
1.3 OBJETIVOS	8
1.3.1 <i>Objetivo General</i>	8
1.3.2 <i>Objetivos Específicos</i>	8
1.4 HIPÓTESIS	9
1.5 ALCANCES	9
1.6 TÉCNICAS E INSTRUMENTOS DE VERIFICACIÓN	10
CAPÍTULO II	
MARCO TEÓRICO	11
2.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE POTENCIA	11
2.1.1 <i>Potencia y energía</i>	11
2.1.2 <i>El valor eficaz</i>	12
2.1.3 <i>Triángulo de potencia</i>	13
2.1.4 <i>Factor de potencia</i>	15
2.2 LOS ARMÓNICOS	15
2.2.1 <i>Orígenes</i>	16
2.2.2 <i>Efectos</i>	18
2.2.3 <i>Propagación</i>	20
2.2.4 <i>Medición</i>	21
2.2.5 <i>Soluciones</i>	21
2.3 EL TIRISTOR	23
2.3.1 <i>Formas de activar el tiristor</i>	24
2.3.2 <i>Principio de funcionamiento</i>	25
2.3.3 <i>Variantes y Clasificación</i>	25
2.4 COMPENSACIÓN DE ENERGÍA REACTIVA Y REGULACIÓN DE VOLTAJE	27
2.4.1 <i>Formas de compensar la energía reactiva</i>	27
2.4.2 <i>Formas de regular el voltaje</i>	31
	I

2.4.3	<i>Clasificación de las variaciones de voltaje</i>	32
2.4.4	<i>Relaciones fundamentales entre la tensión y la potencia reactiva</i>	32
2.5	EL COMPENSADOR ESTÁTICO DE VARS	34
2.5.1	<i>Ubicación de los Compensadores Estáticos de VAR dentro de los Sistemas Flexibles de Transmisión de Corriente Alterna</i>	35
2.5.2	<i>Elementos</i>	36
2.5.2.1	Condensador conmutado por tiristores	37
2.5.2.2	Reactor controlado por tiristores.....	41
2.5.3	<i>Configuraciones típicas</i>	42
2.5.4	<i>Principio de funcionamiento</i>	44
2.5.5	<i>Interacción del Compensador Estático de VAR con el sistema eléctrico</i>	46
2.6	INSTRUMENTACIÓN Y SISTEMAS DE CONTROL	49
2.6.1	<i>Tipos de sistemas de control</i>	50
2.6.2	<i>Elementos de un lazo de control</i>	53
2.6.3	<i>Lazos abiertos y lazos cerrados</i>	54
2.6.4	<i>Sistemas de control lineales y no lineales</i>	55
2.6.5	<i>Aproximaciones linealizadas por tramos</i>	56
2.6.6	<i>Sistemas de control analógicos y digitales</i>	58
2.6.7	<i>Técnicas de control e identificación de procesos</i>	59
2.6.8	<i>El controlador P, PI y PID</i>	63
2.6.9	<i>El controlador PID autoajutable heurístico</i>	65
2.7	LOS TRANSFORMADORES DE MEDIDA.....	69
2.7.1	<i>Transformador de corriente</i>	70
2.7.2	<i>Transformador de voltaje</i>	70
2.8	TEORÍA DE OPERACIÓN DEL IC - ADE 7878.....	70
2.8.1	<i>Canales de entrada para medir corriente y voltaje</i>	70
2.8.2	<i>Medición del periodo</i>	75
2.8.3	<i>Desfase entre señales</i>	76
2.8.4	<i>Detección de voltaje SAG, sobre-tensiones y sobre-corrientes</i>	77
2.8.5	<i>Compensación de fase</i>	78
2.8.6	<i>Raíz media cuadrada</i>	79
2.8.7	<i>Cálculo de la potencia activa</i>	80
2.8.8	<i>Calculo de la potencia Reactiva</i>	84
2.8.9	<i>Calculo de la Potencia Aparente</i>	86
2.9	SISTEMA OPERATIVO EN TIEMPO REAL (RTOS).....	87
2.9.1	<i>Clasificación de los RTOS</i>	90
2.9.2	<i>Tipos de tareas</i>	90
2.9.3	<i>Estados de las tareas:</i>	90

2.9.4	<i>Arquitectura del RTOS</i>	91
2.10	EL MICRO-CONTROLADOR	91
2.10.1	<i>Arquitectura</i>	92
2.10.2	<i>El procesador</i>	93
2.10.3	<i>Memoria</i>	93
2.10.4	<i>Registros de Entrada/ Salida</i>	94
2.10.5	<i>Bloques auxiliares</i>	95
2.11	COMUNICACIÓN DE DATOS	95
2.11.1	<i>Arquitectura de las comunicaciones</i>	97
2.11.2	<i>Protocolo o interfaz SPI</i>	100
2.11.3	<i>Protocolo UART e interfaz RS-232</i>	103

CAPÍTULO III

DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA Y DESARROLLO DEL CONTROLADOR DEL COMPENSADOR ESTÁTICO DE VAR..... 105

3.1	DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA	105
3.1.1	<i>Antecedentes y requerimientos generales de la planta</i>	106
3.1.1.1	Del Módulo - Instalación Eléctrica	107
3.1.1.2	Del Módulo - Control de Carga	108
3.1.1.3	Del Módulo - Cuadro SVC	109
3.1.2	<i>Cálculos, dimensionamiento y especificaciones técnicas</i>	110
3.1.2.1	Conductor que conecta la red comercial con el Bus0	110
3.1.2.2	Interruptor termo-magnético general	111
3.1.2.3	Conductor que interconecta el Bus0 y el Bus1	111
3.1.2.4	Dispositivo selector	112
3.1.2.5	Tomacorrientes industriales	112
3.1.2.6	Conductor que alimenta el módulo de control de carga	113
3.1.2.7	Interruptor Termo-Magnético del Módulo Control de Carga	113
3.1.2.8	Lámparas incandescentes	114
3.1.2.9	Interruptores con luz piloto.....	114
3.1.2.10	Tomacorrientes doble	114
3.1.2.11	Conductor para cableado del módulo de control de carga	115
3.1.2.12	Conductor que alimenta el módulo del cuadro SVC.....	115
3.1.2.13	Reactor de línea.....	116
3.1.2.14	Interruptor Termo-magnético del Módulo Cuadro SVC	117
3.1.2.15	Banco de condensadores	118
3.1.2.16	Reactor del módulo cuadro SVC	121
3.1.2.17	Tarjeta de tiristores	122
3.1.2.18	FPG	122
3.1.2.19	Contactador y resistor de descarga del banco de condensadores	123

3.1.2.20 Transformador de corriente	124
3.1.2.21 Voltímetro y amperímetro	124
3.2 DISEÑO ELECTRÓNICO DE LA TARJETA CONTROLADORA.....	125
3.2.1 <i>Introducción</i>	125
3.2.2 <i>Requerimientos técnicos del prototipo</i>	126
3.2.3 <i>Diseño del hardware</i>	127
3.2.3.1 Diagrama de bloques.....	127
3.2.3.2 Diseño de Circuitos.....	133
3.2.4 <i>Desarrollo del firmware</i>	153
3.2.4.1 Diagramas de flujo	155
3.2.5 <i>Implementación</i>	159
3.2.5.1 Diseño de circuito impreso.....	159
3.2.5.2 Diseño de pantallas LCD.....	171
3.3 CONTROLADORES.....	176
3.3.1 <i>Control para regular el voltaje</i>	177
3.3.2 <i>Control para corregir el factor de potencia</i>	190
3.3.3 <i>Actuador FPG</i>	192
3.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS	194
CONCLUSIONES.....	197
RECOMENDACIONES.....	199
BIBLIOGRAFÍA.....	200
ANEXOS	203

TABLA DE FIGURAS

<i>Figura 1: Triangulo de Potencia.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 2: Onda sinusoidal y armónicos respectivos de 3er y 5to orden.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 3: Onda sinusoidal deformada a causa de la 3ra y 5ta armónica.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 4: Rotor y escobillas de un motor universal.....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 5: Propagación de armónicos en una instalación eléctrica.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 6: Instalación eléctrica con filtro de 3er orden en el neutro.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 7: Símbolo electrónico del tiristor conmutado por línea.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 8: Diversas empaquetaduras de tiristores.....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 9: Clasificación de los semiconductores de potencia.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 10: Compensación global.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 11: Compensación parcial.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 12: Compensación individual.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 13: Compensación mediante batería automática de condensadores.....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 14: Unifilar de un sistema de línea corta de transmisión con un SVC conectado en derivación a la carga.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 15: Diagrama fasorial.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 16: Clasificación de los FACTS según tipo de semiconductor utilizado.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 17: Elementos principales de un SVC.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 18: Configuración de un TSC.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 19: Circuito eléctrico equivalente del TSC.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 20: Configuración de un TCR y/o TSR.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 21: Forma de onda de corriente de un TCR.....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 22: Configuración TCR+MSC.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 23: Configuración TCR + TSC con filtro.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 24: Configuración TCR+TSC sin filtro.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 25: Potencia reactiva generada/absorbida por el SVC en función del ángulo de disparo.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 26: Circuito equivalente de Thévenin.....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 27: Curva característica del sistema de potencia.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 28: Variación de la curva característica del sistema de potencia por variación de voltaje de la fuente de suministro.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 29: Variación de la curva característica del sistema de potencia por variación de la reactancia de Thévenin.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 30: Curva característica de operación del SVC (Adaptado de [CIGRE, 1986]).....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 31: Interacción entre el SVC y el sistema de potencia (Adaptado de [Kundur, 1994]).....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 32: Diagrama de bloques de un sistema de control realimentado.....</i>	<i>53</i>

<i>Figura 33: Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo abierto</i>	54
<i>Figura 34: Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo cerrado</i>	54
<i>Figura 35: Función no lineal y su aproximación lineal</i>	57
<i>Figura 36: Control directo analógico</i>	58
<i>Figura 37: Control digital directo (DDC por sus siglas en inglés)</i>	59
<i>Figura 38: Control en cascada</i>	61
<i>Figura 39: Control pre-alimentado</i>	61
<i>Figura 40: Control pre-programado</i>	62
<i>Figura 41: Control adaptativo por modelo de referencia</i>	62
<i>Figura 42: Regulador auto-ajustable</i>	62
<i>Figura 43: Máximo nivel de entrada, Canal de corriente, Ganancia =1</i>	71
<i>Figura 44: Máximo nivel de entrada, Canal de voltaje, Ganancia =1</i>	71
<i>Figura 45: Σ- Δ ADC de primer orden</i>	72
<i>Figura 46: Signal Path del canal de corriente</i>	73
<i>Figura 47: Signal Path para la medición de la corriente del neutro</i>	73
<i>Figura 48: Principio del sensor de corriente di/dt</i>	74
<i>Figura 49: Datapath para el canal de voltaje</i>	74
<i>Figura 50: Detección de cruce por cero de los canales de corriente y voltaje</i>	75
<i>Figura 51: Retraso entre las fases de voltaje y/o corriente</i>	76
<i>Figura 52: El retraso entre la fase A de voltaje y fase A de corriente es guardado en el registro ANGLE0</i> 76	
<i>Figura 53: Detección SAG</i>	77
<i>Figura 54: Detección de sobre-voltaje</i>	78
<i>Figura 55: Calibración de fase en los canales de voltaje</i>	79
<i>Figura 56: Proceso para el cálculo de la corriente RMS</i>	80
<i>Figura 57: Proceso para el cálculo de la corriente MAV en el modo PSM1</i>	80
<i>Figura 58: Datapath para el cálculo de la potencia activa total</i>	82
<i>Figura 59: Cálculo de la potencia activa</i>	83
<i>Figura 60: Flujo de datos para el cálculo de la potencia aparente y la energía aparente acumulada</i>	86
<i>Figura 61: Diagrama de tiempos de tareas independientes</i>	88
<i>Figura 62: Jitter para diferentes ejecuciones de una misma tarea</i>	89
<i>Figura 63: Analogía del funcionamiento de un semáforo en un RTOS</i>	89
<i>Figura 64: Arquitectura de un RTOS de propósito general</i>	91
<i>Figura 65: Esquema de un micro-controlador general</i>	92
<i>Figura 66: Arquitectura básica de un micro-controlador</i>	92
<i>Figura 67: Niveles de abstracción del estándar OSI</i>	98
<i>Figura 68: Configuración en paralelo de un bus SPI con un maestro y tres esclavos.</i>	101
<i>Figura 69: Modo A</i>	101
<i>Figura 70: Modo B</i>	102

<i>Figura 71: Modo C</i>	102
<i>Figura 72: Modo D</i>	102
<i>Figura 73: Conector hembra DB-9</i>	103
<i>Figura 74: Conexiones desde la perspectiva del equipo terminal de datos</i>	103
<i>Figura 75: Convención de tensiones y niveles lógicos del estándar RS-232</i>	104
<i>Figura 76: Unifilar de la planta</i>	117
<i>Figura 77: Curva de evolución de potencia reactiva del SVC</i>	120
<i>Figura 78: Procesamiento de señal para el cálculo del voltaje RMS</i>	130
<i>Figura 79: Procesamiento para la compensación de fase</i>	131
<i>Figura 80: Circuitos de los reguladores de Voltaje de 5V y 3.3V</i>	134
<i>Figura 81: Adaptación de señal para la medición de corriente</i>	135
<i>Figura 82: Adaptación de señal para la medición de voltaje</i>	136
<i>Figura 83: Esquemático del circuito del bloque 5</i>	137
<i>Figura 84: Circuito del opto-acoplador, entrada del uC y salida hacia el ADE7878</i>	138
<i>Figura 85: Circuito del opto-acoplador, entrada del ADE y salida hacia el uC</i>	139
<i>Figura 86: Opto-acoplador sin transistor 2N2222 a la entrada</i>	141
<i>Figura 87: Esquemático del circuito del bloque 7</i>	141
<i>Figura 88: Esquemático del circuito del bloque 9</i>	143
<i>Figura 89: Esquemático de la SD-CARD</i>	144
<i>Figura 90: Esquemático del teclado matricial y parte de la circuitería del bloque 23</i>	144
<i>Figura 91: Esquemático de la entrada digital auxiliar</i>	145
<i>Figura 92: Esquemático de la pantalla gráfica LCD</i>	145
<i>Figura 93: Esquemático del LED indicador de encendido</i>	146
<i>Figura 94: Esquemático del LED indicador con control a transistor</i>	147
<i>Figura 95: Esquemático de las salidas de relay</i>	148
<i>Figura 96: Gráfica de Vce versus Ib</i>	149
<i>Figura 97: Salida transistorizada</i>	150
<i>Figura 98: Esquemático del circuito ICSP</i>	150
<i>Figura 99: Esquemáticos de los bloques 19,21 y 24</i>	152
<i>Figura 100: Esquemático del bloque 23</i>	152
<i>Figura 101: Clearance</i>	161
<i>Figura 102: Distance</i>	161
<i>Figura 103: Diagonal de una paca de circuito impreso</i>	162
<i>Figura 104: Ventana para ingreso de Net Clases en Eagle</i>	169
<i>Figura 105: Entorno del programa BITMAP2LCD</i>	171
<i>Figura 106: Configuración de la tabla para el GLCD12864zw</i>	172
<i>Figura 107: ventana LCD Work Canvas del programa BITMAP2LCD</i>	172
<i>Figura 108: Menú del botón File</i>	173

<i>Figura 109: Panel de configuración para exportación de tabla.....</i>	<i>174</i>
<i>Figura 110: Tabla generada de una codificación de alguna imagen.....</i>	<i>175</i>
<i>Figura 111: Entorno del programa MMCRS232PIC</i>	<i>176</i>
<i>Figura 112: Diagrama de bloques para el control de voltaje.</i>	<i>177</i>
<i>Figura 113: Entorno gráfico de SISOTOOL</i>	<i>179</i>
<i>Figura 114: Arquitectura de control en SISOTOOL.....</i>	<i>180</i>
<i>Figura 115: Contenido del m-file “2TFCtrlVoltTesis”</i>	<i>181</i>
<i>Figura 116: Ingreso de datos del sistema a simular</i>	<i>182</i>
<i>Figura 117: Respuesta del sistema al escalón unitario.....</i>	<i>182</i>
<i>Figura 118: Diagrama de BODE del sistema.....</i>	<i>183</i>
<i>Figura 119: Pestaña de sintonización de controladores de SISOTOOL</i>	<i>183</i>
<i>Figura 120: Datos obtenidos del controlador sintonizado.....</i>	<i>184</i>
<i>Figura 121: Diagrama del lugar de raíces, diagrama de bode y diagrama de Nichols para el sistema de control</i>	<i>185</i>
<i>Figura 122: Respuesta del sistema de control en lazo cerrado</i>	<i>186</i>
<i>Figura 123: Diagramas de bloques del sistema de control de voltaje para tiempo discreto.....</i>	<i>187</i>
<i>Figura 124: Respuesta al escalón unitario de nuestro sistema de control de voltaje con PID autoajustable</i>	<i>189</i>
<i>Figura 125: Diagrama de bloques de control para la corrección del factor de potencia.....</i>	<i>191</i>
<i>Figura 126: Secuencia de señal para el disparo del TRIAC.....</i>	<i>193</i>
<i>Figura 127: Recta de disparo de la tarjeta FPG</i>	<i>194</i>

TABLA DE TABLAS

<i>Tabla 1: Elementos de un lazo de control.....</i>	<i>53</i>
<i>Tabla 2: Cálculo de trazos para PCB del grupo 0.....</i>	<i>164</i>
<i>Tabla 3: Cálculo de trazos para PCB del grupo 1.....</i>	<i>165</i>
<i>Tabla 4: Cálculo de trazos para PCB del grupo 2.....</i>	<i>165</i>
<i>Tabla 5: Cálculo de trazos para PCB del grupo 3.....</i>	<i>166</i>
<i>Tabla 6: Cálculo de trazos para PCB del grupo 4.....</i>	<i>166</i>
<i>Tabla 7: Cálculo de trazos para PCB del grupo 5.....</i>	<i>167</i>
<i>Tabla 8: Cálculo de trazos para PCB del grupo 6.....</i>	<i>167</i>
<i>Tabla 9: Cálculo de trazos para PCB del grupo 7.....</i>	<i>168</i>
<i>Tabla 10: Cálculo de trazos para PCB del grupo 8.....</i>	<i>168</i>
<i>Tabla 11: Clasificación pistas según grupos.....</i>	<i>169</i>
<i>Tabla 12: Caída de voltaje en el Bus para una carga resistiva.....</i>	<i>195</i>
<i>Tabla 13: Nivel de voltaje en el Bus para una carga capacitiva - resistiva.....</i>	<i>195</i>
<i>Tabla 14: Tensión en el bus para una consigna de 225[v].....</i>	<i>195</i>
<i>Tabla 15: Tensión en el bus para una consigna de 228[v].....</i>	<i>195</i>
<i>Tabla 16: Factor de Potencia en el Bus para una consigna de 0.95.....</i>	<i>196</i>
<i>Tabla 17: Factor de Potencia en el Bus para una consigna de 0.99.....</i>	<i>196</i>

RESUMEN

La corrección del factor de potencia ayuda al uso eficiente de la energía eléctrica que es un tema de interés para muchas industrias, ya que generan en ellos un ahorro en cuanto a costos y también ayuda con el medio ambiente a mitigar de forma indirecta las emisiones de gases de efecto invernadero.

Asimismo es importante para las industrias tener buenos índices de calidad de energía eléctrica; y uno de estos índices es el mantener niveles de voltaje constantes en el suministro y de acuerdo a los niveles indicados en las normas técnicas correspondientes.

La presente tesis aborda la implementación de un sistema de control que permita realizar la corrección del factor de potencia y la regulación del voltaje. Para tal propósito se construyó una planta de instalación eléctrica en donde se realizan las pruebas de la tarjeta controladora. Se diseñó e implementó tanto el hardware como el software de la tarjeta de control como de las tarjetas auxiliares a esta. En el desarrollo del sistema, se ha utilizado conceptos de electricidad, electrónica de potencia, sistemas de control, microelectrónica, y comunicación de datos. Asimismo se han aplicado conceptos avanzados y especializados como el algoritmo de un controlador Proporcional – Integral – Derivativo (PID) autoajustable y los sistemas operativos en tiempo real (RTOS).

Con la aplicación de esta tecnología, fue posible obtener factores de potencia cercanos a la unidad y también fue posible regular de forma óptima niveles de tensión para cargas fluctuantes.

ABSTRACT

Correcting power factor helps to the efficient use of electric energy that is a topic of interest to many industries because they generate in them a saving in terms of costs and helps with the environment to mitigate indirectly emissions of greenhouse gases.

It is also important for industries to have good quality indices of electricity; and one of these indices is to maintain constant levels of supply voltage in the power grid and according to the relevant technical standards.

This thesis deals with the implementation of a control card that allows for the power factor correction and voltage regulation. For this purpose, a plant of electric installations was built, where controller card can be tested. It was designed and implemented both hardware and software of the control board and the others ancillary cards. In developing the system, they have been used concepts of electricity, power electronics, control systems, microelectronics, and communication of data. Also advanced and specialized concepts have been applied as self-tuning controller Proportional – Integral – Derivative (PID) algorithm and real-time operating systems (RTOS).

With the application of this technology, it was possible to obtain power factors close to unity and was possible optimally regulate voltage levels for fluctuating loads.

INTRODUCCIÓN

Existe una preocupación mundial notoria por nuestro medio ambiente y el cambio climático que está sufriendo nuestro planeta, así pues en la Conferencia de las Partes en su 20 edición de la Convención Marco de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático (COP20 Lima, 2014) se mencionó que el 65% de emisiones de CO_2 , proviene de la quema de combustibles fósiles y procesos industriales; que la concentración de gases de efecto invernadero en el mundo tiende a aumentar y que el 35% de este se debe al sector de generación de energía eléctrica.

El concepto de "Calidad de Energía Eléctrica", está relacionada con las perturbaciones eléctricas que pueden afectar a las condiciones eléctricas de suministro y ocasionar el mal funcionamiento o daño de equipos y procesos. Uno de estos problemas son los denominados "flickers". Por tal razón, se requiere un tratamiento del problema desde diversos frentes.

Los Compensadores Estáticos de VARS¹ (SVC por sus siglas en inglés) pertenecen a la familia de los Sistemas de Transmisión AC Flexibles (FACTS de sus siglas en inglés); tienen muchas aplicaciones como el corregir el factor de potencia de una industria, regular el nivel de voltaje en las líneas de transmisión, estabilización del

¹ Abreviatura de Volt-Amper Reactivo, que es la unidad de medida de la potencia reactiva.

sistema de energía, entre otros. Una de las ventajas notorias de los SVC frente a otros sistemas de corrección de factor de potencia, es que nos permite llevar al sistema a valores del factor de potencia cercanos a la unidad, lo cual se traduce a un mayor ahorro de energía eléctrica. Asimismo los SVC, tienen la bondad de suavizar la tensión de parpadeo (flickers) en instalaciones que contengan cargas altamente fluctuantes, como hornos de arco, talleres de soldadura, etc. Para lograr esto, es indiscutible que el control automático y la electrónica de potencia juegan un papel importante en esto.

La presente tesis tiene por objeto, implementar un prototipo de tarjeta controladora de un SVC con un enfoque para su aplicación en la industria, para la corrección del factor de potencia sin embargo se le adicionó un controlador que permite utilizarla también para la regulación de voltaje.

Cabe resaltar que para conseguir este propósito se ha realizado una investigación sobre los FACTS, normas y códigos técnicos de electricidad, controladores PID autoajustables, sistemas operativos en tiempo real, normas técnicas para circuitería impresa; desarrollo de drivers para manejo del medidor ADE7878 y pantalla gráfica de cristal líquido (GLCD de sus siglas en inglés) ST7992², lo que implica entonces un cúmulo de nuevos logros cognitivos y pragmáticos, por lo que se considera un aporte de gran utilidad para la comunidad científico y técnica.

La tesis en mención: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA, se divide en tres capítulos, cuyo contenido es el siguiente:

Capítulo I: Planteamiento del proyecto de investigación.

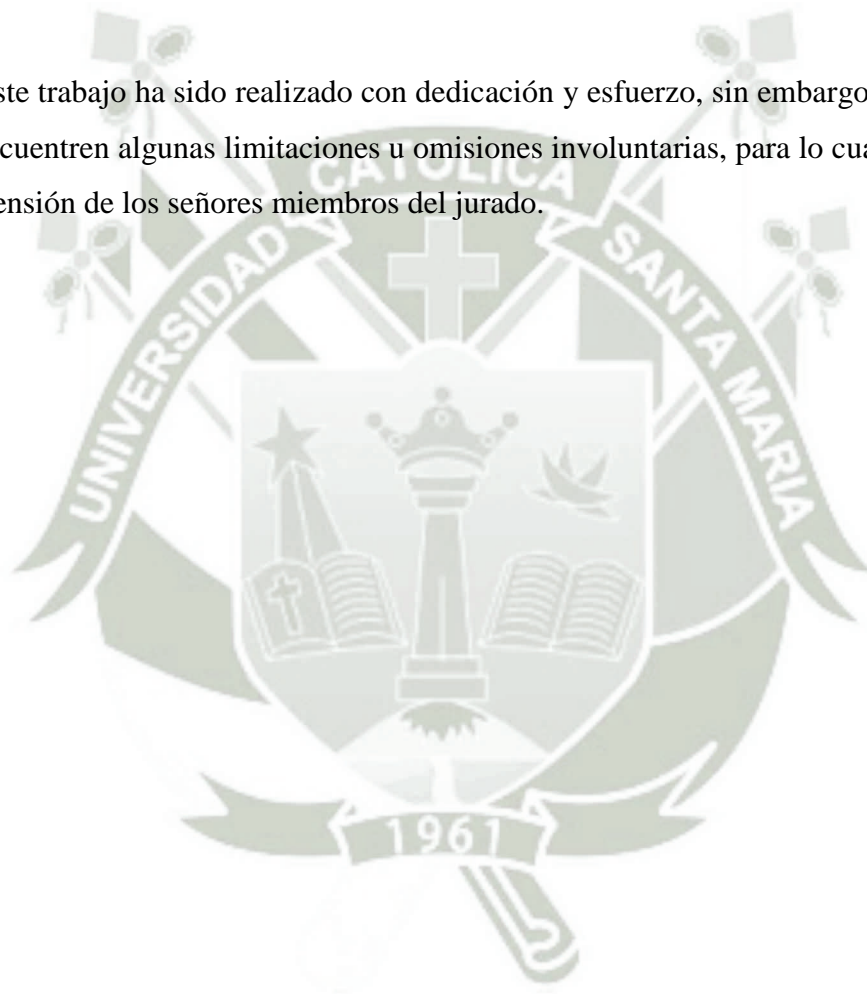
Capítulo II: Marco teórico.

Capítulo III: Descripción de la planta y desarrollo del controlador del compensador estático de VAR.

² Los drivers han sido desarrollados en forma general, lo que permite su versatilidad y utilización en aplicaciones de otros proyectos.

Donde en el Capítulo I Se plantea el problema justificando el motivo de estudio y desarrollo de la presente tesis, así como los objetivos, hipótesis, alcances, técnicas e instrumentos de verificación. En el capítulo II se realiza un estudio de la parte eléctrica, sistemas de control, micro-electrónica, protocolos de comunicación, finalmente en el capítulo III se describe la planta, se explica al detalle del desarrollo del hardware y software del controlador, así como las simulaciones realizadas. Luego se arriba a las conclusiones, luego planeamos las recomendaciones, seguido de un glosario, las referencias y bibliografía respectiva, un índice, y finalmente los anexos adjuntos a la presente tesis.

Este trabajo ha sido realizado con dedicación y esfuerzo, sin embargo, es posible que se encuentren algunas limitaciones u omisiones involuntarias, para lo cual se invoca la comprensión de los señores miembros del jurado.



CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN

1.1 Problema de Investigación

El problema de investigación se ubica en el área general de Ciencias e Ingeniería, en el área específica de electrónica, en la especialidad de control de sistemas eléctricos y en la línea de factores de la electrónica de potencia y de los sistemas de control.

Existe una necesidad en la industria de compensar la energía reactiva, y así reducir costos de facturación, para esto se introduce en la red bajo determinadas circunstancias, elementos que controlen la potencia reactiva, haciendo en lo posible que el factor de potencia sea cercano a la unidad, sin hacer tampoco que sea uno ya que el sistema entraría en resonancia.

En nuestro medio y hasta podríamos atrevernos a enmarcar un ámbito mundial, la gran mayoría de las industrias utilizan para compensar la energía reactiva, banco de condensadores con controladores de elementos electromecánicos, lo cual se traduce en una limitación en la velocidad de actuación, limitación en la adaptación frente al

comportamiento de la carga y generación de picos de corrientes al momento de conectar una batería de condensadores.

1.2 Justificación del Estudio

El problema en cuestión se considera justificable en primer término, por su **especial originalidad y carácter novedoso**, no habiéndose registrado antecedentes investigativos con idéntico enfoque cuanto menos a nivel regional y nacional, ni en los repositorios de tesis de la UCSM algún tema similar relacionado con los FACTs.

El estudio planteado tiene asimismo una **legítima relevancia práctica**, ya que ayuda a llegar a factores de potencia cercanos a la unidad y lo cual implica todos los beneficios ya conocidos en la compensación de la energía reactiva como son el ahorro en las facturas eléctricas de la industria, eliminación de las penalizaciones por causa del exceso de consumo de energía reactiva, reducción de las caídas de tensión, aumento de la disponibilidad de potencia para las instalaciones de alimentación de la industria. Lo que implica a su vez una **relevancia social** inherente a la anterior ya que pone a la vanguardia con los avances tecnológicos a la universidad e industria nacional; y contribuyendo con el ahorro de energía y mejorando el uso eficiente de esta, entonces se ayuda a disminuir de forma indirecta las emisiones de gases de efecto invernadero de parte de las generadoras eléctricas térmicas que funcionen con quema de hidrocarburos y que afectan al cambio climático que sufre nuestro planeta.

El presente estudio tiene una **relevancia contemporánea** ya que los trabajos de investigación acerca del uso de SVC en la compensación de la energía reactiva para la industria, publicados y encontrados en la búsqueda de internet que se realizó datan desde años contemporáneos al del presente trabajo de investigación.

Asimismo, el problema elegido responde a los lineamientos del artículo 14 del Reglamento de Grados y Títulos de la Facultad de Ciencias e Ingenierías Físicas y Formales, al guardar conformidad con el área problemática, nivel y relevancia exigidos.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Diseñar e implementar un prototipo de tarjeta electrónica controladora de SVC basado en micro-controlador, con el fin de corregir el factor de potencia.

1.3.2 Objetivos Específicos

- ✓ Implementar una planta de control de energía reactiva basado en SVC, dividido en 3 módulos (control de carga, instalación eléctrica, cuadro SVC).
- ✓ Diseñar e implementar una tarjeta denominada FPG (del inglés Fire Pulse Gate), con entrada de señal modulada por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) y salida pulso, para disparo de Tiristores.
- ✓ Describir el diseño e implementación confiable de un prototipo de tarjeta electrónica controladora de un SVC, con bases en hardware y software compatibles.
- ✓ Incluir en el diseño del prototipo de la tarjeta electrónica, un interfaz hombre – máquina (HMI por sus siglas en inglés) que conste de una pantalla LCD gráfica y Teclado matricial.
- ✓ Implementar el prototipo de la tarjeta, cumpliendo las recomendaciones estipuladas en la norma IPC 2221, las cuales definen el ancho de pistas de los circuitos impresos así como el espacio entre estas para evitar interferencias.
- ✓ Implementar algoritmo de control en el micro-controlador basado en Sistemas Operativos en Tiempo Real (RTOS por sus siglas en inglés).
- ✓ Realizar simulación acerca del algoritmo de control aplicado y realizar el análisis de resultados.

1.4 Hipótesis

Se analizará si es posible corregir el factor de potencia a valores cercanos a la unidad, controlando un SVC mediante un micro-controlador.

1.5 Alcances

El presente trabajo llegará explicar de forma concisa aspectos relevantes sobre la tecnología FACT, en especial sobre los SVC.

Diseño e implementación de una tarjeta electrónica controladora de SVC basado en micro-controlador PIC (Programmable Interrupt Controller) de Microchip, junto con un circuito integrado ADE7878 de Analog Devices para realizar las mediciones de los parámetros eléctricos necesarios.

Implementación de algoritmos de control discreto en el micro-controlador PIC, utilizando RTOS.

Descripción y montaje de la planta de control de energía reactiva basado en SVC, dividido en 3 módulos (control de carga, instalación eléctrica, cuadro SVC).

Realización y análisis de la simulación mediante software Matlab sobre el algoritmo de control utilizado para la compensación de la energía reactiva.

Se desarrolló con autoría propia drivers en lenguaje C de CCS para el PIC, para el manejo del circuito integrado ADE7878 y pantalla GLCD12864W con controlador ST7920, los cuales son necesarios para implementar el presente trabajo y que por su versatilidad también podrían ser utilizados para otros futuros trabajos de investigación.

Ampliando el campo de aplicación del presente trabajo de investigación, se realiza la simulación e implementación de un algoritmo de control PID autoajustable Heurístico para regular niveles de tensión fluctuantes presentes en la red.

1.6 Técnicas e Instrumentos de Verificación

Se precisará de la “Simulación y análisis gráfico de la respuesta del sistema” para observar la respuesta dinámica del sistema a implementar. Asimismo se precisará de la “Observación y análisis de resultados” comparando el valor medido de la variable investigada con nuestro prototipo y con un instrumento de medición certificado.

La simulación y análisis gráfico de la respuesta del sistema, se caracteriza por el modelamiento del sistema a estudiar y mediante uso de la computadora obtener gráficas de su respuesta frente a la señal de entrada escalón y/o frente a variaciones de la carga eléctrica.

Como medio físico se utilizará una computadora con Software de Matlab/Simulink para realizar las simulaciones respectivas. Así también un voltímetro, cosfímetro y/o analizador de redes para realizar las mediciones respectivas de las variables controladas.



CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

2.1 Conceptos básicos de potencia

Para llegar a comprender los sistemas eléctricos y conceptos de electrónica de potencia, es preciso revisar los conceptos básicos sobre potencia y energía eléctrica.

2.1.1 Potencia y energía

La energía eléctrica es un tipo de energía tal como la energía mecánica, energía cinética, o cualquier otra forma de energía conocida, la cual es la capacidad que tiene un cuerpo para realizar trabajo y su unidad medida en el sistema internacional es el Joule (J). La energía eléctrica resulta pues de la existencia de una diferencia de potencial entre dos puntos y que al unir dichos puntos con un conductor, se genera una corriente eléctrica.

La potencia instantánea es la derivada de la energía con respecto del tiempo; es decir la rapidez con la cual un dispositivo absorbe o entrega energía por cada unidad de

tiempo. Y en sentido contrario podríamos también afirmar que la energía o trabajo, es la integral de la potencia instantánea.

Como es conocido la potencia instantánea de cualquier dispositivo se calcula a través de la siguiente ecuación:

$$p(t) = v(t) * i(t) \quad (1)$$

En corriente alterna se habla de una potencia media que no es más que el promedio a lo largo de un periodo de la función de $p(t)$. Esto pues porque la corriente alterna produce también una función de potencia instantánea periódica.

La potencia media P , entonces se calcula con la siguiente ecuación:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) * i(t) dt \quad (2)$$

Donde T es el periodo de la forma de onda de potencia.

Cabe mencionar que a la potencia media algunas veces se le denomina potencia activa o potencia real, cuando estamos trabajando con corriente en alterna.

2.1.2 El valor eficaz

El valor eficaz de una tensión o corriente se le denomina valor de la raíz cuadrática media (RMS por sus siglas en inglés), es propio de los circuitos en alterna y es útil ya que los valores nominales de los dispositivos a menudo se especifican en valores de voltajes y corriente RMS.

Se define como el valor de una corriente rigurosamente constante (corriente continua) que al circular por una determinada resistencia óhmica pura produce los mismos efectos caloríficos (igual potencia disipada) que dicha corriente variable

(corriente alterna). De esa forma una corriente eficaz es capaz de producir el mismo trabajo que su valor en corriente directa o continua.

La expresión que define al voltaje eficaz sería:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^T v^2(t) dt} \quad (3)$$

Del mismo modo para la corriente eficaz sería:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^T i^2(t) dt} \quad (4)$$

Para simplificar muchas veces los cálculos del valor eficaz en el caso de señal alterna sinusoidal (como la es la red eléctrica) se utiliza la siguiente ecuación:

$$I_{rms} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (6)$$

En donde V_{max} e I_{max} son los valores pico de la señal según corresponda.

2.1.3 Triángulo de potencia

El triángulo de potencia, no es más que la representación vectorial en conjunto de la potencia reactiva (Q), potencia compleja y potencia activa (P) de un circuito eléctrico, tal como se ve en la Figura 1.

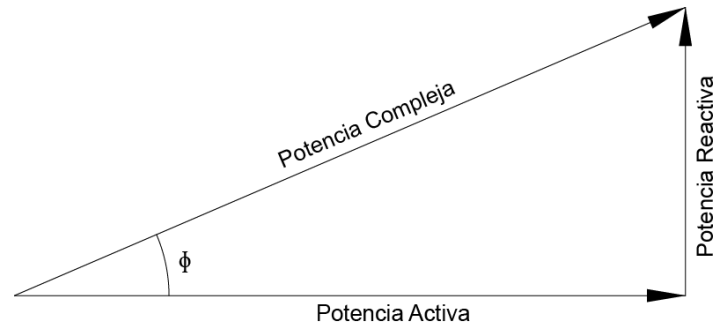


Figura 1: Triangulo de Potencia

Antes de entrar a tallar en lo que es en si el denominado triángulo de potencia, vamos a definir la potencia aparente como el producto de magnitudes de la tensión eficaz y la corriente eficaz, tal como se puede apreciar en la siguiente ecuación:

$$S = V_{rms} * I_{rms}$$

Es preciso mencionar que la potencia aparente es igual a la magnitud de la potencia compleja en sistemas eléctricos alternos con fuentes de señal sinusoidal. Por tanto para nuestro caso podríamos decir que la potencia aparente medida en volt-amper (VA por sus siglas en inglés) vendría a ser la suma vectorial de la potencia activa medida en vatios (W por sus siglas en inglés) y potencia reactiva medida en volt-amper reactivos (VAR por sus siglas en inglés). Asimismo el ángulo ϕ mostrado en la Figura 1, vendría a ser el ángulo de desfase entre las señales sinusoidales de tensión y corriente.

Las potencias anteriormente mencionadas, puede ser relacionadas mediante la siguiente ecuación pitagórica:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (7)$$

La potencia aparente es entonces la que refleja la potencia activa y reactiva en un solo vector y representa la potencia total en un circuito con impedancia Z.

La potencia activa es la capaz de transformar la energía eléctrica en trabajo y se debe a componentes resistivos en el circuito.

La potencia reactiva es la utilizada para la formación de los campos eléctrico y magnético.

“Existe una diferencia fundamental entre potencia activa y potencia reactiva, y quizá lo más importante que hay que recordar es que una no puede ser convertida en la otra. Las potencias activa y reactiva funcionan independientemente una de la otra, por lo que se pueden tratar como cantidades distintas en circuitos eléctricos.” (Wildi, 2007)

2.1.4 Factor de potencia

El factor de potencia está definido como el cociente de la potencia media y la potencia aparente.

$$fp = \frac{P}{S} \quad (8)$$

El factor de potencia puede ser expresado como un número decimal que oscila entre 0 y 1, e nos permite indicar la capacidad de una carga de consumir energía activa.

En circuito de corriente alterna con fuentes sinusoidales, el factor de potencia de una carga (fp) es igual al coseno del ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente que la atraviesa $\cos(\varphi)$.

En circuitos puramente resistivos el factor de potencia es igual a la unidad o igual al 100%. En circuitos con presencia predominante de inductores, implica un factor de potencia en retraso, mientras en circuitos eléctricos con presencia predominante de capacitores el factor de potencia se encuentra en adelanto.

2.2 Los armónicos

Los armónicos son ondas que poseen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, con una amplitud menor y que al sumarse a la onda fundamental causan deformaciones en esta.

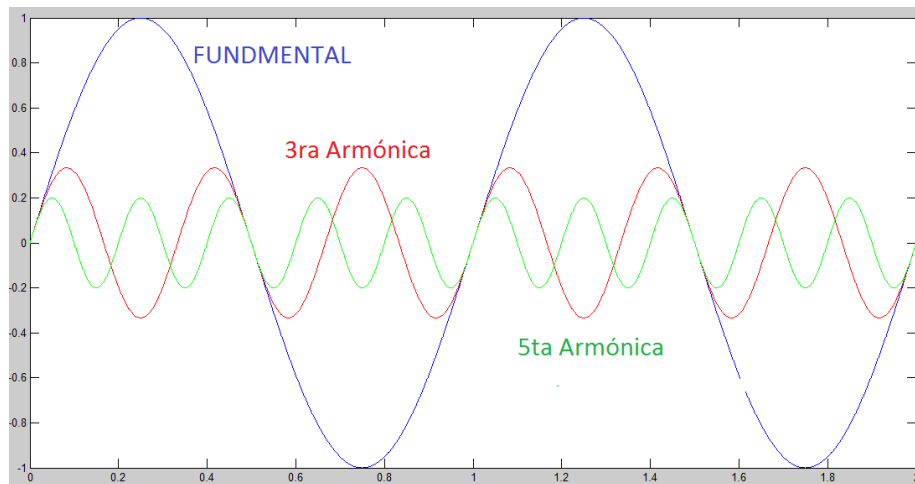


Figura 2: Onda sinusoidal y armónicos respectivos de 3er y 5to orden.

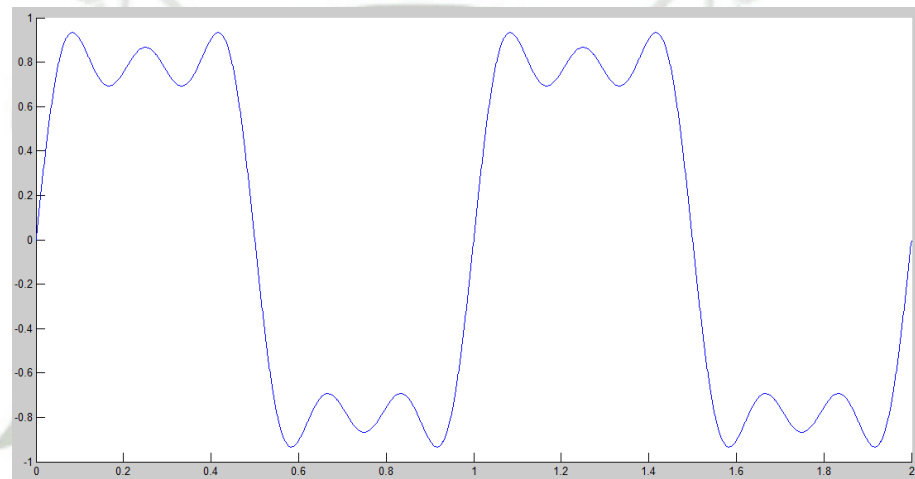


Figura 3: Onda sinusoidal deformada a causa de la 3ra y 5ta armónica.

2.2.1 Orígenes

En los sistemas eléctricos cuando a una fuente de voltaje sinusoidal se le aplica una carga no lineal, la onda de corriente periódica pero no es sinusoidal, y por tanto es fácil deducir que dicha corriente contiene armónicos.

Una carga no lineal es aquella que demanda corriente de forma discontinua o cuya impedancia es variable durante un ciclo de onda del voltaje. Dicho en otras palabras una carga no lineal es aquella en la que la relación voltaje-corriente, no es constante, es decir que al trazar el gráfico que representa dicha relación no será una línea recta.

Podemos clasificar a las cargas generadoras de armónicos de la siguiente manera mostrada a continuación:

- Cargas Ferromagnéticas Estáticas: Como transformadores saturados, que como sabemos el flujo y la corriente de magnetización están relacionados por la curva de magnetización, cuando el transformador se satura esta corriente forma una onda muy diferente a la sinusoidal, esta distorsión es generalmente ocasionada por el tercer armónico. Por lo tanto las inductancias saturadas son cargas de tipo ferromagnéticas que insertan armónicos en la red.
- Cargas de Arco: Como los hornos de arco, que son cargas generadoras de corrientes armónicas de forma aleatoria. Las lámparas de arco también son generadoras de armónicos generalmente de orden 3.
- Cargas de Electrónica de Potencia: En esta clasificación se encuentran la mayoría de cargas que producen armónicos en una industria; podemos nombrar a los variadores de velocidad, las computadoras, fuentes switching, entre otros. Ahora último con el avance de la tecnología están proliferando cada vez más.
- Máquinas Rotativas: Las maquinas eléctricas rotativas producen armónicos, generalmente de tercer orden. Por ejemplo en el caso del motor universal, las escobillas transmiten la energía a las bobinas del rotor a través del colector o también conocido como anillos rotatorios o anillos deslizantes, tal como se ve en la Figura 4, este anillo es ranurado y es justamente la razón principal por la cual se generan armónicos en la red, aparte que por la fricción misma del carbón de la escobilla con las delgas del colector producen pequeños arcos eléctricos que de alguna forma introducen también armónicos a nuestra red.

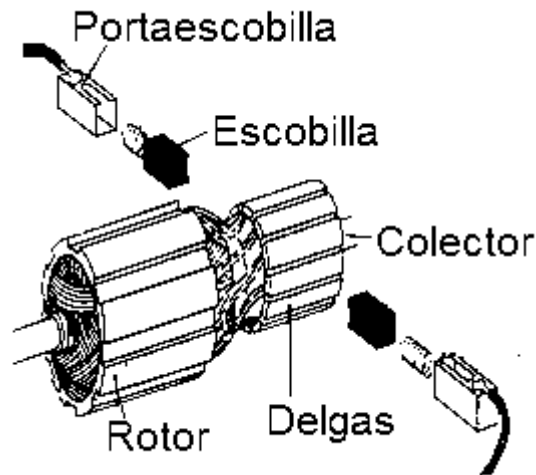


Figura 4: Rotor y escobillas de un motor universal.

Fuente: <http://www.aulafacil.com/cursos/130072/bachillerato/fisica/electromagnetismo/partes-esenciales-de-un-motor-y-sus-nombres>

Existen pues armónicos de voltaje y de corriente, por lo que hay que tener en cuenta que si la onda de corriente de una instalación eléctrica industrial contiene armónicos, entonces podemos deducir que la fuente generadora de dichos armónicos está aguas abajo, caso contrario si la onda de voltaje es la que contiene armónicos, entonces deducimos que la fuente generadora de armónicos se encuentra aguas arriba.

2.2.2 Efectos

Algunos efectos principales que los armónicos de corriente producen son:

- Sobrecarga de conductores: Los armónicos pueden hacer que los cables se calienten ya que pueden hacer que por algunos instantes la corriente pico sea mayor y sobre pase las capacidad de corriente recomendada por el fabricante del cable. En sistemas trifásicos este problema ocurre generalmente en el cable neutro.
- Disparos intempestivos de relés de protección: Las señales de armónicos pueden tener un valor muy pequeño pero sin embargo al sumarse con la fundamental hace que esta alcance picos elevados y por ende pueden hacer saltar a los sistemas de protección de la red.

- Resonancia: Un condensador en paralelo con una bobina forman un circuito resonante que puede amplificar señales de una determinada frecuencia y que puede resultar muy perjudicial para los equipos conectados a la red. Si algún armónico coincide con la frecuencia de resonancia del circuito L-C, entonces podría ser amplificado y causar mucho daño.
- Acoplamientos: Las frecuencias altas de armónicos y señales distorsionadas, provocan interferencia electromagnética, y esto causa interferencia en los sistemas electrónicos de comunicaciones.
- Deterioro de la forma de onda de voltaje: Cuando en la red existen una gran cantidad de armónicos de corriente, estas pueden provocar una deformación de la forma de onda de voltaje, generalmente reflejados en achatamientos y aplanamientos de la parte superior (cresta) de la onda.
- Voltaje entre neutro y tierra distinta de cero: En sistemas trifásicos, la circulación de corriente por el conductor de neutro genera caídas de tensión ya que como sabemos no existe en cable ideal con resistencia cero, por ende esta caída de potencial afecta a la calidad de la red, por ello es recomendable tener instalado una buena puesta a tierra.
- Funcionamiento anómalo de motores: La circulación de corrientes armónicas en los devanados del motor hacen que este se sobrecaliente y provocan un funcionamiento anómalo en este, haciendo que vayan más lentos o más rápidos de lo debido.
- Sobrecarga de Condensadores: El efecto sobre los condensadores es que los armónicos pueden generar sobrecargas y llegar a quemarlos, ya que la impedancia de un condensador disminuye si la frecuencia aumenta.
- Funcionamiento anómalo de equipos electrónicos: Si bien son las cargas que más armónicos producen también son las más frágiles y sensibles a estos.

- Sobrecarga de transformadores: El efecto en los transformadores generado por armónicos es de dos tipos:
 - Pérdidas generadas por efecto Joule en los bobinados y que pueden desencadenar sobrecalentamiento de este.
 - Pérdidas por histéresis y corrientes de Foucault en los circuitos magnéticos.

- Pérdidas notorias por efecto skin: Debido al efecto skin o también conocido como el efecto piel, hace que a medida que la frecuencia aumente, la corriente tienda a circular por el exterior de un conductor, entonces este efecto a frecuencia fundamental es despreciable pero para lo armónicos de un orden elevado esto puede hacer que se generen pérdidas y calentamientos adicionales.

2.2.3 Propagación

Las corrientes armónicas fluyen desde las cargas generadoras de armónicos hacia cargas de menor impedancia, tal como se puede apreciar en la

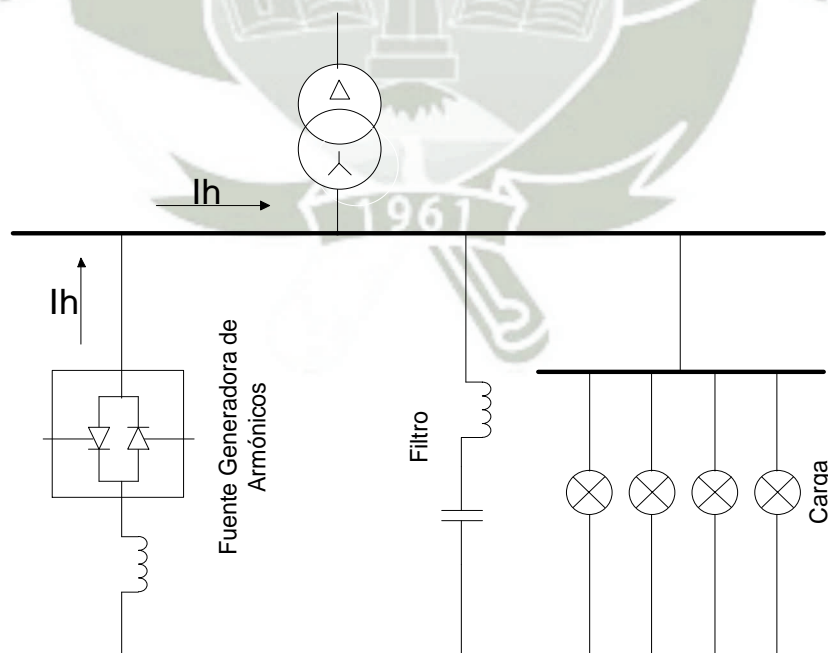


Figura 5: Propagación de armónicos en una instalación eléctrica

2.2.4 Medición

Para conocer el grado de contaminación armónica presente en las redes eléctricas, existen indicadores relativos como el de distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés), factor armónico total (THF por sus siglas en inglés) y distorsión total de demanda (TDD por sus siglas en inglés).

En nuestro medio, la más difundida vendría a ser la THD, utilizada como indicador de señales armónicas que contiene una determinada onda sinusoidal.

A continuación se muestran las fórmulas para calcular el THD del voltaje y la corriente respectivamente.

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1} * 100\% \quad (9)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} * 100\% \quad (10)$$

La ecuaciones (9) y (10), se pueden escribir en función del valor eficaz total como se muestra a continuación, facilitando de esta manera los cálculos cuando se conoce el valor RMS total.

$$THD_V = \sqrt{\left(\frac{V_{RMS}}{V_1}\right)^2 - 1} * 100\% \quad (11)$$

$$THD_I = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_1}\right)^2 - 1} * 100\% \quad (12)$$

2.2.5 Soluciones

Podemos mitigar los efectos de las corrientes armónicas de distintas formas como modificar los circuitos y los sistemas, atrapar, y/o bloquearlos. Sin embargo es

recomendable que las cargas particulares que produzcan un alto nivel de armónicos sean modificadas o reemplazadas.

A continuación nombramos algunas soluciones para este problema:

- Filtros: Los filtros de armónicos se pueden dividir en 3 grandes grupos:
 - Activos: Son aquellos que están formados por una fuente generadora de armónicos y basándose en la tecnología electrónica, insertan dichos armónicos a la red de tal forma que sumada a la corriente consumida por la carga, se registra un consumo de corriente sinusoidal.
 - Pasivos: Son aquellos que están compuestos como su nombre lo indica por elementos eléctrico pasivos y que presentan una baja impedancia para determinados frecuencias de armónicos.
 - Híbridos: Son elementos que se crean a unir de tipo pasivo y activo.
- Transformador de aislamiento: Los transformadores de aislamiento para bloqueo de corrientes armónicas, son transformadores de relación 1:1 y que tienen efectos capacitivos en el núcleo, el cual impide el paso de ciertos armónicos de un lado a otro.
- Trampas de secuencia cero: En los sistemas trifásicos para encerrar los armónicos de orden tres y/o múltiplos impares de este, se precisa tener un transformador en configuración delta-estrella. De esta forma los armónicos de orden 3 o múltiplos impares no pasaran al lado primario del transformador, haciendo quede libre de armónicos.
- Filtros de tercer orden en el neutro

Consiste en filtrar el tercer armónico colocando en serie con el conductor neutro un circuito flotante compuesto por un capacitor y una bobina en paralelo.

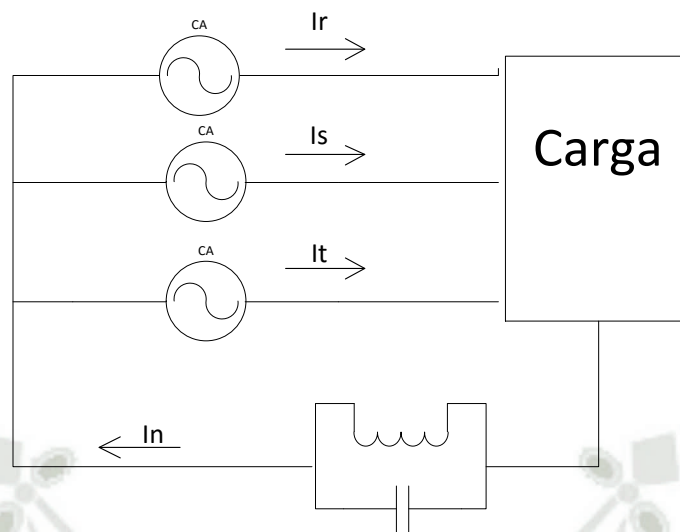


Figura 6: Instalación eléctrica con filtro de 3er orden en el neutro.

2.3 El tiristor

En general el tiristor o muchas veces denominado rectificador controlado de silicio (SCR por sus siglas en inglés), es un componente semiconductor de potencia que contiene 3 terminales (ánodo, cátodo y compuerta) de uniones PNPN, que pueden transmitir la corriente eléctrica en un solo sentido por lo que se le denomina unidireccional. El símbolo de este componente electrónico lo podemos observar en la Figura 7.

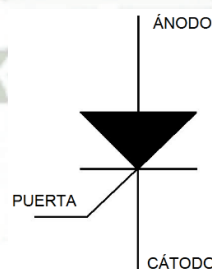


Figura 7: Símbolo electrónico del tiristor conmutado por línea

Existen muchos fabricantes de tiristores en el mercado y así también existen diversas presentaciones de empaquetadura para dichos componentes, tal como podemos observar en la Figura 8.



Figura 8: Diversas empaquetaduras de tiristores.

Fuente: <http://jorgefloresvergaray.blogspot.pe/2008/09/sencilla-alarma-por-laser.html>

Es necesario indicar que este tipo de componentes cuando se “queman” los terminales del ánodo y el cátodo se cortocircuitan, a diferencia de otros componentes que cuando se queman el circuito se abre.

2.3.1 Formas de activar el tiristor

- Haz de Luz: Si se inyecta un haz de luz en las uniones de un tiristor, el número de pares electrón-hueco aumentará y se podrá activar el tiristor.
- Corriente de Compuerta: Es una de las formas comúnmente utilizadas para activar n tiristor, pues si un tiristor se encuentra polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo entre compuerta y cátodo lo activará.
- Térmica: Una temperatura muy alta en el tiristor produce el aumento del número de pares electrón-hueco, por lo que aumentarán las corrientes de fuga, con lo cual al aumentar la diferencia entre ánodo y cátodo, y gracias a la acción regenerativa, el tiristor se activa.
- Alto Voltaje: Si el voltaje directo desde el ánodo hacia el cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo, el dispositivo empezará a conducir. Así mismo este tipo de activación puede dañar el dispositivo, hasta el punto de destruirlo.

- Elevación del voltaje ánodo-cátodo: Consiste en elevar dicho voltaje de forma tan rápida para que la corriente de las uniones sea suficiente para activar el tiristor. Este método no es recomendable y que puede dañar el dispositivo.

2.3.2 Principio de funcionamiento

El tiristor conmutado por línea o también conocido como tiristor común, solo permite el paso de corriente en un solo sentido, por tanto es unidireccional.

El tiristor común es biestable, es decir capaz de dejar pasar plenamente la corriente o bloquearla por completo.

Si la tensión en el cátodo es superior a la del ánodo, el tiristor común está polarizado en inversa y bloquea el paso de la corriente.

Si la tensión en el ánodo es mayor que en el cátodo, se dice que el tiristor común está polarizado en directa, y bloquea el paso de la corriente hasta que el terminal de puerta recibe un pulso positivo respecto al cátodo. Este pulso provoca la conducción del tiristor común y la corriente circula de ánodo a cátodo. El tiristor común continúa conduciendo cuando el pulso deja de aplicarse, y lo hace hasta que la corriente sea menor a la denominada corriente de mantenimiento.

2.3.3 Variantes y Clasificación

Para poder clasificar a los tiristores y sus variantes tenemos que recordar que los semiconductores de potencia en general se dividen según el material sustrato con el que se fabrican en dispositivos de silicio y de carburo de silicio. Así también cada uno de estos grupos se puede dividir en 3 grandes clases como son los diodos de potencia, transistores de potencia y tiristores.

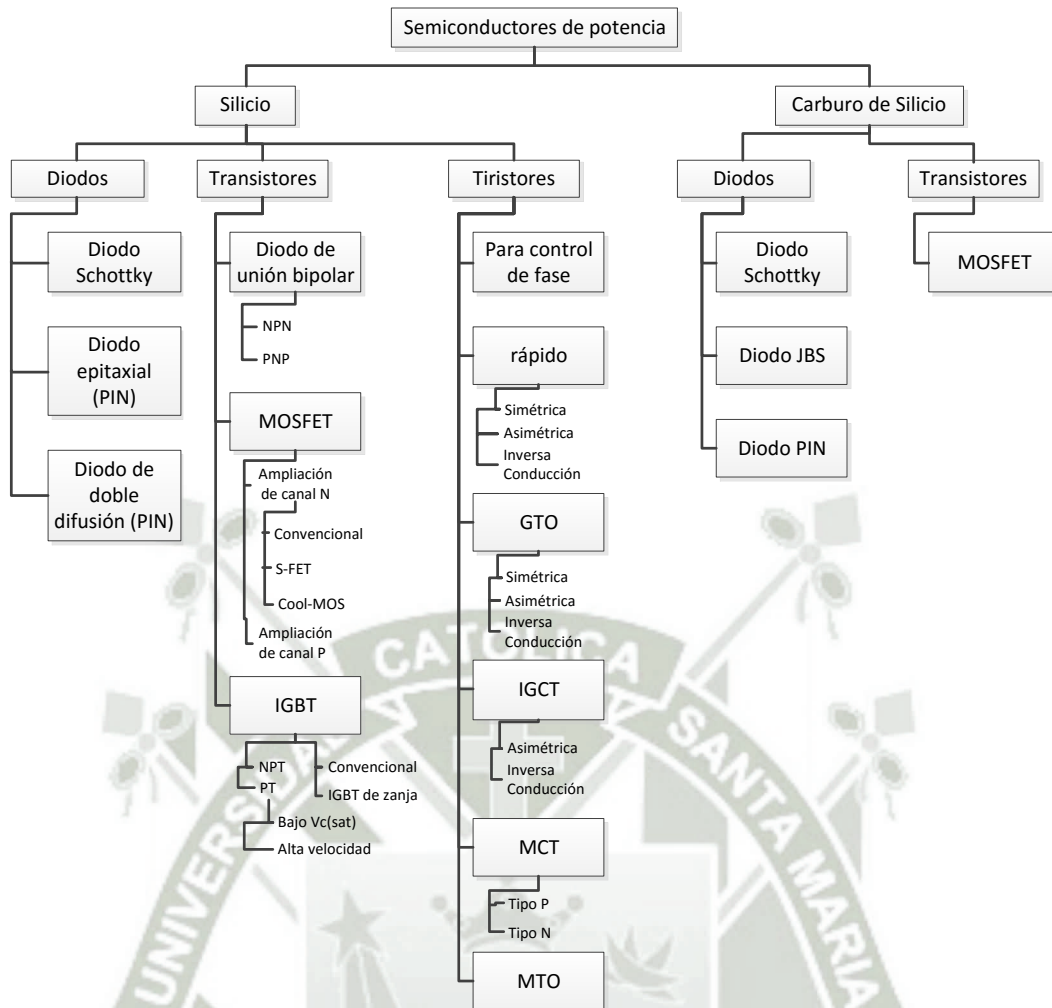


Figura 9: Clasificación de los semiconductores de potencia.

Fuente: Muhammad H. Rashid, *Electrónica de Potencia*, México, Pearson Educación, 2004.

En cuanto respecta a la clase tiristores, estos se pueden subdividir en once tipos o variantes:

- Tiristor conmutado forzado
- Tiristor conmutado por línea o tiristor común
- Tiristor de abertura de compuerta (GTO por sus siglas en inglés)
- Tiristor de conducción inversa (RCT por sus siglas en inglés)
- Tiristor de inducción estática (SITH por sus siglas en inglés)
- Tiristor de abertura de compuerta asistida (GATT por sus siglas en inglés)
- Rectificador foto-activado controlado de silicio (LASCR por sus siglas en inglés)

- Tiristor abierto por MOS³ (MTO por sus siglas en inglés)
- Tiristor abierto por emisor (ETO por sus siglas en inglés)
- Tiristor conmutado por compuerta integrada (IGCT por sus siglas en inglés)
- Tiristor conmutado por MOS (MCT por sus siglas en inglés)

2.4 Compensación de energía reactiva y regulación de voltaje

La compensación de la energía reactiva también se le conoce como corrección del factor de potencia e idealmente lo que se desea es hacerlo llegar a que sea uno, sin embargo esto no es realmente viable ya que si nosotros hacemos el factor de potencia igual a uno, entonces nuestro sistema entraría en resonancia amplificando varias veces la señal y tendría consecuencias nefastas, entonces debemos tener un factor de potencia lo más cercano posible a uno.

Por otra hay que tomar en consideración que controlar el factor de potencia y regular el voltaje mediante inyección de energía reactiva por derivación, no se puede realizar simultáneamente, como se explicará más adelante en la sección 2.4.4.

2.4.1 Formas de compensar la energía reactiva

Según la forma en la que están conectados a la red y las acciones sobre el sistema, estos se pueden dividir en:

- Serie: Como su nombre lo indica son dispositivos que se conectan en serie a la línea de la cual queremos controlar su energía reactiva, su principio de funcionamiento consiste en controlar las ondas de tensión y corriente.
- Paralelo: También conocida como tipo shunt o en derivación, y como su nombre lo indica los dispositivos se conectan en paralelo a la línea. Su principio de funcionamiento se basa en suministrar energía reactiva a la línea.

³ Metal-Oxide-Semiconductor.

En esta sección nos enfocaremos en lo que es la compensación de la energía reactiva en paralelo, por consiguiente para lograr la corrección del factor de potencia por derivación, existen varias soluciones las cuales las hemos clasificado según la técnica utilizada y la ubicación de la solución dentro de una instalación eléctrica industrial.

Entonces tomando en cuenta la ubicación tenemos lo que es:

- **Compensación global:** Como se puede observar en la Figura 10, el elemento de compensación se encuentra ubicado en la parte superior de la instalación, asegurando la compensación de todo el conjunto de la instalación; sin embargo las pérdidas por efecto joule en los cables situados aguas abajo y su dimensionamiento no son reducidos.

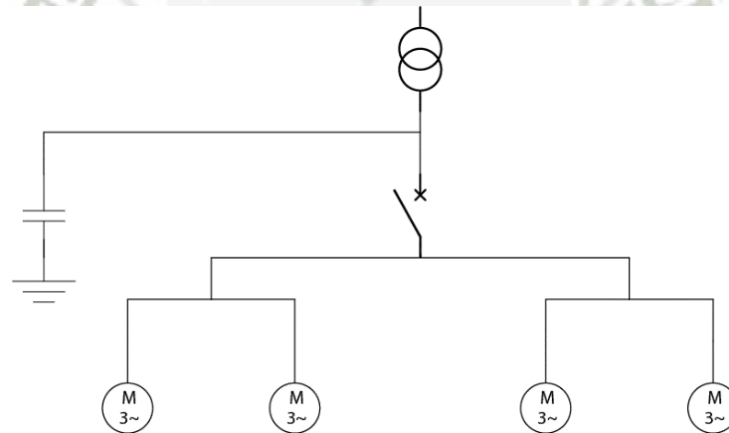


Figura 10: Compensación global.

- **Compensación parcial:** A diferencia de la compensación global, existen varios elementos de compensación por sectores o grupos de carga, reduciendo así parte el dimensionamiento y pérdidas por efecto joule en los cables que se encuentran aguas arriba del elemento de compensación.

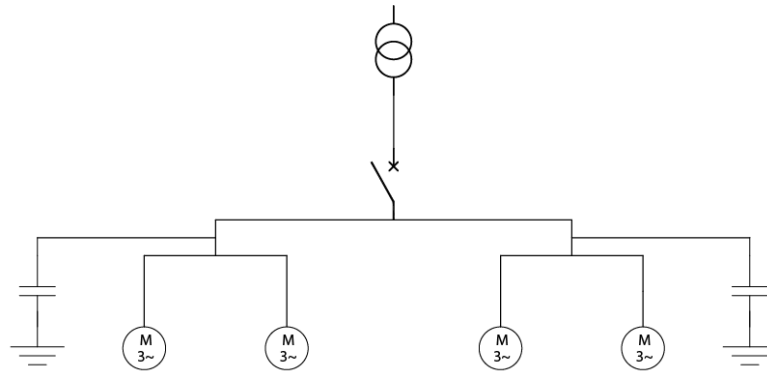


Figura 11: *Compensación parcial.*

- **Compensación individual:** En este caso el elemento compensador, está conectado directamente a cada carga del tipo inductivo, en particular a los motores. Con esta compensación se logra reducir el dimensionamiento y pérdidas por efecto joule de los cables de la instalación, sin embargo muchas veces es no práctica por los costos que demandaría su instalación al menos que la potencia de la carga sea importante con relación a la potencia total de la instalación.

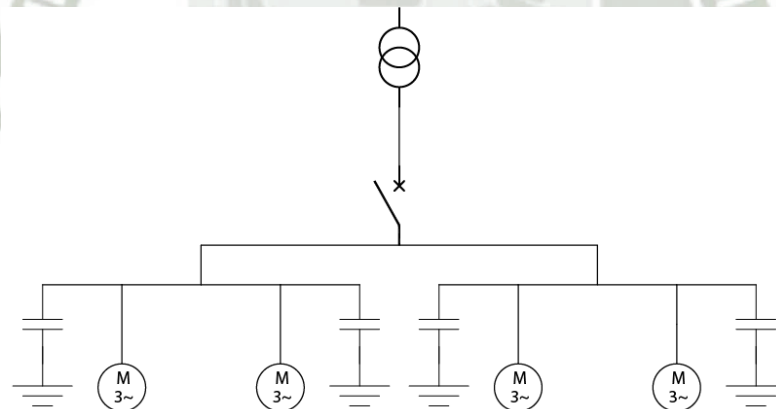


Figura 12: *Compensación individual.*

Según la técnica utilizada para compensar la energía reactiva tenemos la siguiente clasificación:

- **Batería de condensadores fija:** Podríamos decir que esta solución es poco versátil y menos recomendadas, puesto que la potencia reactiva entregada

depende de la tensión de la red en ese momento; asimismo son elementos sensibles a armónicos, ya que su impedancia disminuye si se aumenta la frecuencia; su envejecimiento afecta la potencia reactiva que son capaces de entregar; y su inclusión en la red podría provocar resonancia con los elementos inductivos presentes.

- **Batería de condensadores conmutado por elementos electromecánicos:** Esta solución permite adaptar la energía reactiva generada por los condensadores al posible comportamiento variable de la carga, ya que la batería de condensadores se encuentra dividida en varios escalones de generación de reactiva; gobernados por elementos electromecánicos como contactores. A pesar de su simplicidad, presenta inconvenientes como la capacidad de adaptación al comportamiento de la carga depende del número de escalones disponibles los cuales no suelen ser demasiados; la corriente de conexión de una batería de condensadores con este tipo de elementos electromecánicos, puede alcanzar picos considerables; limitada velocidad de actuación y vida útil.

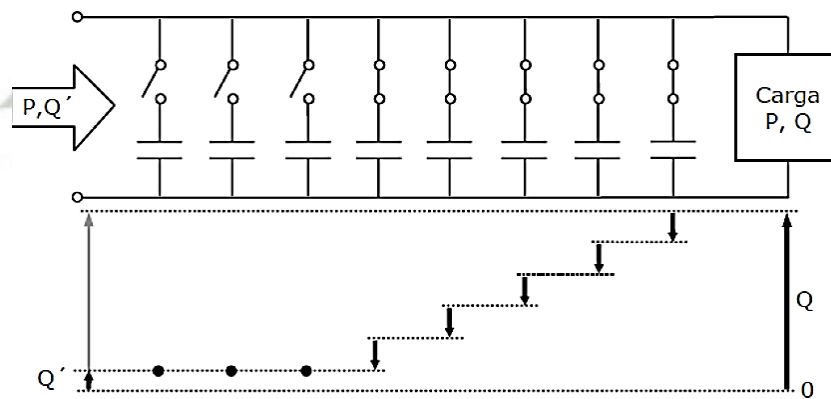


Figura 13: Compensación mediante batería automática de condensadores

Fuente: <http://carrillo.webs.uvigo.es/publicaciones/SVC.pdf>

- **Condensador síncrono:** No es más que un motor síncrono que funciona en vacío es decir sin carga; de tal manera que si se sub-excita, este trabaja como una carga inductiva; en el caso de que se encuentre sobre-excitado su comportamiento es como el de una carga capacitiva. Esta forma nos permite obtener una regulación continua del factor de potencia; además permite

compensar cargas inductivas y también capacitivas tanto en régimen estático como transitorio; sin embargo a pesar de funcionar en vacío, este motor absorbe una pequeña potencia activa, debido a las pérdidas mecánicas aparte que su instalación es costosa así como el mantenimiento.

- FACTS⁴: Este tipo de tecnología han venido usando en las líneas de transmisión sobre todo para aumentar su capacidad de transmisión de potencia, sin embargo por su gran capacidad de control también puede ser utilizada en la industria para la compensación de la energía reactiva. Este tipo de solución es la que más ventajas ofrece ya que usa la conmutación mediante electrónica de potencia para controlar el flujo de potencia reactiva; lo que le permite adaptarse muy bien a la curva de demanda de reactiva de la carga y de esta manera poder llegar a valores muy cercanos a la unidad; el inconveniente de algún modo es que introduce a la red armónicos, que podrían ser mitigados con distintas soluciones para este tipo de problemas como ya se había visto en la sección 2.2.5.

2.4.2 Formas de regular el voltaje

Las formas más empleadas de regular voltaje son:

- Inyección o absorción de potencia reactiva: Modificando la potencia reactiva circulante en la red se puede causar variación de la tensión del sistema. Esto se consigue entonces con el uso de condensadores, compensadores síncronos, reactores y generadores.
- Inserción de una tensión serie adicional: Sirve para compensar caídas de tensión, lo cual se puede conseguir con transformadores o autotransformadores con taps⁵.
- Modificación de la reactancia: Esta forma de regular voltaje se consigue por ejemplo utilizando conductores fasciculados, condensadores serie, colocando

⁴ FACTS de flexible AC transmission systems, ir a la sección 2.5.1 para ver clasificación de los FACTS

⁵ Los taps son derivaciones que poseen los transformadores, lo cual permite cambiar la relación de transformación.

líneas en paralelo, acercando los transformadores de distribución a los puntos de consumo, reactores serie controlados, entre otros.

2.4.3 Clasificación de las variaciones de voltaje

Según la frecuencia y tiempo de duración, se les puede clasificar en las siguientes:

Variaciones lentas: Son por lo general predecibles mediante historial estadístico y son originados por las denominadas horas punta en donde el consumo de energía eléctrica es fuerte y otras horas donde el consumo eléctrico no es mucho.

Variaciones bruscas: Pueden ser regulares o aleatorias. También se les conoce como flickers o pestaños de tensión, causado por cargas fluctuantes, que originan dichos golpes de corriente.

2.4.4 Relaciones fundamentales entre la tensión y la potencia reactiva

Para entender la relación fundamental que existe entre la tensión y la potencia reactiva, emplearemos un modelo de circuito de línea corta de transmisión tal como se muestra, en la Figura 14 y su diagrama de fasorial correspondiente mostrado en la Figura 15.

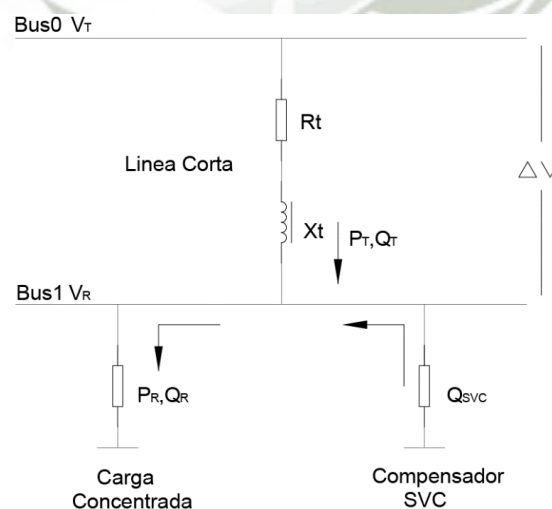


Figura 14: Unifilar de un sistema de línea corta de transmisión con un SVC conectado en derivación a la carga

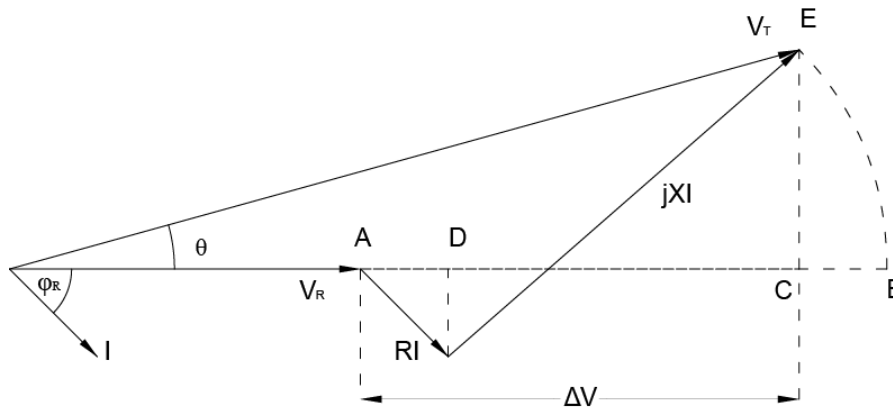


Figura 15: Diagrama fasorial

Imaginemos primero que no existiese el compensador SVC, entonces P_R y Q_R son las potencias activa y reactiva demandadas por la carga y las cuales son suministradas a través de la línea.

De la Figura 15, considerando que el ángulo θ es pequeño, entonces podemos escribir la siguiente ecuación:

$$|V_T| - |V_R| = V_T - V_R \approx \Delta V \quad (13)$$

Pero, $\Delta V = AD + DC$ con $AD = RI * \cos(\phi_R)$ y $DC = XI \sin(\phi_R)$ por lo tanto tenemos que:

$$\Delta V = \frac{RP_R - XQ_R}{V_R} \quad (14)$$

De igual forma tenemos que:

$$EC = \frac{XP_R - RQ_R}{V_R} \quad (15)$$

Y que el ángulo θ sería:

$$\theta = \arctg\left(\frac{EC}{V_R + \Delta V}\right) \quad (16)$$

Entonces si observamos las ecuaciones (14) y (16) podemos notar que el transporte de potencia activa y reactiva desde la fuente al receptor, va acompañado de una caída de tensión y un desfase de los voltajes en ambos extremos. Debido a que en los sistemas de transmisión de línea corta, la parte resistiva es mucho menor que la parte de la reactancia, podemos deducir según la ecuación (14), que el principal causante de la caída de voltaje es la potencia reactiva transferida por la línea de transmisión.

En consecuencia si queremos reducir las caídas de voltaje, necesitamos reducir el consumo de energía reactiva a través de la línea de transmisión, es decir la mayor parte de la energía reactiva debería ser suministrada por el compensador de reactiva. Por lo tanto la nueva ecuación de variación de voltaje cuando existe un compensador SVC de reactiva, sería

$$\Delta V = \frac{R P_R - X(Q_R - Q_{SVC})}{V_R} \quad (17)$$

Por consiguiente de la ecuación (17) se deduce que, el valor de Q_{SVC} , necesario para mantener la tensión de la carga igual que al de la fuente, es la potencia reactiva de la carga más el valor determinado por (18):

$$\frac{R}{X} * P_R \quad (18)$$

Por otro lado si lo que perseguimos es compensar la energía reactiva, entonces el valor de Q_{SVC} debería ser igual a la potencia reactiva consumida por la carga. Por esta razón es que no se puede controlar el voltaje mediante inyección de reactiva y el factor de potencia a la vez.

2.5 El Compensador Estático de VARS

Los Compensadores Estáticos de VAR (CEV) o también conocidos por sus siglas en inglés como SVC (Static VAR Compensator); pertenecen a la familia de los FACTS; no poseen partes móviles y están basados en el uso de los tiristores comunes o

también conocidos como tiristores conmutados por línea, asimismo son capaces de generar y absorber energía reactiva, de forma tal que se pueda lograr un control rápido de energía reactiva.

2.5.1 Ubicación de los Compensadores Estáticos de VAR dentro de los Sistemas Flexibles de Transmisión de Corriente Alterna

Antes ubicar a los SVC dentro de los FACTS, es necesario explicar brevemente que los FACTS son sistemas que se fundamentan en el uso de la electrónica de potencia para controlar el flujo de la potencia de una red. Por otra parte, “Los sistemas flexibles de transmisión de CA (FACTS, de flexible ac transmission systems) es una nueva tecnología emergente, y su papel principal es aumentar la capacidad de control y de transferencia de potencia en sistemas de CA” (Rashid, 2004).

Estos se pueden clasificar según la forma en la que estén conectados a la red en los siguientes:

- Controladores serie
- Controladores en derivación
- Controladores serie-derivación

Podemos también clasificar a los FACTS según el tipo de dispositivo semiconductor de electrónica de potencia que utilizan como:

- Basados en tiristores
- Basados en GTO
- Basados en IGBT

Asimismo según el dispositivo semiconductor de potencia y variable manipulada, se le puede clasificar en dos categorías:

- Impedancia variable.
- Inversor de fuente de voltaje.

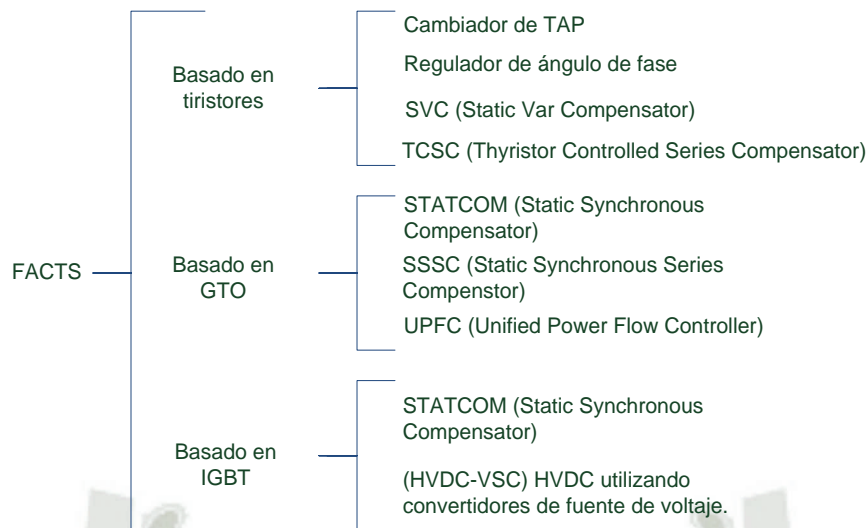


Figura 16: Clasificación de los FACTS según tipo de semiconductor utilizado.

Por consiguiente podemos decir que el SVC es un FACT con conexión shunt, basado en tiristores, y de impedancia variable.

2.5.2 Elementos

Los elementos más resaltantes en un SVC son los condensadores conmutados por tiristores (TSC por sus siglas en inglés), reactores conmutados por tiristores (TSR) y los reactores controlados por tiristores (TCR), algunos autores consideran también como parte del SVC baterías de condensadores conmutadas por dispositivos electro-mecánicos, baterías de condensadores fijos y filtros de armónicos. Es preciso mencionar que el TSR y el TCR se diferencian básicamente en el control que se ejerce en cada válvula de tiristores y no tanto en el circuito eléctrico que como podemos observar en la Figura 17, son en esencia lo mismo.

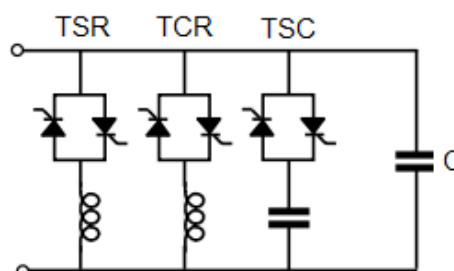


Figura 17: Elementos principales de un SVC

Fuente: <http://carrillo.webs.uvigo.es/publicaciones/SVC.pdf>

En el TSR como en el TSC los tiristores actúan como un interruptor de estado sólido, pues como sus nombres lo indican son elementos conmutados por tiristores, es decir el control ejercido sobre la válvula de tiristores es de todo o nada (ON/OFF). Lo interesante de utilizar tiristores en vez de componentes electromecánicos, es que la actuación del interruptor de estado sólido es prácticamente instantánea, lo cual permite elegir el instante preciso de conexión para que no se generen elevados picos de corriente. En cambio en el caso del TCR los tiristores si están permitidos para ejercer un control de fase.

Un capacitor controlado por tiristores (TCC por sus siglas en inglés), no es posible ya que generaría demasiados armónicos en la red y elevados picos de corriente, por razones que se explican en la sección 2.5.2.1.

2.5.2.1 Condensador conmutado por tiristores

Este elemento consta de un interruptor de estado sólido en serie con el condensador y algunas veces una pequeña bobina para limitar la derivada de la intensidad $di(t)/dt$, como se ve en la, de esta forma proteger a los tiristores de picos de corriente elevados que los puedan dañar.

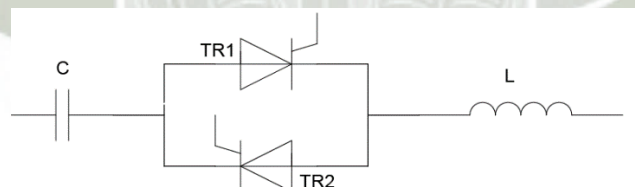


Figura 18: Configuración de un TSC

Para poder estudiar la conexión en régimen transitorio del TSC, utilizaremos el circuito eléctrico equivalente mostrado en la Figura 19.

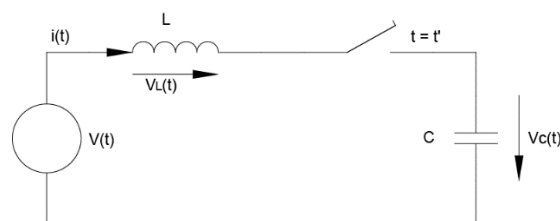


Figura 19: Circuito eléctrico equivalente del TSC

La tensión de suministro sería:

$$v(t) = \sqrt{2}V\cos(\omega t) \quad (19)$$

Donde V es el valor RMS de la onda de voltaje y $\omega = 2\pi f$

La expresión para el voltaje del capacitor $v_c(t)$ en el instante en que el interruptor se cierra (ver Figura 19), la podemos escribir en términos de componente natural y régimen estacionario:

$$v_c(t) = v_n(t) + v_e(t) \quad (20)$$

Siendo $v_n(t)$ la componente natural y $v_e(t)$ la componente en régimen estacionario.

$$v_n(t) = K_1\cos\omega_0(t - t') + K_2\sin\omega_0(t - t') \quad (21)$$

$$v_e(t) = \sqrt{2}V_c\cos\omega t \quad (22)$$

Donde ω_0 es la frecuencia natural, la cual se puede escribir de la siguiente manera:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (23)$$

Asimismo V_c es el valor RMS de la tensión en el condensador en régimen estacionario, tal que.

$$V_c = V \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (24)$$

Las constantes K_1 y K_2 , se pueden obtener de las condiciones iniciales del sistema.

Para determinar la corriente, hacemos uso de la ya conocida ecuación de diferencias de un condensador $i(t) = C * dv_c(t)/dt$, con lo que podemos obtener una expresión para la corriente en términos de su componente natural y estacionaria.

$$i(t) = i_n(t) + i_e(t) \quad (25)$$

En donde $i_n(t)$ y $i_e(t)$ son la componente natural y estacionaria respectivamente, entonces tendríamos las siguientes expresiones:

$$i_n(t) = -\omega_0 C K_1 \sin \omega_0(t - t') + \omega_0 C K_2 \cos \omega_0(t - t') \quad (26)$$

$$i_e(t) = -\omega C \sqrt{2} V_c * \sin \omega t \quad (27)$$

Las condiciones iniciales estarían dadas entonces por la corriente inicial del circuito y el voltaje inicial del capacitor.

$$v_c(t') = U_0 \quad (28)$$

$$i(t') = 0 \quad (29)$$

Donde U_0 es el voltaje inicial del capacitor o también conocido como voltaje remanente o residual. Entonces tendríamos:

$$K_1 = U_0 - \sqrt{2} U_c \cos \theta \quad (30)$$

$$K_2 = \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2} U_c \sin \theta \quad (31)$$

Donde θ es el ángulo de disparo del tiristor: $\theta = \omega t'$

Entonces para que el transitorio de conexión sea mínimo necesitamos hacer la componente natural de la corriente nula, en otras palabras que K_1 y K_2 sean nulas. Por lo que igualando las ecuaciones (30) y (31) igual a cero tenemos:

$$K_2 = \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2} U_c \sin \theta = 0 \quad \rightarrow \quad \theta = 0 \text{ ó } \pi \quad (32)$$

$$K_1 = U_0 \mp \sqrt{2} U_c = 0 \quad \rightarrow \quad U_0 = \mp \sqrt{2} E \frac{1}{1 - \omega^2 / \omega_0^2} \quad (33)$$

Según las ecuaciones (32) y (33), las condiciones para eliminar el transitorio de conexión serían:

- El ángulo de conexión θ debe ser 0 o π , es decir que el voltaje de alimentación debe encontrarse en la cresta pico del semi-ciclo positivo ($\theta = 0$) o cresta pico del semi-ciclo negativo ($\theta = \pi$).
- El voltaje residual del condensador debería ser igual al valor pico del voltaje de alimentación.

Sin embargo no se puede garantizar el cumplimiento de estas dos condiciones, puesto que no depende de nosotros el nivel de voltaje residual con el que se encuentre el condensador antes de conectarlo. Sin embargo para un voltaje residual dado del capacitor, es aceptable que el momento más favorable para conectarlo es aquel en el que el voltaje de alimentación se iguale al nivel de voltaje residual del condensador, entonces tenemos:

$$K_1 = 0 \quad \rightarrow \quad U_0 = \sqrt{2} V_c \cos \theta \approx \sqrt{2} V \cos \theta \quad \rightarrow \quad v(t') \approx U_0 \quad (34)$$

Donde $\omega_0 \gg \omega$, y entonces $V = V_c$

Por tanto el TSC nos ayuda a mitigar las corrientes de conexión elevada, ya que su conexión es instantánea en el ángulo preciso que se requiera.

2.5.2.2 Reactor controlado por tiristores

Este elemento consta de una bobina (R+L) y una válvula de tiristores (compuesto por dos tiristores en anti-paralelo), como se ve en la Figura 20, a la cual se le puede aplicar un control de fase; por lo que se puede conseguir una regulación rápida y continua de la potencia reactiva.

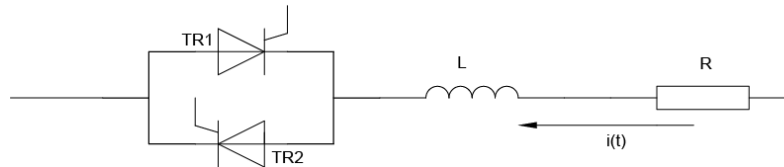


Figura 20: Configuración de un TCR y/o TSR

Muchas veces cuando se manejan grandes potencias, el reactor es una bobina con núcleo de aire, ya que a grandes potencias el núcleo podría saturarse si fuera de material ferro-magnético.

A continuación haremos un análisis de las corrientes a través del reactor, que como sabemos puede ser controlada por los tiristores por el método de control de fase. Para el estudio de corrientes en el TCR vamos a utilizar el circuito de la Figura 20. Entonces si limitamos el rango del ángulo de disparo (α) a:

$$\pi/2 < \alpha < \pi \quad (35)$$

Es decir un retardo de ángulo a partir del pico hasta el cruce por cero de la señal del voltaje de alimentación.

Asimismo consideramos que la parte inductiva de la bobina es mucho mayor a la parte resistiva, la cual hacemos despreciable. El voltaje de alimentación es sinusoidal pura de la forma:

$$v(t) = \sqrt{2}V \cos \omega t \quad (36)$$

En donde V es el voltaje RMS de la señal de alimentación.

Teniendo en cuenta los antecedentes mencionados líneas arriba; la corriente instantánea que atraviesa la bobina se puede expresar de la siguiente forma:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{\alpha}^{\omega t} v(t) dt = \frac{V}{\omega L} (\sin \omega t - \sin \alpha) \quad (37)$$

En donde $\alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha$. Para el siguiente intervalo del semi-ciclo negativo, los signos de la ecuación (37) se invierten.

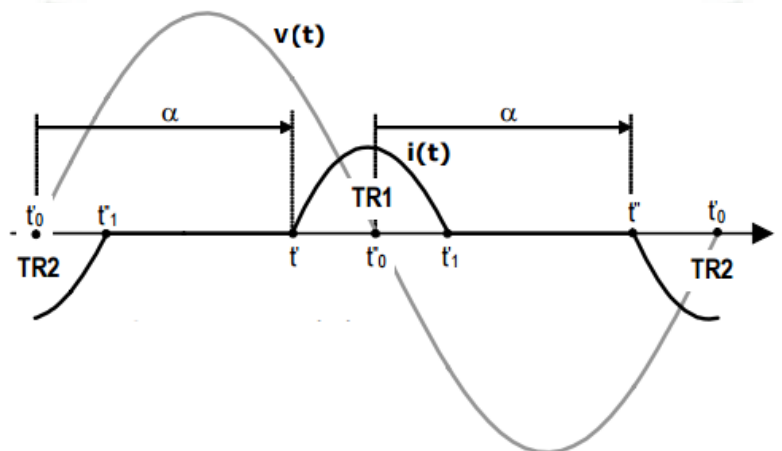


Figura 21: Forma de onda de corriente de un TCR

Fuente: <http://carrillo.webs.uvigo.es/publicaciones/SVC.pdf>

2.5.3 Configuraciones típicas

El SVC puede tener muchas configuraciones según los elementos por los que está compuesto, sin embargo los esquemas más comunes siempre contienen un TCR en paralelo con variantes de bancos de condensadores y filtros de armónicos.

En sistemas trifásicos los elementos reactivos del SVC, se conectan a la red eléctrica a través de un transformador en configuración DY1 (configuración delta-estrella con desfase de 30°), con el propósito de encerrar el armónico de orden tres.

Las configuraciones típicas de un SVC son:

- TCR+MSC: Esta configuración de SVC como podemos observar en la Figura 22, tiene como elementos principales para el control de la reactiva un TCR en compañía de capacitores conmutados mecánicamente (MSC por sus siglas en inglés) y un filtro de armónicos; todos ellos conectados a la red a través de un transformador.

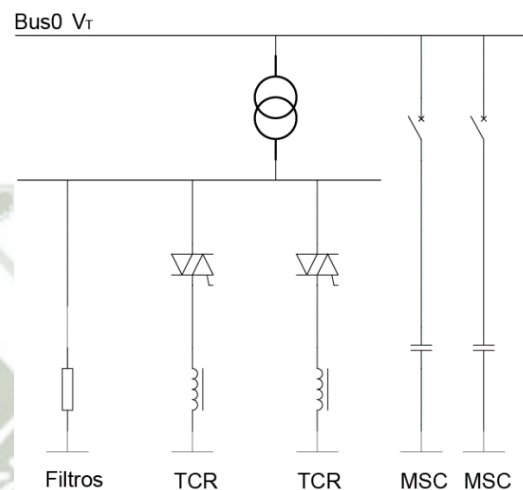


Figura 22: Configuración TCR+MSC

- TCR+TSC con filtro: Esta configuración de SVC como podemos observar en la Figura 23, tiene como elementos principales para el control de la reactiva un TCR en compañía de TSC y un filtro de armónicos; todos ellos conectados a la red a través de un transformador.

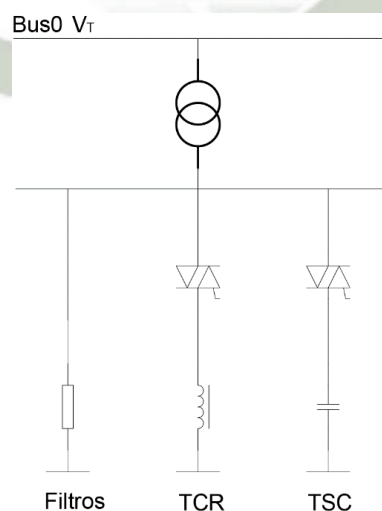


Figura 23: Configuración TCR + TSC con filtro

- TCR+TSC sin filtro: Esta configuración del SVC es similar a la anterior sin embargo no cuenta con un filtro para mitigar armónicos, generalmente son usados cuando la red en si ya cuenta con un sistema para eliminación de armónicos y las potencias reactivas a compensar no son muy grandes.

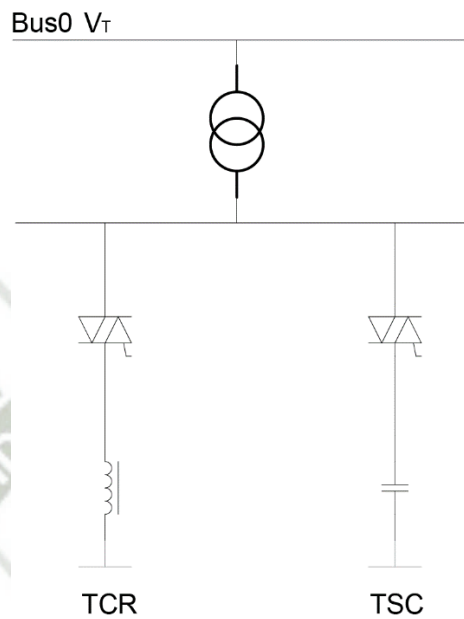


Figura 24: Configuración TCR+TSC sin filtro

2.5.4 Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento del SVC reside en la variación del ángulo de disparo del TCR. Si se considera la componente fundamental de la corriente, entonces mediante el ángulo de disparo podríamos interpretar que estamos regulando la inductancia del reactor, por lo que en el caso monofásico, en estrella o triángulo con neutro en caso de trifásica sería según la siguiente ecuación:

$$L_{\alpha} = \frac{\pi L}{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha} \quad (38)$$

Donde para $\alpha = \pi/2$, la inductancia es el valor del inductor realmente, mientras que para $\alpha = \pi$, tiende a infinito, por lo que la corriente que lo atraviesa es cero.

Si consideramos la parte resistiva del reactor igual a cero entonces, la susceptancia es igual a la inversa de la reactancia:

$$B_{\alpha} = \frac{1}{\omega L_{\alpha}} \quad (39)$$

Entonces reemplazando la ecuación (38)en (39) obtenemos:

$$B_{\alpha} = \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{\pi \omega L} \quad (40)$$

Si a esto le agregamos un banco de condensadores (TSC, MSC, fijo, etc.); entonces la potencia reactiva generada/absorbida por el SVC sería:

$$Q_{SVC} = Q_C - Q_{L_{\alpha}} \quad (41)$$

En donde Q_C es la potencia reactiva del banco de condensadores y $Q_{L_{\alpha}}$ es la potencia reactiva variable, mediante el ángulo de disparo, absorbida por el reactor. La ecuación (53), genera la gráfica de potencia reactiva versus ángulo de disparo mostrada en la Figura 25.

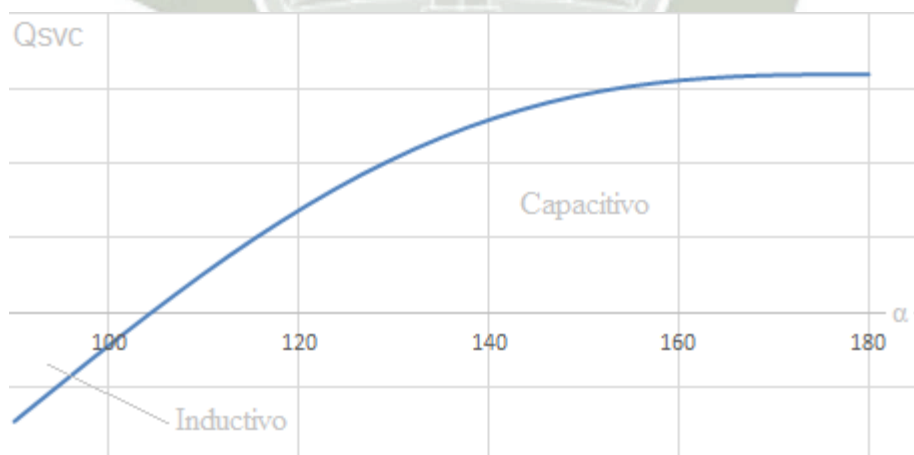


Figura 25: Potencia reactiva generada/absorbida por el SVC en función del ángulo de disparo

Todo lo visto anteriormente es para un SVC para su régimen estacionario, sin embargo lo que respecta a un modelo dinámico para el estudio del SVC, se seguirá un

modelo recomendado por la IEEE. En el anexo D1 - Modelo básico de un SVC recomendado por la IEEE, para regular voltaje, se presenta el modelo completo con sus respectivas ecuaciones de estado.

2.5.5 Interacción del Compensador Estático de VAR con el sistema eléctrico

En esta sección vamos a analizar, la característica del SVC y del sistema de potencia, visto de una perspectiva para el análisis del flujo de potencia. Así mismo mencionamos de forma conceptual y bajo un análisis simple aspectos básicos para tener una idea de esta interacción. Por eso en (López Martínez, 2010), (Peña Miralles, 2005), y (Castro Sotelo, 2007) se definen más ampliamente las características de operación.

La curva característica V/I del sistema de potencia (ver Figura 27) se determina a partir del circuito equivalente de Thévenin del sistema de potencia y es el que se muestra en la Figura 26, como podemos observar la impedancia de Thévenin tiene una parte resistiva y reactiva, sin embargo se ha considerado solo la parte reactiva de la impedancia de Thévenin, para así simplificar los cálculos ya que para muchos casos de líneas cortas de transmisión y/o aplicaciones en donde utilizan un SVC; la reactancia inductiva suele ser mucho mayor que la parte resistiva de la impedancia de Thévenin del sistema.

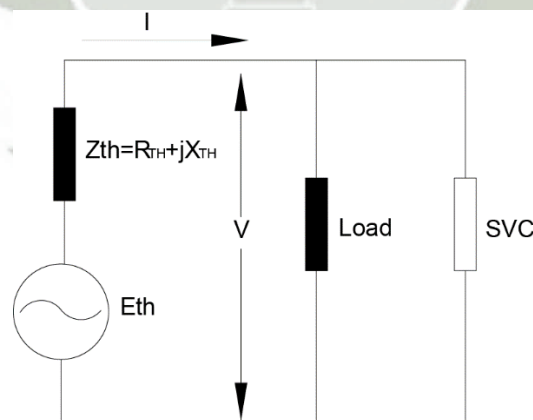


Figura 26: Circuito equivalente de Thévenin

De la Figura 26, se desprende la siguiente ecuación (curva característica del sistema de potencia):

$$Eth = V + X_{TH}I$$

(42)

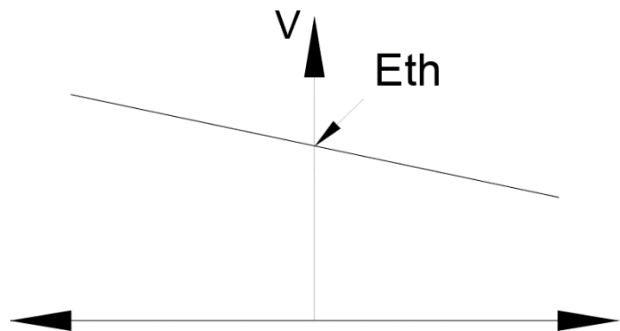


Figura 27: Curva característica del sistema de potencia

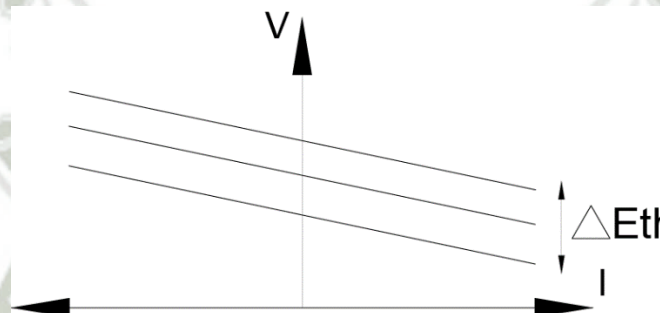


Figura 28: Variación de la curva característica del sistema de potencia por variación de voltaje de la fuente de suministro

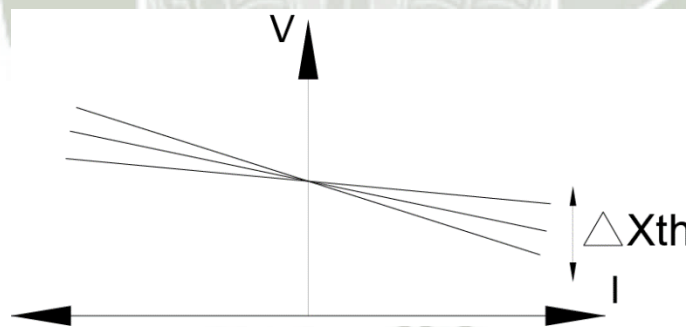


Figura 29: Variación de la curva característica del sistema de potencia por variación de la reactancia de Thévenin

Por otra parte “la característica en estado estacionario del CEV describe la relación que existe entre el voltaje (V) y la corriente reactiva total (I) en las terminales del compensador, se asume que el sistema opera bajo condiciones normales y el CEV puede regular el voltaje dentro de un rango lineal de operación [CIGRE 1986].” (López Martínez, 2010), como se muestra en la Figura 30, por tanto la curva característica de operación del SVC, tiene 3 regiones claramente definidas. Dos regiones son en las que

el SVC no tiene control, es decir sale de sus límites de operación y una sola región en la que el SVC puede ejercer control sobre el voltaje.

La región lineal de operación del SVC está limitado por los puntos I_{min} , V_{min} y V_{max} , I_{max} . Entonces si nos salimos del rango de operación por el lado izquierdo de la gráfica el SVC se comporta como un capacitor constante; y si nos salimos del rango de operación por el lado derecho, entonces el SVC se comporta como un inductor constante.

En la región de operación, el SVC puede regular el voltaje en los terminales de la carga. Asimismo la pendiente de la recta que interseca las líneas X_{max} y X_{min} , es modelado por la ganancia de la retroalimentación de la corriente del controlador del SVC.

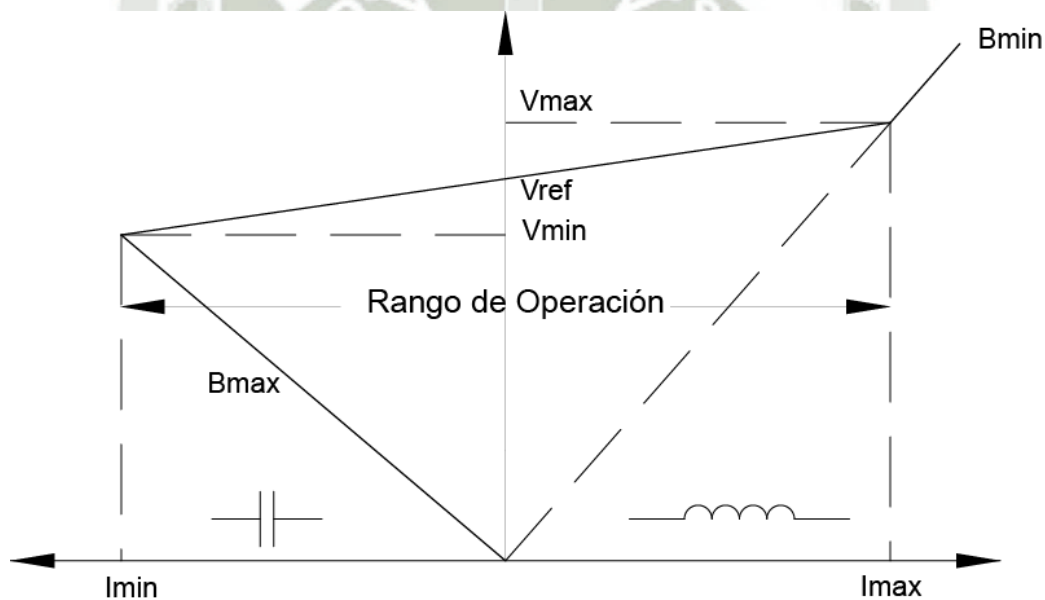


Figura 30: Curva característica de operación del SVC (Adaptado de [CIGRE, 1986])

Fuente: <http://tesis.ipn.mx:8080/xmlui/handle/123456789/8606>

Para realizar el análisis del flujo de carga en estado estacionario del SVC en interacción con el sistema de potencia, vamos a graficar simultáneamente las curvas características de operación tanto del SVC como del sistema de potencia como se muestra en la Figura 31. Entonces los cambios realizados por la operación del sistema de potencia y los parámetros ajustables del SVC, se pueden analizar sobre la combinación de ambas curvas, determinando así un punto de operación.

En la Figura 31, se presentan 3 casos de operación del sistema eléctrico de potencia, determinados por variaciones de la carga en interacción con el SVC. La característica del punto intermedio, representa la condición nominal del sistema (A), en donde $V = V_0$ e $I = 0$. En el caso de que el voltaje del sistema se incrementase por una disminución de la carga, V se incrementaría a V_1 si no estuviese operativo el SVC; en cambio si el SVC está operativo, el punto de operación se mueve a B, por una absorción de potencia reactiva, para de esta forma mantenerse en el punto V_3 . De forma análoga, si el nivel de carga aumentase, entonces el nivel de voltaje disminuiría al punto V_2 , en caso de no existir un SVC, pero si el SVC está operativo entonces el punto de operación sería V_4 . Entonces podemos decir que el punto de operación de sistema de potencia en interacción con el SVC, es dado por la intersección de ambas curvas características de operación, tanto del SVC como del sistema de potencia.

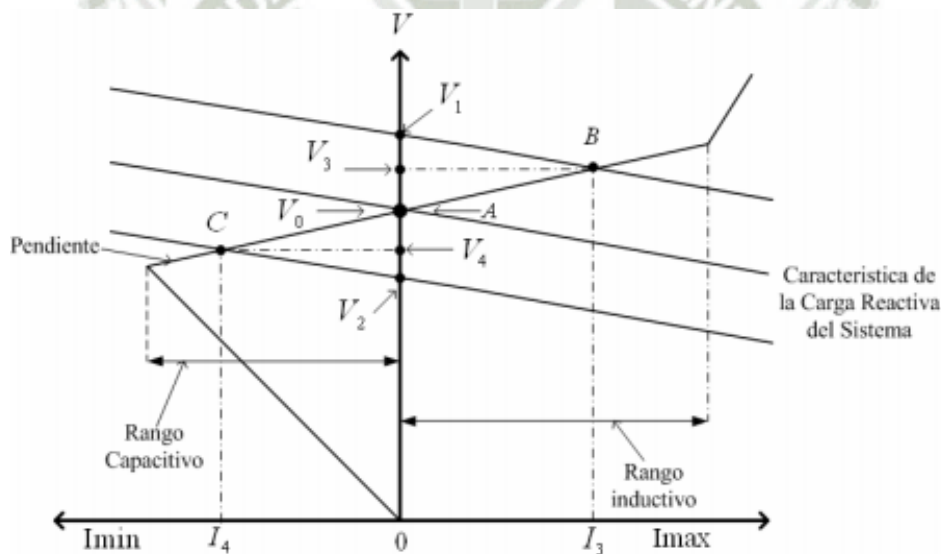


Figura 31: Interacción entre el SVC y el sistema de potencia (Adaptado de [Kundur, 1994])

Fuente: <http://tesis.ipn.mx:8080/xmlui/handle/123456789/3959>

2.6 Instrumentación y sistemas de control

“Un sistema de control es un ordenamiento de componentes físicos unidos o relacionados de tal manera que mandan, dirigen o regulan al mismo sistema o a otro.” (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

“La instrumentación industrial es el grupo de elementos que sirven para medir, convertir, transmitir, controlar o registrar variables de un proceso con el fin de optimizar los recursos utilizados en éste. Es el conocimiento de la correcta aplicación de los equipos encaminados para apoyar al usuario en la medición, regulación, observación, transformación, ofrecer seguridad, etc., de una variable dada en un proceso productivo.” (colaboradores de Wikipedia, Instrumentación industrial, 2015)

2.6.1 Tipos de sistemas de control

Los de sistemas de control los podemos dividir en diferentes tipos según diferentes criterios de clasificación; entonces tenemos el siguiente tipo de clasificación según (colaboradores de Wikipedia, Sistema de control, 2016).

- Por su causalidad pueden ser: causales y no causales. Un sistema es causal si existe una relación de causalidad entre las salidas y las entradas del sistema, más explícitamente, entre la salida y los valores futuros de la entrada.
- Según el número de entradas y salidas del sistema, se denominan: por su comportamiento:
 - De una entrada y una salida o SISO (single input, single output).
 - De una entrada y múltiples salidas o SIMO (single input, multiple output).
 - De múltiples entradas y una salida o MISO (multiple input, single output).
 - De múltiples entradas y múltiples salidas o MIMO (multiple input, multiple output).
- Según la ecuación que define el sistema, se denomina:
 - Lineal, si la ecuación diferencial que lo define es lineal.
 - No lineal, si la ecuación diferencial que lo define es no lineal.

- Las señales o variables de los sistema dinámicos son función del tiempo. Y de acuerdo con ello estos sistemas son:
 - De tiempo continuo, si el modelo del sistema es una ecuación diferencial, y por tanto el tiempo se considera infinitamente divisible. Las variables de tiempo continuo se denominan también analógicas. Para tener una idea más clara ver un ejemplo de este tipo de sistema en la Figura 36.
 - De tiempo discreto o digitales, si el sistema está definido por una ecuación en diferencias. El tiempo se considera dividido en períodos de valor constante. Los valores de las variables son digitales (sistemas binario, hexadecimal, etc.), y su valor solo se conoce en cada período. Para tener una idea más clara ver un ejemplo de este tipo de sistema en la Figura 37.
 - De eventos discretos, si el sistema evoluciona de acuerdo con variables cuyo valor se conoce al producirse un determinado evento. Por ejemplo el control on/off en un sistema neumático.
- Según la relación entre las variables de los sistemas, diremos que:
 - Dos sistemas están acoplados, cuando las variables de uno de ellos están relacionadas con las del otro sistema.
 - Dos sistemas están desacoplados, si las variables de ambos sistemas no tienen ninguna relación.
- En función de la evolución de las variables de un sistema en el tiempo y el espacio, pueden ser:
 - Estacionarios, cuando sus variables son constantes en el tiempo y en el espacio.
 - No estacionarios, cuando sus variables no son constantes en el tiempo o en el espacio.
- Según sea la respuesta del sistema (valor de la salida) respecto a la variación de la entrada del sistema:

- El sistema se considera estable cuando ante cualquier señal de entrada acotada, se produce una respuesta acotada de la salida.
 - El sistema se considera inestable cuando existe por lo menos una entrada acotada que produzca una respuesta no acotada de la salida.
- Si se comparan o no, la entrada y la salida de un sistema, para controlar esta última, el sistema se denomina:
- Sistema en lazo abierto, cuando la salida para ser controlada, no se compara con el valor de la señal de entrada o señal de referencia.
 - Sistema en lazo cerrado, cuando la salida para ser controlada, se compara con la señal de referencia. La señal de salida que es llevada junto a la señal de entrada, para ser comparada, se denomina señal de feedback o de retroalimentación.
- Según la posibilidad de predecir el comportamiento de un sistema, es decir su respuesta, se clasifican en:
- Sistema determinista, cuando su comportamiento futuro es predecible dentro de unos límites de tolerancia.
 - Sistema estocástico, si es imposible predecir el comportamiento futuro. Las variables del sistema se denominan aleatorias.

También se puede agregar a esta clasificación de los sistemas de control, según variación de la referencia en el tiempo:

- Servomecanismo: “Es un sistema de control con retroalimentación de amplificación de potencia, en el cual la variable controlada c , es una posición mecánica o una derivada con respecto del tiempo, tal como la velocidad o la aceleración.” (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

- Regulador: “Un regulador o sistema regulador, es un sistema de control con retroalimentación en el cual la entrada o comando de referencia es constante por largos periodos de tiempo, habitualmente durante todo el intervalo de tiempo en el cual el sistema es operacional.” (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

2.6.2 Elementos de un lazo de control

Los elementos principales de un lazo de control son de dos tipos (bloques y señales), por lo tanto tenemos:

Bloques	Señales
<ul style="list-style-type: none"> • Planta/Proceso (G) • Medición (H) • Regulador/Controlador • Compensador (C) • Filtro (F) 	<ul style="list-style-type: none"> • Referencia – $r(t)$ • Error – $e(t)$ • Control – $u(t)$ • Perturbación - $q(t)$ • Salida - $y(t)$

Tabla 1: Elementos de un lazo de control

La nomenclatura con las letras que representan cada bloque y señal, mostradas en la Tabla 1 no es estandarizada, sin embargo muchas veces se utilizan dichas letras en los diagramas de bloques de control para representar a tales elementos.

A continuación en la Figura 32 se muestra los diferentes bloques y señales principales en un lazo de control realimentado.

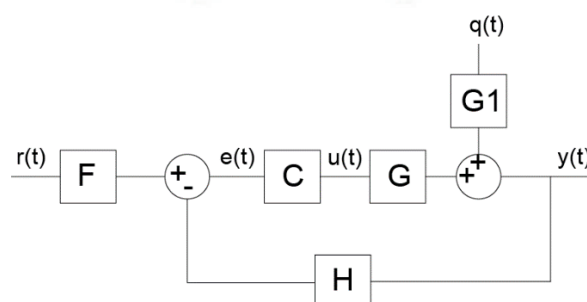


Figura 32: Diagrama de bloques de un sistema de control realimentado

2.6.3 Lazos abiertos y lazos cerrados

Podemos clasificar a los sistemas de control en 2 categorías, los de lazo abierto y los de lazo cerrado.

Un sistema de control de malla abierta (lazo abierto) es aquel en el cual la acción de control es independiente de la salida. (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995). En un sistema de lazo abierto generalmente la señal de referencia se fija por la experiencia que se tiene en dichos sistemas; sin embargo la salida no se modifica por las variaciones de las condiciones externas de operación.



Figura 33: Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo abierto.

Un sistema de malla cerrada (lazo cerrado) es aquel en el cual la acción de control depende de alguna manera de la salida. (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

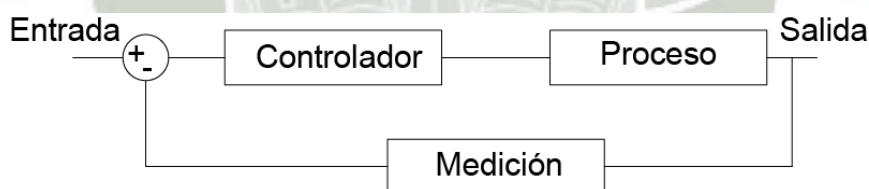


Figura 34: Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo cerrado

En un sistema de control de lazo cerrado; se tiene una señal conocida como señal de retroalimentación desde la salida hasta la entrada, la cual se utiliza para mantener constante una salida a pesar de los cambios y condiciones de operación.

Las ventajas de tener un sistema de control de lazo cerrado en vez de un sistema de control de lazo abierto son:

- Más exacto en la igualación de los valores de salida real y deseados.
- Baja sensibilidad a las perturbaciones.
- Efectos reducidos a las no linealidades.
- Ancho de banda aumentado

Algunas desventajas son:

- Pérdida en la ganancia ya que la función de transferencia de lazo abierto, se reduce de G a $G/(1+GH)$ por una realimentación.
- Gran posibilidad de inestabilidad.

2.6.4 Sistemas de control lineales y no lineales

Podríamos decir que muchos sistemas de la vida real, se comportan como sistemas que no son lineales, pero sin embargo existen modelos lineales para estos; que en sí son aproximaciones adecuadas y que asumiéndolas como ciertas se desarrollan teorías a partir de estas aseveraciones.

A continuación definiremos lo que son los sistemas lineales y no lineales.

- **Sistemas lineales:** si todas las condiciones iniciales de un sistema son cero, esto es, si el sistema está completamente en reposo, entonces diremos que el sistema es lineal si cumple que:

Para una entrada $u_1(t)$, produce una salida $y_1(t)$ y para una entrada $u_2(t)$, produce una salida $y_2(t)$; entonces $c_1u_1(t) + c_2u_2(t)$, producirá una salida $c_1y_1(t) + c_2y_2(t)$, para todos los pares de entrada $u_1(t)$ y $u_2(t)$ y todos los pares de constantes.

A menudo los sistemas lineales pueden representarse mediante ecuaciones lineales diferenciales. (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

- **Sistemas no lineales:** Cualquier sistema que no satisfaga la definición de sistemas lineales, descrita anteriormente.

2.6.5 Aproximaciones linealizadas por tramos

Mucha de los conceptos de teoría de control son aplicables a sistemas que puedan describirse mediante ecuaciones diferenciales ordinarias o ecuaciones de diferencia lineales invariables en el tiempo, excitados por funciones de entrada transformables en Laplace o transformables en Z. (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

Entonces para poder aplicar las teorías y métodos de sistemas de control lineal en forma directa y práctica, necesitamos linealizar mediante algún método estos términos no lineales. “Una o más ecuaciones diferenciales lineales o ecuaciones de diferencia lineales, pueden obtenerse como aproximaciones del sistema no lineal, v válidos sobre los mismos rangos de operación limitados” (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

Supongamos entonces una función $f(x)$ de la forma que se muestra en la Figura 35, que como es evidente es una función no lineal, sin embargo podemos decir que:

$$f(x) \approx L(x) \dots \dots \dots \text{para todo } -x_0 < x < x_0 \quad (43)$$

Y en donde $L(x)$, es una función lineal cuya ecuación es:

$$L(x) = Kx \quad (44)$$

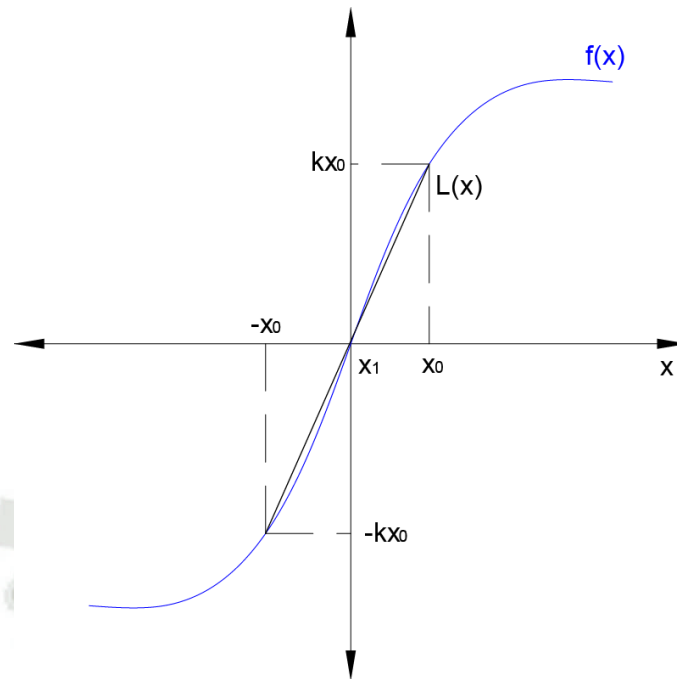


Figura 35: Función no lineal y su aproximación lineal

Aplicando conceptos matemáticos, se puede linealizar una función no lineal utilizando la expansión en series de Taylor alrededor de un punto de operación dado. Entonces la función $f(x)$ puede escribirse como la siguiente serie infinita expandida alrededor del punto x_1 :

$$\begin{aligned}
 f(x) &= f(x_1) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x_1} (x - x_1) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f}{dx^2} \right|_{x_1} (x - x_1)^2 + \dots \dots \dots \\
 &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x - x_1)^k}{k!} \left. \frac{d^k f}{dx^k} \right|_{x_1}
 \end{aligned}
 \tag{45}$$

En donde $\left. \frac{d^k f}{dx^k} \right|_{x_1}$ es el valor de la k-ésima derivada de f con respecto a x evaluada en el punto x_1 . Esta expresión existe si y solo si existen todas las derivadas requeridas.

Si la suma de los términos de segundo grado o superior en $(x - x_1)$ de la ecuación (45), son despreciables en comparación con la suma de los dos primeros

términos, entonces podemos escribir la siguiente expresión que denominaremos ecuación de linealización de Taylor.

$$f_L(x) \cong f(x_1) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x_1} (x - x_1) \quad (46)$$

Muchas veces esta aproximación lineal es adecuada para ecuaciones no lineales, siempre y cuando acotemos el rango de operación de la variable.

2.6.6 Sistemas de control analógicos y digitales

- Los sistemas de control continuos en el tiempo, llamados también sistemas de control de datos continuos o sistemas de control analógico, contienen o procesan únicamente señales y componentes continuos en el tiempo. (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

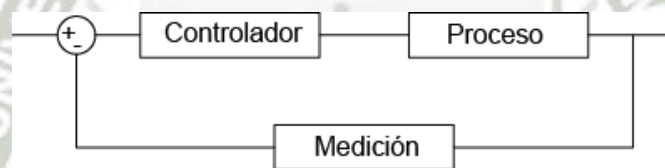


Figura 36: Control directo analógico

Cuando se trabaja con sistemas de control continuos, es conveniente trabajar dichos sistemas mediante la transformada de Laplace, ya que “La transformada de Laplace es un método que transforma una ecuación diferencial en una ecuación algebraica más fácil de resolver que de otro modo requeriría la solución de ecuaciones diferenciales” (Bolton)

- Los sistemas de control discretos en el tiempo, llamados también sistemas de control de datos discretos o sistemas de control de datos muestreados, tienen señales o componentes discretos en el tiempo en uno o más puntos del sistema. (Distefano, Stubberud, & Williams, 1995)

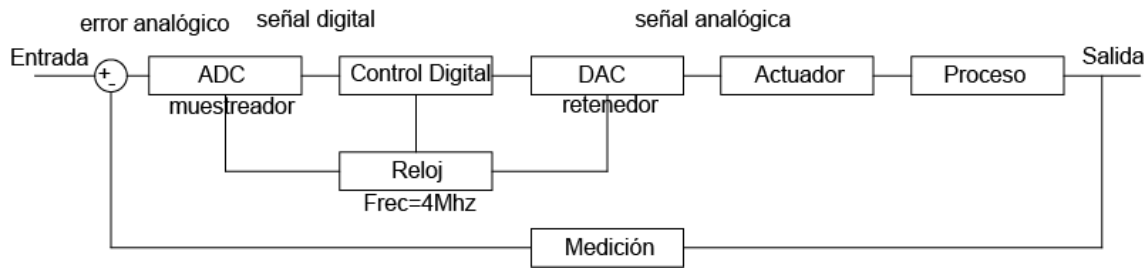


Figura 37: Control digital directo (DDC por sus siglas en inglés)

Los sistemas de control discretos se usan cuando, el algoritmo de control lo realiza una computadora. Cuando se trabaja con sistemas discretos es conveniente utilizar la transformada Z, ya que “Las computadoras digitales tienen entradas y salidas de señales que no son funciones del tiempo continuo sino una secuencia de pulsos. Una forma práctica de considerar estas señales es como señales continuas de tiempo que se han muestreado a intervalos regulares; las muestras entonces, constituyen una secuencia en tiempo discreto” (Bolton)

2.6.7 Técnicas de control e identificación de procesos

En la ingeniería de control existen diversas técnicas de control e identificación de proceso que a lo largo del tiempo se han estado estudiando y mejorando. En esta sección lo que se pretende es dar a conocer algunas de estas técnicas y métodos de identificación que se han venido desarrollado e implementando en la industria. Asimismo se mencionan aspectos importantes de forma conceptual y bajo un análisis simple. Por esto para ampliar más acerca de este tema, se recomienda al lector consultar las fuentes bibliográficas de (Bolton) y (Agudo Behar & Martinez Iranza, 2003)

“El termino identificación de procesos....., podría ser definido como el conjunto de estudios, teorías y algoritmos que permiten obtener la estructura y los parámetros de un modelo matemático (generalmente dinámico) que reproduce con suficiente exactitud para los fines de control automático, las variables de salida del proceso o sistema real objeto de estudio ante el mismo conjunto de variables de entrada” (Agudo Behar & Martinez Iranza, 2003)

Entonces según (Agudo Behar & Martínez Iranza, 2003), tenemos los siguientes métodos de identificación:

- Analítica o de primeros principios: Consiste en desarrollar un modelo basado en relaciones físico, químicas del proceso. El cual se requiere de un conocimiento muy especializado sobre el proceso en sí.
- Identificación experimental mediante señales especiales: También denominado por algunos autores como identificación clásica, es uno de los más directos y que permite obtener un modelo a más corto plazo. Por ejemplo el método de Ziegler y Nichols que nos ayuda a sintonizar un controlador ID, se basa en la identificación del proceso mediante su respuesta al escalón.
- Identificación paramétrica: Está basado en los denominados métodos de minimización del error de predicción, derivados de la tradicional teoría de mínimos cuadrados. Se puede hacer fuera de línea (no recursiva) o también de forma recursiva (en línea); esta última está concebida para usarse dentro del control adaptativo.

En cuanto a técnicas de control se refiere, a continuación se muestra una posible clasificación según la arquitectura y algoritmo utilizado.

- Convencional: Es la técnica comúnmente estudiada en donde se aplican conceptos básicos de la ingeniería de control. Aquí podemos ubicar a los controladores PID, PI, compensadores de atraso-adelanto, entre otros.
 - Control directo:
 - Un lazo de realimentación: El más conocidos de todos y puede ser con realimentación negativa o realimentación positiva. Ver Figura 36.
 - Varios lazos de realimentación:

- ❖ Paralelo
- ❖ Cascada: Es decir la salida o señal de corrección de un lazo actúa como señal referencial para otro lazo. Ver Figura 38.

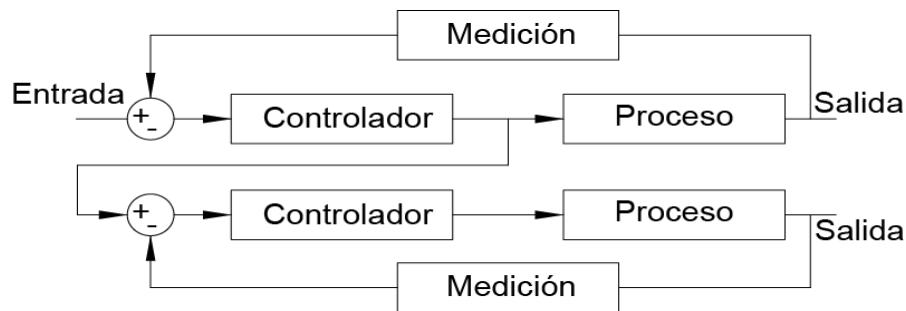


Figura 38: Control en cascada

- Inferencial: El bloque de medición no realimenta la variable controlada sino otra cantidad a partir de la cual el controlador infiere el valor de la variable controlada.
- Pre-alimentado: trabaja en base a la medición de las perturbaciones, ver Figura 39.

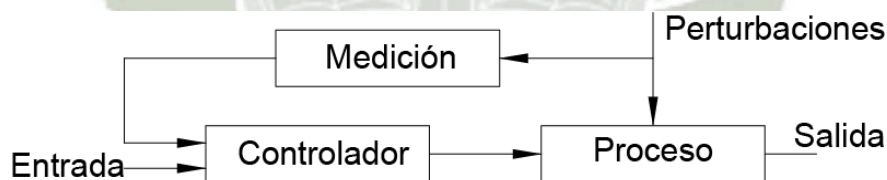


Figura 39: Control pre-alimentado

- Avanzado: Hace referencia a todas las estrategias de control que trascienden a las que comúnmente se estudia y aplica en el control de procesos.
 - Adaptativo: “Los sistemas de control adaptativo ajustan su comportamiento a las cambiantes propiedades del proceso controlado y de las señales que interactúan sobre dicho proceso. Por el contrario, los

sistemas de control fijos se caracterizan por la presencia de una ley de control invariable con el tiempo.” (Rojas Moreno, 2001)

- Pre-programada: Acá podemos nombrar por ejemplo al PID autoajustable bajo un enfoque heurístico. Ver Figura 40.

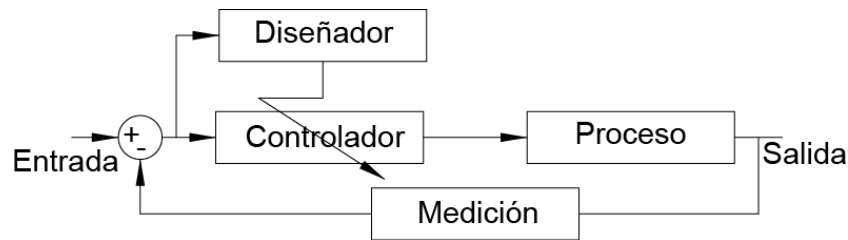


Figura 40: Control pre-programado

- Por modelo de referencia (MARS por sus siglas en inglés): Ver Figura 41.

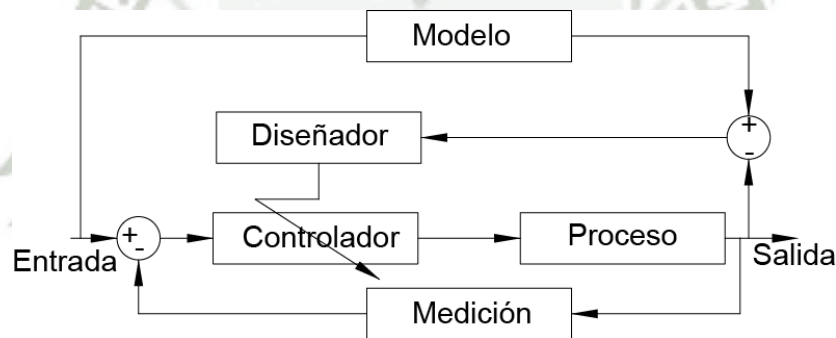


Figura 41: Control adaptativo por modelo de referencia

- Auto-sintonización (STR, por sus siglas en inglés): Ver Figura 42.

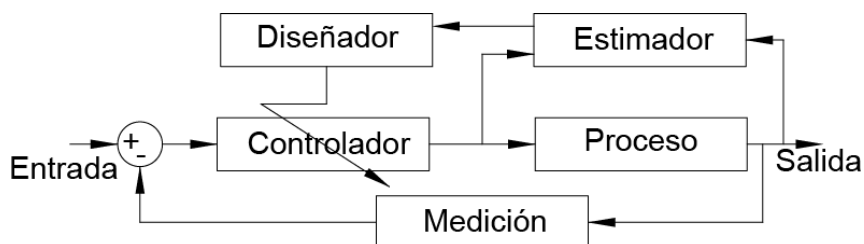


Figura 42: Regulador auto-ajustable

- Robusto: Consiste en definir una estructura de control que tenga un desempeño acorde a las especificaciones del sistema, independientemente de las perturbaciones a las que esté expuesto. Podemos nombrar al Control Óptimo H, Modelo de control interno (IMC por sus siglas en inglés), modelo de control predictivo (MPC, por sus siglas en inglés), entre otros.
- Neuronal: Utiliza algoritmos basados en las denominadas redes neuronales, que en los últimos años han estado tomando bastante auge.
- Óptimo: “El control óptimo trata de determinar el “mejor” sistema de control empleando una técnica óptima de diseño. Esta técnica asume la formulación de una función matemática denominada la función de costo, también conocida como función de rendimiento, índice de rendimiento o índice de funcionamiento, entre otras denominaciones.” (Rojas Moreno, 2001).
- Experto: Está basado para su implementación en sentencias condicionales del tipo de “Si...Entonces”, “Switch...Case”, etc. Asimismo para programar dicha secuencia es necesario el conocimiento de personas expertas en la manipulación de variables y el proceso que vamos a controlar. Por ejemplo podemos nombrar al Control difuso, o control numérico computacional (CNC por sus siglas en inglés).

2.6.8 El controlador P, PI y PID

“Los reguladores PID, como es admitido generalmente, siguen siendo el caballo de batalla principal de las aplicaciones de control industrial a pesar del desarrollo de la tecnología digital y de la teoría de control; de manera que aún en la actualidad continúa dedicándose un esfuerzo considerable a estudiar variantes y extensiones de este método, que contribuyan a mejorar su comportamiento” (Agudo Behar & Martínez Iranza, 2003)

En esta sección vamos a ver lo que es el controlador proporcional (P), proporcional integral (PI), y proporcional integral derivativo (PID).

En el control proporcional la salida del controlador es directamente proporcional a su entrada como se muestra en la ecuación (47).

$$Salida = K_p * error \quad (47)$$

La desventaja del controlador proporcional es que al no introducir un término integrador en algunos sistemas como el de tipo 0, el error en estado estacionario puede mantenerse constante y diferente de cero para una entrada tipo escalón. Asimismo puede producir oscilaciones en la variable de salida.

En el controlador proporcional – integral, podemos decir que la salida es proporcional a la integral del error respecto al tiempo, tal como podemos ver en la ecuación (48).

$$salida = K_p e + K_i \int_0^t e dt \quad (48)$$

Que en términos de Laplace la función de transferencia de este controlador sería:

$$G_C(s) = \frac{salida}{error} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (49)$$

La ventaja de este controlador es que al contener un término s en el denominador, incrementa el tipo de sistema en 1, lo cual permite que para un sistema de tipo 0 ante una entrada escalón, el error en estado estacionario desaparecería; sin embargo la estabilidad también se reduciría ligeramente. Asimismo reducción de la estabilidad no es tanto como el de un control puramente integral.

En el caso del controlador proporcional integral derivativo, la salida obedece a la ecuación (50).

$$salida = K_p e + K_i \int_0^t e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (50)$$

Que en términos de Laplace la función de transferencia de este controlador sería:

$$G_C(s) = \frac{salida}{error} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (51)$$

2.6.9 El controlador PID autoajustable heurístico

Antes de explicar el método de realización del algoritmo heurístico para la realización de un PID autoajustable, debemos decir que, la versión discreta del regulador PID tiene dos formas de presentación conocidas como posicional y de velocidad o incremental tal como se ven en las ecuaciones (52), (53) respectivamente.

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{T_c}{T_i} \sum_{i=1}^t e(i) + \frac{T_d}{T_c} [e(t) - e(t-1)] \right] + u(0) \quad (52)$$

$$\Delta u(t) = K_p \left[e(t) - e(t-1) + \frac{T_c}{T_i} e(t) + \frac{T_d}{T_c} [e(t) - 2e(t-1) + e(t-2)] \right] \quad (53)$$

Donde K_p, T_i, T_d son la respectiva ganancia proporcional, tiempo integral y tiempo derivativo; T_c es el periodo de control y $\Delta u(t) = u(t) - u(t-1)$

A continuación será expuesto de la forma más simple y resumida el método heurístico para la realización de un PID autoajustable. Por tanto para ampliar más acerca de este tema, se recomienda al lector consultar las fuentes bibliográficas de (Agudo Behar & Martinez Iranza, 2003)

Este método como su nombre lo indica está basado en un razonamiento puramente heurístico en complemento con conceptos estadísticos y bases teóricas de control no tan sólidas, pero que sin embargo en la práctica ha dado buenos resultados.

Primeramente es necesario definir un índice de oscilación k :

$$k = \frac{f_e}{f_v} \quad (54)$$

En donde f_e y f_v son la frecuencia de cruce por cero del error de regulación y de su primera diferencia. Asimismo sabemos que para cualquier proceso se cumple que:

$$0 \leq k \leq 1 \quad (55)$$

Se ha probado en la práctica que para la mayoría de casos, con un factor de $k=0.5$ se obtiene buenos resultados.

Supongamos para el regulador PID la siguiente ley de control:

$$u(t + 1) = \alpha(t)\gamma(t)\Delta e(t) + \alpha(t)\beta(t)e(t) + \sum_{i=1}^t \alpha(i)e(i) \quad (56)$$

Donde $e(t)$, vendría a ser el error de regulación y la primera diferencia de dicho error estaría dada por:

$$\Delta e(t) = e(t) - e(t - 1) \quad (57)$$

La ecuación (56) muestra la ley de control para un PID discreto, con parámetros variables. Los parámetros variables $\alpha(t)$, $\beta(t)$ y $\gamma(t)$, se relacionan con los parámetros habituales de un PID mediante las siguientes ecuaciones:

$$K_p = \alpha\beta \quad (58)$$

$$T_i = \beta T_c \quad (59)$$

$$T_d = \frac{\gamma}{\beta} T_c \quad (60)$$

Donde T_c es el periodo de control.

Para el cálculo del coeficiente α :

$$\Delta\alpha(t) = 0.5 * f_v \alpha(t) \left(\frac{0.5}{k(t)} - 1 \right) \quad (61)$$

Que converge al valor óptimo de α cuando $k \approx 0.5$

Haciendo uso de la estadística para el cálculo del índice de oscilación $k(t)$, debemos entonces primeramente calcular el número de cruces del error de regulación, dado por la ecuación (62):

$$f_e = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\sigma_v^2}{\sigma_e^2}} \quad (62)$$

Asimismo

$$f_v = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\sigma_a^2}{\sigma_v^2}} \quad (63)$$

En donde σ_e^2 ; σ_v^2 son la varianza del error de regulación y de su velocidad o primera derivada, respectivamente y σ_a^2 es su aceleración.

Si consideramos que el error de regulación como su primera y segunda diferencia, son variables aleatorias con distribución gaussiana y media cero, podríamos hacer la siguiente aproximación:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{t-1} \sum_{i=1}^t e(i)^2 \quad (64)$$

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{t-1} \sum_{i=1}^t (\Delta e(i))^2 \quad (65)$$

$$\sigma_a^2 = \frac{1}{t-1} \sum_{i=1}^t (\Delta^2 e(i))^2 \quad (66)$$

Donde $\Delta^2 e(i) = e(i) - 2e(i-1) + e(i-2)$ representa la segunda diferencia o aceleración del error de regulación.

Sustituyendo (62), (63), (64), (65) y (66) en (54) tenemos:

$$k(t) = \frac{\sum_{i=1}^t (\Delta e(i))^2}{\sqrt{\sum_{i=1}^t e(i)^2 \sum_{i=1}^t (\Delta^2 e(i))^2}} \quad (67)$$

Aplicando el mecanismo del olvido exponencial, podemos entonces reemplazar las sumatorias de la ecuación (67) por las siguientes sumas filtradas:

$$\overline{e^2(t)} = \frac{(e^2(t) + \tau(t)\overline{e^2(t-1)})}{1 + \tau(t)} \quad (68)$$

$$(\overline{\Delta e^2(t)})^2 = \overline{v^2(t)} = \frac{((\Delta e(t))^2 + \tau(t)\overline{v^2(t-1)})}{1 + \tau(t)} \quad (69)$$

$$(\overline{\Delta^2 e(t)})^2 = \overline{a^2(t)} = \frac{((\Delta^2 e(t))^2 + \tau(t)\overline{a^2(t-1)})}{1 + \tau(t)} \quad (70)$$

Donde la contante de tiempo del filtro es dada por la siguiente ecuación:

$$\tau(t) = \frac{2\pi}{f_v(t)} = 2\pi \sqrt{\frac{\overline{v^2(t-1)}}{\overline{a^2(t-1)}}} \quad (71)$$

Luego haciendo las sustituciones respectivas, llegamos a:

$$\Delta\alpha(t) = \frac{0.5\alpha(t)}{\pi} \sqrt{\frac{a^2(t)}{v^2(t)}} \left(\frac{0.5\sqrt{a^2(t)e^2(t)}}{v^2(t)} - 1 \right) \quad (72)$$

Para determinar los otros parámetros $\beta(t)$ y $\gamma(t)$, se utiliza las ecuaciones (73) y (74) respectivamente, las cuales han sido deducidas imponiendo la condición de igualdad de energía efectiva de control de las componentes del regulador.

$$\beta(t) = \sqrt{\frac{e^2(t)}{v^2(t)}} \quad (73)$$

$$\gamma(t) = \sqrt{\frac{v^2(t)}{a^2(t)}} \quad (74)$$

2.7 Los transformadores de medida

Los transformadores de medida se utilizan como su nombre lo indica sirve para realizar mediciones de los parámetros eléctricos, generalmente en sub-estaciones, eléctricas.

A diferencia de los transformadores de potencia, los transformadores de medición se utilizan generalmente como reductores y no pueden manejar grandes cantidades de potencia, así mismo son fabricados con el fin de medir parámetros eléctricos, por lo que se trata que sean mucho más precisos y de reducidas dimensiones.

Cabe mencionar también que existen los denominados transformadores de protección que si bien se podría decir que cumplen casi el mismo rol que los de medida, estos tipos de transformadores son los que se conectan a los relés de protección de las sub-estaciones y son fabricados con otras prestaciones y pequeñas otras variantes que hacen que sean más específicos para relés de protección.

A los transformadores de medida los podemos subdividir en:

- Transformadores de corriente.
- Transformadores de voltaje.

2.7.1 Transformador de corriente

Son considerados como instrumentos eléctricos cuya función es la de transformar las grandes magnitudes de corriente en el lado primario del transformador a corrientes proporcionalmente menores en el lado secundario del transformador y aislar los instrumentos de medición conectados a los circuitos de alta tensión.

El lado primario del transformador generalmente consta de muy pocas espiras y se conecta en serie al circuito cuya intensidad se desea medir, así mismo el secundario también se conecta en serie con las bobinas de nuestro equipo de medición.

2.7.2 Transformador de voltaje

Se dice así al dispositivo eléctrico que nos permite obtener tensiones en lado secundario del transformador proporcionales a las tensiones que encontramos en el punto de la barra en el cual está conectado el primario en forma paralela.

2.8 Teoría de operación del IC - ADE 7878

En esta sección se explica la forma de operar del circuito integrado ADE 7878 de Analog Devices, el cual es un medidor de energía trifásica de alta precisión. Mencionamos de forma conceptual y bajo un análisis simple aspectos básicos de la operación del ADE 7878, los cuales se pueden ampliar más revisando la hoja de datos del dispositivo mencionado.

2.8.1 Canales de entrada para medir corriente y voltaje

El ADE7878 tiene siete entradas analógicas que forman canales para la medición de corriente y tensión (IAP-IAN, IBP-IBN, ICP-ICN, INP-INN, VAP, VBP, VCP, VN).

Los canales de corriente consisten en cuatro pares de voltaje diferencial con un máximo de la señal en las entradas analógicas para el par IXP / IXN de $\pm 0,5$ V con respecto a AGND. Los canales de tensión tienen tres entradas de un solo extremo de tensión: VAP, VBP, y VCP y con una máxima de $\pm 0,5$ V con respecto a VN.

El máximo valor para VCM (voltage common mode) es de ± 25 mV; tanto para los canales de corriente como de voltaje. La Figura 43 y Figura 44, presentan un esquema de la entrada para los canales y su relación con la tensión máxima de modo común.

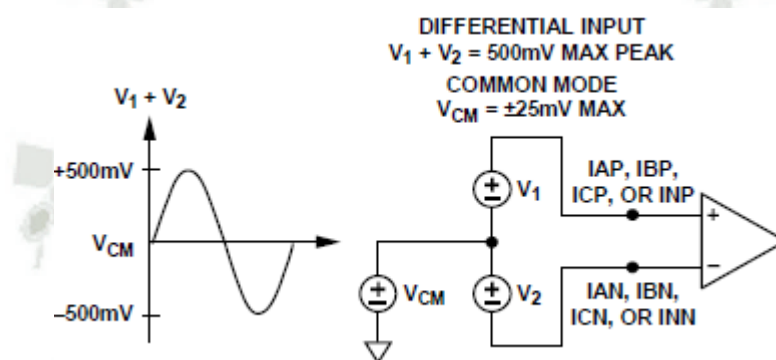


Figura 43: Máximo nivel de entrada, Canal de corriente, Ganancia =1

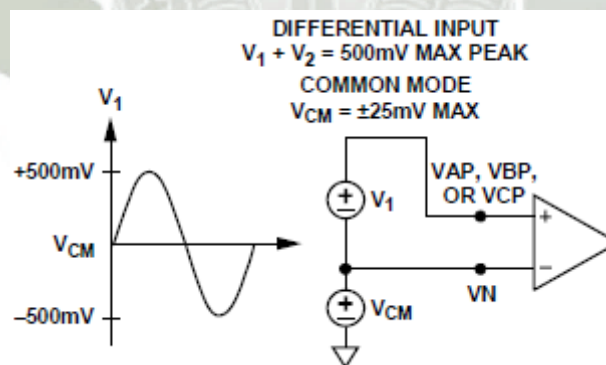


Figura 44: Máximo nivel de entrada, Canal de voltaje, Ganancia =1

Todas las entradas tienen un amplificador de ganancia programable (PGA) con una posible selección de ganancia de 1, 2, 4, 8 o 16.

El ADE7878 tiene siete convertidores sigma-delta (Σ - Δ) analógico a digital (ADC).

Por simplicidad, el diagrama de bloques en la Figura 45 muestra un convertidor de primer orden Σ - Δ . El convertidor se compone del modulador Σ - Δ y el filtro de paso bajo digital.

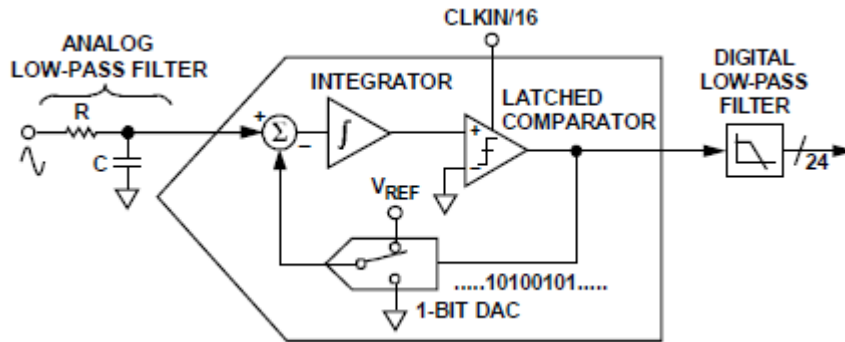


Figura 45: Σ - Δ ADC de primer orden

El reloj de muestreo es configurable y tiene un rango igual a 1.024 MHz (CLKIN / 16).

La Figura 45 también muestra un filtro de paso bajo analógico (RC) en la entrada al ADC, este filtro está fuera del ADE7878, y su función es prevenir el aliasing⁶.

La Figura 46 nos muestra el signal path para el procesamiento de la medición de corriente IA la cual es la misma para IB e IC.

⁶ En procesamiento de señales, computación gráfica y disciplinas relacionadas, el aliasing es el efecto que causa que señales continuas distintas se tornen indistinguibles cuando se muestrean digitalmente.

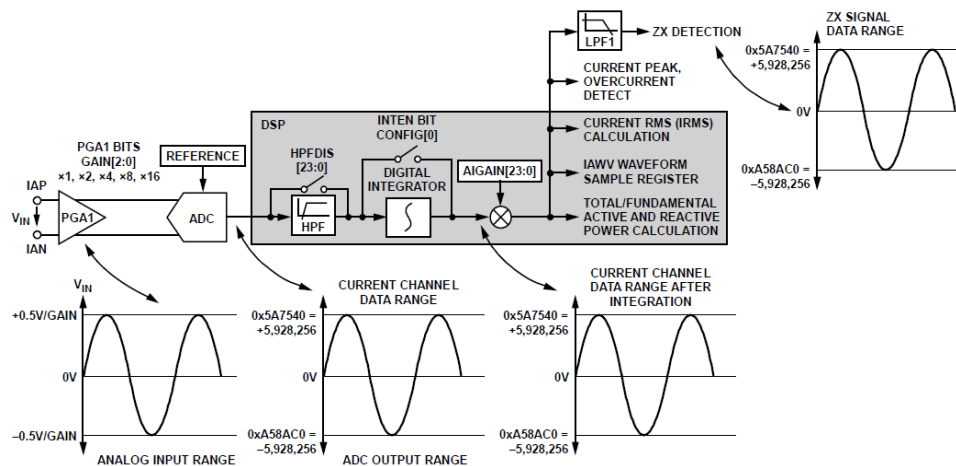


Figura 46: Signal Path del canal de corriente

La Figura 47 nos muestra el signal path para el procesamiento de la medición de corriente.IN.

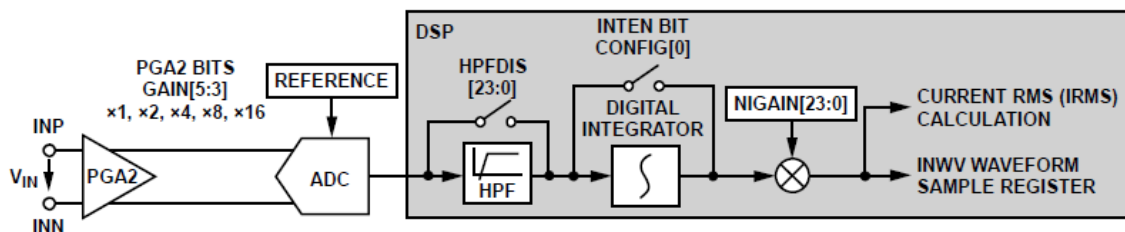


Figura 47: Signal Path para la medición de la corriente del neutro

El ADE 7878 nos permite el uso de 2 tipos de sensores de corriente.

- El di/dt sensor: El cual detecta cambios en el campo magnético causados por el paso de corriente alterna y genera una FEM (fuera electromotriz inducida). La FEM es una señal de voltaje que es proporcional a la di / dt de la corriente. Ver Figura 48.

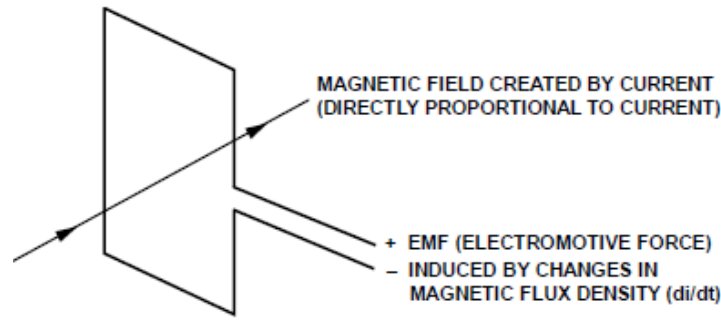


Figura 48: Principio del sensor de corriente di/dt

Cuando se utiliza este tipo de sensor de corriente es necesario activar el integrador digital para reconstruir la señal; por defecto ese integrador digital esta deshabilitado; pero cuando utilizamos un transformador de corriente; ya no es necesario activar el integrador digital.

La Figura 49 muestra el signal path para el canal de medición de voltaje VA. Los canales de VB y VC tienen cadenas de procesamiento similares.

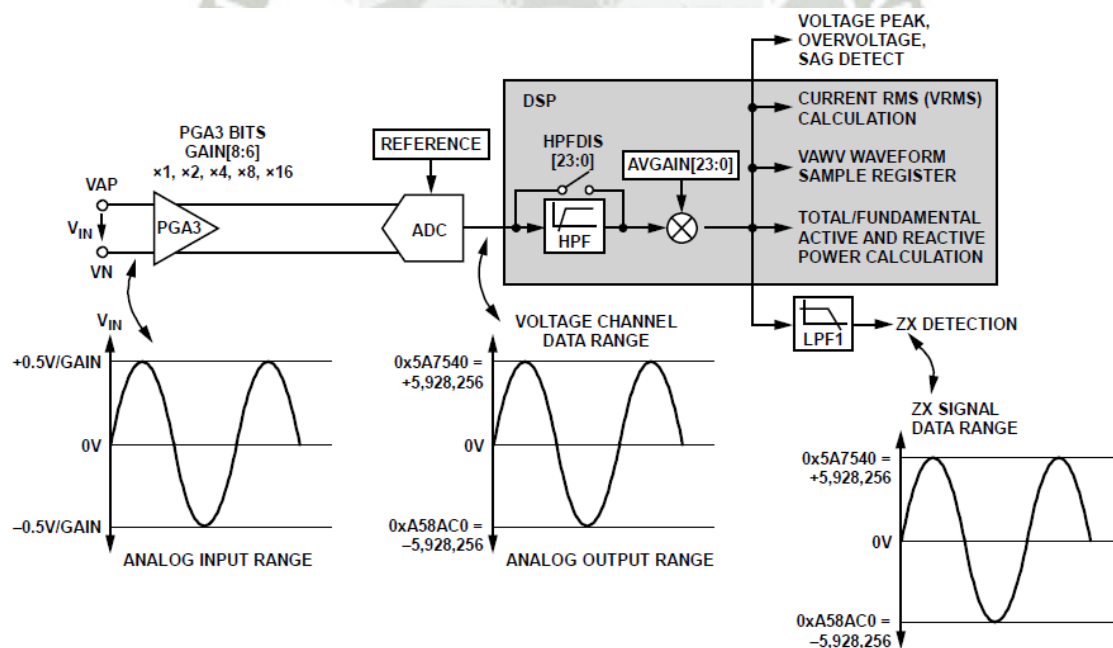


Figura 49: Datapath para el canal de voltaje

El ADE7878 tiene un módulo de detección de cruce por cero (Zx) para los canales de corriente y de voltaje. El circuito para corriente de neutro carece de este módulo de detección de cruce por cero.

El módulo de detección de cruce de cero se encuentra después de que las ondas hayan pasado por el filtro pasa-bajo digital (LFP1), esto con el fin de eliminar los armónicos de los sistemas de 50 y 60 Hz, ayudando a identificar los eventos de cruce por cero de la componente fundamental; tanto de los canales de corriente como de voltaje ver Figura 50.

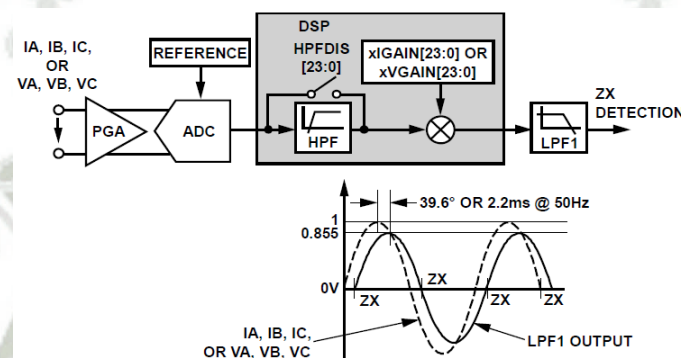


Figura 50: Detección de cruce por cero de los canales de corriente y voltaje

El error en la detección de ZX es 0.0703° para los sistemas de 50 Hz (0.0843° para sistemas de 60 Hz). La respuesta de retardo de fase de LFP1 resulta en un retardo de tiempo de aproximadamente $31,4^\circ$ o 1,74 ms (a 50 Hz) entre su entrada y salida.

Cada circuito de detección de cruce por cero tiene un registro de Time Out (tiempo de espera) asociado. El máximo tiempo de espera para que se produzca un cruce por cero puede ser configurado hasta 4.096 segundos. De esta forma el IC ADE 7878 puede detectar, pérdida de alguna fase y/o la secuencia de fase (A, B y C).

2.8.2 Medición del periodo

El ADE7878 puede medir el periodo de la onda de entrada de los canales de voltaje. El período de medición tiene una resolución de 3,90625 ms / LSB (256 reloj kHz), que representa 0,0195% (50 Hz / 256 kHz) cuando la frecuencia de línea es 50 Hz y 0,0234% (60 Hz / 256 kHz) cuando la frecuencia de línea es 60 Hz.

2.8.3 Desfase entre señales

El ADE7878 puede medir el retardo de tiempo entre tensiones de fase, entre las corrientes de fase, o entre tensiones y corrientes de la misma fase. Las transiciones negativas a positivos identificados por el circuito de detección de cruce por cero se usan como inicio y fin de medición de puntos.

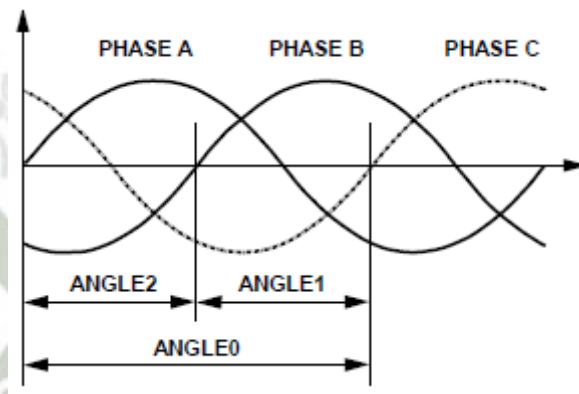


Figura 51: Retraso entre las fases de voltaje y/o corriente

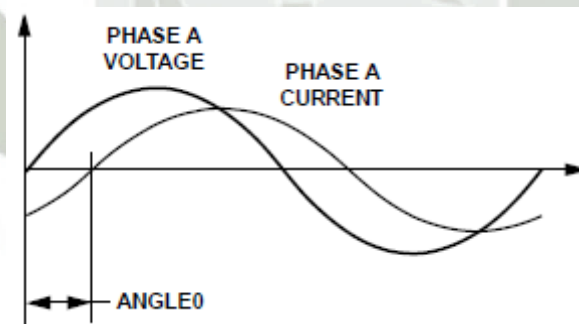


Figura 52: El retraso entre la fase A de voltaje y fase A de corriente es guardado en el registro ANGLE0

Los retrasos entre voltajes y corrientes de fase se utilizan para calcular el factor de potencia en cada fase como se muestra en la siguiente ecuación (75).

$$\cos\varphi = \cos \left[ANGLEx * \frac{360^\circ * f_{line}}{256KHz} \right] \quad (75)$$

Donde $f_{line} = 50$ o 60 Hz.

2.8.4 Detección de voltaje SAG, sobre-tensiones y sobre-corrientes

El ADE7878 puede ser pre-programado para detectar cuando el valor absoluto de cualquier tensión de fase desciende por debajo de un cierto valor de pico para un número de ciclos de media línea (Voltaje SAG), ver Figura 53.

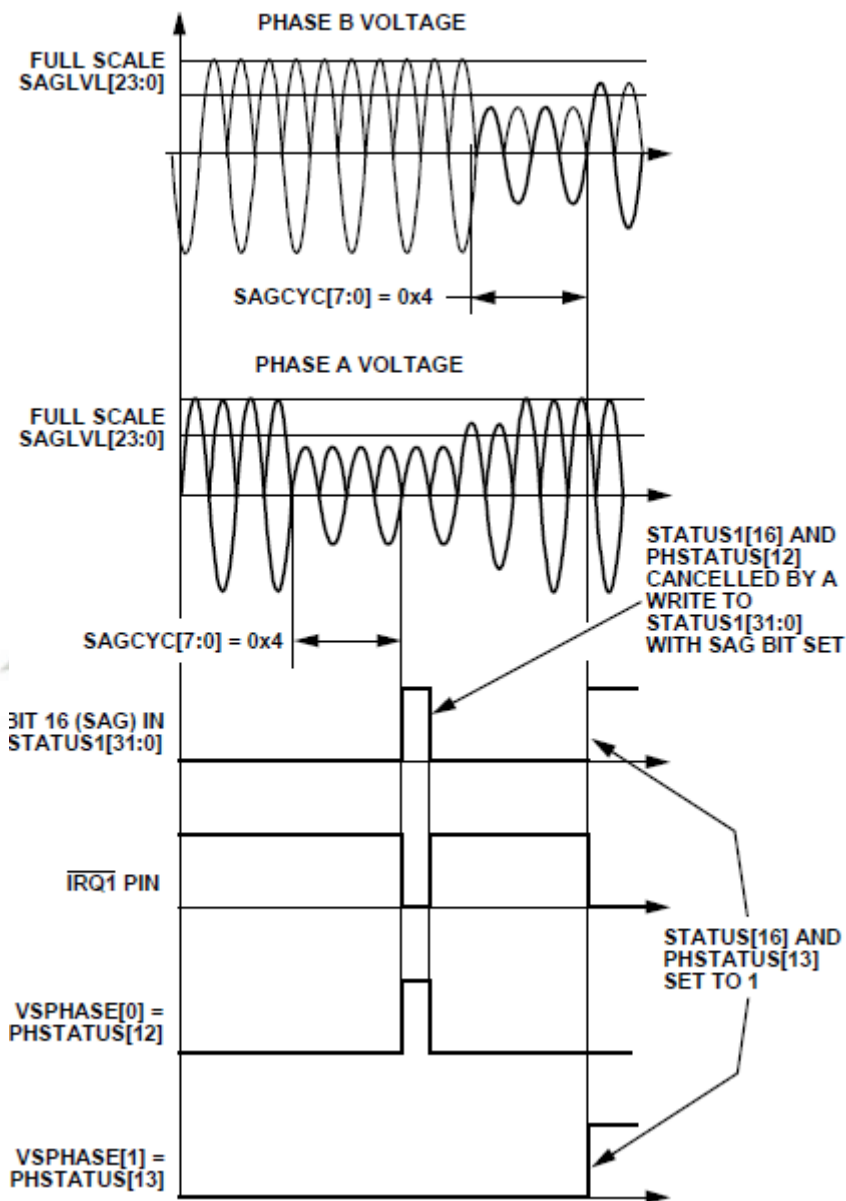


Figura 53: Detección SAG

El ADE7878 detecta una sobretensión o sobre-corriente cuando el valor instantáneo absoluto medido de los canales de tensión y corriente respectivamente se

vuelven superior a los límites establecidos en los registros OVLVL y OILVL respectivamente. Ver Figura 54.

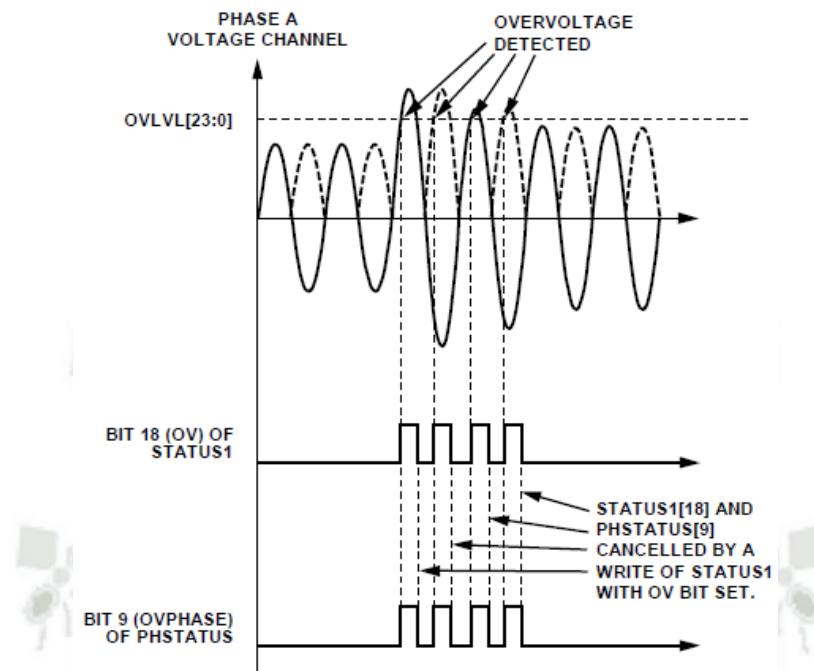


Figura 54: Detección de sobre-voltaje

2.8.5 Compensación de fase

El error del ángulo de fase introducido por el ADE7878 entre la señal de voltaje y la de corriente es insignificante; sin embargo el ADE7878 tiene que usar transductores que insertan errores de ángulo de fase inherentes. Por ejemplo un transformador de corriente introduce normalmente un error de ángulo de fase entre $0,1^\circ$ y 3° . Estos errores de fase pueden variar de una parte a otra, y que deben ser corregidas para realizar los cálculos de potencia precisos. Los errores asociados con la falta de coincidencia de fase son particularmente notables en los factores de baja potencia. El ADE7878 proporciona un medio de calibración digital que corrige estos pequeños errores de fase.

El rango de corrección total es de -8.079° a $+1.329^\circ$ para líneas de 60 Hz. Y de $-6,732^\circ$ a $+1.107^\circ$ para líneas de 50Hz.

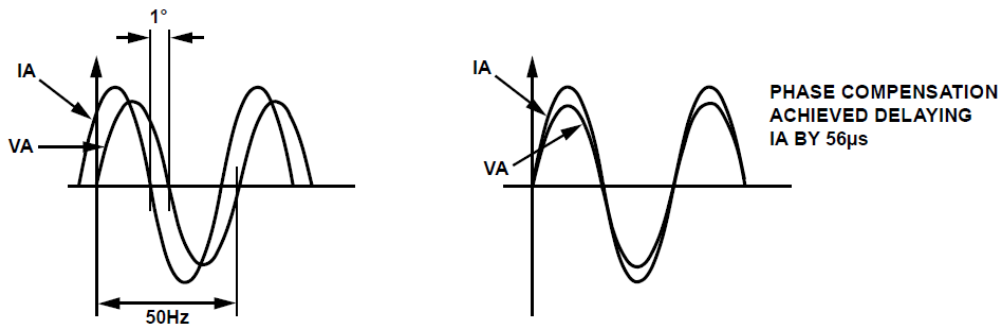


Figura 55: Calibración de fase en los canales de voltaje

2.8.6 Raíz media cuadrada

Como ya habíamos indicado anteriormente el valor RMS de una onda de voltaje está definida por la ecuación (3) y en el caso de corriente la ecuación (4).

En general para cualquier señal discreta, es decir que han sido muestreadas; el cálculo del valor RMS implica elevar al cuadrado la señal, tomando la media, y la obtención de la raíz cuadrada, tal como se muestra en la ecuación (76).

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{N=1}^N f^2[n]} \quad (76)$$

Pero la ecuación (76) implica el cálculo del valor RMS de la señal con la contribución de todos los armónicos; no solo la fundamental.

El ADE7878 utiliza 2 diferentes métodos para calcular los valores RMS. El primer método es muy preciso mientras que el segundo es menos preciso.

- Método 1: Consiste en elevar al cuadrado la señal de entrada para luego hacerla pasar por un filtro pasa bajos(LPF) para finalmente tomar la raíz cuadrada del resultado y esto almacenarlo en los registros respectivos de valores RMS (AIRMS, BIRMS, CIRMS, AVRMS, BVRMS, CVRMS, and NIRMS) tal como nos muestra el diagrama de bloques de la Figura 56.

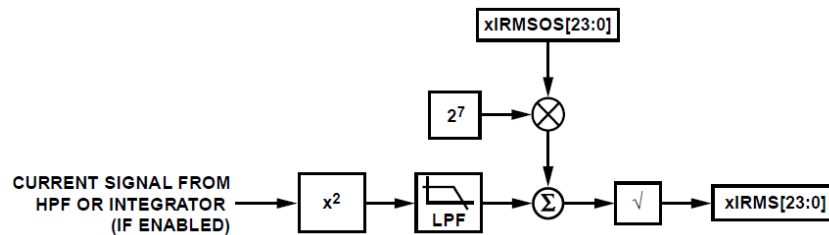


Figura 56: Proceso para el cálculo de la corriente RMS

- Método 2: Este método consiste en sacar el valor absoluto de la señal y filtrarla para obtener su componente en continua (dc), para finalmente almacenar dichos valores en los registros correspondientes (AIMAV, BMAV, and CMAV). Ver Figura 57. Sin embargo debemos de tener en cuenta que la proporcionalidad entre los valores RMS y valores MAV (valor absoluto medio) se mantiene sólo para las componentes fundamentales. Si en el canal de entrada existiesen armónicos, el valor absoluto medio (MAV) ya no es proporcional al valor RMS.

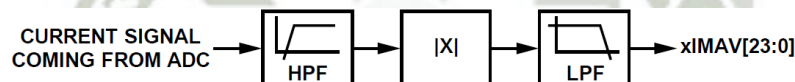


Figura 57: Proceso para el cálculo de la corriente MAV en el modo PSM1

2.8.7 Cálculo de la potencia activa

El ADE7878 calcula la potencia activa total en cada fase. La potencia activa total considera en su cálculo todos los componentes fundamentales y armónicos de las tensiones y corrientes. Asimismo el ADE7878 puede calcular la potencia activa solamente de la componente fundamental.

Si en un sistema AC alimentado por un voltaje $v(t)$; se consume una corriente $i(t)$ y cada una de estas contiene armónicos; entonces tenemos:

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (77)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \gamma_k) \quad (78)$$

Donde:

V_k, I_k Son los voltajes y corrientes RMS respectivos para cada armónico.

φ_k, γ_k Son los retrasos de fase para cada armónico.

Entonces la potencia instantánea sería:

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t) * i(t) \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\varphi_k - \gamma_k) - \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(2k\omega t + \varphi_k + \gamma_k) \\ &\quad + \sum_{\substack{k,m=1 \\ k \neq m}}^{\infty} V_k I_k \{ \cos[(k-m)\omega t + \varphi_k - \gamma_m] - \cos[(k+m)\omega t \\ &\quad + \varphi_k + \gamma_m] \} \end{aligned} \quad (79)$$

La potencia media de más de un número entero de ciclos de la línea (n) es dada por la expresión definida en la ecuación (80).

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\varphi_k - \gamma_k) \quad (80)$$

Donde:

T Es el periodo del ciclo de línea.

P Es la potencia activa total o potencia activa real.

Notamos que la potencia activa total es igual a la componente dc de la potencia instantánea $p(t)$ en la ecuación (79), esto es:

$$\sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\varphi_k - \gamma_k) \quad (81)$$

Entonces esta es la expresión usada por el ADE7878 para calcular la potencia activa total para cada fase.

- Cálculo de la potencia activa total: La Figura 58 nos muestra como el ADE7878 calcula la potencia activa total en cada fase. Primero multiplica la corriente y el voltaje de cada fase, después extrae la componente dc de la señal de potencia instantánea en cada fase usando el filtro pasa-bajos (LPF2).

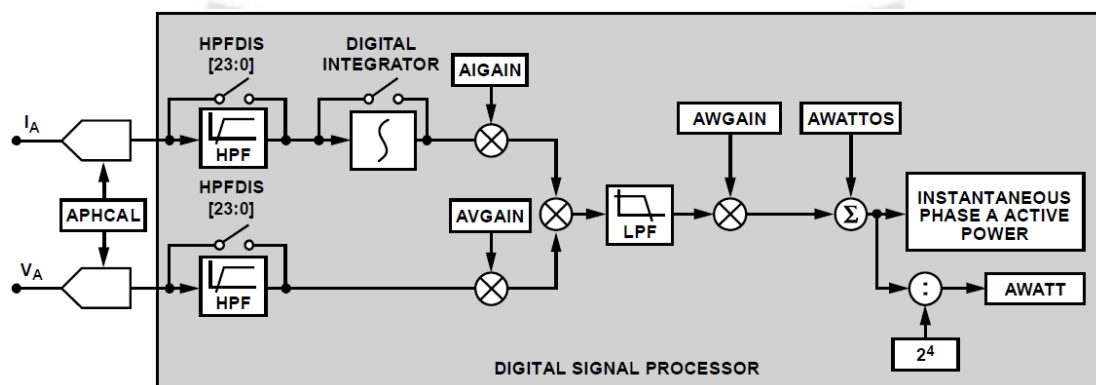


Figura 58: Datapath para el cálculo de la potencia activa total

La Figura 59 muestra ondas correspondientes a la potencia instantánea bajo las siguientes condiciones:

- La corriente y el voltaje de fase solamente contienen la componente fundamental, se encuentran en fase es decir $\varphi_1 = \gamma_1 = 0$), y las entradas corresponden al full scale del ADC.
- Podemos notar que la señal de potencia instantánea activa tiene una componente en continua $V_1 * I_1$ y una componente sinusoidal descrita por $V_1 * I_1 * \cos(2\omega t)$

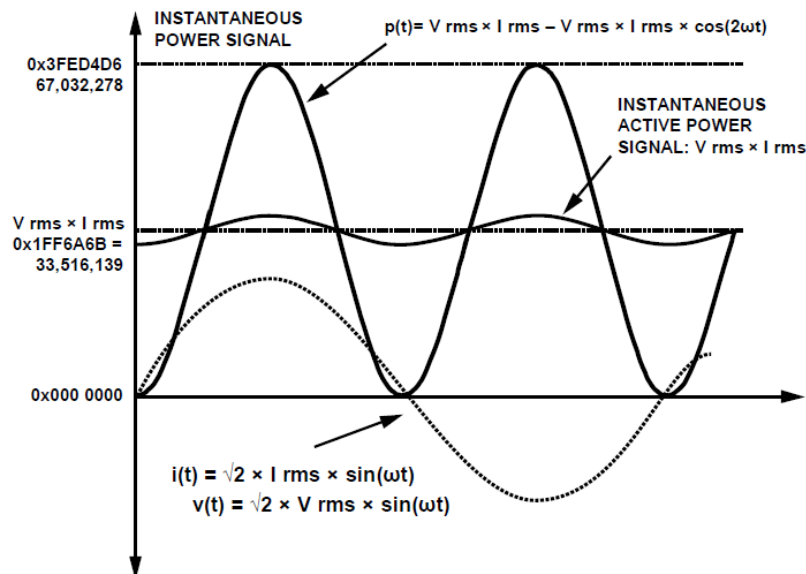


Figura 59: Cálculo de la potencia activa

Finalmente el ADE7878 almacena la potencia activa total de cada fase en los registros AWATT, BWATT, y CWATT; respectivamente. Su expresión es la mostrada en la ecuación (82):

$$xWATT = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k}{V_{FS}} * \frac{I_k}{I_{FS}} * \cos(\varphi_k - \gamma_k) * P_{MAX} * \frac{1}{2^4} \quad (82)$$

Donde.

$V_{FS}; I_{FS}$: Son los valores RMS del voltaje y de la corriente cuando las entradas al ADC están a full scale.

$P_{MAX} = 33516139$; y representa la potencia instantánea computarizada cuando las entradas ADC están en full scale.

- Cálculo de la Potencia Activa de la Componente Fundamental: El ADE7878 calcula la potencia activa fundamental con el uso de un algoritmo patentado que requiere funciones de inicialización de la frecuencia de la red y tensión nominal medida.

2.8.8 Cálculo de la potencia Reactiva

El ADE7878 calcula la potencia reactiva total en cada fase. La potencia reactiva total considera en su cálculo todos los componentes fundamentales y armónicos de las tensiones y corrientes. Así mismo el ADE7878 puede calcular la potencia reactiva solamente de la componente fundamental.

Si en un sistema AC tenemos la corriente y el voltaje desfasados 90°, entonces tendríamos la siguiente expresión para la potencia instantánea reactiva. Ver ecuación (83), (84), (85).

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (83)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \gamma_k) \quad (84)$$

$$i'(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin\left(k\omega t + \gamma_k + \frac{\pi}{2}\right) \quad (85)$$

Donde $i'(t)$ es la forma de onda de la corriente con todas las componentes armónicas y desfasada 90° respecto del voltaje.

Por ende la potencia instantánea reactiva $q(t)$ puede ser expresada como:

$$q(t) = v(t) * i'(t) \quad (86)$$

$$q(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k * 2 \sin(k\omega t + \varphi_k) * \sin(k\omega t + \gamma_k + \frac{\pi}{2}) + \sum_{\substack{k,m=1 \\ k \neq m}}^{\infty} V_k I_m * 2 \sin(k\omega t + \varphi_k) * \sin(m\omega t + \gamma_m + \frac{\pi}{2}) \quad (87)$$

La potencia reactiva total promedio sobre un número entero de ciclos de la línea (n) está dado por la ecuación (88) que se resume en la ecuación (89).

$$Q = \frac{1}{nT} * \int_0^{nT} q(t)dt = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\varphi_k - \gamma_k - \frac{\pi}{2}) \quad (88)$$

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin(\varphi_k - \gamma_k) \quad (89)$$

Donde:

T es el periodo de un ciclo de línea.

Q es la potencia reactiva total.

Hay que tomar en cuenta que la potencia reactiva total es igual a la componente en continua de la señal de la potencia instantánea reactiva q(t).

$$\sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin(\varphi_k - \gamma_k) \quad (90)$$

Entonces esta es la relación utilizada por el ADE7878 para calcular la potencia reactiva total en cada fase.

- Cálculo de la Potencia Reactiva Total: El ADE7878 almacena la potencia instantánea total reactiva en los registros AVAR, BVAR, y CVAR. Su expresión es:

$$xVAR = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k}{V_{FS}} * \frac{I_k}{I_{FS}} * \sin(\varphi_k - \gamma_k) * P_{MAX} * \frac{1}{2^4} \quad (91)$$

Donde:

V_{FS} ; I_{FS} : Son los valores RMS del voltaje y la corriente de fase cuando las entradas al ADC están en full scale.

$P_{MAX} = 33516139$, y es la potencia instantánea calculada cuando las entradas ADC están en full scale.

- Cálculo de la Potencia Reactiva de la Componente Fundamental.

El ADE7878 calcula la potencia reactiva fundamental con el uso de un algoritmo patentado que requiere funciones de inicialización de la frecuencia de la red y tensión nominal medida.

2.8.9 Calculo de la Potencia Aparente

El ADE7878 calcula la potencia aparente procesando las señales de cada fase como muestra la Figura 60.

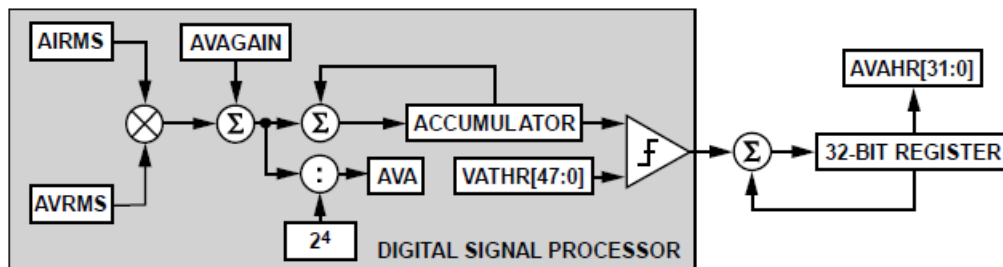


Figura 60: Flujo de datos para el cálculo de la potencia aparente y la energía aparente acumulada

Debido que el V_{rms} y la I_{rms} han sido calculadas con todas las armónicas, la potencia aparente calculada por el ADE7878 es la potencia aparente total. El ADE7878 no calcula la potencia aparente fundamental porque no mide los valores eficaces de las tensiones y corrientes fundamentales.

El ADE7878 almacena la potencia aparente total en los registros AVA, BVA, CVA; respectivamente. Su expresión es:

$$xVA = \frac{V}{V_{FS}} * \frac{I}{I_{FS}} * P_{MAX} * \frac{1}{2^4} \quad (92)$$

Donde:

V, I: Son los valores RMS del voltaje y corriente de fase

$V_{FS}; I_{FS}$: son los valores RMS del voltaje y la corriente de fase cuando las entradas del ADC están a full scale.

$P_{MAX} = 33516139$, y representa la potencia instantánea calculada cuando las entradas ADC están en full scale.

2.9 Sistema operativo en tiempo real (RTOS)

“Un sistema operativo de tiempo real es un sistema operativo que ha sido desarrollado para aplicaciones de tiempo real. Como tal, se le exige corrección en sus respuestas bajo ciertas restricciones de tiempo. Si no las respeta, se dirá que el sistema ha fallado. Para garantizar el comportamiento correcto en el tiempo requerido se necesita que el sistema sea predecible.” (colaboradores de Wikipedia, Sistema operativo de tiempo real, 2015)

Es utilizado para aplicaciones embebidas, tiene la característica que puede soportar varios tipos de arquitectura de hardware, no utiliza mucha memoria, es fiable, y tiene tolerancia a los fallos.

Para tener la idea más clara de lo que es un sistema operativo de tiempo real, podemos decir que es un modo de operación del CPU para ejecutar diferentes instrucciones y tareas todas al mismo tiempo, ya que generalmente los CPU ejecutan las tareas secuencialmente una por una. Asimismo es necesario indicar que la forma de operar no radica principalmente en una capacidad de procesamiento alta, sino en el algoritmo de programación especializado que simula un CPU propio para cada tarea. Ver Figura 61.

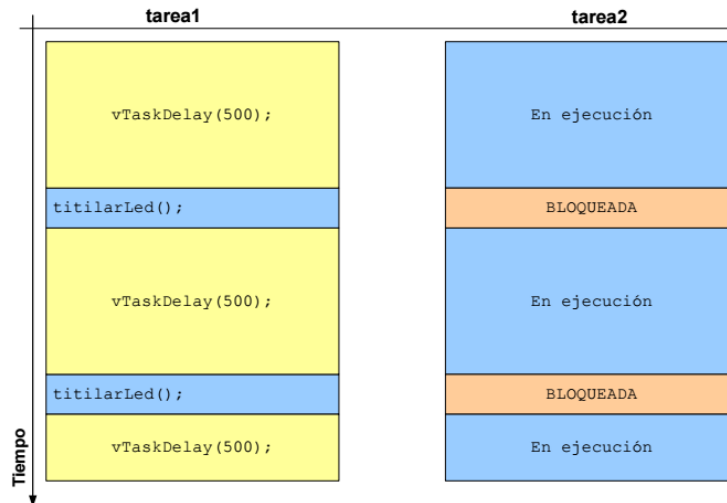


Figura 61: Diagrama de tiempos de tareas independientes

Fuente: http://iee.eie.fceia.unr.edu.ar/PDF_RTOS.pdf

A continuación vamos a dar la definición de algunos conceptos para poder entender más aún el RTOS.

- Kernel: También conocido como RTK (por sus siglas en inglés, Real Time Kernel), vendría a ser el sinónimo de un RTOS.
- Tarea: Es el bloque básico que contiene las funciones e instrucciones que el CPU deberá ejecutar en un tiempo determinado, siempre y cuando se haya inicializado el RTOS.
- Datos: Cada tarea tiene su contexto es decir variables locales, registros, contadores, etc. A todo eso le llamamos datos, sin embargo una tarea no sabe cuándo entrará a ejecutarse o dejará de ejecutarse por tanto estos datos deben guardarse y restaurarse.
- Jitter o desviación: Una tarea tomará un tiempo similar cada vez que esta se ejecuta, sin embargo existen pequeñas diferencias de tiempo entre una y otra ejecución, la cual llamamos jitter. Ver Figura 62

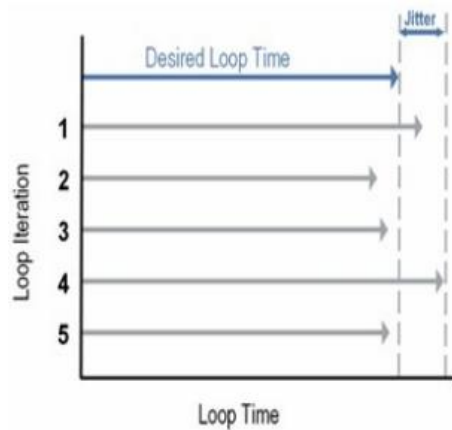


Figura 62: Jitter para diferentes ejecuciones de una misma tarea.

Fuente: <http://lsi.ugr.es/jagomez/disisoparchivos/Tema3.pdf>

- Planificador o scheduler: Es la parte del RTOS que decide que tarea se debe ejecutar en un momento determinado, según la prioridad, estado, etc. A diferencia de los planificadores de los sistemas operativos como Windows y/o Linux, en un RTOS el planificador no asigna tiempo a todas las tareas por igual, es decir que a una tarea le puede asignar bastante tiempo para su ejecución, mientras a otra le puede asignar un tiempo corto ya que es de prioridad baja.
- Semáforos: Funcionan de forma análoga que un semáforo de tránsito de vehículos, pues su función es controlar el flujo de ejecución de las tareas, haciendo que dejen de ejecutarse hasta esperar un evento determinado.

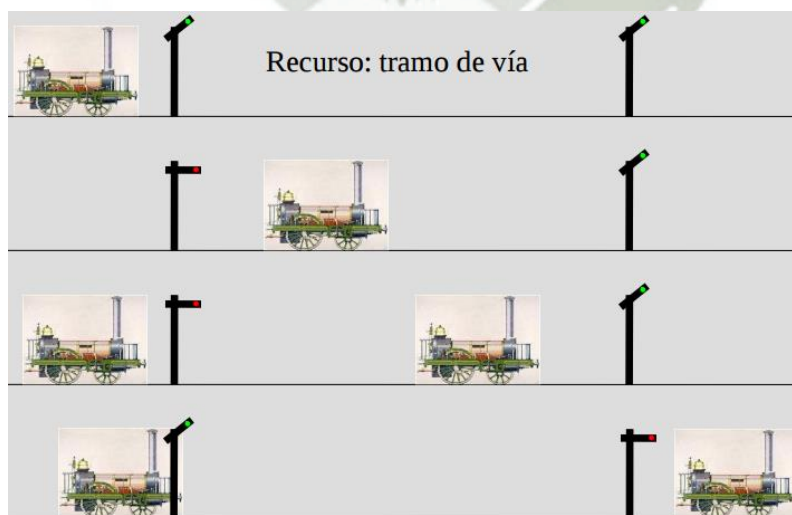


Figura 63: Analogía del funcionamiento de un semáforo en un RTOS

Fuente: https://eva.fing.edu.uy/pluginfile.php/66226/mod_resource/content/3/UD5-RTOS.2014.pdf

2.9.1 Clasificación de los RTOS

Una clasificación en función del tiempo asignado a una tarea en particular sería:

- Sistemas de tiempo real fuerte: Es decir la tarea si o si se completa en plazo de tiempo asignado.
- Sistemas de tiempo real blando: No es tan estricto en los tiempos, pero si garantiza las prioridades de tareas criticas ante otras no críticas.

2.9.2 Tipos de tareas

Tenemos 3 tipos de tareas que pueden ser implementadas en un RTOS:

- Tareas periódicas: Son tareas que se ejecutan constantemente y a un intervalo de tiempo uniforme. Por ejemplo hacer parpadear un led.
- Tareas aperiódicas: Son tareas que se ejecutan cuando ocurren eventos imprevistos y/o intempestivos. Por ejemplo el apretar un botón de una parada de emergencia.
- Tareas de procesamiento continuo: Es decir que se están ejecutando constantemente pero a un nivel de prioridad bastante bajo.

2.9.3 Estados de las tareas:

Las tareas en un RTOS tienen 4 estados básicos:

- Suspendida: Quiere decir que no está ejecutándose pero se encuentra programada con un plazo de tiempo determinada dentro del Schedule del Kernel del CPU.

- Bloqueada: Quiere decir que está totalmente paralizada y el scheduler del CPU, no le asignará ningún espacio de tiempo para ejecutarla.
- Lista: Que la tarea está ya en condiciones para ejecutarse.
- En ejecución: Quiere decir que la tarea está ejecutándose en ese momento

2.9.4 Arquitectura del RTOS

La arquitectura de un RTOS de propósito general, tiene la memoria dividida, una parte para las tareas dadas por los usuarios y otra parte reservado para el Kernel, el cual es el responsable de acceder a los recursos físicos y compartirlos para cada tarea, dando la sensación de que se ejecutan todas las tareas a la vez. Ver Sin embargo en la actualidad existen variantes a esta arquitectura básica, que han permitido reducir la latencia y el jitter en las interrupciones.

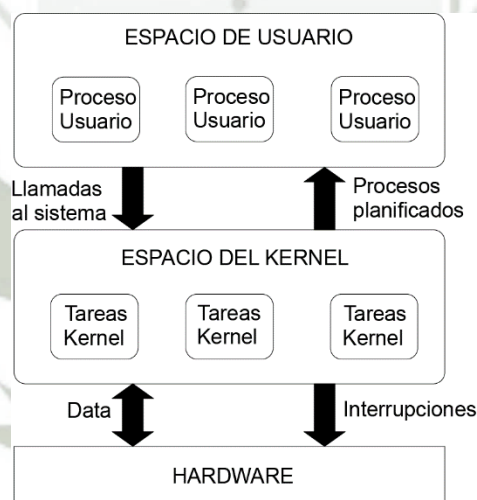


Figura 64: Arquitectura de un RTOS de propósito general

Fuente: Adaptado de <http://tornasol.datsi.fi.upm.es/ciclope-old/doc/rtos/rtos.php>

2.10 El micro-controlador

“Un micro-controlador (abreviado μC , UC o MCU) es un circuito integrado programable, capaz de ejecutar las órdenes grabadas en su memoria. Está compuesto de varios bloques funcionales, los cuales cumplen una tarea específica. Un micro-

controlador incluye en su interior las tres principales unidades funcionales de una computadora: unidad central de procesamiento, memoria y periféricos de entrada/salida.” (colaboradores de Wikipedia, Microcontrolador, 2016)

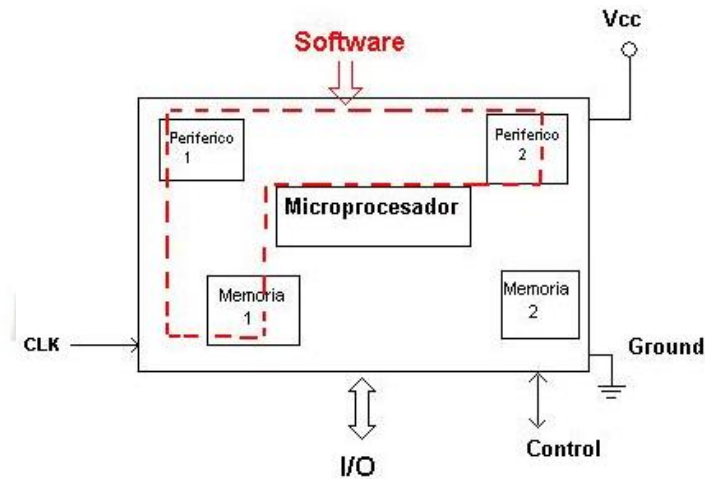


Figura 65: Esquema de un micro-controlador general
Fuente: <https://es.wikipedia.org/wiki/Microcontrolador>

Los micro-controladores son muy útiles para muchas aplicaciones por sus bajos costos, bajo consumo de energía, buenas prestaciones, entre otros; sin embargo no son los únicos que podemos encontrar en el mercado, pues existen otras opciones como los procesadores digitales de señales (DSP por sus siglas en inglés), FPGA (del inglés Field Programmable Gate Array), así también tenemos tarjetas electrónicas versátiles para múltiples aplicaciones diseñadas y ensambladas en fábricas como los recientes RASPBERRY que es un ordenador de placa reducida y de bajo costo.

2.10.1 Arquitectura

La arquitectura de la mayoría de los micro-controladores que encontramos hoy en día en el mercado, tienen su fundamentos en la arquitectura Harvard, la cual cuenta con 2 tipos de memoria, una para el programa y otra para los datos; a diferencia de la pionera y clásica arquitectura de Von Neumann que solo disponía de una sola memoria principal.

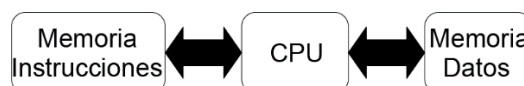


Figura 66: Arquitectura básica de un micro-controlador

2.10.2 El procesador

Es la unidad y/o bloque del micro-controlador encargada de realizar todas las operaciones lógicas, aritméticas, ejecutar instrucciones; para muchos autores es considerada la parte más importante del micro-controlador.

Existen 3 tipos de procesadores en cuanto su funcionalidad y número de instrucciones que maneja.

- CISC: Llamados así por sus siglas en inglés que en español se traducen como “Computadores de Juego de Instrucciones Complejo”. Disponen de más de 80 instrucciones.
- RISC: Llamados así por sus siglas en inglés que en español se traducen como “Computadores de Juego de Instrucciones Reducido”. Cuenta con un número reducido de instrucciones y que se ejecutan rápidamente, generalmente en un ciclo de procesamiento.
- SISD: Llamados así por sus siglas en inglés que en español se traducen como “Computadores de Juego de Instrucciones Específico”. Cuentan con un número muy reducido de instrucciones y como su nombre lo indica instrucciones específicas para realizar una tarea determinada.

2.10.3 Memoria

Podemos encontrar 2 tipos de memorias en un micro-controlador, memorias volátiles las cuales denominaremos RAM (por sus siglas en inglés “Random Access Memory”) y es en donde se almacenan datos; y la memoria no volátil a la que denominaremos ROM (por sus siglas en inglés “Read-Only Memory”) que es donde almacenamos el programa, así como también almacenamos datos.

Dentro de las memorias no volátiles podemos encontrar los siguientes tipos:

- ROM con máscara: Es de solo lectura y vienen pregrabadas de fábrica.
- EPROM: Son memoria reprogramables, pero que para borrar y volver a programarlos es necesario someterlas durante unos minutos a la luz ultra-violeta.
- EEPROM: Por sus siglas en inglés “Electrical Erasable Programmable Read Only Memory”. Es una memoria de solo lectura y programable muchas veces mediante señales eléctricas.
- OTP: Por sus siglas en inglés “One Time Programmable”. Es una memoria de solo lectura y programable una sola vez por el usuario.
- FLASH: Es una memoria similar a la EEPROM, pero con mejores prestaciones, ya que es más rápida en el acceso a su contenido, de menor consumo de energía y soporta más ciclos de lectura / escritura.

2.10.4 Registros de Entrada/ Salida

Los registros de E/S sirven para manejar señales de entrada, salida y control. Asimismo hay bloques orientados a la comunicación, los cuales serían principalmente:

- UART: De sus siglas en inglés, el cual es un adaptador de comunicación serie asíncrona.
- USART: De sus siglas en inglés el cual es un adaptador de comunicación serie síncrona y asíncrona
- Puerta paralela esclava, para poder conectarse con los buses de otros microprocesadores.
- USB (Universal Serial Bus), bus moderno serie para los PC.
- I2C: interfaz serie de dos hilos desarrollado por Philips.
- SPI: Protocolo de comunicación para interactuar con otros circuitos integrados.
- CAN (Controller Área Network), para permitir la adaptación con redes de conexasión multiplexado desarrollado conjuntamente por Bosch e Intel para el cableado de dispositivos en automóviles.

2.10.5 Bloques auxiliares

Los micro-controladores han ido evolucionando al pasar del tiempo y cada vez los fabricantes han ido aumentando bloques auxiliares a estos integrados, para de esta forma hacerlos más versátiles a las aplicaciones del usuario, por lo tanto hoy en día no es raro encontrar micro-controladores con los siguientes bloques auxiliares:

- Temporizadores o "Timers".
- Perro guardián o "Watchdog".
- Protección ante fallo de alimentación o "Brownout".
- Estado de reposo o de bajo consumo.
- Conversor A/D (CAD).
- Conversor D/A (CDA).
- Comparador analógico.
- Modulador de anchura de impulsos o PWM.

2.11 Comunicación de Datos

La comunicación de datos podemos definirla como “la transferencia física de datos (un flujo digital de bits) por un canal de comunicación punto a punto o punto a multipunto.” (colaboradores de Wikipedia, Transmisión de datos, 2016)

Podemos clasificar a los medios de transmisión como:

- Alámbricos: como fibra óptica, par trenzado, etc.
- Inalámbricos: ondas de radio cortas, largas, micro-ondas, entre otros.

La transmisión puede ser de dos clases:

- Analógica
- Digital

La forma de transmisión puede ser:

- Serie: Los bits se transmiten de uno a uno sobre una línea única.
- Paralela: Los bits se transmiten en grupo sobre varias líneas al mismo tiempo. La transmisión en paralelo es más rápida que la transmisión en serie.

Los tipos de transmisión pueden ser:

- Según el sentido de la comunicación y el instante:
 - Simplex: La transmisión de datos se produce en un solo sentido. siempre existen un nodo emisor y un nodo receptor que no cambian sus funciones.
 - Half – Duplex: La transmisión de los datos se produce en ambos sentidos pero alternativamente, en un solo sentido a la vez. Si se está recibiendo datos no se puede transmitir.
 - Full Duplex: La transmisión de los datos se produce en ambos sentidos al mismo tiempo. un extremo que está recibiendo datos puede, al mismo tiempo, estar transmitiendo otros datos.
- Según uso de señales de reloj o no:
 - Síncrona: Se utilizan canales separados de reloj que administran la recepción y transmisión de los datos.
 - Asíncrona: Cada byte de datos incluye señales de arranque y parada al principio y al final.

La comunicación para que se haga de forma ordenada y eficiente, es necesario que cumplan ciertos protocolos.

“En informática y telecomunicación, un protocolo de comunicaciones es un sistema de reglas que permiten que dos o más entidades de un sistema de comunicación se comuniquen entre ellas para transmitir información por medio de cualquier tipo de variación de una magnitud física. Se trata de las reglas o el estándar que define la sintaxis, semántica y sincronización de la comunicación, así como también los posibles

métodos de recuperación de errores. Los protocolos pueden ser implementados por hardware, por software, o por una combinación de ambos.” (colaboradores de Wikipedia, Protocolo de comunicaciones, 2016)

2.11.1 Arquitectura de las comunicaciones

Podemos nombrar 2 modelos de arquitectura de comunicación de datos:

- ISO/IEC 7498-1 o OSI (Open Systems Interconnection): Desarrollado por ISO (International Standards Organization)
- IEEE 802 : Desarrollado por la IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers)

El estándar IEEE 802, está de acuerdo en general con el modelo ISO, solo que difieren principalmente en el nivel de enlace de datos. Para IEEE este nivel está subdividido en dos:

- MAC (Medium Access Control): subnivel inferior, provee el acceso compartido de las tarjetas de red al medio físico, es decir, define la forma en que se va a acceder al medio físico empleado en la red para el intercambio de datos.
- LLC (Logical Link Control): subnivel superior, maneja la comunicación de enlace de datos y define el uso de puntos de interfaz lógico, llamado SAP (Service Access Points) de manera que otros computadores puedan emplear el mismo formato para la comunicación con los niveles superiores independientemente del MAC empleado.

LA PILA OSI



Figura 67: Niveles de abstracción del estándar OSI

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Modelo_OSI#mediaviewer/File:Pila-osi-es.svg

Como podemos observar en la Figura 67, el modelo OSI consta de 7 capas, con el propósito que nivel provea servicios al nivel superior. Este tipo de abstracción está más orientado a las redes entre computadoras, pero su estudio nos ayudará a entender mejor protocolos de comunicación entre circuitos integrados embebidos y/o redes industriales.

- Nivel 1 – Físico: Es la que se encarga de la topología de la red y de las conexiones globales, tanto en lo que se refiere al medio físico como a la forma en la que se transmite la información.

Sus principales funciones se pueden resumir en:

- Definir el medio o medios físicos por los que va a viajar la comunicación: cable de pares trenzados (o no, como en RS232/EIA232), cable coaxial, guías de onda, aire, fibra óptica.
- Definir las características materiales (componentes y conectores mecánicos) y eléctricas (niveles de tensión) que se van a usar en la transmisión de los datos por los medios físicos.
- Definir las características funcionales de la interfaz.
- Transmitir el flujo de bits a través del medio.

- Manejar las señales eléctricas del medio de transmisión, polos en un enchufe, etc.
 - Garantizar la conexión.
- Nivel 2 – Enlace de datos: Esta capa se ocupa del direccionamiento físico, del acceso al medio, de la detección de errores, de la distribución ordenada de tramas y del control del flujo.
- Nivel 3 – Red: Se encarga de identificar el enrutamiento existente entre una o más redes. Las unidades de información se denominan paquetes, y se pueden clasificar en protocolos enrutables y protocolos de enrutamiento.
- Enrutables: viajan con los paquetes (IP, IPX, APPLEALK)
 - Enrutamiento: permiten seleccionar las rutas (RIP, IGRP, EIGRP, OSPF, BGP)

El objetivo de la capa de red es hacer que los datos lleguen desde el origen al destino, aun cuando ambos no estén conectados directamente.

- Nivel 4 – Transporte: Capa encargada de efectuar el transporte de los datos (que se encuentran dentro del paquete) de la máquina origen a la de destino, independizándolo del tipo de red física que esté utilizando. La PDU de la capa 4 se llama Segmento o Datagrama, dependiendo de si corresponde a TCP o UDP. Sus protocolos son TCP y UDP; el primero orientado a conexión y el otro sin conexión. Trabajan, por lo tanto, con puertos lógicos y junto con la capa red dan forma a los conocidos como Sockets IP: Puerto (191.16.200.54:80).
- Nivel 5 – Sesión: Esta capa es la que se encarga de mantener y controlar el enlace establecido entre dos computadores que están transmitiendo datos de cualquier índole. En muchos casos, los servicios de la capa de sesión son parcial o totalmente prescindibles.

- Nivel 6 – Presentación: El objetivo es encargarse de la representación de la información, de manera que aunque distintos equipos puedan tener diferentes representaciones internas de caracteres los datos lleguen de manera reconocible.

Esta capa también permite cifrar los datos y comprimirlos. Por lo tanto, podría decirse que esta capa actúa como un traductor.

- Nivel 7 – Aplicación: Ofrece a las aplicaciones la posibilidad de acceder a los servicios de las demás capas y define los protocolos que utilizan las aplicaciones para intercambiar datos, como correo electrónico (Post Office Protocol y SMTP), gestores de bases de datos y servidor de ficheros (FTP), entre otros.

2.11.2 Protocolo o interfaz SPI

“El Bus SPI (del inglés Serial Peripheral Interface) es un estándar de comunicaciones, usado principalmente para la transferencia de información entre circuitos integrados en equipos electrónicos. El bus de interfaz de periféricos serie o bus SPI es un estándar para controlar casi cualquier dispositivo electrónico digital que acepte un flujo de bits serie regulado por un reloj (comunicación sincrónica).” (colaboradores de Wikipedia, Serial Peripheral Interface, 2015)

El SPI es un protocolo síncrono. Por tanto la transmisión se da por medio de cuatro señales que son:

- SS/Select: Sirve para activar o desactivar el circuito integrado con el cual entablaremos o no la comunicación. Esta señal es manejada por el maestro.
- MOSI (Master Output Slave Input): Encargada para enviar datos desde el maestro al esclavo.
- MISO (Master Input Slave Output): Encargada de enviar datos del esclavo hacia el maestro.
- SCLK (Clock): Es la señal encargada de la sincronización y que mediante pulsos indica cuando enviar un bit de datos por el bus.

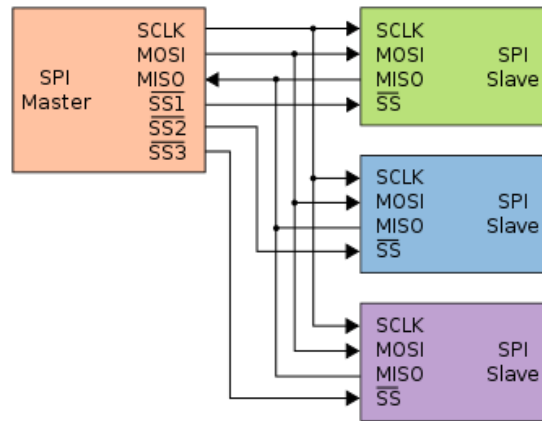


Figura 68: Configuración en paralelo de un bus SPI con un maestro y tres esclavos.

Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface#mediaviewer/File:SPI_three_slaves.svg

El protocolo SPI tiene 2 bits de configuración:

- CPOL: Del inglés “Clock Polarity” que en español sería polaridad de reloj.
- CPHA: Del inglés “Clock Phase” que en español sería fase de reloj.

Entonces como cada bit tiene 2 estados distintos, la combinación de ambas nos permite obtener 4 modos de operación distintos del SPI, tal como se muestra en las

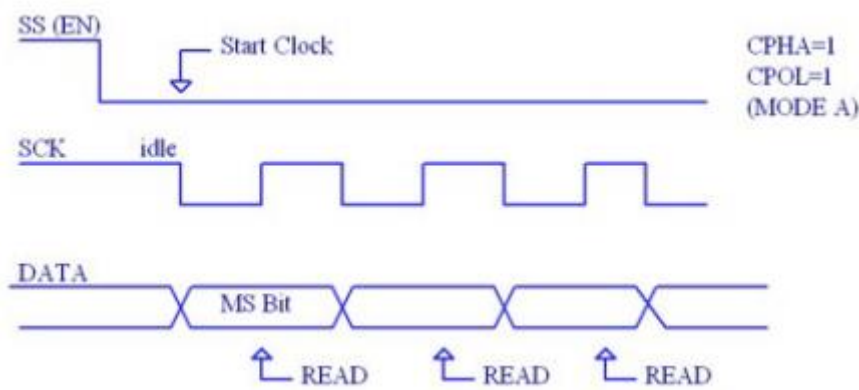


Figura 69: Modo A

Fuente: <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>

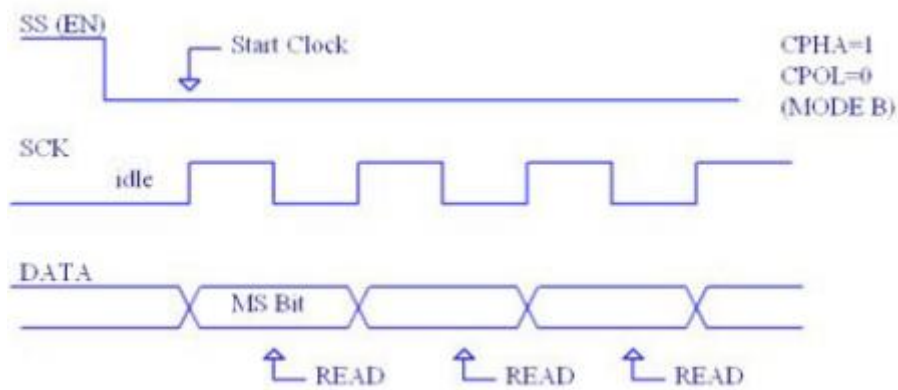


Figura 70: Modo B

Fuente: <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>

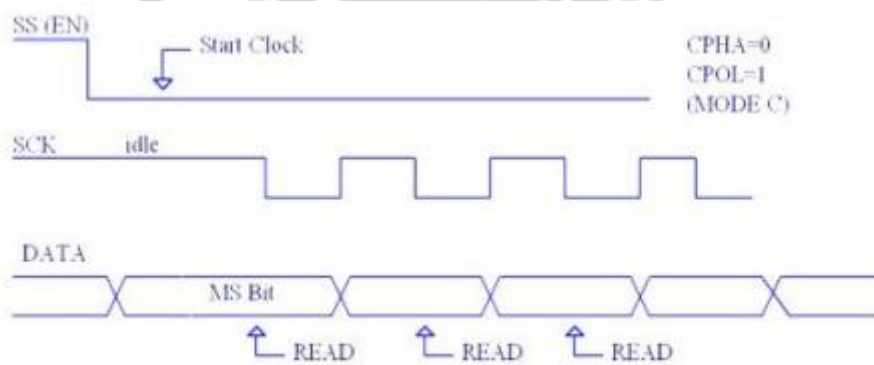


Figura 71: Modo C

Fuente: <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>

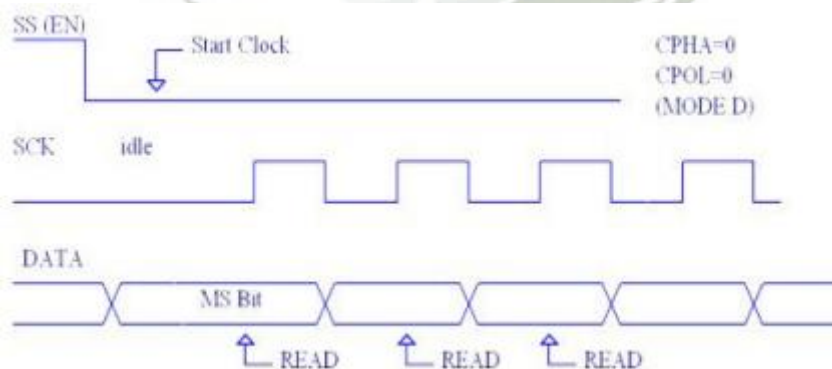


Figura 72: Modo D

Fuente: <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>

2.11.3 Protocolo UART e interfaz RS-232

UART (del inglés "Universal Asynchronous Receiver-Transmitter") que traducido al español sería Transmisor-Receptor Asíncrono Universal. El UART es un protocolo que toma bytes de datos y transmite los bits individuales de forma secuencial. El protocolo UART, no define regla alguna para la capa física por tanto las tramas pueden ser transmitidas por interfaz RS-232, RS-422, RS-485, entre otros. Hay también el denominado protocolo USART que es idéntico al protocolo UART con la diferencia que permite configurar una comunicación síncrona o asíncrona.

El interfaz RS-232 podría ser clasificado como un protocolo del nivel 1 del modelo OSI; la cual designa normas mecánicas y eléctricas para el intercambio de datos. El interfaz RS-232 fue diseñado para trabajar en conjunto con el protocolo UART o USART,



Figura 73: Conector hembra DB-9

Fuente: <https://es.wikipedia.org/wiki/RS-232>

La tabla de la Figura 74 muestra diferente tipos de conectores aceptados en la norma y las señales asignadas a cada pin.

Señal		DB-25	DE-9 (DB-9, TIA-574)	EIA/TIA 561	Host	RJ-50	MMJ
Common Ground	G	7	5	4	4,5	6	3,4
Transmitted Data	TD	2	3	6	3	8	2
Received Data	RD	3	2	5	6	9	5
Data Terminal Ready	DTR	20	4	3	2	7	1
Data Set Ready	DSR	6	6	1	7	5	6
Request To Send	RTS	4	7	8	1	4	-
Clear To Send	CTS	5	8	7	8	3	-
Carrier Detect	DCD	8	1	2	7	10	-
Ring Indicator	RI	22	9	1	-	2	-

Figura 74: Conexiones desde la perspectiva del equipo terminal de datos.

Fuente: <https://es.wikipedia.org/wiki/RS-232>

La interfaz RS-232 según la norma fue concebida para envío de datos a distancias pequeñas, de hasta 15 metros, y para velocidades lentas

Algunas de las características eléctricas principales de este protocolo son:

- Niveles de tensión no mayores a 25 V.
- La corriente de corto-circuito entre cables, no debe exceder los 0.5 [A].
- Los cables deben soportar sin ningún deterioro la corriente de falla de corto-circuito.
- La señales cuya tensión menor que - 3 V con respecto a la línea tierra o neutro se considerara como un uno lógico, asimismo las señales cuya tensión sea mayor que +3 V se considerara como nivel lógico cero.
- La impedancia del driver del circuito estando apagado deberá ser mayor que 300 Ω .

Tensión	Señal	Nivel Lógico	Control
+3 a +15	Espacio	0	On
-3 a -15	Marca	1	Off

Figura 75: Convención de tensiones y niveles lógicos del estándar RS-232

Fuente: <https://es.wikipedia.org/wiki/RS-232>

CAPÍTULO III

DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA Y DESARROLLO DEL CONTROLADOR DEL COMPENSADOR ESTÁTICO DE VAR

3.1 Descripción de la planta

Para fines demostrativos de la tarjeta de control del SVC se implementó una planta que consta de 3 módulos tal como se muestra en el “Diagrama de bloques general de la planta” (ver anexo A1, lámina EM01) y se nombran a continuación:

- Módulo de Control de Carga.
- Módulo de Instalación Eléctrica.
- Módulo Cuadro SVC.

Para su diseño se tomó en consideración los parámetros fundamentales eléctricos de sus componentes los cuales aseguran su correcta operación a partir de condiciones estacionarias y transitorias nominales. Así mismo se ha tomado en consideración recomendaciones estipulada en el “código nacional de electricidad – utilización” publicado por el ministerio de energía y minas; que contempla las medidas de prevención contra choques eléctricos e incendios, así como las medidas apropiadas para

la instalación, operación y mantenimiento de instalaciones eléctricas. Es importante mencionar que muchas recomendaciones del “Código Nacional de electricidad - Utilización” han sido adaptadas para que puedan ser aplicables a nuestro proyecto, ya que dichas normas están orientadas para aplicaciones de instalaciones eléctricas en edificios industriales o comerciales o de vivienda o hospitales, entre otros y no para módulos educativos, equipos, etc. Sin embargo sirven de una buena fuente referencial al momento de realizar el diseño de nuestra planta.

Lo que respecta a la protección de falla de cortocircuito no es necesario determinarla con precisión la corriente de falla, ya que la planta estará conectada a una instalación doméstica o similar. Por tanto los dispositivos que actúan como protección de cortocircuito, que para este caso son las cuchillas termo-magnéticas de la planta, basta con que cumplan con la normatividad internacional IEC 60898.

Para el diseño de nuestra planta hemos hecho uso de simuladores como es el ETAP y/o Simulink de Matlab, los cuales nos han servido para corroborar ciertos parámetros y cumplimiento de normas de forma rápida.

3.1.1 Antecedentes y requerimientos generales de la planta

Partimos con el antecedente que la potencia requerida para la instalación es como mínimo 2 KVA, sin tener en consideración ningún tipo de sobrecarga. Esto se eligió teniendo en cuenta el criterio básico de que la planta era para uso y fines demostrativos.

El lugar donde se ubicará nuestra planta se considera un lugar no peligroso y por tanto podemos aplicar fácilmente las recomendaciones estipuladas en el CNE020-400, para cubiertas, designación de tipo y uso.

Asumimos como datos del lugar:

- Altura: 2500 msnm
- Temperatura ambiente: 20°C
- Humedad Relativa: 14%

El lugar en donde se ubicará nuestra planta tiene la alimentación en baja tensión desde las redes de servicio público electricidad y se asume que estas cumplen con el CNE 020-502 y 020-500 (2), por tanto hemos escogido la frecuencia nominal a la cual trabajará nuestra planta 60Hz, y el nivel de voltaje nominal de operación a 220V monofásico. Así mismo asumimos que el lugar cuenta con puesta a tierra con una resistencia no mayor a 25 Ohmios.

Los símbolos utilizados en los diagramas electro-mecánicos, están bajo la norma iec-60617.

Todos los módulos se encuentran adosados a una estructura metálica, construida con tubo negro LAC cuadrado de 7/8", espesor de 0.9mm y pintado de color verde oscuro.

3.1.1.1 Del Módulo - Instalación Eléctrica

Este módulo es importante ya que contiene en su interior una instalación eléctrica la cual simula una instalación eléctrica de una industria.

El módulo de Instalación Eléctrica está hecho de aglomerado de madera MDF (fibra de densidad media) laminada de 18mm de espesor. Haciendo referencia al CNE 020-400 el modulo debe cumplir con un grado de protección no menor a IP21.

El Bus0 es alimentado por la red de energía comercial a un voltaje nominal de 220V.

El Bus0 es protegido por una cuchilla termo-magnética, que será considerada la llave principal para toda la planta. La cuchilla termo-magnética instalada es de suma importancia ya que opera para la conexión y desconexión de carga en el caso de maniobras, protección contra cortocircuitos y protección contra sobre-corrientes.

El Bus1 es alimentado por el Bus0, a través de 2 ramas, las cuales pueden ser conmutadas a través de una llave selectora. Una de las ramas contiene un reactor y la otra no es más que un alambre de cobre que conecta los dos buses antes mencionados (Bus0 y Bus1).

Del Bus1 se desprenden dos interruptores industriales tipo shuko y son los que alimentan al tablero de control de carga y al cuadro SVC respectivamente.

En el interior del módulo encontraremos un dispositivo de instrumentación para la medida corriente de la red (transformador de corriente). Asimismo el módulo tiene puntos de conexión externa tipo banana hembra para la medición de parámetros eléctricos como son (voltaje y corriente), tanto para el Bus1 como para el Bus0.

Lo anteriormente descrito se puede ver reflejado en el “Diagrama unifilar general de la planta” (ver anexo A2, lámina EM02), “Esquemático del módulo de instalación eléctrica” (ver anexo A4, lámina EM04) y en el “Diagrama de montaje mecánico del módulo de instalación eléctrica” (ver anexo A5, lámina EM05).

3.1.1.2 Del Módulo - Control de Carga

Este módulo es importante ya que contiene toda la aparamenta necesaria para controlar los niveles de carga que se conectarán al Bus1.

El módulo, consta de un tablero con 8 interruptores piloto (encendido-apagado) para el control de carga, medidor analógico de corriente y voltaje, 4 tomacorrientes, 4 sockets para focos y una cuchilla termo-magnética general de protección.

La envolvente o cubierta del módulo de control de carga está hecho de aglomerado de madera MDF laminada de 18mm de espesor. Haciendo referencia al CNE 020-400 el módulo debe cumplir con un grado de protección no menor a IP21.

Cuatro de los ocho interruptores piloto servirán para controlar el encendido de focos incandescentes de 100W cada uno, considerados como cargas resistivas y los otros 4 interruptores para controlar los tomacorrientes.

La cuchilla termo-magnética instalada es de suma importancia ya que opera para la conexión y desconexión de carga en el caso de maniobras, protección contra cortocircuitos y protección contra sobre-corrientes.

Lo anteriormente descrito se puede ver reflejado en el “Esquemático del módulo de control de carga” (ver anexo A6, lámina EM06) y en el “Diagrama de montaje mecánico del módulo de control de carga” (ver anexo A7, lámina EM07).

3.1.1.3 Del Módulo - Cuadro SVC

El módulo Cuadro SVC es un Compensador Estático de Energía Reactiva el cual está conectado al Bus1 y servirá o para compensar el factor de potencia o para controlar el nivel de voltaje según sea el caso.

El módulo consta de un tablero metálico con grado de protección no menor a IP21, según CNE020-400. Contiene en su interior, una cuchilla termo-magnética, dos fuentes de alimentación switching para alimentación de equipos electrónicos, una “tarjeta SCR” la cual contiene los rectificadores controlados de silicio (SCR) propiamente dichos, una tarjeta electrónica de control, una tarjeta FPG (fire pulse gate), un reactor y banco de condensadores con su respectivo contactor de descarga de condensadores. En la puerta del tablero hacia el exterior se encuentra montada una pantalla LCD y un keypad o tablero matricial de 4x4 como HMI de sus siglas en inglés (interfaz hombre máquina).

Todos los componentes están debidamente montados y cableados ordenadamente mediante canaletas.

Todo lo anteriormente descrito se puede ver reflejado en el “Esquemático del módulo del cuadro SVC” (ver anexo A8, lámina EM08), en el “Diagrama de conexión

del módulo del cuadro SVC” (ver anexo A9, lámina EM09) y en el “Diagrama de montaje mecánico del módulo del cuadro SVC” (ver anexo A10, lámina EM10).

3.1.2 Cálculos, dimensionamiento y especificaciones técnicas

3.1.2.1 Conductor que conecta la red comercial con el Bus0

Par el cálculo de los conductores de entrada; consideraremos la hipótesis de que nuestra planta está trabajando al 100% de su potencia nominal en régimen permanente; esto nos hace deducir que la corriente que consumirá es también la corriente nominal. Entonces tenemos:

$$|I_n| = \frac{|S_n|}{|V_n|} \quad (93)$$

$$|I_n| = \frac{2000}{220} = 9.09 [A] \quad (94)$$

Con este dato podemos seleccionar el calibre del conductor apropiado. Asimismo es recomendable sobredimensionar un poco el conductor. Debemos tomar en consideración también que el voltaje de operación es de 220V y que estará por fuera de la planta y su uso es general como cable de energía. Por tanto se recomienda el uso de un cable vulcanizado del tipo TTRF-70 (NLT) de 3 fases y calibre 14AWG, dentro de sus propiedades resaltan la flexibilidad, cubierta de PVC para cada uno de sus conductores, cubierta exterior de PVC para todo el conjunto de conductores el cual le otorga una adecuada resistencia a los ácidos, grasas, aceites y a la abrasión, así mismo facilita los empalmes, derivaciones y terminaciones. Este cable es usado en aparatos sujetos a desplazamiento.

Asimismo vemos que el cable recomendado tiene una resistencia eléctrica de $9.11\Omega/\text{Km}$ aproximadamente, así mismo debemos considerar que el largo de nuestro cable es de 2.5m. Estos datos son útiles al momento de hacer la simulación de la instalación y corroborar que nuestra instalación cumple con la norma CNE050-102 y

CNE050-104. Mayor información del cable podemos encontrar en su hoja de datos (Ver anexo D4, hoja de datos – Cable NLT).

3.1.2.2 Interruptor termo-magnético general

Este interruptor al que se hace referencia se encuentra en el “Diagrama unifilar general de la planta” (ver anexo A2, lámina EM02) y “Esquemático del módulo de instalación eléctrica” (ver anexo A4, lámina EM04) con la etiqueta QA1.

Este interruptor cumple la función de proteger los conductores y dispositivos eléctricos que se encuentren entre el Bu0 y el Bu1, incluyendo al Bus0 y al Bus1, de sobre-corrientes y fallos de cortocircuito; también protege al conductor que conecta la red comercial con el bus0, entonces tomando en cuenta estos parámetros el interruptor seleccionado cumple con las siguientes características técnicas:

- Capacidad de ruptura: 6KA.
- Norma: IEC60898
- Corriente nominal de corte: 15 [A]

Con la elección de este interruptor, ponemos indirectamente la restricción de que los dispositivos que se encuentren en el intermedio del recorrido hasta el próximo dispositivo de protección, deben poder soportar corrientes mayores o iguales a 15 A.

3.1.2.3 Conductor que interconecta el Bus0 y el Bus1

Este conductor debe soportar como mínimo una corriente de 15 amperios sin sufrir daño alguno, así mismo es preciso indicar que el conductor irá dentro de un tablero hecho de aglomerado de madera.

Por tanto se recomienda el uso de un cable del tipo GPT 3-300 y calibre 14AWG, dentro de sus propiedades resaltan. Flexibilidad, de dimensiones reducidas para cableado en el interior de tableros donde hay poco espacio. Gran calidad de

aislamiento de PVC, cuya temperatura de operación es de 75°C, resistente a vibraciones, resistente a la abrasión y dobleces, no propagador de llama.

Asimismo vemos que el cable recomendado tiene una resistencia eléctrica de 8.59Ω/Km aproximadamente, así mismo debemos considerar que el largo de nuestro cable es de 1m. Estos datos son útiles al momento de hacer la simulación de la instalación y corroborar que nuestra instalación cumple con la norma CNE050-102 y CNE050-104. Mayor información del cable podemos encontrar en su hoja de datos (Ver anexo D5, hoja de datos – Cable GPT).

3.1.2.4 Dispositivo selector

El dispositivo selector es de 3 posiciones, está mencionada en el “Diagrama unifilar general de la planta” (ver anexo A2, lámina EM02) y “Esquemático del Módulo Instalación Eléctrica” (ver anexo A4, lámina EM04), etiquetada como SS1.

La función principal de esta dispositivo es la de escoger la rama que entra en operatividad; o bien la rama con reactor de línea o bien la rama sin reactor de línea, ubicados en el “Módulo de Instalación Eléctrica” y de esta forma podamos apreciar los distintos efectos que se producen al hacer estas variaciones.

El dispositivo selector es de 3 posiciones, con una corriente de operación no menor a 15A, y voltaje de operación no menor a 220V.

3.1.2.5 Tomacorrientes industriales

Estos tomacorrientes industriales que alimentan al “Módulo - Control de Carga” y al “Módulo - Cuadro SVC” se encuentran montados en el “Módulo de Instalación Eléctrica” y están mencionados en el “Esquemático del Módulo Instalación Eléctrica” (ver anexo A4, lámina EM04) como XD4 y XD5 respectivamente.

Los tomacorrientes son tipo Schuko con tapa articulada y una corriente nominal de 16A a 230V.

3.1.2.6 Conductor que alimenta el módulo de control de carga

Este conductor va desde el tomacorriente industrial instalado en el módulo de instalación eléctrica, hasta el interruptor termo-magnético del Módulo de control de carga.

Tomando en consideración que el voltaje de operación es de 220V y que estará por fuera del Módulo y su uso es como cable de energía, se recomienda el uso de un cable vulcanizado del tipo TTRF-70 (NLT) de 3 fases y calibre 14AWG, cuya corriente nominal de operación es de 15 A y dentro de sus propiedades resaltan la flexibilidad, cubierta de PVC para cada uno de sus conductores, cubierta exterior de PVC para todo el conjunto de conductores el cual le otorga una adecuada resistencia a los ácidos, grasas, aceites y a la abrasión, así mismo facilita los empalmes, derivaciones y terminaciones. Este cable es usado en aparatos sujetos a desplazamiento.

Asimismo vemos que el cable recomendado tiene una resistencia eléctrica de $9.11\Omega/\text{Km}$ aproximadamente, así mismo debemos considerar que el largo de nuestro cable es de 1.5m. El cable está tendido a través de un tubo corrugado.

Mayor información del cable podemos encontrar en su hoja de datos (Ver anexo D4, hoja de datos – Cable NLT).

3.1.2.7 Interruptor Termo-Magnético del Módulo Control de Carga

Este interruptor al que se hace referencia se encuentra en el “Esquemático del módulo de control de carga” (ver anexo A6, lámina EM06) con la etiqueta QA2.

Este interruptor cumple la función de proteger de sobre-corrientes y fallos de cortocircuito a los conductores y dispositivos eléctricos que se encuentren entre dicho interruptor y los elementos de utilización final. Entonces tomando en cuenta lo dicho anteriormente, el interruptor seleccionado cumple con las siguientes características técnicas:

- Capacidad de ruptura: 6KA.
- Norma: IEC60898
- Corriente nominal de corte: 15A

Con la elección de este interruptor, ponemos indirectamente la restricción de que los dispositivos que se encuentren en el intermedio del recorrido hasta el elemento final de utilización, deben poder soportar corrientes mayores o iguales a 15 A.

3.1.2.8 Lámparas incandescentes

Las lámparas incandescentes se encuentran en el módulo Control de carga y simulan carga resistiva de hasta 400 watts de potencia; es decir 4 lámparas de 100W cada una.

3.1.2.9 Interruptores con luz piloto

Son en total 8 interruptores piloto que se encuentran instalados en el módulo de control de carga. Cada interruptor opera a 230V y soportan una corriente nominal de 10 A. 4 de los 8 interruptores sirven para el encendido y apagado de las lámparas incandescentes, y los otros 4 interruptores para el control de los tomacorrientes. Dichos interruptores con luz piloto aparecen en el “Esquemático del Módulo Control de Carga” (ver anexo A6, lámina EM06) con la etiqueta SF1 hasta las SF8.

3.1.2.10 Tomacorrientes doble

Dichos Tomacorrientes aparecen en el “Esquemático del Módulo Control de Carga” (ver anexo A6, lámina EM06) con la etiqueta XD1A hasta las XD4A.

Cabe señalar que la toma fue diseñada y concebida para cargas no mayores 2200 vatios, pero sin embargo el receptáculo utilizado puede soportar hasta 15 amperios tal como lo indica su ficha técnica. No podemos poner al límite la potencia del receptáculo ya que el interruptor con luz piloto que controla dichos tomacorrientes soporta un máximo de 10A.

Los tomacorrientes son dobles y de 2polos con toma a tierra.

3.1.2.11 Conductor para cableado del módulo de control de carga

Este conductor conecta la aparamenta que se encuentra en el módulo de control de carga, según lo indicado en el esquemático de dicho módulo.

Tomando en consideración que el cable va dentro del Módulo Control de Carga, el voltaje de operación es de 220V, su uso es como cable de energía, el factor de simultaneidad 0.358; y que el factor de simultaneidad es definido como el “Cociente entre la potencia eléctrica máxima que puede entregar una instalación eléctrica, y la suma de las potencias nominales de todos los receptores que pueden conectarse a ella.” (Redondo & Quintela, s.f.). Se recomienda el uso de un cable del tipo GPT 3-300 y calibre 14AWG, que dentro de sus propiedades resaltan:

La flexibilidad, dimensiones reducidas para cableado en el interior de tableros donde hay poco espacio; gran calidad de aislamiento de PVC, cuya temperatura de operación es de 75°C; resistente a vibraciones; resistente a la abrasión y dobleces; no propagador de llama y capacidad de conducción de hasta 20A.

Asimismo vemos que el cable recomendado tiene una resistencia eléctrica de 8.59Ω/Km aproximadamente, así mismo debemos considerar el largo de nuestro cable al punto más alejado es de 3m. Estos datos son útiles al momento de hacer la simulación de la instalación y corroborar que nuestra instalación cumple con la norma CNE050-102 y CNE050-104.

Mayor información del cable podemos encontrar en su hoja de datos (Ver anexo D5, hoja de datos – Cable GPT).

3.1.2.12 Conductor que alimenta el módulo del cuadro SVC

Este conductor va desde el tomacorriente industrial del módulo de instalación eléctrica, hasta el interruptor termo-magnético del módulo del cuadro SVC.

Tomando en consideración que el voltaje de operación es de 220V y que estará por fuera del módulo y su uso es como cable de energía, se recomienda el uso de un cable vulcanizado del tipo TTRF-70 (NLT) de 3 fases y calibre 14AWG, este conductor tiene las mismas propiedades del cable ya mencionado en la sección 3.1.2.6.

Asimismo vemos que el cable recomendado tiene una resistencia eléctrica de $9.11\Omega/\text{Km}$ aproximadamente, así mismo debemos considerar que el largo de nuestro cable es de 1.5m. El cable está tendido a través de un tubo corrugado.

Mayor información del cable podemos encontrar en su hoja de datos (Ver anexo D4, hoja de datos – Cable NLT).

3.1.2.13 Reactor de línea

El reactor de línea es utilizado y de suma importancia para poder controlar el nivel de voltaje de la red a través de nuestro módulo cuadro SVC.

Según ya lo visto en el marco teórico y aplicado a nuestro circuito (ver Figura 76), tenemos que:

$$\Delta V \approx \frac{Rt * P_R + Xt * (Q_R - Q_{svc})}{V_R} \quad (95)$$

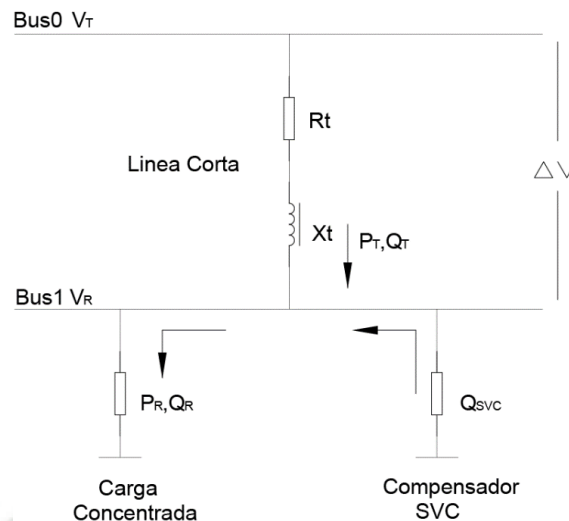


Figura 76: Unifilar de la planta

Tal como observamos en la ecuación (95) nuestro SVC influye en los niveles de voltaje a través del reactor de línea.

La reactancia del reactor de línea tiene un valor de $4.2 [\Omega]$, la cual se traduce en un inductor de 12mH aproximadamente. De acuerdo a la experiencia se eligió dicho valor, ya que al ser pequeña no limita demasiado la potencia entregada por la fuente hacia la carga; además es mayor a la resistencia de línea que encontramos en la instalación, la cual se midió con el ohmímetro y arrojó un valor de resistencia en continua $Rt_{ac} = 2.9[\Omega]$; la cual multiplicada por un factor skin 1.1 (dicho factor se asume de acuerdo a la experiencia), obtenemos la resistencia en alterna $Rt_{ac} = 3.2[\Omega]$.

3.1.2.14 Interruptor Termo-magnético del Módulo Cuadro SVC

Este interruptor al que se hace referencia se encuentra en el “Esquemático del módulo del cuadro SVC” (ver anexo A8, lámina EM08) con la etiqueta QA3.

Este interruptor cumple la función de proteger de sobre-corrientes y fallos de cortocircuito a los conductores y dispositivos eléctricos que se encuentren en el módulo cuadro SVC. Entonces tomando en cuenta lo dicho anteriormente, el interruptor seleccionado cumple con las siguientes características técnicas:

- Capacidad de ruptura: 6KA.
- Norma: IEC60898
- Corriente nominal de corte: 15A

Con la elección de este interruptor, ponemos indirectamente la restricción de que los dispositivos que se encuentren en el módulo Cuadro SVC, deben ser capaces de soportar corrientes mayores o iguales a 15 A.

3.1.2.15 Banco de condensadores

Para calcular nuestro banco de condensadores, partimos de la premisa de que nuestro módulo SVC tiene una curva de capacidad y una curva de evolución de potencia reactiva generada por el SVC en función del ángulo de disparo (α). También considerar que nuestro controlador actúa solo en la parte lineal de la curva de evolución de potencia reactiva.

Asimismo nuestro módulo servirá para 2 tipos de control:

- Corrección del Factor de Potencia.
- Regulación del nivel de voltaje.

Por tanto tenemos 2 casos de estudio.

A. Cálculo para la corrección del factor de potencia.

Hay que tener en cuenta que la planta está diseñada para una potencia nominal de operación de 2KVA y que puede soportar como rango máximo absoluto una potencia de 3.3KVA

Asumimos una carga máxima de 1110VA con un factor de potencia de 0.7; por lo tanto tenemos:

$$P_{Carga\ max} = S_{Carga\ max} * FP \quad (96)$$

$$P_{Carga\ max} = 1110 * (0.7) \quad (97)$$

$$P_{Carga\ max} = 777 [W] \quad (98)$$

Por lo tanto aplicando pitágoras para calcular la potencia reactiva máxima de la carga sería:

$$Q_{Carga\ max} = \sqrt{S_{Carga\ max}^2 - P_{Carga\ max}^2} \quad (99)$$

$$Q_{Carga\ max} = \sqrt{1110^2 - 777^2} \quad (100)$$

$$Q_{Carga\ max} = \sqrt{1110^2 - 777^2} \quad (101)$$

$$Q_{Carga\ max} = 792.69[VAR] \quad (102)$$

B. Cálculo para la regulación de voltaje

Para realizar el cálculo de esta sección, debemos tener presente las siguientes premisas:

- Nuestro módulo Cuadro SVC, se puede usar tanto para aumentar o reducir niveles de tensión, dentro de sus rangos y curvas de capacidad.
- La aplicación práctica en la industria es para sobretodo regular caídas de tensión en la red.

Para poder justificar la elección y/o cálculo de nuestro banco de condensadores es necesario remontarnos a la sección 3.1.2.13 y a la ecuación (95) en donde se observa que la variación de voltaje en los buses depende tanto de la potencia activa consumida como la reactiva. Por lo tanto reemplazando los valores ya calculados anteriormente en dicha ecuación tenemos:

$$\Delta V \approx \frac{3.2 * Pr + 4.2 * (Qr - Q_{svc})}{220} \quad (103)$$

Así mismo asumimos una carga puramente resistiva de 1040 W y una variación de voltaje igual a cero por tanto reemplazando en la ecuación (103) obtenemos:

$$Q_{svc} \approx 792.38 \text{ [VAR]} \quad (104)$$

Vemos que en el caso de estudio A y caso de estudio B obtuvimos una potencia del banco de condensadores igual a 792.69 y 792.38 [VAR] respectivamente. Entonces como los valores son bastante próximos escogemos el mayor que vendría a ser 792.69 [VAR]. Es necesario aclarar que este valor no es el del banco de condensadores, sino es la potencia reactiva necesaria que debe ser capaz de suministrar a la red nuestro SVC.

A continuación se muestra la curva de evolución de potencia reactiva generada por el SVC en función del ángulo de disparo (α) para un banco de condensadores de 912[VAR], reactor de 930[VAR], y voltaje de operación de 220V.

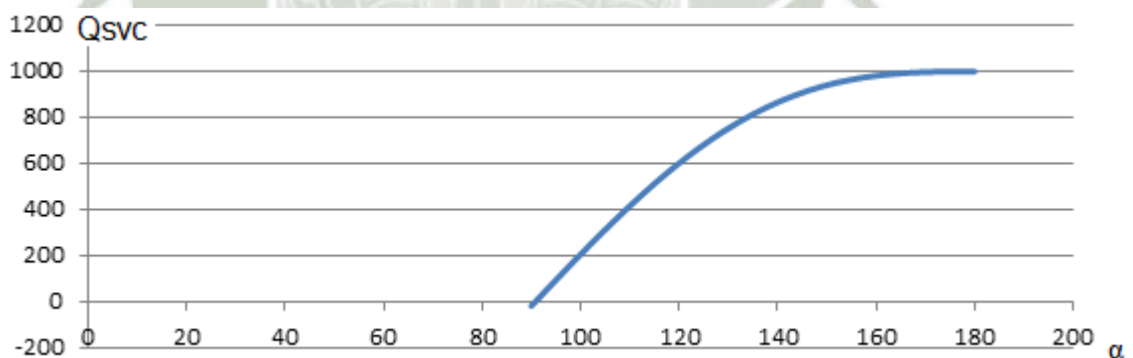


Figura 77: Curva de evolución de potencia reactiva del SVC

Como podemos observar en la Figura 77, existe una pequeña zona de comportamiento inductivo, que se encuentra cercano a los 90°. También podemos observar que la parte lineal va desde el ángulo de 90° hasta 140° aproximadamente.

Este SVC es capaz de suministrar sin salirse de la zona lineal una potencia reactiva de aproximadamente 795 [VAR], lo necesario para cubrir la demanda calculada para cada caso de control (Regulación de Voltaje y Corrección del Factor de Potencia).

Por tanto el Banco de Condensadores se traduce en:

$$C = \frac{Q_{svc}}{\omega * v^2} \quad (105)$$

$$C = \frac{912}{2 * \pi * 60 * 220^2} \quad (106)$$

$$C = 49.9[\mu F] \quad (107)$$

En conclusión escogemos un valor comercial superior más cercano que sería un banco de condensadores de 50uF compuesto por un condensador de 15uF y otro de 35uF.

3.1.2.16 Reactor del módulo cuadro SVC

Como ya habíamos visto nuestro banco de condensadores es de 50 [uF], es decir 912 [VAR] aproximadamente; y también nuestro reactor está fijado en 930[VAR], ligeramente mayor a la potencia del Banco de Condensadores. Entonces para calcular la inductancia de nuestro reactor, aplicamos la siguiente ecuación:

$$\frac{V^2}{\omega * L} = 930[VAR] \quad (108)$$

$$\frac{220^2}{2 * \pi * 60 * 930} = L[H] \quad (109)$$

$$L \approx 138[mH] \quad (110)$$

3.1.2.17 Tarjeta de tiristores

Esta Tarjeta fue diseñada con triacs BTA16 y soporta corrientes hasta de 16A. Cuenta en total con 3 canales (un triac por canal), 2 de los cuales se puede controlar su ángulo de disparo, y el otro solamente actúa como un relé de estado sólido, es decir que se dispara automáticamente en el cruce por cero, siempre y cuando se dé la orden de encendido.

Los triacs están debidamente enfriados con un disipador de calor y cuentan además con un ventilador. Cada triac cuenta con su respectivo filtro snubbing, que elimina la variación de voltaje sobre estos terminales. Asimismo la señal de mando se encuentra aislada de la parte de potencia mediante opto-acopladores.

A continuación hacemos el cálculo de corrientes para cada rama de nuestro SVC.

➤ Rama TSC:

$$I_{BC} = \frac{912}{220} \quad (111)$$

$$I_{BC} \approx 4.14[A] \quad (112)$$

➤ Rama TCR:

$$I_L = \frac{930}{220} \quad (113)$$

$$I_L = 4.22[A] \quad (114)$$

Entonces podemos ver que holgadamente nuestra tarjeta SCR, puede soportar las corrientes que circularán por dichas ramas.

3.1.2.18 FPG

El FPG de sus siglas en inglés “Fire Pulse Gate”; es una tarjeta cuya misión es la de detectar cruce por cero de la onda de nuestra red eléctrica y generar un pequeño pulso en el momento indicado para disparar los triacs, según la señal PWM de entrada que recibe de nuestra tarjeta electrónica de control.

3.1.2.19 Contactor y resistor de descarga del banco de condensadores

Como ya habíamos visto anteriormente en el marco teórico, la conexión de condensadores de potencia, pueden producir elevados transitorios de conexión aún más si el condensador no se encuentra descargado. Según la norma IEC831 la tensión residual en los condensadores debe ser inferior al 10% de su tensión nominal en el momento de su conexión.

Por tanto es importante colocar esta resistencia de descarga rápida, conectada mediante contactor de descarga.

Para dimensionar esta resistencia utilizaremos la siguiente formula:

$$\frac{V_r}{V_n} = e^{-t/RC} \quad (115)$$

Utilizaremos una resistencia de descarga de 15W, por lo tanto la corriente que soporta es de hasta 68,18mA y esto es posible siempre y cuando la resistencia sea del valor de 3KΩ; por lo tanto reemplazamos los siguientes valores en la ecuación (115): Vr=Voltaje deseado=0.1*Vn; Vn= voltaje nominal = 220[V] y C= valor del condensador = 50[uF]; R=3KΩ.

$$0.1 = e^{-t/(3000*50*10^{-6})} \quad (116)$$

$$t = 0.345[s] \quad (117)$$

Por lo tanto hemos calculado el tiempo de descarga en 345ms, lo cual funciona perfectamente para nuestra aplicación.

Respecto al contactor de descarga, hemos elegido uno que soporta holgadamente, la corriente calculada.

3.1.2.20 Transformador de corriente

La corriente a medir no es mucha pues como habíamos visto anteriormente en los puntos 3.1.2.15, para corrección de Potencia utilizaremos potencias de hasta 1100VA y para la regulación de voltaje 1040VA, por lo tanto la máxima corriente a medir es 5A. Es posible que para esta cantidad de corriente no sea necesario un transformador de corriente, pero es mejor ir familiarizándonos con este tipo de elementos ya que son los que se utilizan en la industria, en donde hablamos de grandes cantidades de corriente.

El transformador escogido es uno de micro-precisión, de la marca TALEMA; el cual como características resaltantes tenemos:

- Corriente primaria nominal de 5A y un máximo de 60 A
- Factor de conversión nominal 1000 a 1
- Carga secundaria o prestación 100 Ω
- Frecuencia nominal de 60Hz.

Así mismo cabe señalar que como es un transformador de corriente pequeño en la hoja de datos no se indica la clase de precisión para medición.

Para más información ver anexo D6 hoja de datos – transformador de corriente.

3.1.2.21 Voltímetro y amperímetro

Estos instrumentos se encuentran en el módulo de control de carga, son del tipo analógico y sirven como sus nombres lo indican para medir voltaje y corriente del módulo de control de carga.

El rango de medición para el Voltímetro es de 0 a 300V y para el amperímetro de 0 a 15 A.

Para mayor información hoja de datos del voltímetro y amperímetro.

3.2 Diseño electrónico de la tarjeta controladora

3.2.1 Introducción

En la sección 3.1.1.3, se hace referencia a una tarjeta electrónica de control la cual sirve para controlar un SVC el cual se utiliza para compensar la energía reactiva y el cual a su vez permite, o corregir el factor de potencia o regular el nivel de voltaje de la barra o bus donde esté conectado.

Como se ha visto en la sección 2.5.3, existen diferentes configuraciones del SVC, sin embargo para el desarrollo del controlador nos centramos en el TCR/TSC sin filtro, por ende la tarjeta es diseñada para controlar este tipo de configuración.

En la sección 2.5.2 se explica que las ramas TCR y/o TSC contienen un elemento de electrónica de potencia al cual denominamos válvula de tiristores y que no es más que semiconductores SCR o también conocidos como tiristores en conexión anti-paralelo.

Entonces para disparar estos tiristores es necesario de un dispositivo denominado FPG (de sus siglas en inglés “fire pulse gate”), el cual según una señal de entrada que puede ser analógica o digital, en nuestro caso una PWM, podemos controlar el ángulo de disparo de la válvula de tiristores, que se encuentra en nuestro denominada “tarjeta SCR” o “dispositivo SCR”.

El “dispositivo SCR” es una tarjeta que contiene las válvulas de tiristores con sus respectivos optoaisladores, dichos optoaisladores aíslan valga la redundancia la parte de mando de la parte de potencia o fuerza.

En las sección 3.1, se habla de los parámetros de la planta y otros aspectos considerados y que son de mucha utilidad para el diseño de la tarjeta de control.

Por tanto para la presente tesis se diseñó un prototipo de tarjeta electrónica en base a lo expuesto en esta sección y a las consideraciones mencionadas en la sección 3.2.2.

3.2.2 Requerimientos técnicos del prototipo

- Alimentación de la Tarjeta: 12V-DC y 5V-DC provenientes de fuentes independientes y aisladas galvánicamente.
- Por motivos de seguridad y robustez del diseño la tarjeta debe tener aislamiento galvánico que permita la separación de las partes funcionales del circuito eléctrico de medición y el circuito de control y comunicaciones.
- Rango de medición:
 - Voltaje: 0 a 380[V]
 - Corriente: depende del transformador de corriente.
- Precisión de medición:
 - Corriente: no especificado.
 - Voltaje: +/- 1V
- Respuesta en tiempo real, es decir las mediciones se deben realizar en cortos periodos de tiempo.
- Temperatura ambiente de operación: 10°C a 50°C.
- Debe contar con un controlador discreto basado en un algoritmo PID autoajutable cuando esté funcionando en modo “Regulación de voltaje”.
- Debe contar con un controlador discreto basado en un algoritmo proporcional cuando esté funcionando en modo “Corrección del Factor de Potencia”.
- Contar con HMI (interfaz Hombre Máquina) para configuración del equipo in situ.

- El HMI debe estar conformado por una pantalla grafica LCD y un teclado matricial 4x4 (16 teclas).
- La salida del controlador debe ser PWM.
- Debe contar con tres leds indicadores de Encendido, Status y Error, de colores verde, naranja y rojo, respectivamente.
- Debe aceptar como sensor de corriente un transformador de corriente.
- Debe contar con 3 salidas tipo relé. Uno para manejar un ventilador el cual ayuda al enfriamiento de los triacs cuando estos estén en funcionamiento, otro para controlar un contactor de descarga del banco de condensadores y un último relay como salida auxiliar.
- Debe contar con puerto que sirva para actualización del firmware.
- Adicionalmente en el diseño de hardware se debe considerar una ampliación para:
 - Módulo de comunicación con protocolo MODBUS e interfaz 485.

3.2.3 Diseño del hardware

3.2.3.1 Diagrama de bloques

El “Diagrama de bloques físico de la tarjeta electrónica de control” (ver anexo A11, lámina EL01), consta de 24 bloques cuyas funciones se explicara a continuación:

- A. Bloque1 –“Regulador de 12 a 5 V””: Está implementado con un regulador de voltaje 7805 y sus respectivos capacitores, puede entregar una corriente máxima de 1amperio, su función es como su nombre lo indica mantener un voltaje constante en 5V, atenuando la denominada tensión de rizado de la fuente en continua, para hacerla más limpia aún y así pueda ser utilizada por circuitos integrados sin ningún problema.
- B. Bloque2 –“Regulador de 5 a 3.3V””: Tiene la misma función que el bloque1 con la diferencia que está implementado con un regulador de voltaje regulable LM317, con sus respectivas resistencias y condensadores, calibrado para salida de 3.3V.

- C. Bloque3 –“Adaptación Señal””: Este bloque forma parte del grupo de medición y cumple la función de filtro de señal y transformación de la corriente de salida del transformador de corriente en niveles de voltaje a través de los resistores de burdon, para luego esta señal ingresar al siguiente bloque de “Procesamiento de Señal ADE78XX”.
- D. Bloque4 –“Adaptación Señal””: Este bloque forma parte del grupo de medición y cumple la función de filtro de señal y atenuación de los niveles de voltaje, mediante una simple red divisor de voltaje implementada con resistores, para luego esta señal ingresar al siguiente bloque de “Procesamiento de Señal ADE78XX”, con los niveles de voltaje correspondiente.
- E. Bloque5 –“Procesamiento de Señal ADE78XX”” : Este bloque está basado en el circuito integrado ADE7878 de Analog Devices, el cual es un chip de altas prestaciones para medir energía eléctrica trifásica, con comunicación serial y 3 salidas flexibles tipo pulso. El ADE7878 tiene incorporado 7 conversores análogo digital y todo el procesamiento de señal requerido para computar la (fundamental y armónicos) energía activa, reactiva y aparente, así como los valores RMS, periodos, y otros parámetros importantes que se desea conocer de una red eléctrica.

En nuestro proyecto se está trabajando con una red monofásica, es por tanto que solo se utilizará un canal del medidor ADE7878.

Una vez la señal de corriente haya sido adaptada mediante el bloque3 de adaptación de señal, sigue un procesamiento análogo-digital dentro del circuito integrado ADE7878, el cual consiste en amplificar la señal entrante a través del PGA de sus siglas en inglés (Programmable Gain Amplifier), en este caso colocaremos el amplificador con ganancia igual a 1, para luego hacer la conversión a una señal digital mediante un ADC, luego al estar habilitado el HFP (High Pass Filter) la señal pasa-a través de este y es eliminada la componente de continua (DC offset). El integrador digital se encuentra

deshabilitado en este caso ya que como estamos utilizando transformador de corriente no es necesario, (es necesario solo cuando se utiliza un sensor tipo Rogowski), seguidamente la señal es amplificada, para después seguir siendo procesada por algoritmos y así determinar el cruce por cero, valores RMS, potencia fundamental y total, tanto de la activa, reactiva y aparente, entre otros (ver Figura 46).

En nuestro caso nos interesa conocer el valor RMS de la fundamental, intervalo de desfase entre la corriente y el voltaje de un mismo canal, entonces vamos a explicar primeramente como se hace obtiene el valor RMS de la corriente fundamental, que tal como se muestra en la Figura 56, la señal es elevada al cuadrado, y luego filtrada a través de un filtro pasa-bajos (LPF –Low Pass Filter), para luego sumarle un valor offset que en nuestro caso lo colocamos en cero, finalmente se calcula la raíz cuadrada y el valor es almacenado en el registro XIRMS de 24 bits de ancho.

Ahora vamos a explicar el procesamiento que sigue a señal de voltaje. Una vez la señal de voltaje haya sido adaptada mediante el bloque4 de adaptación de señal, sigue un procesamiento análogo-digital dentro del circuito integrado ADE7878, el cual consiste en amplificar la señal entrante a través del PGA de sus siglas en inglés (Programmable Gain Amplifier), en este caso colocaremos el amplificador con ganancia igual a 1, para luego hacer la conversión a una señal digital mediante un ADC, luego al estar habilitado el HFP (High Pass Filter) la señal pasa-a través de este y es eliminada la componente de continua (DC offset), que haya podido ser introducida durante las etapas anteriores a esta, seguidamente la señal es amplificada, para después seguir siendo procesada por algoritmos y así determinar el cruce por cero, valores RMS, potencia fundamental y total, tanto de la activa, reactiva y aparente, entre otros (ver Figura 49).

En nuestro caso nos interesa conocer el valor RMS de la fundamental, intervalo de desfase entre la corriente y el voltaje de un mismo canal; entonces vamos a explicar cómo se obtiene el valor RMS del voltaje fundamental.

Tal como se muestra en la Figura 78, la señal es elevada al cuadrado, y luego filtrada a través de un filtro pasa-bajos (LPF –Low Pass Filter), esto con el fin de obtener solo la fundamental eliminando las armónicas que pudieran existir, luego se le suma un valor offset que en nuestro caso lo colocamos en cero, finalmente se calcula la raíz cuadrada y el valor es almacenado en el registro XVRMS de 24 bits de ancho.

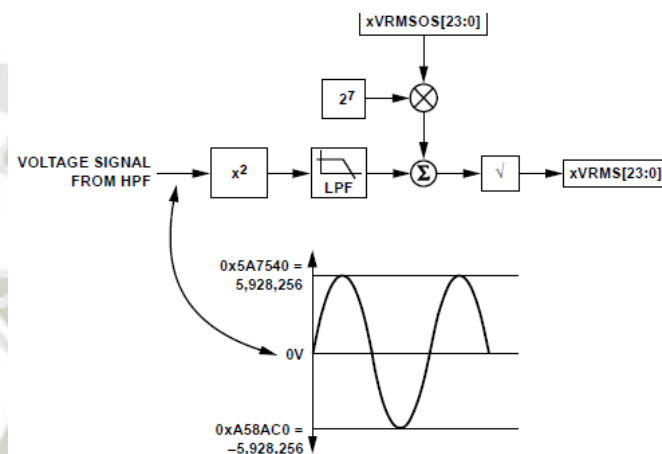


Figura 78: Procesamiento de señal para el cálculo del voltaje RMS

La salida del filtro pasabajos tanto para el canal de corriente como para el de voltaje, es usada para generar eventos del cruce por cero y midiendo el tiempo de retraso que existe entre la transición de negativo a positivo identificado por el circuito detector de cruce por cero del voltaje y la corriente de la misma fase, es que obtenemos el intervalo de retraso entre ambas señales.

Es preciso mencionar que nuestro transformador de corriente introduce errores de fase entre 0.1° a 3° , los cuales pueden introducir errores en nuestras mediciones, por tanto es necesario corregirlas, por tanto inmediatamente después de que las señales son digitalizadas mediante el conversor ADC del ADE7878, este error es compensado y corregido a través de los registros XPHCAL (ver Figura 79).

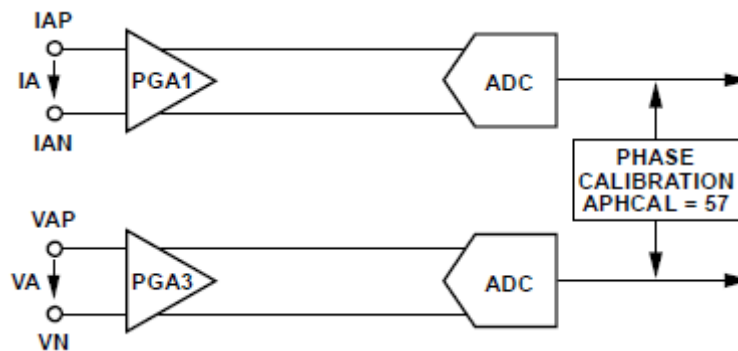


Figura 79: Procesamiento para la compensación de fase

- F. Bloque6 –“Aislamiento Digital””: El objetivo de dicho bloques no es más que la de aislar galvánicamente el circuito de medición y del controlador mediante opto-acopladores.
- G. Bloque7 –“Leds Indicadores””: Los leds indicadores, tienen la función como su nombre lo recalca de indicar visualmente cuando hubo una interrupción generada por nuestro medidor y también para visualizar las salidas de pulso CFx de nuestro medidor.
- H. Bloque8 “Aislamiento Digital””: El objetivo de dicho bloques el mismo que el del bloque 6.
- I. Bloque9 “Salida CF””: Este bloque es simplemente la interfaz de salida de pulsos, de nuestra tarjeta relacionada a nuestro IC medidor ade7878, una vez ya aisladas galvánicamente.
- J. Bloque10 “Expansión Memoria””: Este bloque tiene por objeto ampliar la memoria de almacenamiento de nuestro MCU-1 (Bloque23), y en donde se pueda almacenar ciertas variables del proceso y principalmente, los gráficos de las pantallas de nuestro interfaz HMI.
- K. Bloque11 “Teclado Matricial””: Proporciona una interfaz sencilla de entrada de datos.

- L. Bloque12 “Entrada Digital Auxiliar”: Es simplemente una entrada digital, pero con alta ganancia para que entradas de pequeños niveles de voltaje sean considerados como un uno lógico.
- M. Bloque13 “Pantalla Gráfica”: Es parte del HMI, .y lo conforma una pantalla plana formada por una matriz de píxeles monocromos colocados delante de una fuente de luz reflectora. Dispone de una memoria RAM interna del mismo tamaño de la capacidad que dispone la pantalla. El controlador que dispone es un ST7920.
- N. Bloque14 “Leds Indicadores”: Este bloque lo conforman 3 leds indicadores con sus respectivos circuitos de excitación, y son Power, Status y Error, de colores verde, naranja y rojo, respectivamente. Power indica que la tarjeta esta energizada, Status indica el controlador está o no en ejecución, y por ultimo error indica que hubo una falla en el proceso.
- O. Bloque15 “Salida Relay”: Son salidas que tiene la tarjeta de control del tipo electromecánico, siendo específicos salida tipo relay.
- P. Bloque16 “Salida Transistor PWM”: Son dos salidas transistorizadas en modulación por ancho de pulso, que indican a la tarjeta el FPG el ángulo de conducción de los tiristores.
- Q. Bloque17 “Salida Transistor TSC”: Es una salida transistorizada tipo on/off, especialmente para que conecte el banco de condensadores en el momento preciso, y así no se generen exorbitantes picos de corriente.
- R. Bloque18 “ICSP”: Este bloque utiliza una tecnología incluida en todos los micro-controladores PIC de Microchip, posibilitando la reprogramación de los mismos sin que sea necesaria la remoción de éstos de su circuito de aplicación. Entonces toda la circuitería que va en este bloque permite la programación (lectura, escritura y verificación) del firmware, en este caso exclusivamente del Bloque 23 (MCU-1).

- S. Bloque19 “MCU-2”: Es un bloque que pertenece al grupo de “Comunicación Industrial” y como está en los requerimientos no se precisa su implementación. Estaría formado por un micro-controlador el cual contendría un firmware de comunicaciones basado en protocolo industrial MODBUS.
- T. Bloque20 “ICSP”: Este bloque utiliza una tecnología incluida en todos los micro-controladores PIC de Microchip posibilitando la reprogramación de los mismos sin que sea necesaria la remoción de éstos de su circuito de aplicación. Entonces toda la circuitería que va en este boque permite la programación (lectura, escritura y verificación) del firmware, en este caso exclusivamente del Bloque 19.
- U. Bloque21 “RS-485”: Es un bloque que contiene toda la circuitería necesaria para crear la interfaz con el protocolo físico industrial 485.
- V. Bloque22 “UART”: Este bloque contiene pines que sirven de interfaz para comunicar la computadora con el MCU-1 (Bloque 23), a través de un cable especial USB-SERIAL.
- W. Bloque23 “MCU-1”: Es un bloque considerado el corazón de la tarjeta, lo conforma un micro-controlador y toda la circuitería necesaria para el manejo de los periféricos y demás bloques de la tarjeta, asimismo es aquí donde están alojados los drivers, y algoritmos de control.
- X. Bloque24 “UART”: Este bloque contiene pines que sirven de interfaz para comunicar la computadora con el MCU-2 (Bloque 19), a través de un cable especial USB-RS232.

3.2.3.2 Diseño de Circuitos

En esta sección se identifican claramente las señales que se manejarán, especialmente las de entrada y salida, con la ayuda de los bloques físicos funcionales vistos en la sección anterior 3.2.3.1, a partir de los cuales hemos diseñado circuitos,

considerando desde luego las especificaciones y requerimientos previamente establecidos.

Cabe mencionar que en esta sección se aplican fundamentos de la ingeniería electrónica y circuitos eléctricos para el diseño de los circuitos involucrados. Asimismo se realizaron simulaciones a través de software.

En el anexo A, láminas EL02-A, EL02-B, EL02-C, EL02-D, que corresponden al “Diagrama Esquemático de la Tarjeta de control”, los componentes están etiquetados según la siguiente nomenclatura propia:

Numero de Bloque - Letra de Componente - Número de Componente

De esta manera los componentes son fácilmente reconocibles para saber a qué bloque pertenecen, facilitando de esta manera su mantenimiento, reparación, modificación y/o depuración.

El Bloque 1 y 2, están basados en reguladores de voltaje, y para estos se encontraron distintas configuraciones de circuitos, que requerían entre componentes pasivos como activos tipo OPAM. El circuito por el que se optó es de componentes pasivos (capacitores y resistencias), tal como se aprecia en la Figura 80.

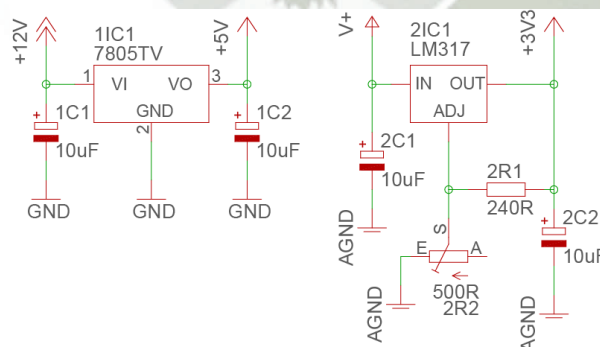


Figura 80: Circuitos de los reguladores de Voltaje de 5V y 3.3V

La Figura 81, muestra el esquema de adaptación de señal usado para la medición de corriente en la fase A, las salidas de los sensores, están conectadas al conector 3X1.

Las resistencias 3R1 y 3R2 son las resistencias de carga o denominadas también resistencias burden., se pueden desactivar utilizando los jumpers 3JP1 y 3JP2. Las redes RC 3R3 / 3C1 y 3R4 / 3C2 se utilizan en conjunción con bobinas de Rogowski. Ellos se pueden desactivar utilizando los jumpers 3JP3 y 3JP4. Las redes 3R5 / 3C3 y 3R6 / 3C4 son los filtros anti-aliasing. La frecuencia de corte de estos filtros paso bajo es de 7,2 kHz. Todos los otros canales actuales (es decir, la fase B, la fase C, y la corriente de neutro) tienen una estructura de entrada similar.

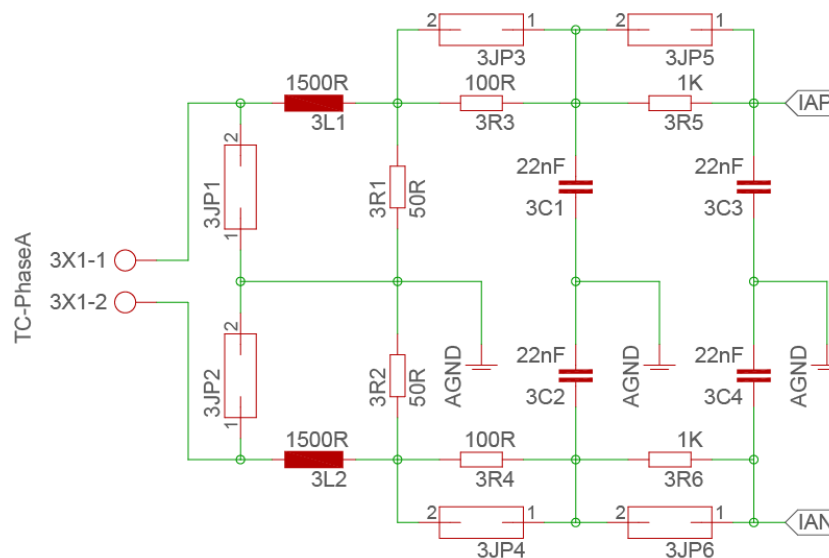


Figura 81: Adaptación de señal para la medición de corriente

Las resistencias de carga, han sido definidas en función de la relación de transformación del transformador de corriente y la máxima corriente del sistema utilizando la siguiente formula:

$$3R1 = 3R2 = 0.5 * \frac{0.5}{\sqrt{2}} * \frac{N}{I_{FS}} \quad (118)$$

En donde $0.5/\sqrt{2}$ es el valor RMS del voltaje de full scale aceptado por el circuito integrado ADE7878, N es el factor de conversión del transformador de corriente (entrada/salida), I_{FS} es la corriente full escale, que para este caso la estableceremos en 3.76 [A].

Reemplazando estos valores en la ecuación (118) obtenemos:

$$3R1 = 3R2 = 0.5 * \frac{0.5}{\sqrt{2}} * \frac{1000}{3.76} \quad (119)$$

$$3R1 = 3R2 = 47[\Omega] \quad (120)$$

Cabe mencionar que con este valor de resistencia de carga, nuestro medidor puede soportar sostenidamente mediciones de corriente de hasta 15[A], pero todas aquellas que estén por encima de los 3.76 [A] establecidos, serán considerados sobre-corriente por el circuito integrado ADE7878.

En el bloque 4, podemos encontrar el circuito de adaptación de señal para los canales de voltaje. Las conexiones de entrada para la medición de voltaje, pueden ser directamente conectadas a las líneas de voltaje ya que dicho voltaje es atenuado con un simple divisor de voltaje.

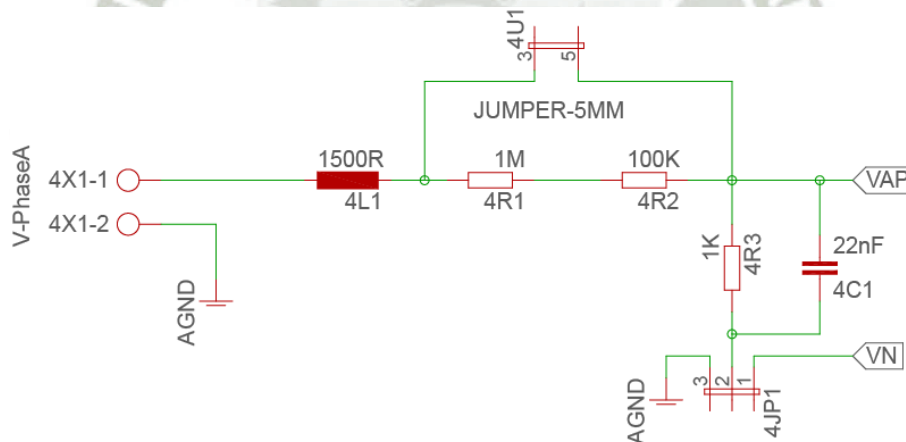


Figura 82: Adaptación de señal para l medición de voltaje

La Figura 82 muestra una conexión típica de la Fase A; las entradas de tensión; el divisor resistivo está activada mediante la apertura del jumper 4U1. El filtro anti-aliasing en la ruta VN se habilita mediante la apertura del puente 4JP4, también se abren 4JP1 y 4JP5. La entrada analógica VN está conectado a AGND a través del filtro anti-aliasing 4R10 / 4C4 utilizando el conector 4JP5.

Es importante mencionar que el nivel de la señal máxima permitida en las clavijas VAP, VBP, y VCP del ADE7878 es de 0,5 V, aunque las entradas analógicas del circuito integrado-ADE7878 pueden soportar ± 2 V sin riesgo de daño permanente.

Entonces para calcular el voltaje full scale, tenemos:

$$V_{FS} = \frac{0.5 * (4R1 + 4R2 + 4R3)}{4R3 * \sqrt{2}} [V_{rms}] \quad (121)$$

$$V_{FS} = \frac{0.5 * (1000K + 100K + 1K)}{1K * \sqrt{2}} \quad (122)$$

$$V_{FS} = 388.908[V_{rms}] \quad (123)$$

El esquemático del Bloques 5, es el que se muestra a continuación, no hay mucho que comentar al respecto, ya que es el circuito típico que se encuentra de dicho integrado.

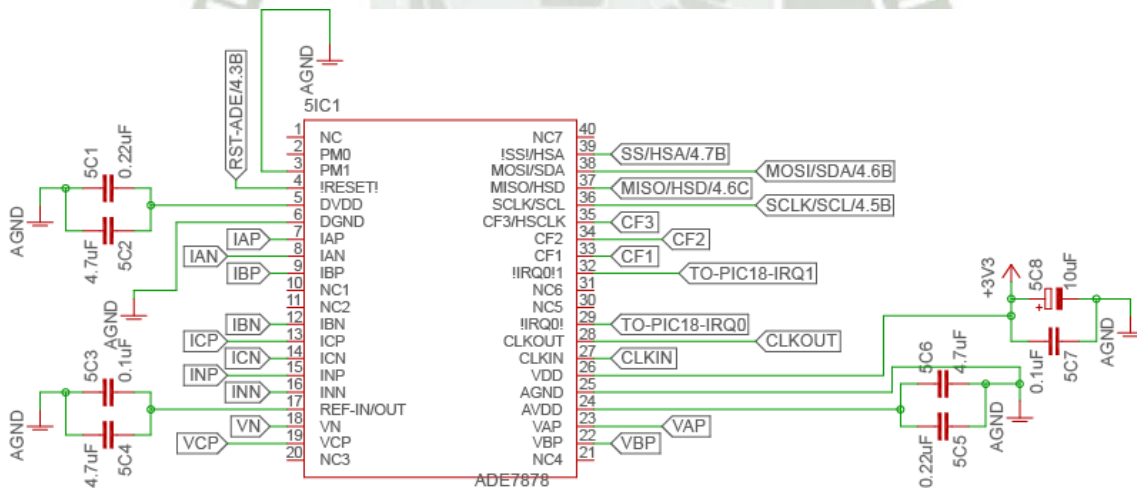


Figura 83: Esquemático del circuito del bloque 5

Los bloques 6 y 8, son circuitos de aislamiento con opto-acoplador, específicamente opto-transistores, tal como se ve en la Figura 84, Figura 85 y Figura 86.

La tierra encontrada en el lado de 3.3V se le llama AGND y la del lado de los 5V que es la que conecta con la parte del controlador, la denominamos simplemente GND.

Al seleccionar los componentes es importante también considerar la frecuencia a la cual trabajaremos y si estos pueden trabajar a dicha frecuencia.

Para los circuitos del tipo mostrado en la Figura 84, tenemos:

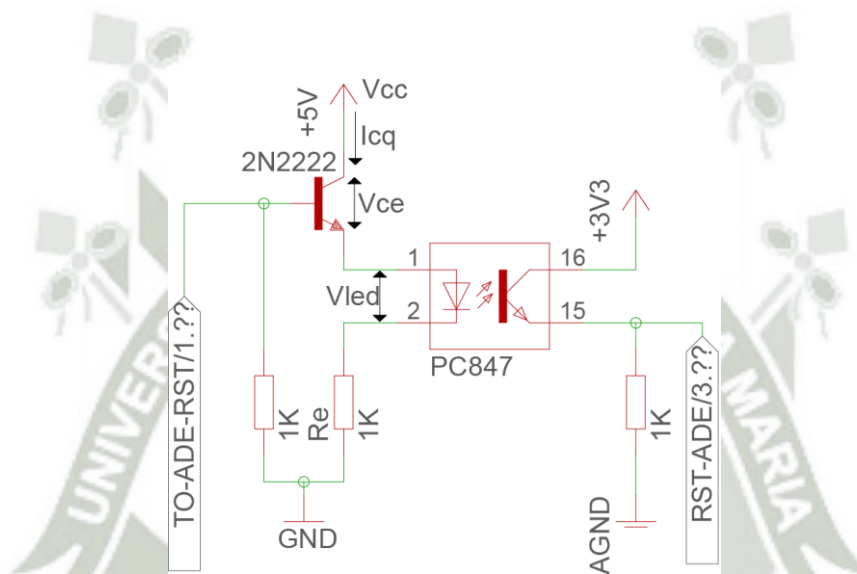


Figura 84: Circuito del opto-acoplador, entrada del uC y salida hacia el ADE7878

El transistor 2N2222, trabaja en las zonas de corte y saturación, por tanto tenemos

➤ Recta de carga:

$$V_{cc} = V_{ce} + V_{led} + I_{cq} * R_e \quad (124)$$

En donde V_{cc} es el voltaje de la fuente, V_{ce} es la caída entre los terminales colector y emisor del transistor (2N2222) y para este caso es despreciable, V_{led} es el voltaje en los terminales 1-2 del opto-acoplador, I_{cq} es la corriente de carga propiamente dicha, R_e es la resistencia de emisor.

Como necesitamos una corriente de 5 mA para excitar el led del opto-acoplador, y reemplazando valores según la hoja de datos de los componentes en la ecuación (124), tenemos:

$$5 \approx 1.2 + 5 * R_e \quad (125)$$

$$R_e \approx 0.76K \quad (126)$$

➤ Recta de Polarización:

Al carecer transistor de una resistencia de base, esto nos asegura que el transistor se encontrara siempre trabajando en las zonas de corte y saturación, cuando el voltaje de base sea 0V y/o 5V respectivamente.

Asimismo hemos añadido una resistencia de pull-down en la base del transistor, para mejorar la estabilidad y definición de los voltajes que se ingresan a la base.

Para la parte del opto-transistor tenemos que la caída de voltaje entre el colector y el emisor es de 0.1V, asimismo la resistencia de emisor la estableceremos en 1K por lo que la corriente de carga termina siendo 3.2 [mA].

Para los circuitos del tipo mostrado en la Figura 85, tenemos:

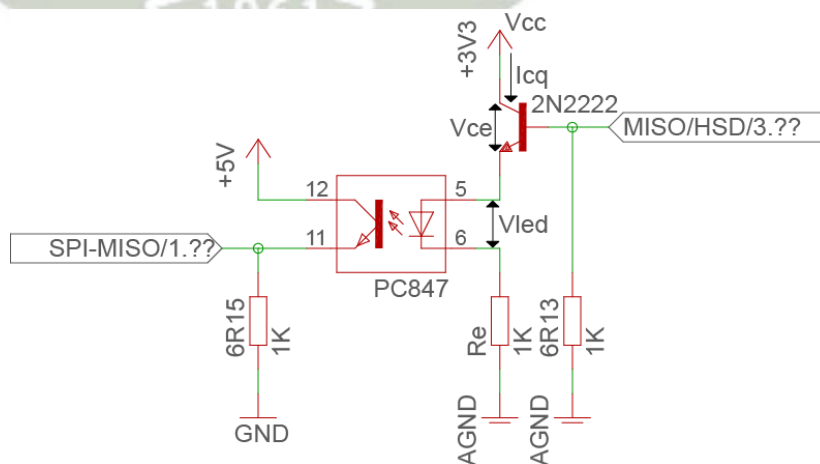


Figura 85: Circuito del opto-acoplador, entrada del ADE y salida hacia el uC

En donde vemos que el circuito es casi parecido al anterior (ver Figura 84), con la diferencia que la entrada está en el lado de los 3.3V y la salida en el lado de los 5V.

El transistor 2N2222, trabaja en las zonas de corte y saturación, por tanto tenemos:

➤ Recta de carga:

$$V_{cc} = V_{ce} + V_{led} + I_{cq} * R_e \quad (127)$$

En donde V_{cc} es el voltaje de la fuente (3.3V), V_{ce} es la caída entre los terminales colector y emisor del transistor (2N2222) y para este caso es despreciable, V_{led} es el voltaje en los terminales 5-6 del opto-acoplador, I_{cq} es la corriente de carga propiamente dicha, R_e es la resistencia de emisor.

Como necesitamos una corriente de 5 [mA] para excitar el led del opto-acoplador, y reemplazando valores según la hoja de datos de los componentes en la ecuación (127), tenemos:

$$3.3 \approx 1.2 + 5 * R_e \quad (128)$$

$$R_e \approx 0.42K \quad (129)$$

➤ Recta de Polarización:

Al carecer transistor de una resistencia de base, esto nos asegura que el transistor se encontrara siempre trabajando en las zonas de corte y saturación, cuando el voltaje de base sea 0V y/o 5V respectivamente.

Asimismo hemos añadido una resistencia de pull-down en la base del transistor, para mejorar la estabilidad y definición de los voltajes que se ingresan a la base.

Para la parte del opto-transistor tenemos que la caída de voltaje entre el colector y el emisor es de 0.1V, asimismo la resistencia de emisor la estableceremos en 1K por lo que la corriente de carga termina siendo 4.9 [mA].

Para los circuitos del tipo mostrado en la Figura 86, tenemos

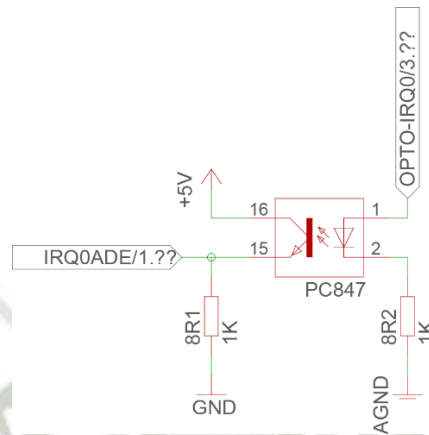


Figura 86: Opto-acoplador sin transistor 2N2222 a la entrada

En donde vemos que el circuito es casi parecido al anterior (ver Figura 85), con la diferencia que ya no encontramos el transistor 2N2222 a la entrada. La corriente que a pasa a través del led del opto-acoplador es de 3.3mA. Y en la parte del opto-transistor, cuando este se encuentra en conducción, la corriente que pasa través de él es de 5mA.

En el bloque 7 encontramos el siguiente tipo de circuito.

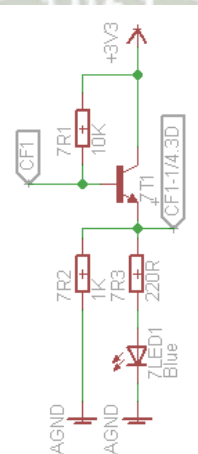


Figura 87: Esquemático del circuito del bloque 7

En total son 5 circuitos de este tipo, para las señales IRQ0, IRQ1, CF1, CF2 y CF3.

El transistor 2N2222, trabaja en las zonas de corte y saturación, por tanto tenemos:

$$I_{cq} = I_{cq1} + I_{cq2} \quad (130)$$

➤ Recta de carga:

$$V_{cc} = V_{ce} + V_{led} + I_{cq1} * R_e \quad (131)$$

En donde V_{cc} es el voltaje de la fuente (3.3V), V_{ce} es la caída entre los terminales colector y emisor del transistor (2N2222) y para este caso es despreciable, V_{led} es el voltaje en los terminales del diodo emisor de luz, I_{cq} es la corriente de carga propiamente dicha, que se divide en I_{cq1} e I_{cq2} .

Como necesitamos una corriente de 9.5 mA para excitar el led indicador, y reemplazando valores según la hoja de datos de los componentes en la ecuación (131), tenemos:

$$3.3 \approx 1.2 + 9.5 * R_e \quad (132)$$

$$R_e \approx 0.22K \quad (133)$$

La resistencia de desacople que se encuentra conectada en paralelo a la rama del led, nos sirve para mejorar la estabilidad y definición de los voltajes que se ingresaran a la etapa o bloque según corresponda. La corriente que a traviesa dicha resistencia es de 3.3 [mA].

Entonces tenemos, reemplazando valores en la ecuación (130):

$$I_{cq} = 9.5 + 3.3 \quad (134)$$

$$I_{cq} = 12.8 [mA] \quad (135)$$

➤ Recta de Polarización:

Al carecer el transistor de una resistencia de base, esto nos asegura que el transistor se encontrara siempre trabajando en las zonas de corte y saturación, cuando el voltaje de base sea 0V y/o 3.3V respectivamente.

Asimismo hemos añadido una resistencia de pull-up de 10K en la base del transistor, para mejorar la estabilidad y definición de los voltajes que se ingresan a la base.

El circuito del bloque 9 es bastante simple, pues solo se trata de pines conectados a sus respectivas señales (ver Figura 88).

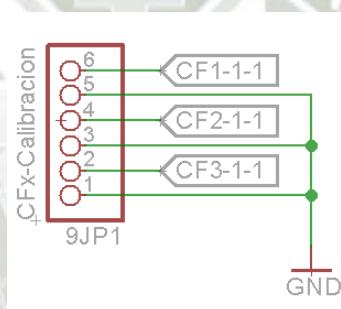


Figura 88: Esquemático del circuito del bloque 9

Lo que respecta a la parte de expansión de memoria, no es más que un módulo de SD-CARD con comunicación SPI. Sin embargo como ya es sabido, la SD-CARD, es un arreglo de memorias flash, las cuales almacenan información según un tipo de formato de sistema de archivos los cuales pueden ser FAT, FAT32, etc. En nuestro caso no haremos uso de dichos formatos, sino utilizaremos la SD-CARD simplemente como un banco de memorias flash, y por lo tanto tendremos acceso a esta como tal, esto gracias al driver para PIC que utilizaremos para manejar la SD CARD, que lo veremos más adelante en la sección 3.2.4.

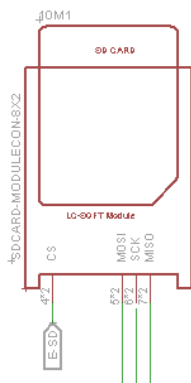


Figura 89: Esquemático de la SD-CARD

La parte del teclado matricial compromete parte de la circuitería del bloque 23, por tanto vamos a explicar que el micro-controlador, perteneciente al bloque 23, maneja un IC4066, el cual posee en su interior 4 interruptores bilaterales, lo cual nos permite darle doble uso a los pines RB1 y RB2 de nuestro micro-controlador (PIC18F452), ya que lo utilizamos tanto para el teclado matricial en un momento dado, y como entradas de las señales de interrupción IRQ0 e IRQ1 de nuestro medidor ADE7878 en otro momento dado.

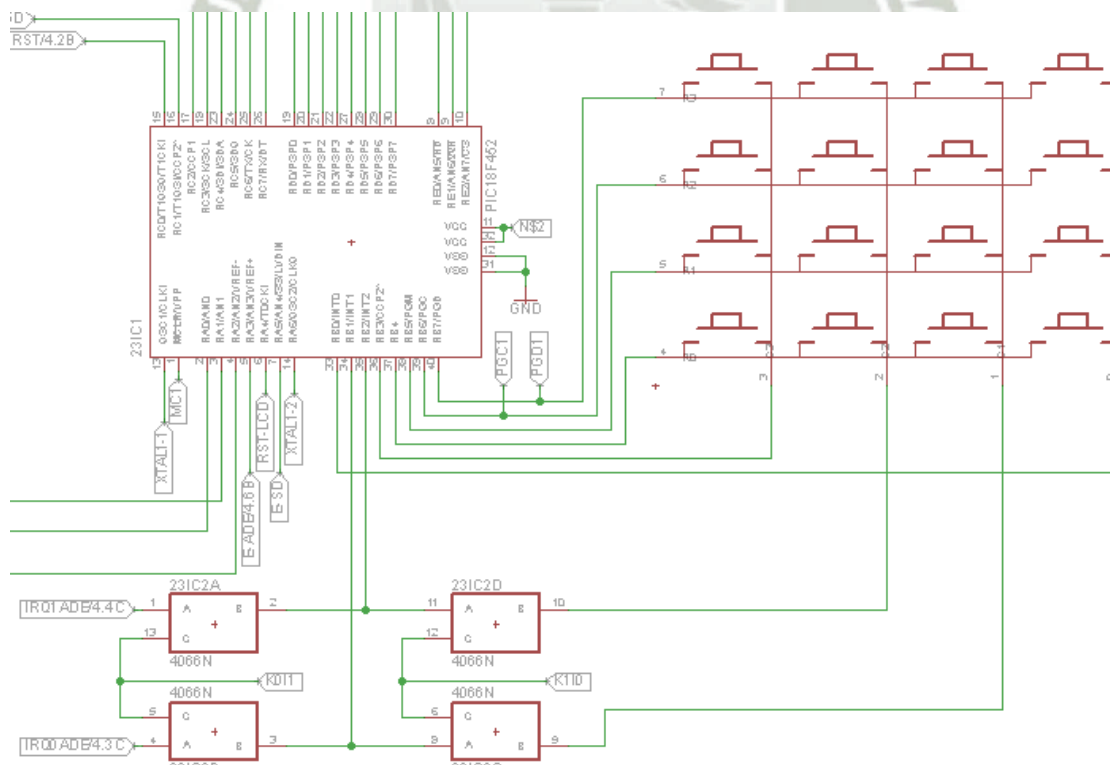


Figura 90: Esquemático del teclado matricial y parte de la circuitería del bloque 23

La entrada digital auxiliar, no es más que un OPAM en configuración no inversor con ganancia 11 y que luego se conecta al micro-controlador del bloque 23, a través de un jumper perteneciente al bloque 23.

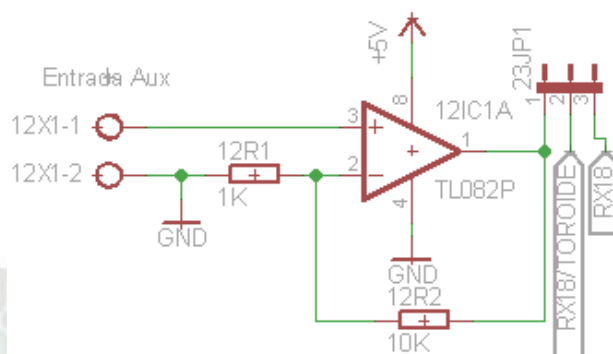


Figura 91: Esquemático de la entrada digital auxiliar

La pantalla Gráfica LCD seleccionada es Digole12864ZW que es una pantalla de 128x64 pixeles, monocromática con luz de fondo color azul, rango de voltaje de alimentación de 4.5 a 5.5Vdc, puede soportar comunicación de 8 bits, 4bits y serial, en nuestro caso utilizamos la de 8 bits. El chip controlador que tiene internamente esta pantalla es el ST7920. La resistencia 13R2, mostrada en la Figura 92, sirva para el control de contraste de la pantalla.

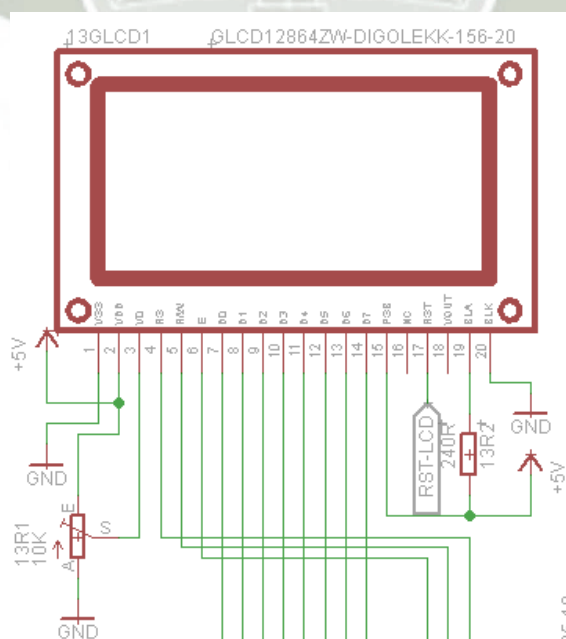


Figura 92: Esquemático de la pantalla gráfica LCD

El bloque 14 son leds indicadores. Para el led de color verde el cual indica si está o no energizada la tarjeta, tenemos el siguiente circuito ver Figura 93:



Figura 93: Esquemático del LED indicador de encendido

De donde se desprende la siguiente fórmula:

$$V = V_{led} + I_1 * R \quad (136)$$

$$5 = 1.2 + I_1 * 0.22 \quad (137)$$

Entonces tenemos que la corriente que atraviesa dicha rama es:

$$I_1 = 17.27 [mA] \quad (138)$$

Para los otros dos leds tenemos el siguiente circuito de la Figura 94:



Figura 94: Esquemático del LED indicador con control a transistor

El transistor 2N2222 opera en las zonas de corte y saturación, en el análisis en la recta de carga tenemos:

$$V = V_{ce} + V_{led} + I_{cq} * R \quad (139)$$

Reemplazando valores y queriendo obtener una corriente para excitar el led de 17.7mA, tenemos:

$$5 = 1.2 + 17.7 * R \quad (140)$$

$$R = 0.22K \quad (141)$$

En el análisis de la recta de polarización, al carecer el transistor de una resistencia de base, podemos afirmar que el transistor se encontrará siempre trabajando en las zonas de corte y saturación, cuando el voltaje de base sea 0V y/o 5V respectivamente. Es preciso decir que la señal que ingresa a las base de dichos transistores y que sirven para encender o apagar los leds, provienen del bloque 23 específicamente del extensor de salidas digitales (IC-74595) del micro-controlador.

Las salidas de relay son 3 y tienen el siguiente circuito (ver Figura 95).

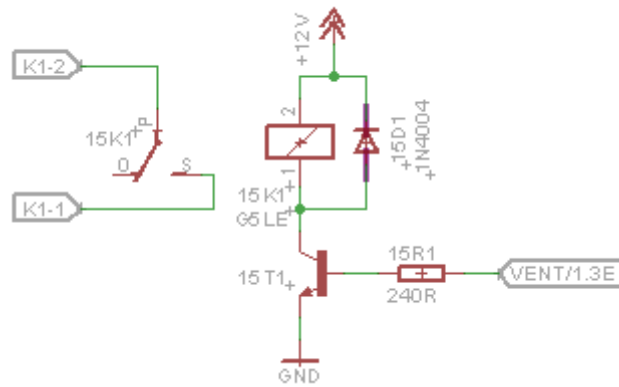


Figura 95: Esquemático de las salidas de relay

Como podemos apreciar en la figura tenemos que la bobina del relay se excita con una tensión de 12V, asimismo notamos la presencia de un diodo, polarizado en inversa y conectado en paralelo a la bobina, el cual sirve para proteger al transistor de la denominada “extra-tensión de apertura”, que se genera cuando a través del transistor desactivamos el relay, interrumpiendo la corriente que pasa por la bobina, el campo magnético presente en ella induce en la misma, por un breve momento, una tensión muy elevada de polaridad opuesta en sus terminales y puede dañar el transistor de control.

Sabemos que la resistencia del relay es de $R_L = 100\Omega$, por ende cuando el transistor esta en saturación y reemplazando valores en la ecuación de la recta de carga (ver ecuación (142)), tenemos:

$$V_{CC} = I_{cq} * R_L + V_{ce} \quad (142)$$

$$12 = I_{cq} * 0.1 \quad (143)$$

$$I_{cq} = 120 [mA] \quad (144)$$

También sabemos que I_{cq} que es la corriente de carga que es igual a:

$$I_{cq} = I_b * h_{fe} \quad (145)$$

En donde h_{fe} es el valor de ganancia de corriente del transistor, también conocido como factor β , entonces reemplazando valores en la ecuación (145), tenemos:

$$120 = I_b * 75 \quad (146)$$

$$I_b = 1.6 [mA] \quad (147)$$

Esta vendría a ser la corriente base recomendada por muchos autores de diseño electrónico, sin embargo nosotros vamos a hacer un cambio en nuestro diseño y estableceremos la corriente base en 18[mA], con lo que haremos que el voltaje colector-emisor descienda a 0.1 V aproximadamente, tal como lo muestra la Figura 96.

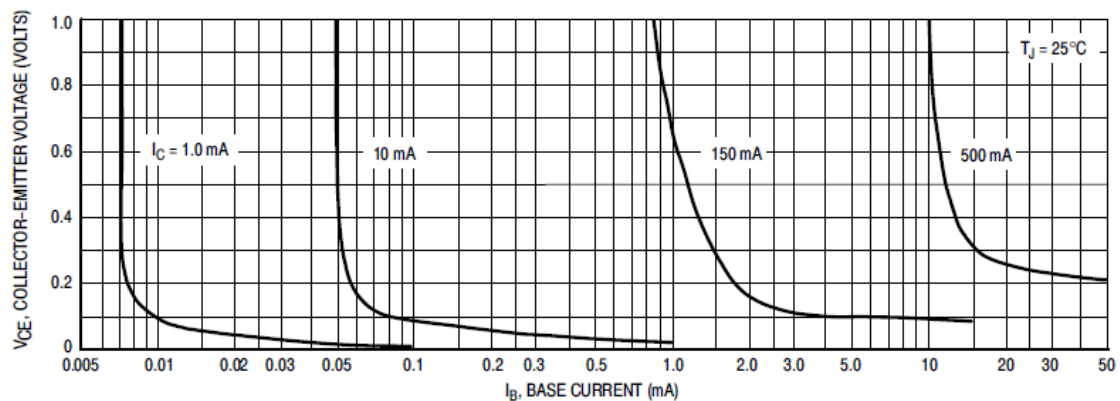


Figura 96: Gráfica de Vce versus Ib

Para la recta de polarización tenemos:

$$V_{bb} = V_{be} + I_b * R_b \quad (148)$$

En donde V_{bb} es el voltaje base, V_{be} es el voltaje base emisor considerada en un valor típico de 0.7V, I_b es la corriente de base e R_b la resistencia de base que queremos hallar.

$$5 = 0.7 + 10 * R_b \quad (149)$$

$$R_b = 0.238K \quad (150)$$

Para los bloques 16 y 17, tenemos el circuito de salida transistorizada, una de estas señales es la que se mandará a nuestra tarjeta FPG, para controlar el ángulo de disparo de la válvula de triac de la rama TCR, y la otra señal es para controlar la válvula de tiristores de la rama del banco de condensadores a través de la tarjeta SCR; el circuito es el que se muestra a continuación (ver Figura 97):

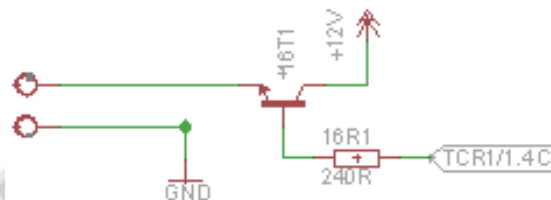


Figura 97: Salida transistorizada

Los bloques 18 y 20 son los circuitos usuales para la implementación del ICSP, tal circuito permite que los pines relacionados a la programación del PIC, cumplan:

- 1) Funciones relacionadas a la aplicación principal del circuito, y
- 2) Funciones para la conexión con el dispositivo programador que posibilite la lectura, escritura y verificación de la memoria de programa "en circuito".

Para que la programación se lleve a cabo de manera correcta y segura, es necesario aislar el circuito de aplicación del circuito de programación. El circuito ejemplo mostrado en la Figura 98 nos muestra de qué manera se puede lograr esto:

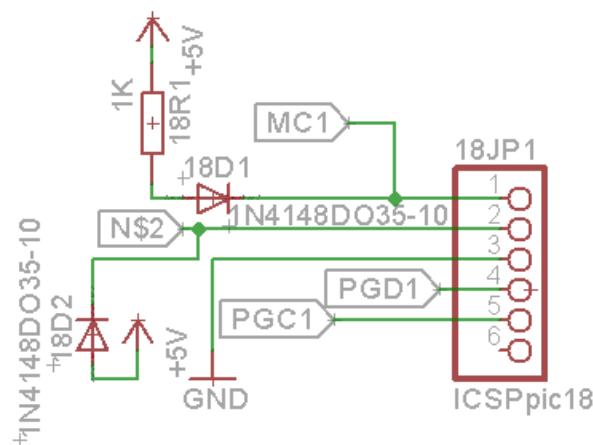


Figura 98: Esquemático del circuito ICSP

Conectar un diodo de señal (como el 1N4148 u otro similar) entre el pin MCLR/VPP y el circuito de reset de la aplicación. Esto aísla al circuito de reset y la fuente de voltaje del micro-controlador de los 12-13 voltios generados por VPP en el momento de la programación.

Conectar otro diodo de señal entre el pin VCC y la alimentación de voltaje del circuito de aplicación. Esto posibilita que en caso de que el VCC del circuito del micro-controlador esté encendido, éste sea aislado de la alimentación de voltaje provista por el programador.

El bloque 19 pertenece al grupo de comunicación de datos industriales, el cual cabe señalar que se implementó físicamente en la tarjeta electrónica de control, mas no se desarrolló la parte de software, drivers, firmwares, para su correcto funcionamiento, ya que no es considerado como parte relevante del presente trabajo de investigación.

El bloque 21 es un circuito de interfaz RS-485, también perteneciente al grupo de Comunicaciones industriales.

El bloque 24 es un circuito que forma parte de la interfaz física de la comunicación UART del PIC.

A Continuación se muestran los esquemáticos tanto de los bloques 19,21 y 24, pertenecientes al grupo de Comunicación Industrial (ver Figura 99).

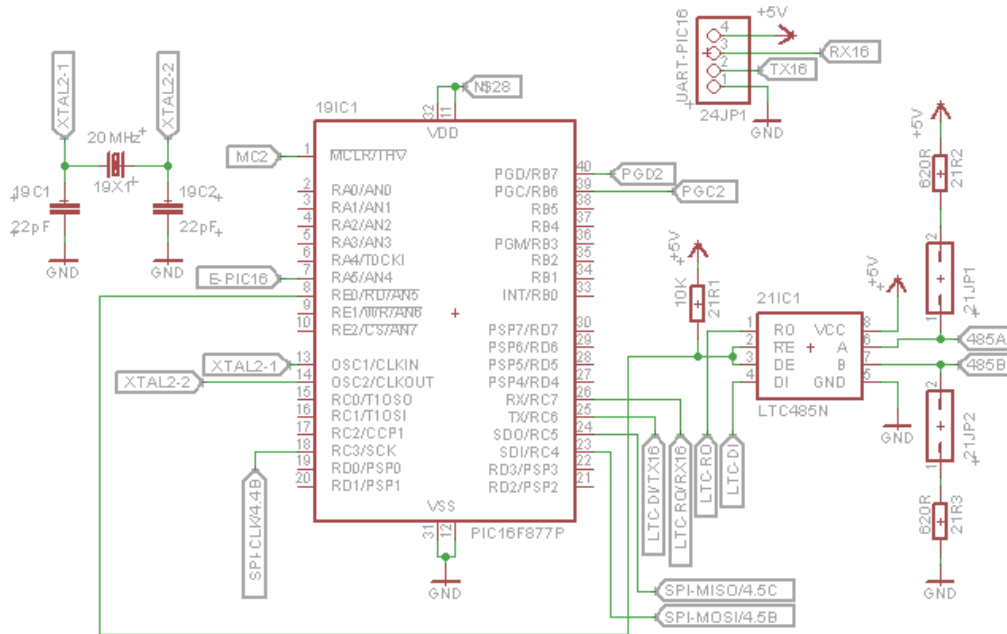


Figura 99: Esquemáticos de los bloques 19,21 y 24

Por ultimo vamos a explicar los que es el esquemático del Bloque 23 (ver Figura 100).

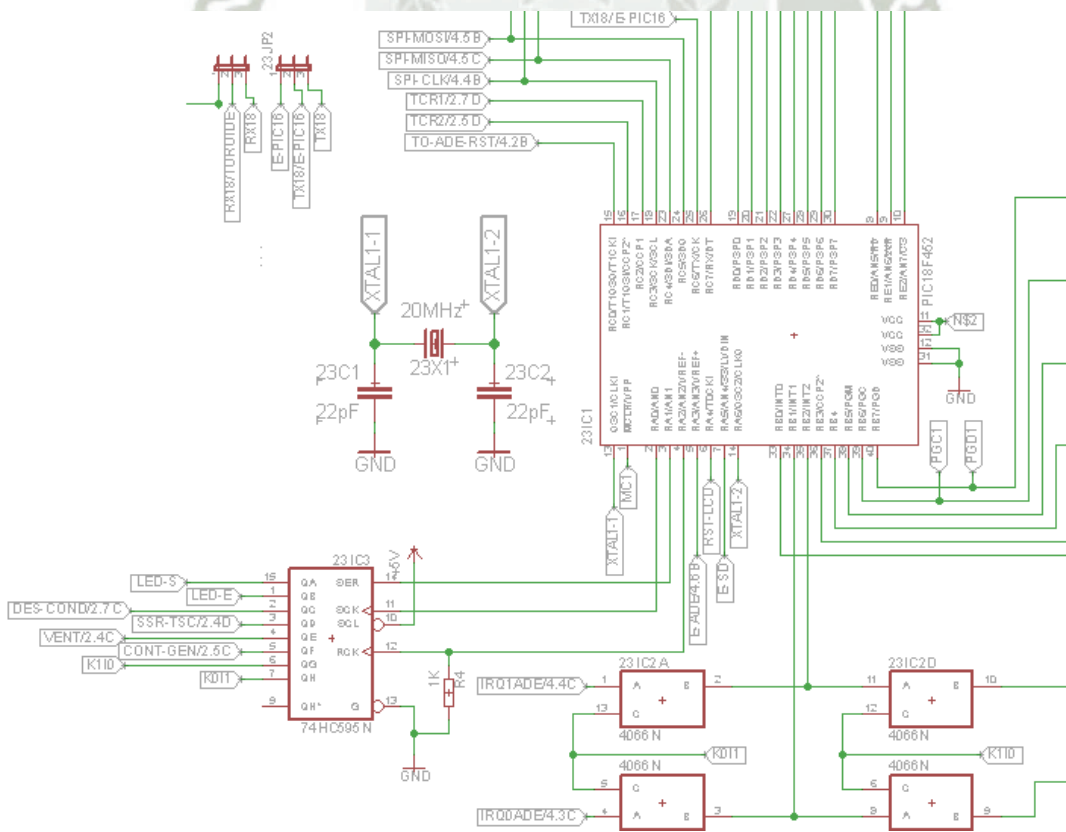


Figura 100: Esquemático del bloque 23

El jumper 23JP1 sirve para conectar el pin RC7 de nuestro PIC 18F452 al bloque12 de entrada auxiliar o al bloque22 de comunicación UART.

El jumper 23JP2 sirve para conectar el pin RC6 de nuestro PIC 18F452 al pin enable del SPI del bloque19 del MCU-2 o al bloque22 de comunicación UART.

El IC-74595 es un extensor de salidas digitales, para el MCU-1 (micro-controlador PIC 18F452)

El IC-4006 es un interruptor bilateral, el cual sirve para para “multiplexar” de cierta forma los pines RB1 y RB2 de nuestro micro-controlador (PIC18F452), ya que lo utilizamos tanto para el teclado matricial en un momento dado, y como entradas de las señales de interrupción IRQ0 e IRQ1 de nuestro medidor ADE7878.

3.2.4 Desarrollo del firmware

Todo el código del firmware, fue desarrollado en lenguaje C orientado a micro-controladores, para ser específico lo realizamos en CCS. Las ventajas más importantes al utilizar este lenguaje son que, podemos crear programas para micro-controlador utilizando lenguaje de alto nivel, obteniendo una programación estructurada, la cual nos permite el entendimiento y depuración del programa; así como el menor tiempo de la implementación al momento de escribir código, en comparación con el lenguaje Assembler; podemos hacer uso de librerías especializadas para el manejo de cadenas de caracteres, funciones matemáticas, etc. El código creado, puede ser reutilizable y portable.

Como ya es sabido existen muchas formas de modelado de software, en este caso hemos tratado de seguir un patrón abstracto en donde vamos a dividir el firmware en 2 artefactos claramente definidos y que son:

- Controlador: referente a toda la lógica de control que no tiene nada que ver con las características propias de la tarjeta para la que se está construyendo el

firmware. Este será el que reciba las órdenes de entrada del HMI, y si es preciso utilizará los servicios del modelo.

- Modelo: Donde se implementa todo lo relativo a la lógica del problema, es decir, los aspectos particulares del firmware, por ejemplo un driver para control del periférico de pantalla GLCD., librerías de C, entre otros

El firmware está desarrollado utilizando los siguientes paradigmas de programación:

- Modular, ya que se sub divide el programa en varias sub-funciones.
- Estados, ya que utilizamos “flags” para indicar algunos estados en el que se encuentra nuestro proceso.
- Super Loop y que es la que encontramos en la función Main() la cual genera un gran bucle infinito.
- RTOS, al momento que se activa el algoritmo de control automático
- Planos Principal y Secundario, ya que se hacemos uso de interrupciones.

Hemos organizado los archivos del firmware de la siguiente manera, para facilitar su mantenimiento.

- Drivers
- Lib
- Firm

Los drivers, están definidos como archivos en lenguaje C que permiten manejar los periféricos de nuestro controlador PIC. Lib es una abreviación de librería y son como se indica librerías que permiten el manejo de ciertas funciones especializadas. Firm viene a ser el archivo que contiene el firmware propiamente dicho y que incluye pues a todos los demás archivos antes mencionados.

Sobre las configuraciones generales del PIC podemos decir lo siguiente:

- Utilizamos librerías estándar de C como `stdlib.h` y `math.h`.

- Tenemos deshabilitado el Watchdog.
- El PIC está configurado para utilizar cristal externo de alta velocidad de 20Mhz
- El fusible PUT (del inglés Power Up Timer) se encuentra habilitado.
- La programación en bajo voltaje se encuentra deshabilitada.
- El PIC está configurado para utilizar el módulo de comunicación RS232
- El puerto B de entrada/salida está configurado en modo de acceso rápido.
- El PIC está configurado para la utilización del RTOS
- Las librerías y drivers incluidos son:
 - KBD4x4.c para manejo del teclado matricial.
 - glcd12864ZW.c para manejo de pantalla GLCD.
 - 74595.c para manejar el IC74595, que es un shiftregister y así conseguir 8 salidas adicionales.
 - mmsd.c driver que permite el manejo de la memoria SD como un banco de memorias flash.
 - ADE7878Z.c Driver que permite el control del medidor de energía ADE7878
 - funsec.c Contiene todas las demás funciones utilizadas en el firmware CPU18.c directamente.

3.2.4.1 Diagramas de flujo

Todos los diagramas de flujo de las funciones mencionadas en esta sección están implementadas en el firmware CPU18.c y el archivo funsec.c y se encuentran en el anexo B. Esta sección tiene por objetivo explicar de forma breve dichos diagramas de flujo y la función que cumple cada función propiamente dicha.

En cuanto respecta a las funciones de interrupción tenemos: TIMER2_isr, EXT2_isr, y RB_isr.

La función “TIMER2_isr”, conforma un módulo de interrupción el cual se activa cuando haya un número determinado de desbordamientos del timer2 interno del PIC, el cual ha sido previamente configurado para que la interrupción salte a los 13.1ms.

Así mismo esta función se encuentra en el plano principal de funciones. El objeto es la de generar un tiempo de espera determinado por la variable de “countgen”, para luego indicar con un registro de eventos que se debe mostrar la pantalla 32 o 33 según sea el caso (pantallas de configuración con ingreso de valores en hexadecimal).

La función “EXT2_isr”, conforma un módulo de interrupción el cual se activa cuando el Medidor ADE7878, envía la señal de interrupción a través del pin IRQ1 y el cual puede manejar hasta 32 interrupciones enmascarables (ver hoja de datos del circuito integrado-ADE7878). Para nuestro caso la interrupción la manejaremos solamente para la detección del cruce por cero de la onda de voltaje que estamos midiendo y haremos ingresar a operar en dicho momento a nuestro banco de condensadores, para de esta forma evitar grandes picos de corriente, que ya se explicó en el capítulo del marco teórico en la sección 2.5.2.1, sobre tal fenómeno. Cabe señalar que el momento inminente de inicio del control, es indicado por el bit3 del registro flag.

La función “RB_isr”, conforma un módulo de interrupción la cual está ligado profundamente con el teclado matricial de nuestra tarjeta de control. Utiliza funciones presentes en el Driver que se desarrolló “KBD4x4.C”; que es un driver genérico para manejo de teclado matricial, a través de interrupciones.

Lo que respecta a la función “main”.se puede ver claramente que contiene funciones de inicialización y configuración de demás periféricos y módulos de la tarjeta, asimismo contiene el bucle denominado “gran loop”, el cual se repite indefinidamente y es el encargado de indexar a las respectivas subrutinas, según eventos que se hayan suscitado.

A continuación se explicara brevemente en qué consisten las funciones que encontramos en el archivo “funsec.c” y que es lo que hace cada una.

La función “READ_EEPROM_CPU18”, sirve para leer datos de la memoria EEPROM interna del PIC, mientras la función “WRITE_EEPROM_CPU18”, sirve para escribir datos en ella.

La función “all_default”, lo que hace es volver los registros de configuración almacenados en la memoria interna EEPROM, con sus respectivos valores por defecto. Para esto la memoria EEPROM está dividida en dos partes, la primera almacena y guarda los valores de configuración que la tarjeta utiliza para configuración y procesos que desea realizar, mientras que la segunda parte del memoria EEPROM, almacena los valores por defecto de los registros anteriormente mencionados, por tanto esta segunda parte de la memoria EEPROM, no es escribible.

La función “showvalue”, como su nombre lo indica sirve para displayar en la pantalla valores alfanuméricos que deseemos. Hay que recordar que nuestra pantalla GLCD, puede displayar tanto gráficos como caracteres alfanuméricos. Esta función la hemos desarrollado para que displaye en el LCD, acepta 3 parámetros, el primero indica si el número se displayará en formato hexadecimal o entero decimal; el segundo parámetro es el valor a displayar propiamente dicho; y el tercer y último parámetro la posición en la pantalla, la cuales pueden ser de tres tipos, central, superior e inferior. Cabe señalar que la posición central se usa para valores de configuración, mientras que la superior y la inferior se utilizan para variables de control como son SP (set point) y PV (Process Variable), respectivamente. La función hace uso de funciones presentes en el archivo “glcd12864ZW.c”, que es el driver de nuestra pantalla GLCD.

La función “showscreen”, la creamos para acceder a la memoria SD de la tarjeta y extraer la imagen de pantalla que queremos displayar en el LCD, por tanto la función tiene como parámetro un número que indica el índice de la pantalla que se quiere displayar.

La función “msgbox”, es para displayar a través de la pantalla LCD, algún mensaje escrito de error, proceso, etc. Los mensajes se encuentran indexados dentro de la tarjeta SD-CARD, en forma de una matriz de imagen.

La función “error”, es bastante simple pues tiene como objeto displayar el mensaje de error en la pantalla, asimismo detener todo proceso que se esté ejecutando en ese momento. Asimismo inmediatamente que el operador del equipo apriete el botón de aceptar una vez displayado el mensaje de error, la tarjeta se reiniciará.

La función “configprevctrlvolt”, tiene como principal objetivo la configuración e inicialización de los registros que intervendrán cuando el algoritmo PID autoajutable empiece a ejecutarse, para la regulación del nivel de voltaje, asimismo esa función también muestra en pantalla el nivel de referencia o set-point.

La función “configprevctrlfp”, tiene como principal objetivo la configuración e inicialización de los registros que intervendrán en el algoritmo de control proporcional, para la corrección del factor de potencia, asimismo esa función también muestra en pantalla el nivel de referencia o set-point.

La función “configprevgen”, configura registros en común que intervienen tanto en el control de voltaje como en el del factor de potencia, también es el encargado de configurar correctamente el circuito integrado de medición ADE7878; como también ejecutar acciones previas al inicio de los algoritmos de control, como cerrar el contactor de descarga del condensador, etc.

La función “configprev”, es la encargada de dar no pase la ejecución de las funciones “configprevctrlvolt”, “configprevctrlfp”, “configprevctrlgen” según sea el caso y el tipo de control configurado (corrección del factor de potencia o regulación de voltaje).

La función “configprev”, es la encargada de habilitar o deshabilitar las funciones del tipo RTOS según el tipo de control configurado (corrección del factor de potencia o regulación de voltaje).

La función “pid” contiene el algoritmo de control PID autoajutable mediante el método heurístico.

La función “p” contiene el algoritmo de control proporcional aplicado a la corrección del factor de potencia.

La función “refreshlcd” es la encargada de actualizar el valor de la variable del proceso en el LCD.

La función “teclado” actúa como un controlador frontal, que según las entradas de teclado del HMI hace llamados a las demás funciones de la lógica del firmware.

3.2.5 Implementación

3.2.5.1 Diseño de circuito impreso

Para realizar el circuito impreso de nuestro prototipo de tarjeta controladora del SVC, hemos utilizado el programa de diseño de circuitos impresos “EAGLE”, el cual contiene una amplia cantidad de librerías y componentes electrónicos; asimismo tiene un entorno de trabajo ergonómico y versátil. Encontramos 2 áreas de trabajo claramente diferenciadas “Schematic Editor” y “Layout Editor”; la primera sirve para específicamente para dibujar en ella nuestro diagrama esquemático y la segunda es para posicionar nuestros componentes en la tarjeta que deseamos fabricar y dibujar las pistas que conectan dichos componentes; asimismo en esta se trabaja por capas permitiendo el diseño de circuitos multicapas. En nuestro caso vamos a utilizar el diseño de circuitos de 2 capas (top y bottom).

Usualmente un ingeniero (eléctrico o electrónico) diseña el circuito y un especialista diseña el circuito impreso. Entonces no vamos a ahondar mucho en este tema del circuito impreso, pero tocaremos aspectos básicos a tomar en consideración.

Como ya es sabido existen 2 tipos de tecnologías para circuitos impresos:

- SMT (Surface-mount technology)
- THT(through-hole technology)

La primera utiliza componentes SMD (surface-mount device), los cuales son más pequeños que los tradicionales componentes through-hole technology, no es necesario hacer agujeros en la placa para su montaje, su ensamblaje es más fácil de

automatizar, menor costo y tiempo de producción, entre otras ventajas que tienen ante los otros tipos de componentes, sin embargo son más difíciles para realizar prototipos manuales, por tanto hemos optado por los componentes THT.

Top es la capa de arriba en donde posicionaremos nuestro componentes y también contendrá ciertas pistas del diseño, y Bottom es la capa inferior en donde se encontrará la mayor parte de pistas de nuestro diseño.

Uno de los aspectos básicos a tomar en consideración al diseñar el prototipo es el ancho de pistas así como el espacio entre estas para evitar interferencias. Para esto vamos a tomar en consideración las recomendaciones dadas por la IPC, específicamente la norma IPC2221.

“La organización IPC (Institute for Printed Circuits), ha generado un conjunto de estándares que regulan el diseño, ensamblado y control de calidad de los circuitos impresos, siendo la familia IPC-2220 una de las de mayor reconocimiento en la industria. Otras organizaciones, también contribuyen con estándares relacionados, como por ejemplo: Instituto Nacional Estadounidense de Estándares (ANSI, American National Standards Institute), Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, International Engineering Consortium), Alianza de Industrias Electrónicas (EIA, Electronic Industries Alliance), y Joint Electron Device Engineering Council (JEDEC).” (colaboradores de Wikipedia, Circuito impreso, 2016)

Vamos a utilizar una herramienta on-line que nos ayudará a calcular el ancho de pistas de nuestro diseño ingresando ciertos parámetros eléctricos y térmicos. Es preciso señalar que los valores arrojados por la herramienta utilizada, son válidos hasta 35A, pistas de hasta 400mil y un aumento de la temperatura máxima de 100 ° C. También es preciso señalar que las unidades de medida típicas y términos utilizados en Eagle para el diseño de circuitos impresos son los siguientes:

➤ Medidas:

- $1[\text{mil}] = 0.001[\text{inch}] = 0.0254[\text{mm}] = 0.00254[\text{cm}]$

➤ Términos:

- Clearance: Es el espacio que existe entre una pista y otra (ver Figura 101).



Figura 101: Clearance

Fuente: Programa CadSoft Eagle

- Distance: Se refiere a la distancia que existe entre cualquier objeto de señal (pads, smds y cualquier espacio de cobre conectado a ellos) y los bordes de la placa y/o cualquier agujero que contenga la tarjeta (ver Figura 102).



Figura 102: Distance

Fuente: Programa CadSoft Eagle

- Ancho de las pistas: Como su nombre lo indica es el ancho de las pistas de cobre que interconectan distintos puntos.
- PADS: Es el área de cobre en donde se sueldan las patillas de los componentes y que están conectadas con las pistas.

- VIAS: Son como decir pequeños puentes que interconectan las pistas de una capa y otra. En nuestro caso conectan las pistas de la capa superior con la inferior.

Tenemos entonces como antecedentes que:

- El material que utilizaremos para fabricar nuestra tarjeta es una placa de baquelita con cobre electrolítico y con una densidad de 1Oz/ft².
- Las dimensiones de la tarjeta es de 24cmx12cm aproximadamente.
- El ruteo se hará por las dos caras.
- La temperatura ambiente en la que operara nuestra tarjeta es de 25°C y una máxima de 55°C aproximadamente.

Como no sabemos la longitud de nuestras pistas, ya que todavía no tenemos el ruteo de pistas propiamente dicho; entonces usamos la siguiente hipótesis:

“La mayor longitud de una pista es aproximadamente 3veces la longitud que existe en las esquinas equidistantes de la placa” (ver Figura 103).

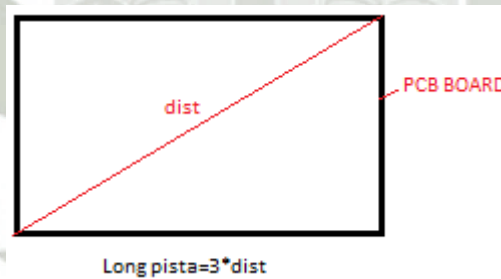


Figura 103: Diagonal de una placa de circuito impreso

Entonces para una placa de 24x12cm, la longitud de pista será de 80.5cm aproximadamente.

Lo primero que haremos será definir las reglas de diseño general e ingresarlas a EAGLE (DRC-Design Rule Check). Estas restricciones son las que la empresa de quemado de PCB nos impone como ancho mínimo de las pistas, clearance mínimo, etc. Todo esto según la tecnología que ellos manejan.

Para nuestro caso las reglas de diseño general son:

- Ancho mínimo de pista: 20 mil
- Clerance mínimo: 20 mil
- Drill (Hole): 20 mil

Luego lo que haremos será agrupar las señales según nivel de voltaje y corriente:

- Grupo 0 (entrada de fuente 1)
 - Voltaje max: 15Vdc
 - Corriente max: 1.5 [A]
- Grupo 1: (salida de la fuente 1 & entrada y salida de la fuente 2)
 - Voltaje max: 6Vdc
 - Corriente max: 1.5 [A]
- Grupo 2: (señales bajas, menos las de bobina de relay y las alimentaciones a los IC)
 - Voltaje max: 5.5Vdc
 - Corriente max: 25mA
- Grupo 3: (alimentación ICs)
 - Voltaje max: 5.5 Vdc
 - Corriente max: 250mA
- Grupo 4: (medida de voltaje)
 - Voltaje pico max: 350 V pico
 - Corriente max: 0.35A
- Grupo 5: (Transformadores de corriente)
 - Voltaje pico max: 6 V
 - Corriente max: 60mA
- Grupo 6: (bobina de relay)
 - Voltaje pico max: 15 V
 - Corriente max: 30mA
- Grupo 7: (Contacto de relay)
 - Voltaje pico max: 350 V

- Corriente max: 5A
- Grupo 8: (Salida Transistorizada)
 - Voltaje pico max: 15 V
 - Corriente max: 0.6 A

Una vez agrupadas nuestras señales, ingresamos sus valores a la herramienta para calcular el ancho de las pistas necesario y el espacio entre cada una de ellas (ver <http://www.desmith.net/NMdS/Electronics/TraceWidthOrig.html>).

- Grupo 0:

Input Data

Field	Value	Units
Current (max. 35A)	1.5	Amps
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C
Cu thickness	1	oz/ft ² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>
Ambient Temperature	25	°C
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>
Peak Voltage	15	Volts

Results Data

Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	19.9863	Mils	Required Trace Width	6.1917	Mils
Cross-section Area	26.9215	Mils ²	Cross-section Area	8.3402	Mils ²
Resistance	0.9878	Ohms	Resistance	3.1886	Ohms
Voltage Drop	1.4817	Volts	Voltage Drop	4.7829	Volts
Loss	2.2226	Watts	Loss	7.1743	Watts

Required Track Clearance

Clearance	26	Mils
-----------	----	------

Back

Tabla 2: Cálculo de trazos para PCB del grupo 0

➤ Grupo 1:

Input Data					
Field	Value	Units			
Current (max. 35A)	1.5	Amps			
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C			
Cu thickness	1	oz/ft² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>			
Ambient Temperature	25	°C			
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>			
Peak Voltage	6	Volts			

Results Data					
Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	19.9863	Mils	Required Trace Width	6.1917	Mils
Cross-section Area	26.9215	Mils²	Cross-section Area	8.3402	Mils²
Resistance	0.9878	Ohms	Resistance	3.1886	Ohms
Voltage Drop	1.4817	Volts	Voltage Drop	4.7829	Volts
Loss	2.2226	Watts	Loss	7.1743	Watts

Required Track Clearance		
Clearance	24.2	Mils

[Back](#)

Tabla 3: Cálculo de trazos para PCB del grupo 1

➤ Grupo 2:

Input Data					
Field	Value	Units			
Current (max. 35A)	0.025	Amps			
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C			
Cu thickness	1	oz/ft² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>			
Ambient Temperature	25	°C			
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>			
Peak Voltage	5.5	Volts			

Results Data					
Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	0.0761	Mils	Required Trace Width	0.0141	Mils
Cross-section Area	0.1025	Mils²	Cross-section Area	0.019	Mils²
Resistance	259.5726	Ohms	Resistance	1396.171	Ohms
Voltage Drop	6.4893	Volts	Voltage Drop	34.9043	Volts
Loss	0.1622	Watts	Loss	0.8726	Watts

Required Track Clearance		
Clearance	24.1	Mils

[Back](#)

Tabla 4: Cálculo de trazos para PCB del grupo 2

➤ Grupo 3:

Input Data					
Field	Value	Units			
Current (max. 35A)	0.25	Amps			
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C			
Cu thickness	1	oz/ft² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>			
Ambient Temperature	25	°C			
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>			
Peak Voltage	5.5	Volts			

Results Data					
Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	1.7453	Mils	Required Trace Width	0.4324	Mils
Cross-section Area	2.351	Mils²	Cross-section Area	0.5825	Mils²
Resistance	11.3117	Ohms	Resistance	45.6558	Ohms
Voltage Drop	2.8279	Volts	Voltage Drop	11.4139	Volts
Loss	0.707	Watts	Loss	2.8535	Watts

Required Track Clearance		
Clearance	24.1	Mils

[Back](#)

Tabla 5: Cálculo de trazos para PCB del grupo 3

➤ Grupo 4:

Input Data					
Field	Value	Units			
Current (max. 35A)	0.35	Amps			
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C			
Cu thickness	1	oz/ft² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>			
Ambient Temperature	25	°C			
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>			
Peak Voltage	350	Volts			

Results Data					
Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	2.7588	Mils	Required Trace Width	0.7128	Mils
Cross-section Area	3.7161	Mils²	Cross-section Area	0.9602	Mils²
Resistance	7.1563	Ohms	Resistance	27.6969	Ohms
Voltage Drop	2.5047	Volts	Voltage Drop	9.6939	Volts
Loss	0.8766	Watts	Loss	3.3929	Watts

Required Track Clearance		
Clearance	93	Mils

[Back](#)

Tabla 6: Cálculo de trazos para PCB del grupo 4

➤ Grupo 5:

Input Data		
Field	Value	Units
Current (max. 35A)	0.06	Amps
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C
Cu thickness	1	oz/ft ² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>
Ambient Temperature	25	°C
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>
Peak Voltage	6	Volts

Results Data					
Internal Traces		Value	Units	External Traces	
Required Trace Width	0.2503		Mils	Required Trace Width	0.0519
Cross-section Area	0.3372		Mils ²	Cross-section Area	0.0699
Resistance	78.8668		Ohms	Resistance	380.3265
Voltage Drop	4.732		Volts	Voltage Drop	22.8196
Loss	0.2839		Watts	Loss	1.3692

Required Track Clearance

Clearance	24.2	Mils
-----------	------	------

Back

Tabla 7: Cálculo de trazos para PCB del grupo 5

➤ Grupo 6:

Input Data		
Field	Value	Units
Current (max. 35A)	0.03	Amps
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C
Cu thickness	1	oz/ft ² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>
Ambient Temperature	25	°C
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>
Peak Voltage	15	Volts

Results Data					
Internal Traces		Value	Units	External Traces	
Required Trace Width	0.0975		Mils	Required Trace Width	0.0185
Cross-section Area	0.1313		Mils ²	Cross-section Area	0.025
Resistance	202.5418		Ohms	Resistance	1064.9259
Voltage Drop	6.0763		Volts	Voltage Drop	31.9478
Loss	0.1823		Watts	Loss	0.9584

Required Track Clearance

Clearance	26	Mils
-----------	----	------

Back

Tabla 8: Cálculo de trazos para PCB del grupo 6

➤ Grupo 7:

Input Data		
Field	Value	Units
Current (max. 35A)	5	Amps
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C
Cu thickness	1	oz/ft² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>
Ambient Temperature	25	°C
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>
Peak Voltage	350	Volts

Results Data					
Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	102.8557	Mils	Required Trace Width	37.0269	Mils
Cross-section Area	138.5467	Mils²	Cross-section Area	49.8753	Mils²
Resistance	0.1919	Ohms	Resistance	0.5332	Ohms
Voltage Drop	0.9597	Volts	Voltage Drop	2.666	Volts
Loss	4.7987	Watts	Loss	13.33	Watts

Required Track Clearance

Clearance	93	Mils
-----------	----	------

[Back](#)

Tabla 9: Cálculo de trazos para PCB del grupo 7

➤ Grupo 8:

Input Data		
Field	Value	Units
Current (max. 35A)	0.6	Amps
Temperature Rise (max. 100°C)	55	°C
Cu thickness	1	oz/ft² <input checked="" type="checkbox"/> mils <input type="checkbox"/>
Ambient Temperature	25	°C
Conductor Length	805	inches <input type="checkbox"/> mm <input checked="" type="checkbox"/>
Peak Voltage	15	Volts

Results Data					
Internal Traces	Value	Units	External Traces	Value	Units
Required Trace Width	5.7444	Mils	Required Trace Width	1.5874	Mils
Cross-section Area	7.7377	Mils²	Cross-section Area	2.1383	Mils²
Resistance	3.4369	Ohms	Resistance	12.437	Ohms
Voltage Drop	2.0621	Volts	Voltage Drop	7.4622	Volts
Loss	1.2373	Watts	Loss	4.4773	Watts

Required Track Clearance

Clearance	26	Mils
-----------	----	------

[Back](#)

Tabla 10: Cálculo de trazos para PCB del grupo 8

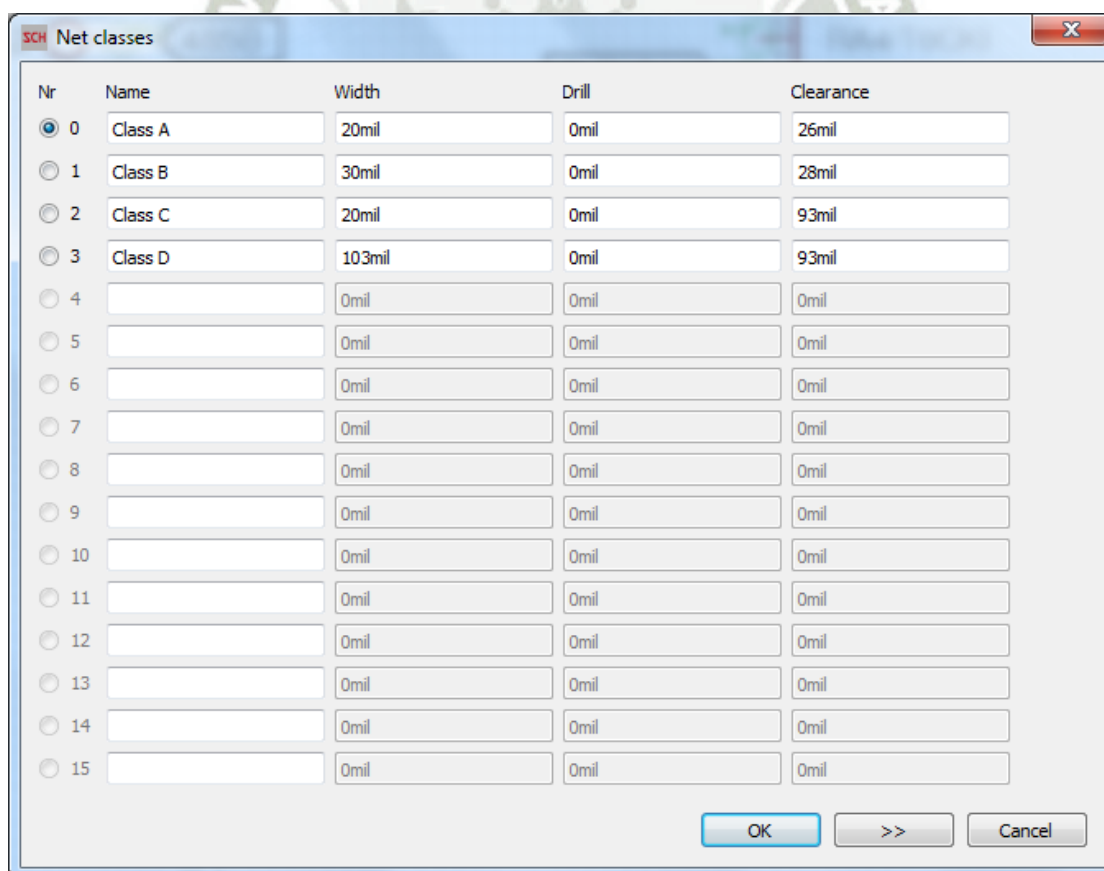
Luego volvemos a hacer una nueva clasificación de las pistas; pero estas ves tomando en cuenta los resultados arrojados por la herramienta y las reglas de diseño generales; según su clearance y ancho de pista.

Por lo tanto tendríamos la siguiente tabla:

Clase	Condición de pistas	Grupo pistas
Clase A (por defecto)	Clarence \leq 26 mil Track Width \leq 20 mil	Grupo 0, Grupo 1, Grupo 2 Grupo 3, Grupo 5, Grupo 6 Grupo 8
Clase B	Clarence \leq 28mil Track Width $<$ 30 mil	
Clase C	Clarence \leq 93 mil Track Width \leq 20mil	Grupo 4
Clase D	Clarence \leq 93mil Track Width \leq 103 mil	Grupo 7

Tabla 11: Clasificación pistas según grupos

Ahora ingresamos estos tipos de clases a EAGLE. (edit.-> net classes)



Nr	Name	Width	Drill	Clearance
<input checked="" type="radio"/> 0	Class A	20mil	0mil	26mil
<input type="radio"/> 1	Class B	30mil	0mil	28mil
<input type="radio"/> 2	Class C	20mil	0mil	93mil
<input type="radio"/> 3	Class D	103mil	0mil	93mil
<input type="radio"/> 4		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 5		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 6		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 7		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 8		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 9		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 10		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 11		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 12		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 13		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 14		0mil	0mil	0mil
<input type="radio"/> 15		0mil	0mil	0mil

Buttons: OK, >>, Cancel

Figura 104: Ventana para ingreso de Net Clases en Eagle.

Una vez hecho esto; estamos listos para correr la herramienta de “autorouter”, para luego con la herramienta “follow me router”, arreglar y optimizar el ruteado de las pistas. Para mayor información acerca del ruteo de pistas con EAGLE ver manual de EAGLE que se puede descargar de su página web oficial.

Una de las ventajas del programa de EAGLE, es que nos permite la exportación en archivos gerber, hpgl, etc. Que son archivos que utilizan empresas de fabricación de circuitos impresos de forma industrializada. Por tanto esto se haría para una tarjeta más profesional, sin embargo para nuestro prototipo bastara con hacerlo con el archivo “.brd”.

Hay muchos aspectos a tomar en consideración para la fabricación de placas electrónicas, pero las mencionadas en este trabajo consideramos que son las básicas para la realización de un buen prototipo.

Una vez ya hecho el diseño, es necesario realizar la fabricación de la tarjeta electrónica propiamente dicha, en la cual existen diferentes métodos y técnicas. No vamos a ahondar más en el tema porque consideramos que no es parte del presente trabajo de investigación sin embargo, vamos a nombrar algunos de estos métodos típicos, entonces según (colaboradores de Wikipedia, Circuito impreso, 2016) tenemos:

- Impresión serigráfica: Utiliza tintas resistentes al grabado para proteger la capa de cobre.
- Fotograbado: Utiliza una fotomecánica y grabado químico para eliminar la capa de cobre del sustrato. La fotomecánica usualmente se prepara con un foto-plotter, a partir de los datos producidos por un programa para el diseño de circuitos impresos. Algunas veces se utilizan transparencias impresas en una impresora láser como foto-herramientas de baja resolución.
- Fresado: Utiliza una fresa mecánica de 2 o 3 ejes para quitar el cobre del sustrato. Funciona en forma similar a un plotter. Los datos para controla la máquina son generados por el programa de diseño, y son almacenados en un archivo en formato HPGL o Gerber.

- Impresión en material termo-sensible: Para transferir a través de calor a la placa de cobre. En algunos sitios comentan de uso de papel glossy (fotográfico), y en otros de uso de papel con cera, como los papeles en los que vienen los auto-adhesivos.

3.2.5.2 Diseño de pantallas LCD

Los diseños de las pantallas para el display LCD gráfico, lo podemos ver en el anexo D2 - diseño de pantallas para display. Como se puede ver son pantalla, graficas de 128x64px, las cuales nos ayudan a mejorar la interactividad de nuestra tarjeta con el usuario.

El diseño propiamente de las pantallas se puede hacer en cualquier programa de edición de imágenes, como son paint, photoshop, etc. Siempre y cuando se respeten las dimensiones en pixeles de la pantalla, que en nuestro caso es de 128x64px.

Se optó en utilizar un programa especializado para pantallas LCD gráficas de fácil manejo el cual es el “BITMAP2LCD”, que nos facilitará dibujar imágenes en el GLCD, y convertirlas en tablas de bits, para luego con ayuda de otro programa el “MMCRS232PIC” creado en “Visual Basic” de autoría propia puedan ser grabadas en nuestra memoria SD-CARD.

Al abrir el programa “BITMAP2LCD” aparecerá una ventana similar a la de la Figura 105.

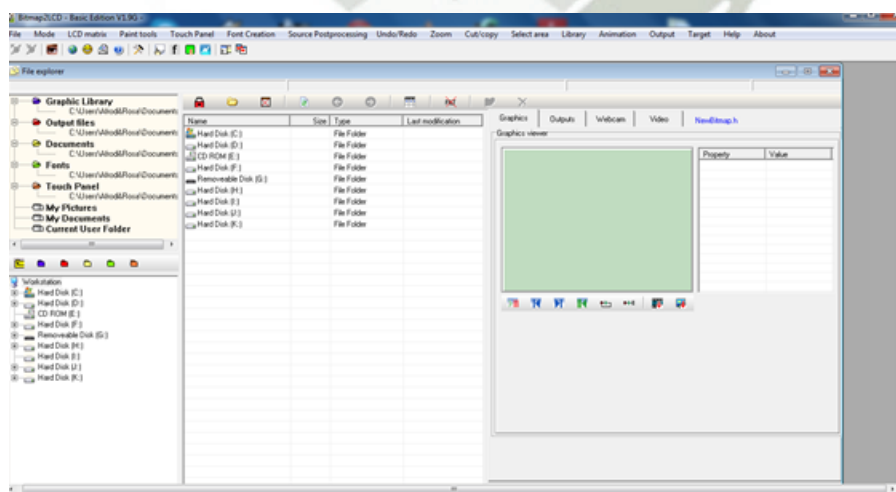


Figura 105: Entorno del programa BITMAP2LCD

Fuente: Software BITMAP2LCD

Entonces configuramos el tamaño de nuestro GLCD, luego hacemos clic en la pestaña Outputs "y seleccionamos la configuración de la tabla (ver Figura 106).

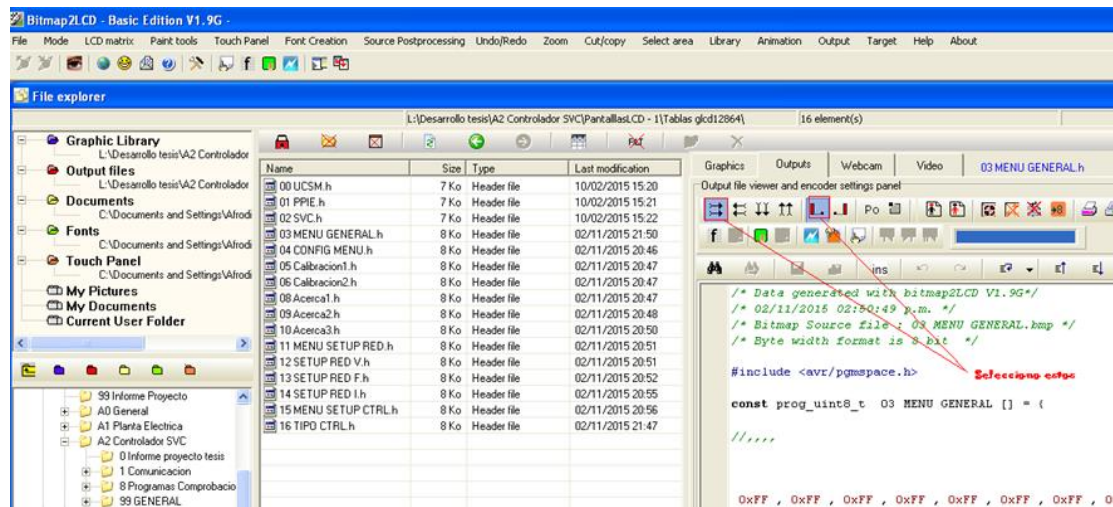


Figura 106: Configuración de la tabla para el GLCD12864zw

Fuente: Software BITMAP2LCD

También podemos editar la imagen antes exportarla a una tabla, a través de la ventana “LCD Work Canvas” (ver Figura 107).

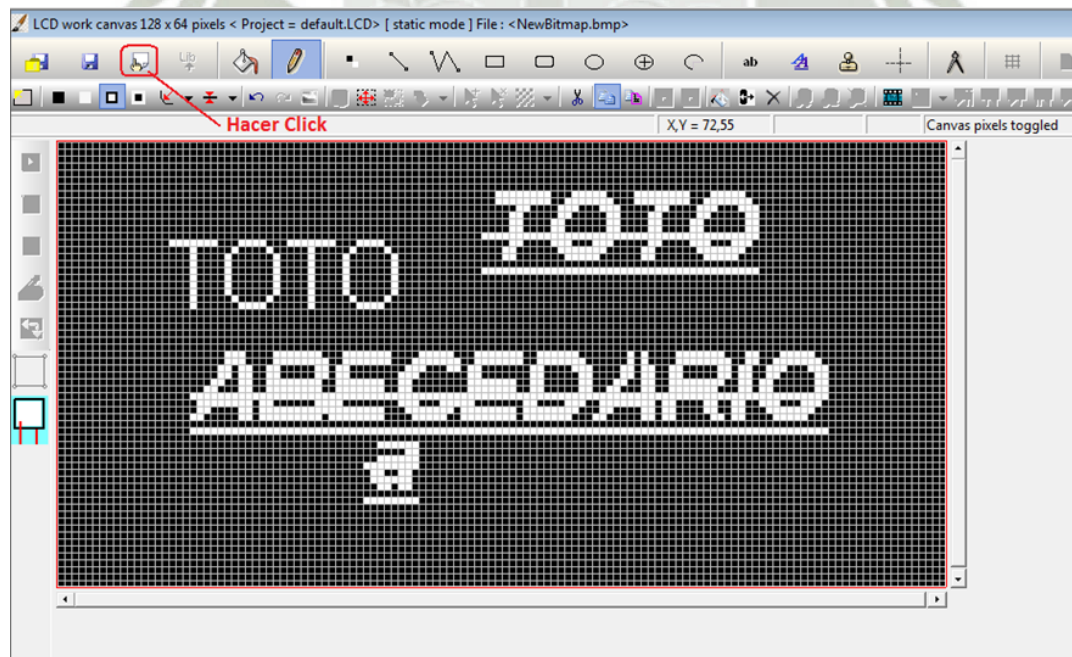


Figura 107: ventana LCD Work Canvas del programa BITMAP2LCD

Fuente: Software BITMAP2LCD

Una vez hecho esto, ya podemos exportar la imagen a una tabla; pero antes de generar el código de la imagen, se debe configurar como queremos que nos genera el código de la imagen, esto haciendo clic en configuraciones y preferencias (ver Figura 108).

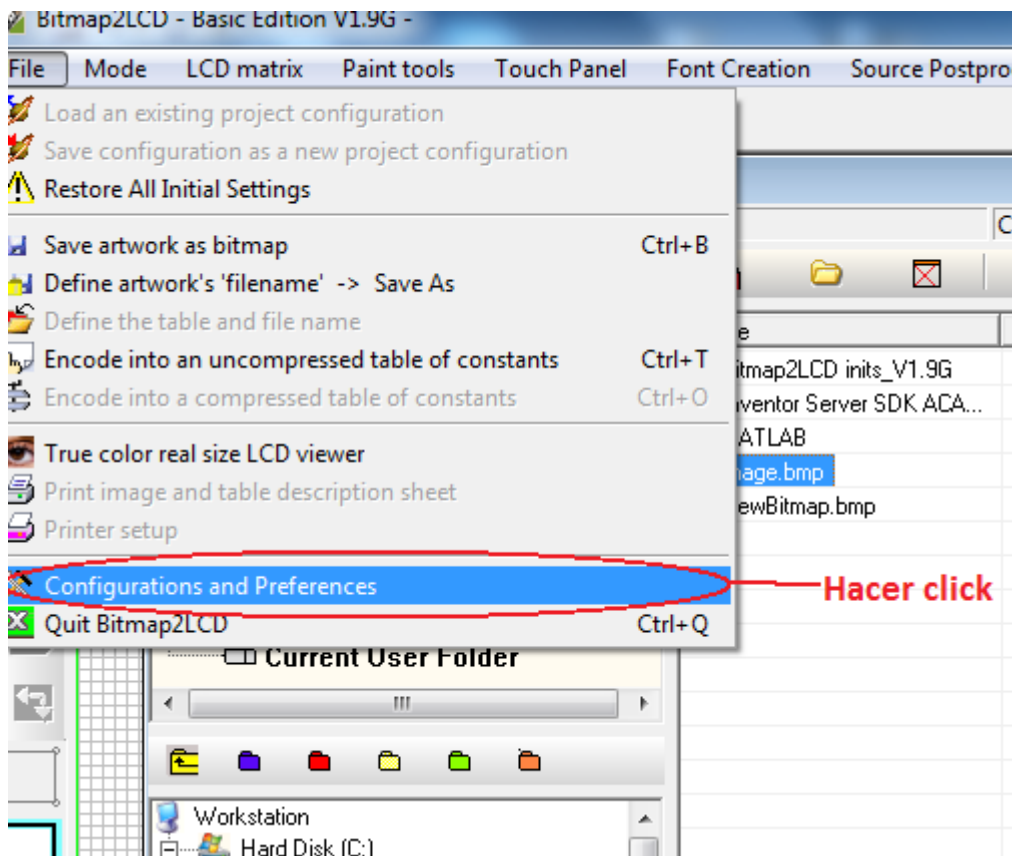


Figura 108: Menú del botón File

Fuente: Software BITMAP2LCD

Al hacer clic en “Configurations and Preferences”, nos abre la siguiente ventana de la Figura 109, en donde debemos configurar los campos remarcados en rojo.

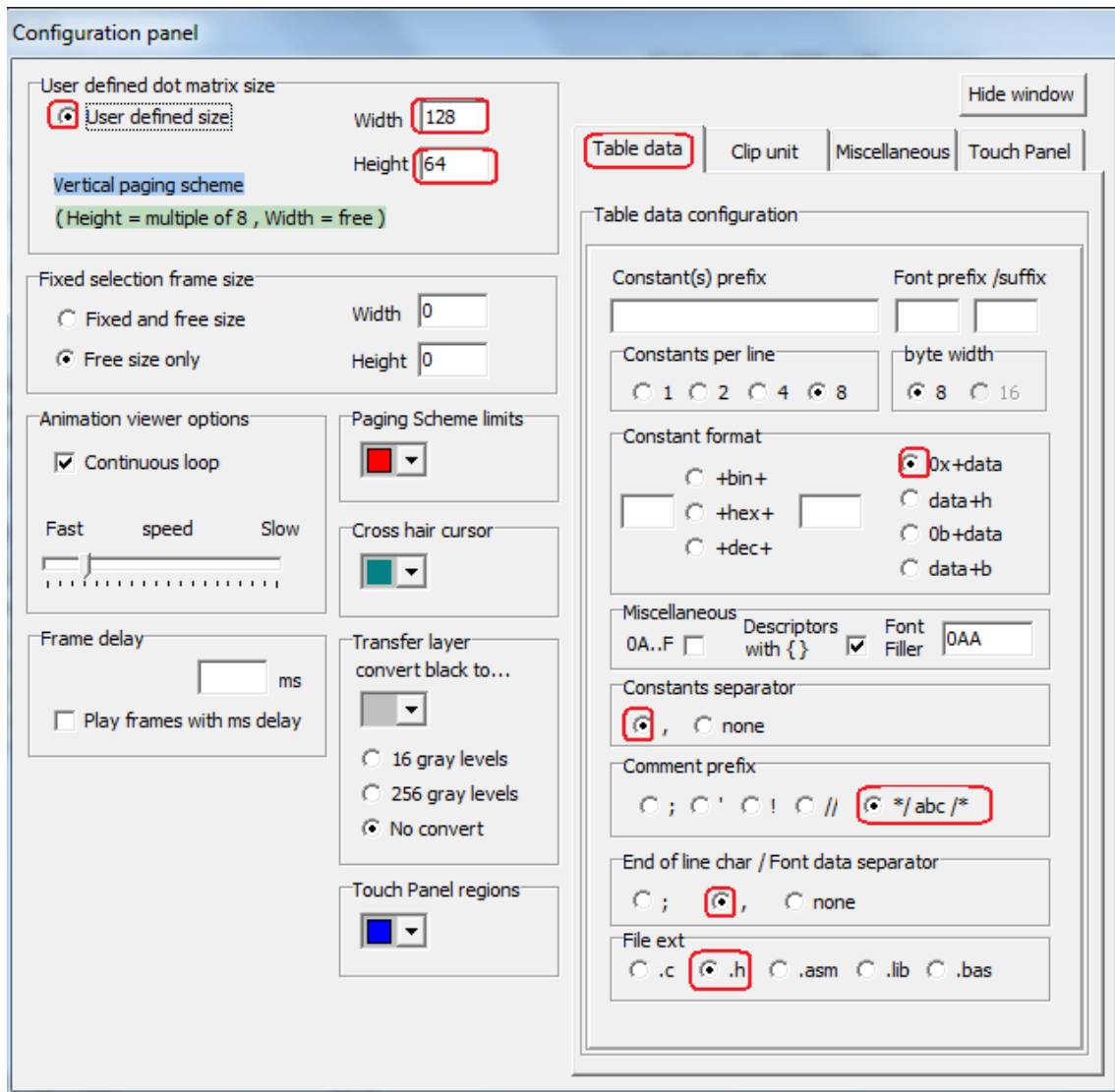


Figura 109: Panel de configuración para exportación de tabla

Fuente: Software BITMAP2LCD

Luego de esto hacemos clic en “Hide Window” en la esquina superior derecha de la ventana. Esto nos regresará a la ventana LCD Work Canvas.

Entonces hacemos clic en el ícono “Encode Artwork into table of constants; y esto nos generara la tabla hexadecimal la cual es la imagen codificada lista para ser displayada en el LCD.

Luego buscamos el archivo generado, este archivo esta con extensión .h, justo para ser copiado y llevado a nuestro código general del PIC y/o SD-CARD

Luego nos dirigimos a la carpeta donde se encuentra nuestro archivo de tabla generado y lo abrimos (ver Figura 110).

```

1  /* Data generated with bitmap2LCD */
2  /* 18/03/2010 12:35:15 a.m. */
3  /* Bitmap Source file : transformes.bmp */
4  #include <avr/pgmspace.h>
5
6  const prog_uint8_t  NewBitmap [] = {
7
8  //,,,,
9
10
11
12  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00
13  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00
14  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00
15  0x00 , 0x00 , 0x3F , 0xFF , 0xFF , 0x00 , 0x00 , 0x00
16  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00
17  0x00 , 0x01 , 0xFF , 0xFF , 0xFF , 0xF0 , 0x00 , 0x00
18  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00
19  0x00 , 0x0F , 0xFF , 0xFF , 0xFF , 0xFC , 0x00 , 0x00
20  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x0F
21  0xFE , 0x3F , 0xFF , 0xFF , 0xFF , 0xFF , 0x1F , 0xFC
22  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x1F
23  0xFE , 0x7F , 0xFF , 0xFF , 0xFF , 0xFE , 0x3F , 0xFC
24  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x1F
25  0xFE , 0x3F , 0xFF , 0xFF , 0xFF , 0xFE , 0x3F , 0xFC
26  0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x00 , 0x1F
27

```

COPIAMOS DE AQUI HACIA




Figura 110: Tabla generada de una codificación de alguna imagen

Luego seleccionamos y copiamos la tabla hexadecimal hacia el campo de “Image Table” de nuestro programa “MMCRS232PIC” para que pueda ser trasladada a nuestra memoria SD-CARD (ver Figura 111).

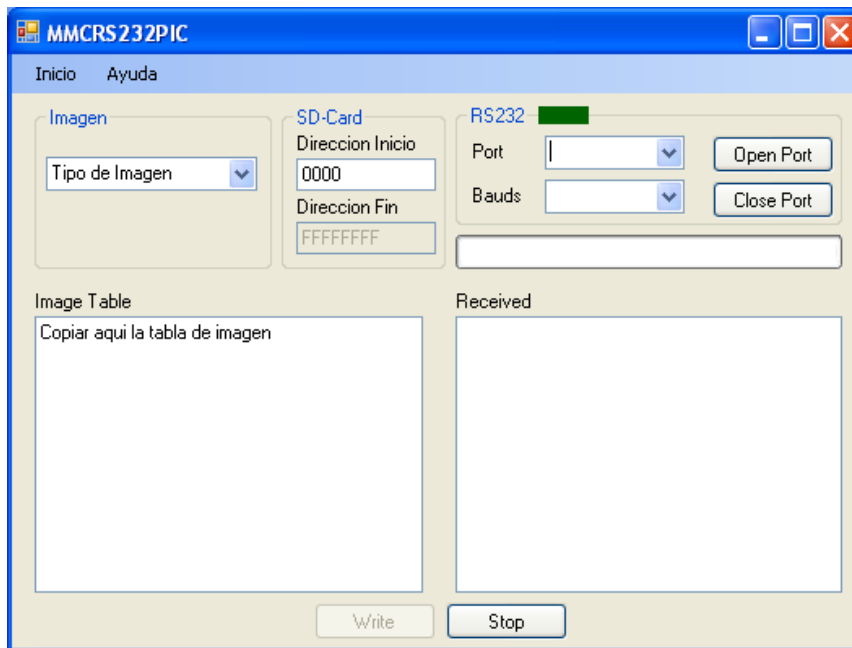


Figura 111: Entorno del programa MMCRS232PIC

Es importante mencionar que para que este programa funcione es preciso que nuestro PIC18F452 de la tarjeta de control este grabado con el firmware “ex_mmcsd.c”. Entonces de esta manera nuestro programa en “MMCRS232PIC” podrá grabar en la memoria “SD-CARD” las tablas respectivas en el espacio de memoria respectiva.

3.3 Controladores

Nuestra tarjeta, tiene implementada 2 tipos de controladores, uno para corregir el factor de potencia y otro para regular los niveles de tensión. Ambos controladores han sido implementados digitalmente mediante un algoritmo que se encuentra en nuestro PIC18F452. Se ha optado por un controlador PID adaptativo para el caso del regulador de voltaje y un control proporcional para el caso de la corrección del factor de potencia. Toda la teoría de control vista anteriormente en la sección 2.6 del marco teórico es utilizada para la correcta implementación de dichos controladores en nuestro micro-controlador PIC18F452.

3.3.1 Control para regular el voltaje

Vamos a adaptar el modelo básico 1 del SVC, recomendado por la IEEE (ver Anexo D1 - Modelo básico del SVC recomendado por la IEEE y sus ecuaciones de estado, para regular voltaje) a nuestro caso.

Entonces el esquema de control es el que se muestra en la Figura 112, el cual tiene un bloque denominado “Impedancia”, otros denominados “Regulador”, “Tiristores”, “Diseñador” y finalmente uno de realimentación denominado “Medida”. Entonces tenemos que la variable del proceso(y), que vendría a ser el voltaje presente en el Bus1 del diagrama unifilar (ver anexo A2, lámina EM02), es medido a través del bloque medida y dicha señal restada del denominado Set-Point (r) para así obtener la señal del error que ingresará tanto al bloque Diseñador como al bloque Regulador. El bloque regulador es un controlador adaptativo – PID autoajustable, bajo un enfoque heurístico.

Del bloque Regulador sale una señal denominada señal de control, la cual ingresa al bloque Planta y del bloque Diseñador obtenemos los parámetros del Regulador (PID).

El algoritmo utilizado en el bloque “diseñador”, es una herramienta de ajuste de los parámetros del PID posicional (bloque “regulador”) y no es un algoritmo de control propiamente dicho; por tanto es preciso dar una inicialización de parámetros P , T_i , T_d , al bloque regulador que garantice una transición suave al iniciar el proceso.

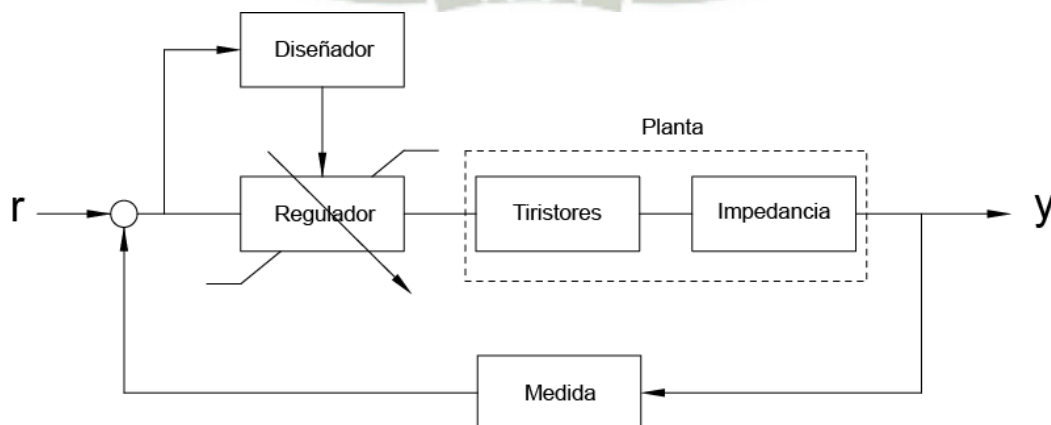


Figura 112: Diagrama de bloques para el control de voltaje.

En el bloque “Regulador” tenemos un PID típico en su forma posicional; por lo tanto responde a la siguiente ecuación:

$$u(t) = -K_p * e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) \partial t + K_p T_d \frac{\partial e(t)}{\partial t} \quad (151)$$

En donde $e(t)$ es la señal de error, $u(t)$ es la señal de control, K_p es la ganancia proporcional, T_i es la constante de tiempo integral, y T_d es la constante de tiempo derivativa.

En el dominio de la frecuencia, mediante la transformada de Laplace sería:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (152)$$

Para el bloque de tiristores que hacen variar la susceptancia del SVC, utilizaremos un modelo que representa básicamente el retraso asociado con el disparo de tiristores, es decir el retardo ocasionado por el mismo circuito de disparo de los tiristores (SCR) y la tarjeta FPG. Este bloque tiene un valor típico de entre 3 y 6 milisegundos.

$$e^{-T_3 s} \quad (153)$$

El bloque de Sistema de Impedancias, representa la interfaz del modelo del SVC con el sistema eléctrico de potencia, que para este caso viene a estar representada por la reactancia de la impedancia de Thevenin. Para simplificar el análisis solo consideramos la parte reactiva, entonces tenemos:

$$|X_{th}| = 4.2[\Omega] \quad (154)$$

El bloque de medida vamos a modelarlo como una simple ganancia unitaria. En la práctica utilizamos un medidor digital, por tanto el tiempo que le demora a este para reflejar la medida de voltaje, será tomado en consideración para el tiempo de muestreo.

Por último tenemos el bloque diseñador, que es donde se encontrará nuestro algoritmo de autoajuste de parámetros PID bajo un enfoque heurístico. Antes de entrar a tallar en lo que respecta al algoritmo del bloque diseñador, tenemos que hallar los parámetros iniciales del controlador PID (K_p , T_i y T_d). Para esto hacemos uso de Matlab y la herramienta de sisotool.

Vamos a utilizar como referencia el diagrama de bloques de la Figura 112, sin considerar el bloque “diseñador”, para de esta manera sintonizar los parámetros iniciales del regulador PID y obtener ciertas características de nuestro sistema de forma rápida. Entonces primeramente en el prompt de matlab escribimos:

```
>>sisotool
```

El cual cargará la herramienta denominada sisotool que nos ayudará con el diseño del regulador de forma gráfica (ver Figura 113).

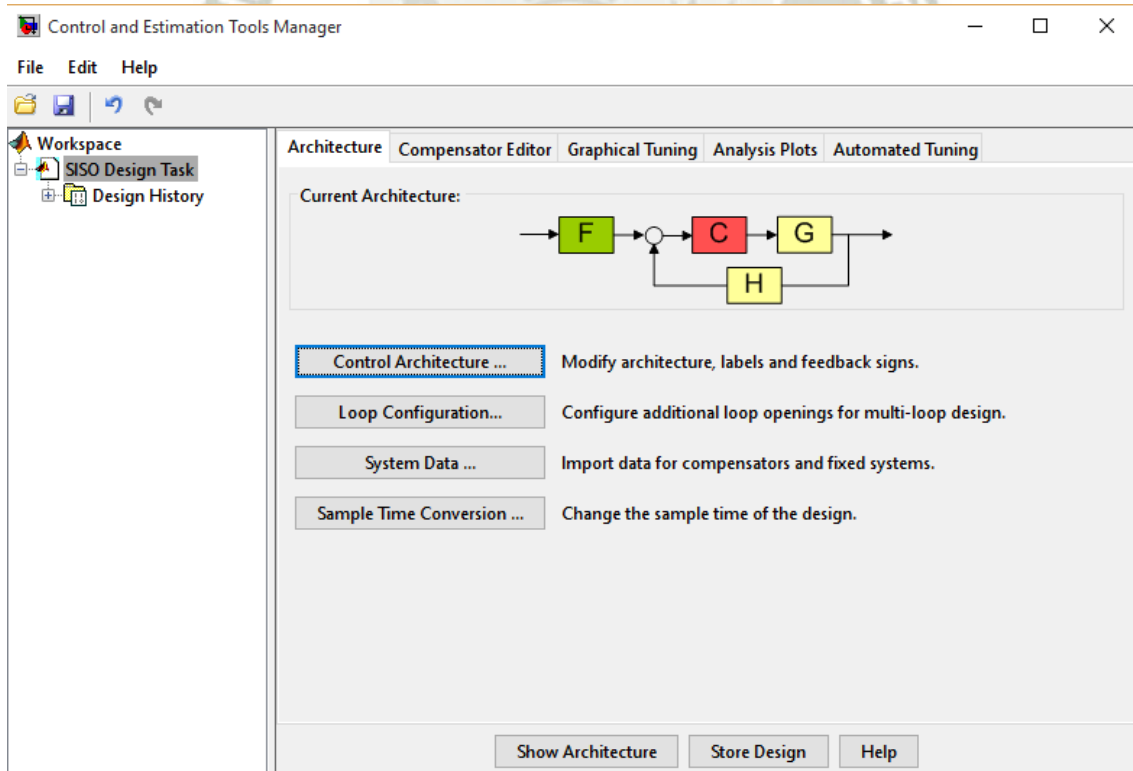


Figura 113: Entorno gráfico de SISOTOOL

En la pestaña “Architecture”, hacemos clic en el botón “Control Architecture” y seleccionamos la arquitectura de control marcada en rojo (ver Figura 114).

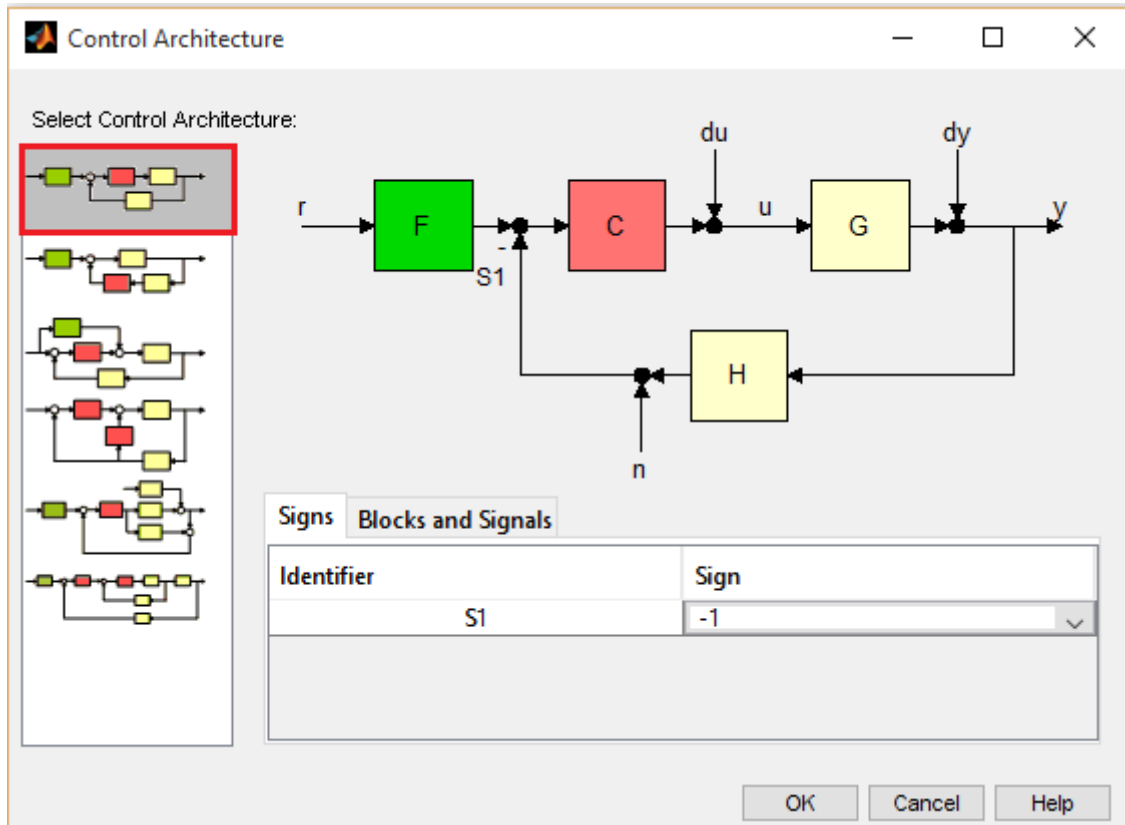
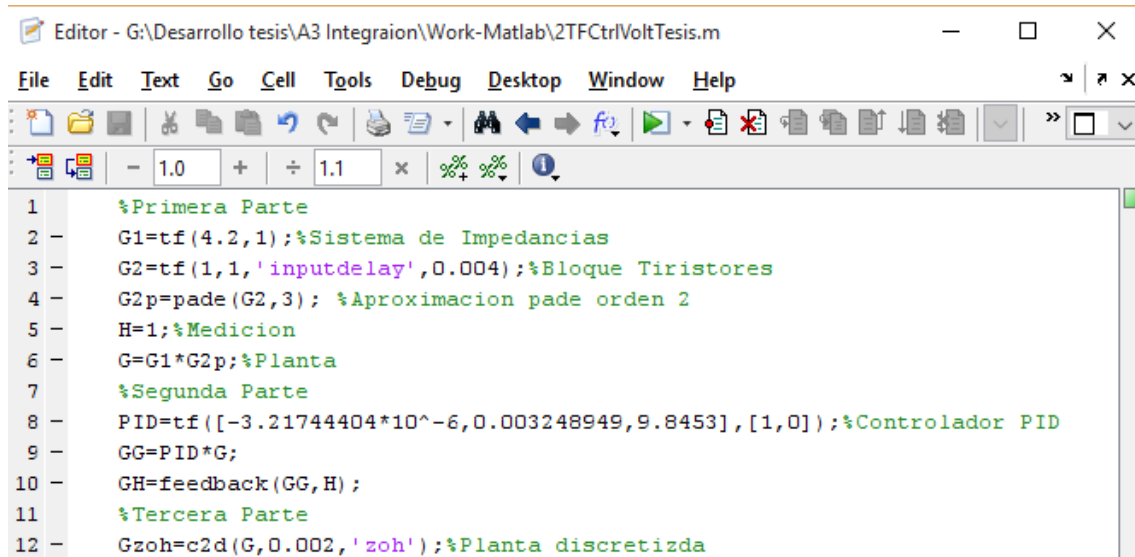


Figura 114: Arquitectura de control en SISOTOOL

El bloque F es el filtro de entrada, el cual no lo utilizaremos en nuestro caso por tanto su función de transferencia es 1. C es el controlador que en nuestro caso representara al “regulador PID” el cual queremos sintonizar. G es la planta y en nuestro caso va a estar conformado por los bloques “Tiristores” e “Impedancia” de la Figura 112. H es el bloque de medida y su función de transferencia es 1.

Luego hacemos clic en el botón “System Data”, ver Figura 113, y nos mostrará una ventana en la cual ingresaremos las funciones de transferencia de nuestra planta (G) conformado por el bloque de “Tiristores” e “Impedancia”, así como el bloque H de medición (ver Figura 116).

Para ingresar las funciones de transferencia a SISOTOOL, es necesario correr antes el m-file “2TFCtrlVoltTesis”, en donde se encuentran los comandos y funciones de transferencia de nuestro sistema. A continuación en la Figura 115 se muestra el contenido de dicho archivo m-file “2TFCtrlVoltTesis”:



```
Editor - G:\Desarrollo tesis\A3 Integraion\Work-Matlab\2TFCtrlVoltTesis.m
File Edit Text Go Cell Tools Debug Desktop Window Help
1 %Primera Parte
2 - G1=tf(4.2,1);%Sistema de Impedancias
3 - G2=tf(1,1,'inputdelay',0.004);%Bloque Tiristores
4 - G2p=pade(G2,3); %Aproximacion pade orden 2
5 - H=1;%Medicion
6 - G=G1*G2p;%Planta
7 %Segunda Parte
8 - PID=tf([-3.21744404*10^-6,0.003248949,9.8453],[1,0]);%Controlador PID
9 - GG=PID*G;
10 - GH=feedback(GG,H);
11 %Tercera Parte
12 - Gzoh=c2d(G,0.002,'zoh');%Planta discretizada
```

Figura 115: Contenido del m-file “2TFCtrlVoltTesis”

Como podemos ver el bloque de sistema de impedancia es una ganancia de 4.2, y el de tiristores es un retardo de 4ms. Como sisotool no acepta sistemas con retardo, entonces es necesario aproximar dicho retardo mediante modelos racionales de funciones de transferencia, por tanto utilizando el comando PADE de matlab lograremos que la función de transferencia exponencial del retardo del sistema, se aproxime por una función de transferencia racional utilizando fórmulas de aproximación de Pade.

Luego de esto podemos importar dicha función de transferencia (G) al sisotool para poder analizarla y sintonizar los parámetros iniciales del controlador (ver Figura 116).

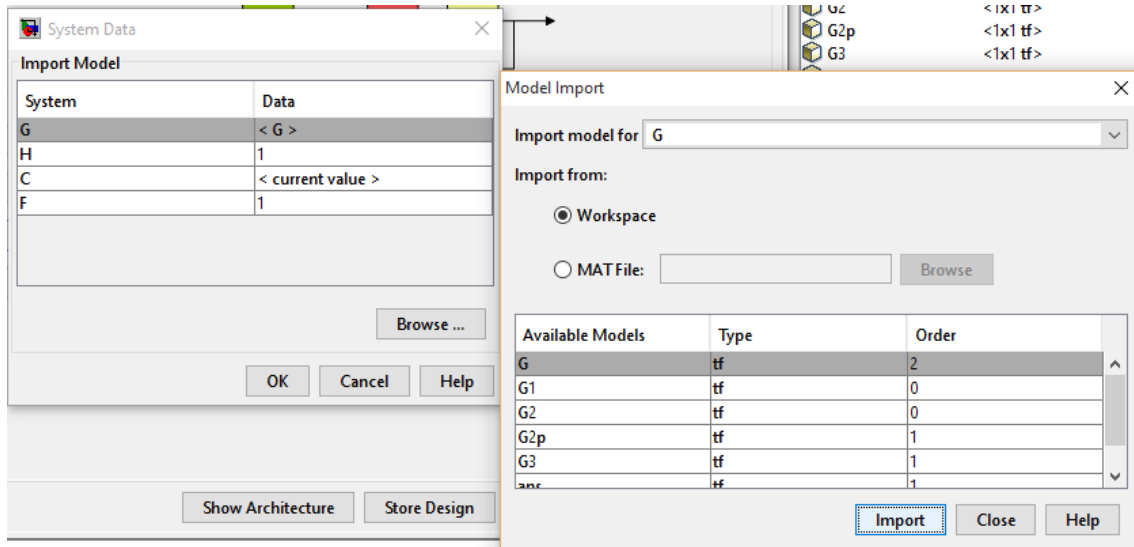


Figura 116: Ingreso de datos del sistema a simular

Antes de proceder a sintonizar nuestro controlador, vamos a mostrar algunas curvas de respuesta de nuestro sistema sin efecto del controlador PID.

Entonces tenemos la respuesta al escalón unitario de nuestra planta en lazo abierto (“tiristores” e Impedancia”), ver Figura 117.

>>step(G)

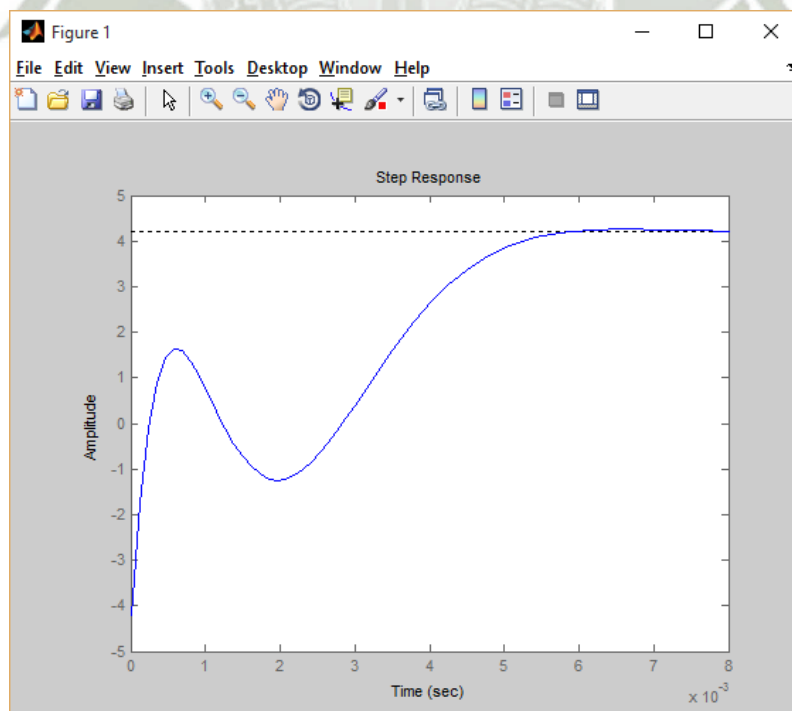


Figura 117: Respuesta del sistema al escalón unitario

El diagrama de Bode para lazo abierto, ver Figura 118.

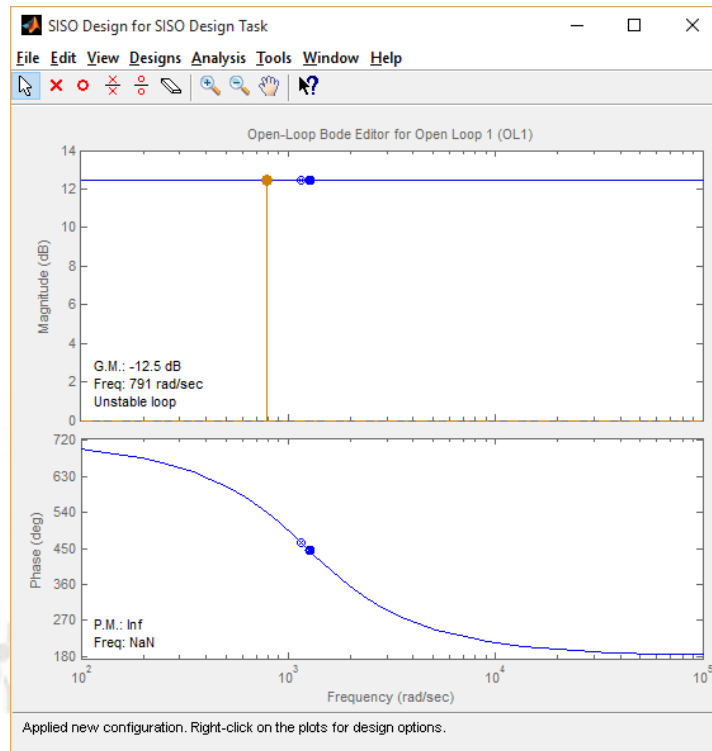


Figura 118: Diagrama de BODE del sistema

Ahora para sintonizar los parámetros iniciales de nuestro controlador PID, estando en la ventana de SISOTOOL (ver Figura 119), hacer clic en la pestaña “Automated Tuning”.

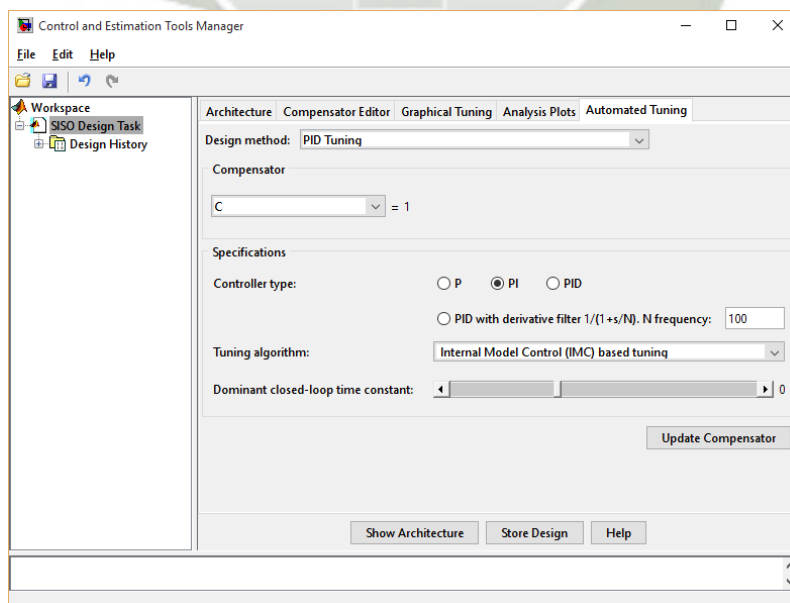


Figura 119: Pestaña de sintonización de controladores de SISOTOOL

En el campo que dice “Design Method”, seleccionamos “PID Tuning”; en el campo de “Specifications” – “Controller Type” seleccionamos PID. En el campo “Tuning algorithm” seleccionamos “Internal Model Control (IMC) based tuning”. En el campo “Dominant closed-loop time constant”, debemos seleccionar un valor que sea 10 veces mayor al tiempo de muestreo que en nuestro caso por cuestiones intrínsecas de rapidez del micro-controlador, y del medidor de energía ADE7878, el tiempo de muestreo lo estableceremos en 2ms.

Entonces debemos elegir la constante de tiempo dominante de nuestro sistema que nos ayude a evitar el aliasing. Para esto basta con que la constante de tiempo de nuestro sistema sea 2 veces mayor al tiempo de muestreo para evitar el efecto aliasing, pero reglas empíricas de control y de acuerdo a la experiencia se elige un tiempo de muestreo que sea alrededor de un décimo de la constante de tiempo dominante.

Por tanto elegimos en el campo “Dominant closed-loop time constant” 20ms.

Luego hacemos clic en el botón “Update Compensator”, para poder cargar el controlador (bloque C) con los parámetros auto-sintonizados según el método escogido, ver Figura 120.

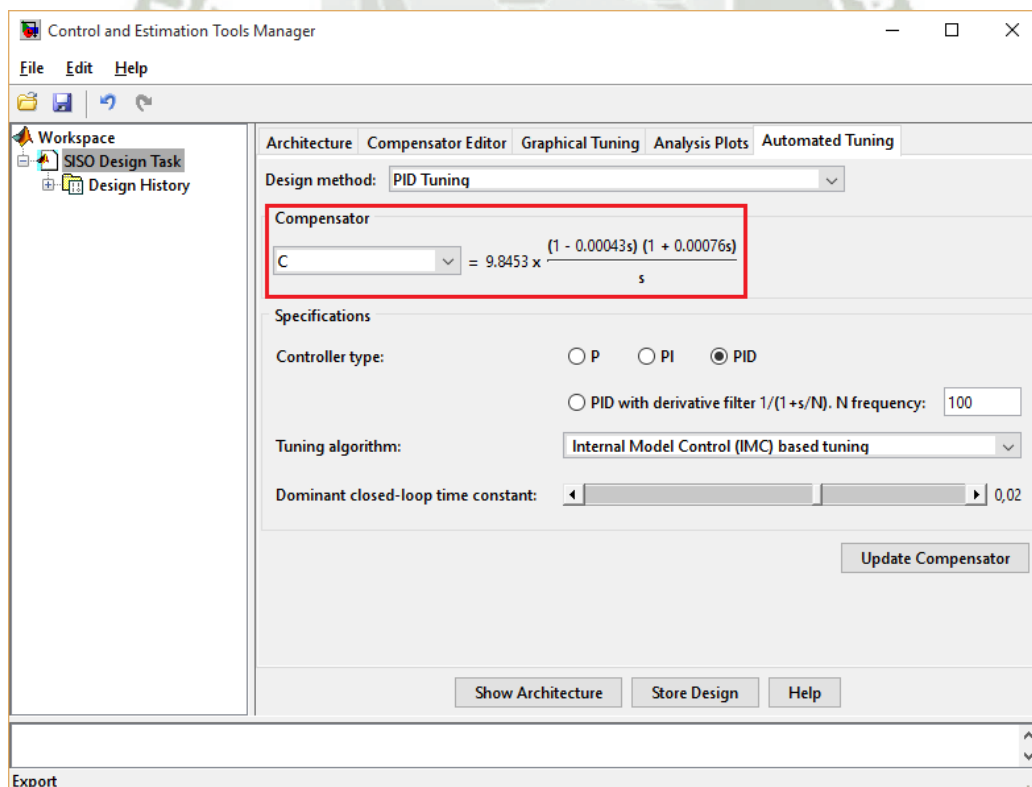


Figura 120: Datos obtenidos del controlador sintonizado

A continuación mostramos algunas curvas de diseño del sistema.

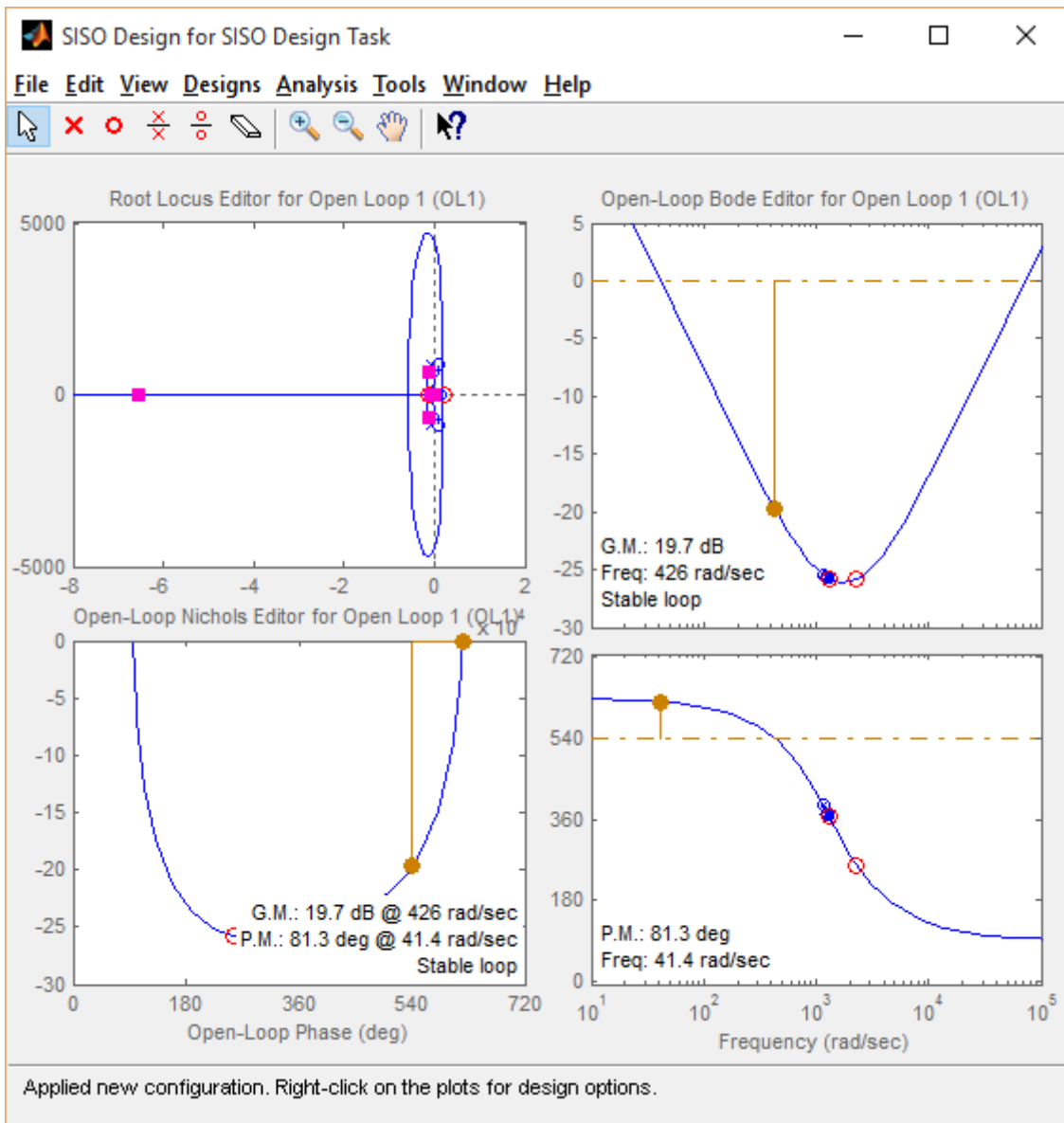


Figura 121: Diagrama del lugar de raíces, diagrama de bode y diagrama de Nichols para el sistema de control

La respuesta en lazo cerrado, junto con el controlador PID sintonizado.

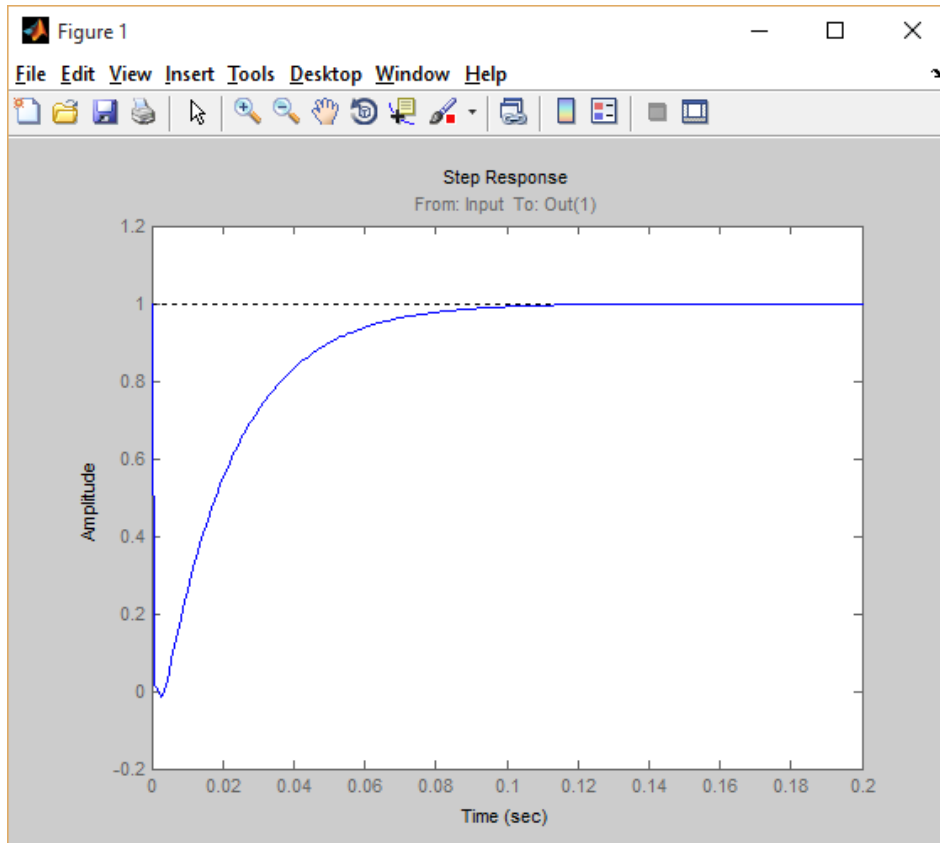


Figura 122: Respuesta del sistema de control en lazo cerrado

Una vez hecho esto, volvemos a la ventana “Control and Estimation Tools Manager”, donde podemos ver la función de transferencia de nuestro controlador PID (ver Figura 120).

Como podemos observar la función de transferencia del controlador PID sería:

$$\begin{aligned} \frac{U(s)}{E(s)} &= 9.8453 * \frac{(1 - 0.00043s) * (1 + 0.00076s)}{s} \\ &= \frac{-3.2651 * 10^{-6} * (s - 2305) * (s + 1308)}{s} \end{aligned} \quad (155)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = 9.8453 * \frac{-0.0000003268s^2 + 0.00033s + 1}{s} \quad (156)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = 0.003248949 * \frac{-0.0000003268s^2 + 0.00033s + 1}{0.00033s} \quad (157)$$

De donde comparando la ecuación (157) con la (152) deducimos que los parámetros iniciales del controlador PID son:

- $T_i=0.00033$
- $T_d=0.0009903$
- $K_p=0.003248949$

Ahora antes de pasar a implementar el algoritmo de nuestro controlador PID heurístico en el micro-controlador, vamos a realizar una simulación en matlab de todo nuestro sistema, incluyendo el algoritmo PID autoajustable archivo “3SimHeuCtrlVoltTesis.m” (ver anexo C2 - Simulación de control de voltaje con PID autoajustable), para una mayor ampliación sobre el algoritmo empleado, consultar el marco teórico sección 2.6.9.

Ahora bien el algoritmo PID autoajustable heurístico es un algoritmo computacional por tanto es preciso ingresar las funciones de transferencia de los bloques de nuestro sistema pero no como tal sino definidos como ecuaciones en diferencias, para así conseguir la respuesta del sistema mediante el método iterativo; por tanto vamos a discretizar nuestra planta aplicando la transformada Z, para luego fácilmente expresar dicha transformada en una ecuación en diferencia.

En la siguiente gráfica se muestra el diagrama de bloques del control de voltaje pero en tiempo discreto.

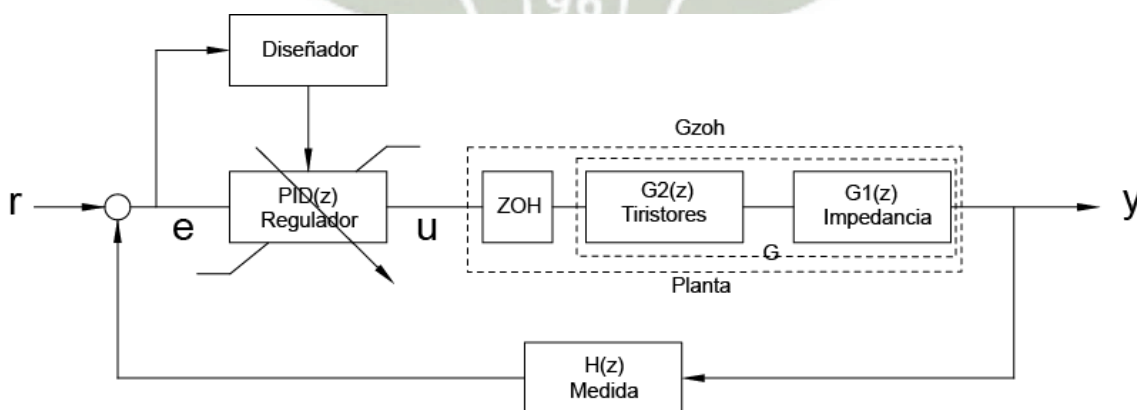


Figura 123: Diagramas de bloques del sistema de control de voltaje para tiempo discreto

En el prompt de matlab ingresamos lo siguiente, previamente habiendo ejecutado el m-file “2TFCtrlVoltTesis” mostrado en la Figura 115

>>Gzoh

Transfer function:

$$-4.2 z^3 + 3.125 z^2 + 3.672 z + 1.508$$

$$z^3 - 0.04001 z^2 + 0.01959 z - 0.002479$$

Sampling time: 0.002

Como podemos apreciar hemos obtenido la función de transferencia del bloque G (Tiristores + Impedancia) en el plano Z, junto con un retenedor de orden cero y tiempo de muestreo de 2ms. Esto se logró gracias al comando c2d de matlab, el cual hemos utilizado en el m-file “2TFCtrlVoltTesis” mostrado en la Figura 115.

Con esto ya tenemos la transformada Z del bloque G en serie con el retenedor de orden cero (ZOH). A continuación lo convertimos en su ecuación de diferencias.

$$Gzoh(z) = \frac{-4.2z^3 + 3.125z^2 + 3.672z + 1.508}{z^3 - 0.04001z^2 + 0.01959z - 0.002479} \quad (158)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{-4.2z^3 + 3.125z^2 + 3.672z + 1.508}{z^3 - 0.04001z^2 + 0.01959z - 0.002479} * \frac{z^{-3}}{z^{-3}} \quad (159)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{-4.2 + 3.125z^{-1} + 3.672z^{-2} + 1.508z^{-3}}{1 - 0.04001z^{-1} + 0.01959z^{-2} - 0.002479z^{-3}} \quad (160)$$

$$\begin{aligned} Y(z) * [1 - 0.04001z^{-1} + 0.01959z^{-2} - 0.002479z^{-3}] \\ = U(z) * [-4.2 + 3.125z^{-1} + 3.672z^{-2} + 1.508z^{-3}] \end{aligned} \quad (161)$$

Ahora sacamos la transformada Z inversa a ambos términos, entonces tenemos:

$$\begin{aligned} Z^{-1}\{Y(z) * [1 - 0.04001z^{-1} + 0.01959z^{-2} - 0.002479z^{-3}]\} \\ = Z^{-1}\{U(z) * [-4.2 + 3.125z^{-1} + 3.672z^{-2} + 1.508z^{-3}]\} \end{aligned} \quad (162)$$

Asumimos también que todos los valores antes de $n=0$, son cero; por lo tanto teniendo presente el teorema de corrimiento y la propiedad de linealidad de la transformada Z, tenemos:

$$\begin{aligned} y(n) - 0.04001y(n - 1) + 0.01959y(n - 2) - 0.002479y(n - 3) \\ = -4.2u(n) + 3.125u(n - 1) + 3.672u(n - 2) \\ + 1.508u(n - 3) \end{aligned} \quad (163)$$

Bien ahora que tenemos la ecuación en diferencias de la planta, en función de $f(n)$ y $u(n)$, vamos a calcular y graficar la salida de todo el sistema $y(n)$ realimentado junto con el algoritmo PID autoajustable heurístico; ver Figura 124.

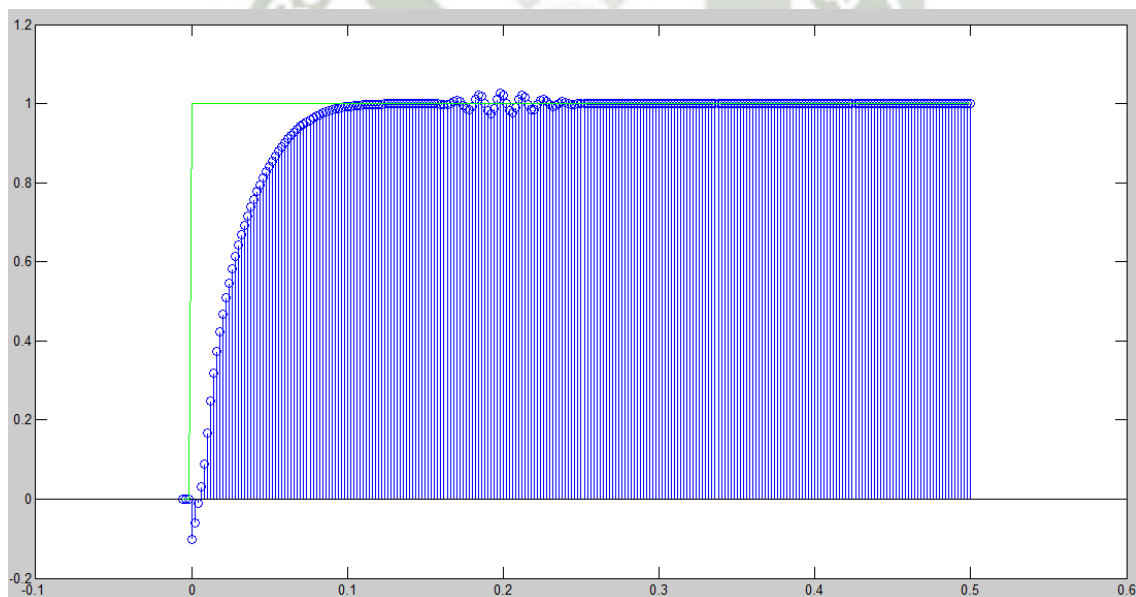


Figura 124: Respuesta al escalón unitario de nuestro sistema de control de voltaje con PID autoajustable

Como podemos apreciar en la Figura 124, la salida en lazo cerrado de nuestra planta cuando aplicamos el controlador heurístico autoajustable ante una entrada escalón unitario, es similar a la de la Figura 122, que corresponde a la respuesta al escalón unitario de nuestra planta con un controlador PID fijo en tiempo continuo, sin embargo; la Figura 124, muestra por los 200ms aproximadamente, después de ya haber

alcanzado el régimen estacionario, unas pequeñas crestas oscilatorias producto de nuestro algoritmo PID autoajustable, el cual está constantemente actualizando los parámetros K_p , T_i y T_d de nuestro controlador PID.

Ahora si lo que resta, por ver de esta sección es la implementación del algoritmo PID-autoajustable heurístico en el micro-controlador, el cual se encuentra en el archivo de firmware “CPU18F.c” y su complemento “funsec.c” (ver anexo B1 – Diagrama Flujo CPU18F y anexo B2 – Diagrama flujo funsec).

3.3.2 Control para corregir el factor de potencia

En nuestro caso según el diseño de nuestro banco de condensadores y el reactor shunt utilizado, nuestro SVC puede controlar en una sola dirección la corrección del factor de potencia (entrega de potencia reactiva). Asimismo el controlador del prototipo que se propone es para sistemas monofásicos, sin embargo es adaptable para sistemas trifásicos, colocando un controlador monofásico para cada fase y así la potencia reactiva puede ser controlada en cada fase independientemente; permitiendo de esta forma compensar la energía reactiva tanto para sistemas equilibrados como no equilibrados.

El algoritmo de control propuesto se puede observar en la Figura 125.

El bloque de medida es el encargado de obtener señales clave para el control de la planta, que esencialmente es el $\cos \phi$, el voltaje y la corriente RMS que servirán para el cálculo de la potencia aparente, reactiva y activa.

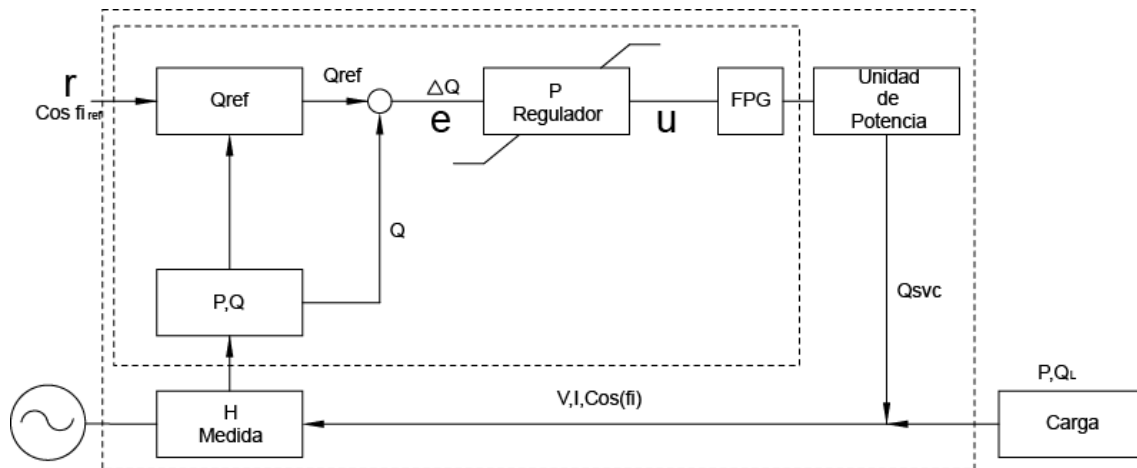


Figura 125: Diagrama de bloques de control para la corrección del factor de potencia.

Fuente: (Szabo, Regula, Bodnar, & Altus, 2014)

Las desviaciones de la potencia reactiva deseada y la potencia reactiva medida (ΔQ) son computadas dinámicamente que luego pasan a través del controlador proporcional que emite una señal de control que pasa luego al bloque FPG, convierte dicha señal en un pulso con un determinado ángulo de disparo para los triacs, que finalmente el bloque de unidad de potencia convierte en potencia reactiva que se inyecta al sistema. De esta manera el bajo factor de potencia puede ser corregido en tiempo real, con solo pequeños tiempos de retardo. EL bloque “unidad de potencia” es el que contiene los tiristores, banco de condensador y reactor.

La carga conectada al final de la línea consume potencia activa (P) y reactiva (Q_L). La potencia de compensación del SVC es denominada Q_{SVC}. Las variables P y Q son respectivamente la potencia Activa y potencia Reactiva actuales entregadas por la Red Comercial de Energía.

En general nuestro prototipo implementado, cuenta con un circuito integrado ADE7878, el cual es un medidor de energía y entrega al PIC los valores de la corriente RMS, voltaje RMS y ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente. Es en nuestro PIC donde realizamos la computación del coseno del ángulo de desfase, el seno del ángulo de desfase, el cálculo de la potencia aparente, ver ecuación (164); la potencia reactiva ,ver ecuación (165) y la potencia activa, ver ecuación (166).

$$S = V * I \quad (164)$$

$$Q = S * \sin(\varphi) \quad (165)$$

$$P = S * \cos(\varphi) \quad (166)$$

En donde φ es el ángulo de desfase medido y $\cos(\varphi)$ es el factor de potencia medido.

Luego realizamos unas operaciones que convierta el factor de potencia deseado a potencia reactiva deseada (Q_{ref}), ver ecuaciones (167) y (168).

$$\varphi_{ref} = \arccos(\cos(\varphi_{ref})) \quad (167)$$

$$Q_{ref} = P * \tan(\varphi_{ref}) \quad (168)$$

En donde $\cos(\varphi_{ref})$ es el set point.

Una vez obtenidos estos datos, podremos fácilmente determinar a través de una simple operación de sustracción, la potencia reactiva necesaria que debemos inyectar al sistema para obtener el factor de potencia deseado, ver ecuación (169).

$$\Delta Q = Q_{ref} - Q \quad (169)$$

Luego a esta señal aplicamos nuestro algoritmo de control (control proporcional), el cual generará una señal de control, el cual se enviará a la tarjeta FPG como una señal PWM.

3.3.3 Actuador FPG

Esta sección trata de lo que vendría a ser la tarjeta electrónica auxiliar a la tarjeta electrónica de control; es decir esta tarjeta es la encargada de recibir la señal de control de nuestra tarjeta controladora, valga la redundancia, en forma de señal PWM y después

generar el pulso de disparo para el TRIAC. La tarjeta SCR es la que contiene el dispositivo TRIAC propiamente dicho (ver Figura 126).

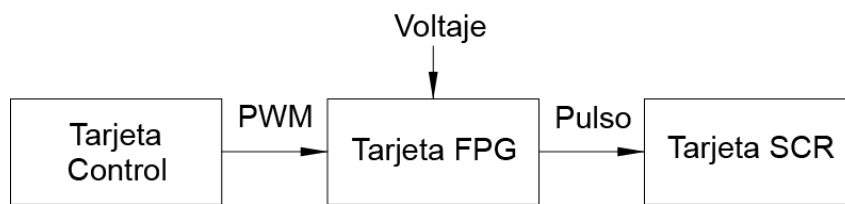


Figura 126: Secuencia de señal para el disparo del TRIAC

En la tarjeta FPG, se realiza entonces la sincronización de los pulsos con el cruce por cero del voltaje de la red, asimismo en la tarjeta FPG trabajamos con la recta aproximada a la parte lineal de la curva de evolución de potencia reactiva del SVC y por tanto los ángulos de disparo que se generen están acotados para el rango de 90° a 140° .

Para generar la ecuación de la recta tenemos las siguientes premisas:

- La tarjeta de control tiene una salida PWM de frecuencia de 1220Hz de la portadora. Es decir unos 819.6 us de periodo.
- La tarjeta FPG tiene una resolución de lectura de 0.2us.

Lo que deseamos que realice la tarjeta FPG es que cuando reciba una señal del PWM al 100% de ciclo de servicio, es decir aproximadamente los 819.6us en nivel alto; genere un pulso para disparo del TRIAC en 140° y para 0% de ciclo de servicio genere un pulso para disparo del TRIAC en 90° aproximadamente.

Entonces sabemos que la frecuencia de la red es 60Hz por tanto, el periodo es de 16.6ms. A esta frecuencia los 140° es equivalente a 6.45ms y los 90° es a 4.15ms. Asimismo la tarjeta FPG cuando reciba la señal PWM al 100% del ciclo de servicio, marcará en su registro un valor de 4098 aproximadamente, y para un ciclo de trabajo de 0, el registro también marcará 0.

Resumiendo todo lo dicho anteriormente obtenemos 2 puntos dados por el valor del registro de lectura PWM de la tarjeta FPG versus el retardo en microsegundos para disparar el TRIAC, por lo tanto para nuestro caso de estudio estos puntos son:

- (4098, 6450)
- (0,4150)

Si trazamos una recta que pase por dichos puntos antes mencionados, obtendremos la recta de disparo de la tarjeta FPG (ver Figura 127) y cuya ecuación es:

$$y = 0.5542x + 4150$$

(170)

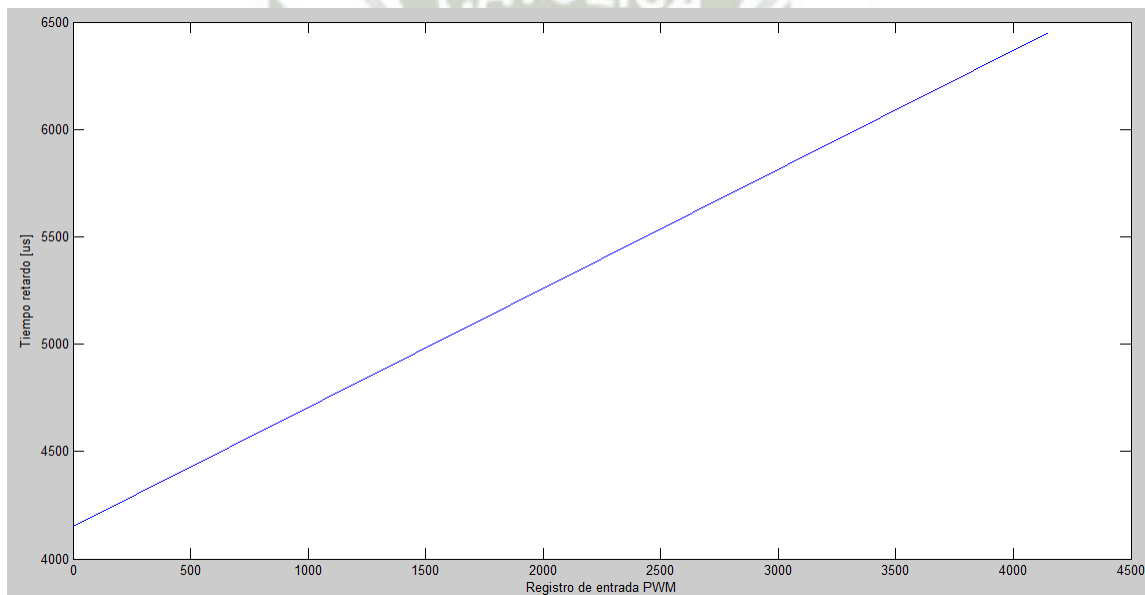


Figura 127: Recta de disparo de la tarjeta FPG

3.4 Análisis de resultados

El modelo eléctrico de la planta de instalación eléctrica (ver anexo C-1 – Simulación Modelo Planta Instalación Eléctrica), refleja muy bien lo que es la planta real implementada, ya que los datos teóricos obtenidos en simulación son iguales a los datos reales obtenidos en la práctica (ver Tabla 12 y Tabla 13).

Especificación	Planta real	Planta simulada
Voltaje fuente(RMS)	230.08 [V]	230 [V]
Frecuencia	59.98 [Hz]	60 [Hz]
Potencia Activa (Carga)	107.93[W]	107.85[W]
Potencia reactiva (Carga)	0VAR	0VAR
Caída de voltaje	1.51 [V]	1.5 [V]

Tabla 12: Caída de voltaje en el Bus para una carga resistiva

Especificación	Planta real	Planta simulada
Voltaje fuente(RMS)	230.08 [V]	230 [V]
Frecuencia	59.98 [Hz]	60 [Hz]
Carga Resistiva	484 [Ohm]	484 [Ohm]
Carga Capacitiva	51.16[uF]	50 [uF]
Voltaje Salida	247.8 [V]	247.31 [V]

Tabla 13: Nivel de voltaje en el Bus para una carga capacitiva - resistiva

En lo que respecta al control del nivel del voltaje, el controlador puede seguir muy bien la consigna establecida como podemos ver en la Tabla 14 y Tabla 15, sin embargo puede existir pequeñas diferencias en decimales si es que realizamos la medición con otros instrumentos como multímetros de diferente marcas, debido a las incertidumbre siempre presentes en las mediciones ya sea por la precisión de los instrumentos, afinación de la calibración, entre otras.

Especificación	Según tarjeta tesis	Según multímetro
Con Regulación	225 [V]	225.35 [V]
Sin Regulación	219 [V]	218.8 [V]

Tabla 14: Tensión en el bus para una consigna de 225[v]

Especificación	Según tarjeta tesis	Según multímetro
Con Regulación	228 [V]	228.43 [V]
Sin Regulación	219[V]	218.8 [V]

Tabla 15: Tensión en el bus para una consigna de 228[v]

Para el caso de corrección del factor de potencia, tenemos las tablas Tabla 16 y Tabla 17

Especificación	Según tarjeta tesis	Según cosfímetro
Con Corrección	0.95	0.95
Sin Corrección	0.85	0.85

Tabla 16: Factor de Potencia en el Bus para una consigna de 0.95

Especificación	Según tarjeta tesis	Según cosfímetro
Con Corrección	0.99	0.99
Sin Corrección	0.85	0.85

Tabla 17: Factor de Potencia en el Bus para una consigna de 0.99

En la práctica pudimos observar unas pequeñas oscilaciones casi imperceptibles de la variable controlada en régimen estacionario, tanto para la regulación del voltaje como para la corrección del factor de potencia, esto debido a las pequeñas variaciones que existen en el suministro de la red comercial donde conectamos la planta, tanto en la frecuencia como los niveles de voltaje. Dichas variaciones pueden ser consideradas como pequeñas perturbaciones en el sistema de control y que no fueron consideradas en la simulación pero que nuestro controlador responde muy bien ante ellas. Asimismo podemos atribuir estas pequeñas oscilaciones imperceptibles al tipo de control utilizado en la corrección del factor de potencia ya que es un controlador solamente proporcional. Es importante recalcar que estas oscilaciones en la variable controlada son casi imperceptibles y hasta se presentan de manera esporádica, por lo tanto se podrían considerar despreciables.

CONCLUSIONES

- El propósito principal del trabajo de investigación es corregir el factor de potencia sin embargo también se adicionó un control para la regulación del nivel de voltaje.
- Se observó que para las cargas propuestas en la planta, el controlador pudo ajustar el factor de potencia a los valores cercanos a la unidad.
- La corrección del factor de potencia se hace de forma continua a diferencia de otros sistemas convencionales con elementos electro-mecánicos que lo hacen de forma escalonada o por etapas.
- Se demostró que es posible implementar una tarjeta de control basado en micro-controlador PIC de la gama alta de Microchip, que pueda controlar un SVC tanto para la corrección del factor de potencia como para la regulación de voltaje.
- El circuito integrado ADE7878 de Analog Devices, es robusto y trabaja muy bien para hacer mediciones eléctricas asimismo por el procesamiento digital de señales con la que cuenta dicho integrado los armónicos presentes en la red

eléctrica pueden ser obviados al momento de medir voltaje y corriente fundamentales (60Hz).

- El presente trabajo de investigación esta orientado para sistemas eléctricos monofásicos.
- Se demostró que aplicando un algoritmo de controlador PID autoajustable al Compensador estático de VAR, es posible regular los niveles de tensión en la red, mediante la absorción o “generación” de potencia reactiva.
- Se observó que la tarjeta de control implementada puede ejercer un control en tiempo real efectivo de la potencia reactiva del sistema.
- Para corregir el factor de potencia y/o regular el nivel de voltaje es importante dimensionar bien el banco de condensadores a utilizar según la demanda de potencia reactiva del sistema.
- Al aplicar RTOS a nuestro algoritmo de control en el PIC, hacemos que el micro-controlador simule atender todas las tareas implicadas en el proceso a la vez.
- El controlador solo actúa en la parte lineal de la curva de evolución de potencia reactiva del SVC, que va desde los 90° hasta los 140° aproximadamente (ver Figura 77).

RECOMENDACIONES

- Para eliminar y/o mitigar los armónicos que introduce el SVC, es necesario implementar algunas de las formas propuestas en la sección 2.2.5 en filtros eléctricos, sintonizados sobre todo para los armónicos de orden impar.
- La forma e interfaz de calibración de la tarjeta de control para realizar la medición de parámetros eléctricos, podría mejorarse para ser más amigable con el usuario.
- Sería interesante realizar un estudio comparativo de coste - beneficio de la tecnología planteada en este trabajo de investigación y de las tecnologías convencionales de corrección del factor de potencia, utilizando datos de consumo de una industria y pliegos tarifarios de electricidad en el Perú.
- El modelo planteado del prototipo de tarjeta de control, puede ser ampliado incorporándole tarjetas de comunicación MODBUS, IEC-61850, u otros protocolos.
- La planta puede servir para demostración del principio de funcionamiento de los FACTS, corrección del factor de potencia, regulación de voltaje y/o para propósitos científicos y educacionales.

BIBLIOGRAFÍA

- Academia Regulación de Voltaje*. (s.f.). Obtenido de Academia Regulación de Voltaje:
http://www.academia.edu/7545770/4_REGULACION_DE_VOLTAJE
- Agudo Behar, A., & Martínez Iranza, M. (2003). *Identificación y control adaptativo*. Madrid, España: Pearson Educación. Recuperado el 2015
- Bolton, W. (s.f.). *Ingeniería de control*. México D.F: Alfaomega.
- Carrillo Gonzales, C. J., & Cidras Pidre, J. (2003). *Compensadores Estáticos de Energía Reactiva*. Obtenido de <http://carrillo.webs.uvigo.es/publicaciones/SVC.pdf>
- Castro Sotelo, C. U. (2007). *Modelo del Compensador Estático de VARS para Estudios de Flujos de Potencia y de Estabilidad Angular Transitoria (Tesis Maestría)*. México D.F, México, México: Instituto Politécnico Nacional. Recuperado el 2015, de <http://tesis.ipn.mx:8080/xmlui/handle/123456789/3959>
- colaboradores de Wikipedia. (15 de 10 de 2015). *Instrumentación industrial*. (Wikipedia, La enciclopedia libre, Editor) Obtenido de https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Instrumentaci%C3%B3n_industrial&oldid=85842851
- colaboradores de Wikipedia. (30 de 11 de 2015). *Serial Peripheral Interface*, 87428821. Obtenido de Serial Peripheral Interface:

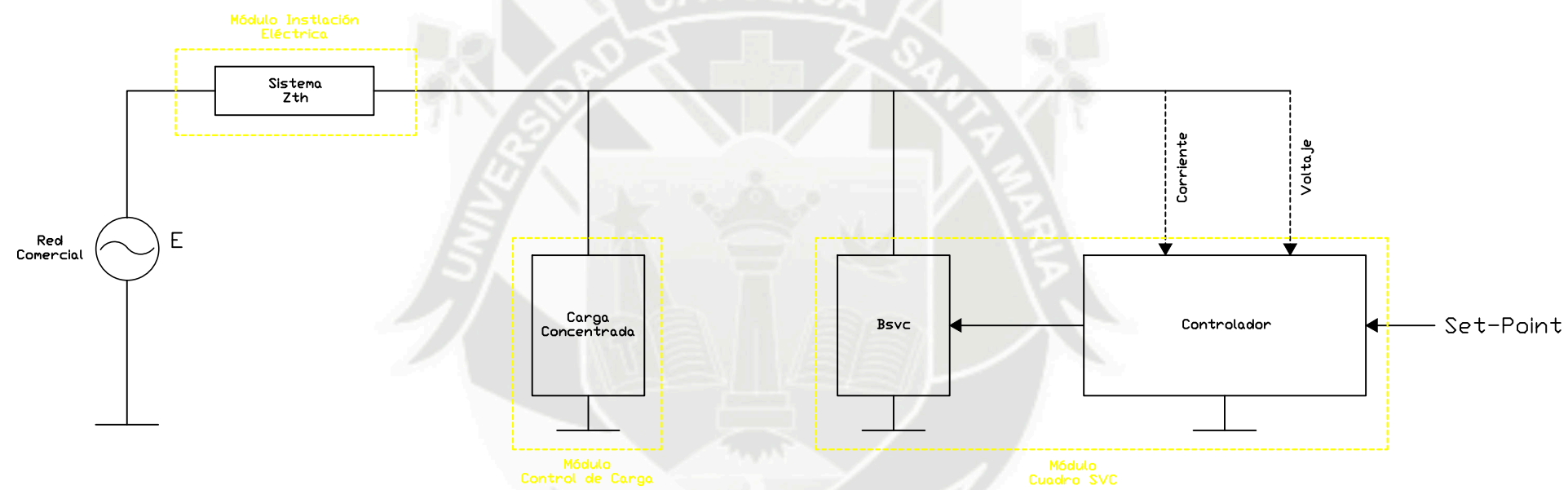
- https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Serial_Peripheral_Interface&oldid=87428821
- colaboradores de Wikipedia. (1 de 10 de 2015). *Sistema operativo de tiempo real*. Recuperado el 24 de 02 de 2016, de Sistema operativo de tiempo real: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Sistema_operativo_de_tiempo_real&oldid=85501738
- colaboradores de Wikipedia. (02 de 03 de 2016). *Circuito impreso*, 89555249. Obtenido de Circuito impreso: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Circuito_impreso&oldid=89555249
- colaboradores de Wikipedia. (11 de 02 de 2016). *Microcontrolador*. (Wikipedia, La enciclopedia libre, Editor) Obtenido de Microcontrolador: <https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Microcontrolador&oldid=89078691>
- colaboradores de Wikipedia. (18 de 02 de 2016). *Protocolo de comunicaciones*, 89234379. Obtenido de Protocolo de comunicaciones: https://es.wikipedia.org/wiki/Protocolo_de_comunicaciones
- colaboradores de Wikipedia. (11 de 01 de 2016). *Sistema de control*. (L. e. Wikipedia, Editor) Obtenido de https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Sistema_de_control&oldid=88360726
- colaboradores de Wikipedia. (23 de 02 de 2016). *Transmisión de datos*, 89361532. Obtenido de Transmisión de datos: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Transmisi%C3%B3n_de_datos&oldid=89361532
- Comparativa de Microcontroladores*. (s.f.). Obtenido de <http://server-die.alc.upv.es/asignaturas/lased/2002-03/Micros/downloads/trabajo.pdf>
- COP20 Lima. (2014). Lima COP20 CMP10. *Conceptos básicos sobre cambio climático*, (págs. 12-13). Lima. Recuperado el 15 de 01 de 2016, de <http://www.cop20.pe/caja-de-herramientas/presentaciones-de-la-cop20/>
- Distefano, J. J., Stubberud, A. R., & Williams, I. J. (1995). *Retroalimentación y Sistemas de Control*. México D.F, México: McGrawHill.
- Hart, D. W. (2005). *Electrónica de potencia*. Madrid: Pearson Educacion.
- López Martínez, C. (2010). *Aplicación de Compensadores Estáticos de VARS en Sistemas Eléctricos de Potencia (Tesis profesional)*. México D.F, México,


- México: INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL. Recuperado el 2015, de <http://tesis.ipn.mx:8080/xmlui/handle/123456789/8606>
- Peña Miralles, H. A. (2005). *Estudio de un Compensador Estático de Reactivos SVC (Tesis profesional)*. Valparaíso, Chile: Pontificia Universidad Católica de Valparaíso. Recuperado el 2015, de <http://lep.eie.pucv.cl/TesisHumbertoPenha.pdf>
- Rashid, M. (2004). *Electrónica de potencia*. México: Pearson Educación.
- Redondo, M., & Quintela, F. (s.f.). *Diccionario de ingeniería eléctrica*. (U. d. Salamanca, Editor) Obtenido de Diccionario de ingeniería eléctrica: <http://electricidad.usal.es/Principal/Circuitos/Diccionario/Diccionario.php?b=id:405>
- Rojas Moreno, A. (2001). *Control Avanzado Diseños y Aplicaciones en Tiempo Real*. Lima: [s.n].
- Szabo, D., Regula, M., Bodnar, R., & Altus, J. (2014). Control of a SVC for power factor correction. *2014 ELEKTRO* (págs. 379-382). Rajecke Teplice: IEEE. doi:10.1109/ELEKTRO.2014.6848922
- Wildi, T. (2007). *Máquinas eléctricas y sistemas de potencia* (Sexta ed.). (P. M. Guerrero Rosas, & B. Gutiérrez Hernández, Edits.) México, Mexico: Pearson Educación. Recuperado el 10 de 2015



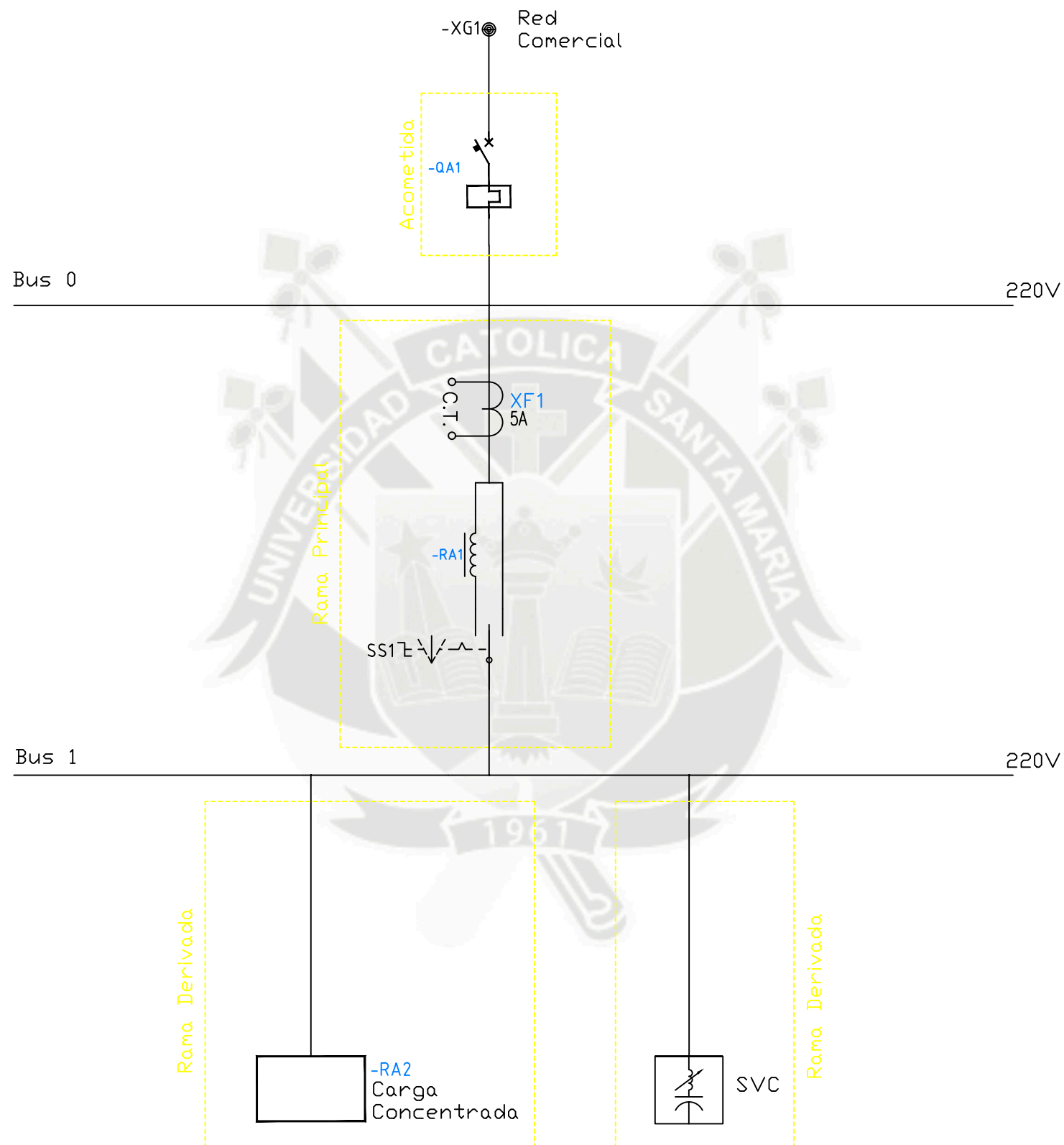






Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón		Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0	PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
Lámina: EM 01	Referencia: --	 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	
Diagrama de Bloques General de la Planta.			





Nota: Todos los símbolos utilizados son bajo el estándar IEC-60617 a excepción del símbolo del SVC.

LEYENDA

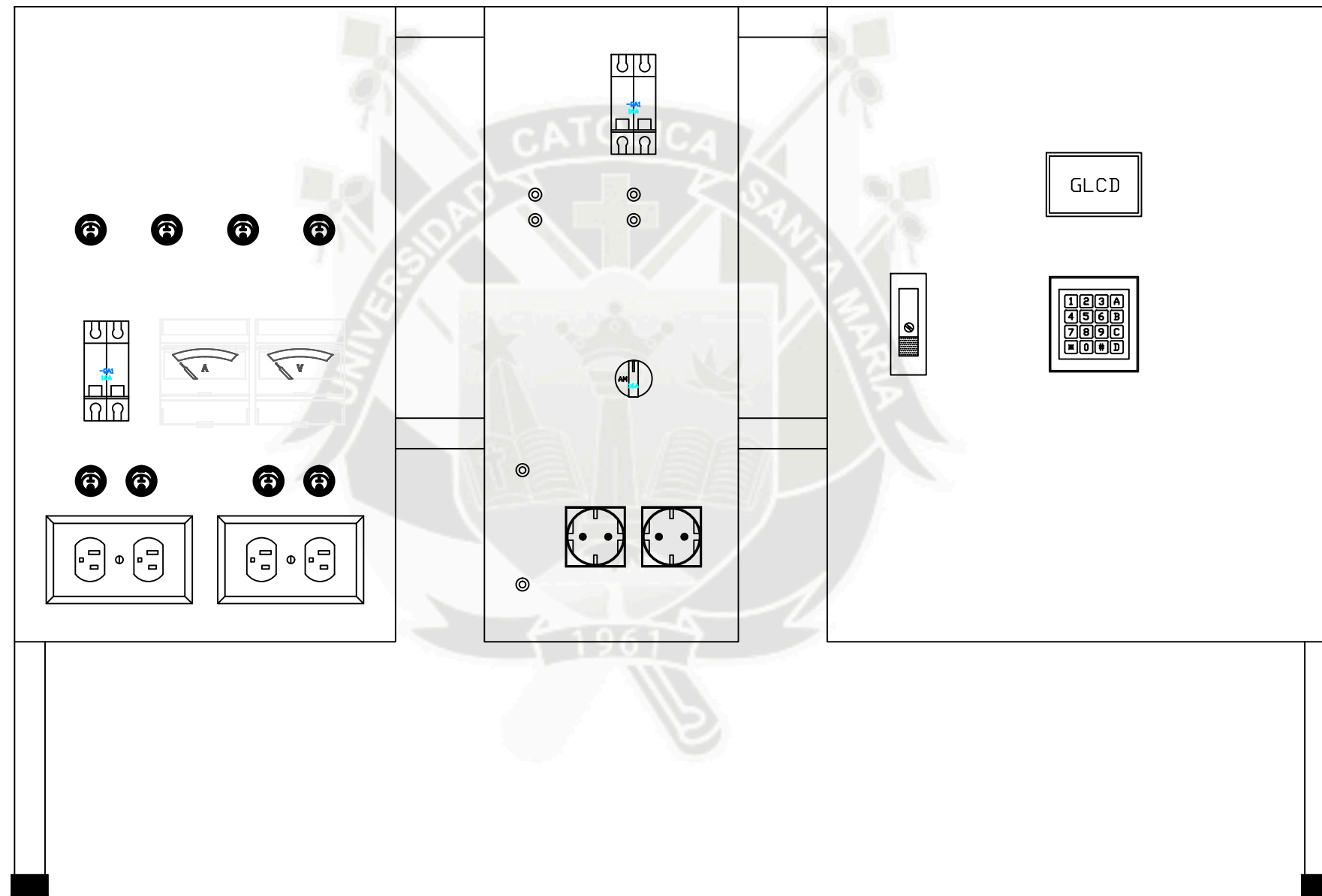
	Interruptor termomagnético		Inductancia de línea
	Transformador de Corriente		Compensador Estático de Reactiva (SVC)
	Llave Selectora 3 Posiciones		Carga Concentrada
	Red Comercial de Energía Eléctrica	-	-

Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EM 02	Referencia: --
Diagrama Unifilar General de la Planta.	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	



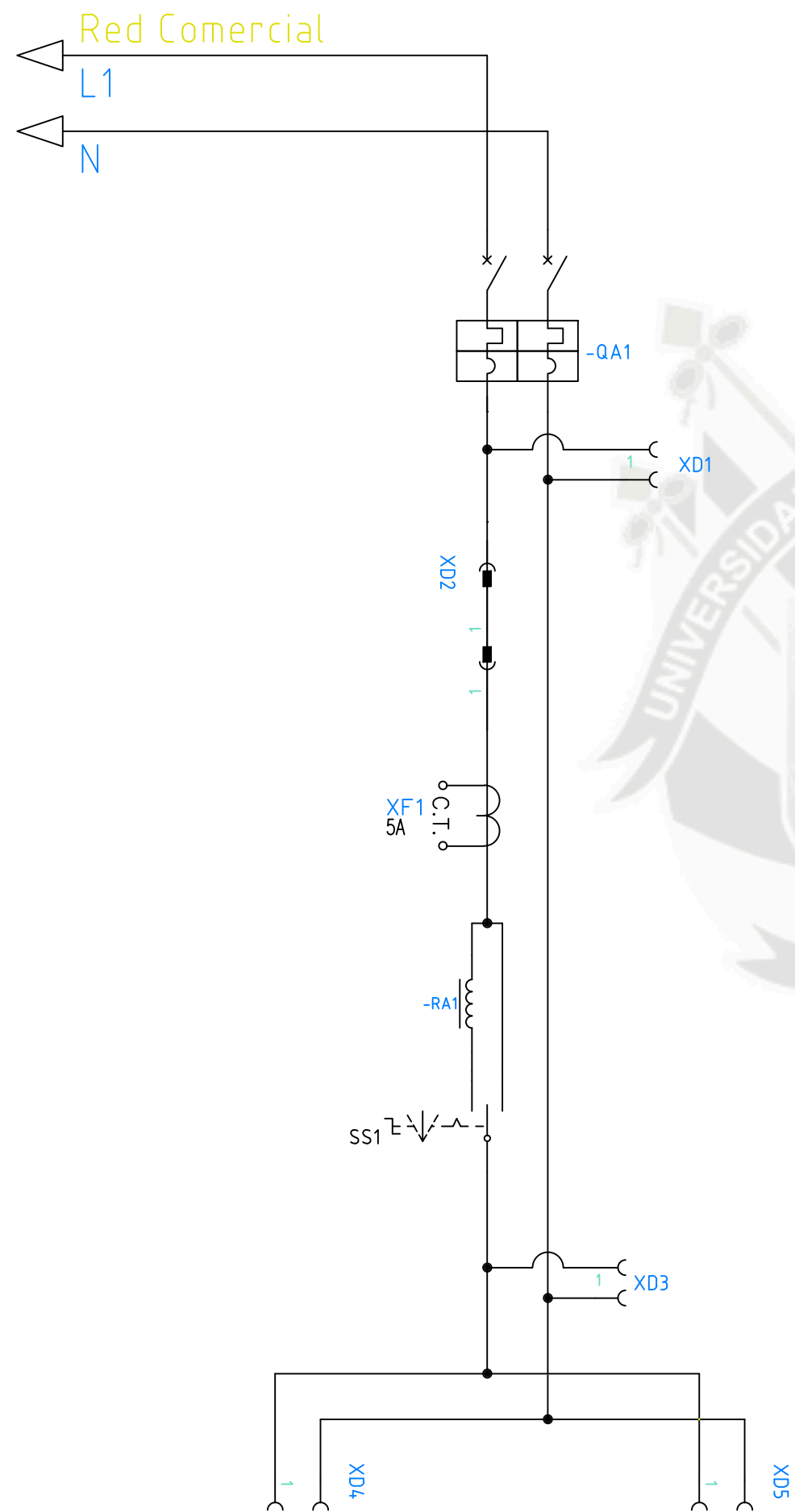
Frontal Exterior



Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón			
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0		
Lámina: EM 03	Referencia: --		
Diagrama de Montaje Mecánico General de la Planta.			



A-4



LEYENDA			
	Interruptor termomagnético		Inductancia de línea
	Transformador de Corriente		Punto de Conexión Jack
	Llave Selectora 3 Posiciones		Punto de Conexión Plug/Jack

Nota: Todos los símbolos utilizados son bajo el estándar IEC-60617.



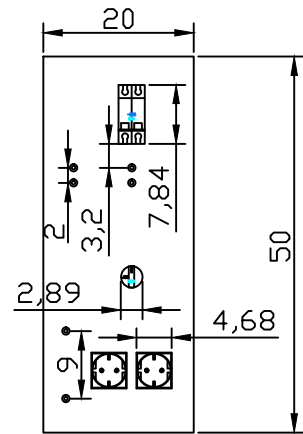
Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EM 04	Referencia: --
Esquemático del Módulo "Instalación Eléctrica".	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES		
Universidad Católica de Santa María de Arequipa		
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA		
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA		

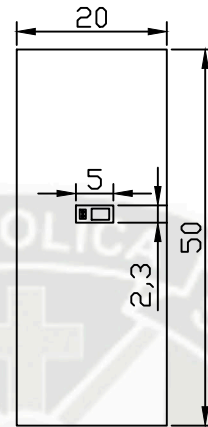


A-5

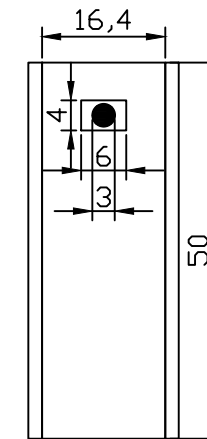
Frontal Exterior



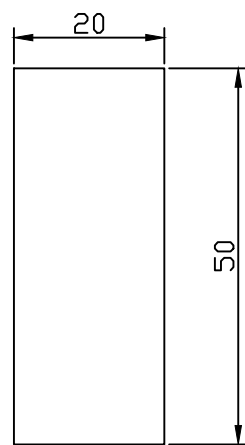
Frontal Interior



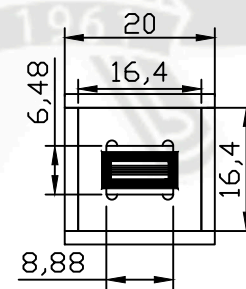
Lateral Derecho Exterior



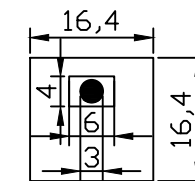
Posterior Exterior



Inferior Interior



Superior Exterior

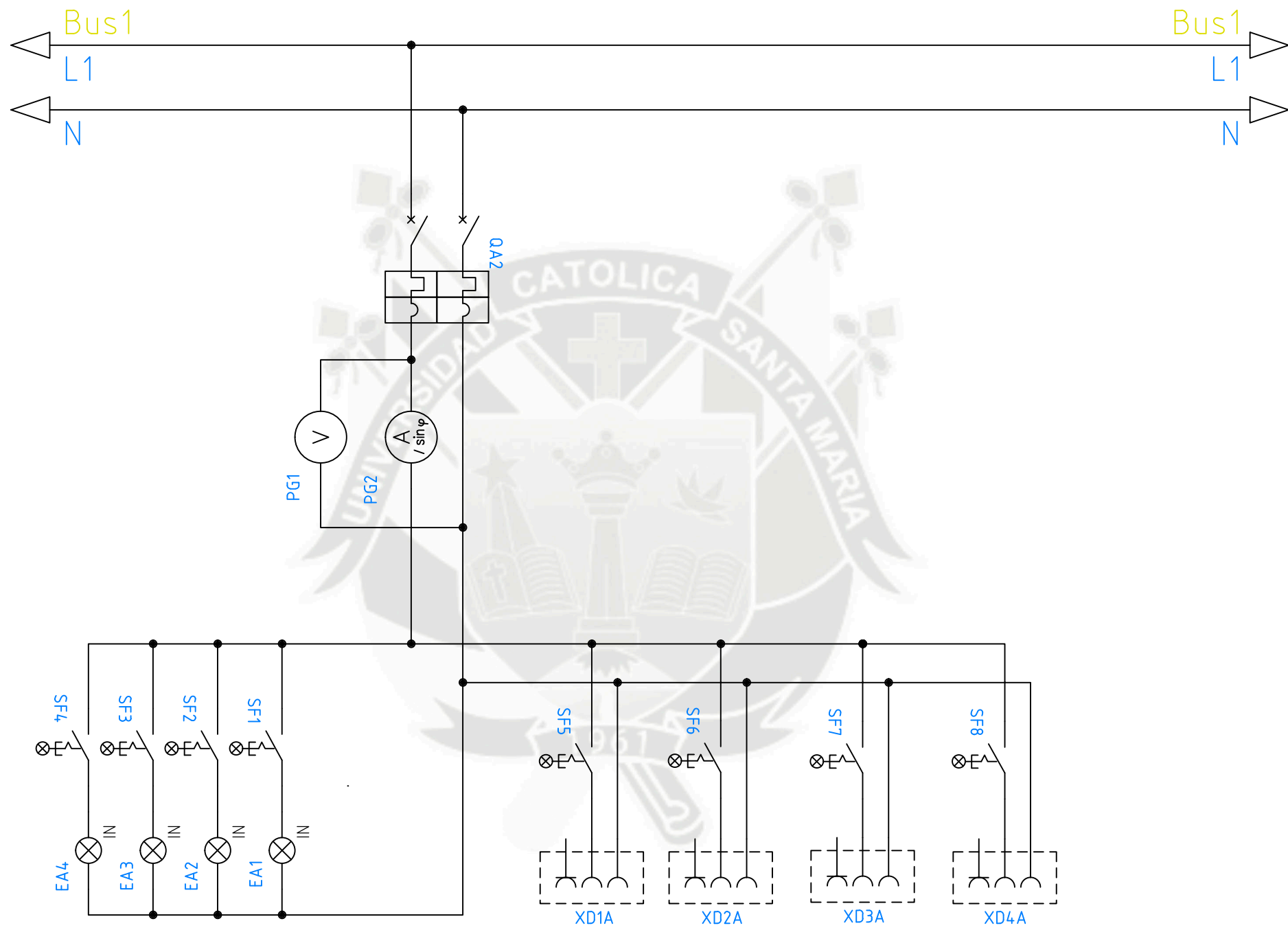


Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EM 05	Referencia: --
Diagrama de Montaje Mecánico del Módulo "Instalacion Electrica".	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	



A-6



LEYENDA			
	Interruptor termomagnético		Switch con luz piloto
	Medidor De Corriente		Lámpara Incandescente
	Medidor de Voltaje		Tonacorriente

Nota: Todos los símbolos utilizados son bajo el estándar IEC-60617.

Nombres y Apellidos del Autor:
 Victor Manuel De La Torre de Alarcón
 Fecha: 27/11/2015 Versión: 1.0
 Lámina: EM 06 Referencia: --
 Esquemático del Módulo "Control de Carga".

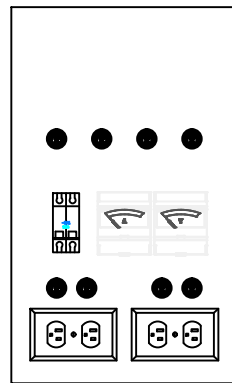
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES
 Universidad Católica de Santa María de Arequipa
 PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA
 DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN CONTROLADOR DE BAJO COSTO PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACION DE LA ENERGIA REACTIVA EN LAS INDUSTRIAS



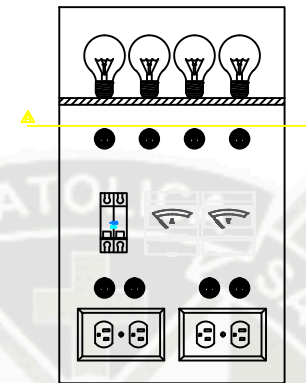


A-7

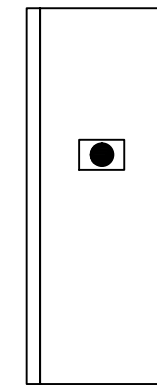
Frontal Exterior



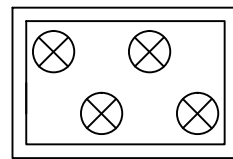
Frontal Corte



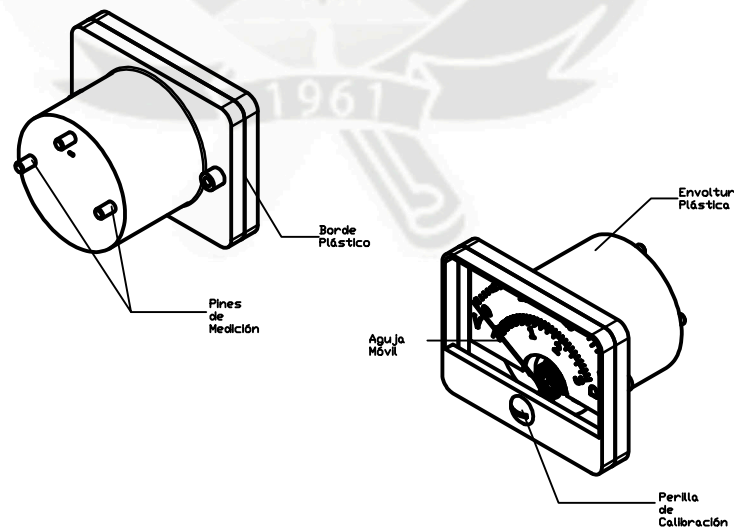
Lateral Derecho Exterior



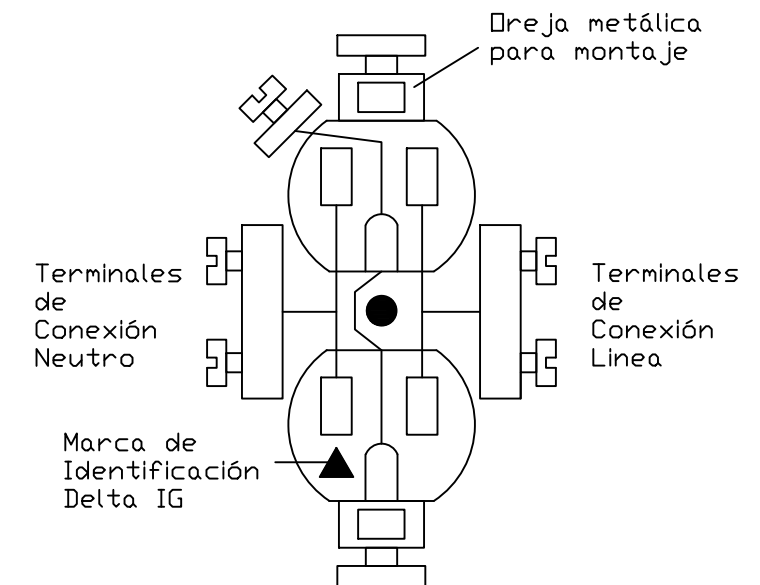
Superior Exterior



Detalle Voltmetro

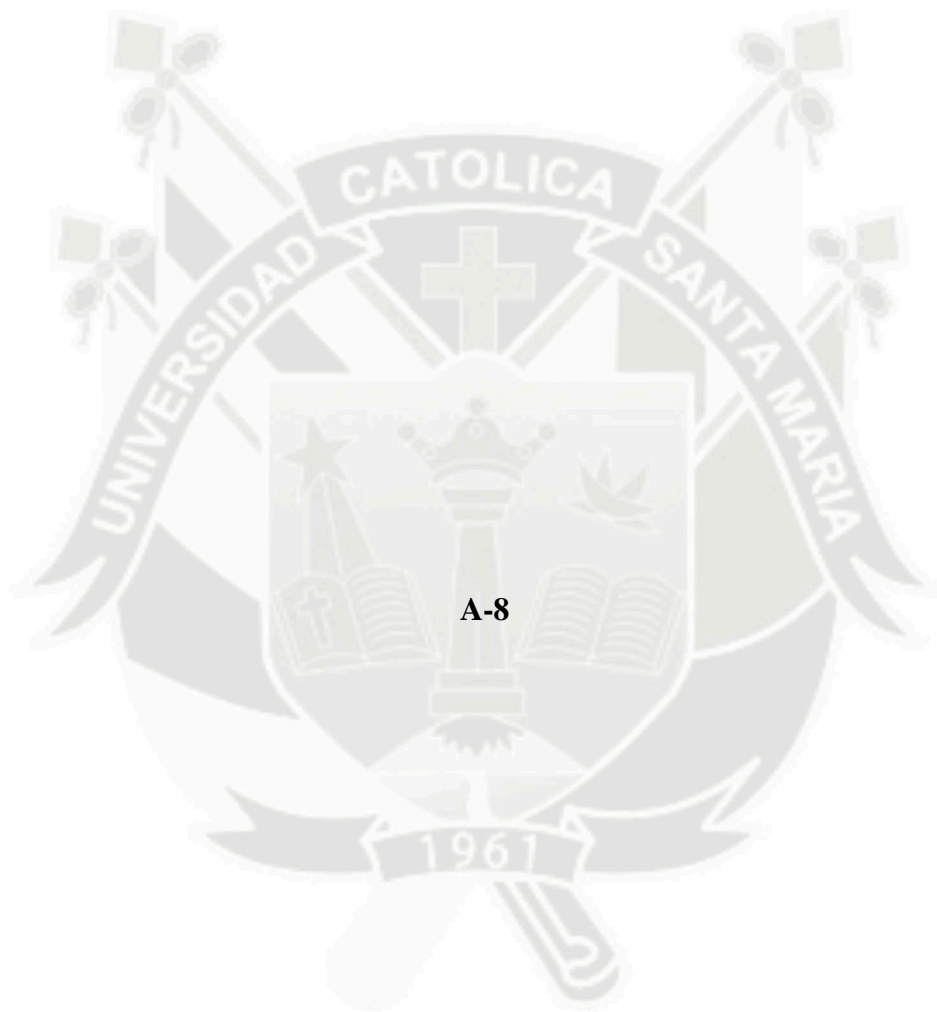


Detalle TomaCorriente

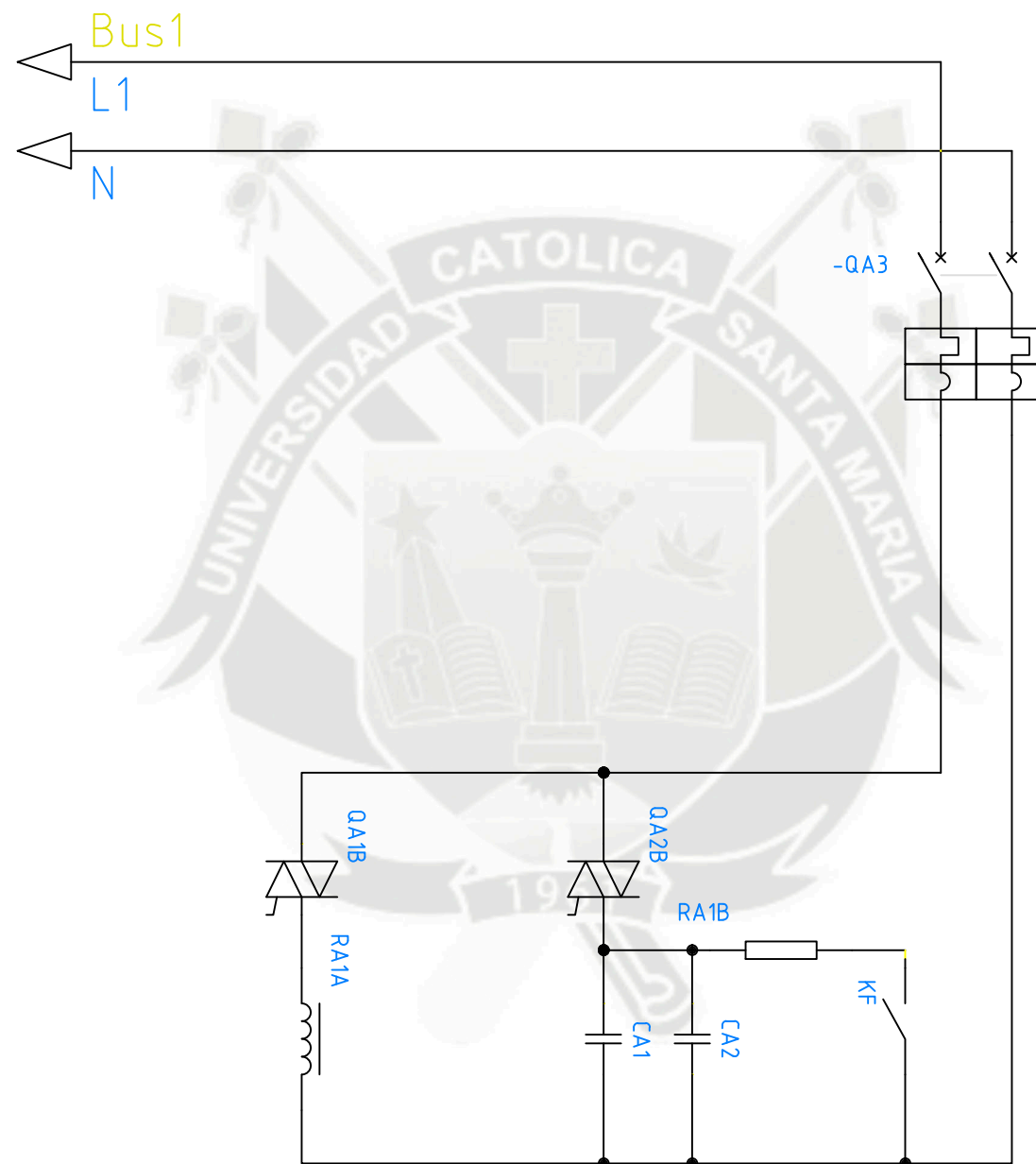


Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EM 07	Referencia: --
Diagrama de Montaje Mecánico del Módulo "Control de Carga".	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	



A-8



LEYENDA

	Interruptor termomagnético		Condensador
	Tiristor en antiparalelo		Resistencia de descarga
	Reactor Shunt		Contactador

Nota: Todos los símbolos utilizados son bajo el estándar IEC-60617.

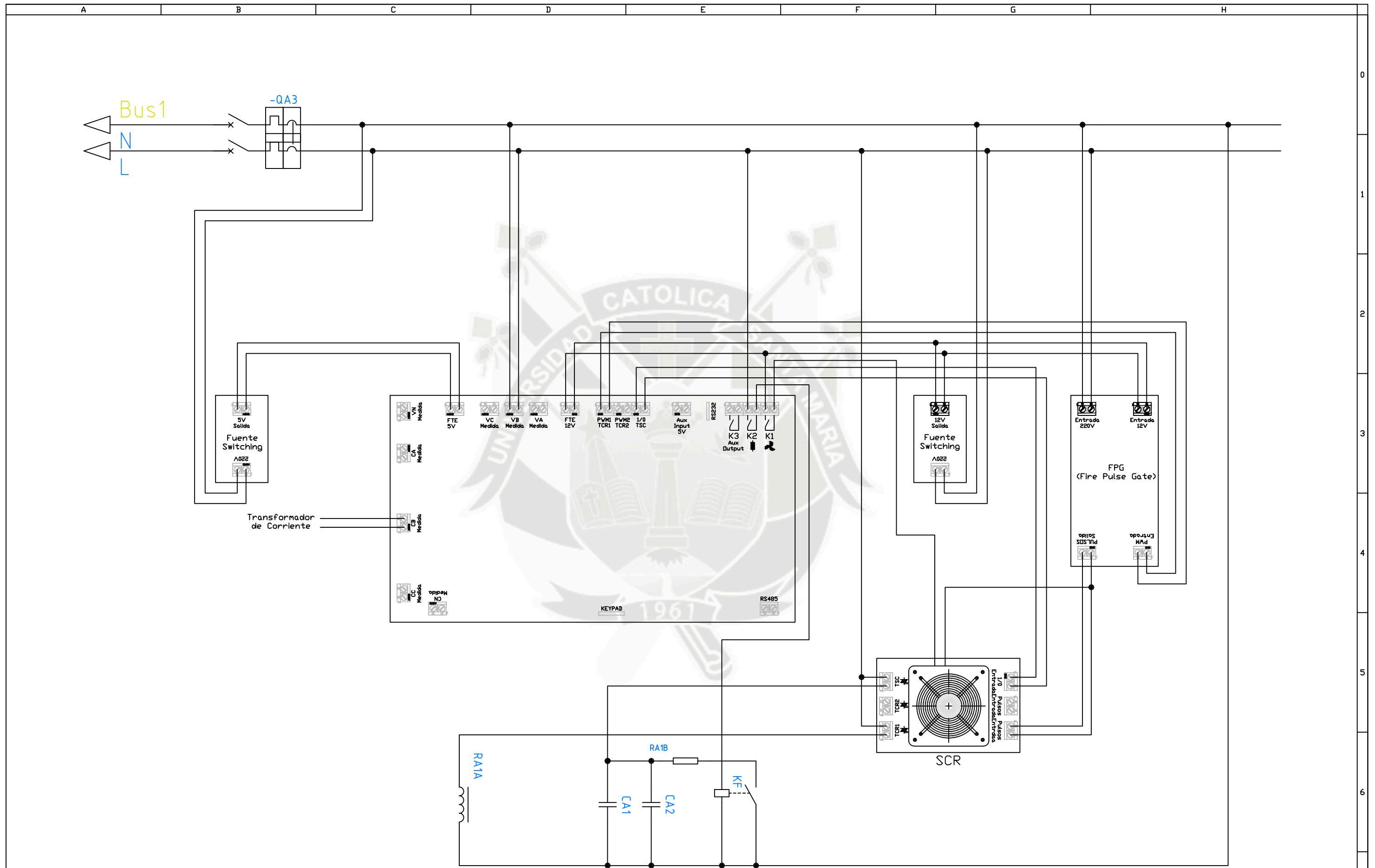
Nombres y Apellidos del Autor:
 Victor Manuel De La Torre de Alarcón
 Fecha: 27/11/2015 Versión: 1.0
 Lámina: EM 08 Referencia: --
 Esquemático del Módulo "Cuadro SVC" (Fuerza).

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES
 Universidad Católica de Santa María de Arequipa
 PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA
 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC
 APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA
 INDUSTRIA





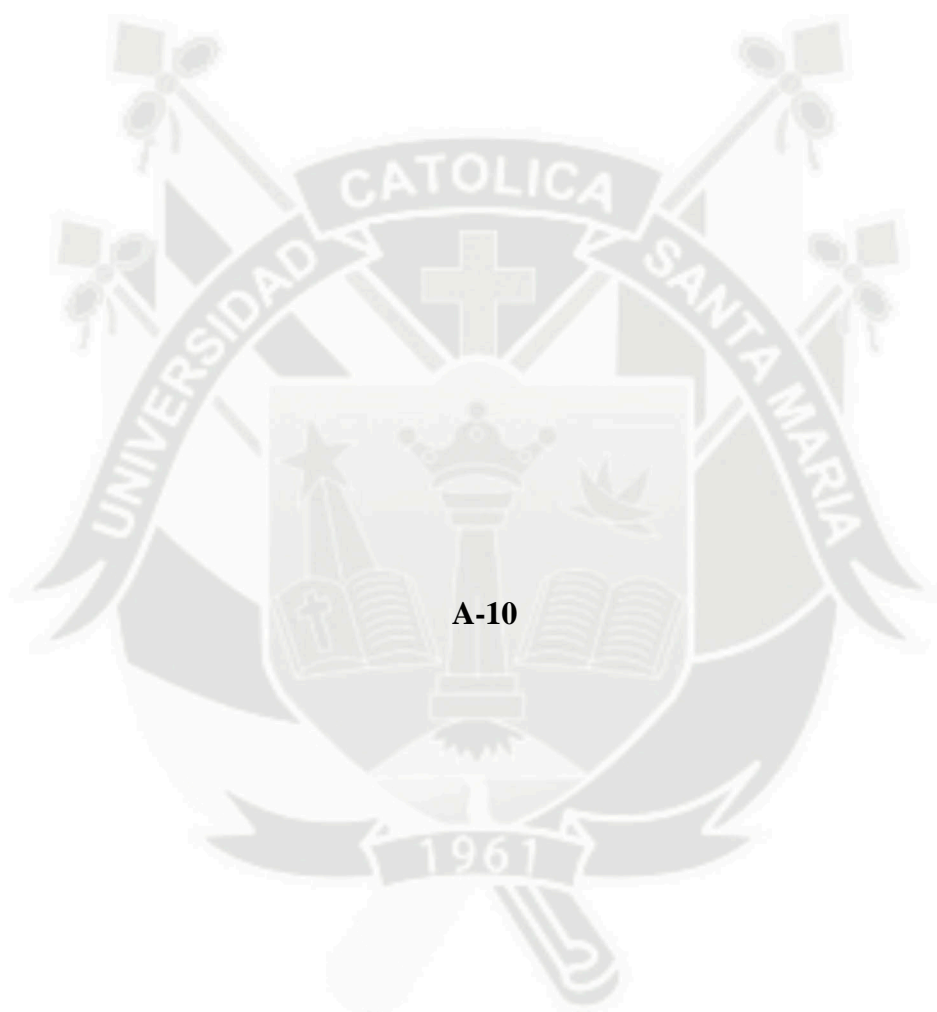
A-9



Nombres y Apellidos del Autor:
 Victor Manuel De La Torre de Alarcón
 Fecha: 27/11/2015 Versión: 1.0
 Lámina: EM 09 Referencia: --
 Diagrama de Conexión del Módulo
 "Cuadro SVC".

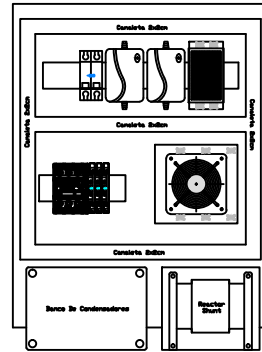
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES
 Universidad Católica de Santa María de Arequipa
 PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA
 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC
 APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA
 INDUSTRIA



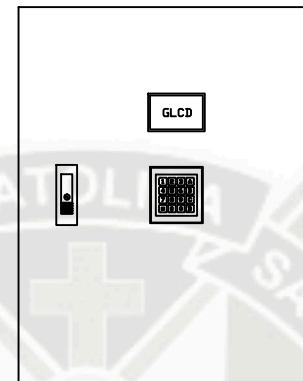


A-10

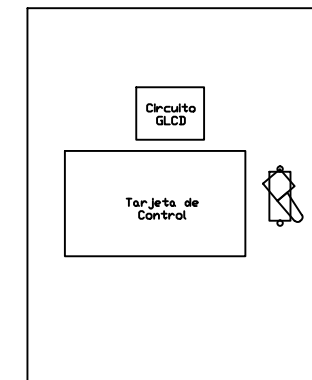
Frontal Interior



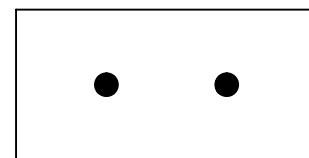
Puerta Ambés



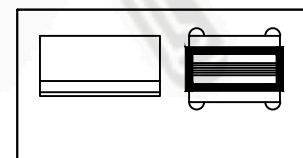
Puerta Revés



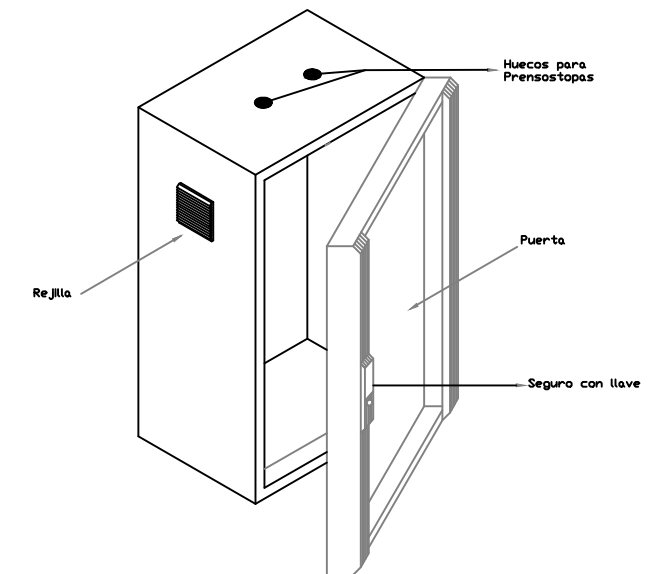
Superior




Inferior Interior



Detalle Tablero

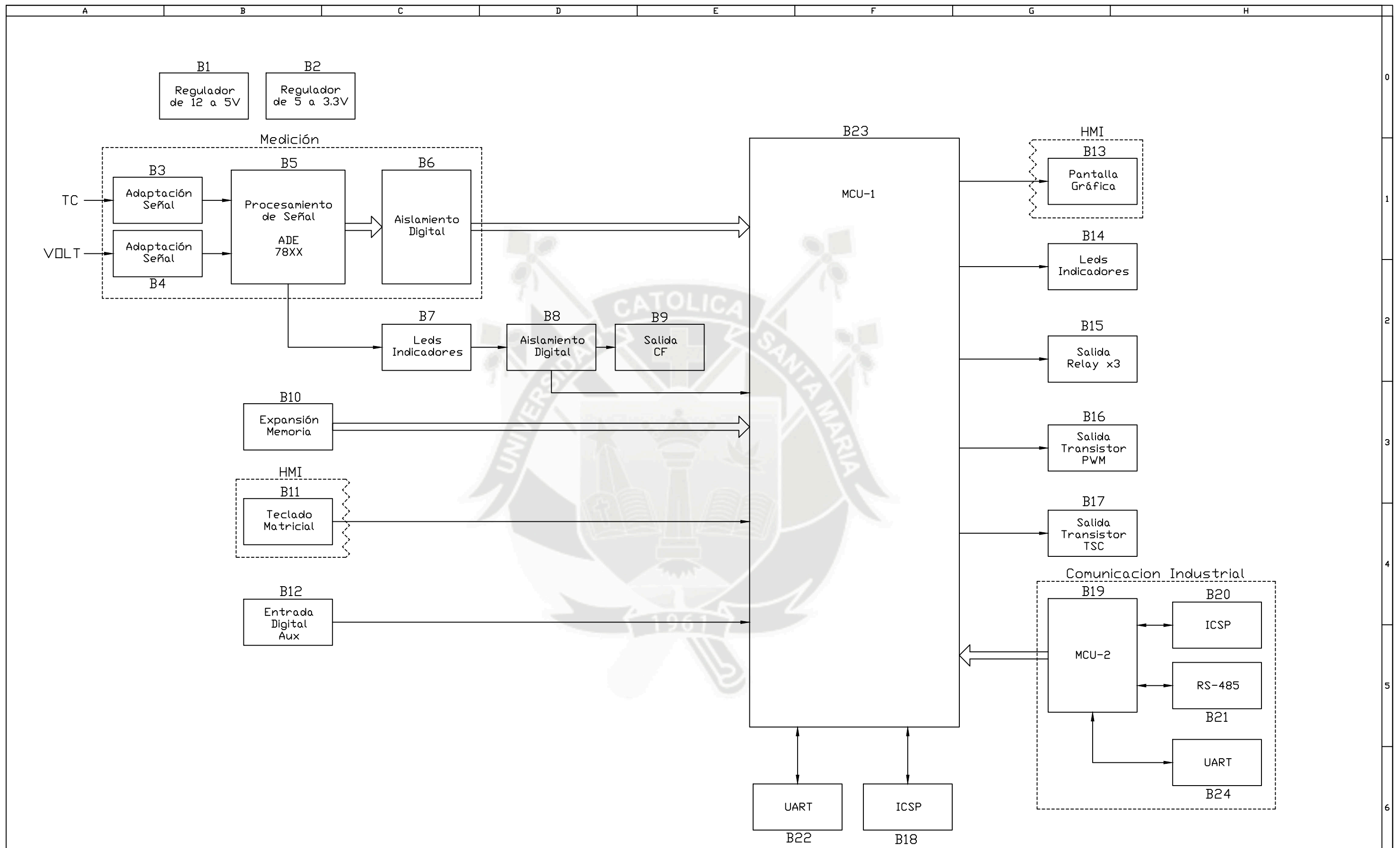



Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EM 10	Referencia: --
Diagrama de Montaje Mecánico del Módulo "Cuadro SVC".	

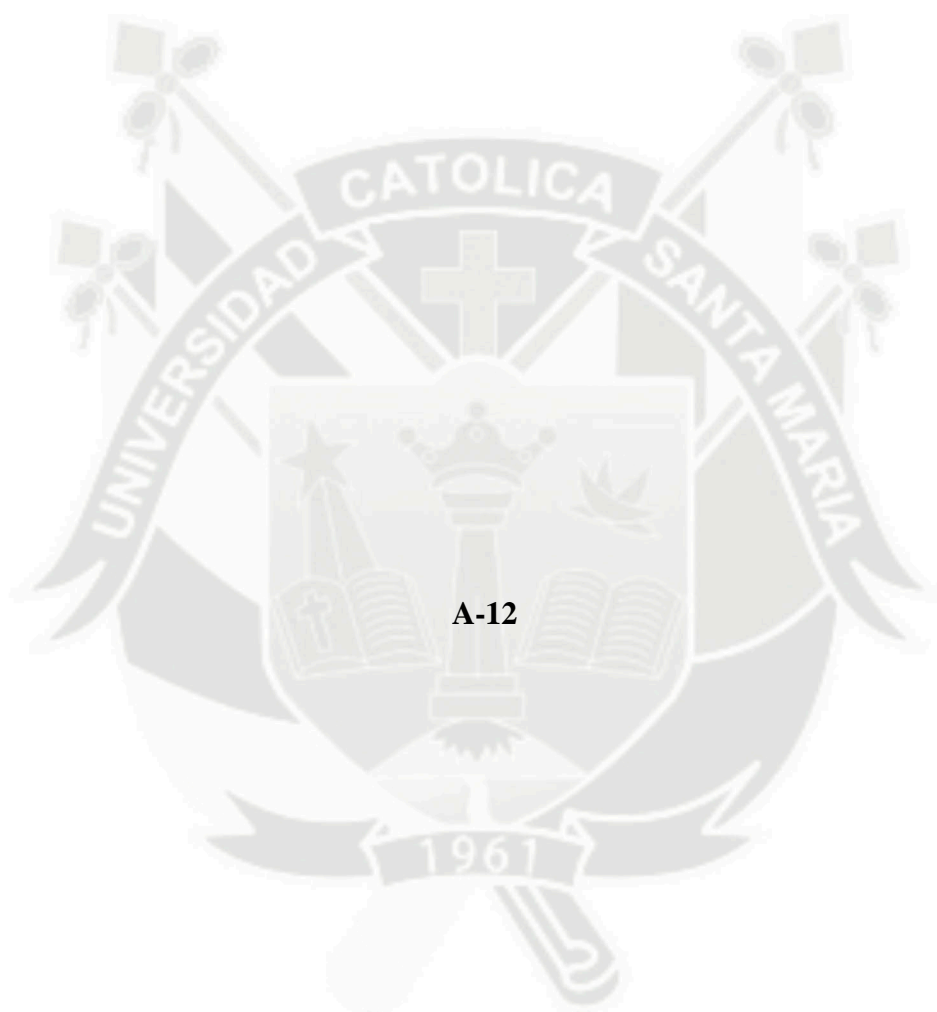
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	



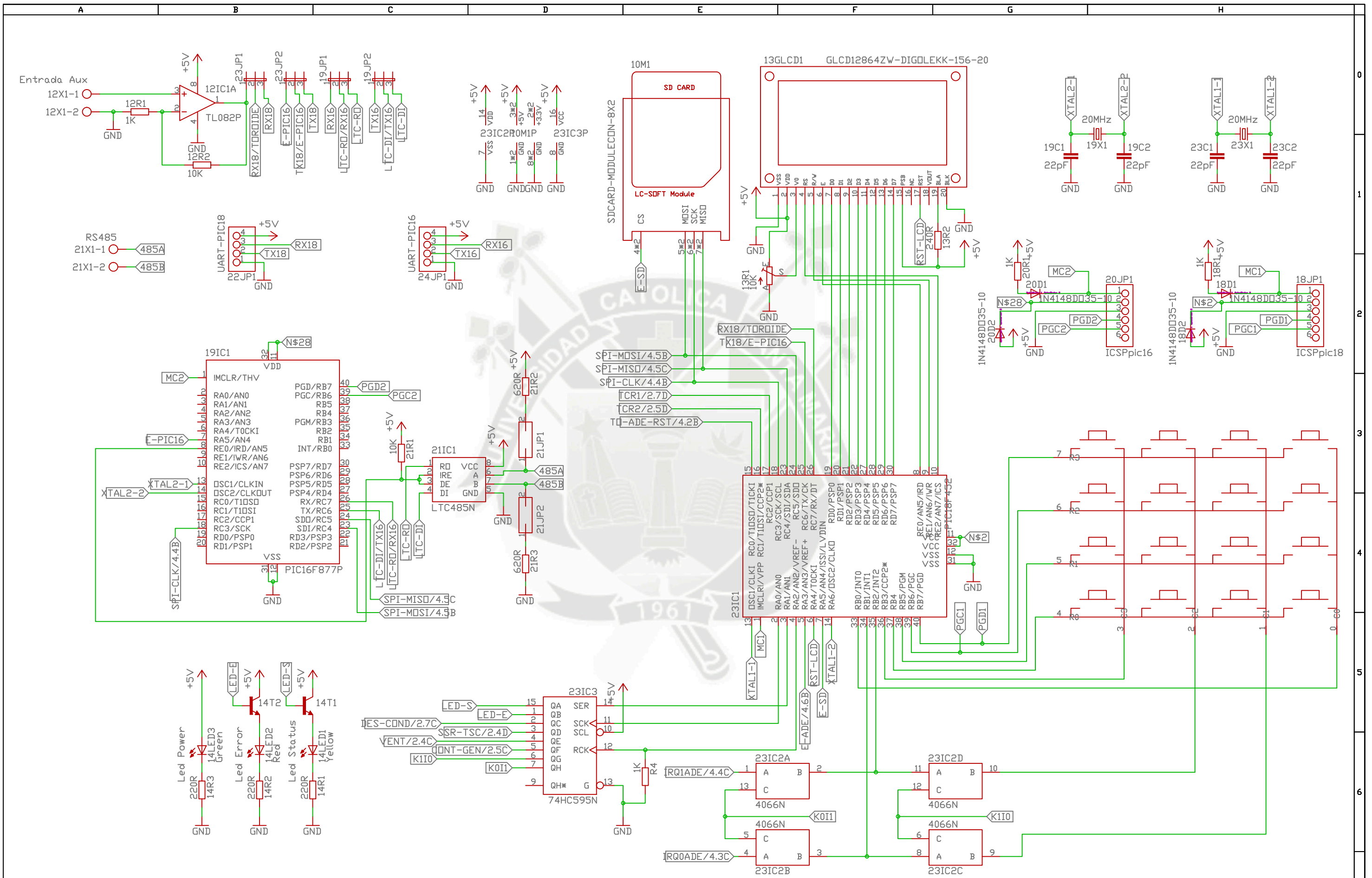
A-11




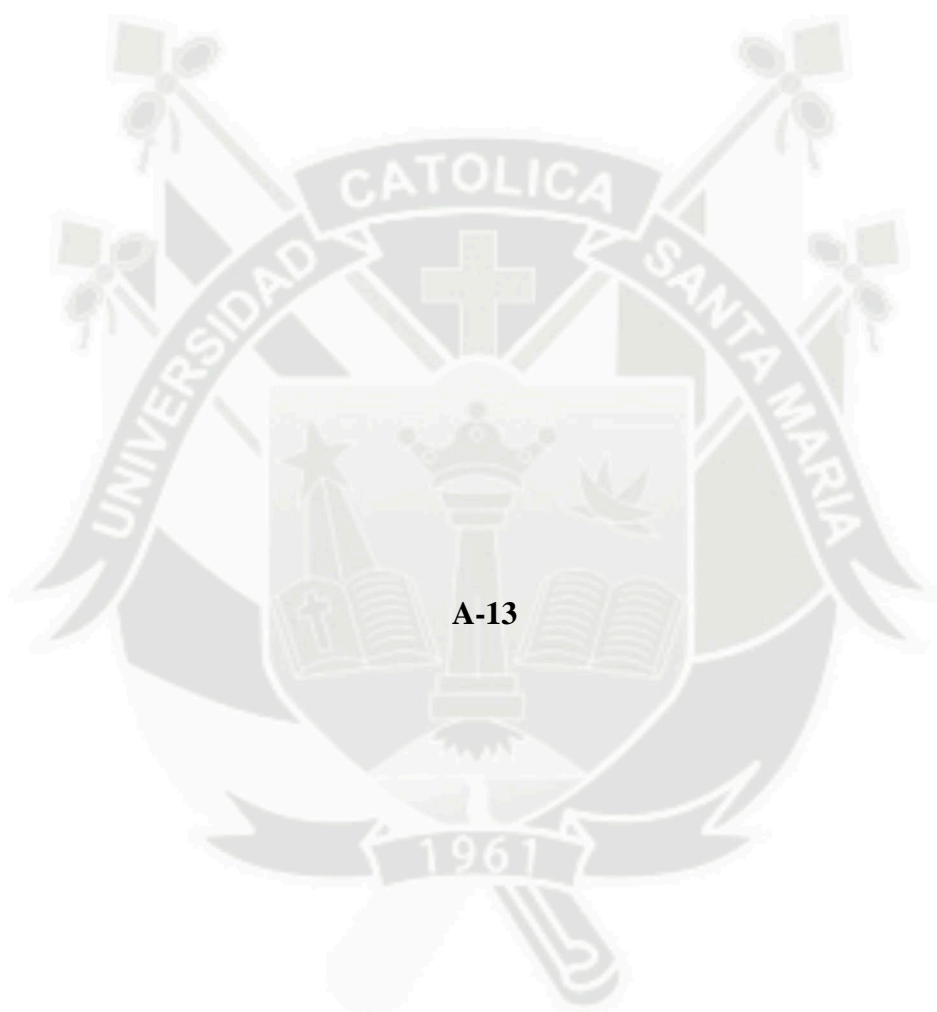
Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA 
Victor Manuel De La Torre de Alarcón		
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0	
Lámina: EM 01	Referencia: --	
Diagrama de Bloques Físico de la Tarjeta Electrónica de Control.		DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA



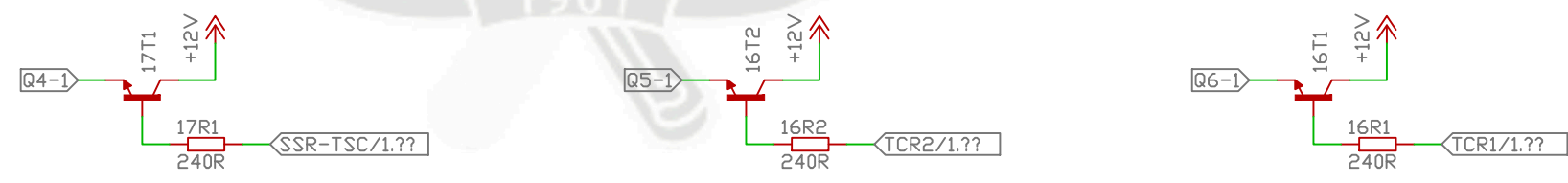
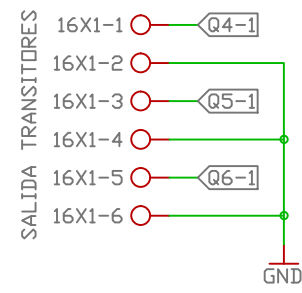
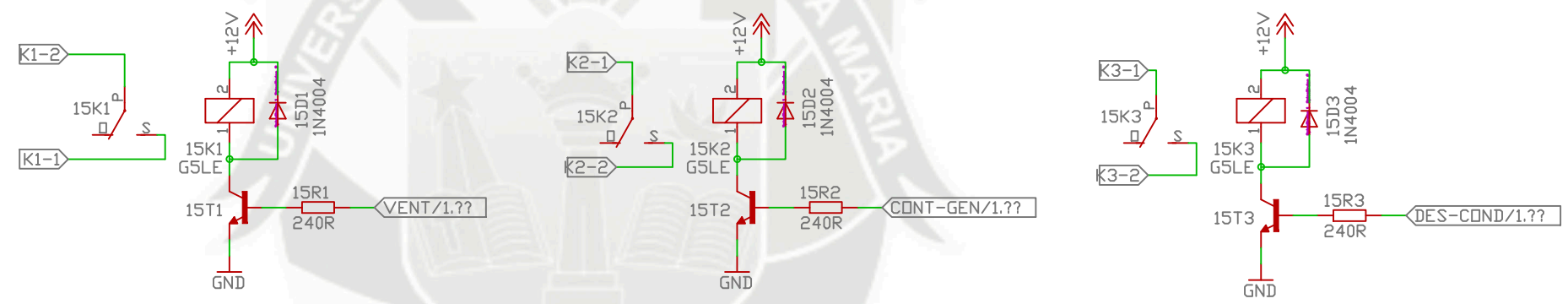
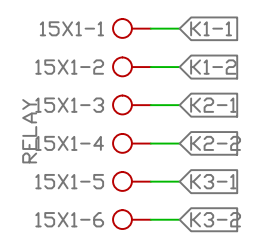
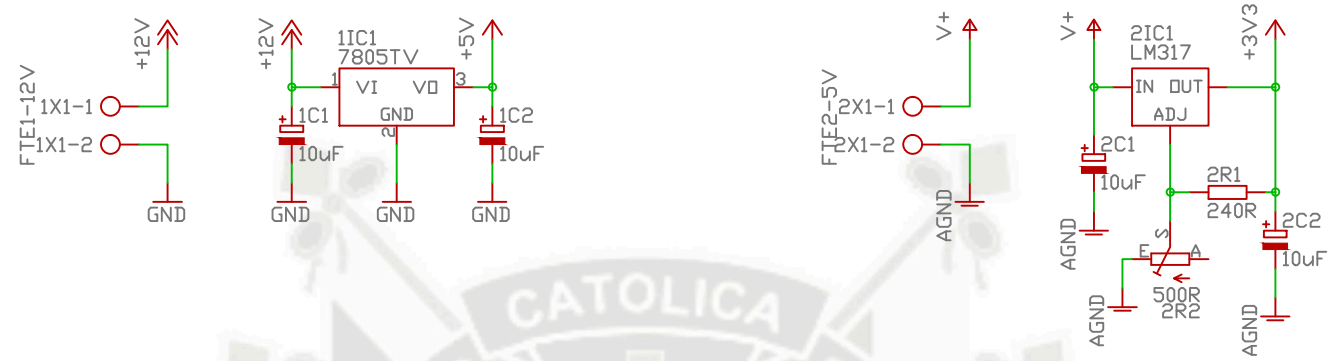
A-12



Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA 
Victor Manuel De La Torre de Alarcón		
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0	
Lámina: EL02-A	Referencia: --	
Diagrama Esquemático de la Tarjeta Electrónica de Control.		
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA		



A-13

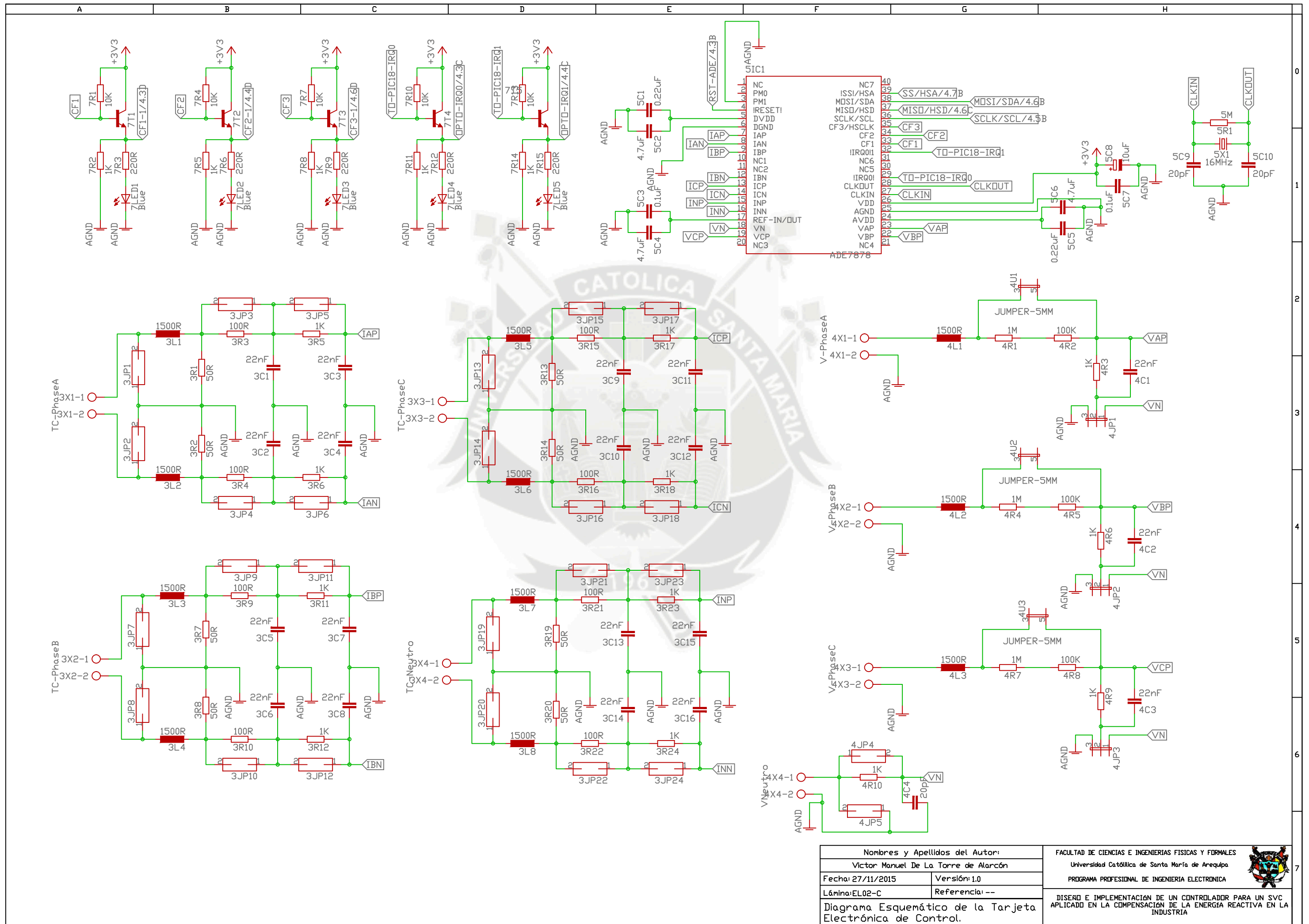


Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA
Victor Manuel De La Torre de Alarcón		
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0	
Lámina: EL02-B	Referencia: --	
Diagrama Esquemático de la Tarjeta Electrónica de Control.		





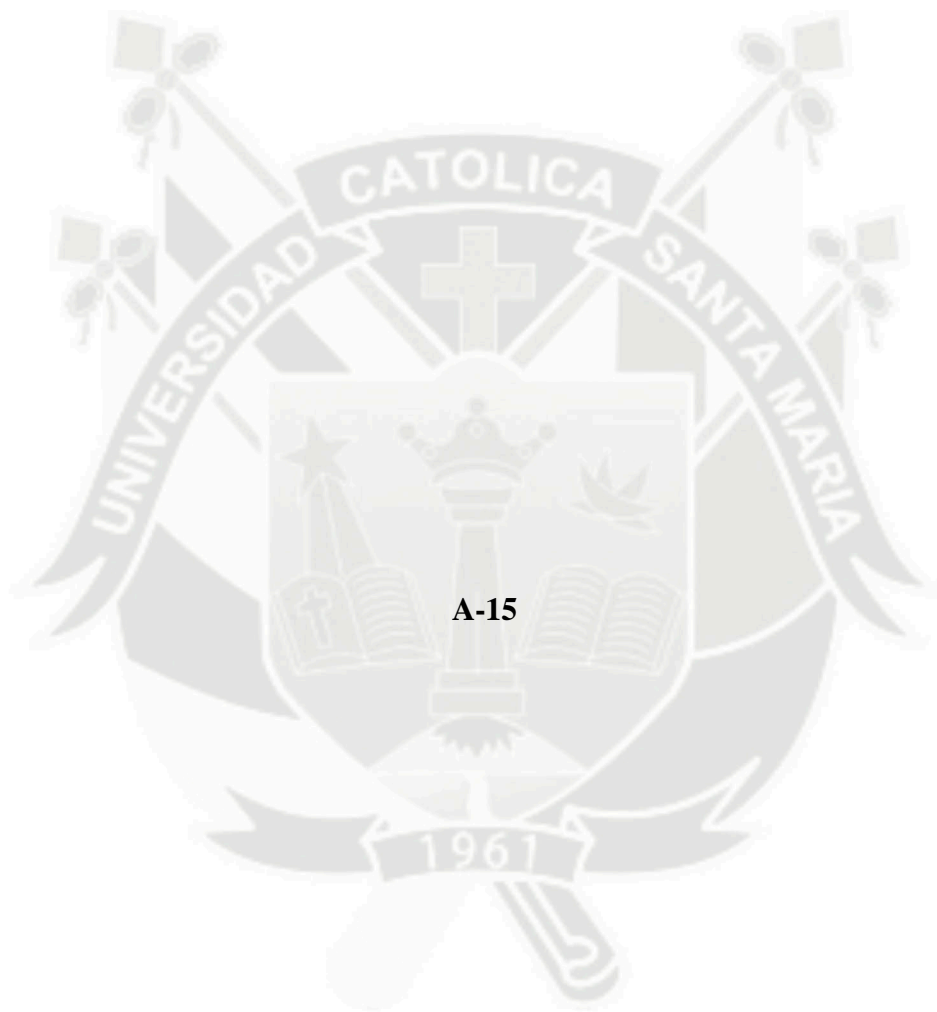
A-14



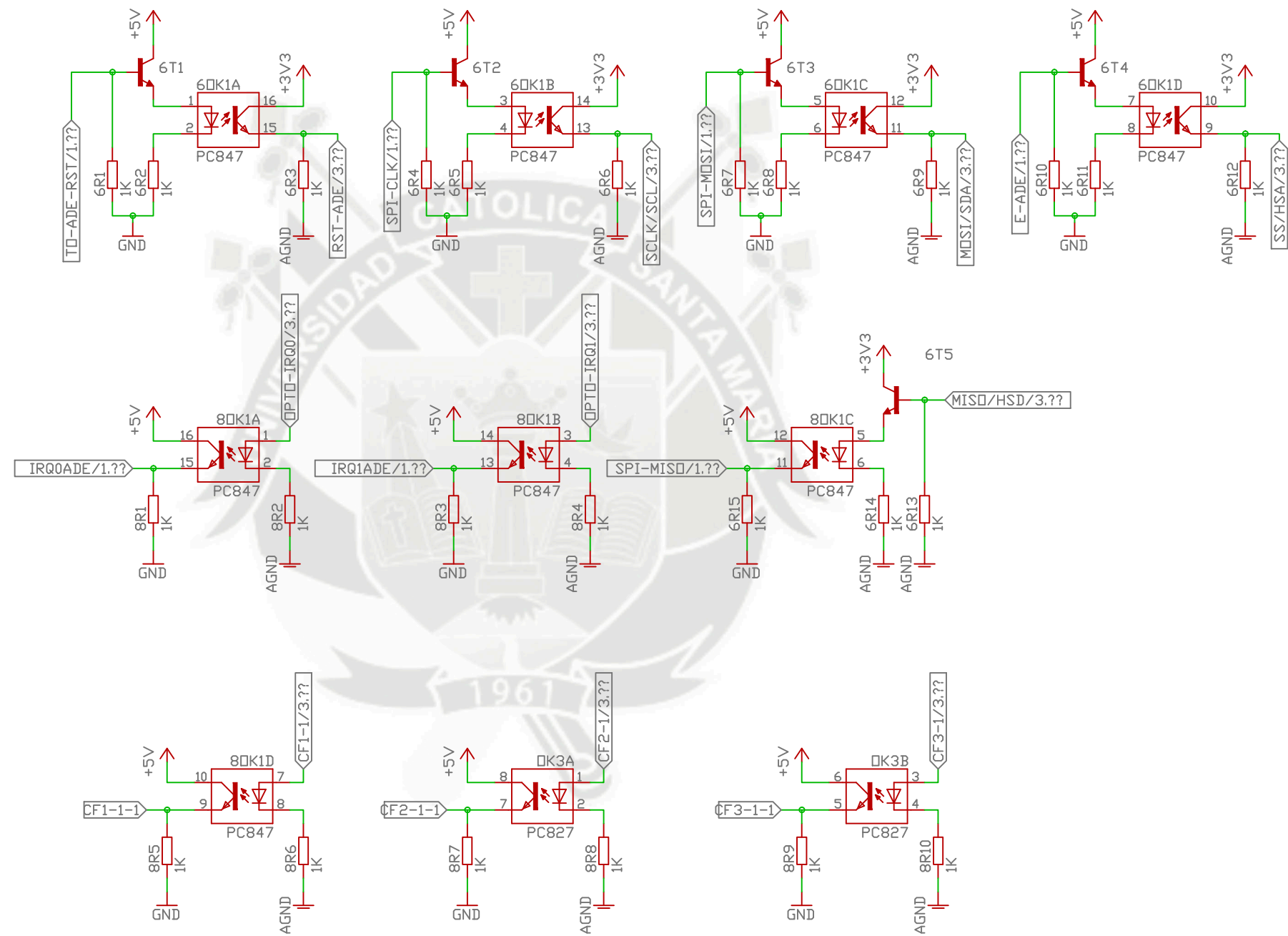
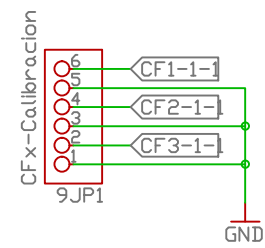
Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EL02-C	Referencia: --
Diagrama Esquemático de la Tarjeta Electrónica de Control.	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	





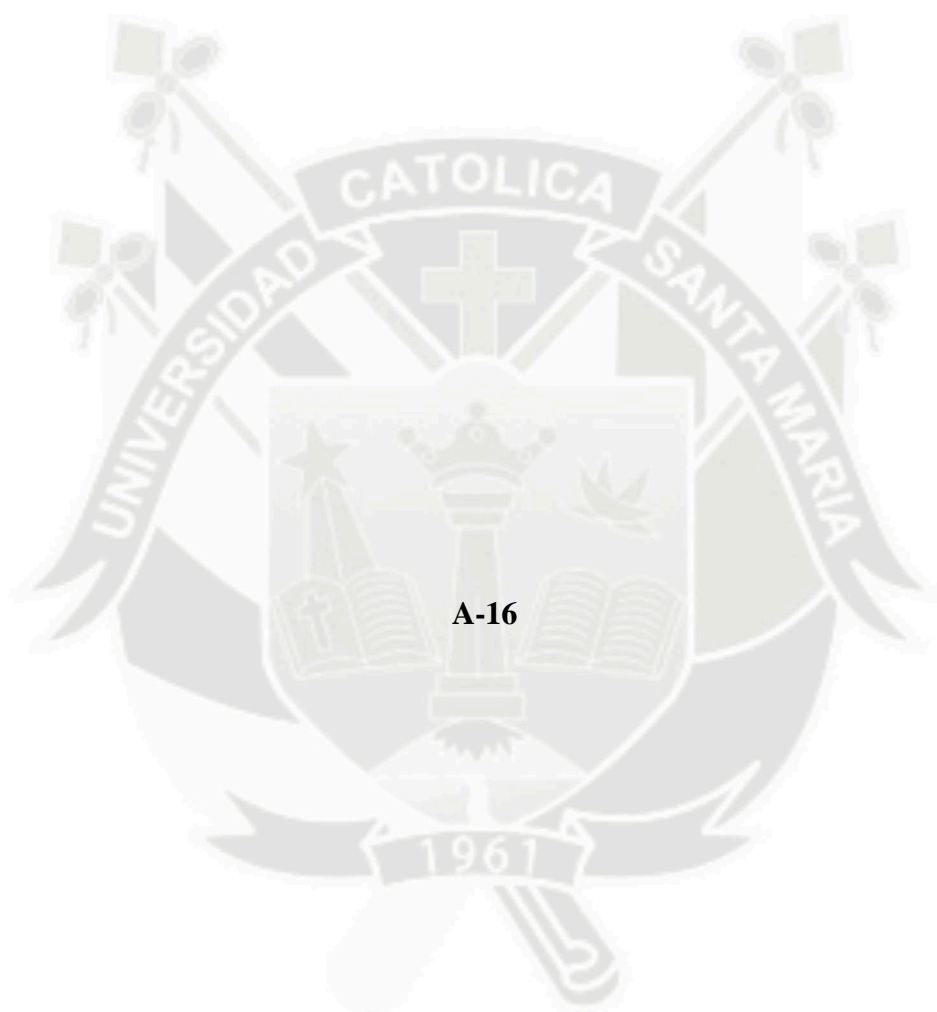
A-15



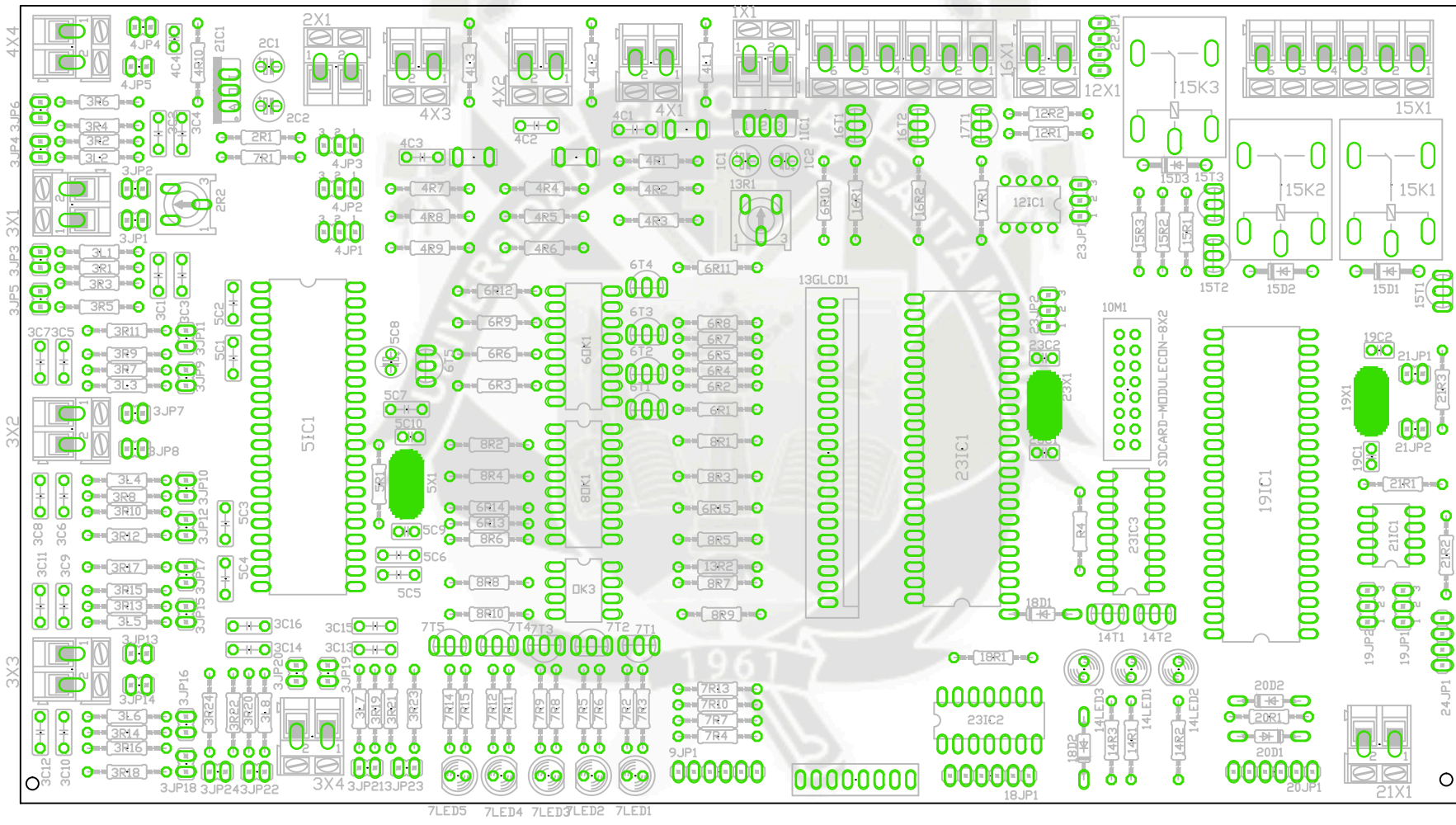
Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EL02-D	Referencia: --
Diagrama Esquemático de la Tarjeta Electrónica de Control.	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	





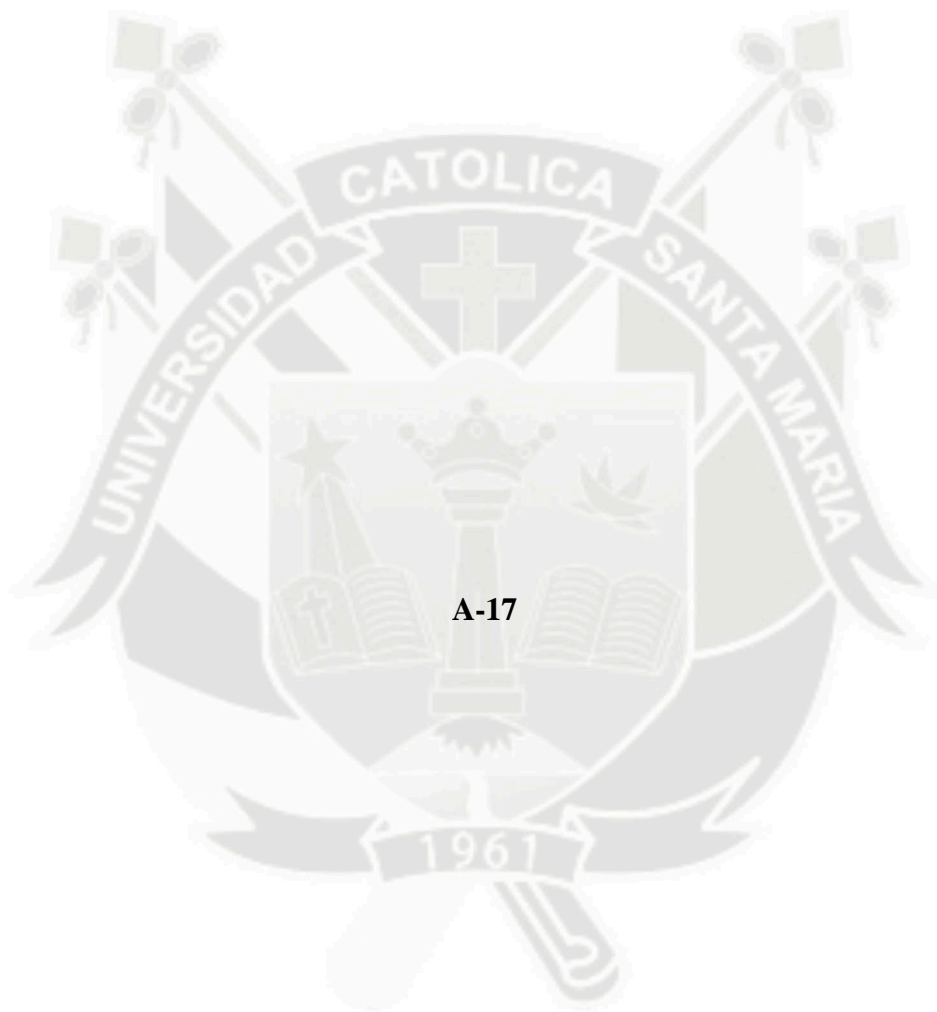
A-16



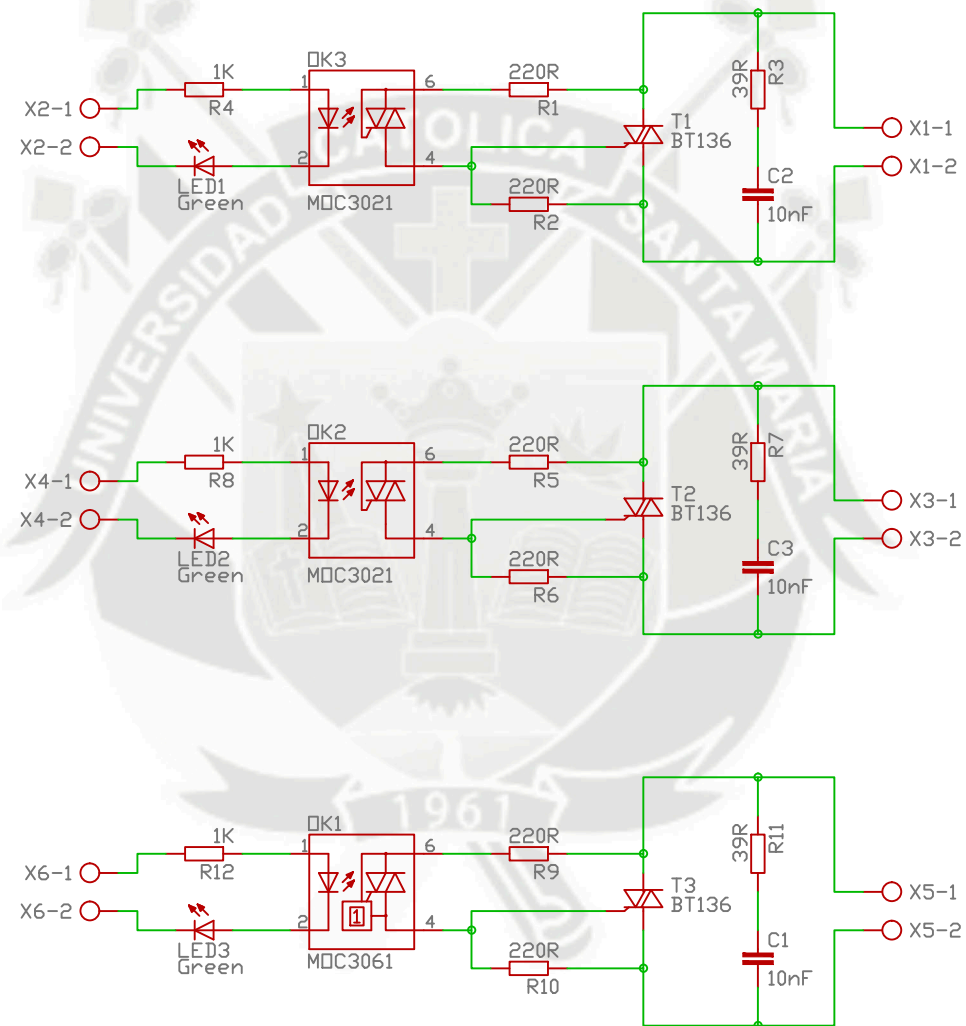
Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EL02-E	Referencia: --
Diagrama Layout de la Tarjeta Electrónica de Control.	

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	




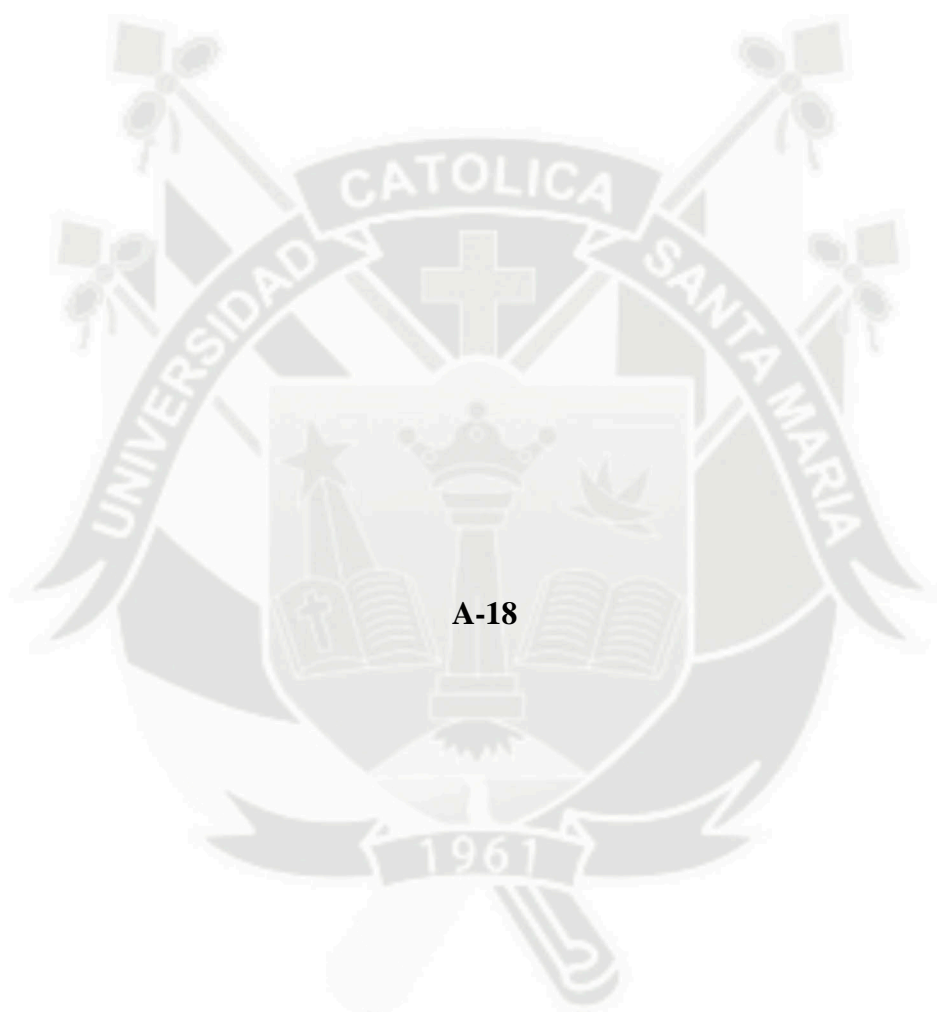


A-17

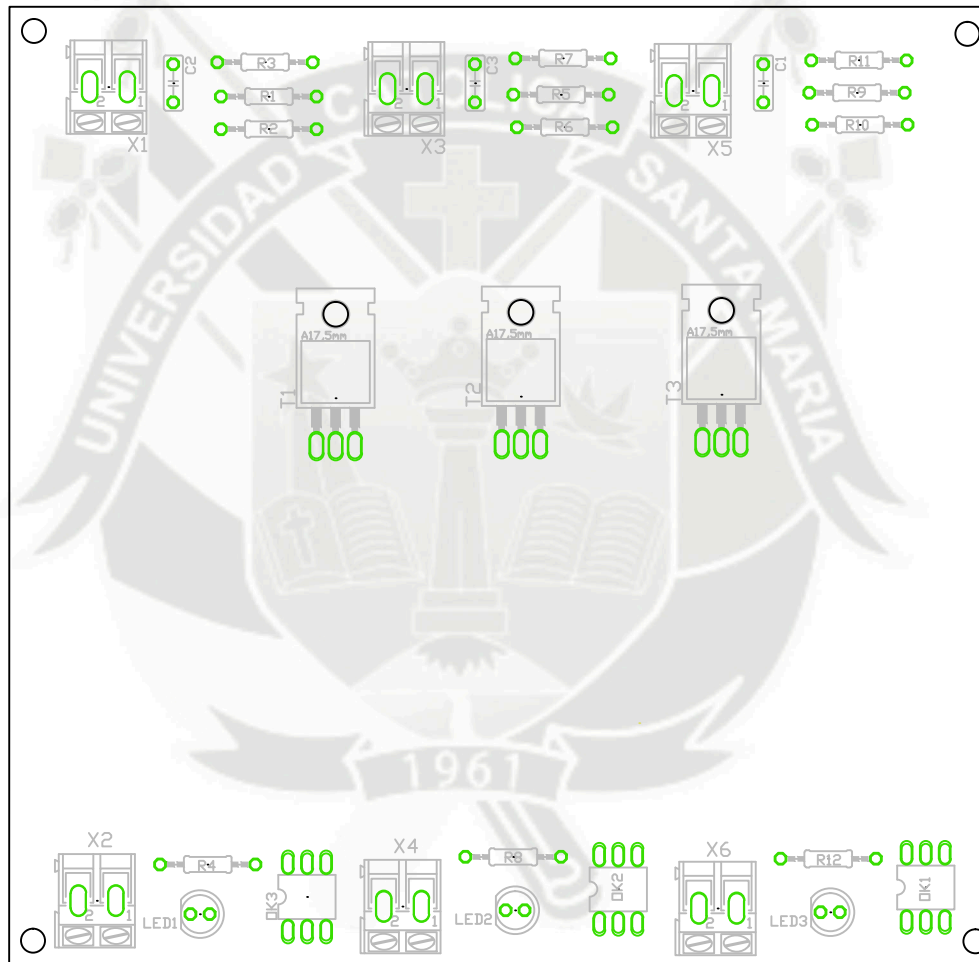



Nombres y Apellidos del Autor:	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón	
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0
Lámina: EL03-A	Referencia: --
Diagrama Esquemático de la Tarjeta SCR.	

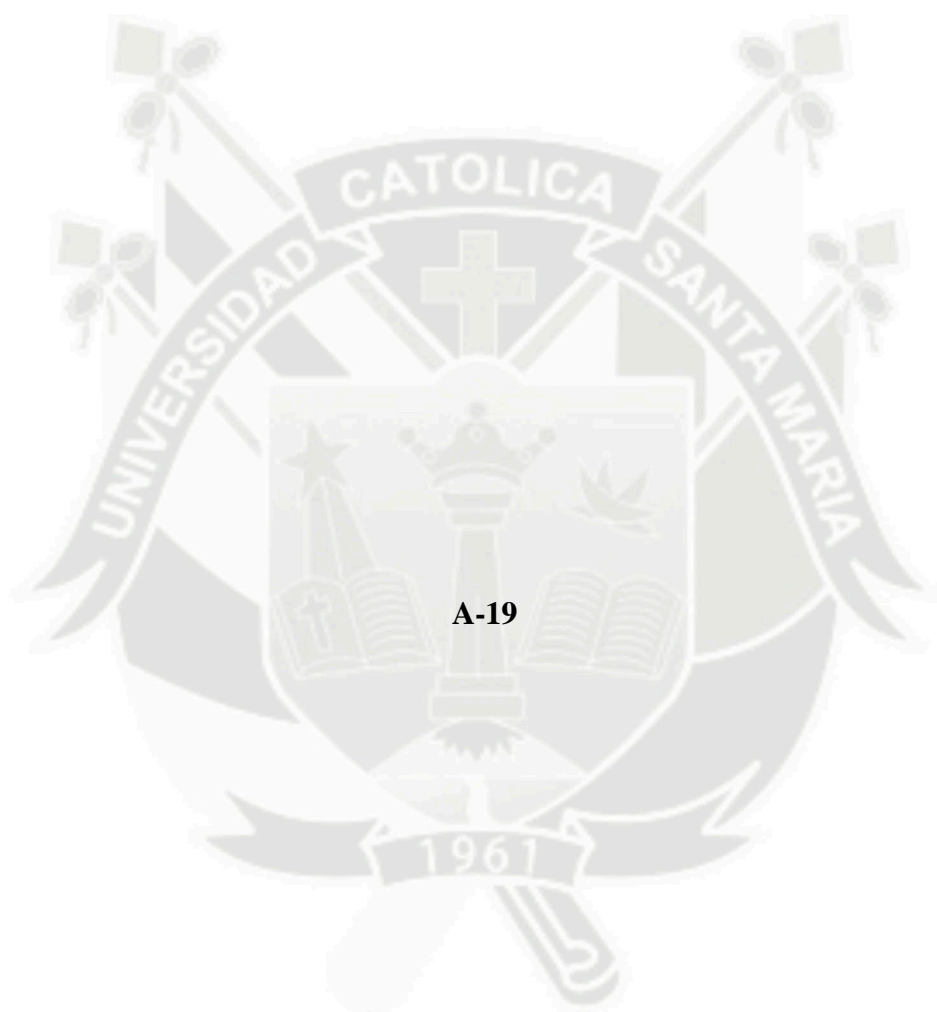
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES	
Universidad Católica de Santa María de Arequipa	
PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA	
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	



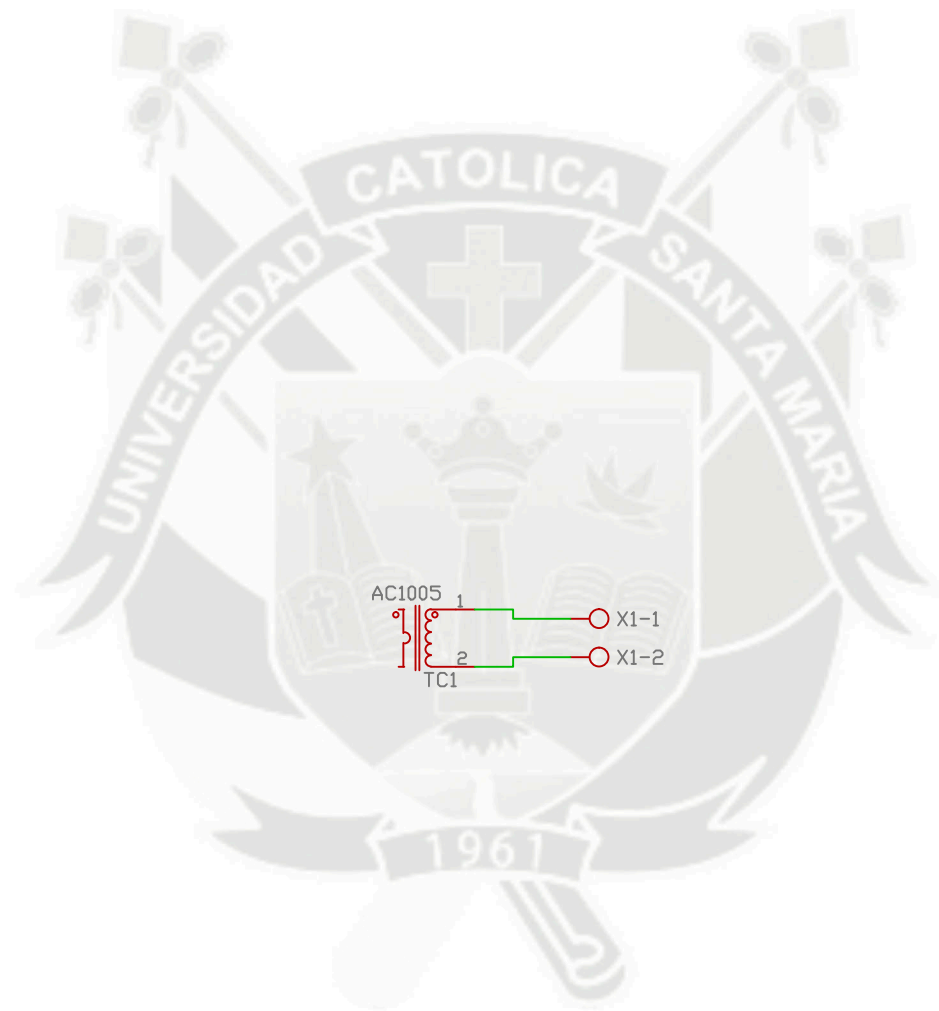
A-18




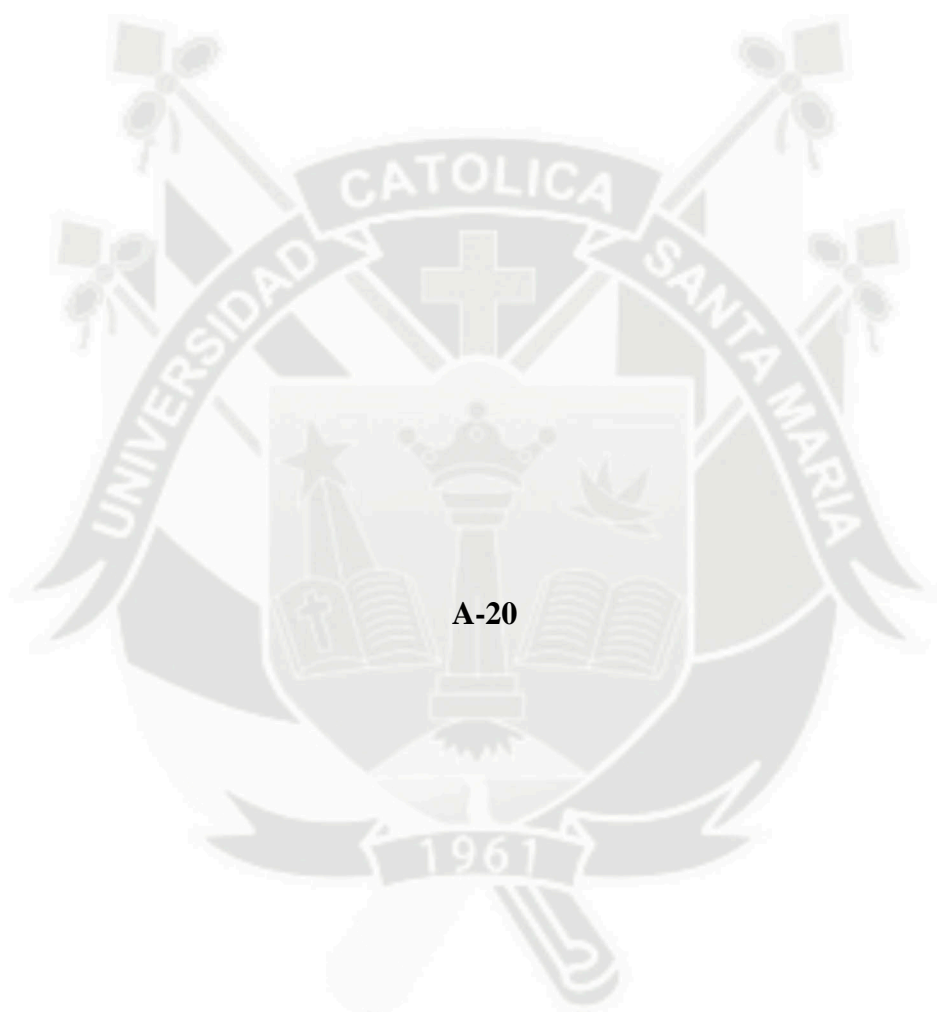
Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón			
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0		
Lámina: EL03-B	Referencia: --		
Diagrama Layout de la Tarjeta SCR.			



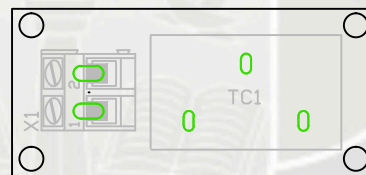
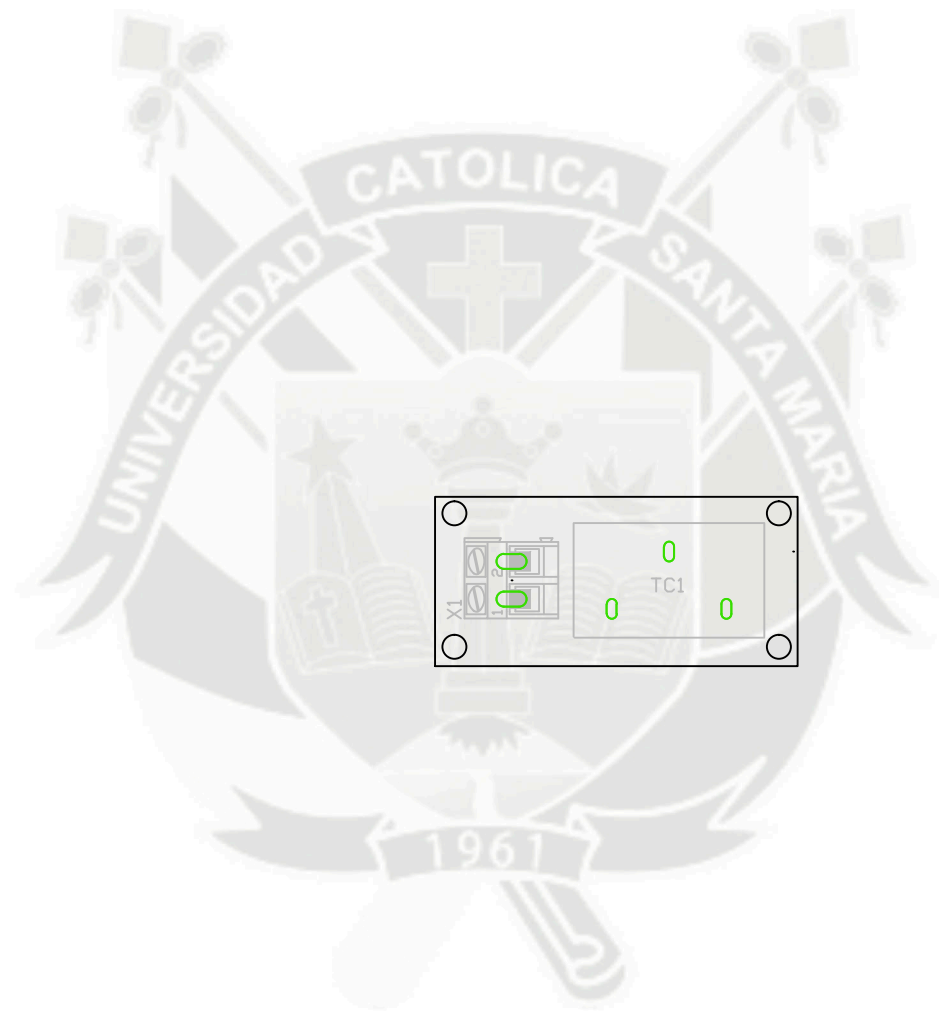
A-19




Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA	
Victor Manuel De La Torre de Alarcón			
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0		
Lámina: EL04-A	Referencia: --		
Diagrama Esquemático de la Tarjeta TC.			



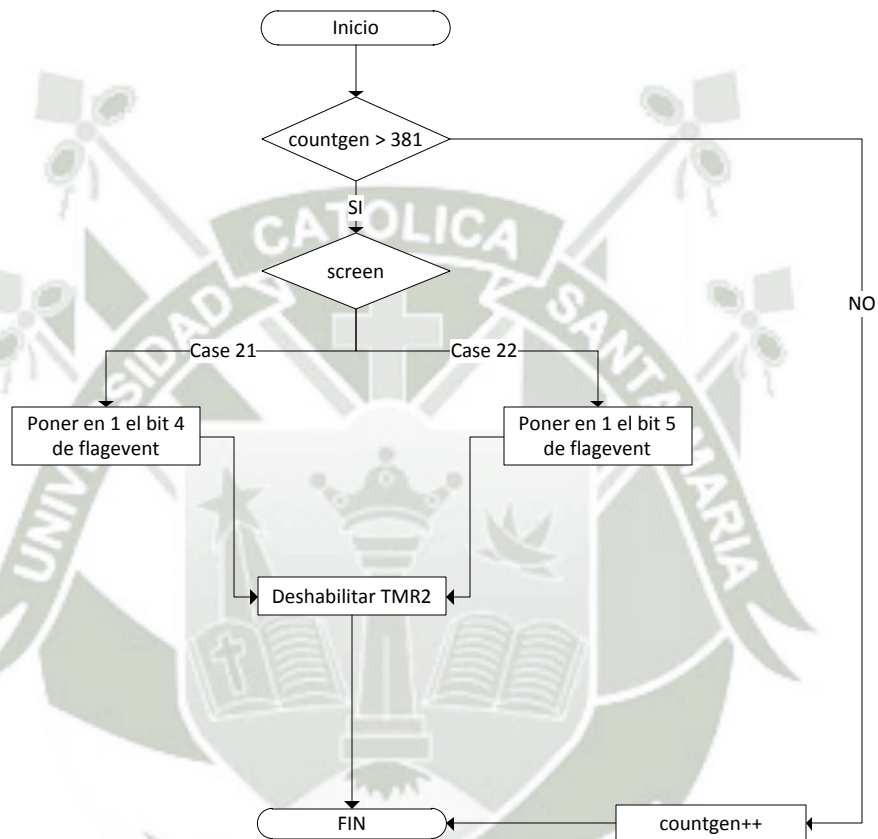
A-20

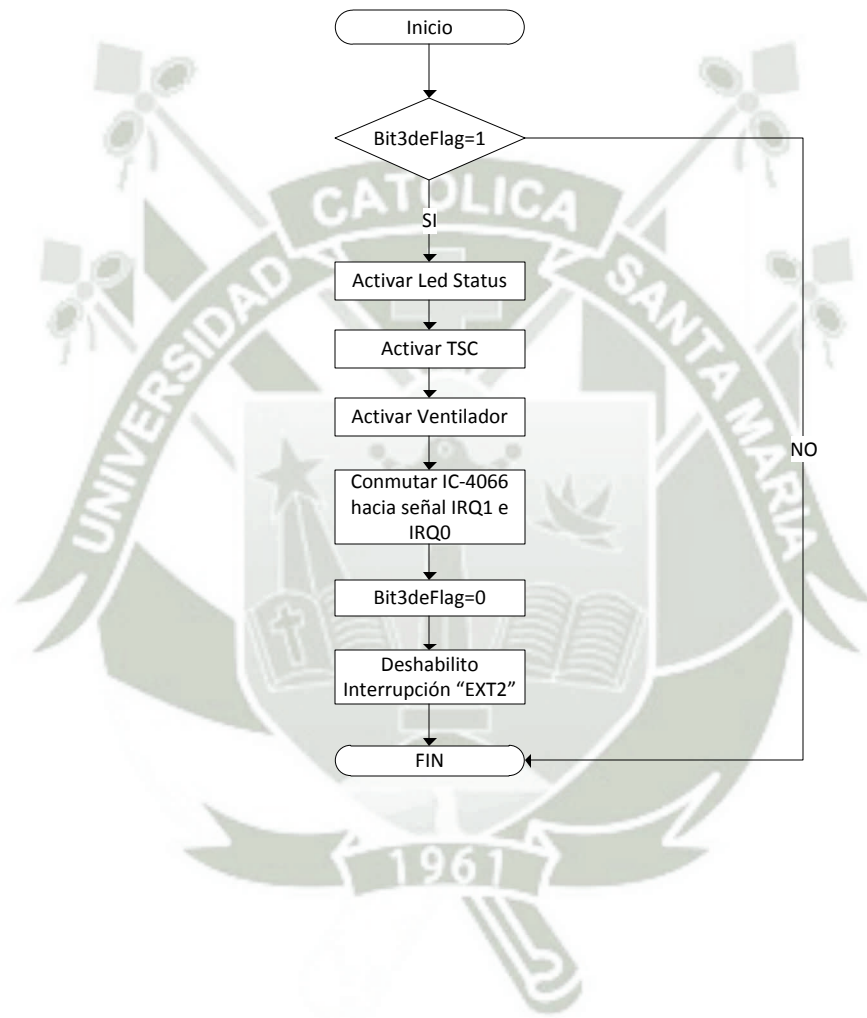


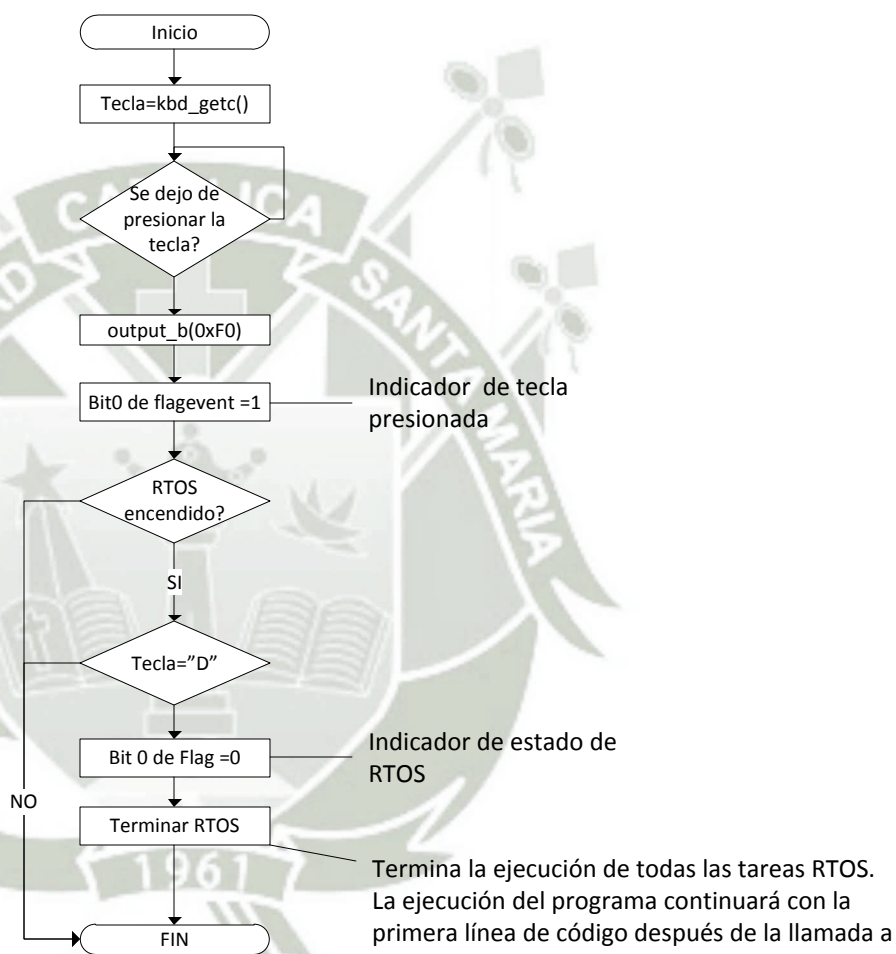
Nombres y Apellidos del Autor:		FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIAS FISICAS Y FORMALES Universidad Católica de Santa María de Arequipa PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA 
Victor Manuel De La Torre de Alarcón		
Fecha: 27/11/2015	Versión: 1.0	
Lámina: EL04-B	Referencia: --	
Diagrama Layout de la Tarjeta TC.		DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN SVC APLICADO EN LA COMPENSACIÓN DE LA ENERGÍA REACTIVA EN LA INDUSTRIA





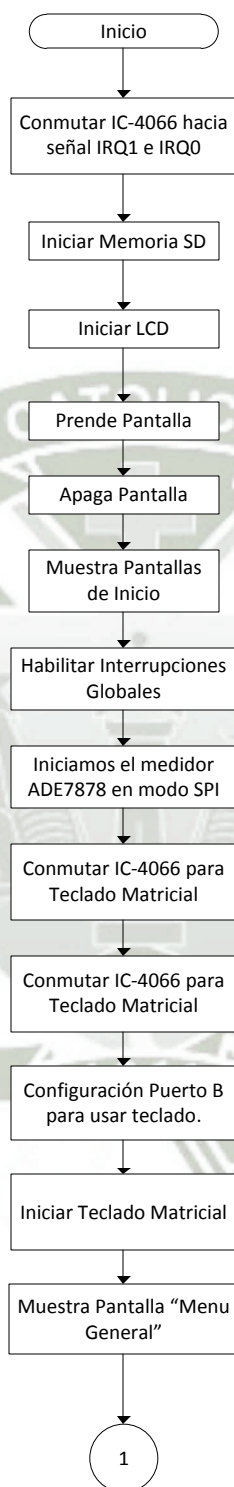


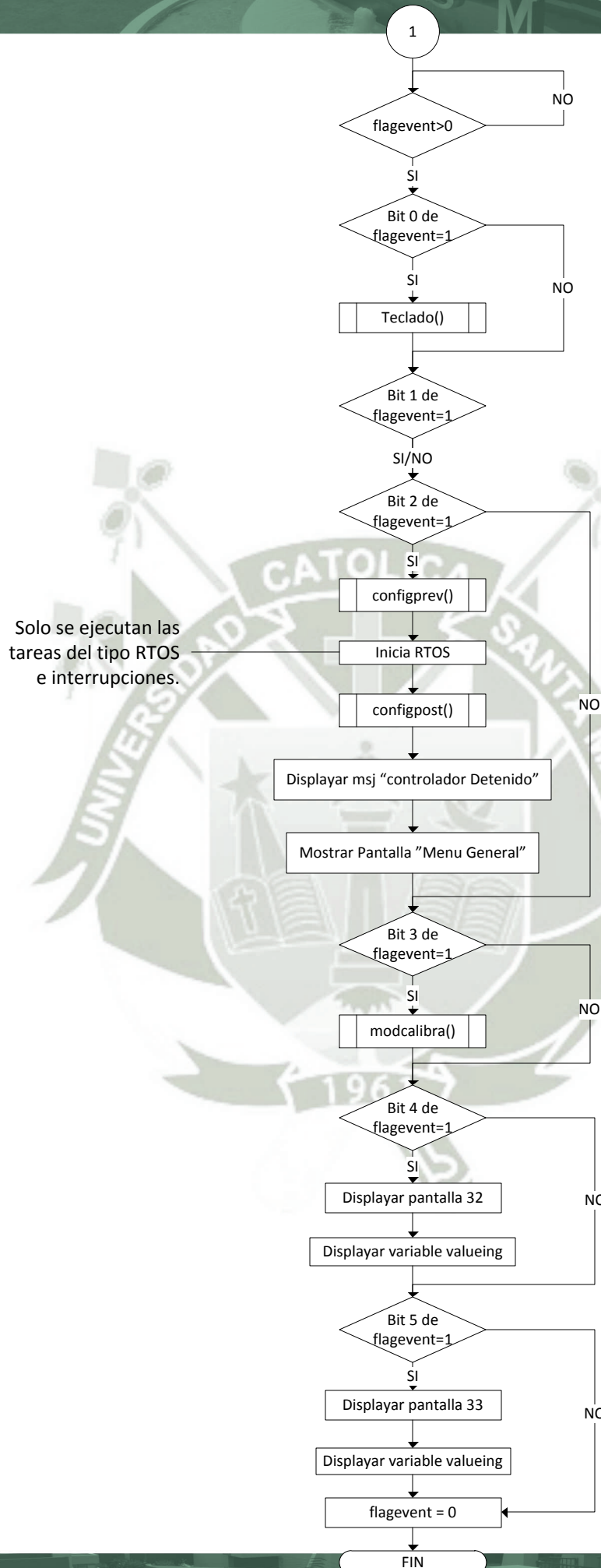




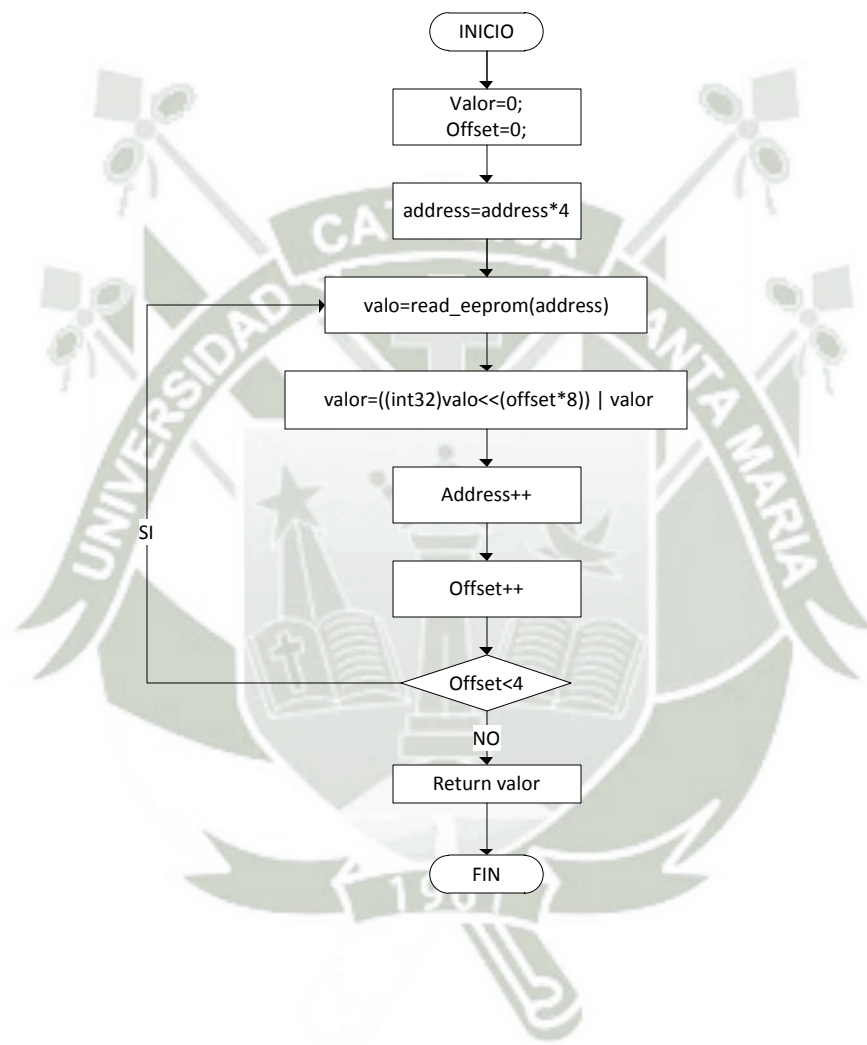
Nota:

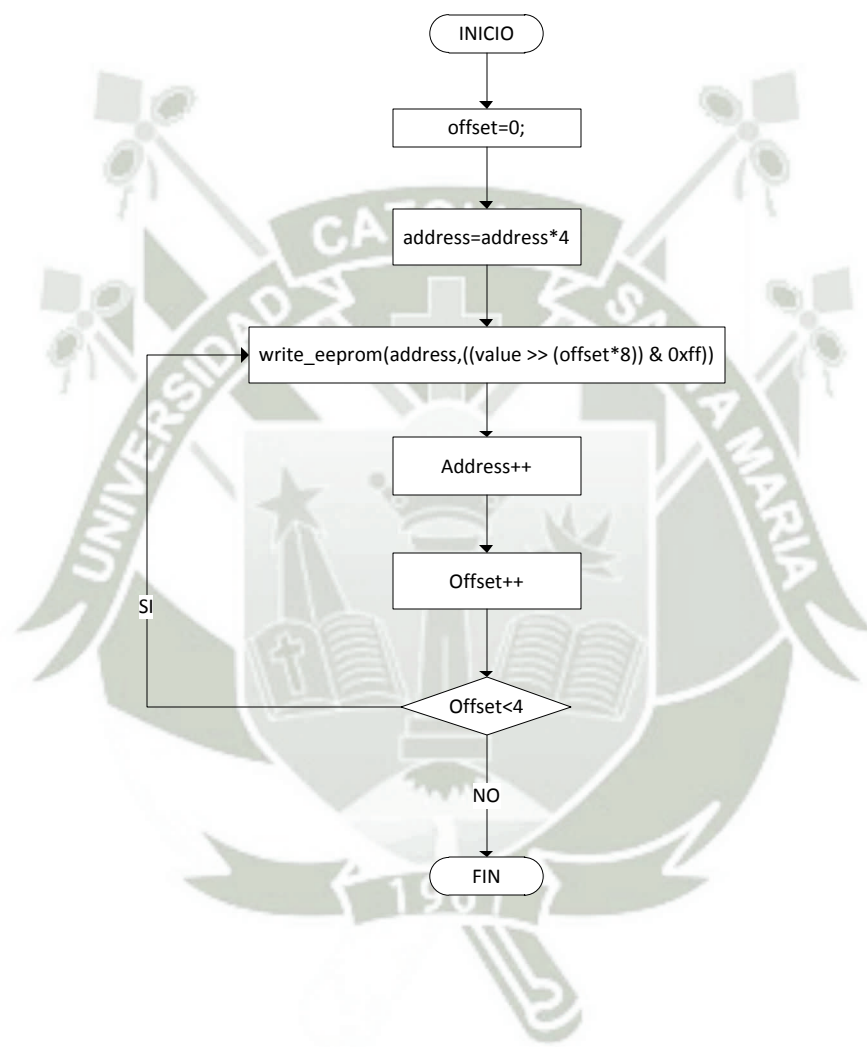
- kbd_getc(), es una función perteneciente al driver KBD4x4.c
- output_b(), es una función que refleja un byte mediante el puerto de salida b del pic.

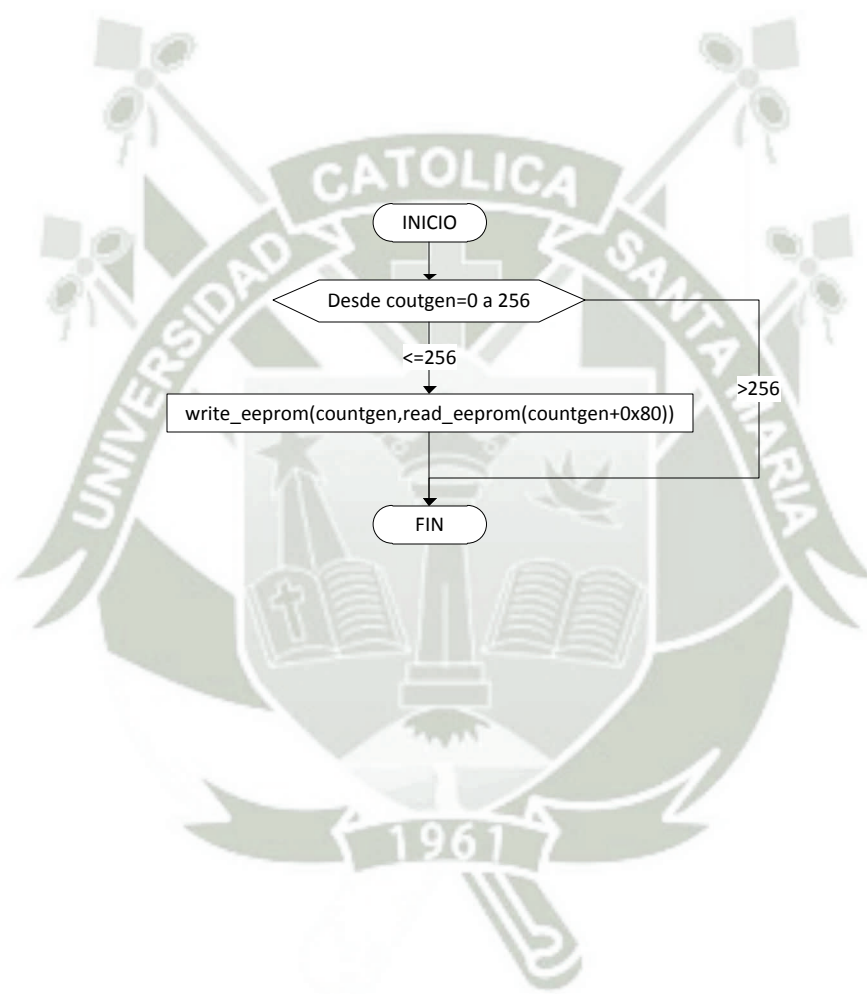


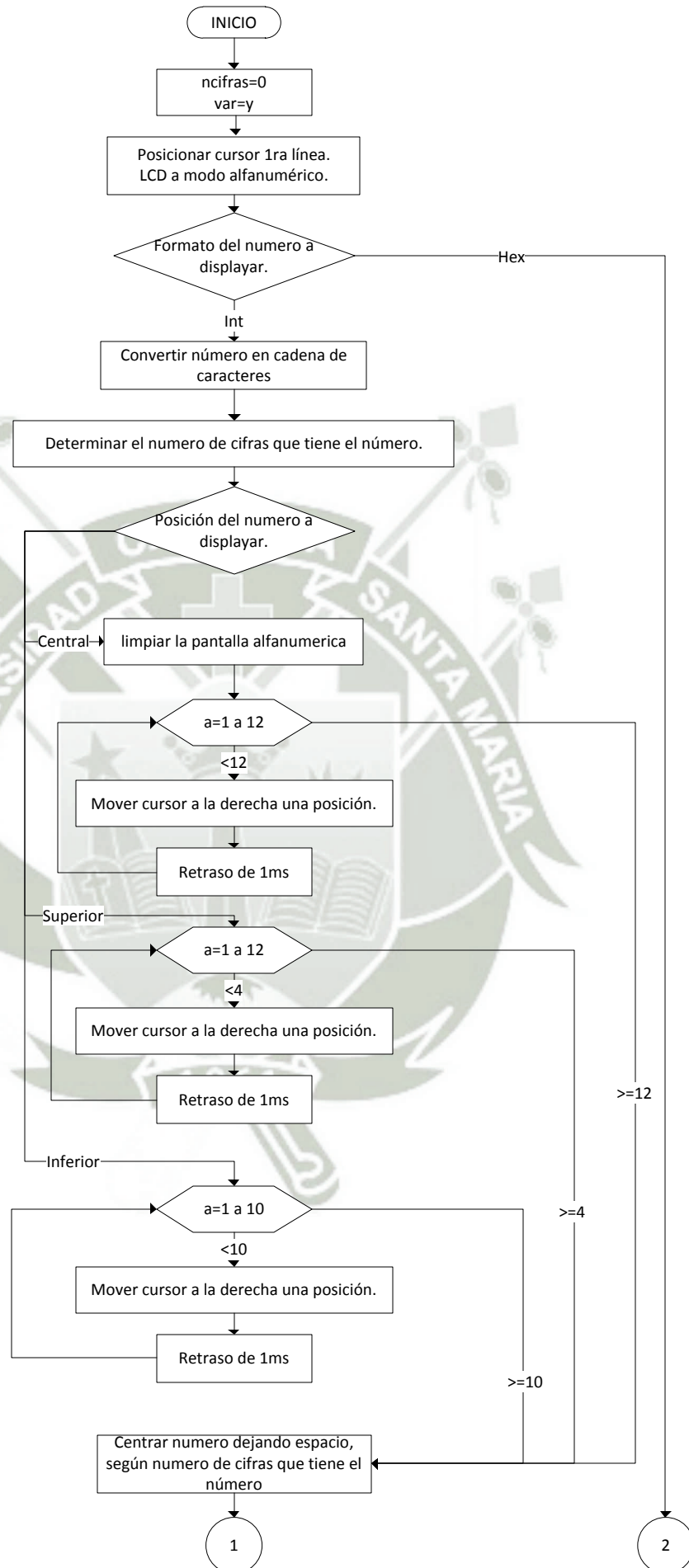


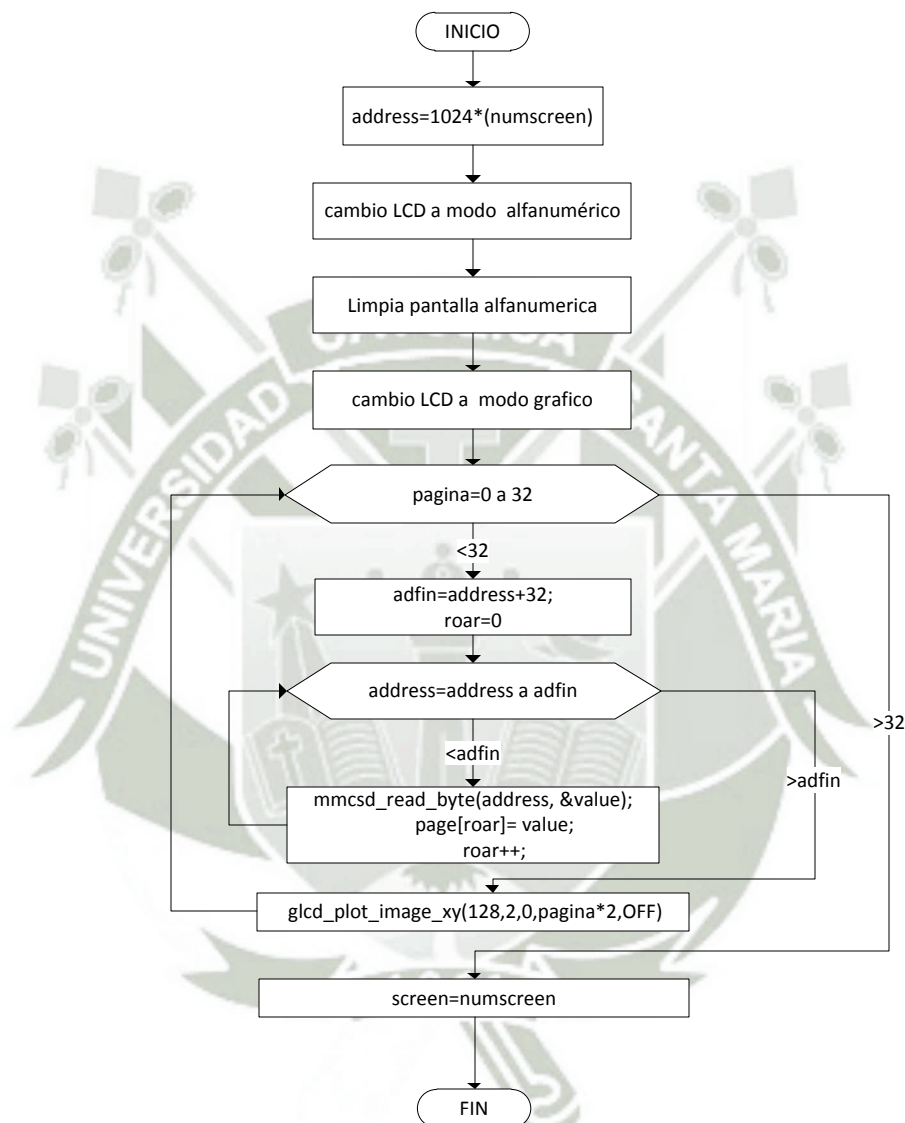


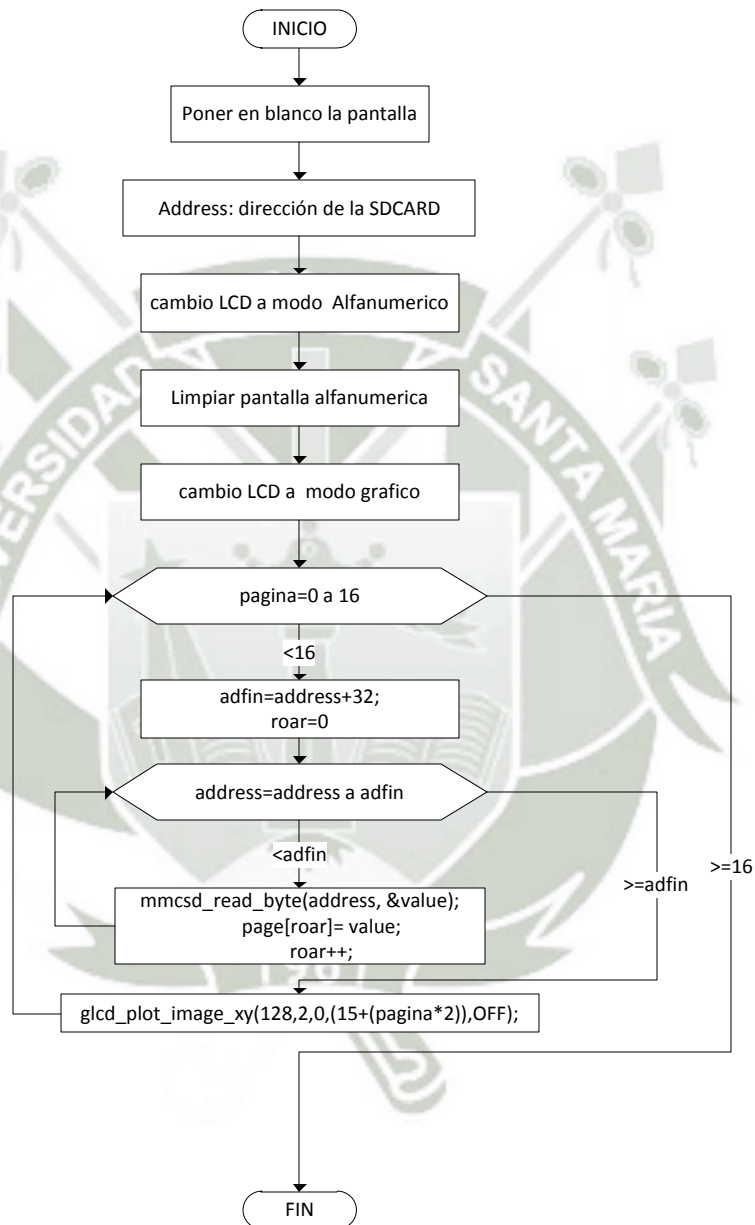


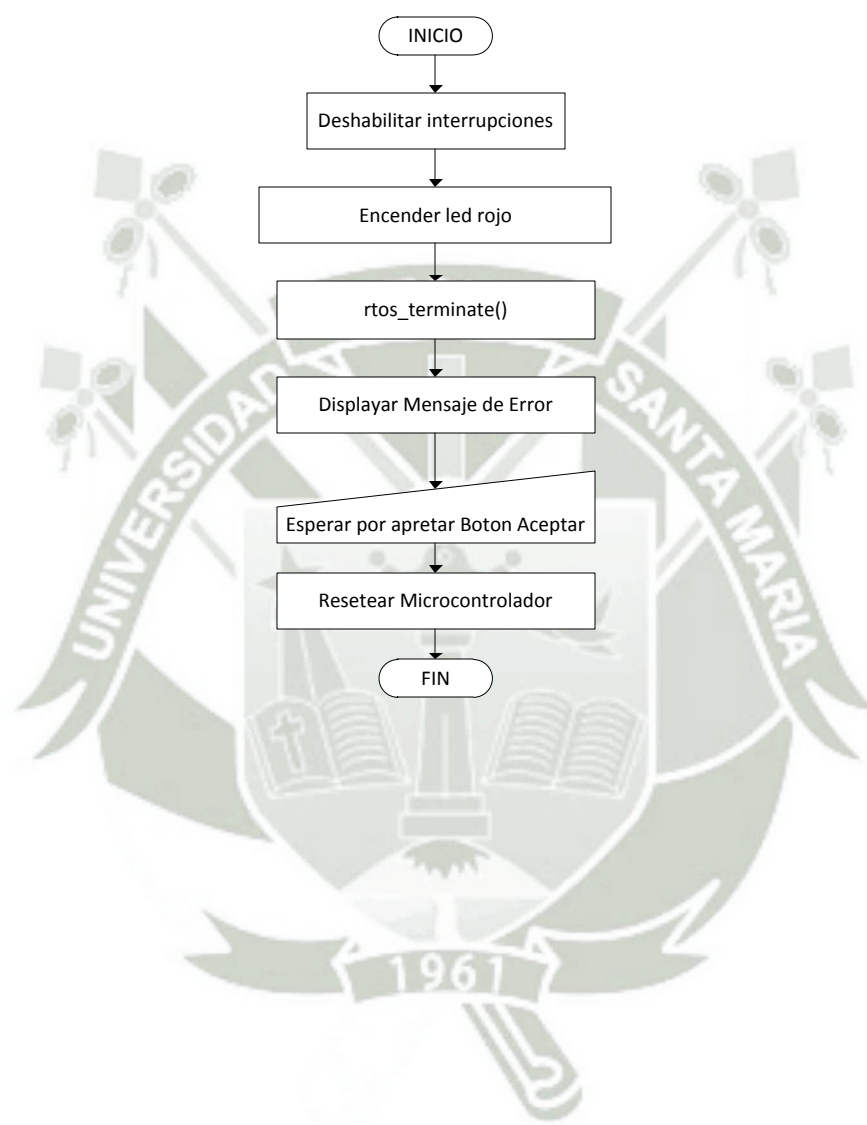


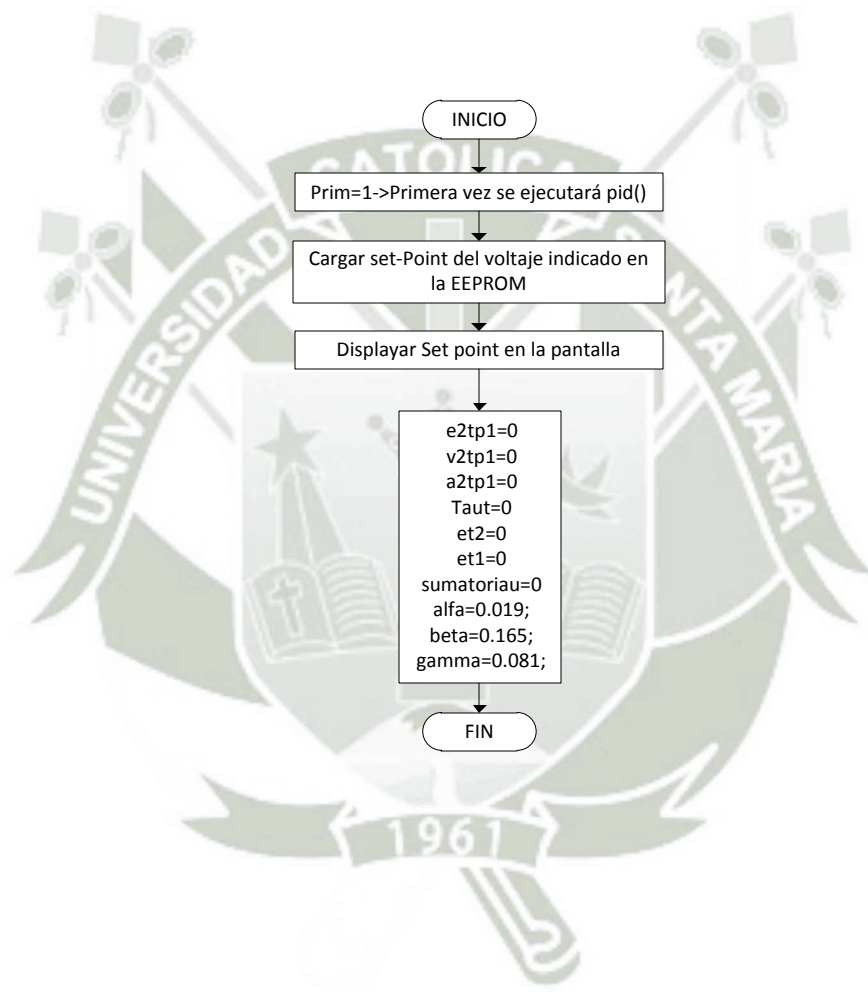


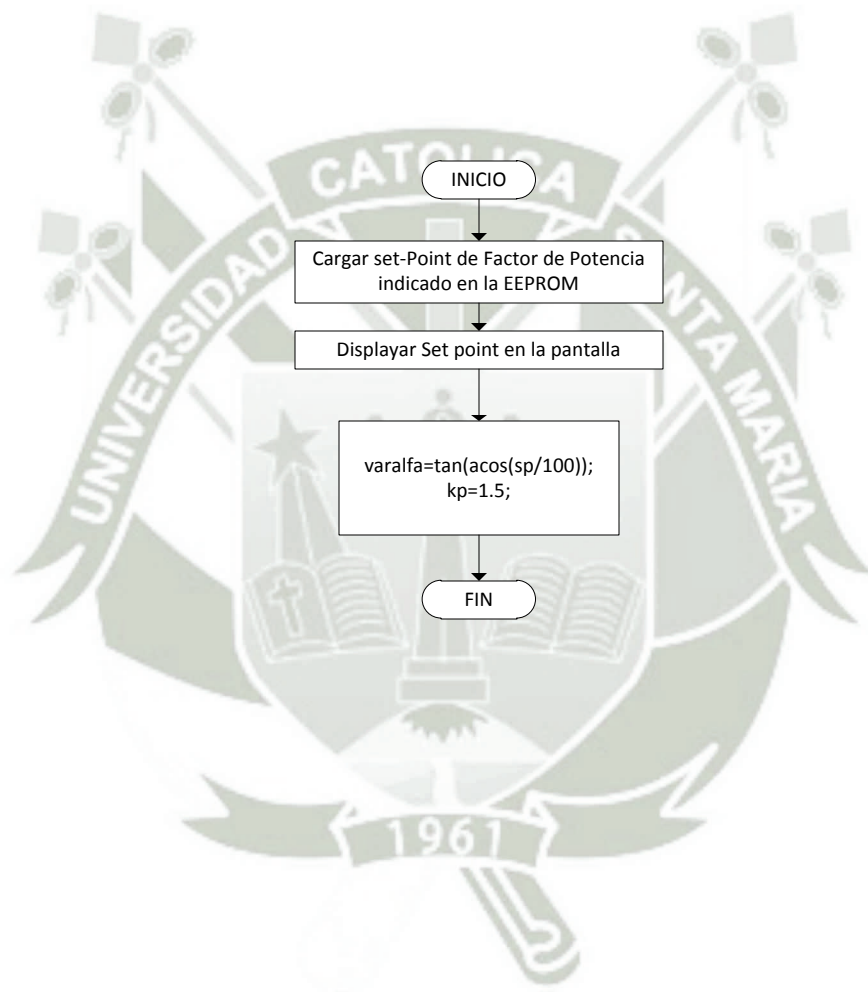


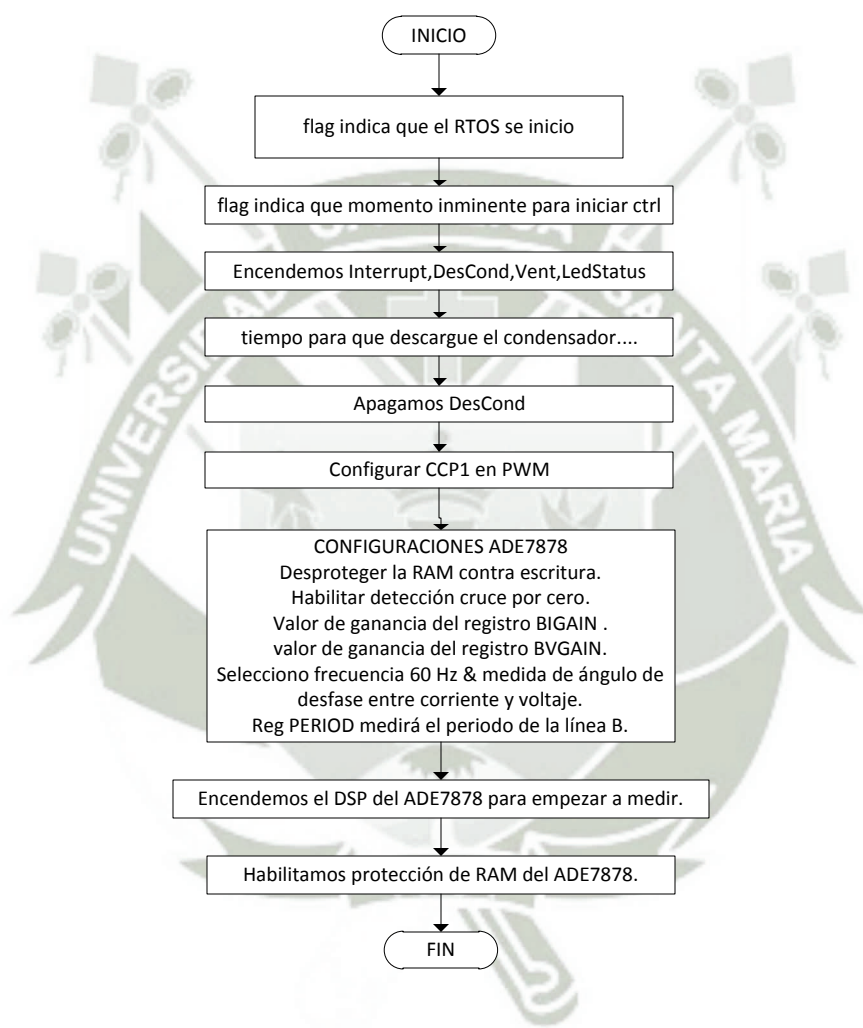


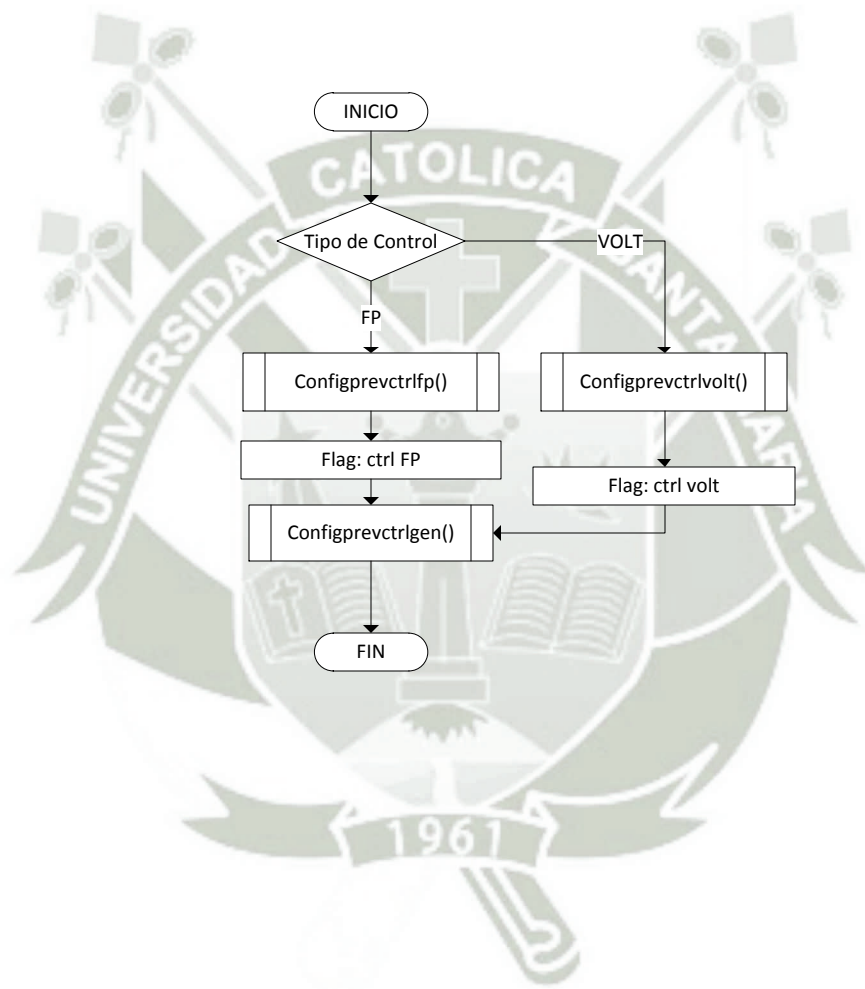


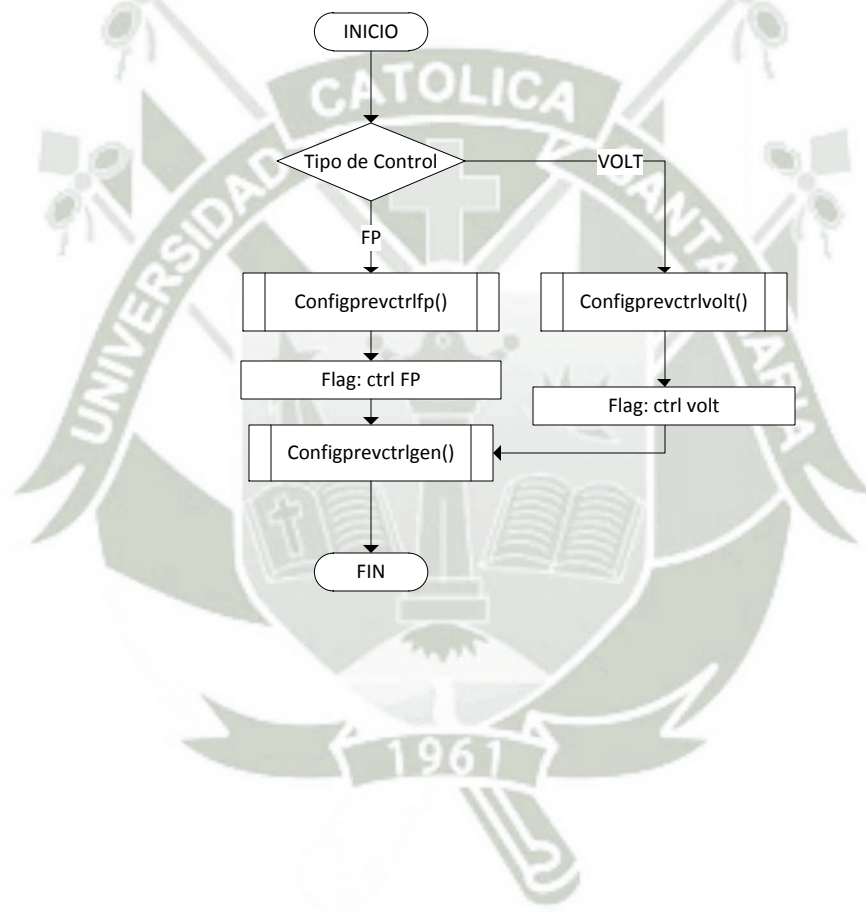


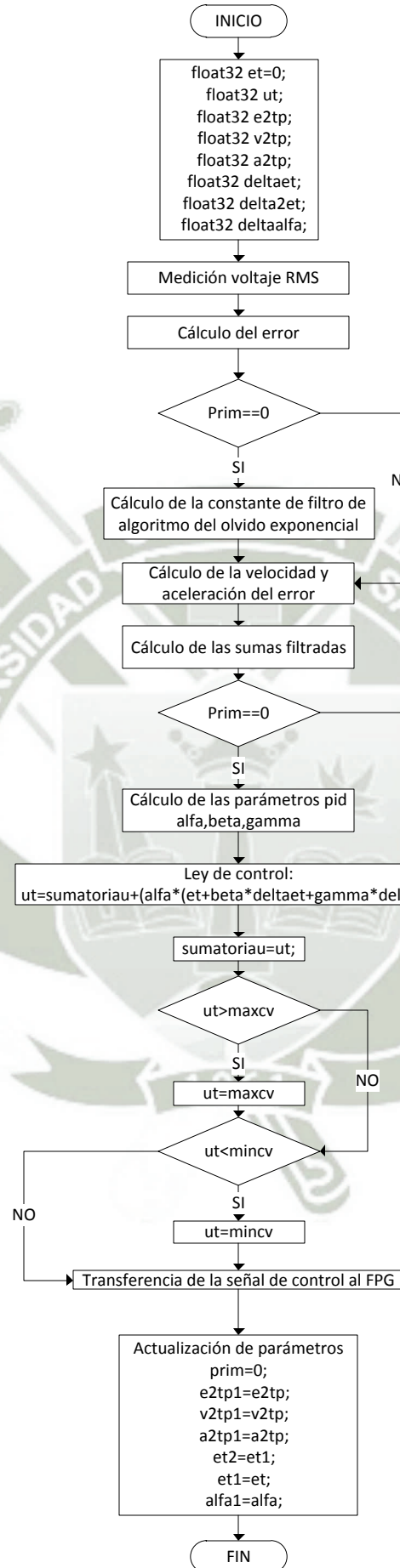


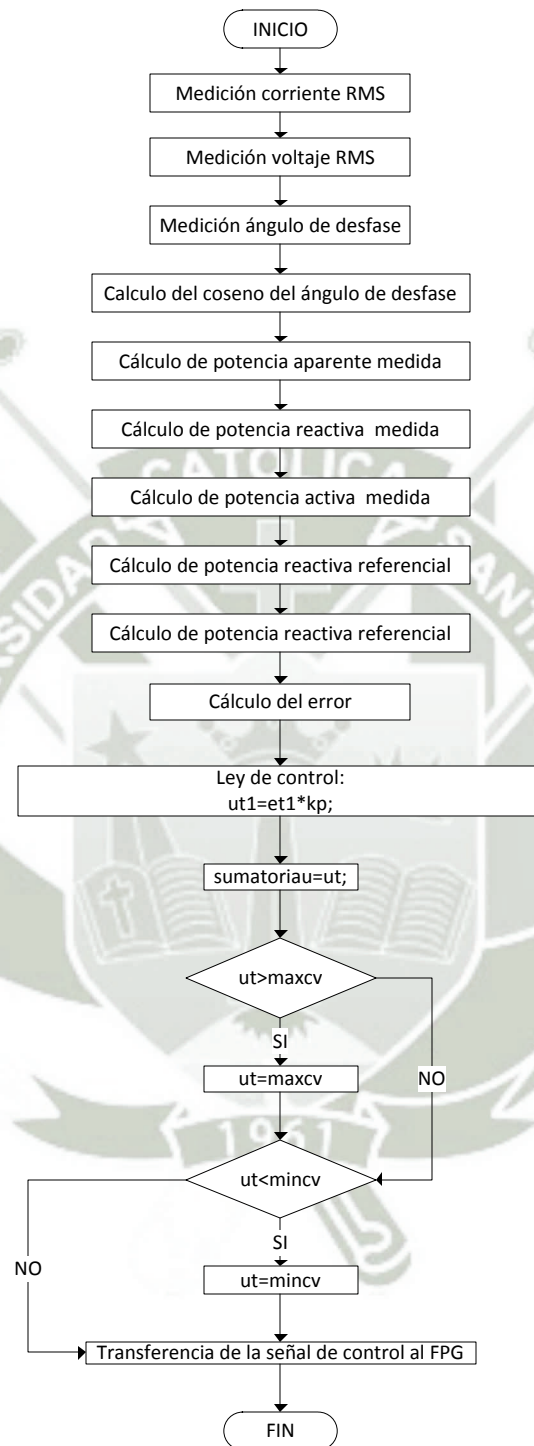


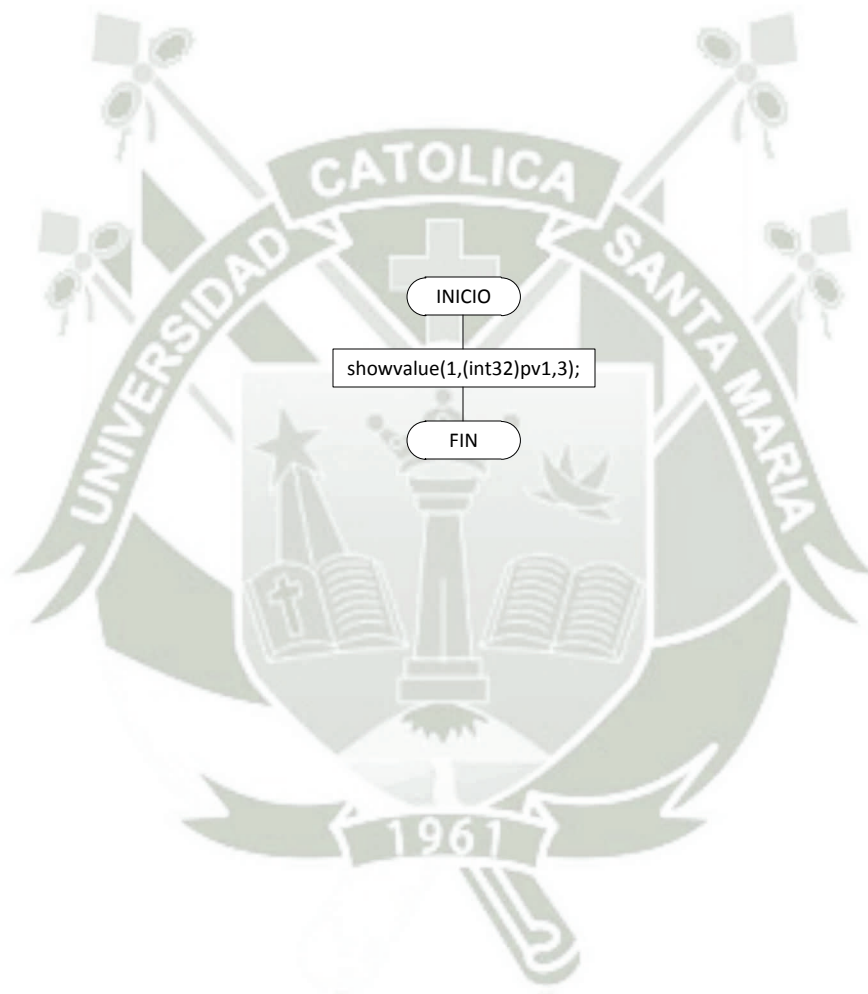


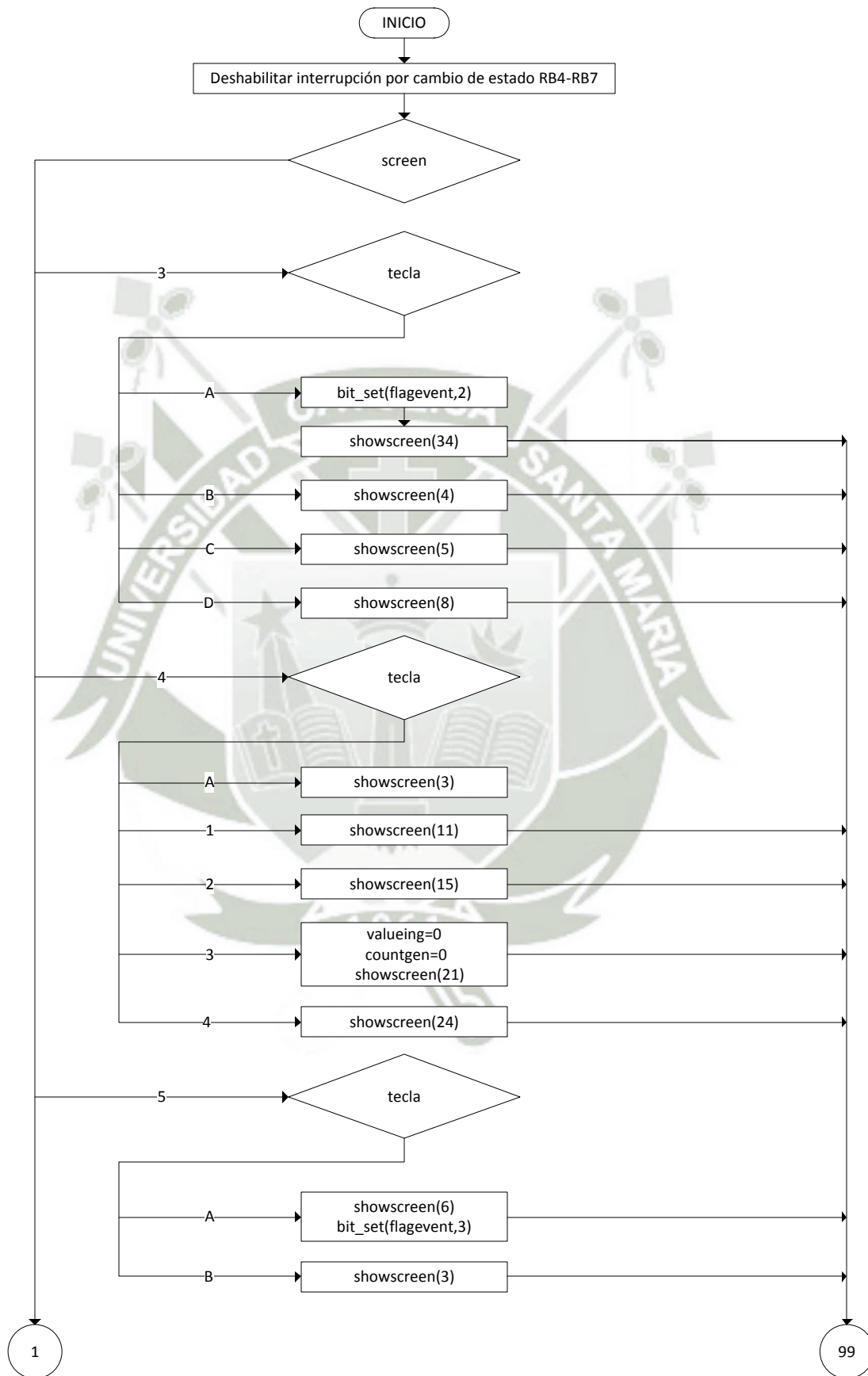


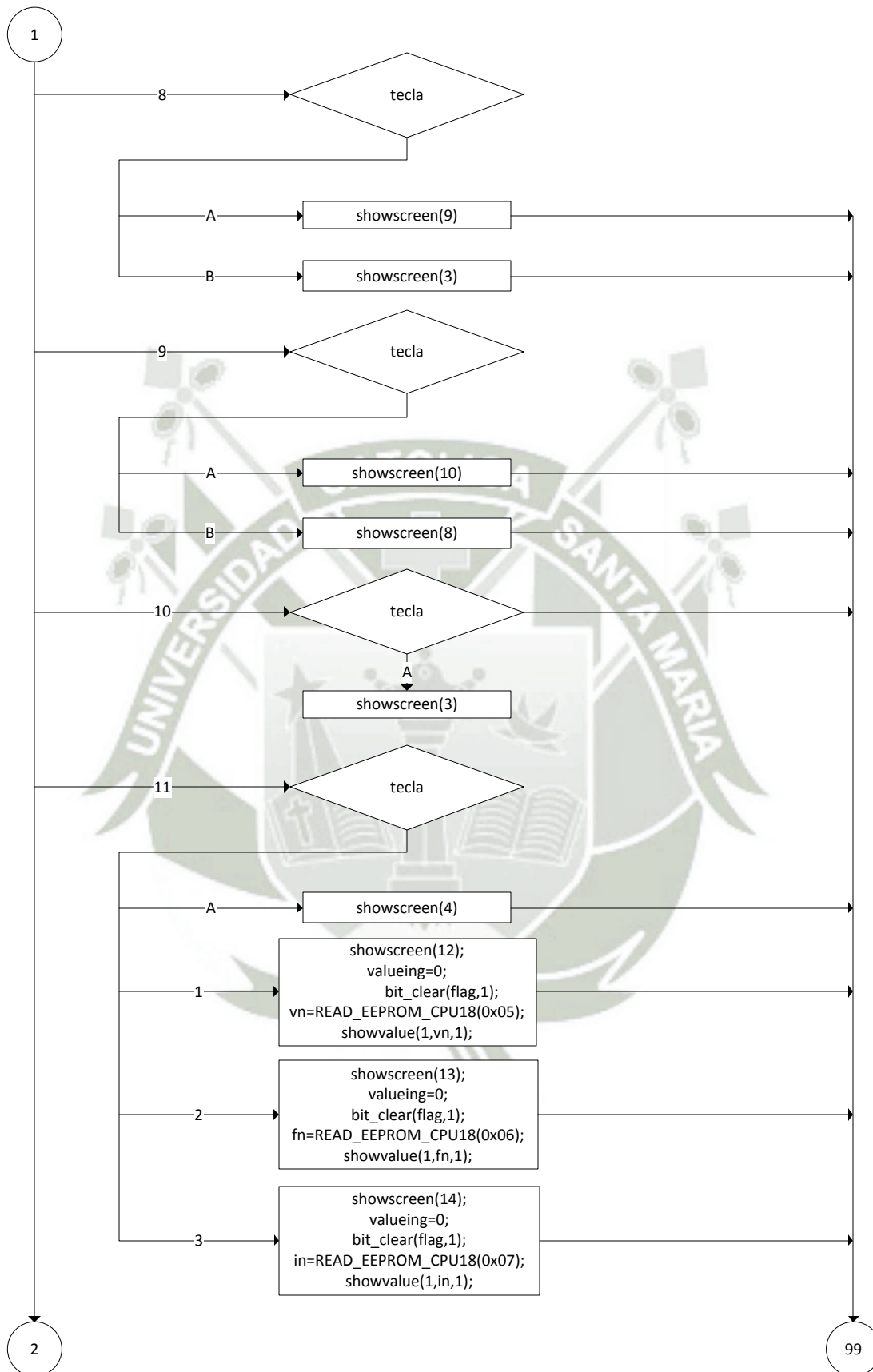


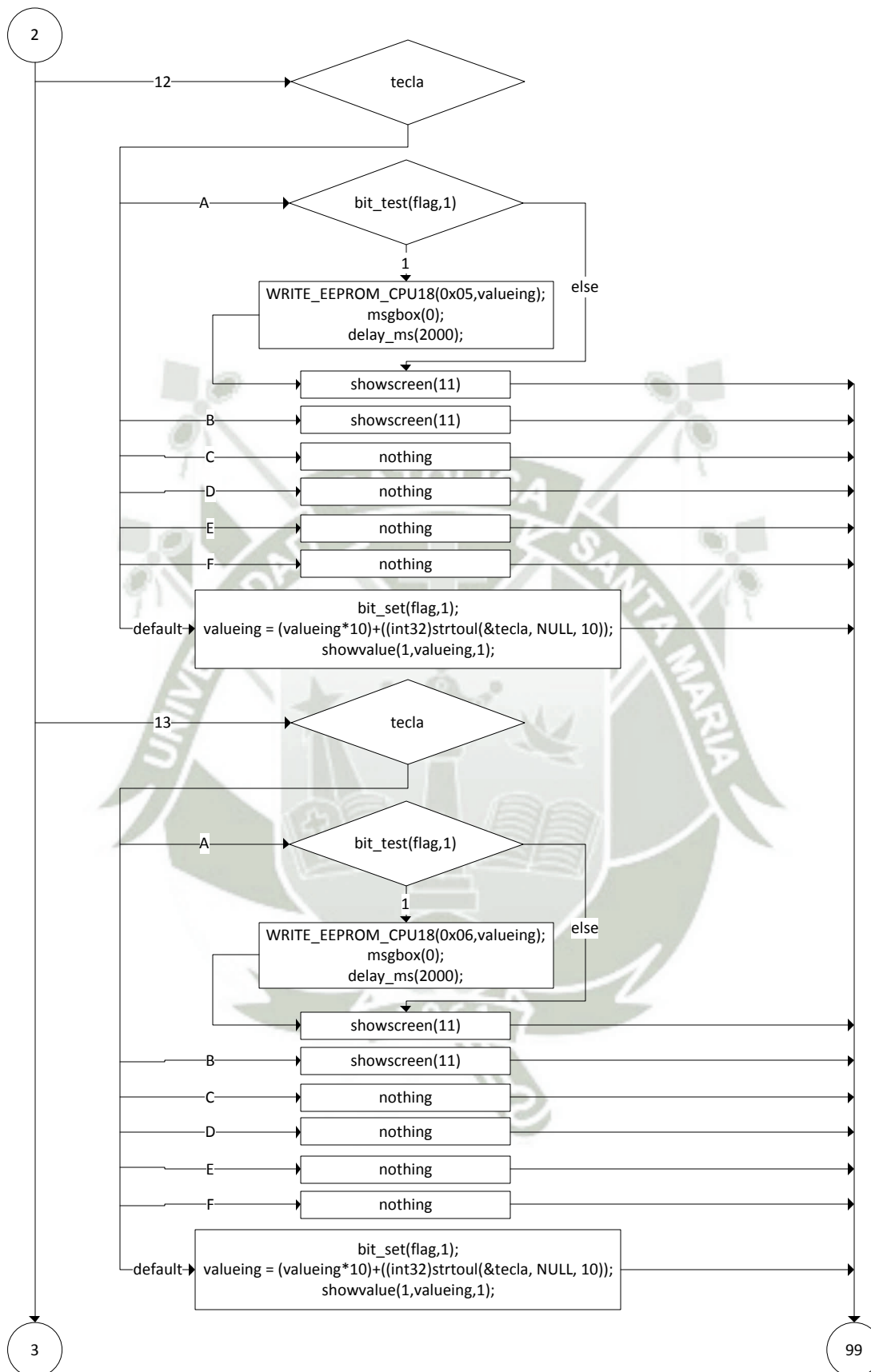


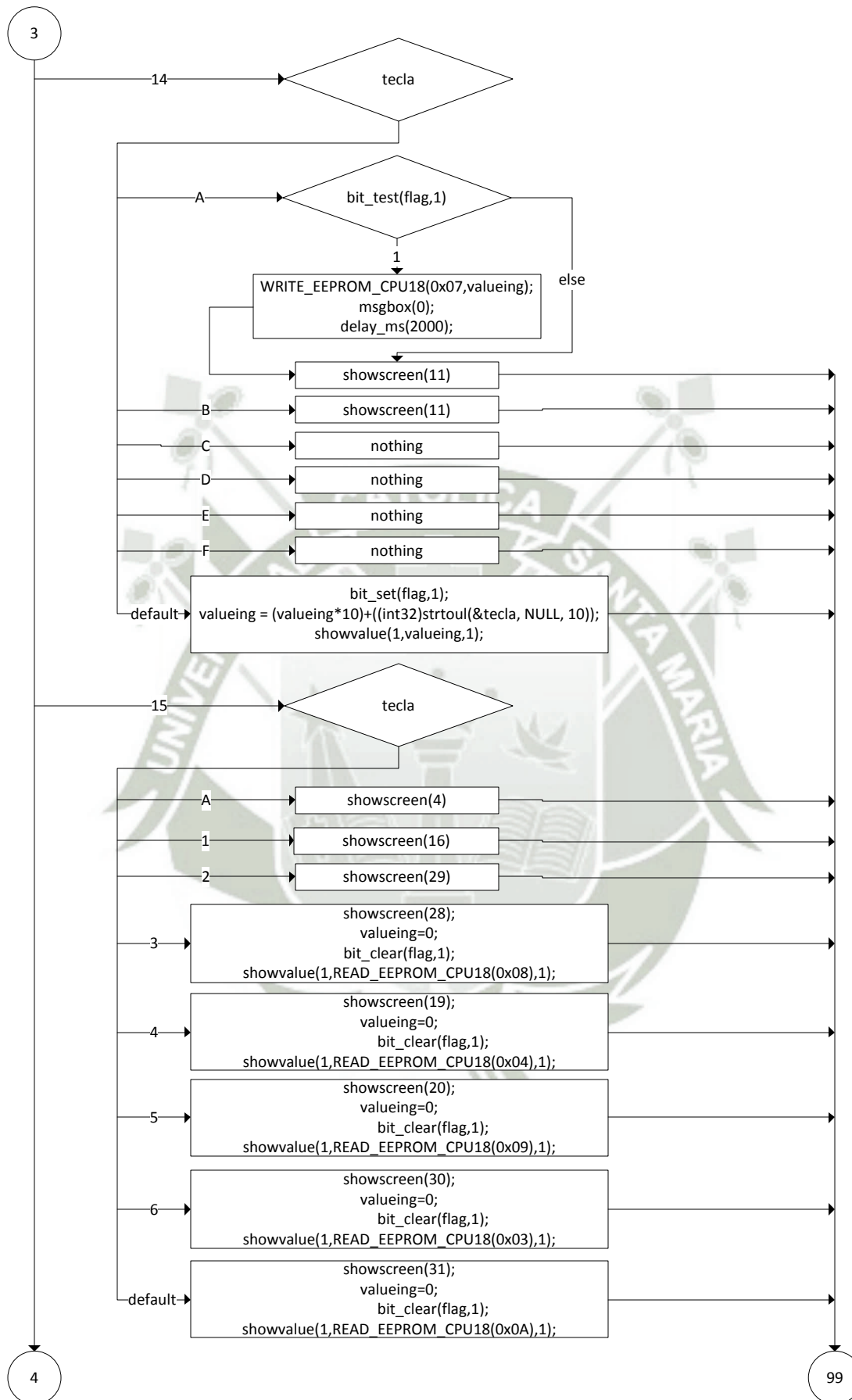


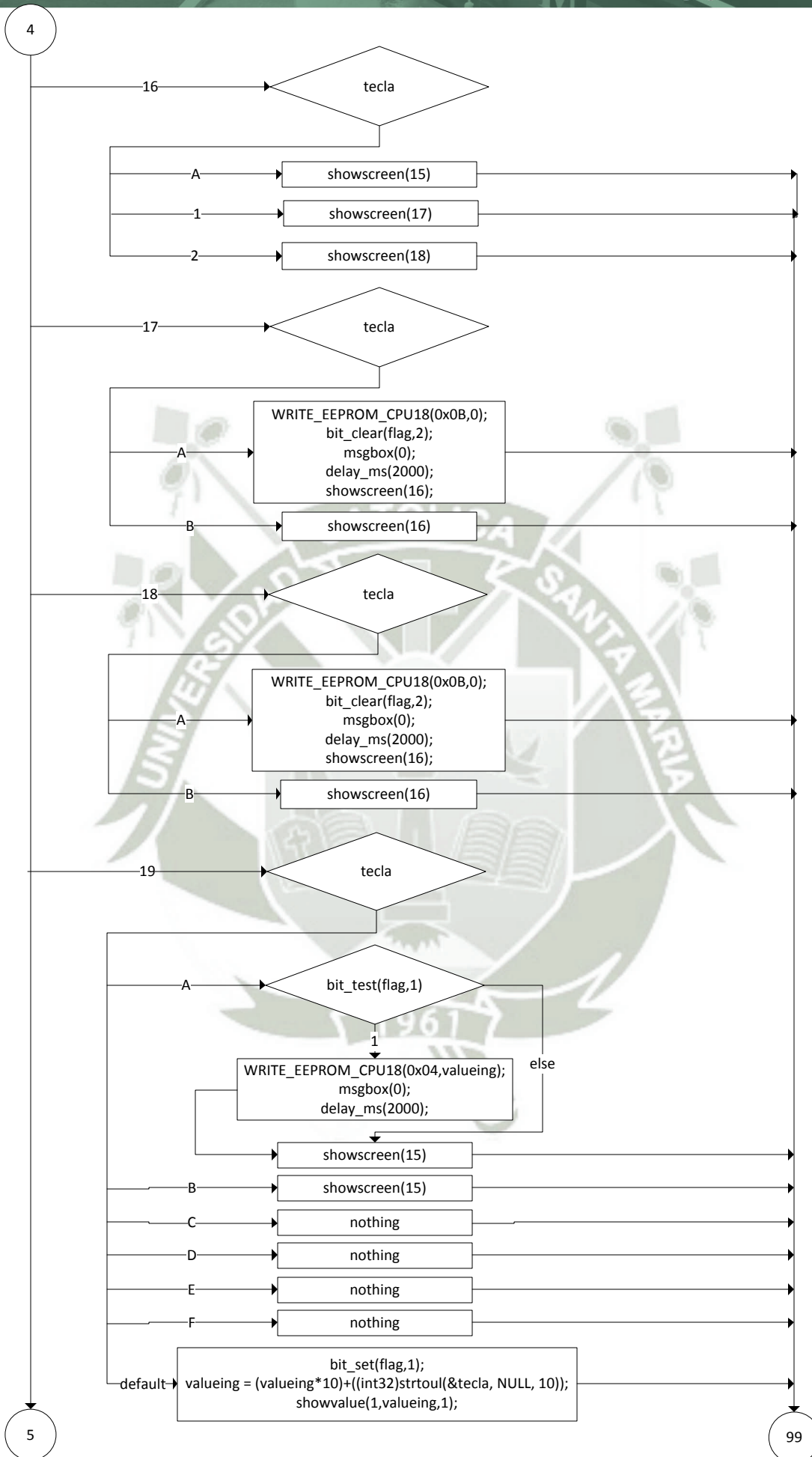


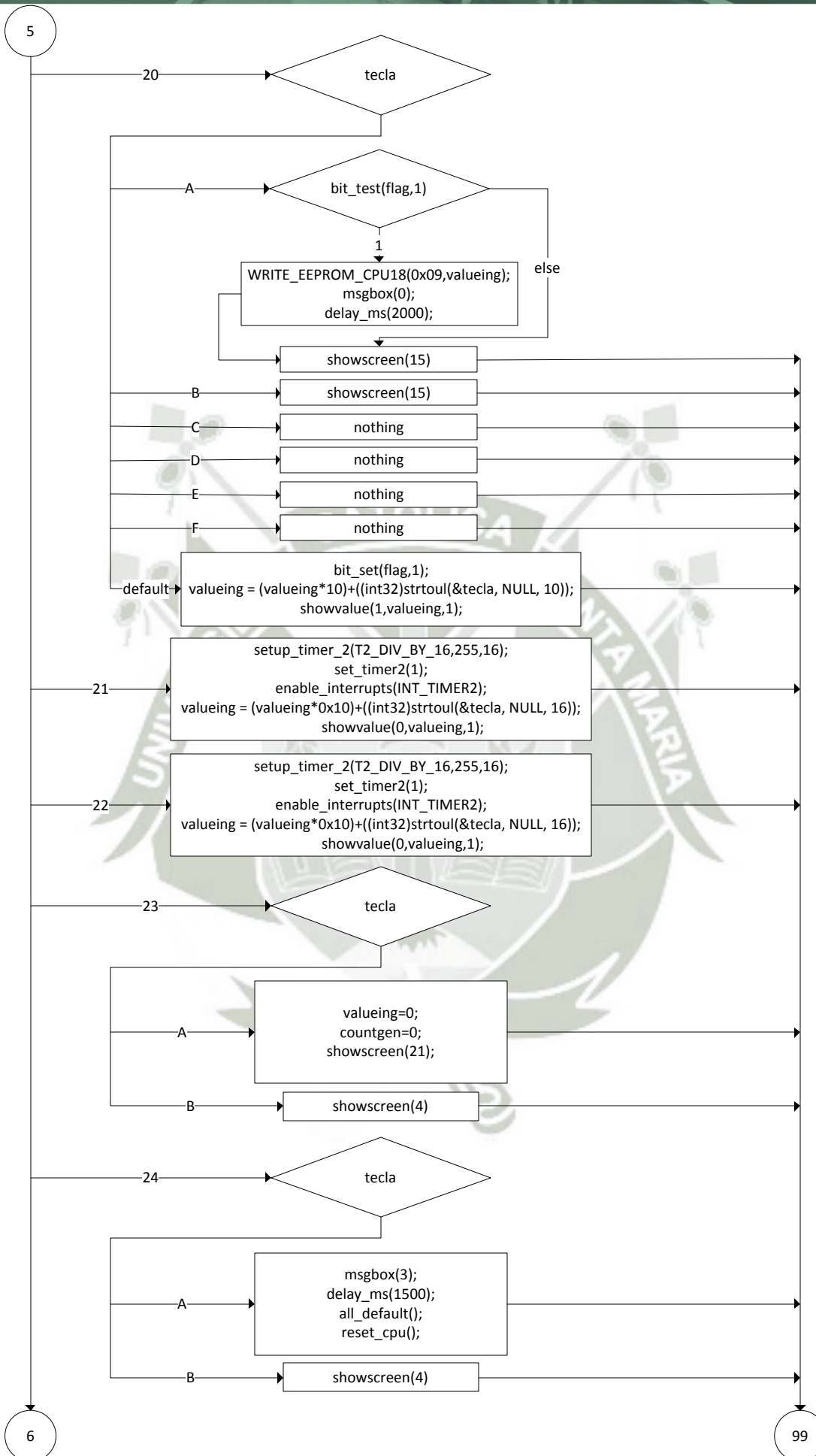


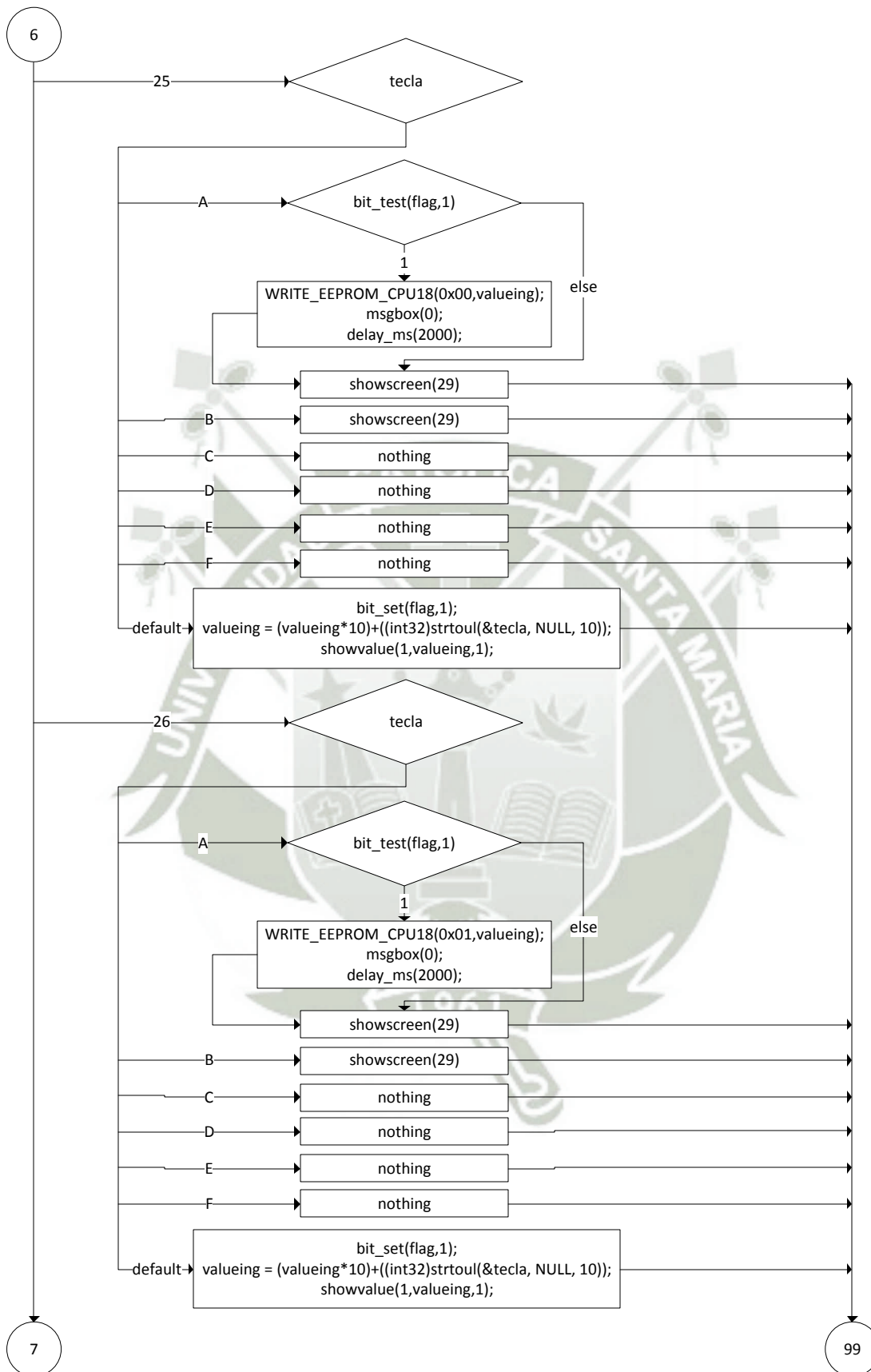


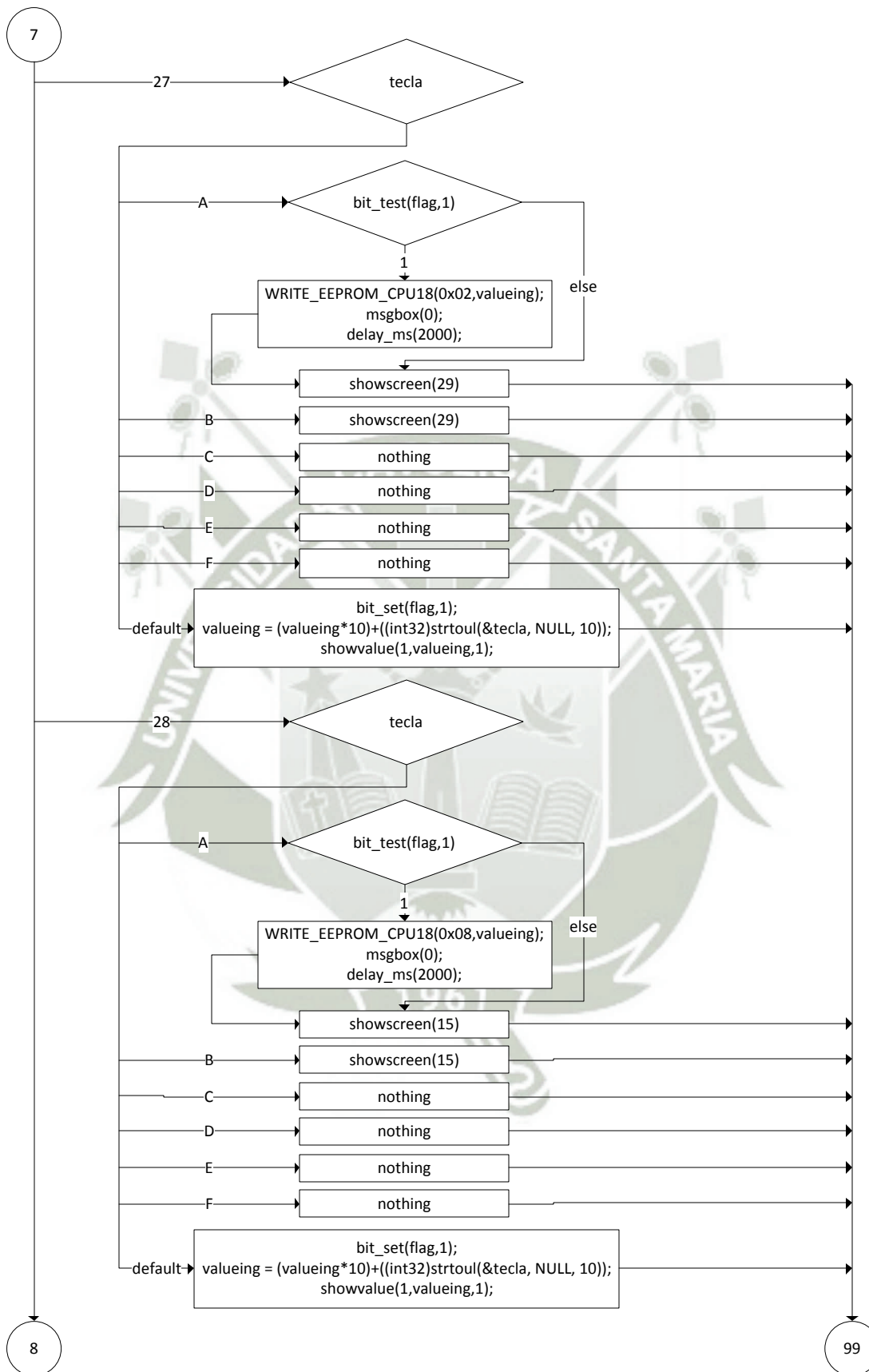


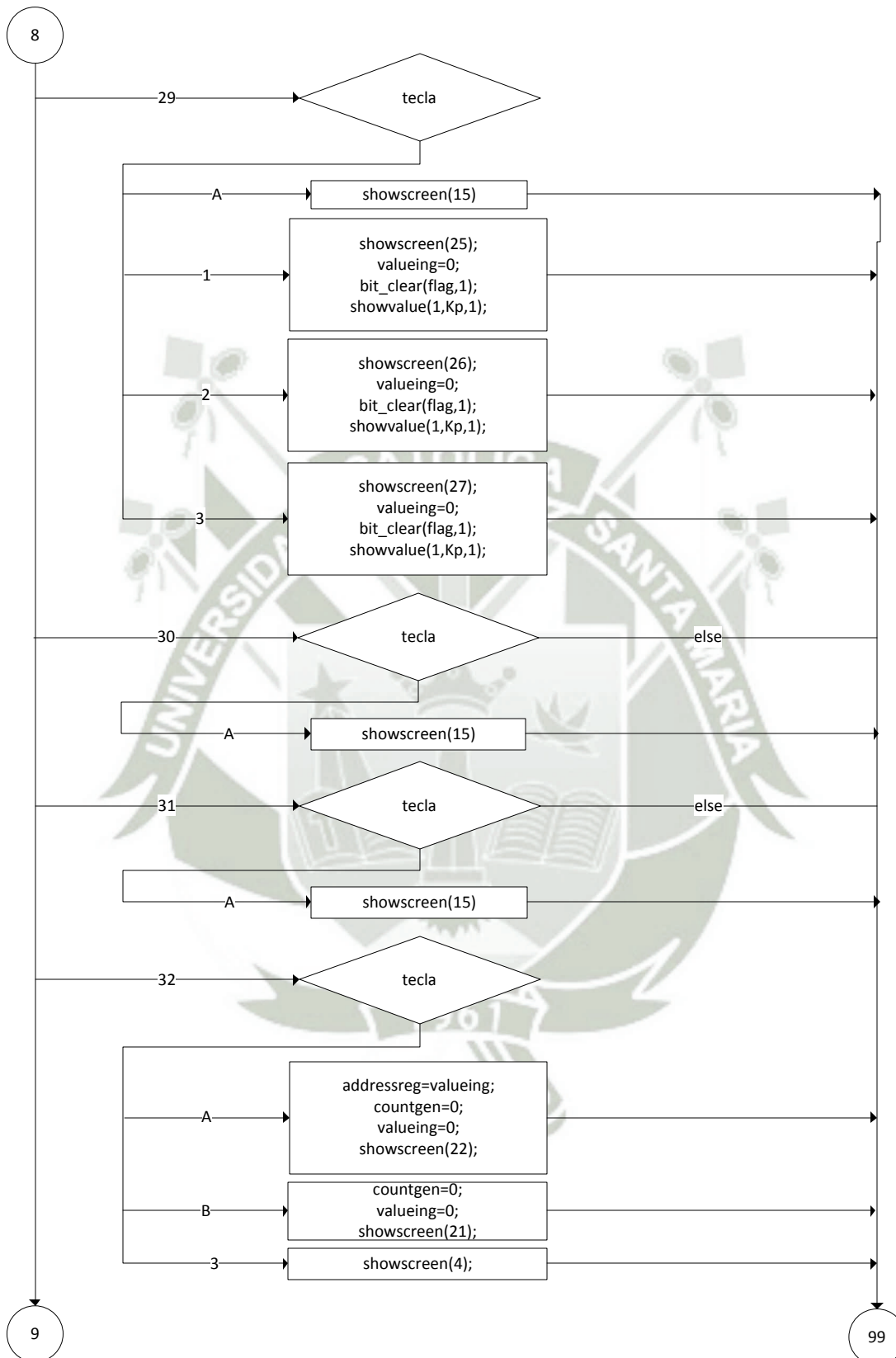


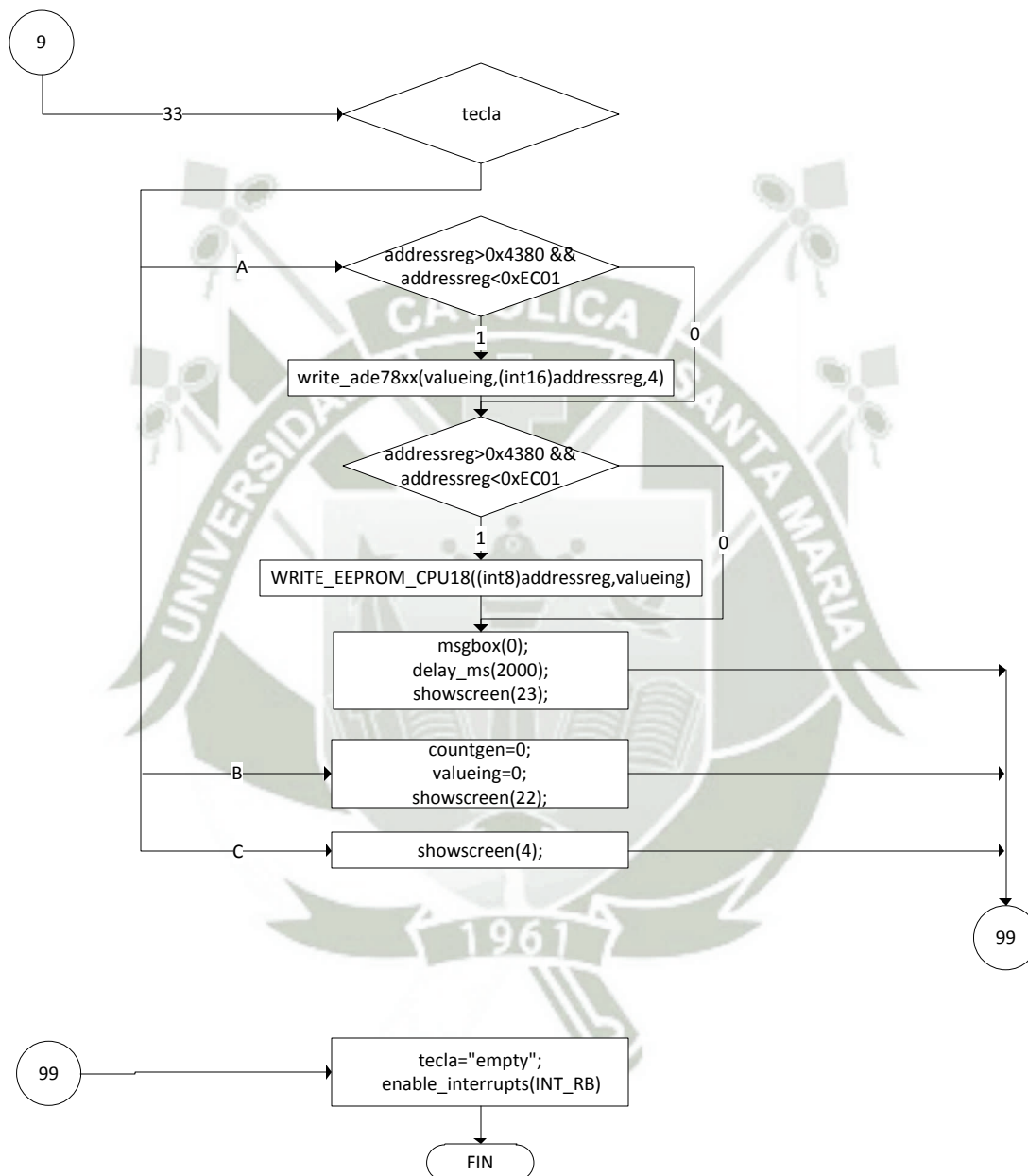








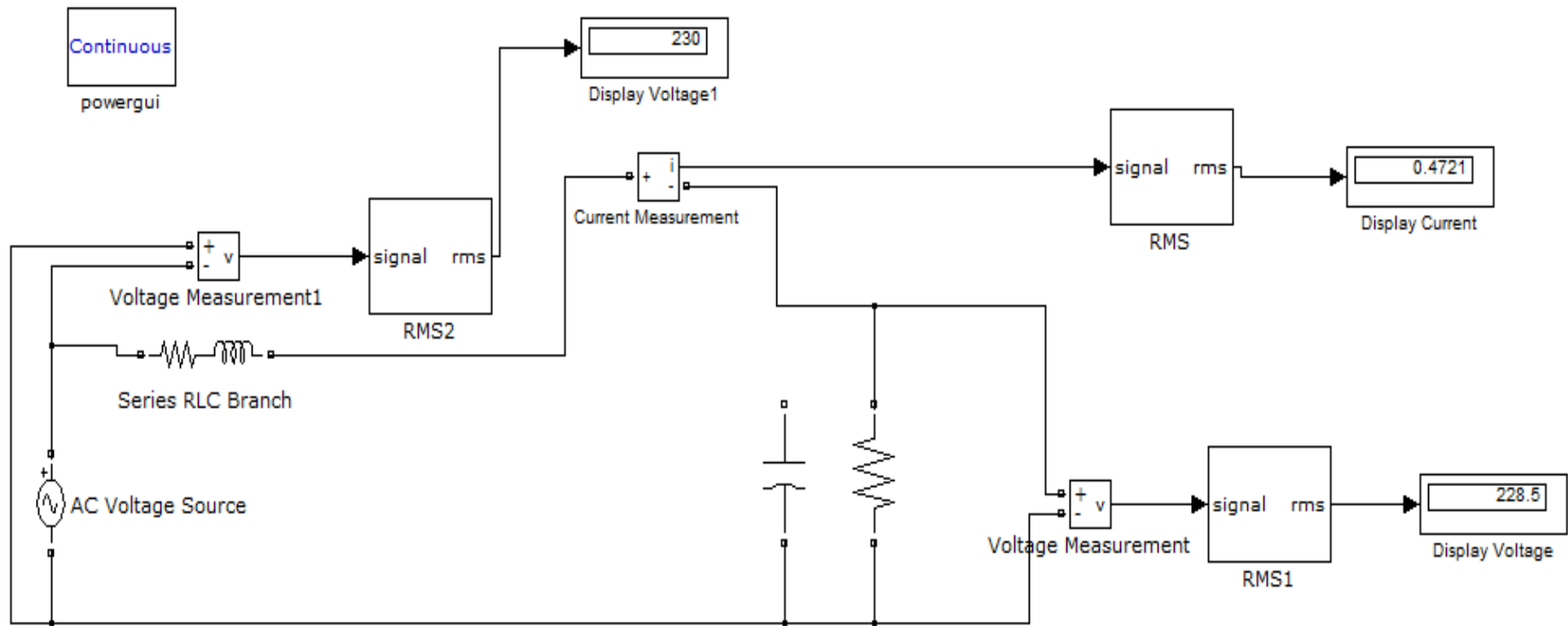








Simulación Modelo Planta Instalación Eléctrica





```

%Nombre: Control_Adapt - PID Autoajustable Heuristico (Voltaje)
clc;
clear all;

Tc=0.002;%tiempo de muestreo o tiempo de control
t=-0.006:Tc:0.5;%Intervalo de tiempo para displayar

% VALOR DE REFERENCIA
ref=[0 0 0 1 ones(1,length(t)-4)];%funcion escalon unitario de valor
(referencia)

%VALORES INICIALES
% Del error
e(1:length(t))=0;%error %si
% Del Diseñador
sumatoriau=0;%Sumatoria U inicial. %si
deltae(1:length(t))=0;%e(t)-e(t-1)-> Variacion del error de regulacion
%No
delta2e(1:length(t))=0;%->Aceleracion del error de regulacion %No
%Ti=0.00033,Td=0.0009903,Kp=0.003248949
alfa(1:length(t))=0.0196906;%si
beta(1:length(t))=0.165;%si
gama(1:length(t))=0.08169975;%s

Tau(1:length(t))=0;%si
e2R(1:length(t))=0;%si
v2R(1:length(t))=0;%si
a2R(1:length(t))=0;%si

% De la salida de la planta
y(1:length(t))=0;%Asumimos valores iniciales cero.

% De la salida del controlador
u(1:length(t))=0;%

%-----PROCESO-----
-----
for k=4:length(t)
%calculo del error
e(k)=ref(k)-y(k-1);%calculo del error

%-----Diseñador-----
%Calclo de Tau
if k>4 % salvar indeterminacion
Tau(k)=2*pi*sqrt((v2R(k-1))/(a2R(k-1)));
end
%Calculo de la velocidad y aceleracion del error
deltae(k)=e(k)-e(k-1);%velocidad del error
delta2e(k)=e(k)-2*e(k-1)+e(k-2);%aceleracion el error
%Calculo de Sumas filtradas
e2R(k)=(((e(k))^2)+(Tau(k)*e2R(k-1)))/(1+Tau(k));
v2R(k)=(((deltae(k))^2)+Tau(k)*v2R(k-1))/(1+Tau(k));
a2R(k)=(((delta2e(k))^2)+Tau(k)*a2R(k-1))/(1+Tau(k));
%Salvar indeterminaciones
if e2R(k)==0
e2R(k)=0.0000000001;
end
if v2R(k)==0
v2R(k)=0.0000000001;
end
end

```

```
if a2R(k)==0
    a2R(k)=0.0000000001;
end
%Calculo de Parámetros del PID
if k>4

deltaalfa=(0.5/pi)*sqrt(a2R(k)/v2R(k))*(((0.5*sqrt(a2R(k)*e2R(k)))/v2R(k))-1)*0.01;
alfa(k)=alfa(k-1)+deltaalfa;
beta(k)=sqrt(e2R(k)/v2R(k));
gama(k)=sqrt(v2R(k)/a2R(k));
end
%-----

%Ley de control
%sumaalfae=sumaalfae+(alfa(k)*e(k));%Sumatoria alfae
%u(k+1)=alfa(k)*gama(k)*deltae(k)+alfa(k)*beta(k)*e(k)+sumaalfae;

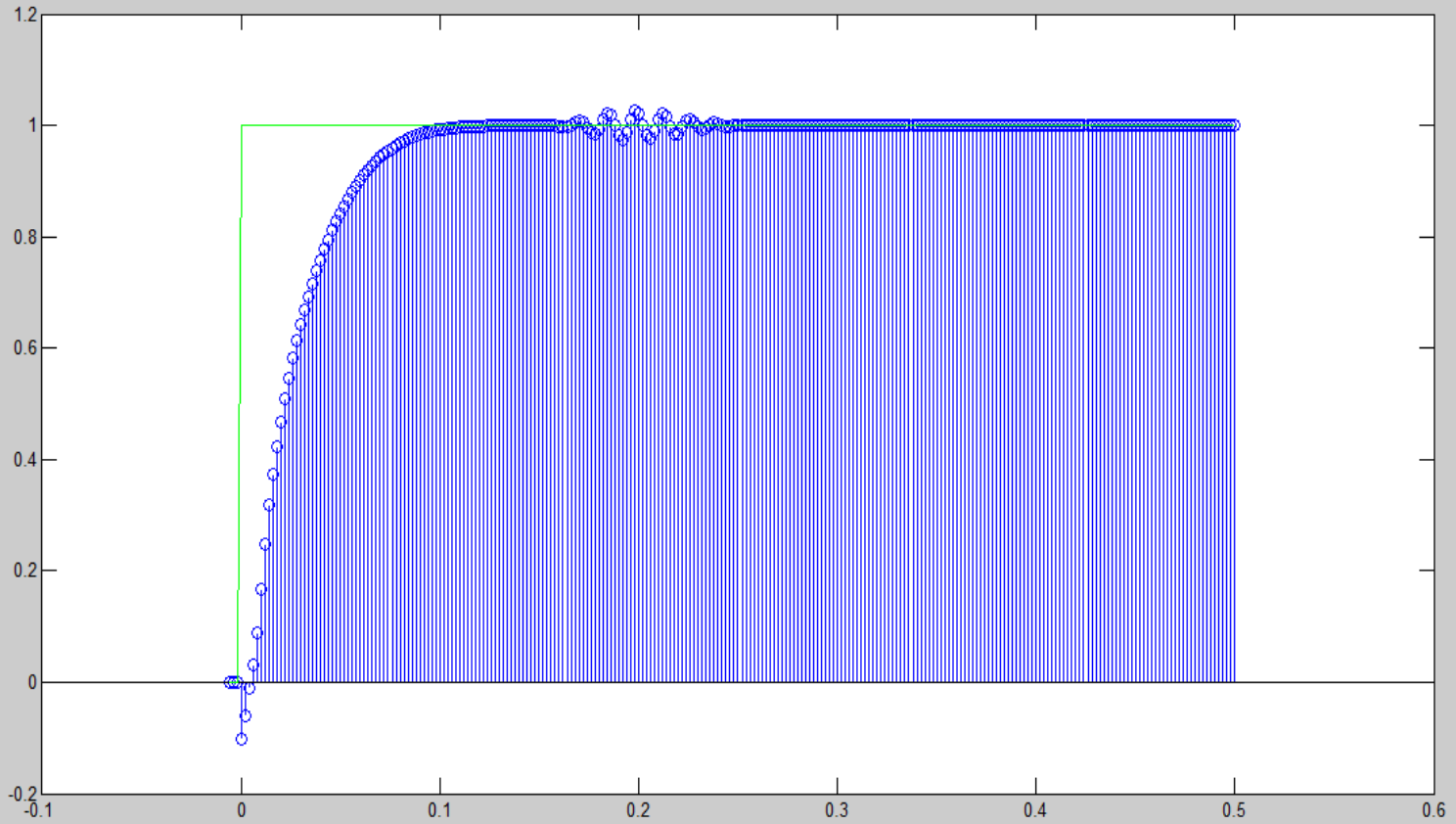
u(k)=sumatoriau+(alfa(k)*(e(k)+beta(k)*deltae(k)+gama(k)*delta2e(k)));
sumatoriau=u(k);
%Planta
y(k)=0.04001*y(k-1)-0.01959*y(k-2)+0.002479*y(k-3)-
4.2*u(k)+3.125*u(k-1)+3.672*u(k-2)+1.508*u(k-3);%tesis
end
%-----
-----
stem(t,y)
hold on
plot(t,ref,'green')
```

Figure 1

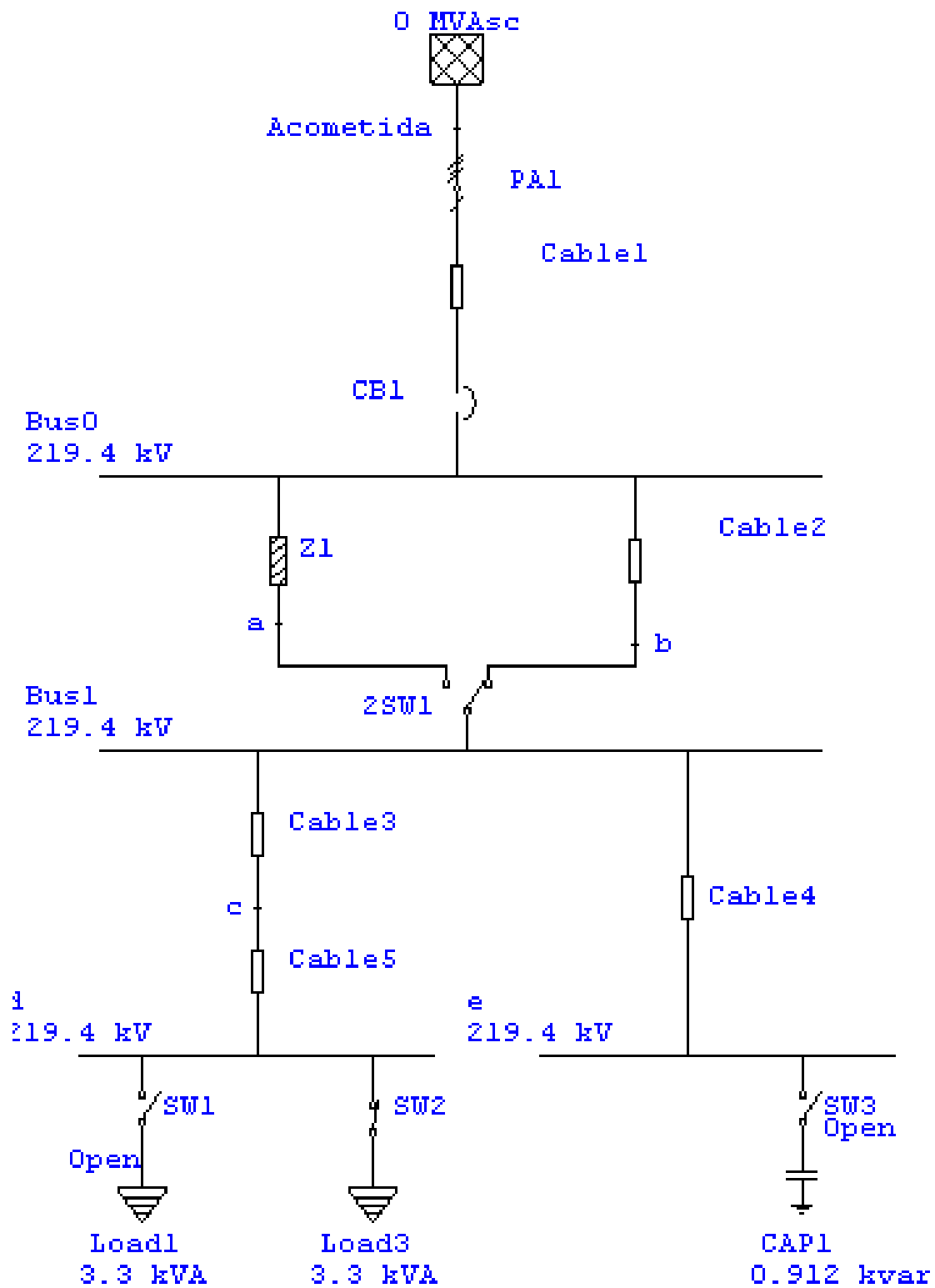
File Edit View Insert Tools Desktop Window Help



Note new toolbar buttons: [data brushing](#) & [linked plots](#) [Play video](#)







Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	1
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Electrical Transient Analyzer Program

Análisis de Flujo de Carga Desequilibrado

Categoría de Carga (1): Design
 Categoría de Generación (1): Design
 Factor de Diversidad de Carga: Ninguno

	Infinita	V-Control	Carga	Total				
Número de Barras:	1	0	7	8				
	XFMR2	XFMR3	Reactor	Línea	Cable	Impedancia	PD-Enlace	Total
Número de Ramas:	0	0	0	0	5	1	1	7

Método de Solución: Método de Inyección de Corriente
 Máximo No. de Iteraciones: 99
 Precisión de Solución: 0.000100
 Frecuencia del Sistema: 60 Hz
 Sistema de Unidades: Metric
 Archivo de Proyecto: SimInstElectCableado
 Archivo de Salida: C:\Documents and Settings\AfrodíRosa\Desktop\SimETAP\SimInstElectCableado\InstElectCaidasTensionCableado.UL1

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	2
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Ajustes

Tolerancia	Aplicar Ajustes	Individual /Global	Por ciento
Impedancia del Transformador:	Si	Individual	
Impedancia del Reactor:	Si	Individual	
Resistencia de Relé Térmico de Sobrecarga:	No		
Longitud de Línea de Transmisión:	No		
Longitud del Cable:	No		
Corrección de Temperatura	Aplicar Ajustes	Individual /Global	Grados C
Resistencia de Línea de Transmisión:	Si	Individual	
Resistencia del Cable:	Si	Individual	

Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP
7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 3
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Datos de Entrada de Barra

ID	Barra		kV	Sub-sist	Ph	Tensión Inicial		Generación		Carga		Mvar Límites	
	Con.	Tipo				% Mag.	Áng.	MW	Mvar	MW	Mvar	Max.	Min.
a	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Acometida	3 phase	Infinita	380.000	1	A	100.0	0.0	0	0.003	0	0		
					B	100.0	-120.0	0	0	0	0		
					C	100.0	120.0	0	0	0	0		
b	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Bus0	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Bus1	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
c	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
d	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0	0.003	
e	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0	0	
Número Total de Barras: 8								0.000	0.003	0.000	0.003		

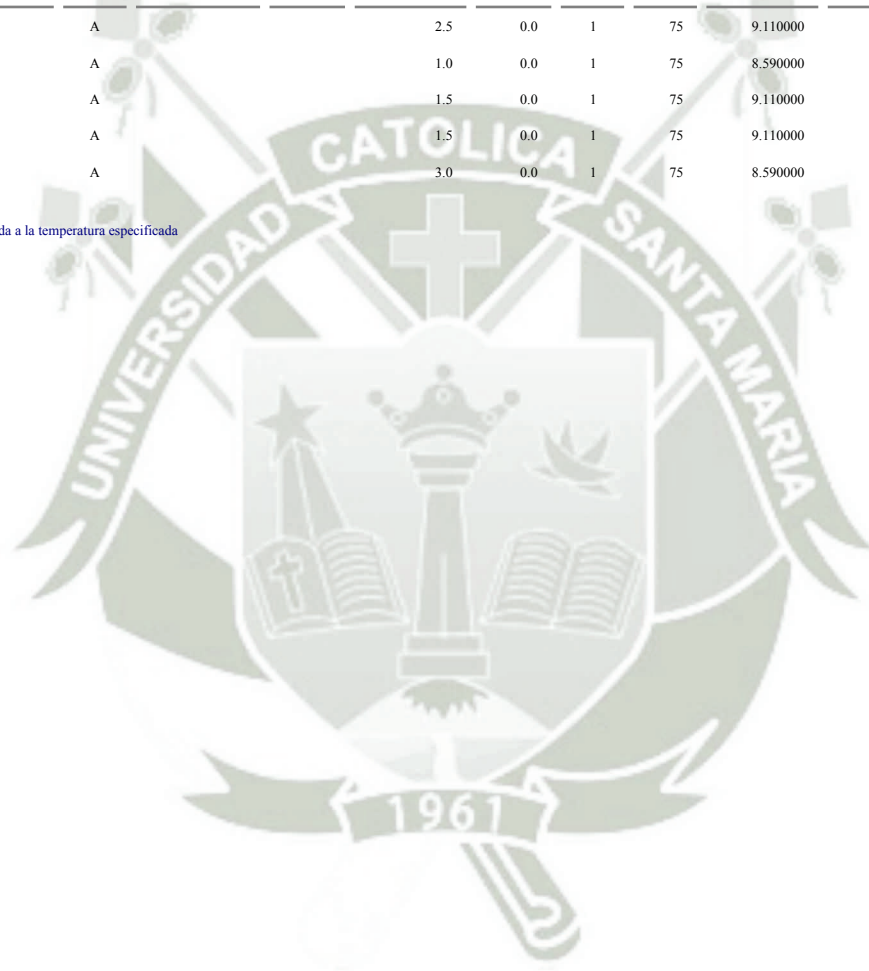
Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	4
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Datos de Entrada del Cable

Cable											
ID	Con.	Librería	Tamaño	Longitud				Ohms/1000 m por Conductor			
				Adj. (m)	% Tol.	#/Fase	T (°C)	R	X	Y	
Cable1	A			2.5	0.0	1	75	9.110000	0.000000		
Cable2	A			1.0	0.0	1	75	8.590000	0.000000		
Cable3	A			1.5	0.0	1	75	9.110000	0.000000		
Cable4	A			1.5	0.0	1	75	9.110000	0.000000		
Cable5	A			3.0	0.0	1	75	8.590000	0.000000		

La resistividad del cable está listada a la temperatura especificada



Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP

7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 5
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Datos de Entrada Impedancia/Línea

ID	Tipo	Conexión	Longitud		Operativa Temp °C
			Adj. (m)	% Tol.	
Z1	Imp	A			

Las resistencias de las líneas se presentan a las temperaturas especificadas



Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	6
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Impedancia Serie / Admitancia Paralelo

Matrices (dominio de fase)

Línea ID	Línea ID	Longitud km	R (ohms)			X (ohms)			Y (micro-siemens)			
			A	B	C	A	B	C	A	B	C	
Z1	Z1		A	6.40000	0	0	8.40000	0	0	0	0	0
			B	0	0	0	0	0	0	0	0	0
			C	0	0	0	0	0	0	0	0	0



Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP

7.5.0

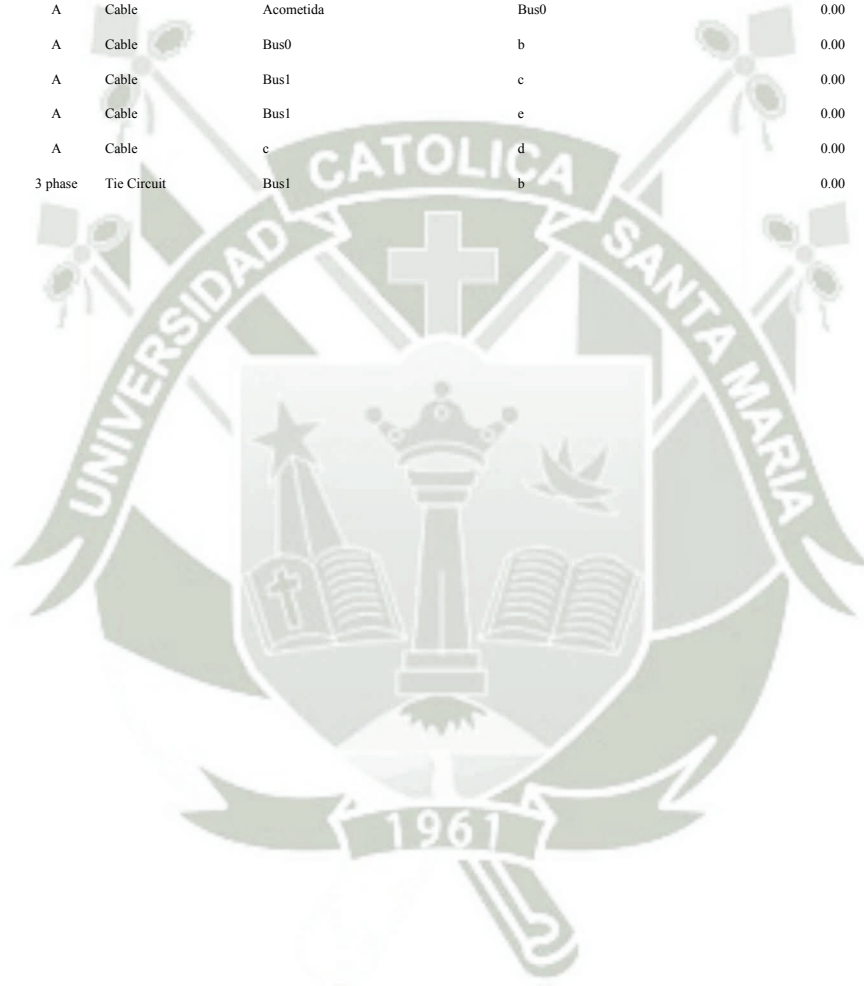
Caso de Estudio: ULF

Página: 7
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Conexiones de Rama

Circuito/Rama			ID Barra Conectada		% Impedancia Sec. Pos., 100 MVAb			
ID	Con.	Tipo	Barra Origen	Barra Destino	R	X	Z	Y
Cable1	A	Cable	Acometida	Bus0	0.00	0.00	0.00	
Cable2	A	Cable	Bus0	b	0.00	0.00	0.00	
Cable3	A	Cable	Bus1	c	0.00	0.00	0.00	
Cable4	A	Cable	Bus1	e	0.00	0.00	0.00	
Cable5	A	Cable	c	d	0.00	0.00	0.00	
2SW1	3 phase	Tie Circuit	Bus1	b	0.00	0.00	0.00	



Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP
7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 8
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe de Flujo de Carga Desequilibrado

Barra		Tensión			Generación		Carga		Flujo de Carga						XFMR	
ID	kV	Fase	% Mag.	Áng.	MW	Mvar	MW	Mvar	ID	Fase	MW	Mvar	Amp	% PF	% Tap	
a	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus0	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
* Acometida	380.000	A	100.000	0.0	0	0.003	0	0	Bus0	A	0.000	0.003	0.0	0.7		
		B	100.000	-120.0	0	0	0	0								
		C	100.000	120.0	0	0	0	0								
b	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus0	A	0.000	-0.003	0.0	0.7		
									Bus1	A	0.000	0.003	0.0	0.7		
Bus0	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Acometida	A	0.000	-0.003	0.0	0.7		
									B	0.000	0.000	0.0	0.0			
									C	0.000	0.000	0.0	0.0			
									b	A	0.000	0.003	0.0	0.7		
									a	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
Bus1	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	c	A	0.000	0.003	0.0	0.7		
									e	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
									b	A	0.000	-0.003	0.0	0.7		
c	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus1	A	0.000	-0.003	0.0	0.7		
									d	A	0.000	0.003	0.0	0.7		
d	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0.003	c	A	0.000	-0.003	0.0	0.7		
e	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus1	A	0.000	0.000	0.0	0.0		

* Indica una barra con tensión regulada (con máquinas de tensión controlada o máquinas de referencia conectadas)

Indica una barra con un error de convergencia superior a 0,1 MVA

Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP

7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 9
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Resumen de Carga en Barras

Barra			Carga en Barra						
ID	kV	Amp Nominal	Fase	MW	Mvar	MVA	% PF	Amp	% Carga
a	219.393		A	0	0	0	0	0	
Acometida	380.000		A	0	0.003	0.003	0.7	0	
			B	0	0	0	0	0	
			C	0	0	0	0	0	
b	219.393		A	0	0.003	0.003	0.7	0	
Bus0	219.393		A	0	0.003	0.003	0.7	0	
Bus1	219.393		A	0	0.003	0.003	0.7	0	
c	219.393		A	0	0.003	0.003	0.7	0	
d	219.393		A	0	0.003	0.003	0.7	0	
e	219.393		A	0	0	0	0	0	

* Indica que la carga de un barra excede el limite critico (100.00 % por la capacidad nominal continua).

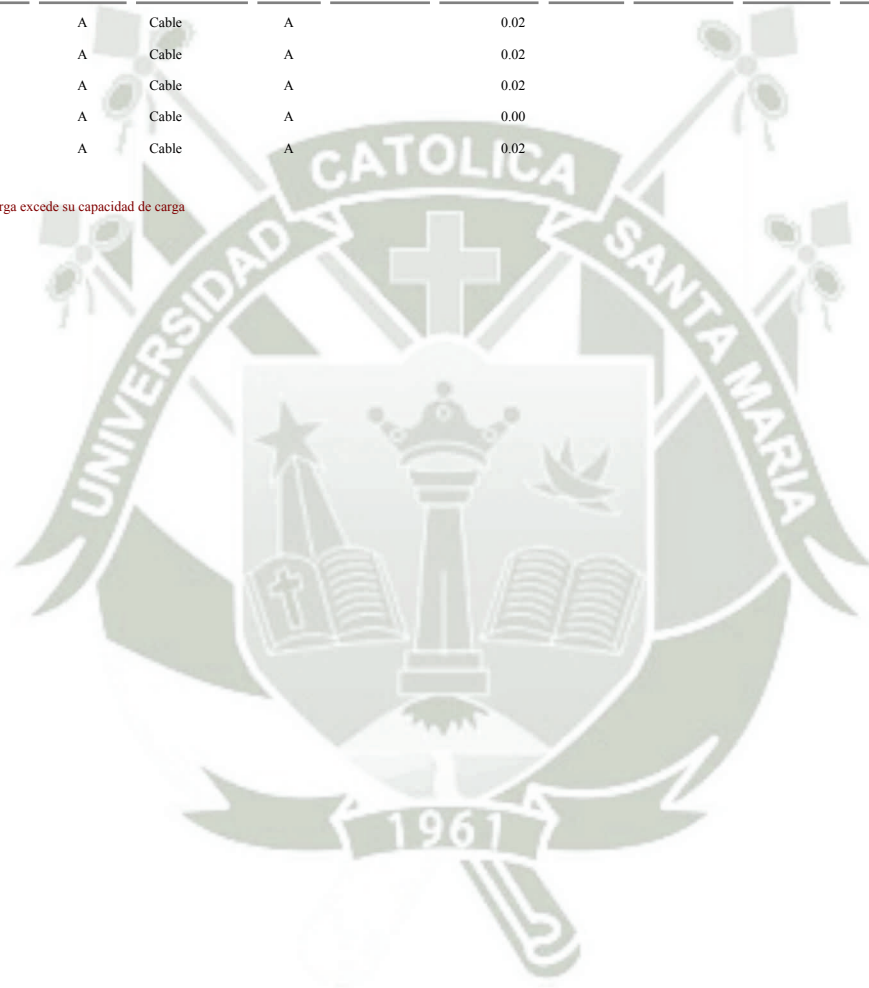
Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	10
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Resumen de Carga en Ramas

Circuito / Rama				Cable y Reactor			Transformador				
ID	Con.	Tipo	Fase	Ampacidad (Amp)	Carga Amp	%	Capacidad (MVA)	Carga (entrada)		Carga (salida)	
								MVA	%	MVA	%
Cable1	A	Cable	A		0.02						
Cable2	A	Cable	A		0.02						
Cable3	A	Cable	A		0.02						
Cable4	A	Cable	A		0.00						
Cable5	A	Cable	A		0.02						

* Indica que existe una rama cuya carga excede su capacidad de carga

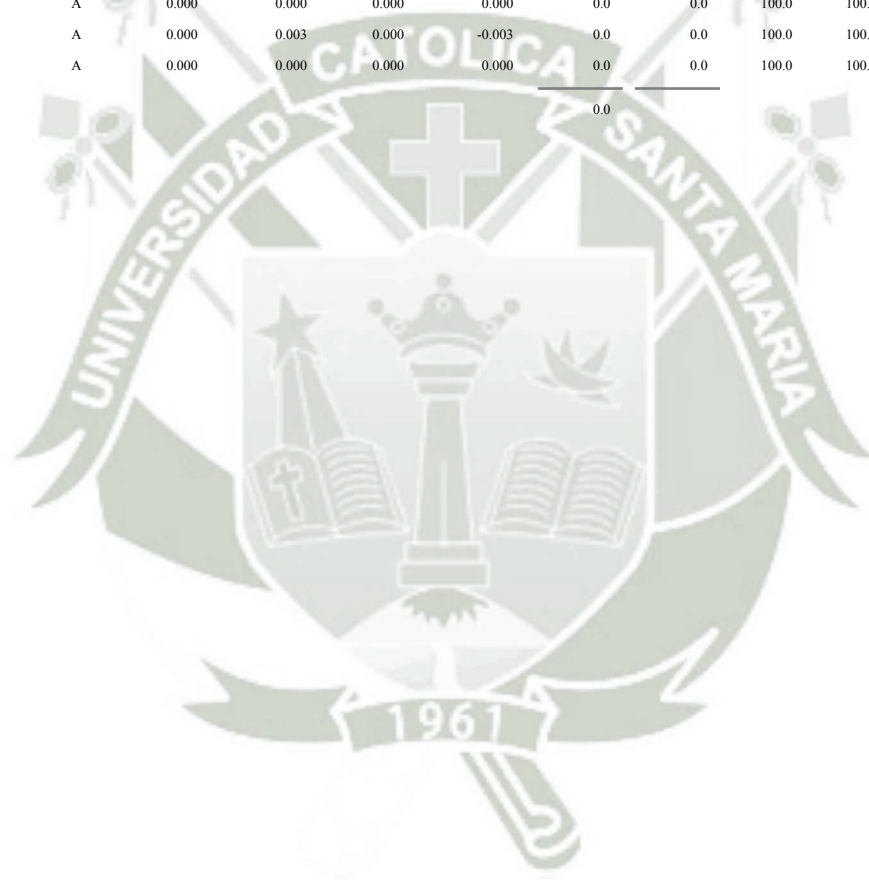


Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	11
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Resumen de Pérdidas en Ramas

Circuito / Rama		Flujo Origen-Destino		Flujo Destino-Origen		Pérdidas		% Tensión Barra		Vd % Caída en Vmag
ID	Fase	MW	Mvar	MW	Mvar	kW	kvar	Origen	Destino	
Cable1	A	0.000	0.003	0.000	-0.003	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable2	A	0.000	0.003	0.000	-0.003	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable3	A	0.000	0.003	0.000	-0.003	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable4	A	0.000	0.000	0.000	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable5	A	0.000	0.003	0.000	-0.003	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Z1	A	0.000	0.000	0.000	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00



Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	12
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Básico y Resumido de Alertas

% Ajustes de Alertas

<u>Carga</u>	<u>Crítico</u>
Barra	100.0
Cable	100.0
Reactor	100.0
Línea	100.0
Transformador	100.0
Tabla	100.0
Dispositivo de Protección	100.0
Generador	100.0
<u>Tensión de Barra</u>	
Sobretensión	105.0
Baja Tensión	95.0
<u>Excitación del Generador</u>	
Sobreexcitación (Q Max.)	100.0
Subexcitación (Q Min.)	100.0

Informe Avanzado y Resumido de Alertas

% Ajustes de Alertas

<u>Tensión de Barra</u>	<u>Crítico</u>
Razón de la Tensión Desbalanceada de la Línea (LVUR)	3.0
Factor de Desequilibrio de Tensión (VUF) Sec. Neg.	3.0
Factor de Desequilibrio de Tensión (VUF) Sec. Cero	3.0
<u>Corriente de Rama</u>	
Tasa de desequilibrio de corriente de línea (LIUR)	3.0
Factor de Desequilibrio de Corriente (IUF) Sec. Neg.	3.0
Factor de Desequilibrio de Corriente (IUF) Sec. Cero.	3.0

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	13
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Resumen de Totales de Generación, Carga, y Demanda

	Fase	MW	Mvar	MVA	% PF
Fuente (Barras Infinitas):	A	0.000	0.003	0.003	0.70 Lagging
	B	0.000	0.000	0.000	
	C	0.000	0.000	0.000	Leading
Fuente (Barras No Infinitas):	A	0	0	0	
	B	0	0	0	
	C	0	0	0	
Demanda Total:	A	0.000	0.003	0.003	0.70 Lagging
	B	0.000	0.000	0.000	
	C	0.000	0.000	0.000	
Pérdidas Aparentes:	A	0.000	0.000		
	B	0.000	0.000		
	C	0.000	0.000		
Error Convergencia:		0.000	0.000		
Número de Iteraciones:	1				

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	1
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Electrical Transient Analyzer Program

Análisis de Flujo de Carga Desequilibrado

Categoría de Carga (1): Design
 Categoría de Generación (1): Design
 Factor de Diversidad de Carga: Ninguno

	Infinita	V-Control	Carga	Total				
Número de Barras:	1	0	7	8				
	XFMR2	XFMR3	Reactor	Línea	Cable	Impedancia	PD-Enlace	Total
Número de Ramas:	0	0	0	0	5	1	1	7

Método de Solución: Método de Inyección de Corriente
 Máximo No. de Iteraciones: 99
 Precisión de Solución: 0.000100
 Frecuencia del Sistema: 60 Hz
 Sistema de Unidades: Metric
 Archivo de Proyecto: SimInstElectCableado
 Archivo de Salida: C:\Documents and Settings\AfrodíRosa\Desktop\SimETAP\SimInstElectCableado\InstElectCaidasTensionCableado.UL1

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	2
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Ajustes

Tolerancia	Aplicar Ajustes	Individual /Global	Por ciento
Impedancia del Transformador:	Sí	Individual	
Impedancia del Reactor:	Sí	Individual	
Resistencia de Relé Térmico de Sobrecarga:	No		
Longitud de Línea de Transmisión:	No		
Longitud del Cable:	No		
Corrección de Temperatura	Aplicar Ajustes	Individual /Global	Grados C
Resistencia de Línea de Transmisión:	Sí	Individual	
Resistencia del Cable:	Sí	Individual	

Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP
7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 3
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Datos de Entrada de Barra

ID	Barra		kV	Sub-sist	Ph	Tensión Inicial		Generación		Carga		Mvar Límites	
	Con.	Tipo				% Mag.	Áng.	MW	Mvar	MW	Mvar	Max.	Min.
a	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Acometida	3 phase	Infinita	380.000	1	A	100.0	0.0	0.003	0	0	0		
					B	100.0	-120.0	0	0	0	0		
					C	100.0	120.0	0	0	0	0		
b	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Bus0	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Bus1	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
c	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
d	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0.003	0		
e	A	Carga	219.393	1	A	100.0	0.0	0	0	0	0		
Número Total de Barras: 8								0.003	0.000	0.003	0.000		

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	4
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

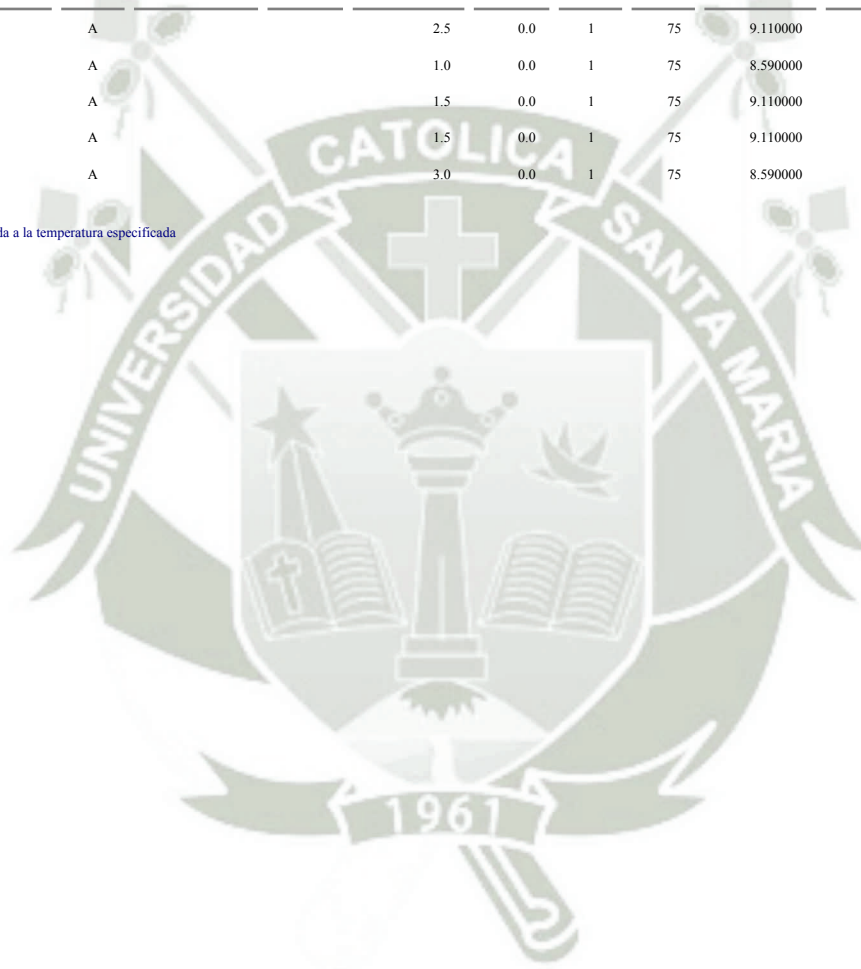
Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Datos de Entrada del Cable

Cable

ID	Con.	Librería	Tamaño	Longitud		#/Fase	T (°C)	Ohms/1000 m por Conductor		
				Adj. (m)	% Tol.			R	X	Y
Cable1	A			2.5	0.0	1	75	9.110000	0.000000	
Cable2	A			1.0	0.0	1	75	8.590000	0.000000	
Cable3	A			1.5	0.0	1	75	9.110000	0.000000	
Cable4	A			1.5	0.0	1	75	9.110000	0.000000	
Cable5	A			3.0	0.0	1	75	8.590000	0.000000	

La resistividad del cable está listada a la temperatura especificada



Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP

7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 5
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Datos de Entrada Impedancia/Línea

ID	Tipo	Conexión	Longitud		Operativa Temp °C
			Adj. (m)	% Tol.	
Z1	Imp	A			

Las resistencias de las líneas se presentan a las temperaturas especificadas



Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	6
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Impedancia Serie / Admitancia Paralelo

Matrices (dominio de fase)

Línea ID	Línea ID	Longitud km	R (ohms)			X (ohms)			Y (micro-siemens)			
			A	B	C	A	B	C	A	B	C	
Z1	Z1		A	6.40000	0	0	8.40000	0	0	0	0	0
			B	0	0	0	0	0	0	0	0	0
			C	0	0	0	0	0	0	0	0	0

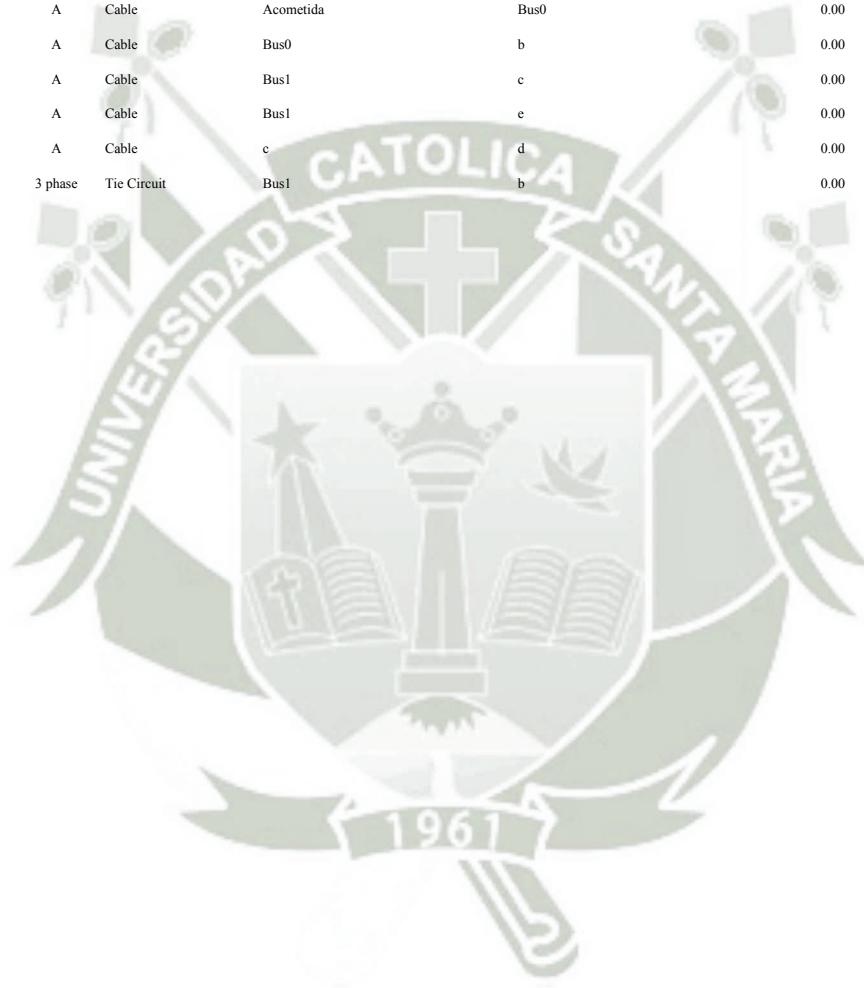


Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	7
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Conexiones de Rama

Circuito/Rama			ID Barra Conectada		% Impedancia Sec. Pos., 100 MVAb			
ID	Con.	Tipo	Barra Origen	Barra Destino	R	X	Z	Y
Cable1	A	Cable	Acometida	Bus0	0.00	0.00	0.00	
Cable2	A	Cable	Bus0	b	0.00	0.00	0.00	
Cable3	A	Cable	Bus1	c	0.00	0.00	0.00	
Cable4	A	Cable	Bus1	e	0.00	0.00	0.00	
Cable5	A	Cable	c	d	0.00	0.00	0.00	
2SW1	3 phase	Tie Circuit	Bus1	b	0.00	0.00	0.00	



Proyecto: Instalacion Electrica Tesis
Ubicación: Arequipa
Contrato:
Ingeniero:
Archivo: SimInstElectCableado

ETAP
7.5.0

Caso de Estudio: ULF

Página: 8
Fecha: 28-03-2016
SN: 12345678
Revisión: Base
Config.: Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe de Flujo de Carga Desequilibrado

Barra		Tensión			Generación		Carga		Flujo de Carga						XFMR	
ID	kV	Fase	% Mag.	Áng.	MW	Mvar	MW	Mvar	ID	Fase	MW	Mvar	Amp	% PF	% Tap	
a	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus0	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
* Acometida	380.000	A	100.000	0.0	0.003	0	0	0	Bus0	A	0.003	0.000	0.0	100.0		
		B	100.000	-120.0	0	0	0	0								
		C	100.000	120.0	0	0	0	0								
b	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus0	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
									Bus1	A	0.003	0.000	0.0	100.0		
Bus0	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Acometida	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
									b	A	0.003	0.000	0.0	100.0		
									a	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
									c	A	0.003	0.000	0.0	100.0		
									e	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
Bus1	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	b	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
									Bus1	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
									d	A	0.003	0.000	0.0	100.0		
									c	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
									Bus1	A	0.000	0.000	0.0	0.0		
c	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus1	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
d	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0.003	0	c	A	-0.003	0.000	0.0	100.0		
e	219.393	A	100.000	0.0	0	0	0	0	Bus1	A	0.000	0.000	0.0	0.0		

* Indica una barra con tensión regulada (con máquinas de tensión controlada o máquinas de referencia conectadas)

Indica una barra con un error de convergencia superior a 0,1 MVA

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	9
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Resumen de Carga en Barras

Barra			Carga en Barra							
ID	kV	Amp Nominal	Fase	MW	Mvar	MVA	% PF	Amp	% Carga	
a	219.393		A	0	0	0	0	0	0	
Acometida	380.000		A	0.003	0	0.003	100.0	0	0	
			B	0	0	0	0	0		
			C	0	0	0	0	0		
b	219.393		A	0.003	0	0.003	100.0	0	0	
Bus0	219.393		A	0.003	0	0.003	100.0	0	0	
Bus1	219.393		A	0.003	0	0.003	100.0	0	0	
c	219.393		A	0.003	0	0.003	100.0	0	0	
d	219.393		A	0.003	0	0.003	100.0	0	0	
e	219.393		A	0	0	0	0	0	0	

* Indica que la carga de un barra excede el limite critico (100.00 % por la capacidad nominal continua).

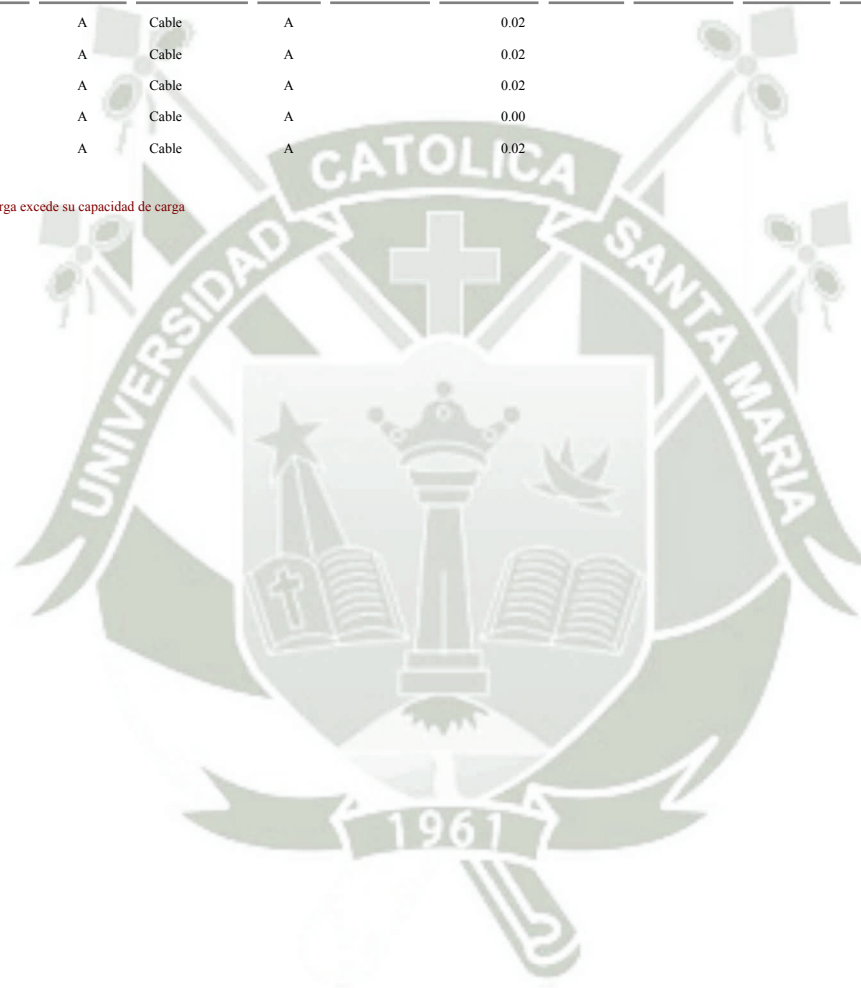
Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	10
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Resumen de Carga en Ramas

Circuito / Rama				Cable y Reactor			Transformador				
ID	Con.	Tipo	Fase	Ampacidad (Amp)	Carga Amp	%	Capacidad (MVA)	Carga (entrada)		Carga (salida)	
								MVA	%	MVA	%
Cable1	A	Cable	A		0.02						
Cable2	A	Cable	A		0.02						
Cable3	A	Cable	A		0.02						
Cable4	A	Cable	A		0.00						
Cable5	A	Cable	A		0.02						

* Indica que existe una rama cuya carga excede su capacidad de carga

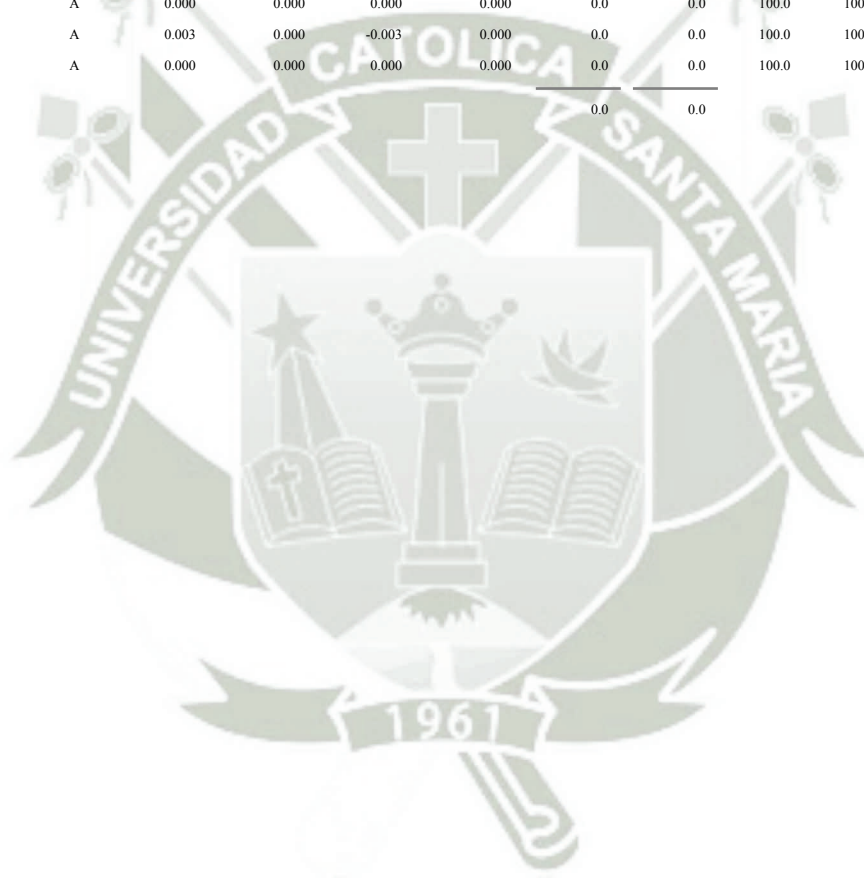


Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	11
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Resumen de Pérdidas en Ramas

Circuito / Rama		Flujo Origen-Destino		Flujo Destino-Origen		Pérdidas		% Tensión Barra		Vd % Caída en Vmag
ID	Fase	MW	Mvar	MW	Mvar	kW	kvar	Origen	Destino	
Cable1	A	0.003	0.000	-0.003	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable2	A	0.003	0.000	-0.003	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable3	A	0.003	0.000	-0.003	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable4	A	0.000	0.000	0.000	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Cable5	A	0.003	0.000	-0.003	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
Z1	A	0.000	0.000	0.000	0.000	0.0	0.0	100.0	100.0	0.00
						0.0	0.0			



Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	12
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Informe Básico y Resumido de Alertas

% Ajustes de Alertas

<u>Carga</u>	<u>Crítico</u>
Barra	100.0
Cable	100.0
Reactor	100.0
Línea	100.0
Transformador	100.0
Tabla	100.0
Dispositivo de Protección	100.0
Generador	100.0
<u>Tensión de Barra</u>	
Sobretensión	105.0
Baja Tensión	95.0
<u>Excitación del Generador</u>	
Sobreexcitación (Q Max.)	100.0
Subexcitación (Q Min.)	100.0

Informe Avanzado y Resumido de Alertas

% Ajustes de Alertas

	<u>Crítico</u>
<u>Tensión de Barra</u>	
Razón de la Tensión Desbalanceada de la Línea (LVUR)	3.0
Factor de Desequilibrio de Tensión (VUF) Sec. Neg.	3.0
Factor de Desequilibrio de Tensión (VUF) Sec. Cero	3.0
<u>Corriente de Rama</u>	
Tasa de desequilibrio de corriente de línea (LIUR)	3.0
Factor de Desequilibrio de Corriente (IUF) Sec. Neg.	3.0
Factor de Desequilibrio de Corriente (IUF) Sec. Cero.	3.0

Proyecto:	Instalacion Electrica Tesis	ETAP	Página:	13
Ubicación:	Arequipa	7.5.0	Fecha:	28-03-2016
Contrato:			SN:	12345678
Ingeniero:		Caso de Estudio: ULF	Revisión:	Base
Archivo:	SimInstElectCableado		Config.:	Normal

Simulacion Instalacion Electrica - Cableado

Resumen de Totales de Generación, Carga, y Demanda

	Fase	MW	Mvar	MVA	% PF
Fuente (Barras Infinitas):	A	0.003	0.000	0.003	100.00 Leading
	B	0.000	0.000	0.000	
	C	0.000	0.000	0.000	Lagging
Fuente (Barras No Infinitas):	A	0	0	0	
	B	0	0	0	
	C	0	0	0	
Demanda Total:	A	0.003	0.000	0.003	100.00 Leading
	B	0.000	0.000	0.000	
	C	0.000	0.000	0.000	
Pérdidas Aparentes:	A	0.000	0.000		
	B	0.000	0.000		
	C	0.000	0.000		
Error Convergencia:		0.000	0.000		
Número de Iteraciones:	1				





MODELOS BÁSICOS DEL CEV RECOMENDADOS POR EL IEEE Y SUS ECUACIONES DE ESTADO

Se presentan los modelos básicos del CEV recomendados por la IEEE, que son utilizados para el estudio dinámico, se presenta en la figura B.1 el modelo básico 1 del CEV. Se describe las partes principales que componen al modelo básico 1 con sus respectivas ecuaciones de estado de cada bloque considerando sus condiciones iniciales.

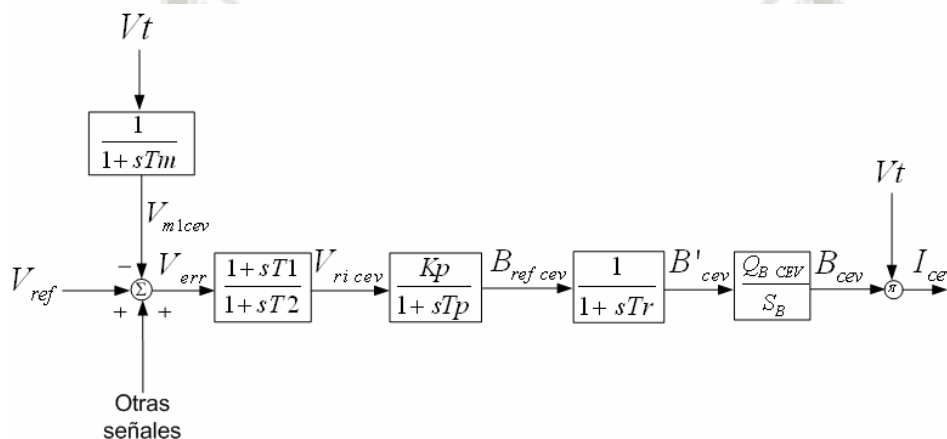


Figura B.1.- Modelo básico 1 del CEV [IEEE 1994]

El bloque transductor ó circuito de medición que se presenta en la figura B.2 tiene la función de realizar la medición del voltaje del nodo donde se conecta el CEV.

En este módulo se encuentra conectado el CEV con el nodo de transmisión donde este bloque simplemente toma la lectura de los voltajes y corrientes del sistema, las cuales la convierte de una señal de corriente alterna a directa por medio de un transformador y un rectificador, la señal es enviada a evaluación con el voltaje de referencia para obtener la señal de error, este módulo es representado como filtro con tiempos constantes de atraso de 1 - 8 milisegundos [IEEE, 1994].

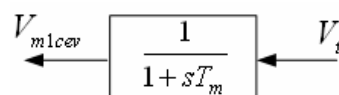


Figura B.2.-Bloque transductor o de medición [IEEE, 1994].

El bloque de medición de la Figura B.2 se representa por la ecuación de estado (B.1) que relaciona la variable de entrada V_t con la variable de salida V_{m1cev} :

$$\frac{d}{dt}(V_{mcev}) = \frac{1}{T_m}(V_r - V_{mcev}) \quad (B.1)$$

La señal de error se calcula de la siguiente manera:

$$V_{err} = V_{refcev} - V_{m1cev} \quad (B.2)$$

El bloque compensador de la figura B.3 se utilizan para estabilizar el regulador automático de voltaje y su modelo es representado en la figura B.3.

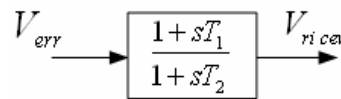


Figura B.3.-Bloque compensador [IEEE 1994]

El modelo de este bloque es representado por la siguiente ecuación de estado:

$$\frac{d}{dt}(x_{1cev}) = \frac{1}{T_2} \left[\left(\frac{T_2 - T_1}{T_2} \right) V_{err} - x_{1cev} \right] \quad (B.3)$$

Donde x_{1cev} es una variable intermedia que se define para obtener el modelo de estado de la siguiente manera:

$$x_{1cev} = V_{ricev} - \frac{T_1}{T_2} V_{err} \quad (B.4)$$

Para el bloque del regulador automático de voltaje (figura B.5), la ganancia K_P es el recíproco de la pendiente, la constante de tiempo T_P está entre 20 y 150 milisegundos.

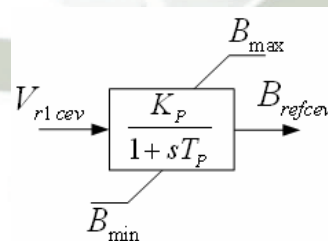


Figura. B.5.- Bloque del regulador automático de voltaje. [IEEE 1994].

El modelo de estado de este bloque es representado por la siguiente ecuación:

$$\frac{d}{dt}(B_{refcev}) = \frac{1}{T_p} (K_p V_{r1cev} - B_{refcev}) \quad (B.5)$$

El bloque control de los tiristores figura B.6 modela el puente de tiristores que varía la susceptancia del CEV. En este modelo se utiliza una representación básica que modela únicamente el retraso asociado con el disparo de los tiristores. Tr representa el efecto de disparo de los tiristores en secuencia evaluada entre tres y seis milisegundos.

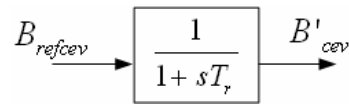


Figura B.6.- Bloque del control de la susceptancia por tiristores [IEEE 1994].

El modelo de este bloque es representado por la siguiente ecuación:

$$\frac{d}{dt}(B'_{cev}) = \frac{1}{Tr}(B_{refcev} - B'_{cev}) \quad (B.6)$$

El bloque de la interfase o bloque de adaptación del CEV al sistema se muestra en la figura B.7, Este bloque se adapta a la susceptancia de salida del CEV desde su base en p.u (normalmente la capacidad del CEV) a la base en p.u del sistema de potencia, esto es necesario si los parámetros y variables del CEV están referidos a la capacidad del CEV.

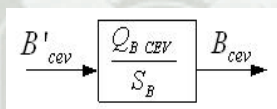


Figura B.7.- Bloque de interfase o adaptación del CEV al sistema p.u. del SEP [IEEE 1994].

Las condiciones iniciales de los 2 modelos son las siguientes, par el modelo básico 1 del CEV presenta sus condiciones iniciales.

Para el bloque de la figura B.2 del transductor o de medición se obtiene la condición inicial en la ecuación B.7.

$$V_{m1cev_0} = V_{t_0} \quad (B.7)$$

Para el bloque de la figura B.3 del compensador se obtiene la condición inicial en la ecuación B.8.

$$X_{1cev_0} = \left(\frac{T_2 - T_1}{T_2} \right) \frac{B'_{cev_0}}{Kp} \quad (B.8)$$

Para el bloque de la figura B.4 del regulador de voltaje se obtiene la condición inicial en la ecuación B.9.

$$V_{R1cevo} = \left(\frac{B'_{cevo}}{K_p} \right) \quad (B.9)$$

Para el bloque de la figura B.5 del disparo de los tiristores se obtiene la condición inicial en la ecuación B.10.

$$B_{refcevo} = B'_{cevo} \quad (B.10)$$

Para el bloque de la figura B.6 bloque de adaptación del CEV con el sistema eléctrico de potencia se obtiene la condición inicial en la ecuación B.11.

$$B'_{cevo} = \frac{SB}{QB_{cev}} B_{cevo} \quad (B.11)$$

De la misma manera se presenta el modelo básico 2 del CEV que se muestra en la figura B.7 con un regulador de voltaje proporcional-integral, donde la pendiente K_{SL} es ajustada por retroalimentación de la corriente, y el incremento y el rango son independientes. [Dickmander, 1992, Lee et al., 1991]. Este tipo de modelo representa una estructura física adicional lo cual lo hace un control más robusto en comparación con el modelo básico 1 del CEV presentado anteriormente en la figura B.1.

La constante tiempo T_s (1- 5 milisegundos) modela el retraso de tiempo de la medición de corriente del CEV.

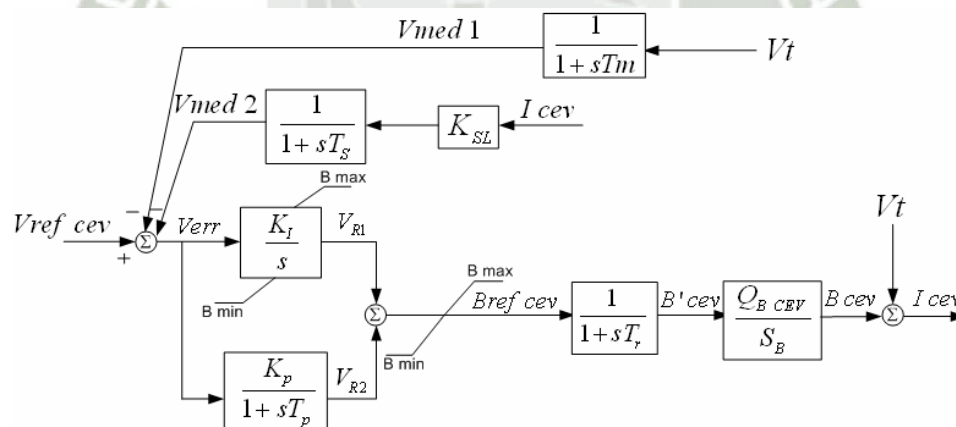


Figura B.7: Modelo básico 2 del CEV [IEEE 1994].

El modelo básico 2 del CEV representa al bloque del transductor o medición del circuito de la misma forma que el del modelo basico1, como se muestra en la figura B.8.

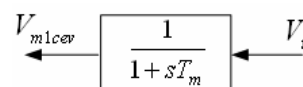


Figura B.8.- Bloque transductor o de medición [IEEE, 1994].

El modelo de este bloque es representado por la siguiente ecuación de estado:

$$\frac{d}{dt}(V_{med1}) = \frac{1}{T_m}(V_t - V_{med1}) \quad (B.12)$$

El modelo básico 2 presenta un bloque de retroalimentación de corriente del circuito que tiene como función rectificar la corriente inyectada al sistema es presentado en la figura B.9.



Figura B.9.- Bloque de retroalimentación del CEV [IEEE, 1994].

El modelo de este bloque es representado por la ecuación:

$$\frac{d}{dt}(V_{med2}) = \frac{1}{T_s}(K_{SL}I_{cev} - V_{med2}) \quad (B.13)$$

La señal de error para el modelo básico 2 se presenta a continuación:

$$V_{err} = V_{ref\ cev} - (V_{med1} + V_{med2}) \quad (B.14)$$

El bloque del regulador automático de voltaje se muestra en la figura B.10, Este regulador tiene un control proporcional-integral, el primer bloque del regulador de voltaje tiene la ecuación de estado (control integral):

$$\frac{d}{dt}(V_{R1}) = K_I V_{err} \quad (B.15)$$

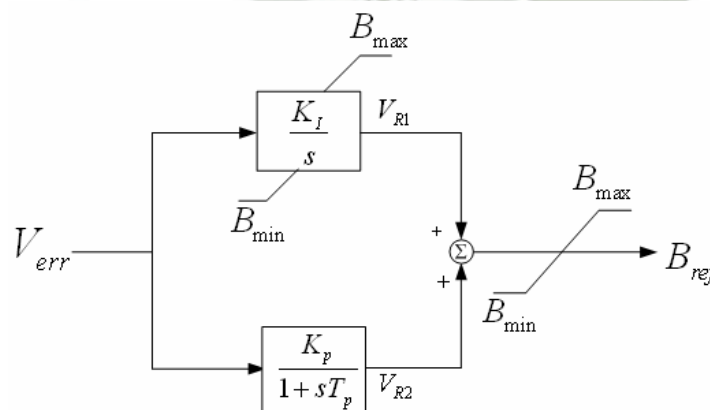


Figura B.10.-Bloque del regulador de voltaje. [IEEE 1994].

Para el segundo bloque del regulador de voltaje (control proporcional e integral) se presenta su ecuación de estado en la ecuación B.16.

$$\frac{d}{dt}(V_{R2}) = \frac{1}{T_p}(K_p V_{err} - V_{R2}) \quad (B.16)$$

El bloque control de los tiristores (figura B.11) modela el puente de tiristores que varía la susceptancia del CEV. En este modelo se utiliza una representación básica que modela únicamente el retraso asociado con el disparo de los tiristores. T_r representa el efecto de disparo de los tiristores en secuencia evaluada entre 3-6 milisegundos.

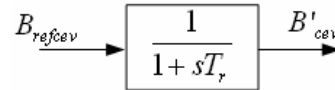


Figura B.11.- Bloque del control de la susceptancia por tiristores [IEEE 1994].

El modelo de este bloque es representado por la siguiente ecuación:

$$\frac{d}{dt}(B'_{cev}) = \frac{1}{T_r}(B_{ref\ cev} - B'_{cev}) \quad (B.17)$$

El bloque de la interfase o bloque de adaptación del CEV al sistema se muestra en la figura B.12. Este bloque adapta la susceptancia de salida del CEV desde su base en p.u (normalmente la capacidad del CEV) a la base en p.u del sistema de potencia, esto es necesario si los parámetros y variables del CEV están referidos a la capacidad del CEV.

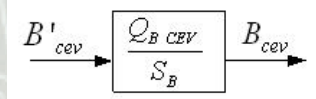


Figura B.12: Bloque de interfase o adaptación del CEV al sistema p.u. del SEP [IEEE 1994].

Para el modelo básico 2 del CEV con retroalimentación se obtiene las siguientes condiciones iniciales del modelo con retroalimentación.

Para el bloque de la figura B.8 del transductor o de medición se obtiene la condición inicial en la ecuación B.18.

$$V_{med1cev_0} = V_{t_0} \quad (B.18)$$

Para el bloque de la figura B.9 de la retroalimentación se obtiene la condición inicial en la ecuación B.19.

$$V_{med2cev_0} = K_{sl} I_{cev_0} \quad (B.19)$$

De la señal de error se obtiene la condición inicial en la ecuación B.20.

$$V_{err_0} = 0.0 \quad (B.20)$$

Para el bloque de la figura B.10 del regulador de voltaje proporcional e integral se obtiene la condición inicial de los dos bloques internos para la parte integral se obtiene su condición inicial en la ecuación B.21.

$$V_{R1_0} = B'_{cev_0} \quad (B.21)$$

Y para el segundo bloque interno del regulador de voltaje proporcional se obtiene su condición inicial en la ecuación B.22.

$$V_{R2_0} = 0.0 \quad (B.22)$$

Para el bloque de la figura B.12 que representa la interfase o adaptación del CEV con el sistema se obtiene la condición inicial de este bloque en la ecuación B.23.

$$B'_{cev_0} = \left(\frac{SB}{QB_{cev}} \right) B_{cev_0} \quad (B.23)$$







CALIBRACION

Bienvenido al modo de calibracion.
Conecte el cable de comunicacion
a la tarjeta.

[A] Atrás [Cancel] B

ACERCA

Diseño e Implementación de un
controlador de bajo costo para
un SVC aplicado en la compensación
de la energía reactiva en las ind...

B ← → A



CONFIGURACION

1	RED	REGISTROS	3
2	CONTROL	RESTAURAR	4

[A] Atrás

ACERCA

UNIVERSIDAD CATOLICA DE SANTA
MARIA DE AREQUIPA

PROGRAMA PROFESIONAL DE
INGENIERIA ELECTRONICA

B ← → A

✱✱ SVC ✱✱

Compensador Estatico de
Energia Reavtica

MENU

A INICIO B CONFIG

C CALIBR D ACERCA

CALIBRACION

[Cancel] B

ACERCA

Desarrollado por:
Victor Manuel De La Torre de Alarcon
Version: 1.0 Año: 2015
✉ victordlt@gmail.com

CONTROL

Tipo Ctrl Conrig.U Tm FP
 PID Volt Conrig.FP
 FP FP Tm Volt

TIPO DE CONTROL

Cambiar controlador al modo
"Regulador de Voltaje" ?

RED

A

RED

V

TIPO DE CONTROL

Cambiar controlador al modo
"Correccion del Factor de
Potencia" ?

RED

Hz

RED

Volt. Nom.
 Frec. Nom.
 Corr. Nom.

TIPO DE CONTROL

Fact. Pot
 Voltaje

CONSIGNA

SP

U

A Hecha Cancel B

RESTABLECER

Restablecer todos los valores por defecto ?

A Hecha Cancel B

PID

Td

A Hecha Cancel B

REGISTROS

VALOR

REGISTROS

Modificar alguno otro registro ?

A Hecha Cancel B

PID

Ti

A Hecha Cancel B

REGISTROS

ADDRESS

CONSIGNA

SP

%

A Hecha Cancel B

PID

K

A Hecha Cancel B



P

K

[]

[A Hecho] [Cancel]B

REGISTROS

Valor Correcto ?

[]

[A Hecho] [Cancel]B

Tm Voltaje

Tm

[]

[A Hecho]

REGISTROS

Direccion Correcta ?

[]

[A Hecho] [Cancel]B

PID

[]Kp
[]Ti
[]Td

[A Atras]

Tm FP

Tm

[]

[A Hecho] [Cancel]B

SUC EN MARCHA

SP []

PU []

[B PARAR]B

Bar0 []

Bar1 []

[]C []L

**Guardado
Satisfactorio**

Restaurando...

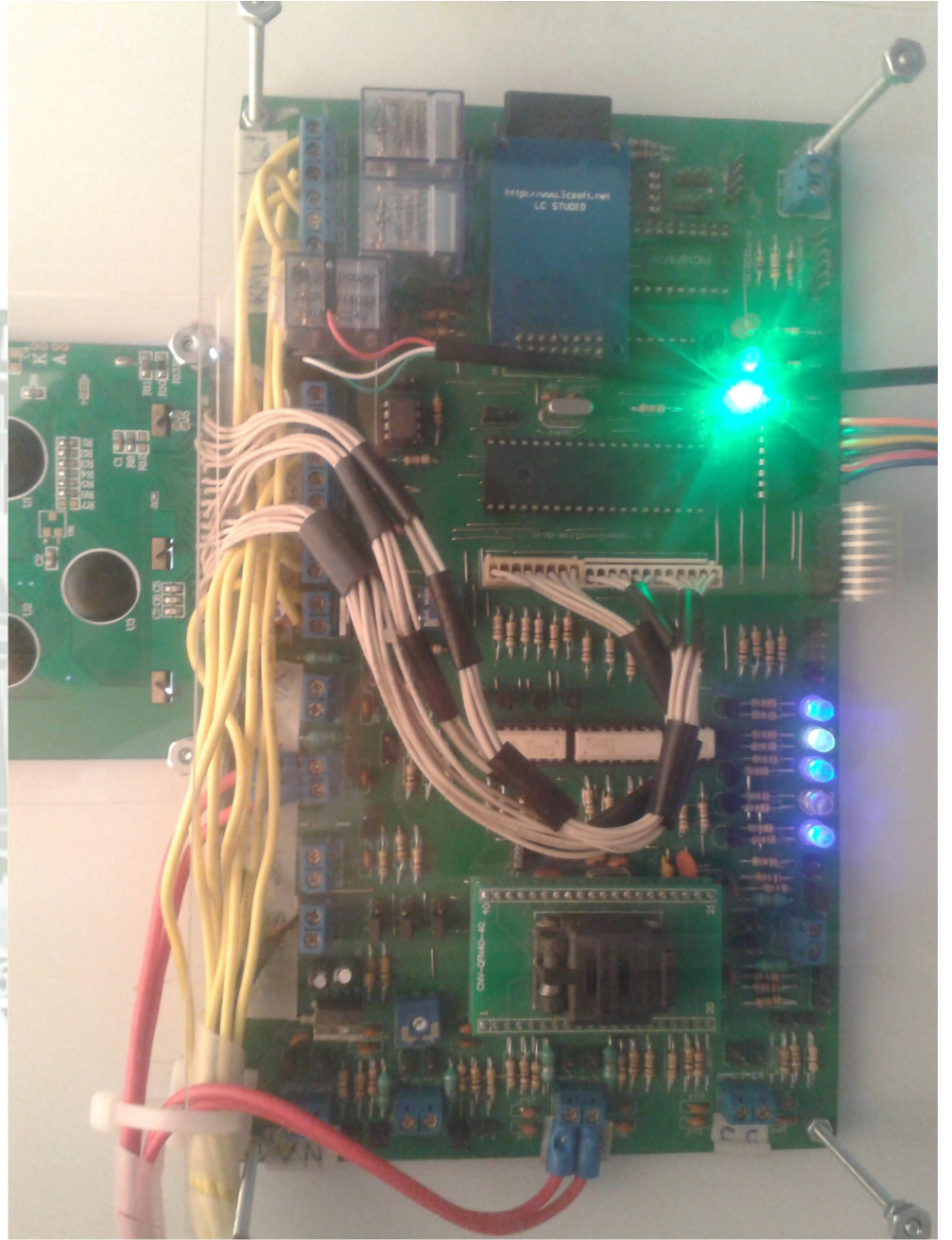
Fuera de Rango!!

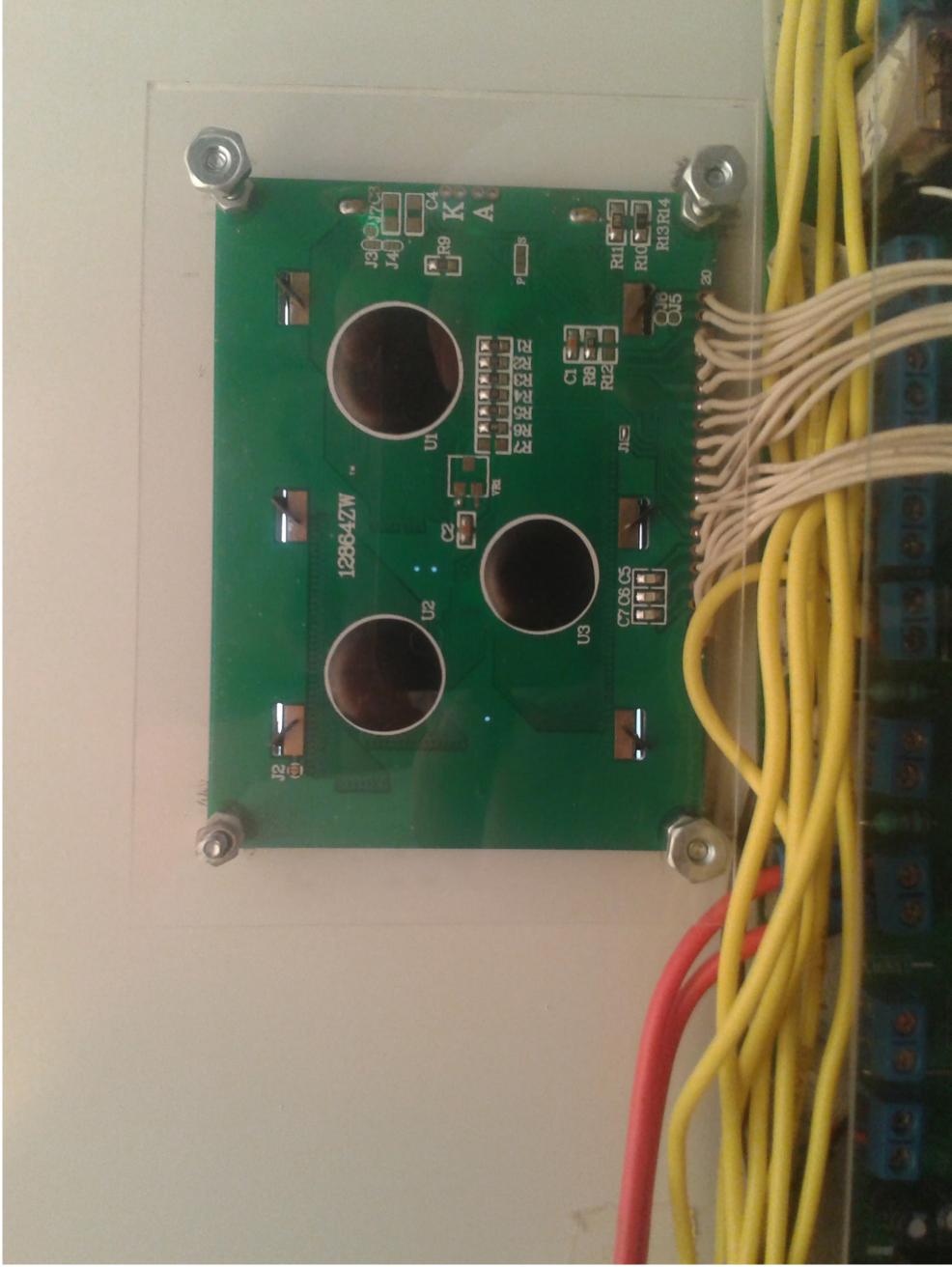
**Controlador
Detenido**

**Calibracion
Satisfactoria**

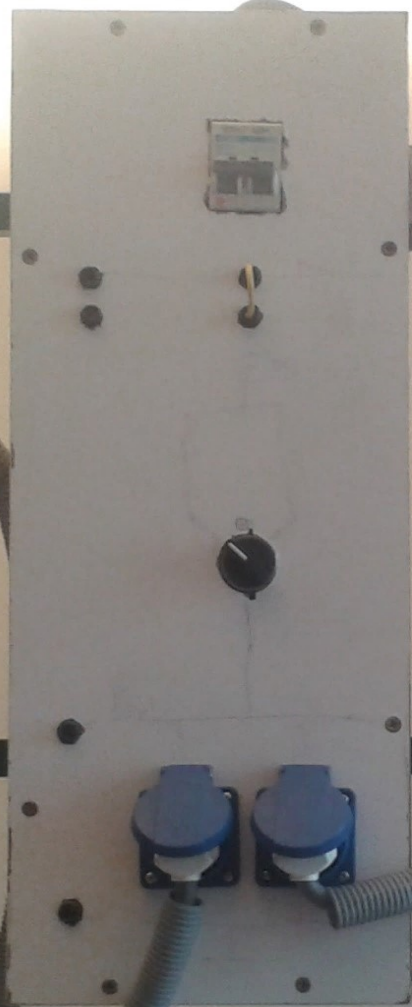
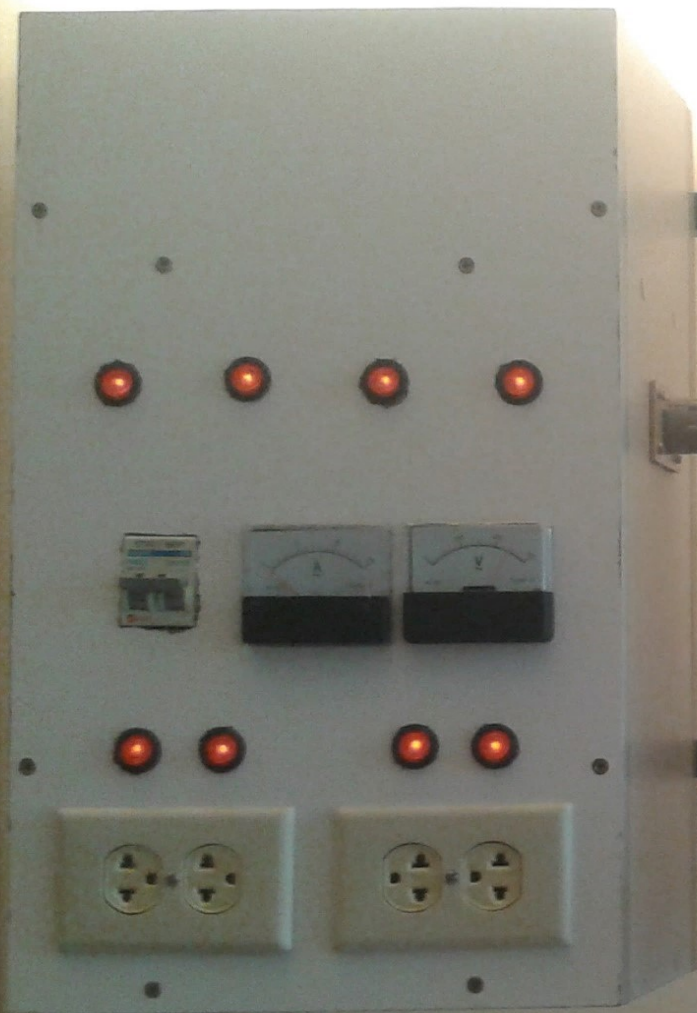


















TTRF-70 (NLT)

En aparatos o equipos sujetos a desplazamientos.

Descripción

Aplicación:

En aparatos o equipos sujetos a desplazamientos, arrollamientos o vibraciones y para todo tipo de equipos móviles.

Construcción:

1. Conductor: Cobre, clase 5.
2. Aislamiento: Compuesto de PVC.
3. Relleno: Compuesto de PVC.
4. Cubierta externa: Compuesto de PVC.

Principales características:

Gran flexibilidad, terminación compacta, resistencia a la abrasión y humedad. No propaga la llama.

Calibre:

Desde 18 AWG hasta 14 AWG.

Marcación:

TTRF-70 (NLT) 300/500 V Sección.

Embalaje:

Rollos de 100 metros.

Color:

Aislamiento: Ver identificación de fases.

Cubierta externa: Gris.

Normas nacionales

NTP 370.250: Conductores para cables aislados.

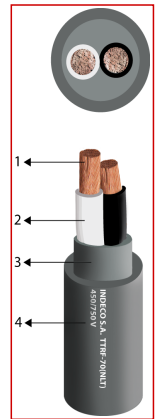
NTP 370.252: Cables aislados con compuesto termoplástico y termoestable para tensiones hasta e inclusive 450/750 V.

UL 2556: Métodos de ensayo para alambre y cable.

Normas internacionales aplicables

IEC 60228: Conductores para cables aislados.

IEC 60227-1: Cables aislados con cloruro de polivinilo de tensiones hasta e inclusive 450/750 V - Requisitos generales.



Norma

Internacional IEC 60227-1;
IEC 60227-2; IEC 60228;
IEC 60332-1; IEC 60811-1-1;
IEC 60811-1-2; IEC 60811-1-4;
IEC 60811-3-1; IEC 60811-3-2

Nacional NTP 370.250;
NTP 370.252; UL 2556



Libre de plomo
Si



Flexibilidad del conductor
Altamente flexible



Tensión nominal de servicio
Uo/U
300 / 500 V



No propagación de la
llama
IEC 60332-1



Temperatura máxima del
conductor
70 °C

TTRF-70 (NLT)

IEC 60227-2: Cables aislados con cloruro de polivinilo de tensiones hasta e inclusive 450/750 V - Métodos de ensayo.

IEC 60332-1: Ensayo de propagación de llama vertical para un alambre o cable simple.

IEC 60811-1-1: Medición de espesores y dimensiones exteriores - Ensayos para la determinación de las propiedades mecánicas.

IEC 60811-1-2: Métodos de envejecimiento térmico.

IEC 60811-1-4: Ensayo a baja temperatura.

IEC 60811-3-1: Ensayo de depresión a alta temperatura - Ensayo de resistencia al agrietamiento.

IEC 60811-3-2: Ensayo de pérdida de masa - Ensayo de estabilidad térmica.

Características

Características de construcción	
Material del conductor	Cobre
Material de aislamiento	PVC
Cubierta exterior	PVC
Color de cubierta	Gris
Libre de plomo	Si
Flexibilidad del conductor	Altamente flexible
Características eléctricas	
Tensión nominal de servicio U ₀ /U	300 / 500 V
Características de uso	
No propagación de la llama	IEC 60332-1
Temperatura máxima del conductor	70 °C

Datos Técnicos TTRF-70 (NLT)

Nro.Fases	Calibre (AWG)	Diam. Alambre [mm]	Nº total alambres	Diam. Conductor [mm]	Mín. espes. Aislam. [mm]	Mín. espes. Cubierta [mm]	Diám. sobre cubierta [mm]	Peso aprox. [kg/km]	Amperaje aire 30°C [A]
2	14	0,255	39	1,83	0,8	0,9	9,3	125	20
2	16	0,255	24	1,44	0,7	0,8	7,9	86	15
2	18	0,204	24	1,15	0,6	0,8	6,9	63	10
3	14	0,255	39	1,83	0,8	1,1	10,3	161	15
3	16	0,255	24	1,44	0,7	0,9	8,6	108	10
3	18	0,204	24	1,15	0,6	0,8	7,3	76	7
4	14	0,255	39	1,83	0,8	1,1	11,2	191	15



Libre de plomo
Si



Flexibilidad del conductor
Altamente flexible



Tensión nominal de servicio
U₀/U
300 / 500 V



No propagación de la
llama
IEC 60332-1



Temperatura máxima del
conductor
70 °C

TTRF-70 (NLT)

Nro.Fases	Calibre (AWG)	Diam. Alambre [mm]	Nº total alambres	Diam. Conductor [mm]	Mín. espes. Aislam. [mm]	Mín. espes. Cubierta [mm]	Diám. sobre cubierta [mm]	Peso aprox. [kg/km]	Amperaje aire 30°C [A]
4	16	0,255	24	1,44	0,7	1,0	9,5	132	10
5	14	0,255	39	1,83	0,8	1,1	12,2	232	15
5	16	0,255	24	1,44	0,7	1,1	10,5	164	10

Identificación de fases TTRF-70 (NLT)

Número de fases	Identificación de fases
2	Blanco + negro
3	Blanco + negro + rojo
4	Blanco + negro + rojo + azul
2+T	Blanco + negro + (amarillo o verde o amarillo/verde o verde/amarillo)
3+T	Blanco + negro + rojo + (amarillo o verde o amarillo/verde o verde/amarillo)
4+T	Blanco + negro + rojo + azul + (amarillo o verde o amarillo/verde o verde/amarillo)



Libre de plomo
Si



Flexibilidad del conductor
Altamente flexible



Tensión nominal de servicio
Uo/U
300 / 500 V



No propagación de la
llama
IEC 60332-1



Temperatura máxima del
conductor
70 °C



GPT-3 300 V

Conductor de cobre flexible de dimensiones reducidas para cableado en el interior de tableros donde hay poco espacio.

Descripción

Aplicación:

Conductor de cobre flexible de dimensiones reducidas para cableado en el interior de tableros donde hay poco espacio. Esto se logra por la calidad del aislamiento de PVC, cuya temperatura de operación es de 75°C y por sus excelentes propiedades dieléctricas que superan los ensayos eléctricos exigentes a que son sometidos.

Construcción:

1. Conductor: Cobre, clase 5.
2. Aislamiento: Compuesto de PVC.

Principales características:

Resistente a vibraciones, combustibles, lubricantes y solución electrolítica del acumulador, resistente a la abrasión y dobleces. No propaga la llama.

Calibre:

Desde 20 AWG hasta 8 AWG.

Marcación:

GPT-3 300 V Sección.

Embalaje:

Rollos de 100 metros.

Color:

Negro, marrón, violeta, azul, rojo, verde, amarillo, blanco.

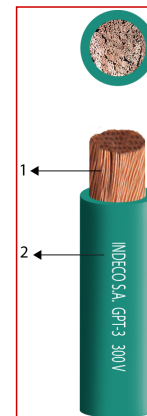
Normas nacionales

UL 62: Alambre para cordón flexible y sus accesorios.

SAE J-1128: Estándar para vehículo automotriz. Cable principal de baja tensión.

Normas internacionales aplicables

IEC 60332-1: Ensayo de propagación de llama vertical para un alambre o cable simple.



Norma

Internacional IEC 60332-1

Nacional SAE J-1128; UL 62



Libre de plomo
Si



Flexibilidad del conductor
Altamente flexible



Tensión nominal de servicio Uo/U
300 V



No propagación de la llama
IEC 60332-1



Resistencia a aceites
Buena



Temperatura máxima del conductor
75 °C

GPT-3 300 V

Características

Características de construcción	
Material del conductor	Cobre
Material de aislamiento	PVC
Color	Blanco / Azul / Amarillo / Marron / Negro / Rojo / Verde / Violeta
Libre de plomo	Si
Flexibilidad del conductor	Altamente flexible
Características eléctricas	
Tensión nominal de servicio Uo/U	300 V
Características de uso	
No propagación de la llama	IEC 60332-1
Resistencia a aceites	Buena
Temperatura máxima del conductor	75 °C

Datos Tecnicos GPT-3 300 V

Calibre (AWG)	Sección [mm ²]	Nº total alambres	Diam. Alambre [mm]	Diam. Conductor [mm]	Mín. espes. Aislam. [mm]	Diam. Nom. Exterior [mm]	Peso aprox. [kg/km]	Amperaje aire 30°C [A]
8	8,4	158	0,255	3,91	0,73	5,44	91	50
10	5,3	98	0,255	2,9	0,62	4,2	55	35
12	3,3	61	0,255	2,29	0,51	3,36	35	25
14	2,1	39	0,255	1,83	0,46	2,8	23	20
16	1,3	24	0,255	1,44	0,46	2,4	15	12
18	0,8	24	0,204	1,15	0,46	2,12	10	8
20	0,5	15	0,204	0,91	0,46	1,87	7	6





AC1005 • 5 Amp Current Transformer

Low Cost 50/60Hz Current Transformers

Applications

- Sensing Overload Current
- Ground fault detection
- Metering
- Analog to Digital Circuits
- Competitive pricing due to high volume production
- Manufactured in an ISO-9001:2000, TS-16949:2002 and ISO-14001:2004 certified Talema facility
- Fully RoHS compliant

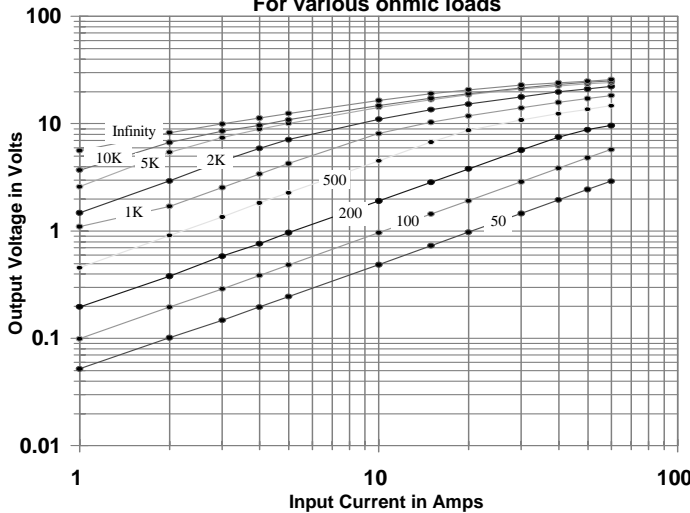
Electrical Specifications @ 20°C ambient

Electrical Specifications	
Primary Current	5A nom., 60A max.
Turns Ratio	1000:1 nominal
Volt per Amp Ratio at 5A for 100 ohm load	0.100 V/A
Volt per Amp Ratio at 0.5A for 100 ohm load	0.096 V/A
DC Resistance at 20°C	41.8 ohms
Dielectric Withstanding Voltage (Hi-pot)	4KVrms
Mechanical Specifications	
Case	Polycarbonate
Encapsulant	Epoxy
Flammability	Conforms to UL94-VO
Terminals	Pins Ø 0.80mm
Marking	TALEMA Date Code (W/Y) AC1005, Dot at start pin
Approximate Weight	16.3 grams
Tolerance	±0.2mm

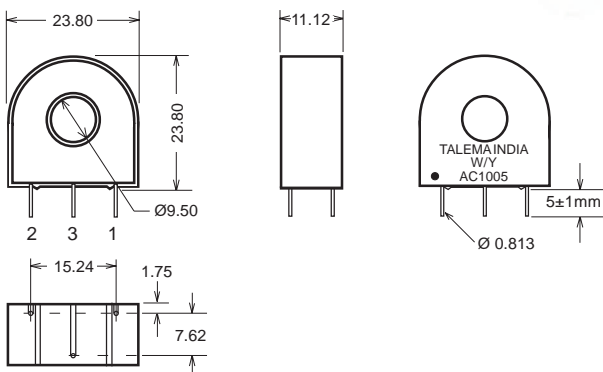


Environmental Specifications	
Storage Temperature	-55° to +130°C
Insulation Resistance	100 megohms min.

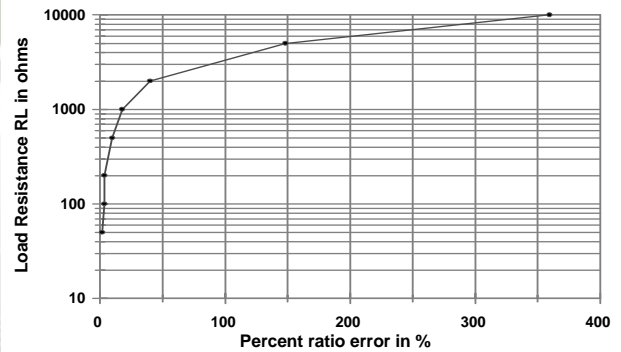
Output Volts vs Input Current For various ohmic loads



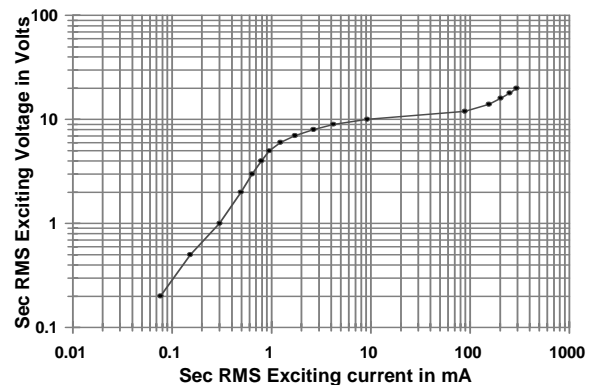
Dimensions



%RE vs RL at Rated primary current (AC1005)



Typical Excitation Curve (AC1005~AC1020)



Notes:

- 1) Unless requested, the terminating resistor and the one-turn primary are not supplied
- 2) Pin 3: Normally for mechanical support only but will be used on center tapped designs

