



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA
MECANICA Y ELECTRICA
SECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACION

“DESARROLLO DE UN PROTOTIPO DE RELEVADOR DE SOBRECORRIENTE 50N/51N”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica

PRESENTA:

Luis Antonio Gutiérrez Paéz



Ciudad de México, Diciembre 2016



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

SIP-14

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 12:00 horas del día 11 del mes de Noviembre del 2016 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E.-ZAC. para examinar la tesis de titulada:

"DESARROLLO DE UN PROTOTIPO DE RELEVADOR DE SOBRECORRIENTE 50N/51N"

Presentada por el alumno:

GUTIÉRREZ

Apellido paterno

PAÉZ

Apellido materno

LUIS ANTONIO

Nombre(s)

Con registro:

B	1	4	0	8	4	3
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Director de tesis

DR. DAVID SEBASTIÁN BALTAZAR

Segundo Vocal

DR. DOMITILO LIBREROS

Presidente

DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS

Tercer Vocal

DR. RAÚL ÁNGEL CORTÉS MATEOS

Secretario

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. MIGUEL TOLEDO VELÁZQUEZ



SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, D.F. el día 18 del mes de noviembre del año 2016, el que suscribe Luis Antonio Gutiérrez Paéz alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, con número de registro B140843, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. David Sebastián Baltazar y cede los derechos del trabajo titulado Desarrollo de un prototipo de relevador de sobrecorriente 50N/51N, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones lagp91@gmail.com y dsebasti@ipn.mx. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Luis Antonio Gutiérrez Paéz

RESUMEN

En la actualidad los relevadores numéricos de protección tienen la capacidad de desempeñar más de una característica de protección mediante la evaluación de un algoritmo de protección alojado en el microprocesador, una de las características de protección más utilizada es la de sobrecorriente y se emplea para la protección primaria de alimentadores radiales, líneas de transmisión cortas, transformadores y también puede ser ajustada para actuar como protección de respaldo.

En este trabajo se implementan elementos de hardware y software para desarrollar un prototipo de relevador con la característica de protección de sobrecorriente instantánea (50N) y de tiempo inverso (51N) con base a un algoritmo protección programado en una tarjeta de desarrollo *FRDM-K64F* de la marca *Freescale®*, destinada al procesamiento de las señales y cumplimiento del algoritmo de protección.

En la primera etapa del prototipo se implementa un sistema de entrada analógica conformado por transductores de corriente *LTS 25-NP* de la marca *LEM®*, un sistema de acondicionamiento basado en Amplificadores Operacionales (Op-Amps) y un filtro pasa bajas de primer orden que en conjunto realizan el ajuste de las señales a magnitudes requeridas para el procesamiento digital.

Otra etapa del prototipo comprende la implementación de los algoritmos de protección y procesamiento digital de señales dentro de la tarjeta *FRDM-K64F*, programada por medio del software *CodeWarrior Development Studio V10.6* para la estimación fasorial de las señales de corriente, que posteriormente se evalúan para determinar si existe una condición de falla o no en el sistema eléctrico de potencia.

Una etapa más corresponde a la implementación de un dispositivo de interfaz humana por medio de una pantalla táctil *μLCD-70DT* de la marca *4D-systems* con comunicación serial a la tarjeta *FRDM-K64F*, este dispositivo permite modificar los parámetros de línea, ingresar ajustes de las unidades de protección, monitoreo de las mediciones fasoriales y despliegue del reporte en caso de una condición de falla en el sistema eléctrico de potencia.

Además fue necesaria la inclusión de elementos auxiliares como es el sistema de señalización por LED's, una fuente de alimentación simétrica y transductores de tensión *Mytra® 44050* que abren la posibilidad de desarrollar otras características de protección con la implementación de las lógicas pertinentes.

Finalmente se presenta la evaluación de desempeño del prototipo que se realiza con base al tiempo de operación teórico calculado a partir de la característica de sobrecorriente de tiempo inverso para diferentes suministros de corriente de falla, también fue validado mediante resultados obtenidos de la simulación de fallas en un sistema radial y los tiempos de operación de los relevadores de sobrecorriente modelado con el software comercial *ASPEN OneLiner V10.12*, donde se obtuvieron tiempos de operación similares.

ABSTRACT

At present numerical protection relays have the capacity to perform more than one protection characteristic by evaluating a protection algorithm housed in the microprocessor, one of the most commonly used protection features is the overcurrent protection and it is used for primary protection of radial feeders, short transmission lines, transformers and can also be adjusted to act as a backup protection.

In this work, hardware and software elements are implemented to develop a relay prototype with the instantaneous overcurrent (50N) and inverse time (51N) protection features based on a protection algorithm programmed in an *FRDM-K64F* development board of the *Freescale®* brand, for the processing of signals and compliance with the protection algorithm.

In the first stage of the prototype, an analog input system is implemented, consisting of *LTS 25-NP* current transducers of the *LEM®* brand, a conditioning system based on Operational Amplifiers (Op-Amps) and a first order low pass filter that together perform the adjustment of the signals to the magnitudes required for the digital processing.

Another stage of the prototype includes the implementation of digital signal processing and protection algorithms within the *FRDM-K64F* board, programmed by *CodeWarrior Development Studio V10.6* software for the phasor estimation of current signals, which are subsequently evaluated to determine whether there is or not a failure condition in the power system.

A further stage corresponds to the implementation of a human interface device based on a touch screen *μLCD-70DT* of the brand *4D-systems* with serial communication to the *FRDM-K64F* board, this device allows to modify the line parameters, to enter adjustments of The protection units, monitoring of the phasors measurements and the display of the report in case of a fault condition in the power system.

It was also necessary to include auxiliary elements such as the LED signaling system, the symmetrical power supply and the *Mytra® 44050* voltage transducers which opened the possibility of developing other protection features with the implementation of the relevant logic.

Finally, the performance evaluation of the prototype is presented based on the theoretical operating time calculated from the inverse time overcurrent characteristic for different fault current supplies. It was also validated by results obtained from the simulation of faults in a radial system and overcurrent relay operation times modeled with the *ASPEN OneLiner V10.12* commercial software, where similar operating times were obtained.

DEDICATORIAS

Para mis abuelos y mi madre.

AGRADECIMIENTOS

Durante la elaboración de este trabajo existieron grandes dificultades que se pudieron afrontar gracias al apoyo de todas esas personas que estuvieron a mi lado, por lo que deseo agradecerles formaran parte de esta etapa de mi vida.

A **mi madre y mis abuelos**, por ser los pilares de mi formación y quienes me ofrecen su apoyo incondicional sin siquiera dudarlo. Agradezco su confianza y el mantenerse siempre al pendiente en cada paso que doy, forman parte fundamental en cada uno de mis logros y siempre los he considerado mi impulso para dar el máximo.

Agradezco especialmente al **Dr. David Sebastián Baltazar** por brindarme durante dos años y medio su guía, apoyo y amistad. Agradezco me compartiera sus conocimientos que siempre enriquecieron este trabajo.

Así mismo quisiera agradecer al **Dr. Daniel Olguín Salinas, Dr. Jaime José Rodríguez Rivas, Dr. Domitilo Libreros, Dr. Raúl Cortés Mateos, Dr. German Rosas Ortiz y Dr. Fermín Pascual Espino Cortés**, por sus aportaciones para la mejora de este trabajo, agradezco sus conocimientos compartidos y experiencias que me dieron la oportunidad de mejorar en todos los aspectos.

Quisiera agradecer su admirable trabajo al **Dr. Daniel Ruiz Vega** a cargo de la coordinación de ingeniería eléctrica, su invaluable apoyo a lo largo de estos años son reflejados en los logros obtenidos como sección.

A mis **amigos**, quienes me apoyaron en la realización de este trabajo y brindaron su amistad junto a los buenos momentos que vivimos, esas experiencias inolvidables hicieron más ameno mi paso por la sección.

Finalmente, debo agradecer al **Instituto Politécnico Nacional** y la **Sección de Estudios de Posgrado e Investigación** por brindarme la oportunidad de obtener una formación académica y personal invaluable por tantos años.

Este trabajo fue posible gracias al apoyo del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (**CONACyT**), gracias a los recursos aportados fueron posibles cumplir los objetivos planeados en este trabajo.

ÍNDICE

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS	i
CARTA DE SESIÓN DE DERECHOS	ii
ABSTRACT	iv
DEDICATORIAS	v
AGRADECIMIENTOS	vi
LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE TABLAS.....	xvii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	xviii
GLOSARIO.....	xxi
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 GENERALIDADES	1
1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	2
1.3 OBJETIVOS.....	3
1.3.1 Objetivo general	3
1.3.2 Objetivos particulares.....	3
1.4 JUSTIFICACIÓN.....	4
1.5 ESTADO DEL ARTE.....	4
1.5.1 Trabajos realizados en la <i>SEPI</i> -Esime Zacatenco	5
1.5.2 Trabajos realizados fuera de la <i>SEPI</i> -Esime Zacatenco	6
1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES.....	8
1.7 APORTACIONES	8
1.8 ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	9
CAPÍTULO II. SISTEMAS DE PROTECCIÓN DE SEP'S	13
2.1 ELEMENTOS DE UN ESQUEMA DE PROTECCIÓN.....	14
2.1.1 Transformadores de corriente (TC's)	15
2.1.2 Transformadores de potencial (TP's)	17
2.2 RELEVADORES NUMÉRICOS	18
2.2.1 Tecnología de los relevadores	18
2.2.2 Estructura de los relevadores numéricos	20
2.3 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS RELEVADORES NUMÉRICOS	22

2.3.1 Muestreo	22
2.3.2 Aliasing.....	23
2.3.3 Muestro y retención (S/H)	24
2.3.4 Multiplexor	25
2.3.5 Convertidor analógico digital	25
2.3.6 Microprocesador y circuitos periféricos	26
2.3.7 Algoritmos	27
2.4 RELEVADOR DE SOBRECORRIENTE	28
2.4.1 Relevadores de tiempo inverso e instantáneo	28
2.4.2 Ajustes de las unidades de sobrecorriente.....	30
2.4.2.1 Ajuste de la unidad instantánea	30
2.4.2.2 Ajustes de la unidad de tiempo inverso	31
CAPÍTULO III. TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES.....	37
3.1 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE UN RELEVADOR.....	38
3.2 DIGITALIZACIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS.....	39
3.2.1 Teorema de muestreo.....	40
3.2.2 Aliasing	41
3.2.3 Filtros anti-aliasing	42
3.2.3.1 Filtros pasa-bajas.....	43
3.2.4 Modos de operación de los amplificadores operacionales.....	46
3.2.4.1 Amplificador Inversor	46
3.2.4.2 Amplificador no inversor	47
3.2.4.3 Seguidor de tensión	47
3.2.4.4 Amplificador sumador	48
3.2.4.5 Amplificador de diferencia.....	49
3.2.5 Convertidor analógico-digital	49
3.2.5.1 Convertidor de aproximaciones sucesivas.....	50
3.3 ALGORITMOS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES	53
3.3.1 Raíz Cuadrática Media (<i>RMS</i>)	54
3.3.2 Transformada discreta de Fourier (<i>DFT</i>)	55
3.3.2.1 Algoritmo de la <i>DFT</i> aplicado a un caso particular	59
3.3.2.2 Análisis en el dominio de la frecuencia de la <i>DFT</i>	63

3.3.2.3 Algoritmo no recursivo de la <i>DFT</i>	67
3.3.2.4 Algoritmo recursivo de la <i>DFT</i>	69
3.3.3 Filtro mimic	72
3.3.3.1 Formulación matemática del filtro mimic	72
3.3.3.2 Análisis en el dominio de la frecuencia del filtro mimic	74
CAPÍTULO IV. DESARROLLO DE HARDWARE DEL RELEVADOR DE SOBRECORRIENTE.....	77
4.1 SUBSISTEMA DE ENTRADA ANALÓGICA.....	80
4.1.1 Acondicionamiento de los <i>TC</i> 's.....	81
4.1.2 Calibración de los <i>TC</i> 's	84
4.1.3 Acondicionamiento <i>TP</i> 's	86
4.1.4 Calibración de los <i>TP</i> 's	89
4.1.4 Filtro pasa-bajas	91
4.2 PANEL FRONTAL DEL RELEVADOR	92
4.2.1 Sistema de señalización auxiliar	92
4.2.2 Dispositivo de Interfaz Humana (<i>HID</i>).....	94
4.2.2.1 Panel de mediciones fasoriales	96
4.2.2.2 Menú de configuraciones.....	97
4.2.2.3 Menú y submenú de parámetros de línea.....	97
4.2.2.4 Menú y submenú de ajustes de la unidad de sobrecorriente.....	99
4.3 LÓGICA DEL RELEVADOR	100
4.3.1 Tarjeta de desarrollo	100
4.3.1.1 Configuración de CPU	101
4.3.2 Declaración, inicialización y asignación de los periféricos implementados	102
4.3.2.1 Configuración de los ADC's	104
4.3.3 Lazo principal de la lógica del relevador	105
4.3.4 Algoritmo de muestreo	106
4.3.5 Cálculo de la <i>DFT</i> no recursiva.....	108
4.3.6 Algoritmo de las unidades de sobrecorriente.....	109
4.3.7 Algoritmo de la unidad de tiempo auxiliar	112
4.3.8 Algoritmo de comunicación serial de la <i>HID</i>	113

CAPÍTULO V. EVALUACIÓN DE RESULTADOS	117
5.1 MUESTREO Y FILTRADO DE LA SEÑAL	117
5.1.1 Muestreo.....	117
5.1.2 Filtro pasa-bajas	119
5.1.3 Filtro mimic	120
5.1.4 Estimación de fasores por el algoritmo de la <i>DFT</i>	121
5.2 OPERACIÓN DE LAS UNIDADES DE PROTECCIÓN DE SOBRECORRIENTE	122
5.3 MODIFICACIÓN DE AJUSTES EMPLEANDO LA INTERFAZ	125
5.4 SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN AUXILIAR Y REPORTE EN LA <i>HID</i>	127
5.5 VERIFICACIÓN DE LA OPERACIÓN DEL RELEVADOR ANTE RESULTADOS DE SIMULACIÓN EN EL SOFTWARE ASPEN OneLiner V10.12.	131
5.5.1 Modificación de la curva de característica de operación.....	134
CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES Y TRABAJOS A FUTURO	137
6.1 CONCLUSIONES	137
6.2 TRABAJOS A FUTURO.....	138
6.3 APORTACIONES	139
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	141
ANEXO A. FUENTE TRIFÁSICA KOCOS – ARTES 300 TIPO II	148
ANEXO B. TRANSDUCTOR DE TENSIÓN – MYRRA 44050	149
ANEXO C. TRANSDUCTOR DE CORRIENTE – LEM LTS – 25NP	150
ANEXO D. OP – AMP's TL084CN	152
ANEXO F. SISTEMA DE PRUEBA	174
ANEXO G. DIAGRAMAS ELÉCTRICOS.....	177

LISTA DE FIGURAS

Figura 2. 1. Elementos de un sistema de protección [5].....	14
Figura 2. 2. Conexión “Y” y “Δ” en terminales secundarias de los TC’s [4].	16
Figura 2. 3. Conexión “Y” y “Δ” en terminales secundarias de los TP’s [4].	17
Figura 2. 4. Evolución de las unidades de protección [3].	19
Figura 2. 5. Arquitectura típica de un relevador microprocesado [3].	21
Figura 2. 6 . Señal senoidal continua en el tiempo [25].	22
Figura 2. 7. Función de muestreo [25].	22
Figura 2. 8. Señal muestreada [25].	23
Figura 2. 9. Circuito de muestreo y retención [25].	24
Figura 2. 10. Diseño de circuitos de S/H, a) Circuito múltiple, b) Circuito simple [25].	25
Figura 2. 11. Esquema de un multiplexor de 4 canales [25].	25
Figura 2. 12 Curva de operación de la combinación de la unidad de sobrecorriente de tiempo inverso e instantánea [3].	29
Figura 2. 13. Curva característica de la unidad de tiempo inverso bajo diferentes valores del Dial [3].	33
Figura 2. 14. Curvas estandarizadas de operación para las unidades de tiempo inverso [3].	34
Figura 3. 1. Diagrama a bloques generalizado del proceso de un relevador de protección microprocesado [4].	38
Figura 3. 2. Aliasing [4].	41
Figura 3. 3. Esquema de tolerancias para el diseño de filtros [26].	44
Figura 3. 4. Filtro activo pasa-bajas de primer orden [36].	45
Figura 3. 5. Amplificador inversor [36].	46
Figura 3. 6. Amplificador no inversor [36].	47
Figura 3. 7. Seguidor de voltaje [36].	47
Figura 3. 8. Amplificador sumador [36].	48
Figura 3. 9. Amplificador de diferencia [36].	49

Figura 3. 10. Esquema a bloques del convertidor de aproximaciones sucesivas de 4 bits [32].....	51
Figura 3. 11. Respuesta del convertidor de aproximaciones sucesivas con un convertidor de 4 bits y una frecuencia de reloj de 10 <i>Hz</i> [4].....	52
Figura 3. 12. Respuesta del convertidor de aproximaciones sucesivas con un convertidor de 8 bits y una frecuencia de reloj de 100 <i>Hz</i> [4].....	53
Figura 3. 13. Senoidal pura fundamental de 60 <i>Hz</i> [4].....	56
Figura 3. 14. Señal discretizada bajo una frecuencia de muestreo de 720 <i>Hz</i> [4].	60
Figura 3. 15. a) Seno de referencia, b) Coseno de referencia [4].....	61
Figura 3. 16. Muestreo continuo de la señal de entrada [4].	61
Figura 3. 17. Fasor estimado a) Magnitud estimada, b) Ángulo estimado [4].	62
Figura 3. 18. Representación del fasor en el plano complejo [4].....	62
Figura 3. 19. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro seno a una frecuencia de muestreo de 720 <i>Hz</i> [4].....	65
Figura 3. 20. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro coseno a una frecuencia de muestreo de 720 <i>Hz</i> [4].....	66
Figura 3. 21. Actualización no recursiva [4, 37].....	67
Figura 3. 22. Estimación fasorial del algoritmo no recursivo [4, 37].	68
Figura 3. 23. Actualización recursiva [37, 39].....	70
Figura 3. 24. Estimación fasorial del algoritmo recursivo [37, 39].	71
Figura 3. 25. Respuesta del filtro mimic diseñado para el relevador prototipo.	74
Figura 3. 26. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro mimic a una frecuencia de muestreo de 1920 <i>Hz</i> [40].....	75
 Figura 4. 1. Diagrama a bloques del prototipo de relevador propuesto.....	 78
Figura 4. 2. Vista frontal del prototipo de relevador.....	79
Figura 4. 3. Vista superior del prototipo de relevador.....	79
Figura 4. 4. Vista posterior del prototipo del relevador.	79
Figura 4. 5. Sistema adquisición de datos.....	81
Figura 4. 6. Respuesta de los TC's ante 5 <i>ACA</i> primarios.....	82
Figura 4. 7. Acondicionamiento de los TC's.....	82

Figura 4. 8. PCB del acondicionamiento de los TC's.	83
Figura 4. 9. Respuesta del circuito de acondicionamiento de los TC's.....	83
Figura 4. 10. Circuito de calibración de los TC's.	84
Figura 4. 11. Calibración del canal de acondicionamiento para la corriente de la fase A.	85
Figura 4. 12. Respuesta de los TP's ante 127 VCA en el lado primario.....	87
Figura 4. 13. Acondicionamiento de los TP's.	87
Figura 4. 14. PCB del acondicionamiento de los TP's.....	88
Figura 4. 15. Respuesta del circuito de acondicionamiento de los TP's.....	88
Figura 4. 16. Circuito de calibración de los TP's.	89
Figura 4. 17. Calibración del canal de acondicionamiento para la tensión de la fase A.....	90
Figura 4. 18. Filtro pasivo pasa-bajas de primer orden.	91
Figura 4. 19. Circuito esquemático de conexión del sistema de señalización en el panel frontal.....	93
Figura 4. 20. Panel frontal del relevador, a) Sistema de señalización, b) HID.	93
Figura 4. 21. Vista frontal y posterior de la μ LCD-70DT - 4D systems.	94
Figura 4. 22. Estructura del buffer de transferencia de datos [44].....	95
Figura 4. 23. Panel principal de mediciones fasoriales.	96
Figura 4. 24. Menú de configuraciones del relevador.....	97
Figura 4. 25. Submenú de los parámetros de línea.....	98
Figura 4. 26. Submenú para el ingreso de la relación de transformación del TC. .	98
Figura 4. 27. Submenú de configuraciones de las unidades de protección de sobrecorriente.	99
Figura 4. 28. Submenú de la selección de la curva característica.....	99
Figura 4. 29. Plataforma de desarrollo FRDM-K64F [45].	100
Figura 4. 30. Configuración del CPU.....	101
Figura 4. 31. a) Components Library b) Component Inspector.....	102
Figura 4. 32. Componentes y generación de processor expert.	103
Figura 4. 33. Configuración de los canales del ADC.	104
Figura 4. 34. Diagrama de flujo del lazo principal de la lógica del relevador.....	105

Figura 4. 35. Diagrama de flujo de la interrupción periódica de 1920 Hz del inicio de conversión de los ADC's.	106
Figura 4. 36. Diagrama de flujo de ciclo de posterior a la Conversión de los ADC's.	107
Figura 4. 37. Diagrama de flujo del algoritmo de la DFT no recursiva.....	108
Figura 4. 38. Diagrama de flujo de la unidad de protección instantánea 50.....	110
Figura 4. 39. Diagrama de flujo de la unidad de protección con retardo de tiempo 51.	111
Figura 4. 40. Diagrama de flujo de la unidad de tiempo auxiliar.....	112
Figura 4. 41. Diagrama de flujo de la actualización de mediciones y ajustes de la HID.	114
Figura 4. 42. Diagrama de flujo de la recepción del buffer de datos para la modificación de ajustes por medio de la HID.	115
Figura 4. 43. Diagrama de flujo para la limpieza del buffer de recepción de datos del microcontrolador.....	116
Figura 5. 1. Respuesta del convertidor a una señal de corriente de 1 A.	118
Figura 5. 2. Respuesta del convertidor a una señal de corriente de 5 y 15 A RMS.	118
Figura 5. 3. Respuesta del filtro pasa-bajas para la frecuencia fundamental de 60 Hz y una señal entrante de 1 kHz.	119
Figura 5. 4. Respuesta del filtro mimic ante una componente de C.D.....	120
Figura 5. 5. Respuesta de la estimación fasorial.....	121
Figura 5. 6. Tiempo de liberación ante una falla de 5 A RMS.	124
Figura 5. 7. Resumen de las mediciones y tiempos de liberación de la falla de 5 A RMS en la fase "A".	125
Figura 5. 8. a) Acceso al menú de configuración, b) Modificación de los parámetros de línea.	126
Figura 5. 9. a) Selección del ajuste a modificar, b) Ingreso del nuevo valor	126
Figura 5. 10. Monitoreo de la modificación de ajustes por medio de la HID.....	127

Figura 5. 11. Panel frontal en condiciones normales de operación del relevador R1 del sistema de prueba del anexo F.	128
Figura 5. 12. Panel frontal en condiciones de falla de 10 A RMS en la fase "B".	129
Figura 5. 13. Resumen de las mediciones y tiempos de liberación de la falla de 10 A RMS en la fase "B"	129
Figura 5. 14. Panel frontal en condiciones de falla de 16 A RMS en la fase "C".	130
Figura 5. 15. Resumen de las mediciones y tiempos de liberación de la falla de 16 A RMS en la fase "C".	130
Figura 5. 16. Panel frontal de mediciones del relevador ante una falla trifásica en el Bus C del esquema de prueba.	132
Figura 5. 17. Mediciones de las corrientes de cortocircuito y determinación del tiempo de liberación de la falla.	133
Figura 5. 18. Panel frontal del reporte de falla del relevador para una falla trifásica en el bus C del esquema de prueba.	133
Figura 5. 19. Selección de la curva característica "Muy inversa" del estándar IEEE.	134
Figura 5. 20. Panel frontal del reporte de falla del relevador para una falla trifásica en el bus C del esquema de prueba con un curva característica de operación IEEE.	135
 Figura A. 1. Fuente trifásica Kocos - Artes 300 tipo II [48].	 148
 Figura B. 1. Hoja de datos del transductor de tensión Myrra 44050 [49].	 149
 Figura C. 1. Transductor de corriente LEM LTS - 25NP [50].	 150
Figura C. 2. Configuración de los arreglos multi-alcance [50].	151
Figura C. 3. Respuesta del transductor LEM LTS - 25NP [50].	151
 Figura D. 1. Pines de conexión TL084CN [51].	 152
 Figura F. 1. Esquema de prueba [4].	 174

Figura F. 2. Simulación de la falla trifásica en el bus C [4].	176
Figura F. 3. Curva de los relevadores en la falle trifásica en el bus C referidos a 13.2 KV [4].....	176
Figura G. 1. Circuito de acondicionamiento de los TC's.....	177
Figura G. 2. Circuito de acondicionamiento de los TP's.....	178
Figura G. 3. Filtro pasa_bajas.	178
Figura G. 4. Sistema de señalización LED.	178
Figura G. 5. Fuente simétrica de alimentación de $\pm 15\text{ VC.C.}$ y 5 VC.C. [52].....	178

LISTA DE TABLAS

Tabla 2. 1. Estándares de las constantes ANSI/IEEE y IEC para los relevadores de sobrecorriente [3, 28].	35
Tabla 2. 2. Estándares ANSI/IEEE normalizados para el tiempo de restauración de los relevadores electromecánicos de sobrecorriente [28].	36
Tabla 4. 1. Inyecciones de corriente de la calibración de los TC's.	85
Tabla 4. 2. Resultados de la calibración de los TC's.	86
Tabla 4. 3. Valores de tensión de la calibración de los TP's.	89
Tabla 4. 4. Resultados de la calibración de los TP's.	91
Tabla 5. 1. Ajustes de las unidades de sobrecorriente [4].	122
Tabla 5. 2. Tiempos de liberación teóricos para las condiciones de falla.	123
Tabla 5. 3. Corrientes de cortocircuito para una falla en el bus C.	131

LISTA DE SÍMBOLOS

$V_{C.C.}$	<i>Volts de corriente continua</i>
$A_{C.A.}$	<i>Amperes de corriente alterna</i>
A	<i>Ampere</i>
VA	<i>Volts-Ampere</i>
W	<i>Watts</i>
mA	<i>Miliampere</i>
KV	<i>Kilovolts</i>
V	<i>Volt</i>
V_{pk}	<i>Volt-pico</i>
mV	<i>Milivolt</i>
I_P	<i>Amperes primaria</i>
I_{PN}	<i>Amperes primarios nominales</i>
I_S	<i>Corriente secundaria</i>
Y	<i>Conexión estrella</i>
Δ	<i>Conexión delta</i>
V_P	<i>Volts primarios</i>
V_S	<i>Volts secundarios</i>
I_{cc}	<i>Corriente de cortocircuito</i>
$I_{instantánea}$	<i>Corriente de activación de la unidad instantánea</i>
I_{pickup}	<i>Corriente de activación de la unidad de tiempo inverso</i>
FSC	<i>Factor de sobrecarga</i>
$I_{nominal}$	<i>Corriente nominal</i>
TD	<i>Dial de tiempo o palanca de tiempo</i>
t_r	<i>Tiempo de restauración</i>
α, β, L	<i>Constantes provistas por la curva característica</i>
M	<i>Relación de la corriente de falla y la corriente de activación</i>
B	<i>Ancho de banda de la señal de entrada</i>
f_0	<i>Frecuencia fundamental</i>
f_s	<i>Frecuencia de muestreo</i>
ω	<i>Velocidad angular en rad/s</i>

ω_p	<i>Frecuencia de corte</i>
ω_s	<i>Frecuencia de rechazo</i>
δ_{p1}, δ_{p2}	<i>Ganancias permisibles de la banda de paso</i>
δ_s	<i>Ganancia permisibles en la banda eliminada</i>
V_{ent}, V_1, V_2	<i>Tensiones de entrada de los Op-amps</i>
V_{sal}	<i>Tensiones de salida de los Op-amps</i>
R, R_f	<i>Resistencias de ganancia de los Op-amps</i>
T	<i>Periodo</i>
x	<i>Señal de entrada</i>
N	<i>Número de muestras</i>
k	<i>k-esima muestra</i>
X_m	<i>Magnitud de la señal de entrada</i>
θ	<i>Angulo de fase de la señal de muestreada</i>
t	<i>Tiempo</i>
a_k, b_k	<i>Componentes rectangulares del fasor</i>
X_k	<i>Estimación del fasor de la k-esima componente armónica</i>
X_{kc}	<i>k-esima estimación del filtro coseno</i>
X_{ks}	<i>k-esima estimación del filtro seno</i>
$\emptyset$	<i>Ángulo de muestreo</i>
n	<i>n-esima muestra de entrada</i>
X_s	<i>Filtro seno - parte real</i>
X_c	<i>Filtro coseno - parte imaginaria</i>
Δt	<i>Periodo de muestreo</i>
rad/s	<i>Radianes por segundo</i>
f	<i>Frecuencia</i>
X^N	<i>n-esima estimación del fasor</i>
Hz	<i>Hertz</i>
s	<i>Segundos</i>
ms	<i>Milisegundos</i>
R_2	<i>Resistencia del filtro pasa-bajas</i>
C	<i>Capacitancia del filtro pasa-bajas</i>
A_v	<i>Ganancia de amplificación del filtro pasa-bajas</i>

σ	<i>Ganancia en el dominio de la frecuencia del filtro mimic</i>
φ	<i>Factor de ganancia unitaria para la componente fundamental</i>
τ_1	<i>Constante de tiempo del circuito mimic</i>
x_{mimic}	<i>Respuesta del filtro mimic en el tiempo discreto</i>

GLOSARIO

<i>RAM</i>	<i>Memoria de acceso aleatorio</i>
<i>ROM</i>	<i>Memoria de sólo lectura</i>
<i>DSP</i>	<i>Procesador digital de señales</i>
<i>PIC</i>	<i>Circuito integrado programable</i>
<i>LED</i>	<i>Diodo emisor de luz</i>
<i>TC</i>	<i>Transformador de corriente</i>
<i>TP</i>	<i>Transformador de potencial</i>
<i>C.D.</i>	<i>Corriente directa</i>
<i>C.C.</i>	<i>Corriente continua</i>
<i>C.A.</i>	<i>Corriente alterna</i>
<i>CS</i>	<i>Contacto cerrado</i>
<i>RTC</i>	<i>Relación de transformación del transformador de corriente</i>
<i>RTP</i>	<i>Relación de transformación del transformador de potencial</i>
<i>S/H</i>	<i>Sample and hold</i>
<i>MUX</i>	<i>Multiplexor</i>
<i>ADC</i>	<i>Convertidor analógico digital</i>
<i>EPROM/EEPROM</i>	<i>Memoria de sólo lectura programable borrrable</i>
<i>SRAM</i>	<i>Memoria de acceso aleatorio estática</i>
<i>DFT</i>	<i>Transformada discreta de Fourier</i>
<i>RMS</i>	<i>Raíz Cuadrática Media</i>
<i>IRR</i>	<i>Respuesta al impulso infinita</i>
<i>FIR</i>	<i>Respuesta al impulso finita</i>
<i>Op-amp</i>	<i>Amplificador operacional</i>
<i>SAR</i>	<i>Registro de aproximaciones sucesivas</i>
<i>DAC</i>	<i>Convertidor analógico digital</i>
<i>MSB</i>	<i>Bit más significativo</i>

<i>LSB</i>	<i>Bit menos significativo</i>
<i>HID</i>	<i>Dispositivo de interfaz humana</i>
<i>CI</i>	<i>Circuito integrado</i>
<i>HEX</i>	<i>Hexadecimal</i>
<i>XOR</i>	<i>Disyunción exclusiva</i>
<i>R1, R2, R3, R4</i>	<i>Relevadores de protección del sistema de prueba</i>
<i>V_{entrada}, V_{salida}</i>	<i>Tensiones de salida y entrada de los Op-amp's</i>
<i>V_{IA}, V_{IB}, V_{IC}</i>	<i>Salida de los transductores de corriente</i>
<i>V_A, V_B, V_C</i>	<i>Salida de los transductores de tensión</i>
<i>V_{Ia}, V_{Ib}, V_{Ic}</i>	<i>Salida del circuito de acondicionamiento de los TC's</i>
<i>V_a, V_b, V_c</i>	<i>Salida del circuito de acondicionamiento de los TP's</i>

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN

1.1 GENERALIDADES

Generalmente se visualiza a un sistema eléctrico de potencia en base a los componentes que resaltan a la vista por su tamaño: Centrales generadoras, transformadores, líneas de transmisión, entre otros. El gran tamaño de estos elementos ensombrece la participación e importancia de otros elementos presente en los sistemas eléctricos de potencia (*SEP*), tal es el caso de los relevadores de protección [1].

El propósito de un sistema eléctrico de potencia es el suministrar energía eléctrica a los consumidores, siendo este uno de los recursos energéticos fundamentales dentro de la industria moderna. Para el usuario de la energía eléctrica, los sistemas de potencia aparentan mantenerse en un estado estable, es decir, sin perturbaciones, constante e infinita en capacidad. Sin embargo, la red eléctrica se encuentra sujeta a constantes perturbaciones originadas por la variación de carga, fallas debidas a causas naturales, así como también, otras que resultan de fallas en equipos u operación. A pesar de estas frecuentes perturbaciones, el sistema eléctrico de potencia mantiene un estado aparentemente estable debido básicamente a dos factores: la relación de tamaño entre el sistema eléctrico de potencia contra el tamaño individual de cargas o generadores, y debido a la correcta y rápida acción remedial tomada por los equipos de protección [2, 3].

Dado que los elementos que componen al sistema eléctrico de potencia son elevadamente costosos y por lo tanto representan un nivel elevado de inversión, entonces se deben incorporar sistemas de protección que permitan operar bajo un margen de confiabilidad y seguridad. La función de los sistemas de protección o la protección por relevadores, es la detección de condiciones anormales dentro del *SEP*, para una ejecución posterior de tareas correctivas, entre ellas el retiro rápido de cualquier elemento operando bajo condiciones anormales, con el fin de mitigar el mayor daño posible a los elementos de la red y tomar acciones que devuelvan a

la red eléctrica a un estado normal de operación. Una segunda aportación es la señalización, para la localización y clasificación de fallas para la interpretación del personal que opera la red. Los requerimientos principales que debe cubrir un esquema de protección son: clasificación de la falla, ofrecer la detección de la falla tan rápido como sea posible, y perturbar en lo menor que sea posible al sistema eléctrico local [1] - [4].

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En las últimas décadas, el diseño de los relevadores numéricos se ha enfocado en incrementar la potencia de procesamiento y ofrecer la capacidad de emular cualquier característica de otro tipo de relevador, como por ejemplo relevadores electromecánicos o de estado sólido mediante la implementación del procesamiento digital de señales con base a un algoritmo de protección predefinido [5, 6, 7].

Las subestaciones eléctricas actualmente contemplan los elementos de protección y control dentro de las mismas unidades de los relevadores numéricos, incluyendo circuitos de disparo como el único circuito de control que es cableado. Dispositivos como el microprocesador, unidades de memoria *RAM* y *ROM*, además del sistema de software, constituyen la parte fundamental en el diseño de un relevador numérico [5, 7].

Al evaluar la frecuencia con que los elementos de un *SEP* presentan falla, las líneas representan cerca del 50% de incidencia, donde las fallas de línea a tierra ocupan un 85% de ocurrencia. Como unidad remedial ante dicha problemática, las unidades de protección de sobrecorriente son de las más sencillas y económicas que tiene su aplicación en alimentadores radiales, líneas de transmisión cortas y como unidades de respaldo para equipos de pequeña capacidad [8].

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo general

- ✚ Desarrollar e implementar el hardware y software requeridos por un prototipo de relevador de sobrecorriente 50N/51N trifásico, que incorpore los medios necesarios para la programación local y reporte de fallas.

1.3.2 Objetivos particulares

- ✚ Diseñar el hardware requerido por el sistema de entrada analógica del relevador prototipo para la adquisición y filtrado de las señales eléctricas.
- ✚ Implementar los algoritmos de procesamiento digital de las señales eléctricas junto a los algoritmos de las unidades protección de sobrecorriente 50N/51N dentro de la tarjeta de desarrollo *FRDM-K64F*.
- ✚ Diseñar e implementar un dispositivo de interfaz humana que permita modificar los parámetros de línea, ingresar ajustes de las unidades de protección, monitoreo de las mediciones fasoriales y despliegue del reporte de falla acontecida.
- ✚ Diseñar e implementar elementos auxiliares como un sistema señalización visual por *LED's* ante fallas acontecidas y una fuente de alimentación requeridas por los componentes del relevador prototipo.
- ✚ Evaluar el relevador prototipo desarrollado con base a los tiempos de liberación de la falla ante diferentes magnitudes de corriente suministrada, así como también ante resultados obtenidos de un sistema radial simulado en el software *ASPEN OneLiner V10.12*.

1.4 JUSTIFICACIÓN

La constante búsqueda de reducir los tiempos de liberación de falla, ha mantenido en un creciente desarrollo a las unidades de protección, con la intención de mitigar los daños a equipos de la red eléctrica, los cuales representan una cuantiosa inversión de capital y que a su vez pueden ser destruidos bajo condiciones de falla en tan solo pocos segundos [3,4].

Los relevadores de sobrecorriente son la forma más común, sencilla y económica para llevar a cabo la protección de los sistemas eléctricos de potencia, con la finalidad de detectar niveles de corrientes excesivas y ejecutar decisiones correctivas. Los datos estadísticos de la incidencia de líneas en condiciones de falla sobrepasan por mucho al resto de los elementos que conforman al *SEP*, aunado a la probabilidad con que se suscitan fallas de línea a tierra, hacen denotar la importancia de las unidades de protección de sobrecorriente [3, 4, 8].

1.5 ESTADO DEL ARTE

El campo de la protección por relevadores data de aproximadamente hace 100 años donde las tecnologías de construcción de las unidades de protección a lo largo de este tiempo ha tenido grandes cambios. Los primeros relevadores iniciaron como unidades electromecánicas, para finales de la década de 1950 se realizó la transición a unidades de hardware de estado sólido y finalmente llegando a las unidades numéricas con las actualmente se siguen innovando, sin embargo, la presencia de relevadores electromecánicos permanece activa [2,3].

El crecimiento constante de la población origina una demanda eléctrica que con el tiempo incrementa y exige de mayor calidad en sus suministros; la capacidad para cubrir dicha demanda se puede considerar como un indicador del desarrollo de su economía nacional, ante tal incremento y la posible interconexión de redes eléctricas con el extranjero, abren la posibilidad de ofrecer energía eléctrica que resulte más económica para asegurar un beneficio que impactará en el crecimiento

de la economía de nuestro país. Como parte fundamental para operar bajo estándares de calidad ante tal situación, los sistemas de protección eléctricos y su correcta aplicación participan de forma esencial en garantizar un funcionamiento confiable y seguro del *SEP* [8].

El elemento más susceptible de fallas en un *SEP* es la línea de transmisión, ya que está expuesto por su longitud a las condiciones climatológicas y ambientales. La mayoría de estas fallas son producto de descargas atmosféricas, fallas de línea a tierra, problemas de aislamiento, contaminación, animales, hilos de guarda caídos e incluso actos vandálicos. Como medida remedial a ello se han aplicado sistemas de protección con relevadores de sobrecorriente, relevadores de distancia y relevadores tipo piloto [8].

La protección de sobrecorriente es de las más sencillas y la más económica, con las desventajas de ser una de las más difíciles de aplicar y la que más rápido requiere actualización de ajustes o reemplazo a medida que cambia la topología de la red eléctrica. Su aplicación se centra básicamente a circuitos de servicio propio de una subestación, en circuitos de distribución, en sistemas industriales y en algunas líneas de transmisión donde no puede justificarse el costo de la protección de distancia, o como respaldo en las líneas donde tiene protección por hilo piloto como protección primaria [4, 8].

1.5.1 Trabajos realizados en la *SEPI*-Esime Zacatenco

Dentro de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (*SEPI*), se han desarrollado algunos trabajos muy apegados al tópico de este trabajo. Siguiendo un orden cronológico, en [9]. Independientemente del tipo de unidad de protección, es uno de los primeros antecedentes en el desarrollo e implementación de algoritmos digitales para un relevador de distancia implementando un *DSP*. La gran similitud con el presente trabajo consiste en la discretización de señales eléctricas, procesamiento de dichas señales y aplicación de técnicas para ejecutar la lógica de protección establecida. Posteriormente a ello, en [10] se desarrolla el análisis de las

protecciones de sobrecorriente en redes de distribución bajo condiciones de falla, así mismo, la principal aportación al trabajo reside en la programación de la lógica del relevador de sobrecorriente en el software *EMTDC-PSCAD* y el análisis de resultados ante condiciones de falla.

Dentro de la *SEPI* se tienen registrados dos trabajos apegados al desarrollo e implementación de algoritmos para relevadores de protección, en [11] se desarrolla y simula la lógica de operación para unidades de sobrecorriente y distancia implementando el algoritmo de mínimos errores cuadrados como método de procesamiento de señales, mientras que en [12] el enfoque va directamente a desarrollar unidades de protección exclusivamente para redes de generación distribuida, y se lleva a la implementación por medio de una tarjeta de desarrollo rápido de prototipos.

1.5.2 Trabajos realizados fuera de la SEPI-Esime Zacatenco

Algunas investigaciones realizadas fuera de la *SEPI* y que están relacionadas son: En [13] se desarrolla un algoritmo de protección adaptable para un relevador de sobrecorriente, con el cual se brinden factores de sensibilidad, confiabilidad, velocidad de operación y selectividad, por medio de la readaptación de los parámetros de ajuste o modificación en la respuesta ante cambios en la red eléctrica. A la vez se proponen criterios de ajuste automático que no requiera de ningún ajuste por parte del operador, lo que conlleva a la obtención de la corriente de arranque y el tiempo de operación de forma automática.

Como segundo antecedente, [14] marca un punto de referencia de un prototipo propuesto y desarrollado con un *PIC* junto a un display para la visualización de parámetros, así mismo, se muestran los diagramas de flujo que describe la lógica del relevador e implementación de circuitos auxiliares para el acondicionamiento de las señales de entrada.

Existen registros de algunos trabajos realizados recientemente en el Instituto Politécnico Nacional totalmente relacionados con este trabajo, [15] desarrolla la simulación y programación para la lógica de un relevador de sobrecorriente direccional con disparo instantáneo y retardo de tiempo, para ello implementa el software EMTDC-PSCAD. Debido a la implementación de las técnicas de procesamiento digital de señales y lógicas programadas mantienen una similitud a lo desarrollado en este trabajo y forman un punto de comparación entre una etapa de simulación e implementación de algoritmos desarrollados para unidades de protección numéricas.

Asociado al modelado e implementación de los relevadores de sobrecorriente, [16] desarrolla e implementa los modelos correspondientes a relevadores de protección de sobrecorriente y distancia con base a la implementación en una tarjeta de desarrollo para el procesamiento e implementación de los modelos de relevadores propuestos.

Como antecedentes de la importancia de los relevadores de sobrecorriente dentro de la red eléctrica, [17], [18], [19] y [20] muestran la aplicación de la protección de sobrecorriente en sistemas de distribución, alimentadores de media tensión y servicios propios de subestaciones; complementario a las zonas de aplicación, [21] y [22] muestran casos de aplicación donde la protección de sobrecorriente toma participación para líneas de subtransmisión y líneas cortas.

Trabajos como [23] marcan un punto de referencia para el desarrollo de nuevos prototipos puesto que hace un estudio de las características, lógicas de operación, así como el análisis de la adquisición y procesamiento de señales aplicados en la evaluación y operación ante condiciones de falla con base a un relevador comercial SEL-421. Este modelado de unidades comerciales establece una guía en el desarrollo de prototipos nuevos tanto para los requerimientos y estándares establecidos por las unidades presentes en el mercado.

1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES

➤ Alcances

En este trabajo se desarrollan e implementan sistemas de hardware para construir un prototipo de relevador de sobrecorriente 50N/51N, tales como: Un sistemas de entrada analógica para la adquisición de señales de tensión y corriente, un módulo de filtro pasa bajas, un sistema de alarmas y señalización por LED's, así como un dispositivo de interfaz humana para la programación local del dispositivo y reporte de eventos ocurridos.

Dentro del sistema de software se encuentran implementados los algoritmos para el procesamiento digital y filtrado de las señales de tensión y corriente, así como la implementación de los algoritmos correspondientes a las unidades de protección 50N/51N. La etapa de software se encuentra contenida dentro de una tarjeta de desarrollo *FRDM-K64F* donde además, se implementan los periféricos necesarios para la interacción con las unidades de hardware.

El prototipo resultante se evalúa en comparación de resultados obtenidos de la evaluación de la curva característica de operación del relevador bajo diferentes magnitudes de corriente suministrada junto a resultados obtenidos en el software de simulación ASPEN OneLiner V10.12 con base a un sistema radial de prueba.

➤ Limitaciones

La carencia de reportes de falla reales que puedan ser aplicados al prototipo, impide evaluar su desempeño bajo estas condiciones de falla.

1.7 APORTACIONES

Este prototipo de relevador tiene los elementos necesarios para implementar otras funciones de protección presentes en los relevadores numéricos, las cuales pueden ser alcanzadas con la programación de los algoritmos de protección correspondientes y haciendo uso de las estimaciones fasoriales que se obtienen con este prototipo.

Como resultado final se consiguió alcanzar un prototipo de relevador de protección con características como:

- ✚ Un sistema de entrada analógica con la capacidad de procesar niveles de corriente con una resolución de 1.22 mA y un alcance de 80 A .
- ✚ Una interfaz de usuario para la programación local con fácil incorporación de nuevas ventanas correspondientes a otras unidades de protección y con la capacidad de presentar un reporte más detallado de falla.
- ✚ El diseño modular del prototipo permite una fácil modificación e inclusión de mejoras sin comprometer el resto de los componentes.
- ✚ El prototipo del relevador es completamente autónomo y no requiere de equipo externo para el análisis y modificación de ajustes.

1.8 ESTRUCTURA DE LA TESIS

En esta sección se describe de forma general cada uno de los capítulos expuestos en el presente trabajo.

- ✚ **CAPÍTULO I:** Da una descripción breve de la importancia y función de los equipos de protección en las redes eléctricas con base a los relevadores de sobrecorriente, planteando objetivos a realizar, así como también de los alcances, limitaciones y aportaciones obtenidas, tomando como antecedentes los trabajos realizados alrededor de este tema dentro de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Zacatenco, así como de otros trabajos fuera de ella.
- ✚ **CAPÍTULO II:** Contiene información teórica general de los relevadores de protección refiriéndose a los aspectos generales, elementos fundamentales de los esquemas de protección, evolución de las unidades de relevadores y definición de conceptos concernientes a las unidades numéricas y sobrecorriente en específico.

- ✚ **CAPÍTULO III:** Incluye información teórica acerca de las técnicas de procesamiento digital de señales, incluyendo aspectos fundamentales en el muestreo y filtrado de las señales, así como el detalle de los algoritmos implementados en las unidades numéricas para el procesamiento de las señales eléctricas.

- ✚ **CAPÍTULO IV:** Dentro de este capítulo se detalla el desarrollo del prototipo, donde primeramente se hace referencia al subsistema de entrada analógica con la respectiva calibración de los canales de adquisición y diseño de un filtro pasa-bajas, una segunda etapa incluye la construcción del panel frontal que se compone del sistema de señalización auxiliar por medio de *LED's* indicadores y las ventanas para el ingreso de ajustes en la interfaz humana, culminando con los algoritmos de programación contenidos en el microcontrolador para el desarrollo de la lógica de protección, análisis de falla y actualización de ajustes.

- ✚ **CAPÍTULO V:** En este capítulo se presentan los resultados obtenidos del prototipo de relevador, primeramente se hace un estudio del desempeño del convertidor analógico-digital y el subsistema de entrada analógica ante diferentes suministros de corriente, posterior a esto se verifica la operación de la unidad con base en un sistema eléctrico de prueba y se valida mediante la comparación de los resultados de la simulación realizada con un software comercial, así como la evaluación del tiempo de operación con una curva característica de la unidad de tiempo inverso diferente, considerando los mismos ajustes del relevador y sistema de prueba.

- ✚ **CAPÍTULO VI:** Expone las conclusiones obtenidas en las pruebas realizadas del muestreo y durante cada una de las etapas del prototipo, se hace un análisis de los resultados obtenidos en la validación en la comparación de la unidad desarrollada ante resultados de pruebas realizadas con el software de simulación. También se enlista para trabajos futuros posibles

incorporaciones de nuevas lógicas de protección, nuevos desarrollos en hardware e incorporación o desarrollo de nuevos medios para un análisis detallado de la falla.

 **APÉNDICES:** Contiene información técnica provista de las hojas de datos de los diferentes elementos empleados en cada etapa del sistema, el sistema de prueba para la comparación y verificación de operación de la unidad, así como los diagramas esquemáticos de cada una de los módulos que conforman al prototipo desarrollado.

CAPÍTULO II. SISTEMAS DE PROTECCIÓN DE SEP'S

La función de los sistemas de protección por relevadores es proveer la rápida liberación de cualquier elemento o aislar áreas del sistema eléctrico que se encuentran bajo condiciones anormales de operación. Debido a que cuando se hace presente una condición de cortocircuito o la operación de algún elemento de la red no es la adecuada, se pueden generar daños o perturbaciones que incluso colapsen la red eléctrica afectando la eficiencia del servicio.

Para implementar los esquemas de protección no sólo se requiere de relevadores, sino que estos trabajan en conjunto a los instrumentos de medición como transformadores de corriente (*TC's*) y transformadores de potencial (*TP's*), los cuales acondicionan a niveles de corriente y tensión respectivamente, para que sean admisibles para los relevadores de protección; en conjunto a estos equipos se encuentran los interruptores de potencia que son los encargados de la desconexión del elemento fallado cuando se recibe la señal proveniente del relevador de protección [1, 2, 4].

Dentro de la planeación de los esquemas de protección, la ubicación de los interruptores de potencia se efectúa con el fin de lograr la desconexión total de la red de cualquier generador, transformador, línea de transmisión, bus de conexión, entre otros; por lo tanto, los interruptores de potencia deben ser seleccionados para operar bajo cualquier condición de falla al menos por un pequeño periodo de tiempo, tanto en la apertura o cierre y cumpliendo con normas preestablecidas [1, 4].

Existen otras áreas de la red eléctrica donde el aspecto económico no justifica la implementación de estos interruptores de potencia y por ende la protección por relevadores no es implementada, dando entrada a otros elementos de protección como son restauradores o fusibles. Como se mencionó anteriormente, no todas las fallas son condiciones enfocadas a cortocircuito, por ejemplo en el caso de motores

La figura 2.1 desglosa del lado izquierdo los componentes principales de los sistemas de protección que son conectados a las líneas de C.A. mientras que del lado derecho se muestra el esquema de disparo por el relevador que es alimentado con los bancos de baterías. El funcionamiento de este esquema se describe considerando que el interruptor (52) se encuentra en funcionamiento y cerrado, el contacto 52a de igual forma se encuentra cerrado; cuando el relevador envía una señal de disparo, cierra su contacto energizando la bobina del contacto (CS) con el fin de retener la señal de disparo enviada por el relevador. Posterior a ello la bobina de disparo de interruptor (52T) es energizada para lograr la apertura del circuito de C.A. por medio de 52 [5, 24].

Retomando el esquema de la figura 2.1, los esquemas de protección se componen por:

- ▶ Relevadores
- ▶ Interruptores
- ▶ Banco de baterías
- ▶ Transformadores de corriente (*TC's*)
- ▶ Transformadores de tensión (*TP's*)

Los relevadores de protección se apoyan de entradas de tensión y corriente provenientes de los transformadores de instrumento o transductores (*TC's* y *TP's*), estos dispositivos reducen la magnitud de las señales eléctricas a magnitudes secundarias admisibles para el relevador, a su vez provee aislamiento eléctrico entre la red de eléctrica y los relevadores.

2.1.1 Transformadores de corriente (*TC's*)

La conversión que realizan los *TC's* entre las corrientes primarias y secundarias se encuentran expresadas por la relación de transformación (*RTC*) y que se encuentra expresada matemáticamente de la siguiente forma:

$$RTC = \frac{I_P}{I_S} \quad (2.1)$$

Donde:

$I_p = \text{Corriente en el devanado primario [A]}.$

$I_s = \text{Corriente en el devanado secundario [A]}.$

Esta *RTC* debe seleccionarse en base a las condiciones de cortocircuito en el punto de conexión y corriente nominal de la carga máxima, el diseño y selección de los *TC*'s debe considerar la presencia de corrientes de hasta 20 veces la corriente nominal al menos por un instante para evitar condiciones de saturación del núcleo. Las magnitudes de los valores secundarios de estos transformadores de instrumento se encuentran normalizados, una magnitud de 5 Amperes es aplicada en tecnologías norteamericanas y para tecnologías europeas se normalizan a una magnitud de 1 Amper [4, 15].

Los *TC*'s instalados en sistemas trifásicos (Figura 2.2) pueden ser configurados en conexión "Y" (estrella), la cual suministra las corrientes de línea al secundario, mientras que la conexión "Δ" (delta) suministra una diferencial entre las corrientes de la línea hacia las terminales del secundario [4].

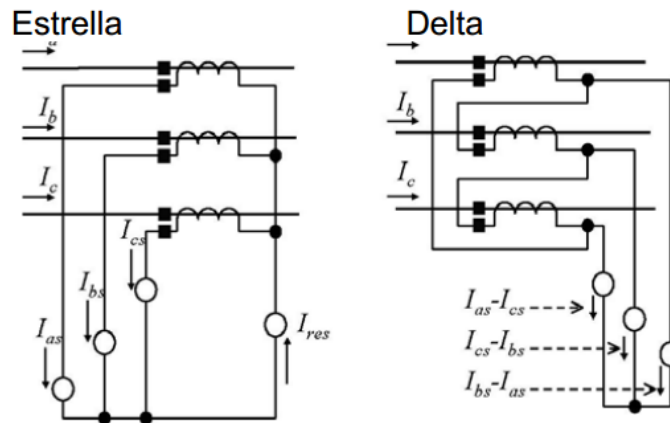


Figura 2. 2. Conexión "Y" y "Δ" en terminales secundarias de los TC's [4].

2.1.2 Transformadores de potencial (TP's)

De igual forma que para los $TC's$ existe una relación entre las tensiones del lado primario y secundario de los $TP's$, denominada RTP y se expresa de la siguiente forma:

$$RTP = \frac{V_P}{V_S} \quad (2.2)$$

Donde:

$V_P =$ Tensión en el devanado primario [V].

$V_S =$ Tensión en el devanado secundario [V].

Los $TP's$ normalizan sus tensiones secundarias en 120 V entre líneas y 69.3 V para tensiones de fase a neutro, la selección de la RTP se realiza en base a la tensión nominal del lado primario y considerando en su diseño niveles de sobretensiones del 20% de forma casi permanente. Las configuraciones típicas de conexión en los sistemas trifásicos es la conexión "Y" (estrella) y conexión " Δ " (delta) como se ilustra en la figura 2.3 que representan únicamente el escalado de la señal de entrada [4].

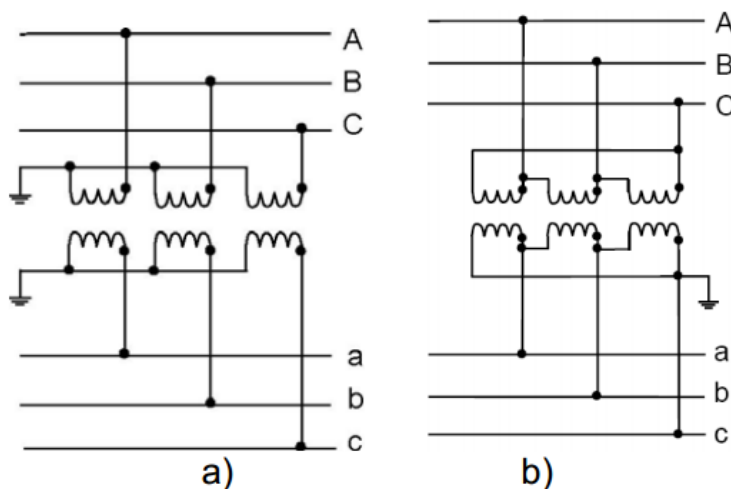


Figura 2. 3. Conexión "Y" y " Δ " en terminales secundarias de los TP's [4].

2.2 RELEVADORES NUMÉRICOS

Desde los inicios de los sistemas de protección utilizados como medio para la detección de fallas y condiciones anormales de operación en la red eléctrica, los relevadores han sido capaces de evaluar una variedad de variables eléctricas y parámetros de ajuste para establecer las acciones correctivas requeridas. Las variables más comunes donde se ven reflejados los efectos de una falla son la tensión y corriente, generalmente estas mediciones se realizan en las terminales del elemento a proteger y contemplan una zona de alcance determinada, además los relevadores numéricos incluyen entradas digitales para recibir estados lógicos de algunos contactos o interruptores [2].

Con los avances tecnológicos, la evolución de los relevadores ha dado grandes cambios y aportaciones para los operadores de la red. Las grandes ventajas de las tecnologías modernas ante las predecesoras son la detección de fallas, generación de reportes de los eventos y la lógica programable que puede emular cualquier equipo de protección e incluirlos en una sola unidad, llevando a la reducción de costos y espacios de instalación. En contra parte, el desarrollo de algoritmos de protección y lógicas para la emulación de las unidades predecesoras se vuelve complejo [4].

2.2.1 Tecnología de los relevadores

Previo a los relevadores el fusible fue el primer dispositivo de protección, este tiene una capacidad de interrupción de falla limitada y está diseñado para niveles de media y baja tensión. Posee la capacidad de actuar rápidamente ante corrientes de falla muy elevadas y que son capaces de fundir el material, sin embargo, cuando las corrientes de falla son de baja magnitud, la respuesta se vuelve lenta y se descarta la aplicación a sistemas de alta tensión donde la retención de fallas por tiempos largos compromete la estabilidad del sistema eléctrico.

Con los años, los relevadores han sido modificados desde las unidades electromecánicas, pasando por unidades de estado sólido hasta llegar a las unidades numéricas o digitales de hoy en día [3, 4].



Figura 2. 4. Evolución de las unidades de protección [3].

Los relevadores electromecánicos fueron la primera tecnología en ser usada en la protección de sistemas eléctricos de potencia, su principio de funcionamiento se basa en una fuerza electromagnética que hace mover o cerrar un contacto en respuesta a un estímulo. La fuerza electromagnética es generada por un flujo de corriente en uno o más embobinados en un núcleo magnético. Su principal ventaja es el aislamiento magnético que brinda entre entradas y salidas, no obstante son unidades de gran tamaño y complejas [3,4].

Los relevadores de estáticos hacen referencia al hecho que ninguno de los componentes de los relevadores se mueve, sin embargo esta no es una característica que deba cumplirse en su totalidad. La introducción de esta tecnología fue en los principios de los 1960's, su principio de funcionamiento está basado en el uso de dispositivos electrónicos analógicos que desempeñan las características de las unidades electromecánicas. Sin embargo, no tuvieron mucha presencia en el campo de aplicación debido al alto índice de fallas y defectos en el diseño, como resultado del grado de complejidad y cantidad de hardware para reproducir una simple característica de protección, por lo que se clasificaron como poco confiables [3].

Actualmente, los relevadores numéricos están basadas en uno o más procesadores de señal digital o por sus siglas en inglés *DSP* optimizados para el procesamiento en tiempo real de señales, al mismo tiempo que se ejecutan algoritmos matemáticos para las funciones de protección e incorporan paneles frontales que facilitan al usuario su programación. El desarrollo tecnológico ha conducido a disminución de costos y tamaño de los microprocesadores, memoria y

circuitos alimentadores de entrada-salida hacia un solo dispositivo de hardware que desempeñe una amplia gama de funciones. En pro de un procesamiento y análisis detallado de las señales adquiridas por el relevador, se implementan sobre un conjunto de *DSP's*, los cuales ejecutan en paralelo diversas tareas donde anteriormente era necesario una serie de dispositivos ahora se reduce a un simple dispositivo de hardware [3].

2.2.2 Estructura de los relevadores numéricos

Las arquitecturas de las unidades numéricas, se encuentra compuesta por uno o más *DSP's*, unidades de memoria, entradas y salidas tanto analógicas como digitales acompañados de fuentes de alimentación para la unidad. Para ejecutar más de una tarea o procesos los relevadores emplean varios procesadores, donde cada uno de ellos se les asigna a tareas de control de las entradas y salidas, Interface hombre-máquina y alguna lógica asociada, mientras tanto los otros son enfocados a ejecutar las lógicas de protección que sustituyen al conjunto de unidades de protección a un solo dispositivo. La figura 2.5 muestra un diagrama a bloques de la estructura interna de las unidades numéricas y la interrelación de comunicación entre cada bloque para la ejecución de las tareas de protección.

Una etapa crítica en el desarrollo de las unidades numéricas, es el diseño de los circuitos impresos que conforman el hardware del relevador, debe tenerse en consideración la posibilidad de incorporar nuevas unidades de hardware, por ello, es indispensable tener la factibilidad de acceder a entradas y salidas del dispositivo, sin comprometer la confiabilidad y disponibilidad de otros elementos. De igual forma las modificaciones en software no deben alterar a otros elementos de la protección, ni debe implicar un gran esfuerzo su incorporación [3].

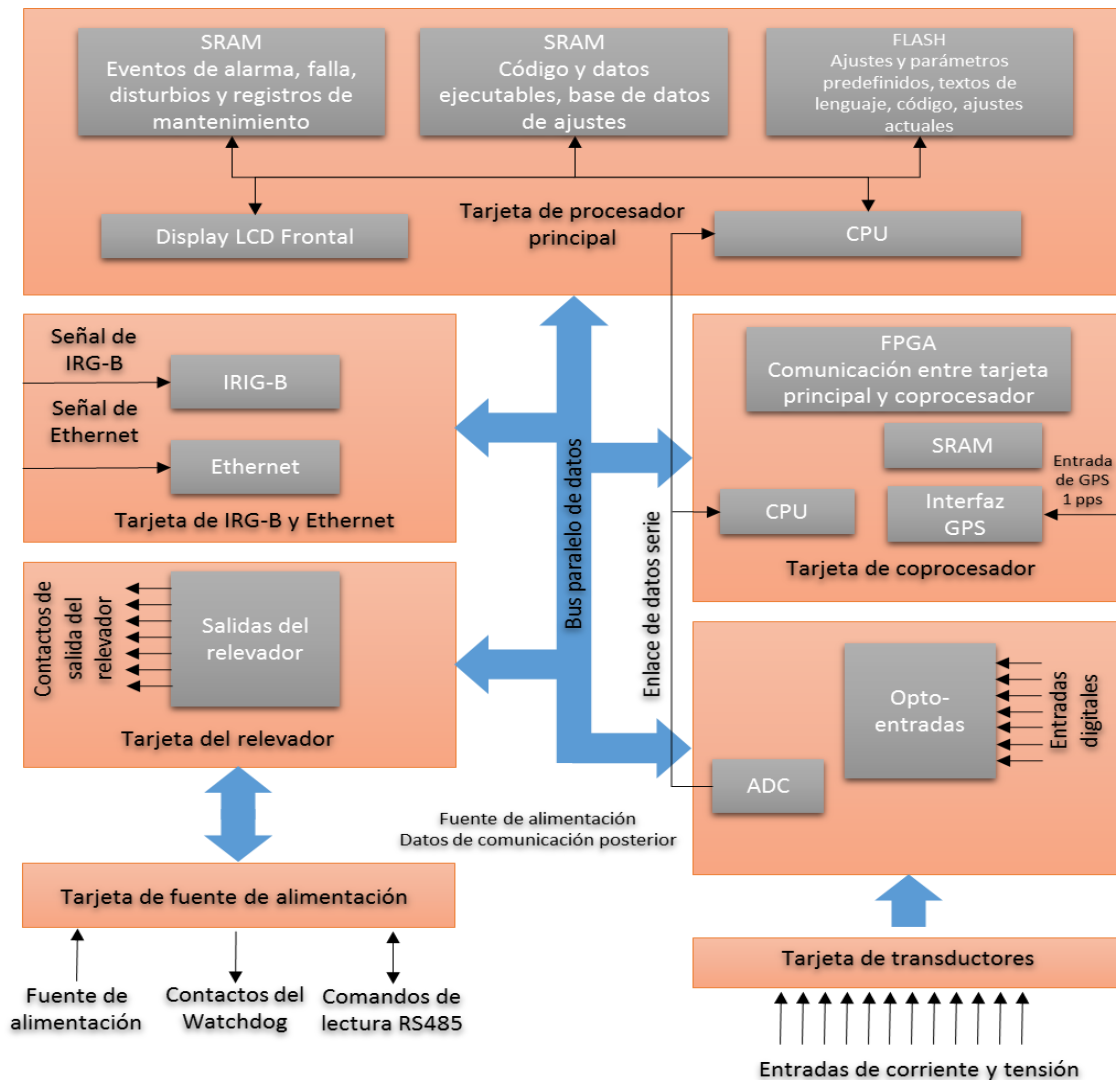


Figura 2. 5. Arquitectura típica de un relevador microprocesado [3].

Las unidades numéricas trabajan a altas velocidades, usan bajos valores de tensión, y deben ser inmunes ante interferencias conducidas y radiadas, propias del entorno de una subestación eléctrica. Por otro lado, con el fin de garantizar la inmunidad al ruido eléctrico del relevador, las señales analógicas adquiridas de la red eléctrica son aisladas por medio de transformadores de instrumento con la relación de transformación adecuada para evitar en lo posible deformaciones de las señales, adicionalmente las señales deben limitarse a magnitudes dentro de los rangos permisibles por la unidad, de otra forma la señal de entrada es recortada y con ello el contenido armónico podría causar una incertidumbre en la reproducción de la señal de entrada [3].

2.3 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS RELEVADORES NUMÉRICOS

Existen algunos conceptos básicos que forman la base de los relevadores numéricos, entre ellos el muestreo de señales de entrada tal como de tensión y corriente y el control de señales salida, por ejemplo la apertura o cierre de contactos para la conexión o desconexión de elementos de la red eléctrica. El muestreo de señales no se realiza en el tiempo continuo, sino que se realiza un muestreo a la vez y posteriormente pasan por un procesamiento y finalmente la estimación de fasores, acorde a un algoritmo programado [25].

El procesamiento digital de señales se genera la cuantificación de la señal de entrada y se realiza la comparación contra algún ajuste definido o bien, se realizan decisiones basadas en la lógica del relevador. Dependiendo del algoritmo utilizado, diseño del sistema o requerimiento de protección, la cuantificación de la señal de entrada puede ser realizada un múltiplo de veces en un solo ciclo o una sola vez en un múltiple número de ciclos [25].

2.3.1 Muestreo

El muestreo de la señal implica la transformación de una señal de entrada en el tiempo continuo al tiempo discreto, esto puede ser visto de forma matemática como la convolución de dos señales continuas en el tiempo. Supóngase que se tiene una señal senoidal de 60 Hz continua en el tiempo como en la figura 2.6 y una señal de la función de muestreo a 1440 Hz como la figura 2.7, la convolución de ambas señales genera el muestreo tal como se muestra en la figura 2.8.

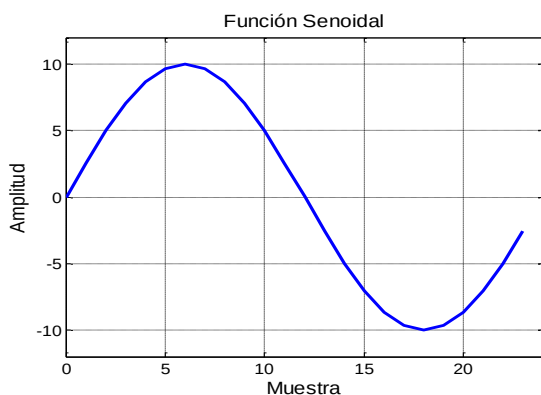


Figura 2. 6 . Señal senoidal continua en el tiempo [25].

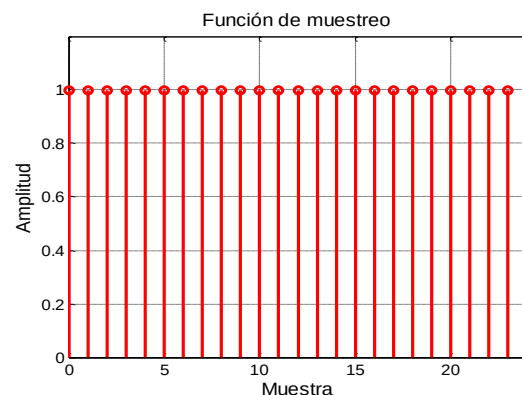


Figura 2. 7. Función de muestreo [25].



Figura 2. 8. Señal muestreada [25].

En la figura 2.8 se muestra que la convolución de las señales genera 24 muestras o puntos de la onda senoidal, ello depende del desempeño y características del microprocesador para la conversión y procesamiento de la señal. En sus inicios las unidades numéricas implementaron 4 muestras por ciclo para determinar la magnitud de la forma de onda, algunas unidades actuales sobrepasan por mucho a ese número de muestras por ciclo y algunas exceden las 96 muestras por ciclo [25].

2.3.2 Aliasing

Cualquier señal muestreada de la que no se conoce su frecuencia, abre la posibilidad de presentarse el fenómeno de aliasing. En general este fenómeno se traduce como una contaminación en el muestreo que toma lugar debido a que será imposible reproducir una señal de entrada, como resultado de las componentes de frecuencia ajenas a la fundamental. De ahí la importancia de los filtros pasa bajas. Este fenómeno se encuentra mejor detallado en el Capítulo 3 junto a las técnicas de procesamiento para evitar dicho fenómeno [25, 26].

2.3.3 Muestro y retención (S/H)

Para mantener constante una señal muestreada que es variante con el tiempo mientras espera su procesamiento, es necesario contar con un circuito de muestreo y retención o por sus siglas en Inglés “*Sample and Hold*” (S/H). La figura 2.9 muestra un ejemplo de este tipo de circuitos.

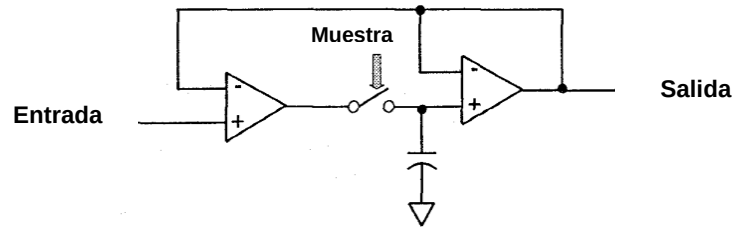


Figura 2. 9. Circuito de muestreo y retención [25].

La mayoría de los relevadores numéricos requieren información como una relación del tiempo y la señal de entrada para realizar la función de protección y control, para ello existen dos diseños en el muestreo múltiple de señales. El primero como en la figura 2.10a, se implementa un múltiple muestreo y retención de las señales de entrada, donde el punto favorable apunta al muestreo simultaneo, permitiendo comparación directa de las entradas y sin errores debidos al muestreo secuencial de las formas de onda [25].

Un segundo caso de circuitos de muestreo y retención se muestra en la figura 2.10b, en ella se denota el cambio en el posicionamiento del circuito de S/H, debido que ahora el muestreo es secuencial para múltiples señales de entrada durante intervalos de tiempo ya definidos, por lo tanto, un factor de corrección de las muestras a partir de la muestra inicial debe ser aplicado con el fin de compensar el tiempo transcurrido entre cada adquisición [25].

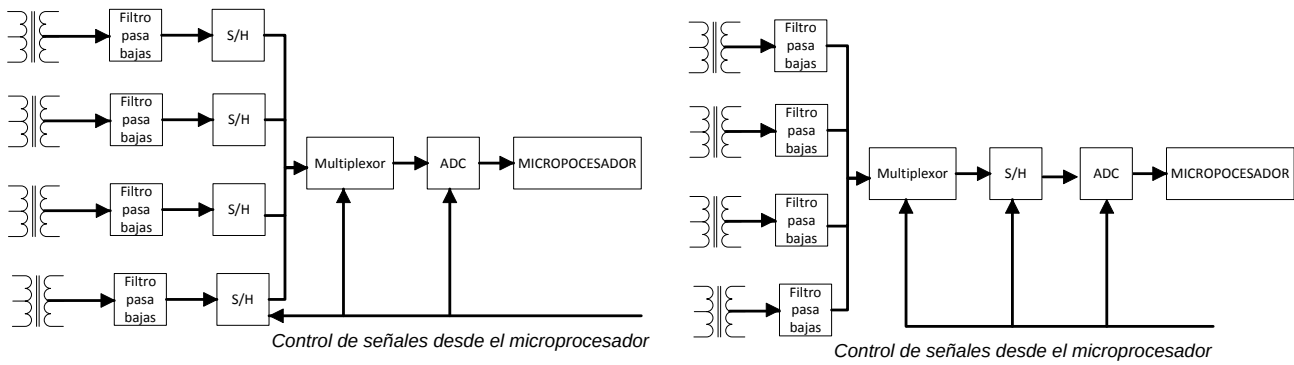
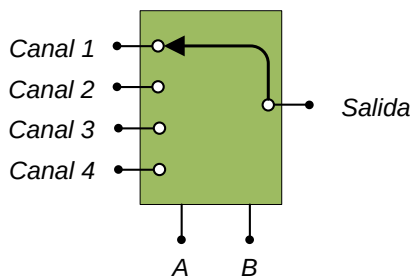


Figura 2. 10. Diseño de circuitos de S/H, a) Circuito múltiple, b) Circuito simple [25].

2.3.4 Multiplexor

El multiplexor o *MUX* hace referencia al funcionamiento de un interruptor, donde, el funcionamiento de este elemento consiste en la interconexión secuencial de cada una de las señales de entrada, una a la vez. Para la conmutación de las entrada el microprocesador toma parte en el control de este proceso, en la figura 2.11 se muestra un esquema del funcionamiento de un multiplexor de 4 canales de entrada, donde, cada una de las entradas puede ser seleccionada por el control de las entradas A y B [25].



Entrada de control		Conexión de salida			
A	B	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4
0	0	x			
0	1		x		
1	0			x	
1	1				x

Figura 2. 11. Esquema de un multiplexor de 4 canales [25].

2.3.5 Convertidor analógico digital

El convertidor analógico-digital (*ADC*) representa al punto central del proceso de muestreo. Debido al hecho que las unidades numéricas se basan en sistemas binarios, el *ADC* es el encargado de asignar o cuantificar la señal analógica muestreada en un número binario. El número de bits por volt depende directamente

de las características del *ADC*, sin embargo existen diferentes tipos de *ADC*'s y que son detallados en el capítulo 3 de este trabajo [25, 26, 27].

2.3.6 Microprocesador y circuitos periféricos

En cualquier relevador microprocesado, el microprocesador es el encargado del control. El microprocesador asocia con sus periféricos todos los circuitos de control, cálculo, auto verificación, y funciones de comunicación. Algunas unidades se apoyan de “Procesadores Digitales de Señales” (*DSP*) para mejorar el desempeño en procesos de cálculos cuando así es requerido. Un *DSP* se considera como un coprocesador numérico que trabaja en conjunto con el microprocesador primario. El *DSP* es un tipo específico de microprocesador cuya finalidad es satisfacer las necesidades en el desempeño de cálculos a alta velocidad que exceden significativamente el desempeño del microprocesador general [25].

Las unidades de protección numéricas de hoy en día, poseen la capacidad de desarrollar auto pruebas para evaluar la circuitería interna y operación del dispositivo, así mismo, muchos dispositivos poseen herramientas auxiliares para la identificación del tipo y severidad de la falla ocurrida en el sistema, en base a ello se generan alarmas y remociones de servicio del equipo involucrado. Dentro de las funciones del software del microprocesador es la retención de datos llevada a cabo en una memoria no volátil, con el crecimiento tecnológico en los últimos años y la incorporación a relevadores de protección basados en microprocesadores, la disponibilidad de almacenamiento ha ido en crecimiento llevando a sistemas de software más complejos [25].

En sus inicios las unidades numéricas implementaron circuitos de memoria “*Electrically Programmable Read Only Memory*” (*EPROM*) o módulos “*One Time Programmable*” (*OTP*) como software del sistema operativo. Como característica adicional la memoria *EPROM* puede ser borrada y reprogramada, al someter el circuito integrado a una fuente de luz ultravioleta [25].

Hoy en día las unidades numéricas implementan módulos de memoria *FLASH*. Dichas unidades de memoria permiten la reprogramación, aun cuando ya están instaladas dentro de la unidad del relevador. Con ello se han desarrollado técnicas y metodologías para la modificación del software en las unidades de protección. Por ende, se le permite al usuario actualizar, modificar y agregar mejoras en cualquier determinado momento que se desee con la simplicidad que ofrecen las avanzadas unidades de interfaz hombre-máquina [25].

Existen otros tipos de memoria no volátil que pueden ser encontradas dentro de las unidades de protección numéricas, la “*Electrically Programmable Read Only Memory*” (*EEPROM*) tiene aplicaciones de baja densidad, almacenamiento no volátil tal como ajustes y constantes de calibración de los relevadores. Por otro lado, las unidades de memoria volátil, la “*Static Random Access Memory*” (*SRAM*) ofrece alta velocidad, memoria volátil que es usada para almacenamiento temporal de datos durante cálculos, así como la retención de parámetros que no son requeridos bajo pérdida del suministro de potencial eléctrico del relevador [25].

2.3.7 Algoritmos

La llegada de las unidades numéricas, permitieron la implementación de algoritmos para el procesamiento digital de señales, esto radica básicamente en dos algoritmos que permiten la estimación de las variables de señales continuas en el tiempo, las cuales se discretizan para el análisis y en su caso la ejecución de acciones de una lógica programada en las unidades de protección numéricas. El primero es la Transformada Discreta de Fourier y el segundo, la Raíz Cuadrática Media, por sus siglas en ingles *DFT* y *RMS* respectivamente, estos son los algoritmos comúnmente implementados en estas unidades. La complejidad matemática impedía que estos algoritmos fueran posibles de implementar hasta la llegada de los relevadores numéricos y cada uno de ellos ofrece características que los conducen a aplicaciones específicas y que son detalladas en el capítulo 3 [25].

2.4 RELEVADOR DE SOBRECORRIENTE

En la protección de los sistemas de eléctricos de potencia, las unidades de sobrecorriente son reconocidas como la protección más usada para mitigar los efectos ocasionados por las corrientes excesivas producto de una sobrecarga o de alguna condición de falla. El cálculo de los ajustes de estas unidades se hacen en base a valores de sobrecorriente de falla y sobre carga, por ello existen diferentes tipos de relevadores de sobrecorriente para responder de una manera diferente ante los posibles escenarios y actuar bajo condiciones deseadas.

Las unidades de sobrecorriente se clasifican principalmente en tres grupos:

-  Relevadores de tiempo definido
-  Relevadores instantáneos
-  Relevadores de tiempo inverso

Los relevadores de tiempo definido no son comúnmente implementados, por otro lado, la aplicación de las unidades instantáneas y de tiempo inverso ayudan a los relevadores de protección a actuar ante los diferentes escenarios posibles en la red eléctrica, aunque existen situaciones topológicas de la red donde la aplicación de ambas características no es posible implementarlas en términos de coordinación de relevadores a lo largo del sistema [3, 4].

2.4.1 Relevadores de tiempo inverso e instantáneo

Ambas unidades de sobrecorriente tienen una aplicación específica para actuar ante diferentes magnitudes de corriente de falla. Si se presenta una amplitud de corriente por debajo de una condición de cortocircuito, la protección de sobrecorriente de tiempo inverso es la destinada a actuar para niveles inferiores al nivel de ajuste de la unidad instantánea. Esta unidad opera de forma inversamente proporcional a la magnitud de la corriente de entrada una vez que es superado el ajuste de la corriente de activación, por lo tanto, para magnitudes de corriente muy elevada, el tiempo de operación es reducido, esta característica ofrece una buena

selectividad ante las diferentes contingencias del sistema eléctrico con base a la curva característica de tiempo-corriente con que opera el relevador de sobrecorriente, esta curva de operación se selecciona de una familia de curvas características con diferente comportamiento y que decrecen de forma diferente para niveles elevados de corriente. La selección de estas curvas se realiza en base a los requerimientos y criterios establecidos para la protección del elemento [3, 4].

Por otro lado, las unidades de sobrecorriente instantáneas poseen un funcionamiento más simple. Estas unidades responden de manera inmediata cuando la corriente de entrada supera el valor del ajuste asignado, normalmente estos ajustes se basan en niveles de cortocircuito y ayudan en la coordinación de protecciones, entre otros, para evitar el traslape entre la operación de unidades remotas de protección. La figura 2.12 muestra una combinación de ambas unidades y la velocidad de operación ante diferentes niveles de corriente [3].

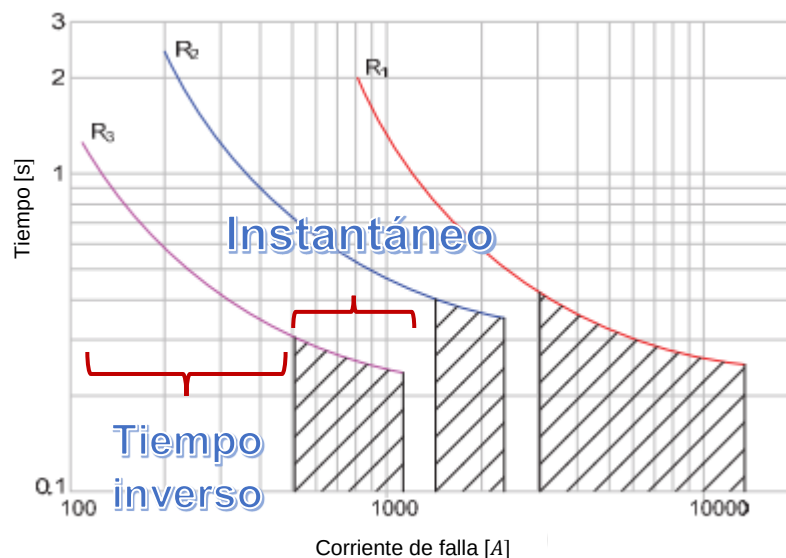


Figura 2. 12 Curva de operación de la combinación de la unidad de sobrecorriente de tiempo inverso e instantánea [3].

La figura 2.12 muestra la coordinación de tres relevadores, estando presentes las características de las unidades de sobrecorriente de tiempo inverso e instantánea, la característica tiempo inverso se denota por la sección curvada de cada uno de los relevadores con base a las corrientes de falla, por otro lado, la unidad

instantánea se denota por la sección achurada a la cual le corresponde un tiempo de liberación instantáneo. La aplicación de la unidad instantánea del relevador R2 con respecto al relevador R1 es un claro ejemplo de evitar el traslape entre ambas unidades con la finalidad de mantener un tiempo de discriminación entre ambas unidades [3, 4].

2.4.2 Ajustes de las unidades de sobrecorriente

Actualmente las unidades de protección de sobrecorriente incorporan unidades trifásicas con ambos elementos, tanto de tiempo inverso como instantáneo. La determinación de estos ajustes considera una serie de criterios, dependiendo del elemento que se va a proteger, el tiempo de operación de unidades adyacentes en la red, del margen de discriminación y selectividad de la falla, junto a la topología de la red ante la obtención de múltiples ajustes debido a circuitos paralelos [4].

2.4.2.1 Ajuste de la unidad instantánea

El ajuste de esta unidad es sencillo puesto que con base al elemento a proteger, ubicación o consideración de la carga, se asigna un valor, donde una vez superando la corriente de ajuste, este manda la señal de disparo hacia el interruptor de potencia. Cabe mencionar que estas unidades no tienen un margen de efectividad al 100%, sin embargo, ofrecen una mayor eficiencia cuando las impedancias del elemento a proteger son mayor que la impedancia de la fuente [4].

La aplicación de estas unidades se espera que actúen rápidamente ante fallas críticas del sistema y pueden ayudar a garantizar la selectividad en la coordinación de relevadores de sobrecorriente con retardo de tiempo. De forma resumida los criterios para la obtención del ajuste en base al elemento a proteger son:

- ✚ **Líneas entre subestaciones:** 125% de la corriente *RMS* para en nivel de cortocircuito máximo en la subestación remota. Matemáticamente el ajuste de la unidad instantánea se define como;

$$I_{instantánea} = 1.25 I_{cc} \quad (2.3)$$

- ✚ **Líneas de distribución:** 50% de la corriente máxima de corto en el punto de conexión del TC correspondiente al relevador o de entre 6 y 10 veces la capacidad máxima del circuito.

$$I_{instantánea} = 0.5 I_{cc} \quad (2.4)$$

- ✚ **Unidades en transformador del lado primario:** Entre 125 y 150% de la corriente de cortocircuito en el lado de bajo voltaje referido al lado de alto voltaje.

$$I_{instantánea} = (1.25 \text{ a } 1.5) I_{cc} \quad (2.5)$$

Existe una serie de recomendaciones y consideraciones para casos especiales mencionadas en [4] que ayudan en la coordinación para garantizar una mejor selectividad en todas las unidades y evitar traslapes entre los tiempos de operación [4].

2.4.2.2 Ajustes de la unidad de tiempo inverso

Los ajustes de estas unidades son sencillos y cada uno de ellos determina la velocidad de operación del relevador la cual es inversamente proporcional a la corriente de falla. Los ajustes para estas unidades son referidos al secundario de los TC's y posteriormente se ingresan los ajustes al relevador [4]:

- ✚ **Corriente de activación o ajuste de pick up**

Este ajuste determina el valor de corriente para el cual, el relevador inicia su función en la liberación de falla, dicho valor se expresa como el ajuste multiplicador o múltiplos del tap, para una corriente de falla dada. El valor de este ajuste, toma en cuenta un factor de sobrecarga y la corriente nominal del elemento a proteger, referidos al lado secundario del TC, tal y como se muestra en la ecuación 2.6 [4].

$$I_{pickup} = \frac{FSC * I_{nominal}}{RTC} \quad (2.6)$$

Donde:

- ⊕ I_{pickup} , es el valor del ajuste la corriente de activación.
- ⊕ FSC , es el valor de sobrecarga del elemento a proteger que toma valores comúnmente de 1.25 o 1.5 en base al elemento a proteger, con posibles restricciones mencionadas en [4].
- ⊕ $I_{nominal}$, es el valor de la corriente nominal que circula en el punto de conexión del TC.
- ⊕ RTC , es la relación de transformación del TC.

Margen de discriminación

Este ajuste consiste en un retardo de tiempo para la operación de unidades de sobrecorriente que realizan su función de protección de respaldo ante una misma corriente de falla cuando las unidades se encuentran radialmente aguas arriba; la consideración de este ajuste permite la selectividad y operación de unidades aguas abajo, previo al requerimiento de unidades de respaldo como consecuencia de falla de las unidades de protección primaria. Debido a las nuevas tecnologías de las unidades numéricas el valor de este ajuste puede tomar valores tan bajos como de 0.2 s [4].

Dial de tiempo o Palanca de tiempo

También conocido como ajuste del retardo del tiempo (TD), se interpreta como un escalar que desplaza la curva característica de operación del relevador para modificar la velocidad de operación una vez alcanzado los valores de la corriente ajuste. Anteriormente este ajuste se traducía en la separación física entre los contactos fijos y móviles en las unidades electromecánicas, hoy en día este ajuste es insertado matemáticamente dentro de la formulación del tiempo de operación de las unidades numéricas y ayuda en el proceso de coordinación con unidades

remotas de protección. La figura 2.13 muestra el desplazamiento de la curva de operación del relevador ante diferentes valores del tiempo de dial [3, 4].

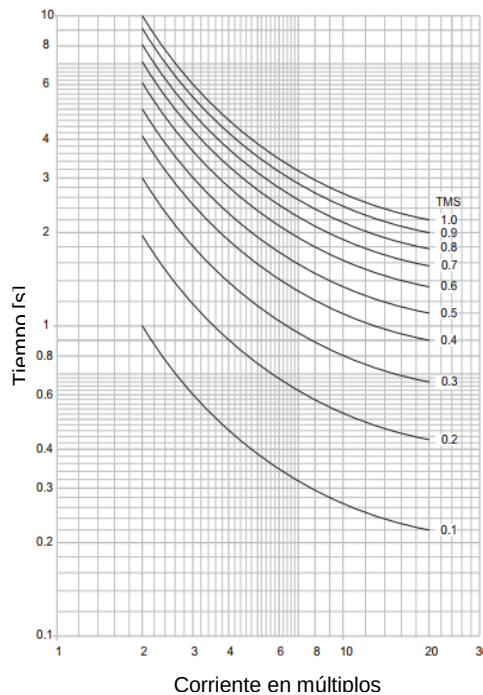


Figura 2. 13. Curva característica de la unidad de tiempo inverso bajo diferentes valores del Dial [3].

Curva de operación

La característica de tiempo inverso de estos relevadores se encuentra definida con base a una curva que decrece inversamente en el tiempo a medida que la corriente de falla aumenta, estas curvas se encuentran definidas por estándares en forma de ecuaciones que pueden ser introducidas a las unidades de protección numéricas ya que son utilizadas para evaluar la corriente de falla y así determinar su tiempo de operación. En [3] y [28] se muestran los estándares que rigen estos ajustes de las unidades numéricas junto a la definición estandarizada para las unidades de tiempo inverso. La figura 2.14 ilustra el comportamiento de estas curvas.

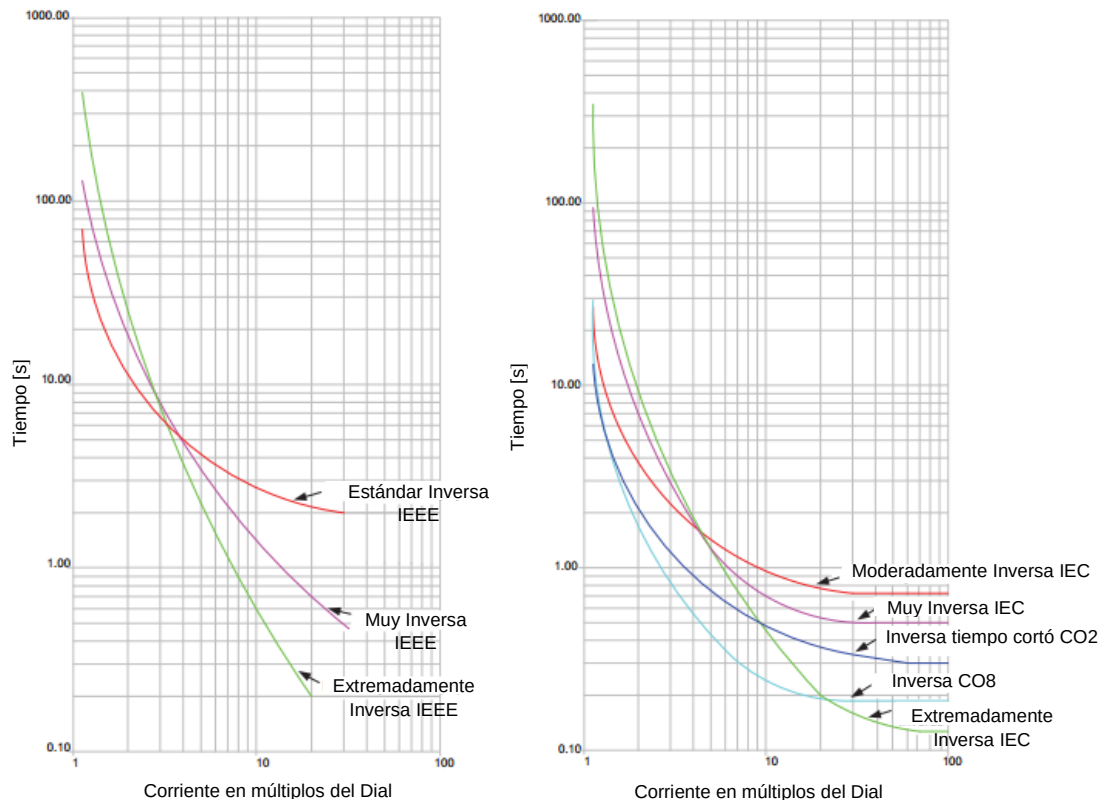


Figura 2. 14. Curvas estandarizadas de operación para las unidades de tiempo inverso [3].

Cada una de las curvas características de la figura 2.14 puede ser expresada con base a una ecuación analítica con diferentes valores de coeficientes correspondiente a cada uno de los estándares. Si la corriente inducida al relevador es superior al ajuste de la corriente de activación, se tiene la implicación que:

Para $M > 1$

$$t(I) = \frac{TD}{k} \left(\frac{\beta}{M^{\alpha} - 1} + L \right) \quad (2.7)$$

Donde:

- ✚ $t(I)$ es el tiempo de disparo.
- ✚ M es la relación entre la corriente falla y la corriente de activación (I/I_{pickup}) .
- ✚ α, β y L son constantes provistas por la curva característica.

Los valores de las constantes de las curvas características están definidos en la tabla 2.1 correspondiente a los estándares norteamericanos y europeos [3, 4, 28].

Tabla 2. 1. Estándares de las constantes ANSI/IEEE y IEC para los relevadores de sobrecorriente [3, 28].

Curva característica	Estándar	α	β	L	k
Moderadamente inversa	IEEE	0.02	0.0515	0.114	7
Muy inversa	IEEE	2.0	19.61	0.491	7
Extremadamente inversa	IEEE	2.0	28.2	0.1217	7
Inversa	CO8	2.0	5.95	0.18	7
Inversa tiempo corto	CO2	0.02	0.0239	0.0169	7
Estándar inversa	IEC	0.02	0.14	0	1
Muy inversa	IEC	1.0	13.5	0	1
Extremadamente inversa	IEC	2.0	80.0	0	1
Inversa de tiempo largo	UK	1.0	120	0	1

Los relevadores de protección para sistemas de potencia que son diseñados para la práctica norteamericana utilizan curvas *ANSI/IEEE*. La tabla 2.1 considera un factor k correspondiente a ecuaciones estandarizadas por algún proveedor, en este caso [3]. El ingeniero en protecciones debe tener la certeza de que se aplique el factor k adecuado, o algún otro asignado con base a los estándares provistos por el fabricante [3, 4, 28].

Cuando la magnitud de la corriente inducida al relevador es inferior al ajuste de la corriente de activación, el modelado del relevador corresponde a la ecuación 2.8 que se muestra a continuación:

Para $0 < M < 1$

$$t(I) = \left(\frac{t_r}{M^2 - 1} \right) \quad (2.8)$$

Donde:

- + $t(I)$ es el tiempo de restauración.
- + M es la relación entre la corriente inducida y la corriente de activación (I/I_{pickup}) .
- + t_r es el tiempo de restauración para $M = 0$.

El tiempo de restauración para los estándares norteamericanos se encuentran expresados en la tabla 2.2 conforme a los valores normalizados de [28].

Tabla 2. 2. Estándares ANSI/IEEE normalizados para el tiempo de restauración de los relevadores electromecánicos de sobrecorriente [28].

Curva característica	Estándar	t_r
Moderadamente inversa	IEEE	4.85
Muy inversa	IEEE	21.6
Extremadamente inversa	IEEE	29.1

Las ecuaciones 2.7 y 2.8 conforman la base del algoritmo que siguen las unidades de sobrecorriente conforme a la corriente inducida en el relevador. En la sección de anexos de [28] se hace el desarrollo matemático para la obtención de estas ecuaciones, partiendo del modelo dinámico de un relevador electromecánico de protección contra sobrecorriente.

CAPÍTULO III. TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

En la vida diaria se encuentra con un gran número de fenómenos físicos que se encuentran siempre en cambio, por ejemplo, como la luz, el sonido, la electricidad o señales electromagnéticas; estos fenómenos se describen como señales analógicas debido a su constante cambio con respecto al tiempo, una manera de obtener información útil de estos fenómenos es a través del procesamiento digital. Para llevar a cabo el procesamiento de estas señales se inicia con un muestreo y cuantificación de las señales, a este proceso se le conoce como “digitalización”, la digitalización es un proceso que conlleva a la discretización de las señales tanto en tiempo como magnitud y que requiere de un convertidor analógico-digital o por sus siglas en inglés “ADC”, como elemento de hardware para esta tarea.

La etapa posterior a la digitalización de las señales corresponde a la obtención de información útil para ejecutar acciones de control o ejecutar acciones predefinidas en un lógica programable, como parte del hardware para esta tarea se incorpora un procesador digital de señales, por sus siglas en inglés “DSP”, en los cuales reside una lógica de acción ante los valores otorgados por el ADC. Sin embargo, la interacción del dominio discreto del DSP con los fenómenos físicos no se logra totalmente sin los Convertidores Digital-Analógico, por sus siglas en inglés “DAC”, los cuales hacen posible dicha interfaz [29, 30, 31].

En relación a los sistemas eléctricos de potencia con los relevadores de protección, los valores de tensión y corriente provenientes de los TP's y TC's son digitalizados y procesados para cumplir con una lógica programada en los relevadores para la toma de acciones de control predefinidas. A lo largo de este capítulo se detallan los puntos sobre el procedimiento y hardware requeridos para la protección de los SEP's, así como consideraciones teóricas para el procesamiento digital de las señales de tensión y corriente e interacción con el SEP desde el punto de vista del relevador hacia el resto de los elementos de la red.

3.1 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE UN RELEVADOR

Enfocándose directamente hacia los relevadores de protección, estos dispositivos son totalmente dependientes de las mediciones obtenidas de la red eléctrica, las grandes magnitudes de tensión y corriente que son reducidas por medio de los *TP's* y *TC's* son enviadas a los puntos de conexión del relevador, sin embargo estas señales aun no pueden ser procesadas. Debido a lo anterior, se requieren de otros *TP's* y *TC's* auxiliares, los cuales nuevamente reducen a magnitudes de tensión y corriente admisibles para su procesamiento, además junto a otros elementos de hardware filtran y ajustan las señales a magnitudes permisibles para procesar en un microcontrolador, a este proceso se le conoce como acondicionamiento de la señal [4, 29].

Posterior a ello, las mediciones son almacenadas y digitalizadas para su procesamiento, ejecución de algoritmos y comunicación y/o control del relevador, principalmente estos dos últimos requieren de hardware adicional para ser ejecutados y enviar señales compatibles con el sistema a interactuar. La figura 3.1 presenta un diagrama a bloques del proceso que sigue un relevador microprocesado y los bloques principales que lo conforman [4, 29].

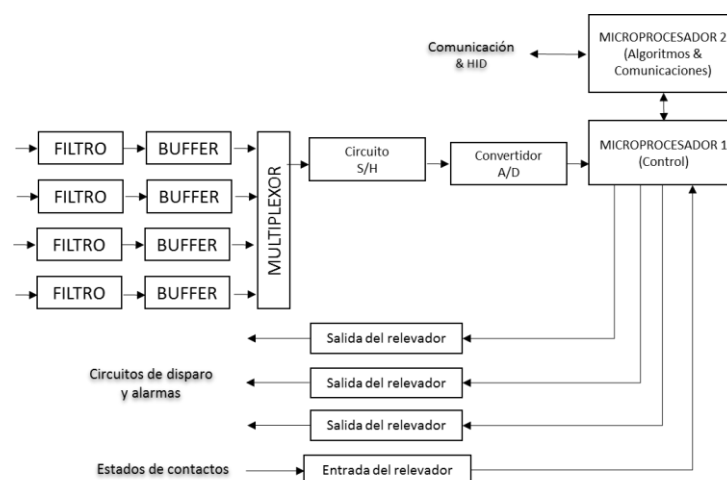


Figura 3. 1. Diagrama a bloques generalizado del proceso de un relevador de protección microprocesado [4].

En el capítulo 2 se detallaron algunos de los elementos ilustrados en la figura 3.1, sin embargo, hay algunos otros elementos que requieren puntualizarse. Hablando de los *ADC's*, las características de cada tipo de convertidor se vuelven importantes en la selección del hardware; por otro lado, el conocer el desempeño de los algoritmos de procesamiento digital ante diferentes señales de entrada, habilitan la selección adecuada con base a la aplicación destinada del prototipo de relevador. A lo largo del capítulo 3 se desglosa la explicación de los componentes principales en los relevadores de protección y algunas de las consideraciones necesarias durante la implementación del hardware utilizado.

3.2 DIGITALIZACIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS

Al hacer referencia del término “digital” implica la existencia de un número finito de valores distintos para cuantificar una variable, en contra parte, el término “analógico” hace referencia a un intervalo continuo de valores. Los sistemas digitales se enfocan en la discretización de señales por medio del muestreo y su cuantificación en amplitud, el muestreo y cuantificación constituyen los pasos primordiales para lograr la conversión analógica-digital; en general, este proceso consiste en pasar señales continuas en tiempo y magnitud a señales en valores discretos en magnitud y tiempo [31, 32].

En algún momento surgió la duda de los beneficios de procesar las señales digitalmente, partiendo que las señales analógicas debían ser procesadas por electrónica analógica mientras que el procesamiento digital se desarrolla con computadoras y microprocesadores, donde, los métodos analógicos son potencialmente rápidos, dado que las señales se procesan tan rápido como estas llegan debido a que la característica de su respuesta en el tiempo es lo suficientemente rápida. Por otro lado, las técnicas digitales son la implementación de algoritmos que reproducen características naturales, donde, si el equipo es lo suficientemente rápido y los algoritmos son eficientes ante un lento suministro de datos, el procesamiento puede ser realizado en tiempo real, no obstante, con el

crecimiento exponencial de la tecnología, los equipos se vuelven más capaces de desarrollar un procesamiento digital en tiempo real [32].

La ventaja principal del procesamiento digital de señales se basa en la consistencia ante las diferentes señales de entrada, en otras palabras, bajo la misma señal de entrada, la salida procesada siempre será la misma, siempre y cuando no se presenten perturbaciones por offset o derivaciones en los componentes electrónicos. La segunda ventaja principal del procesamiento digital es debido a la implementación de los *DSP*, donde estos se componen de circuitos lógicos digitales muy complejos que pueden ser encapsulados en un solo chip, y posibilitan la reducción del número de componentes y tamaño, así como también elevan la confiabilidad del sistema [32].

3.2.1 Teorema de muestreo

Considerándose una señal continua en tiempo con un ancho de banda B Hz que no contiene componentes de frecuencia superiores, entonces esta puede ser determinada completamente por la toma de muestras uniformemente bajo una frecuencia de muestreo, el “**criterio de muestreo de Nyquist**” establece que la frecuencia de muestreo debe ser al menos del doble del ancho de banda de la señal a reconstruir [29, 32, 33, 34, 35].

Este criterio se expresa como:

$$B < \frac{f_s}{2} ; f_s > 2B \quad (3.1)$$

Donde:

-  B : Ancho de banda de la señal muestreada
-  f_s : Frecuencia de muestreo

3.2.2 Aliasing

Este fenómeno se origina al no satisfacer el criterio de muestreo de Nyquist, lo que conlleva a la reconstrucción de señales erróneas. En la figura 3.2 se muestra una señal entrante con un ancho de banda B de 1260 Hz, y se emplea una frecuencia de muestreo de $f_s=1200$ Hz.

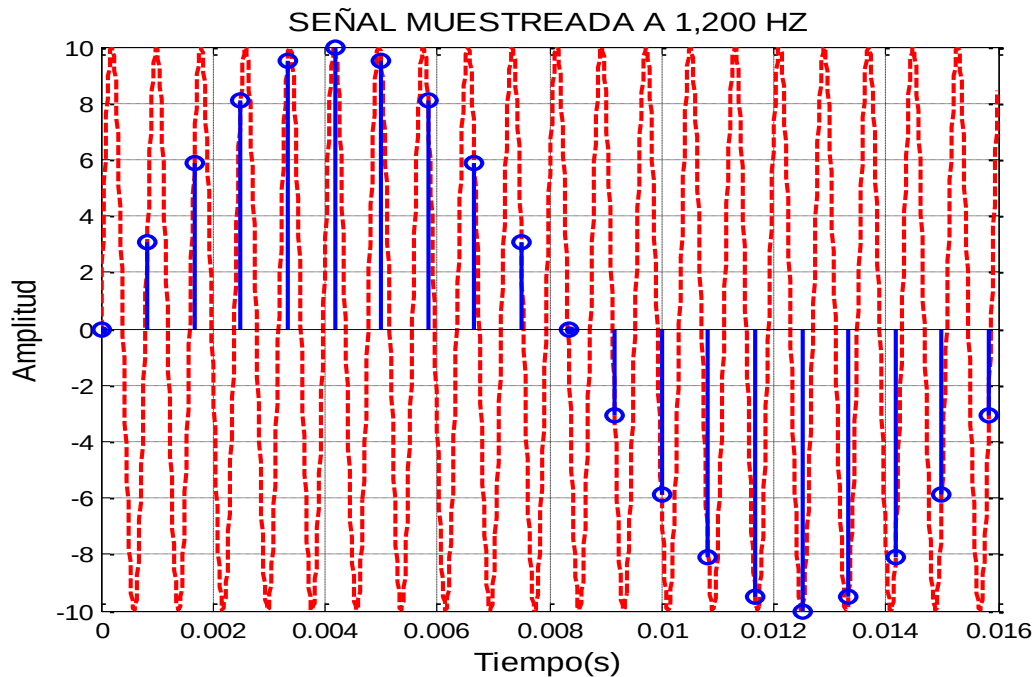


Figura 3. 2. Aliasing [4].

Retomando la ecuación 3.1 para la evaluación del teorema de muestreo con base al ancho de banda de la señal de entrada y la frecuencia de muestreo, se concluye un incumplimiento del criterio de Nyquist, producto de ello se observa de la figura 3.2 que la señal de entrada (múltiplo de la frecuencia de una señal fundamental de 60 Hz) se repite varios ciclos, no obstante, bajo la frecuencia de muestreo establecida, el conjunto de muestras aparentan regenerar una señal fundamental, puesto que cada una de ellas coinciden con la componente fundamental [4, 25, 32].

Retomando el teorema de muestreo, la presencia de una señal fundamental contaminada por componentes de frecuencia superiores al medio de la frecuencia de muestreo según requerido por el criterio Nyquist puede llevar a la reconstrucción

errónea de la señal requerida, causando la distorsión del espectro de la componente fundamental. Por ello se implementan filtros antialiasing que rechacen dichas componentes de frecuencia que no cumple con el teorema de muestreo para evitar que señales de frecuencias superiores a un medio de la frecuencia de muestreo aparezcan como múltiplos de la componente de frecuencia fundamental [4, 25, 32].

3.2.3 Filtros anti-aliasing

En la práctica de los relevadores de protección el fenómeno de aliasing implica una falla en la precisión de mediciones que a su vez afectan el funcionamiento de las unidades de protección. La aplicación de **“filtros selectivos en frecuencia”**, permite el paso de componentes de frecuencias dentro de un ancho de banda, eliminando el ruido y permitiendo el paso de las componentes de frecuencia requeridas [26, 27, 30, 32].

Los filtros básicos, se pueden clasificar en:

-  Pasa-bajas.
-  Pasa-altas.
-  Pasa-bandas.
-  Rechaza-bandas.

En la práctica, los filtros pasa-bajas y pasa-bandas toman participación como filtros anti-aliasing para los relevadores de protección. El diseño de filtros en el tiempo discreto se define como la determinación de parámetros para una función de transferencia o de una ecuación diferencial que se aproxime a una respuesta al impulso o a una respuesta en un ancho de banda requerido, dentro de tolerancias específicas [26].

El diseño de filtros requiere realizar las siguientes etapas:

- Especificación de las propiedades requeridas del sistema.

- Aproximación de las especificaciones mediante un sistema causal en tiempo discreto.
- Realización del sistema.

Aunque estos tres pasos no son independientes, de forma más detallada el primero es altamente dependiente de la aplicación y el tercero de la tecnología utilizada para la realización. En términos prácticos, el filtro deseado se realiza utilizando hardware digital y se emplea a menudo para filtrar una señal que proviene de una señal continua en el tiempo dejando pasar las componentes de frecuencia que estén dentro del ancho de banda requerido [26].

3.2.3.1 Filtros pasa-bajas

El diseño de filtros es un tópico muy práctico y complejo, la aplicación puede ser realizada por medio de filtros pasivos o activos; los filtros pasivos se conforman por un conjunto de resistencias, capacitores e inductores, por otro lado los filtros activos se complementan con circuitos integrados (CI) de Amplificadores Operacionales (*Op-Amp's*), estos filtros se conforman igualmente de elementos pasivos con la variante de emular el comportamiento de un inductor con la posición estratégica de un capacitor [36].

Aunque los filtros pasivos son relativamente comunes no son adecuados para todas las aplicaciones, la ganancia de un filtro pasivo resulta difícil de establecer, y en muchas veces es deseable la aplicación en los circuitos del filtro. Cualquier filtro puede ser diseñado por medio de alguna aproximación básica con base a una función de transferencia [4, 36].

Durante el desarrollo de filtros, se deben establecer algunas consideraciones entorno a los límites de tolerancia y bandas de operación. La figura 3.3 muestra las regiones y especificaciones concernientes al diseño.

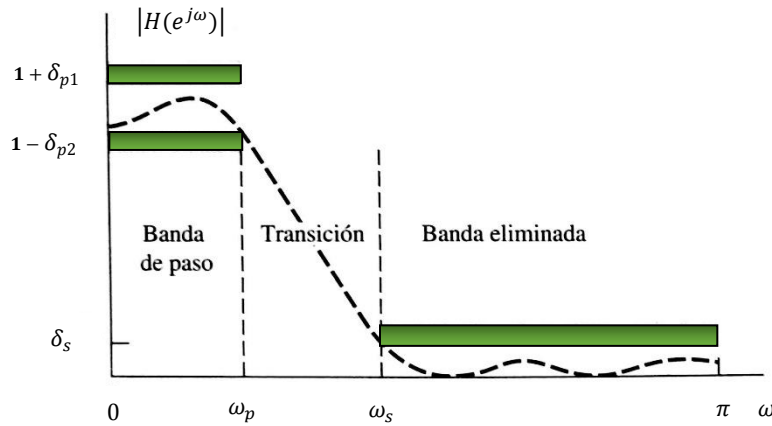


Figura 3. 3. Esquema de tolerancias para el diseño de filtros [26].

Donde:

- ✚ ω es el espectro de la frecuencia de entrada.
- ✚ ω_p es el parámetro de la frecuencia de corte deseada para el diseño, donde se delimita la banda paso.
- ✚ ω_s es el parámetro de diseño conocido como frecuencia de rechazo, indica el inicio de las frecuencias que superiores a ella se desean eliminar.
- ✚ δ_{p1} , δ_{p2} indican la ganancia permisible a lo largo de la banda de paso, esto se determina en base a la aplicación.
- ✚ δ_s indica la ganancia máxima permisible en la banda eliminada.

De la figura 3.3 se observan tres regiones de operación; una primera región denominada “**banda de paso**” es aquella región donde las señales dentro de ese ancho de banda serán admisibles, actuando como filtro pasa bajas se desea idealmente que la ganancia a lo largo de toda esta región sea completamente unitaria. En la segunda zona de operación, denominada “**banda de transición**” corresponde a todos los valores de frecuencia para los cuales se empieza el decremento en ganancia, esta zona se hace más estrecha a medida que se incrementa el grado del filtro o si se reduce la diferencia entre la frecuencia de corte

y frecuencia de rechazo. La tercera región, “**banda eliminada**” es la región de las frecuencias que representan los valores de frecuencias rechazadas, donde, la ganancia es próxima o igual a cero [26].

La configuración más básica de los filtros activos pasa-bajas se conforma por un filtro pasivo pasa-bajas en conjunto a un amplificador operacional que ofrece un valor de ganancia entre la tensión de entrada y salida. La configuración de este simple filtro se muestra en la figura 3.4, así mismo, cuando se desea obtener un filtro pasivo se elimina la sección de la ganancia del amplificador operacional dejando un circuito en serie entre R_2 y C con la tensión de salida V [36].

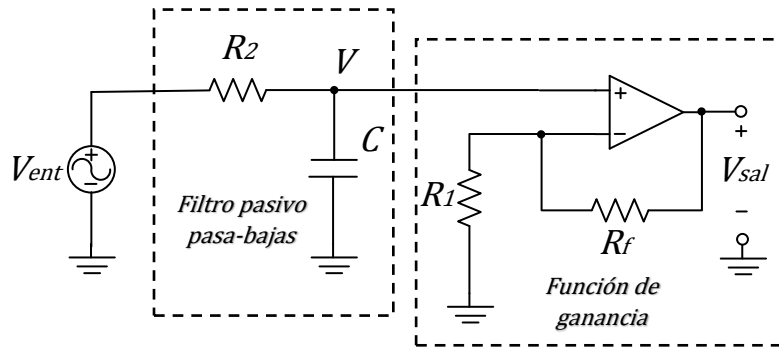


Figura 3. 4. Filtro activo pasa-bajas de primer orden [36].

Para el filtro de la figura 3.4 se tiene que la frecuencia de corte está definida por:

$$\omega = \frac{1}{R_2 C} \quad (3.2)$$

Por otro lado la ganancia de amplificación del filtro está dado por:

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (3.3)$$

La figura 3.4 muestra la configuración de un filtro pasa-bajas de primer orden, una de las configuraciones más simples que existen, en la práctica, para alcanzar el comportamiento de un filtro ideal se emplean funciones de aproximación descritas por funciones de orden mayor que implican también, implementar filtros en cascada para generar la función de transferencia de aproximación [36].

3.2.4 Modos de operación de los amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales son Circuitos integrados (CI) implementados para efectuar operaciones matemáticas tales como suma, resta, multiplicación, división, derivación e integración con base al modo de operación que sea implementado. Estos circuitos integrados poseen la virtud de poder trabajar tanto para señales de C.A. o C.C. y requieren de fuentes externas de tensión de entre $\pm 15 V_{C.C.}$ [36].

3.2.4.1 Amplificador Inversor

Los *Op-amp*'s poseen configuraciones básicas con las cuales se pueden designar ganancias a una o a un conjunto de señales eléctricas, las cuales se pueden sumar o restar. El “amplificador inversor” es una configuración que permite asignar una ganancia de amplificación o atenuación de una señal de entrada, con la condición de que esta señal se verá invertida en signo. La figura 3.5 muestra el diagrama esquemático de esta configuración [36].

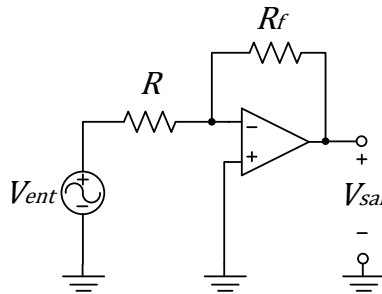


Figura 3. 5. Amplificador inversor [36].

El esquema de la figura 3.5 puede ser expresado en base a la función de transferencia de la configuración del amplificador, aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff se obtiene una ecuación que expresa el voltaje de salida (V_{sal}) en función del voltaje de entrada (V_{ent}) como se muestra en la ecuación 3.4 [36].

$$V_{sal} = -\frac{R_f}{R} V_{ent} \quad (3.4)$$

3.2.4.2 Amplificador no inversor

La segunda configuración básica de los amplificadores operacionales, permite únicamente la amplificación de la señal de entrada sin la inversión del signo como diferencia al anterior. Cabe mencionar que esta configuración siempre entregará una señal de salida mayor o igual a la señal de entrada. La figura 3.6 muestra el diagrama esquemático de esta configuración [36].

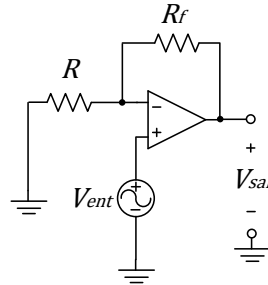


Figura 3. 6. Amplificador no inversor [36].

De igual forma que en la configuración anterior, el voltaje de salida se puede expresar en términos del voltaje de entrada por medio de la ecuación 3.5 [36].

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) V_{ent} \quad (3.5)$$

3.2.4.3 Seguidor de tensión

Esta configuración se define como un amplificador de ganancia unitaria, la utilidad de este tipo de configuración radica en la retención de la señal de entrada. La ecuación que describe el comportamiento de la configuración, se define como la igualdad de la entrada con la salida expresados por la ecuación 3.6, el esquema de esta configuración se muestra en la figura 3.7 [36].

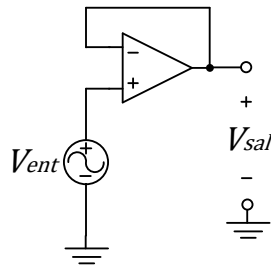


Figura 3. 7. Seguidor de voltaje [36].

$$V_{sal} = V_{ent} \quad (3.6)$$

3.2.4.4 Amplificador sumador

Esta configuración se puede considerar como una de las aplicaciones más útiles de los *Op-amp's* y es muy similar del amplificador inversor. Esta configuración permite realizar la suma de dos o más señales de entrada con una ganancia de atenuación o amplificación según se desee, la figura 3.8 muestra el diagrama esquemático de esta configuración [36].

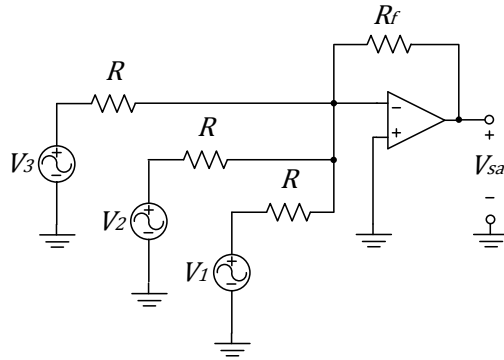


Figura 3. 8. Amplificador sumador [36].

La figura 3.8 muestra un amplificador sumador para tres señales de entrada, donde existe la posibilidad que si el valor de la resistencia R es diferente para cada una de las señales de entrada, estas pueden ser sumadas con una ganancia de forma individual, aunado a ello, al igual que en el amplificador inversor la suma total de las señales sufre un cambio de signo debido a la naturaleza de la configuración. La ecuación 3.7 muestra la función que describe el voltaje de salida en función al voltaje de entrada [36].

$$V_{sal} = -\frac{R_f}{R}(V_1 + V_2 + V_3) \quad (3.7)$$

3.2.4.5 Amplificador de diferencia

Como su nombre lo dice, esta última configuración de los *Op-amp*'s realiza una simple diferencia entre dos señales de voltaje de entrada, la figura 3.9 muestra el diagrama esquemático de esta configuración [36].

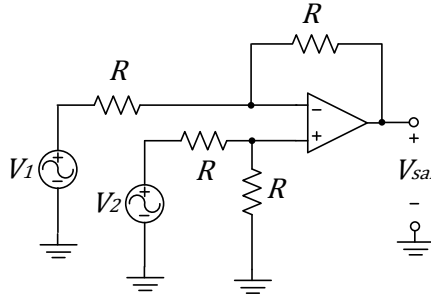


Figura 3. 9. Amplificador de diferencia [36].

Dado que los valores de las resistencias del esquemático de la figura 3.9 son iguales, las señales de voltaje no sufren una amplificación o atenuación alguna, la respuesta de este circuito se traduce como una simple deferencia entre ambas señales de entrada como se expresa en la ecuación 3.8 [36].

$$V_{sal} = V_2 - V_1 \quad (3.8)$$

3.2.5 Convertidor analógico-digital

Un convertidor analógico-digital (por sus siglas en ingles *ADC*) convierte los valores de una señal analógica de voltaje a valores digitales en formato binario. El procedimiento inicia una vez que la señal ha pasado previamente por un filtro pasabajas, donde se rechazan las frecuencias por encima de un medio de la frecuencia de muestreo para prevenir efectos de aliasing. Esto pasa por el circuito de muestreo y retención para finalmente ser muestreada por el convertidor y cuantificarse en valores binarios. Este valor binario es representado por “n” bits, lo que determina la resolución del convertidor, la cual puede ser típicamente de 8, 10, 12, 16 y 21, en base a las características de cada dispositivo y fabricante [29, 32].

Existen una variedad de convertidores existentes en el mercado, normalmente contienen circuitos de muestreo y retención, diferentes métodos de cuantificación son usados y determinan el tipo de convertidor. Estos *ADC* cubren una variedad de velocidades de conversión, resolución (número de bits que representan la salida), así como niveles de voltaje permitidos [32].

Existen algunos tipos de convertidores tales como:

- ✚ Contador-Rampa, Rampa simple o Rampa doble
- ✚ Seguidor.
- ✚ Aproximaciones sucesivas.
- ✚ Bipolar.
- ✚ Paralelo.
- ✚ Sigma delta.

El tipo de convertidor puede influir en el desempeño de la aplicación, sin embargo los fabricantes normalmente implementan convertidores del tipo trampa y aproximaciones sucesivas. Debido al tipo de hardware implementado en el prototipo propuesto, se detalla el funcionamiento del convertidor de aproximaciones sucesivas [4, 29].

3.2.5.1 Convertidor de aproximaciones sucesivas

Este tipo de convertidor tiene la característica que el tiempo de conversión es mínimo. El convertidor de aproximaciones sucesivas está compuesto de tres bloques principales: un convertidor digital-analógico (*DAC*), un registro de aproximaciones sucesivas (*SAR*) y un comparador. La figura 3.10 muestra el diagrama esquemático de un convertidor de 4 bits [29, 32].

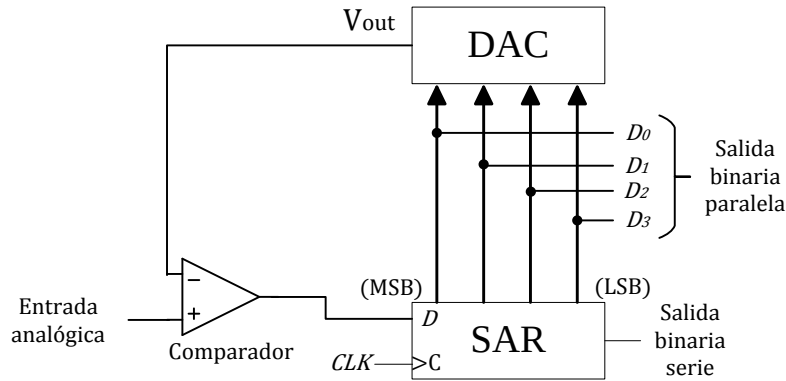


Figura 3. 10. Esquema a bloques del convertidor de aproximaciones sucesivas de 4 bits [32].

El funcionamiento de este convertidor radica en la habilitación secuencial de cada uno de los bits del convertidor, empezando desde el bit más significativo (por sus siglas en ingles **MSB**) hasta llegar al bit menos significativo (por sus siglas en ingles **LSB**). Con cada habilitación de los bits, el comparador verifica que la señal de entrada posea el peso del bit habilitado en base a la resolución del convertidor, en otras palabras, el comparador verifica que la tensión analógica de entrada sea mayor o menor que la salida del DAC. Si la salida del DAC es mayor que la entrada analógica, la salida del comparador pasará a nivel *BAJO*, haciendo que el bit en el registro sea cero. Si la salida es menor que la entrada analógica el bit 1 se mantiene en el registro. Este proceso se realiza iterativamente para la asignación de cada uno de los bits del convertidor, desde el bit de mayor al de menor peso, una vez que se ha realizado la comparación de todos los bits, el tiempo de conversión habrá finalizado [4, 29, 32].

VENTAJAS:

- ✚ Este es un convertidor muy rápido.
- ✚ De lógica muy popular y usada en muchos convertidores de 8 y 16 bits.

DESVENTAJAS:

- ✚ El principal factor limitante es el tiempo requerido para estabilizar el DAC.

- ✚ Otro limitante es el tiempo requerido por el comparador para responder a las señales de entrada, los cuales pueden variar por cantidades muy pequeñas.
- ✚ La entrada debe permanecer constante durante el periodo de conversión.

Una de las características que destaca a este tipo de convertidor es el tiempo de conversión constante ante cualquier valor de entrada. Esta velocidad radica en dos aspectos de su funcionamiento, la frecuencia de reloj del convertidor y el número de bits de resolución. Para ilustrar esta característica, la figura 3.11 y 3.12 muestran la respuesta de convertidores de aproximaciones sucesivas con diferentes resoluciones de 4 y 8 bits respectivamente, así como con diferentes frecuencias de reloj de 10 y 100 Hz respectivamente ante una señal de entrada de $2.5 V_{C.C.}$.

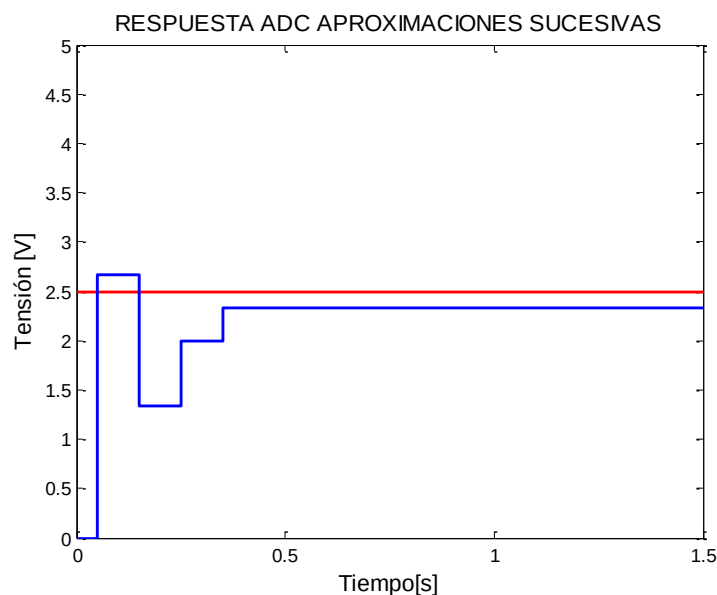


Figura 3. 11. Respuesta del convertidor de aproximaciones sucesivas con un convertidor de 4 bits y una frecuencia de reloj de 10 Hz [4].

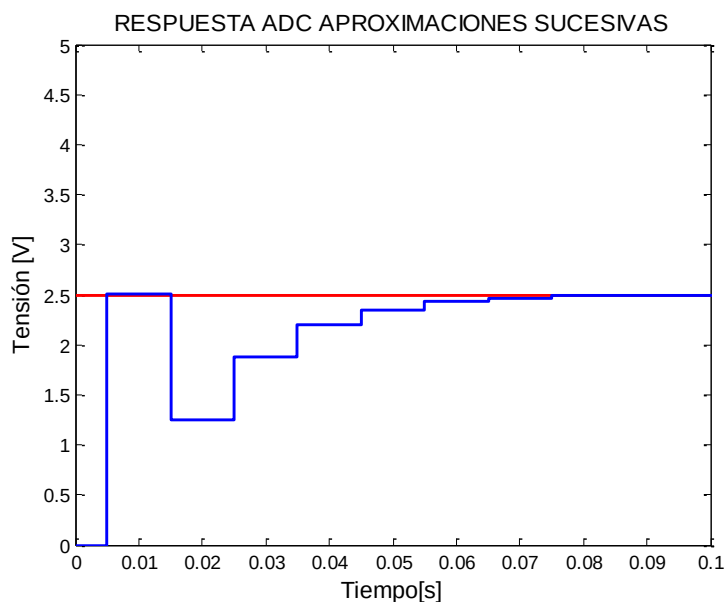


Figura 3. 12. Respuesta del convertidor de aproximaciones sucesivas con un convertidor de 8 bits y una frecuencia de reloj de 100 Hz [4].

En las figuras 3.11 y 3.12 se puede observar la repercusión de los bits de resolución y la frecuencia de reloj del convertidor. De ambas figuras se puede concluir que una mayor resolución del convertidor reduce el error en la digitalización de la señal muestreada, así como que incrementa el número de pulsos de reloj para concluir el tiempo de conversión, sin embargo un incremento en la frecuencia de reloj, implicará tiempos de conversión más cortos [4, 29, 32].

3.3 ALGORITMOS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

En el capítulo 2 en la sección que describe las tecnologías de los relevadores, se hace referencia que los relevadores numéricos se basan en la conversión analógica-digital de señales continuas en el tiempo, provenientes de los transformadores de instrumento y procesadas en el tiempo discreto en base a un algoritmo, estas tecnologías pueden implementar dos algoritmos básicos de procesamiento, la raíz cuadrática media por sus siglas en inglés “**RMS**” y la transformada discreta de Fourier por sus siglas en inglés “**DFT**”. Estos algoritmos cobran gran importancia debido a las variables estimadas y los que se pueden derivar de las mediciones

obtenidas de los *SEP*'s, por ello se describen la base de estos algoritmos con sus respectivas implicaciones [3, 25].

3.3.1 Raíz Cuadrática Media (*RMS*)

Este algoritmo es un método para el cálculo de la energía total contenida en una forma de onda. Para este algoritmo las componentes de frecuencia diferentes a la fundamental son incluidas, inclusive las componentes de C.C. [25].

La ecuación del *RMS* es:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt} \quad (3.9)$$

Donde:

- ⊕ T es el periodo de la señal de entrada
- ⊕ x es la señal de entrada

Para un sistema discreto, la ecuación 3.9 es convertida a:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^2(k)} \quad (3.10)$$

Donde:

- ⊕ N es el número de muestras obtenidas por ciclo
- ⊕ k es el número de muestra

En resumen, este algoritmo como su nombre lo dice, realiza la raíz cuadrada de la media de los cuadrados de las muestras en un periodo de muestreo definido, considerando los valores instantáneos muestreados sin discriminar componentes de frecuencia que no sean de interés. El algoritmo de ***RMS*** presenta el mismo rendimiento que un algoritmo de ***DFT*** cuando la entrada es puramente fundamental, sin embargo, este algoritmo como se ha comentado, **no rechaza ninguna**

componente de frecuencia incluyendo las componentes decrecientes de DC. Este comportamiento **no es útil en los equipos de protección**, puesto que compromete la confiabilidad de los relevadores, sin embargo, el algoritmo no se descarta del todo de los equipos de protección, debido que en la **aplicación recae en aplicaciones para la aproximación de energía en características de calentamiento tal como en unidades de sobreexcitación** [25].

3.3.2 Transformada discreta de Fourier (*DFT*)

El algoritmo de la ***DFT*** conforma parte principal en el procesamiento digital de las unidades de protección numéricas, por medio de este algoritmo se obtienen mediciones fasoriales de las señales de tensión y corriente provenientes de los transformadores de instrumento. El algoritmo de la ***DFT*** tiene la característica de fungir como un filtro pasa bandas de componentes armónicas cercanas al valor de la frecuencia fundamental, este algoritmo se basa en dos filtros (**filtro seno y coseno**), los cuales extraen las componentes real e imaginaria de una señal para conformar un fasor, que a su vez se encargan de filtrar la señal de entrada de algunas componentes armónicas o ruidos contenidos en ella [25, 37].

Para la compresión de este algoritmo, considérese una señal senoidal pura definida como:

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \phi) \quad (3.11)$$

Para la cual se tiene que:

- ⊕ $x(t)$ es la función senoidal de entrada continua en el tiempo t
- ⊕ X_m es el valor máximo o la amplitud de la señal senoidal
- ⊕ ω es la velocidad angular definida en rad/s
- ⊕ θ pertenece al ángulo de fase de la señal de entrada

Supóngase que se parte de una señal senoidal pura y que se encuentra representada en referencia a una función coseno por definición del fasor, por lo tanto

θ corresponde a un retraso de 90° . La figura 3.13 muestra la representación de esta señal entrada [4, 37].

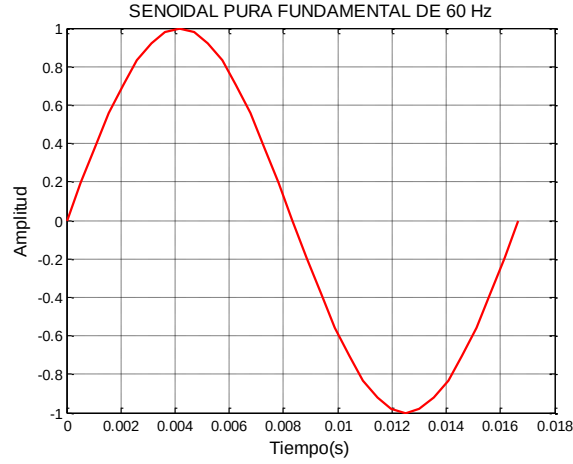


Figura 3. 13. Senoidal pura fundamental de 60 Hz [4].

Con fines ilustrativos de analizar el algoritmo de forma generalizada al mismo tiempo que se aplica en un caso particular, la figura 3.13 representa una señal pura a una frecuencia fundamental de 60 Hz .

Cualquier función periódica en el tiempo puede ser reproducida por series de Fourier, dado que la función de la ecuación 3.11 cumple esta condición, el algoritmo lleva a la representación fasorial de la señal senoidal. Por lo tanto la ecuación 3.11 se redefine a una función senoidal $x(t)$ con frecuencia $k f_0$ con una serie de Fourier expresados como:

$$x(t) = a_k \cos(2\pi k f_0 t) + b_k \sen(2\pi k f_0 t) \quad (3.12)$$

$$x(t) = \left(\sqrt{a_k^2 + b_k^2} \right) \cos(2\pi k f_0 t + \theta) \quad (3.13)$$

Donde:

$$\theta = \arctan\left(\frac{-b_k}{a_k}\right) \quad (3.14)$$

De la ecuación 3.11 y de las definiciones teóricas del fasor se llega a la representación de [36, 37]:

$$X_k = \left(\sqrt{a_k^2 + b_k^2} \right) e^{j\theta} \quad (3.15)$$

$$X_k = a_k - jb_k \quad (3.16)$$

La ecuación 3.16 muestra la representación compleja del fasor. Recordando que cualquier señal periódica puede ser reproducida por series de Fourier, la *DFT* representa el cálculo de la transformada de Fourier para un grupo de muestras tomadas de una señal de entrada $x(t)$. La transformada de Fourier es calculada en pasos discretos en el dominio de la frecuencia, tal como la señal de entrada es muestreada en instantes discretos en el dominio del tiempo, de lo anterior se establece que para la señal periódica de entrada se obtendrán N número de muestras bajo un tiempo de muestreo de ΔT , partiendo de la representación 3.16, usando la relación de los coeficientes de las series de Fourier con la *DFT*, la representación para la k – *esima* componente armónica de la fundamental es dada por [37]:

$$X_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta T) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (3.17)$$

$$X_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta T) \left(\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right) \quad (3.18)$$

Usando la notación $x(n\Delta T) = x_n$, y $\frac{2\pi}{N} = \phi$ (ϕ es el ángulo del muestreo en términos del periodo de la componente de frecuencia fundamental) se obtiene:

$$X_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n (\cos(kn\phi) - j \sin(kn\phi)) \quad (3.19)$$

Separando las sumatorias de los términos de seno y coseno se tiene:

$$X_{kc} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos(kn\phi) \quad (3.20)$$

$$X_{ks} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin(kn\phi) \quad (3.21)$$

La ecuación 3.20 representa la parte real del fasor, mientras que la ecuación 3.21 representa la parte imaginaria del fasor. Entonces el fasor X_k es dado por:

$$X_k = X_{kc} - j X_{ks} \quad (3.22)$$

Donde la representación polar es obtenida por:

$$|X_k| = \sqrt{X_{kc}^2 + X_{ks}^2} \quad (3.23)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{-X_{ks}}{X_{kc}}\right) \quad (3.24)$$

$$X_k = |X_k| \angle \theta \quad (3.25)$$

Las ecuaciones 3.20 a 3.25 representan las ecuaciones que conforman el algoritmo de la *DFT* para la representación fasorial de la señal de entrada discretizada $x(t)$, en la ecuación 3.11 la señal de entrada es referida en términos de una función coseno, tomando en cuenta que en los SEP's las señales eléctricas son consideradas funciones senoidales que representan un desfase de 90° en atraso con respecto a la función coseno de la ecuación 3.11. El desfase no resulta totalmente obvio, por ello, algunas bibliografías evalúan el algoritmo en base a una señal de referencia senoidal lo que reescribe a la ecuación 3.11 en [4, 38]:

$$x(t) = X_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3.26)$$

Este cambio se deriva en el intercambio de las componentes rectangulares del fasor de las ecuaciones 3.20 y 3.21 para formar la parte imaginaria y real respectivamente por lo que el algoritmo para la representación fasorial queda definido por [4]:

$$X_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n (\sin(kn\phi) + j \cos(kn\phi)) \quad (3.27)$$

$$X_k = X_{ks} + j X_{kc} \quad (3.28)$$

$$|X_k| = \sqrt{X_{ks}^2 + X_{kc}^2} \quad (3.29)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{X_{kc}}{X_{ks}}\right) \quad (3.30)$$

$$X_k = |X_k| \angle \theta \quad (3.31)$$

Nota: Recuerde que la *DFT* toma valores de un número definido de valores de la señal de entrada, este grupo de valores representan una ventana de datos muestreados. La *DFT* proporciona la magnitud fasorial correspondiente al primer valor de entrada de esta ventana de datos, ambos algoritmos mantienen el mismo desempeño con la restricción al desplazamiento fasorial debido a la señal de referencia seleccionado (ecuación 3.11 o 3.26). En el desarrollo de este trabajo se implementa la representación fasorial en referencia a la ecuación 3.26.

3.3.2.1 Algoritmo de la *DFT* aplicado a un caso particular

Para la aplicación de este algoritmo, se evalúa una señal de entrada senoidal tal como en la ecuación 3.26 con amplitud 10, retomando la señal mostrada en la figura 3.13, donde se establece una frecuencia fundamental de 60 *Hz*, se propone la discretización de esta señal bajo una frecuencia de muestreo de 720 *Hz* lo que corresponde a la obtención de 12 muestras por ciclo como se muestra en la figura 3.14.

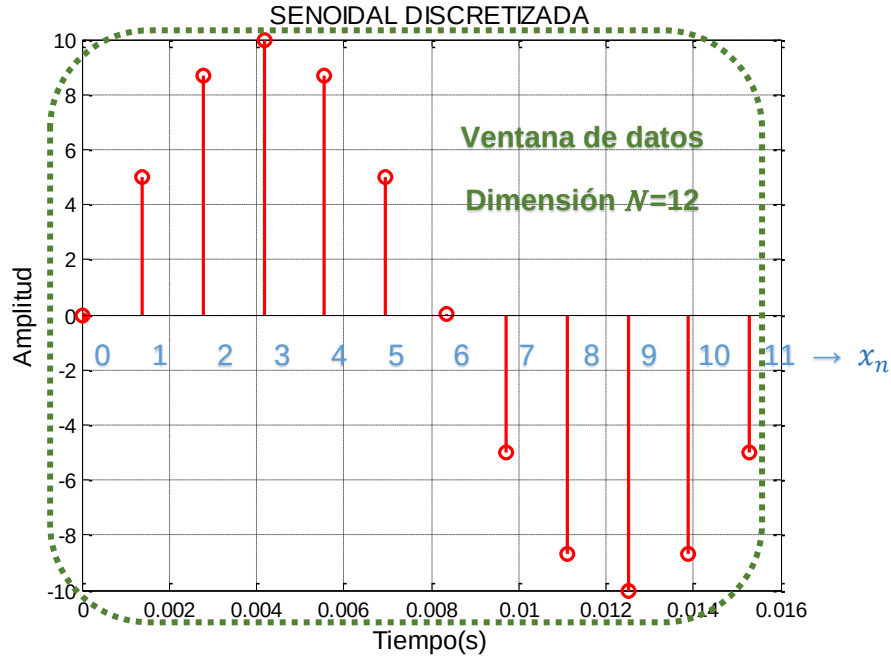


Figura 3. 14. Señal discretizada bajo una frecuencia de muestreo de 720 Hz [4].

La figura 3.14 representa una ventana completa de datos compuesta por 12 elementos definido como N , el número muestras que corresponden a un ciclo de la señal de entrada, esta ventana de datos se recorre en base a la obtención de una nueva muestra ($n = N - 1$ **representa el dato actual o nuevo**) y dependiendo del intervalo de actualización de la ventana de datos el algoritmo puede tornarse recursivo o no recursivo, términos que se especifican en las subsecciones posteriores. Al relacionar la ecuación 3.27, cada una de las muestras de la figura 3.14 representan un valor de entrada x_n , para valores de $n = 0, 1, 2, \dots, 11$, estos valores deben multiplicarse con funciones unitarias de seno y coseno de referencia como se muestra en las ecuaciones 3.20 y 3.21 para la obtención de las componentes rectangulares del fasor. La figura 3.15 muestra dichas funciones de referencia [4].

Cada valor de la figura 3.15 conforman la parte $\sin(kn\phi)$ y $\cos(kn\phi)$ de la ecuación 3.27 respectivamente, para valores de $n = 0, 1, 2, \dots, 12$, como el número de muestras correspondientes al ciclo y $k = 1$ por ser la frecuencia fundamental [4].

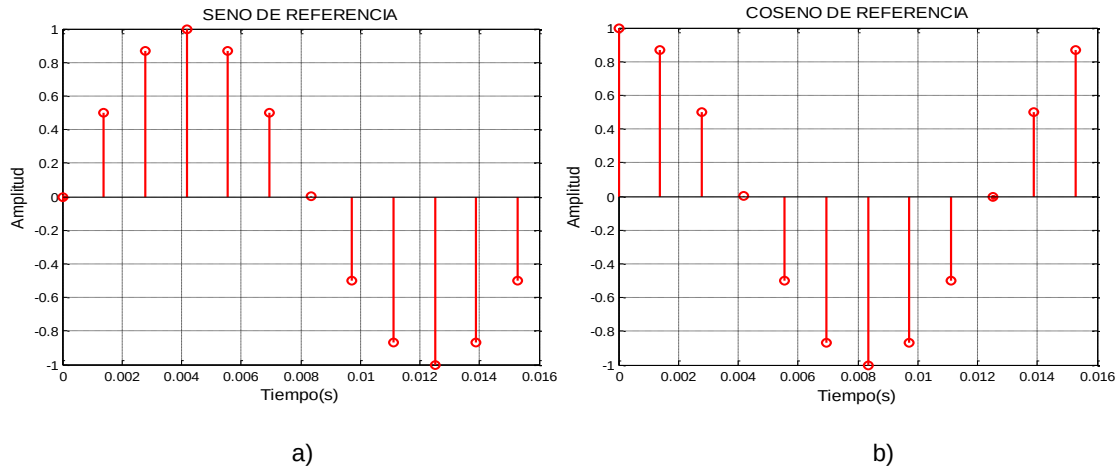


Figura 3. 15. a) Seno de referencia, b) Coseno de referencia [4].

Ahora bien, supóngase una señal $x(t)$ discretizada igual a la de la figura 3.14 pero a lo largo de una serie de ciclos, junto a una ventana de datos la cual es inicialmente cero y se llena progresivamente con la nueva obtención de cada una de las muestras. Como se muestra en la figura 3.16.

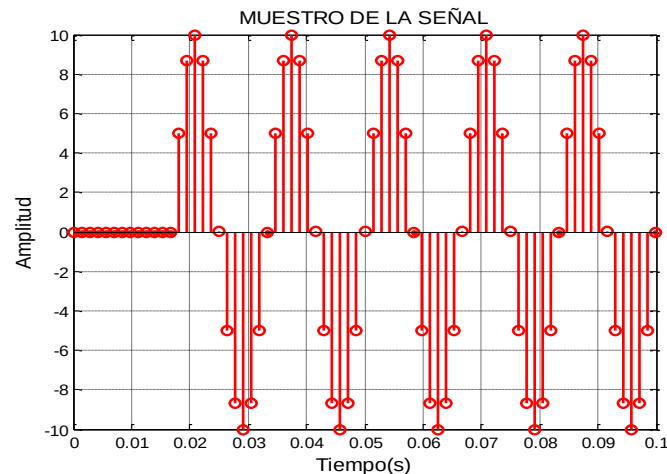


Figura 3. 16. Muestreo continuo de la señal de entrada [4].

Considerando que cada nueva muestra de la figura 3.16 implica un corrimiento en la ventana de datos y la multiplicación por cada uno de los elementos de las señales de referencia, la magnitud del fasor será determinada para cada instante de tiempo de las muestras de la figura 3.16 en base a los datos contenidos en la ventana de datos. El resultado la magnitud y ángulo de la representación fasorial se encuentran mostrados en la figura 3.17.

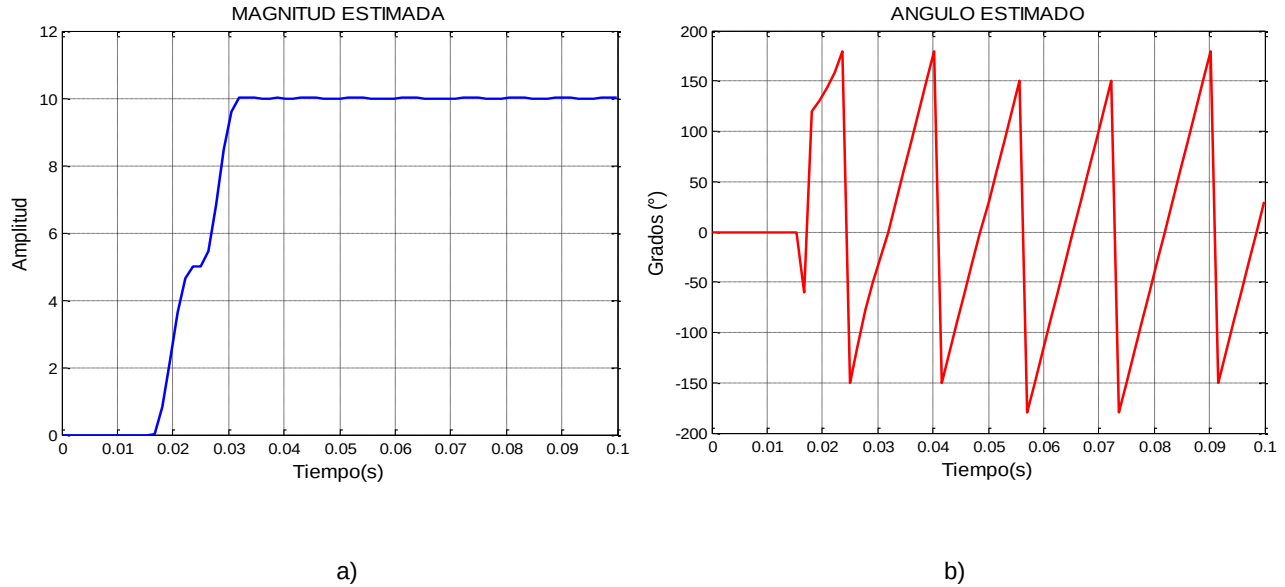


Figura 3. 17. Fasor estimado a) Magnitud estimada, b) Ángulo estimado [4].

Desde otro enfoque y a forma de visualizar el desplazamiento angular del fasor de manera polar, la figura 3.18 muestra el fasor estimado en el plano complejo en base a sus componentes rectangulares.

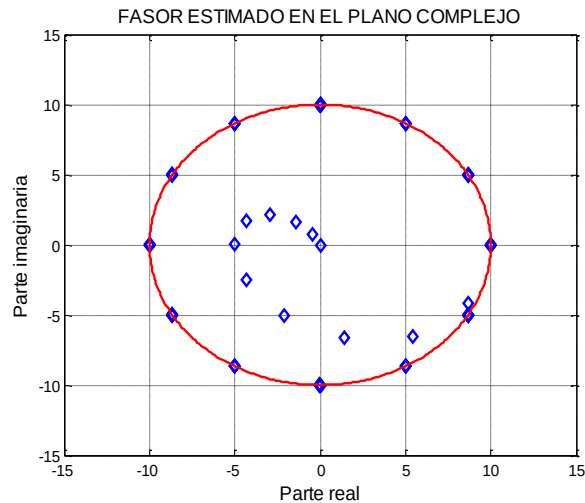


Figura 3. 18. Representación del fasor en el plano complejo [4].

De la figura 3.17a se puede observar que una vez completada la ventana de datos, la magnitud estimada es estabilizada y la amplitud es la correcta en base a la función definida; por otro lado, la figura 3.17b muestra el ángulo estimado para cada una de las muestras obtenidas que de igual forma se estabiliza al completarse una ventana de datos. Como medio complementario a ambas figuras, la figura 3.18,

donde se contiene la representación del fasor en el plano complejo por medio de las componentes rectangulares de la parte real e imaginaria, muestra una circunferencia la cual corresponde a la representación continua del fasor, mientras que los puntos alrededor de ella representan las estimaciones de los fasores para cada una de las muestras obtenidas, siendo consistentes a los anteriores en la determinación precisa del fasor de entrada [4].

3.3.2.2 Análisis en el dominio de la frecuencia de la *DFT*

Como se ha mencionado, el algoritmo de la *DFT* ofrece la característica de filtrar la señal de entrada a modo de permitir el paso de señales cercanas a la frecuencia fundamental. Para llevar a cabo el análisis de la respuesta, se realiza un barrido en frecuencia de los filtros de la parte real e imaginaria expresados en las ecuaciones 3.20 y 3.21, retomando dichas ecuaciones y reescribiéndolas para el caso particular especificado en el punto 3.3.2.1, junto a la modificación de la ecuación 3.28 y despreciando k dado que se trata de la componente fundamental, se tiene:

$$\oplus \text{ Filtro parte real: } X_s = \frac{1}{6} \sum_{n=0}^{11} x_n \sin(n\phi) \quad (3.32)$$

$$\oplus \text{ Filtro parte imaginario: } X_c = \frac{1}{6} \sum_{n=0}^{11} x_n \cos(n\phi) \quad (3.33)$$

Expandiendo ambas ecuaciones se tiene:

$$X_s = \frac{1}{6} [x_0 \sin(0) + x_1 \sin(\phi) + x_2 \sin(2\phi) + x_3 \sin(3\phi) + x_4 \sin(4\phi) + x_5 \sin(5\phi) + x_6 \sin(6\phi) + x_7 \sin(7\phi) + x_8 \sin(8\phi) + x_9 \sin(9\phi) + x_{10} \sin(10\phi) + x_{11} \sin(11\phi)] \quad (3.34)$$

$$X_c = \frac{1}{6} [x_0 \cos(0) + x_1 \cos(\phi) + x_2 \cos(2\phi) + x_3 \cos(3\phi) + x_4 \cos(4\phi) + x_5 \cos(5\phi) + x_6 \cos(6\phi) + x_7 \cos(7\phi) + x_8 \cos(8\phi) + x_9 \cos(9\phi) + x_{10} \cos(10\phi) + x_{11} \cos(11\phi)] \quad (3.35)$$

Recordando que x_{11} corresponde al valor actual en un tiempo t_0 , para lo que los valores precedidos representan una muestra obtenida en un intervalo $\emptyset$ entre muestra y aplicando la variable compleja $z = re^{j\omega\Delta t}$ y sustituyendo los valores de las funciones de referencia, se derivan las ecuaciones 3.36 a 3.39 [4].

$$X_s(Z) = \frac{1}{6} [z^{-11} * 0.0 + z^{-10} * 0.5 + z^{-9} * 0.866 + z^{-8} * 1.0 + z^{-7} * 0.866 + z^{-6} * 0.5 + z^{-5} * 0.0 - z^{-4} * 0.5 - z^{-3} * 0.866 - z^{-2} * 1.0 - z^{-1} * 0.866 - z^0 * 0.5] \quad (3.36)$$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{6} [0.5(e^{-10j\omega\Delta t} + e^{-6j\omega\Delta t} - e^{-4j\omega\Delta t} - 1) + 0.866(e^{-9j\omega\Delta t} + e^{-7j\omega\Delta t} - e^{-3j\omega\Delta t} - e^{-j\omega\Delta t}) + e^{-8j\omega\Delta t} - e^{-2j\omega\Delta t}] \quad (3.37)$$

$$X_c(Z) = \frac{1}{6} [z^{-11} * 1.0 + z^{-10} * 0.866 + z^{-9} * 0.5 + z^{-8} * 0.0 - z^{-7} * 0.5 - z^{-6} * 0.866 - z^{-5} * 1.0 - z^{-4} * 0.866 - z^{-3} * 0.5 + z^{-2} * 0.0 + z^{-1} * 0.5 + z^0 * 0.866] \quad (3.38)$$

$$X_c(\omega) = \frac{1}{6} [0.866(e^{-10j\omega\Delta t} - e^{-6j\omega\Delta t} - e^{-4j\omega\Delta t} + 1) + 0.5(e^{-9j\omega\Delta t} - e^{-7j\omega\Delta t} - e^{-3j\omega\Delta t} + e^{-j\omega\Delta t}) + e^{-11j\omega\Delta t} - e^{-5j\omega\Delta t}] \quad (3.39)$$

De la propiedad de Euler:

$$e^{-j\theta} = \cos(\theta) - j\sin(\theta) \quad (3.40)$$

Y sustituyendo esta propiedad en las ecuaciones 3.37 y 3.39, se obtienen las ecuaciones de los filtros de la parte real e imaginaria en el dominio de ω (velocidad angular rad/s) descritas en las ecuaciones 3.41 y 3.42 [4].

$$X_s(\omega) = \frac{1}{6} \{ 0.5 [\cos(10\omega\Delta t) - j\text{sen}(10\omega\Delta t) + \cos(6\omega\Delta t) - j\text{sen}(6\omega\Delta t) - \cos(4\omega\Delta t) + j\text{sen}(4\omega\Delta t) - 1] + 0.866 [\cos(9\omega\Delta t) - j\text{sen}(9\omega\Delta t) + \cos(7\omega\Delta t) - j\text{sen}(7\omega\Delta t) - \cos(3\omega\Delta t) + j\text{sen}(3\omega\Delta t) - \cos(\omega\Delta t) + j\text{sen}(\omega\Delta t)] + \cos(8\omega\Delta t) - j\text{sen}(8\omega\Delta t) - \cos(2\omega\Delta t) + j\text{sen}(2\omega\Delta t) \} \quad (3.41)$$

$$X_c(\omega) = \frac{1}{6} \{ 0.866 [\cos(10\omega\Delta t) - j\text{sen}(10\omega\Delta t) - \cos(6\omega\Delta t) + j\text{sen}(6\omega\Delta t) - \cos(4\omega\Delta t) + j\text{sen}(4\omega\Delta t) + 1] + 0.5 [\cos(9\omega\Delta t) - j\text{sen}(9\omega\Delta t) - \cos(7\omega\Delta t) + j\text{sen}(7\omega\Delta t) - \cos(3\omega\Delta t) + j\text{sen}(3\omega\Delta t) + \cos(\omega\Delta t) - j\text{sen}(\omega\Delta t)] + \cos(11\omega\Delta t) - j\text{sen}(11\omega\Delta t) - \cos(5\omega\Delta t) + j\text{sen}(5\omega\Delta t) \} \quad (3.42)$$

Con la obtención de ecuaciones se puede realizar un barrido en la frecuencia por medio de la evaluación de $\omega = 2\pi f$ bajo diferentes valores de frecuencia f y poder evaluar el desempeño del algoritmo como un elemento de filtrado de componentes armónicas y ruido de la señal de entrada. Las figuras 3.19 y 3.20 muestran las ganancias obtenidas para diferentes valores de frecuencia de entrada [4].

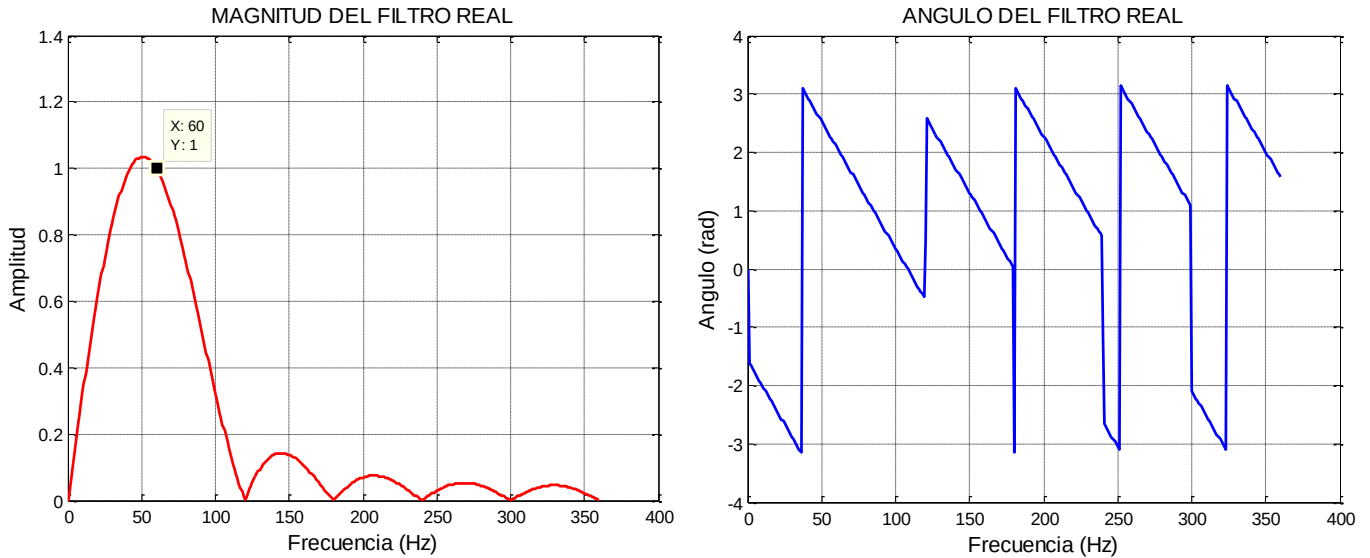


Figura 3. 19. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro seno a una frecuencia de muestreo de 720 Hz [4].

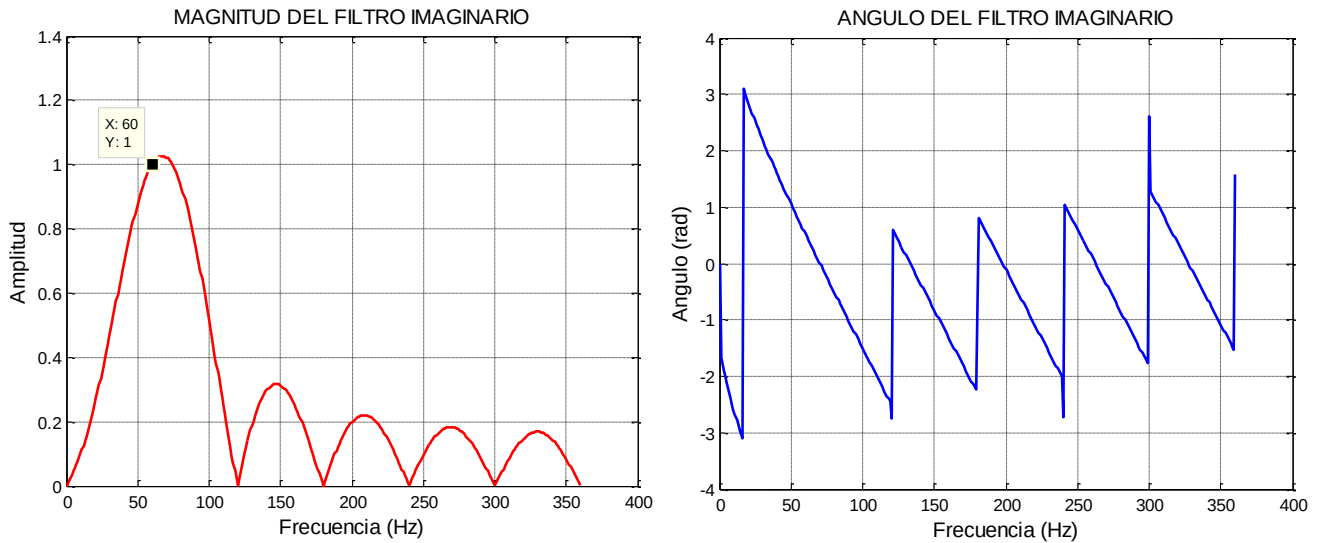


Figura 3. 20. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro coseno a una frecuencia de muestreo de 720 Hz [4].

De ambas figuras se puede observar las ganancias obtenidas ante diferentes valores de frecuencia que van desde las componentes de C.C. hasta armónicas de un medio la frecuencia de muestreo. En ambas figuras se muestra un punto importante, el cual es la ganancia asignada a la componente fundamental, puesto que este valor es unitario mientras que para el resto de frecuencias lejanas a la fundamental son atenuadas en gran proporción. Cabe señalar que como se definió con anterioridad, la *DFT* funge como un filtro pasa-bandas para las señales cercanas a la fundamental debido a que sus ganancias son considerables con respecto a las del resto. De estas mismas figuras, se demuestra que el algoritmo rechaza las componentes armónicas múltiplo de la fundamental, pero mantiene leves ganancias en las componentes inter-armónicas de estos múltiplos, resaltando este aspecto, si se hace una comparación entre ambos filtros, el filtro seno representa una menor ganancia para esas componentes inter-armónicas [4].

3.3.2.3 Algoritmo no recursivo de la DFT

Retomando las figuras 3.16 y 3.17, las consideraciones contemplan que a cada muestra corresponde una representación fasorial, que conlleva a un proceso continuo. Por lo tanto, el algoritmo de la estimación se debe efectuar con cada actualización de la ventana de datos. Sea una primera estimación (X^{N-1}) donde $n = 0$ y x_0 representa el primer valor muestreado, para una primera ventana de datos y una primera estimación, se tiene la siguiente expresión [37]:

$$X^{N-1} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n (\sin(n\theta) + j \cos(n\theta)) \quad (3.43)$$

Con la obtención de una $N - \text{ésima}$ muestra (x_N), que representa un dato nuevo e independiente de la primera ventana de datos, se hace un corrimiento de la ventana de datos para realizar una nueva estimación fasorial (X^N) [37].

$$X^N = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} (\sin(n\theta) + j \cos(n\theta)) \quad (3.44)$$

Las ecuaciones 3.43 y 3.44 representan el producto de cada uno de los valores muestreados con las funciones de referencia del mismo subíndice, en la figura 3.21 muestra a detalle la actualización de las ventanas de datos para ambas estimaciones [37].

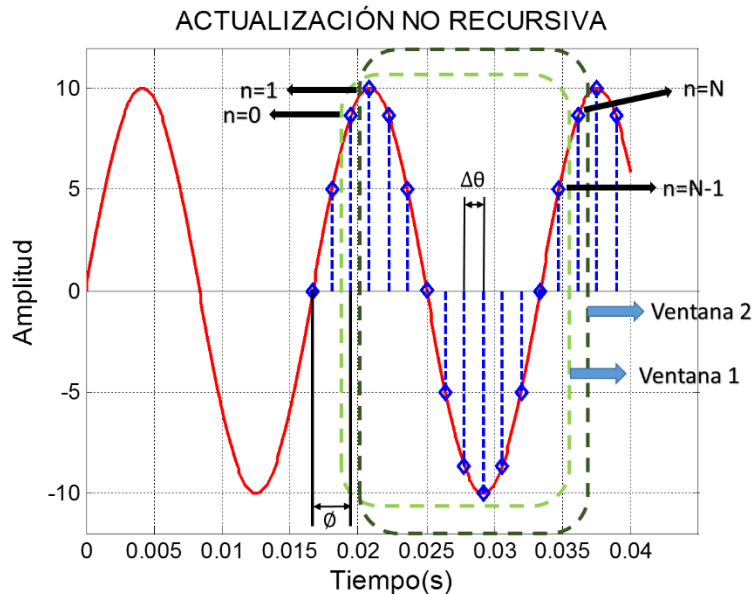


Figura 3. 21. Actualización no recursiva [4, 37].

En la figura 3.21 se muestra un ángulo $\emptyset$, el que representa el ángulo de fase de la señal de entrada, un segundo término como $\Delta\theta$ corresponde al desplazamiento angular entre cada una de las muestras en base a la frecuencia de muestreo. Los puntos centrales de esta figura radican en las dos ventanas de muestreo, la ventana 1 contempla desde $n = 0$ hasta $N - 1 = 11$, para una primera estimación X^{N-1} de la ecuación 3.43, una vez que llega un $N - \text{esimo}$ valor la ventana de datos se recorre un valor para formar la ventana 2 que representa la estimación X^N , esta nueva ventana contempla de $n = 1$ hasta $N = 12$ como se representa en la ecuación 3.44. La figura 3.22 es la representación en el plano complejo de las estimaciones fasoriales obtenidas en cada ventana de datos [37].

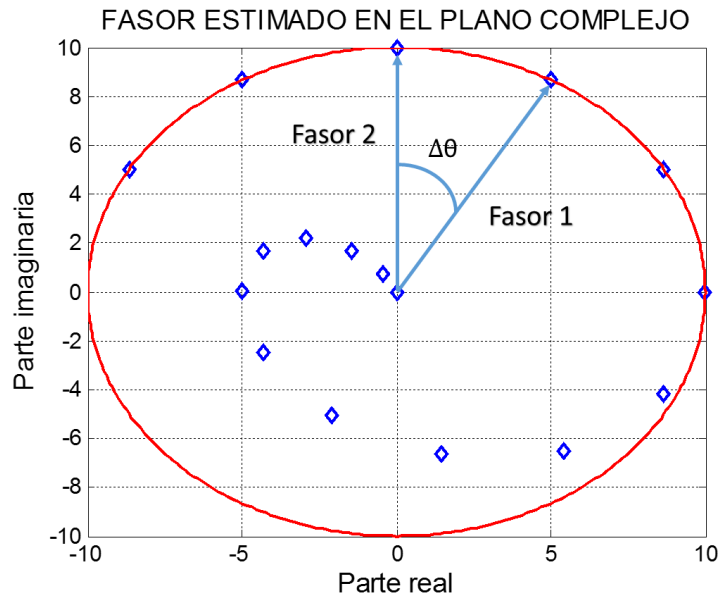


Figura 3. 22. Estimación fasorial del algoritmo no recursivo [4, 37].

De la figura 3.22 se puede observar las estimaciones fasoriales que realiza el algoritmo no recursivo para las muestras obtenidas de la figura 3.21, ahí mismo se obtienen los fasores 1 y 2 correspondientes a las ventanas de datos 1 y 2 con un ángulo $\Delta\theta$ correspondiente a la frecuencia de muestreo. Cabe resaltar que el fasor estimado corresponde al primer valor instantáneo en el tiempo de la ventana de

datos usada en la estimación, y que este estará girando alrededor de los 360° del plano complejo [4, 37].

3.3.2.4 Algoritmo recursivo de la DFT

Retomando las ecuaciones 3.43 y 3.44 para el cálculo del algoritmo no recursivo, los productos de las muestras contra las funciones de referencia son diferentes dado que el algoritmo responde a una ventana de datos diferente con cada muestra nueva. Esta restricción le da un peso computacional en los cálculos del algoritmo para cada ventana de datos y podría limitar la viabilidad de implementación por limitación de hardware [37].

De la figura 3.21 se puede notar que las ventanas 1 y 2 contemplan las muestras $x_n: \{n = 1, 2, \dots, N - 1\}$, el elemento x_0 de la ventana 2 corresponde al elemento x_1 de la ventana 1 y termina en el elemento x_N el cual no existe en la ventana 2. El algoritmo recursivo aprovecha la relación de las muestras que comparten ambas ventanas de datos para reutilizar el producto de las muestras con las funciones de referencia de la estimación anterior. Esto se desprende retomando las ecuaciones 3.43 y 3.44 expresadas como [28]:

$$X^{N-1} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-jn\theta} \quad (3.45)$$

$$X^N = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} e^{-jn\theta} \quad (3.46)$$

Recordando que en el algoritmo no recursivo, para la estimación X^N presenta un desfase angular con respecto a X^{N-1} , para mantener este ángulo estacionario se multiplica la ecuación 3.46 por $e^{-j\theta}$ en ambos extremos de la ecuación:

$$\hat{X}^N = e^{-j\theta} X^N = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} e^{-j(n+1)\theta} \quad (3.47)$$

$$\hat{X}^N = X^{N-1} + \frac{2}{N}(x_N - x_0)e^{-j(0)\theta} \quad (3.48)$$

La ecuación 3.48 define que $e^{-j(0)\theta} = e^{-jN\theta}$, dado que la muestra N representa un ciclo completo de la frecuencia fundamental. Como se ha mencionado la estimación de las ecuaciones 3.45 y 3.46 del algoritmo no recursivo representa un retardo angular $\Delta\theta$, que a diferencia de estas estimaciones el ángulo entre estimaciones se mantiene constante. La figura 3.23 ilustra un ejemplo de dicha actualización [37, 39].

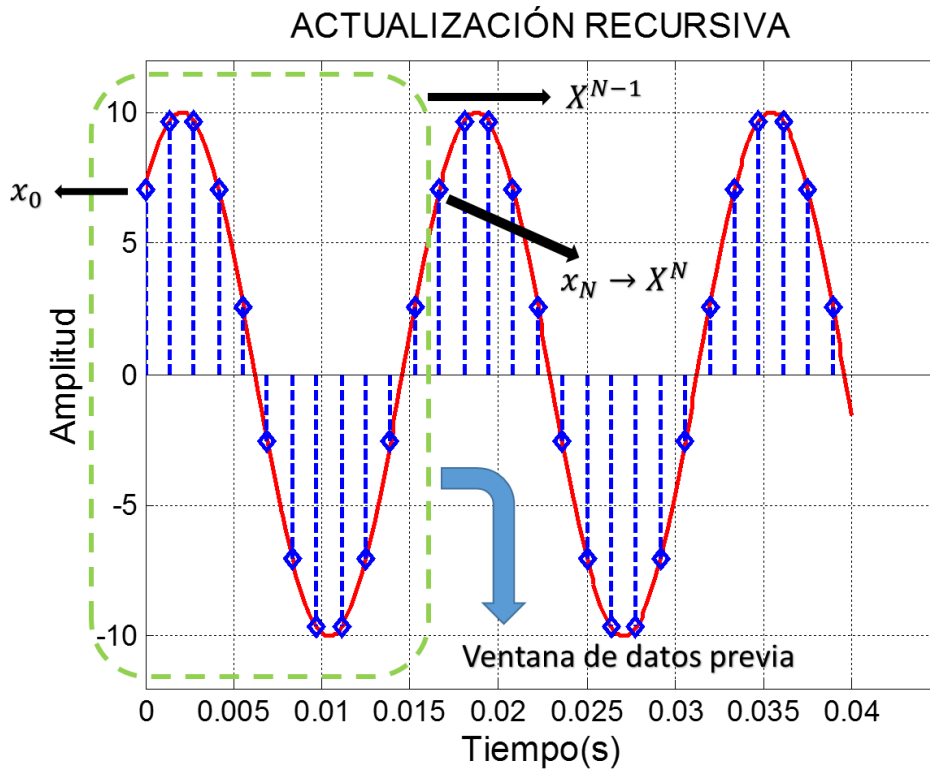


Figura 3. 23. Actualización recursiva [37, 39].

En la figura 3.23 se representa una ventana de datos que representa una estimación previa X^{N-1} representada por la ecuación 3.45, en base a la actualización recursiva para una estimación nueva de X^N , se requieren del valor x_0 de la ventana previa y el valor actual x_N (mostrados en la figura 3.23) que son

requeridos en la ecuación 3.48. Retomando el paso de la ecuación 3.47 para mantener estable el ángulo del fasor, toda estimación posterior a X^{N-1} mantiene su ángulo constante debido a la consideración del factor $e^{-j\theta}$. En la figura 3.24 se muestra el resultado de este algoritmo, donde resto de puntos muestran las estimaciones previas realizadas por una actualización no recursiva para llegar a la estimación previa X^{N-1} e implementar la actualización recursiva donde se obtendrá un fasor de ángulo constante correspondiente al ángulo de fase (ϕ) de la señal de entrada [37, 39].

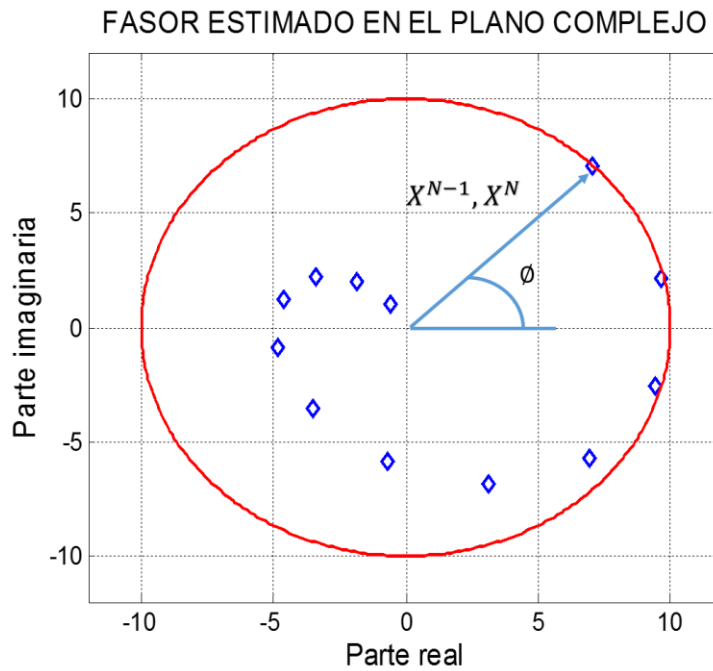


Figura 3. 24. Estimación fasorial del algoritmo recursivo [37, 39].

En general, cuando la última muestra en la ventana de datos actual es $N + r$, el algoritmo se encuentra definido por [37]:

$$\hat{X}^{N+r} = e^{-j\theta} X^{N+r-1} + \frac{2}{N} (x_{N+r} - x_r) e^{-jr\theta} \quad (3.49)$$

$$\hat{X}^{N+r} = \hat{X}^{N+r-1} + \frac{2}{N} (x_{N+r} - x_r) e^{-jr\theta} \quad (3.50)$$

3.3.3 Filtro mimic

La presencia de la componente de *C.D.* tiene dependencia en magnitud con base al instante de falla y de la relación *X/R* del cortocircuito. En algunas aplicaciones como protección de línea y localización de falla, la componente decreciente de *C.D.* debe ser removida de estas formas de onda que alteran la sensibilidad y desempeño de las mediciones de los relevadores de protección [4, 40].

3.3.3.1 Formulación matemática del filtro mimic

La representación de un filtro mimic conformado por una resistencia e inductancia en serie se describe como [40]:

$$\sigma = (1 + s \tau_1) \quad (3.51)$$

La suma de la ganancia y un circuito diferenciador representado por la ecuación 3.51 con una transformada de Laplace por “*s*”, puede ser emulado por el filtro de respuesta infinita al impulso (*FIR*) $1 - z^{-1}$ como [40]:

$$\sigma = (1 + (1 - z^{-1}) \tau_1) \quad (3.51)$$

$$\sigma = (1 + \tau_1 - z^{-1} * \tau_1) \quad (3.52)$$

De la ecuación 3.52 sea ajusta la ganancia σ de la componente de frecuencia fundamental de 60 *Hz* a 1. Esta ganancia unitaria se expresa como [40]:

$$Ganancia (60 \text{ Hz}) = |\varphi[(1 + \tau_1) - \tau_1 * e^{-j\omega t}]| = 1 \quad (3.52)$$

Resolviendo la ecuación 3.52 se tiene:

$$\varphi^2 = \frac{1}{\left[(1 + \tau_1) - \tau_1 \cos\left(\frac{2\pi 60}{F_s}\right)\right]^2 + \left[\tau_1 \sin\left(\frac{2\pi 60}{F_s}\right)\right]^2} \quad (3.53)$$

Donde:

- ✚ σ es la respuesta en ganancia en el dominio de la frecuencia
- ✚ φ factor de ganancia unitaria para la componente fundamental
- ✚ τ_1 es la constante de tiempo del circuito mimic

Aplicado a un caso particular con una frecuencia de muestreo de 1920 Hz, un filtro mimic con una constante de tiempo para una componente de directa de 3 ciclos y una ganancia unitaria para la frecuencia fundamental de 60 Hz con base a las recomendaciones de [40], se tiene [15]:

$$\tau_1 = \frac{\# \text{ ciclos respecto a la componente fundamental}}{\text{Periodo de muestreo}} = \frac{3/60 \text{ Hz}}{1/1920 \text{ Hz}} = 96 \quad (3.54)$$

$$\varphi^2 = \frac{1}{\left[(1+96) - 96 \cos\left(\frac{2\pi 60}{1920}\right) \right]^2 + \left[96 \sin\left(\frac{2\pi 60}{1920}\right) \right]^2} \quad (3.55)$$

$$\varphi = 0.052789 \quad (3.56)$$

Sustituyendo la ecuación 3.54 y 3.56 en la ecuación 3.52 y obteniendo la representación del filtro en el tiempo discreto se tiene:

$$x_{mimic} = 5.1205x_0 - 5.0677x_{-1} \quad (3.57)$$

Donde:

- ✚ x_{mimic} es la señal filtrada
- ✚ x_0 es la muestra en el instante actual
- ✚ x_{-1} es la muestra en un periodo de muestreo en un tiempo Δt anterior

El filtro mimic de la ecuación 3.57 representa al filtro que se aplicará en el prototipo de relevador propuesto en este trabajo ya que fue diseñado bajo las mismas consideraciones de la frecuencia de muestreo y frecuencia fundamental del sistema eléctrico que han sido seleccionadas. Aplicando este filtro a una componente fundamental contaminada por una componente decreciente de C.D. con

consideraciones ideales, en la figura 3.25 se demuestra el comportamiento del filtro a lo largo del muestreo de la señal que emula la condición de falla.

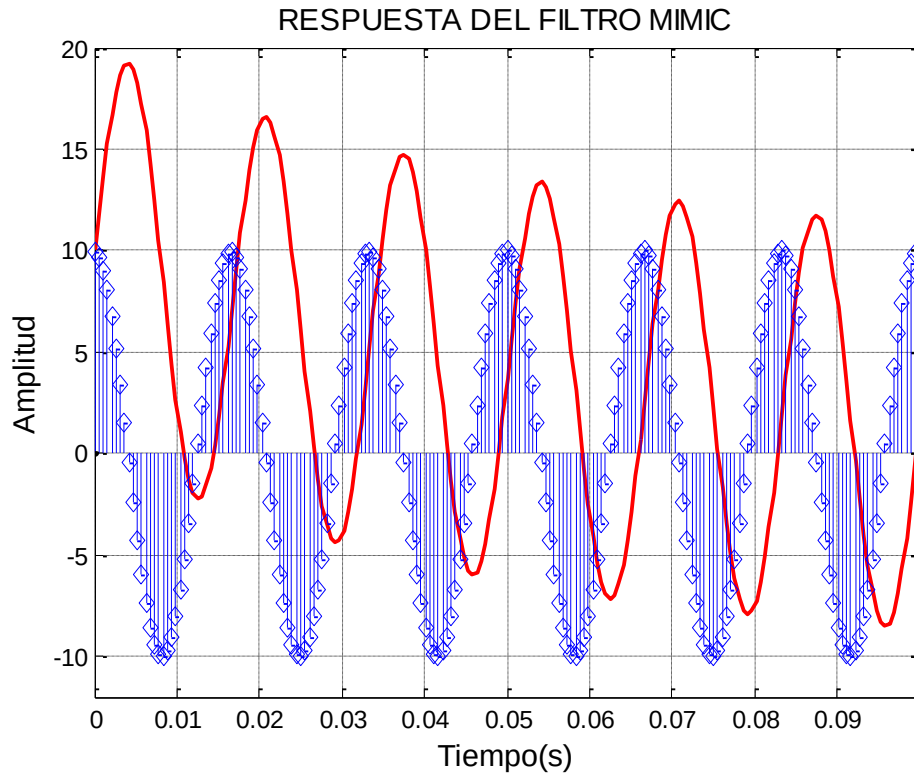


Figura 3. 25. Respuesta del filtro mimic diseñado para el relevador prototipo.

La figura 3.25 demuestra el correcto funcionamiento del filtro mimic diseñado bajo las consideraciones de una frecuencia de muestreo de 1920 Hz y una componente fundamental de 60 Hz . Este filtro será incluido dentro del código de programación posterior a la obtención de cada una de las muestras del ADC (Ver anexo E la sección “Events.c”, “Mimic.h” y “Mimic.c”).

3.3.3.2 Análisis en el dominio de la frecuencia del filtro mimic

De forma análoga que para los filtros de la Transformada Discreta de Fourier, retomando la ecuación 3.57 y aplicando la variable compleja $z = re^{j\omega\Delta t}$, se tiene:

$$X_{mimic}(\omega) = 5.1205z^0 - 5.0677z^{-1} \quad (3.58)$$

$$X_{mimic}(\omega) = 5.1205 - 5.0677e^{-j\omega\Delta t} \quad (3.59)$$

$$X_{mimic}(\omega) = 5.1205 - 5.0677 * \cos(\omega\Delta t) + j 5.0677 * \sen(\omega\Delta t) \quad (3.60)$$

Teniendo la consideración de que $\omega = 2\pi f$ para realizar un barrido en la frecuencia bajo un ancho de banda desde la componente de directa hasta un medio de la frecuencia de muestreo, la figura 3.26 muestra la respuesta del filtro mimic en magnitud y ángulo para diferentes frecuencia de entrada [40].

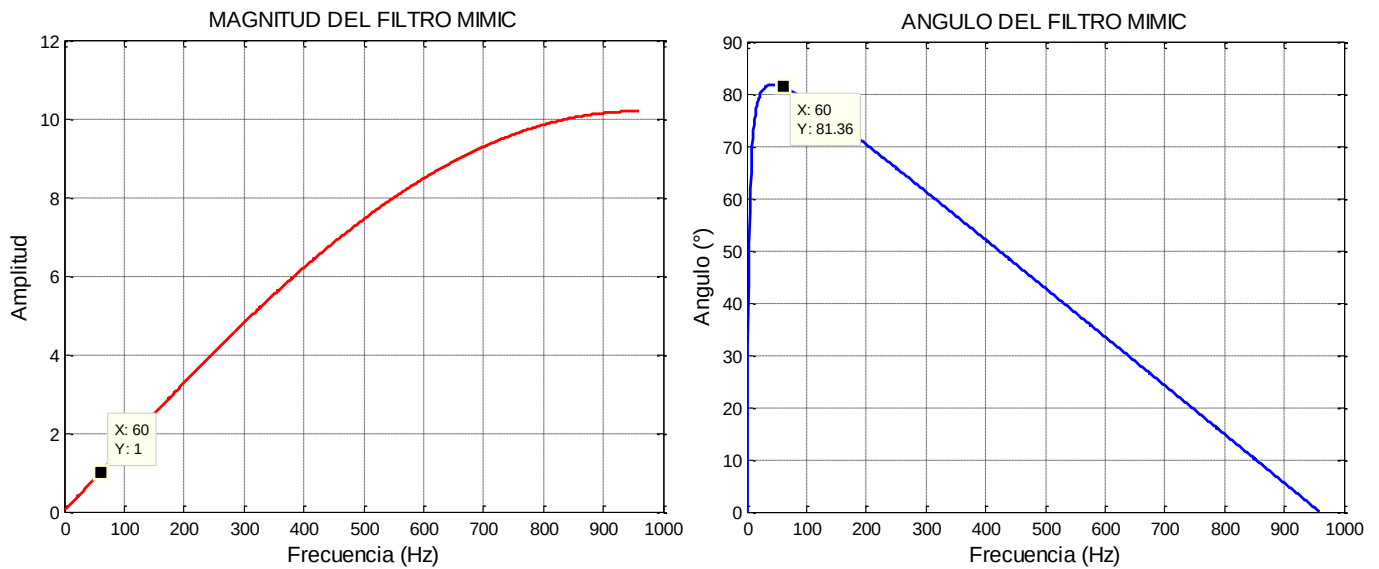


Figura 3. 26. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro mimic a una frecuencia de muestreo de 1920 *Hz* [40].

Basado en la figura 3.26 que muestra la respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro mimic, se puede concluir el cumplimiento de los dos aspectos principales de este filtro. En primera instancia se puede apreciar el comportamiento del filtro mimic como un filtro pasa-altas, el cual anula las componentes de corriente directa y asegura una ganancia unitaria para la componente fundamental de 60 *Hz*; el segundo punto de este filtro radica en el desplazamiento angular de 81.36° sobre la componente fundamental, siendo factor irrelevante dado el hecho que al ser aplicado uniformemente en cada una de las fases, no compromete el desempeño de las unidades de protección [40].

CAPÍTULO IV. DESARROLLO DE HARDWARE DEL RELEVADOR DE SOBRECORRIENTE

Tomando como base el diagrama de la figura 2.5 que ilustra la arquitectura de un relevador numérico, dentro de este capítulo se desarrollan e implementan los componentes de hardware y software concernientes al prototipo de relevador de sobrecorriente propuesto. Las partes principales que componen a este relevador son:

- ✚ Un sistemas de entrada analógica trifásico conformado por un conjunto de *TP's* y *TC's* auxiliares para el escalado de las señales de tensión y corriente provenientes del lado secundario de los *TP's* y *TC's* del *SEP*, aunado a un filtro pasa-bajas y módulos de la etapa de acondicionamiento de la señal.
- ✚ Una tarjeta de desarrollo *FRDM-k64F* destinada al procesamiento digital, implementación de los algoritmos de las unidades de protección, activación de alarmas y señalización, junto a la comunicación con un dispositivo de interfaz humana para la configuración e ingreso de ajustes al relevador.
- ✚ El panel frontal del relevador se divide en dos partes, un sistema de alarmas y señalización por LED's que se complementa con una pantalla táctil μ LCD-70DT para la programación local del relevador y visualización del reporte de fallas.
- ✚ Una fuente de alimentación simétrica de $\pm 15 V_{c.c.}$ y $5 V_{c.c.}$ destinada a la alimentación de todos los componentes del prototipo.

En la figura 4.1 se muestra el diagrama a bloques que representa a cada una de estas etapas del relevador prototipo y su interacción entre cada etapa.

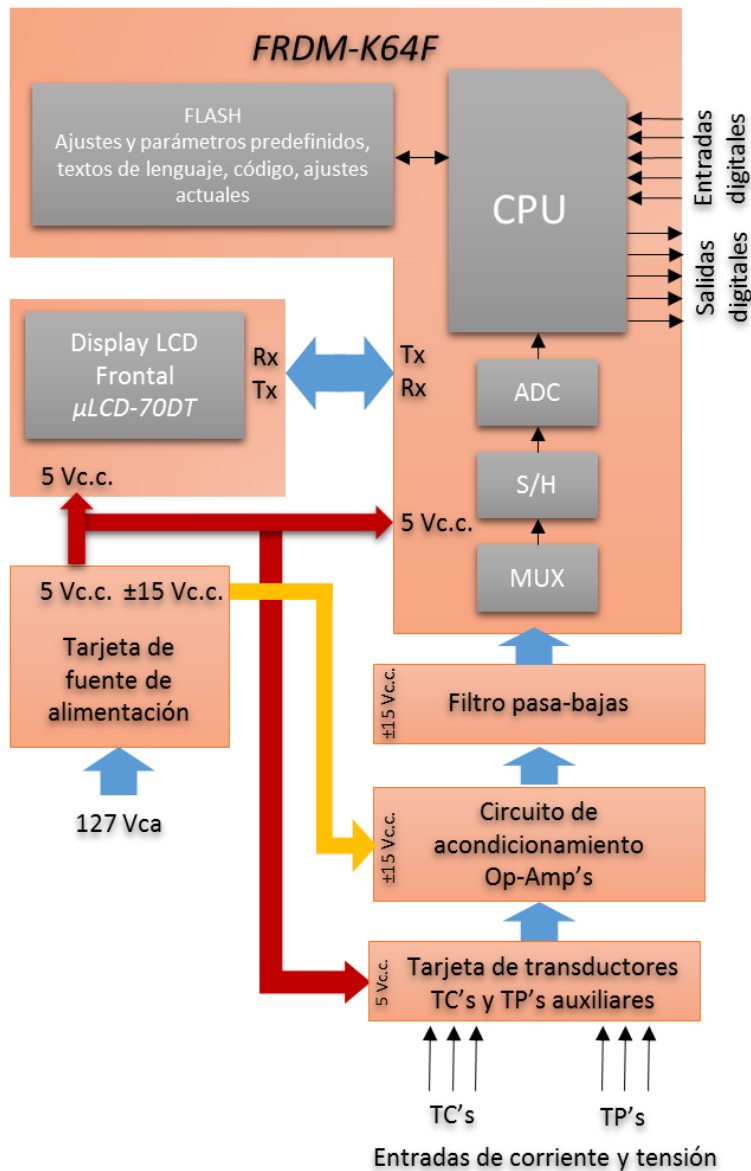


Figura 4. 1. Diagrama a bloques del prototipo de relevador propuesto.

La figura 4.1 representa el diagrama a bloques del prototipo de relevador propuesto, cada uno de estos bloques se representan físicamente por las figuras 4.2 a 4.4 que corresponden a cada una de la vista frontal, posterior y superior del prototipo. El anexo G contiene el diagrama eléctrico general de las etapas del relevador prototipo.



Figura 4. 2. Vista frontal del prototipo de relevador.

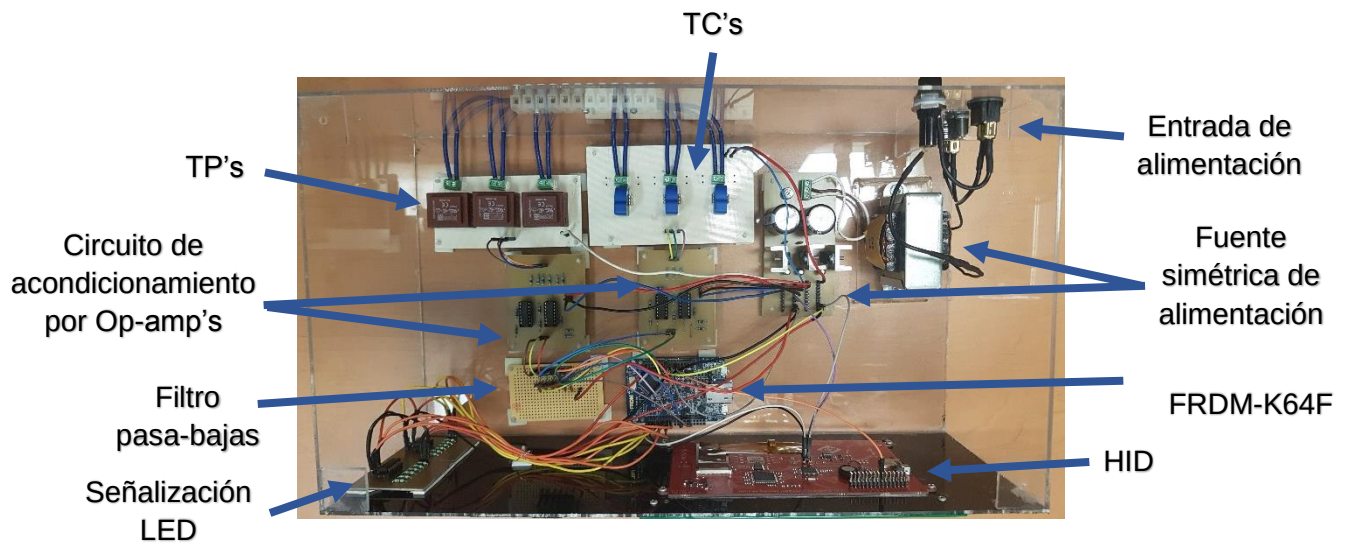


Figura 4. 3. Vista superior del prototipo de relevador.

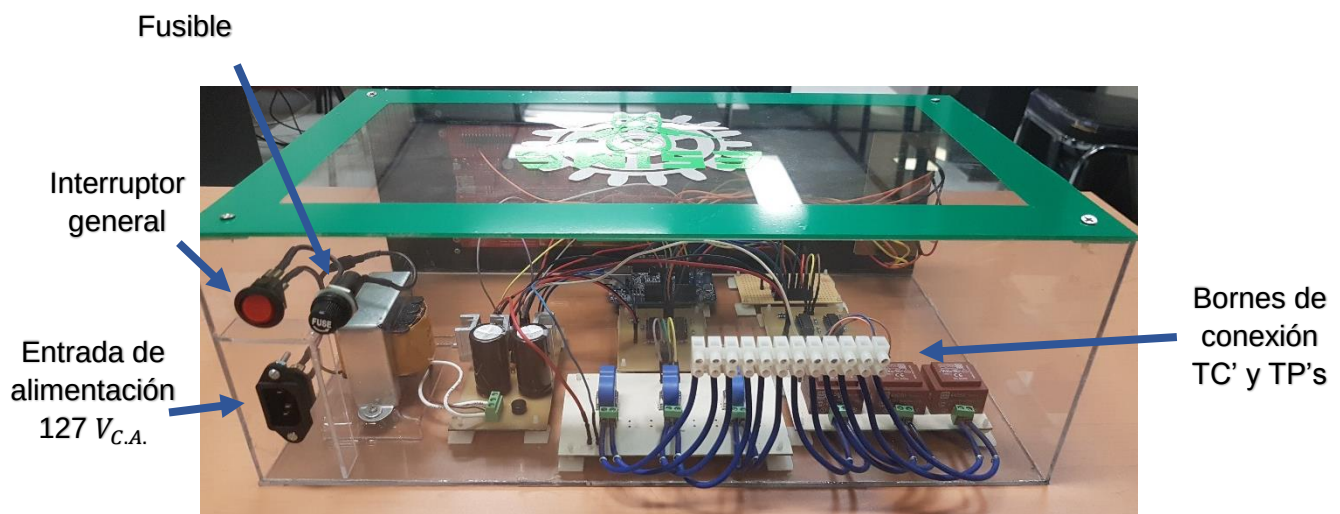


Figura 4. 4. Vista posterior del prototipo del relevador.

A lo largo de este capítulo se describe la metodología y conceptos generales durante la elaboración del prototipo, comenzando por el subsistema de entrada analógica y su calibración, el diseño e implementación del filtro pasa-bajas, programación de los algoritmos de protección, implementación del dispositivo de interfaz humana y el sistema de señalización y alarmas por LED's.

4.1 SUBSISTEMA DE ENTRADA ANALÓGICA

Se tiene en cuenta que las señales de tensión y corriente provenientes de los transformadores de instrumento corresponden a valores elevados para ser procesados por una unidad de microcontrolador, en este trabajo se recurre a una fuente trifásica de tensión y corriente Kocos (Ver anexo A) que emula a las señales que proveen el lado secundario de los transformadores de tensión (TP 's) y corriente (TC 's). Estas señales pasan por un subsistema de entradas analógicas, representado por TP 's y TC 's que ayudan a escalar nuevamente las señales a niveles admisibles para el procesamiento del microprocesador; sin embargo, estas señales aun deber ser acondicionadas debido a que los TC 's empleados en este prototipo manejan niveles de voltajes TTL ($5 V_{C.C.}$) y el microcontrolador maneja valores de $3.3 V_{C.C.}$. Por otro lado, los TP 's mantienen una señal de tensión de $C.A.$, a la cual se le debe incorpora un offset y escalado para ajustarse a niveles del microcontrolador. Estos ajustes son alcanzados mediante la implementación de la lógica de Amplificadores Operacionales TL084CN (Ver anexo D) en sus modos de funcionamiento como inversor y sumador con diferentes niveles de ganancia. La figura 4.5 muestra físicamente el sistema implementado en la adquisición de señales.

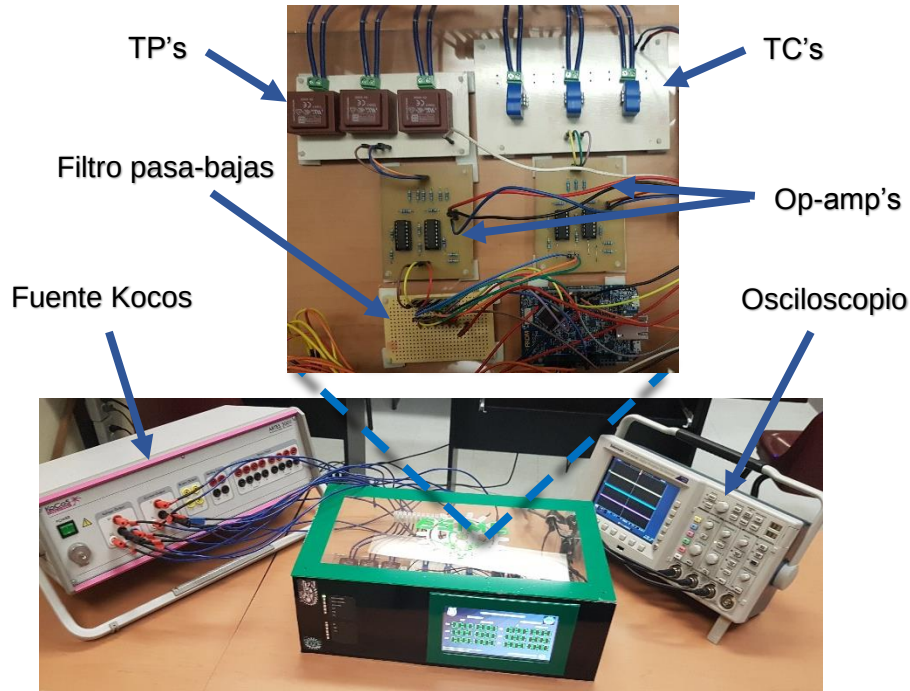


Figura 4. 5. Sistema adquisición de datos.

4.1.1 Acondicionamiento de los TC's

El subsistema de entrada analógica correspondiente a las señales de corriente se encuentra implementado por medio de transformadores de corriente de la marca LEM serie LTS 25-NP (Ver anexo C), el comportamiento de estos transductores se basa en la conversión de una magnitud de corriente eléctrica a un valor de tensión de C.C., la figura 4.6 muestra las señales de salida obtenidas de un sistema trifásico de 5 $A_{C.A.}$ primarios, estos valores están dentro de un margen de 0-5 $V_{C.C.}$ en base a un valor escalar de la magnitud de entrada representado por:

$$V_{salida} = 2.5 \pm \left(0.625 \frac{I_p}{I_{PN}} \right) \quad [V] \quad (4.1)$$

Donde:

I_p = Corriente primaria *RMS* en [A]

I_{PN} = Alcance de medición de la corriente primaria *RMS* en [A]

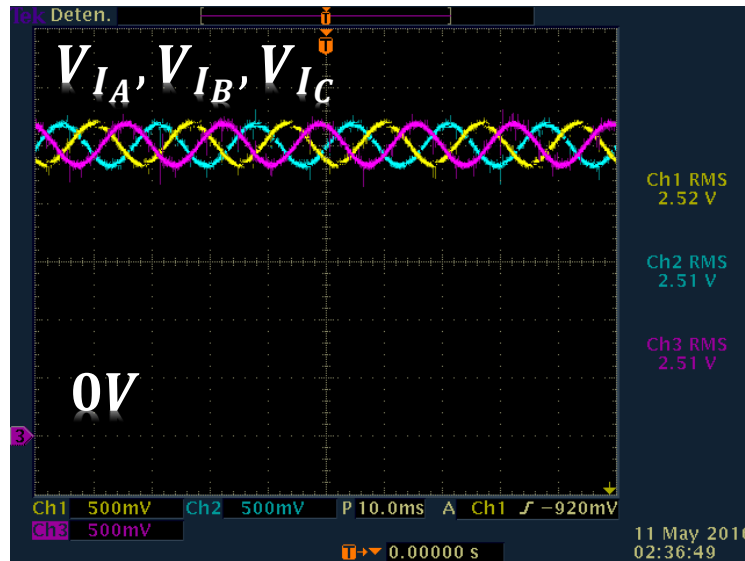


Figura 4. 6. Respuesta de los TC's ante $5 A_{CA}$ primarios.

La figura 4.6 ilustra corresponde a una captura del osciloscopio de la respuesta de los transductores de corriente ante una señal de corriente primaria de $5 A_{CA}$ bajo un alcance de medición de $25 A$, estos transductores poseen la característica de manejar tres alcances de medición con la característica de poder presentar valores máximos de $5 V_{c.c.}$, por ello es necesario escalar estos valores de tensión que superan los permisibles para el microcontrolador, retomando las aplicaciones de los *Op-amp's* en las configuraciones de amplificador inversor se desarrolla el circuito de la figura 4.7 para el escalado de la señal que representa el esquema eléctrico para uno de los canales de la placa de acondicionamiento de la figura 4.8.

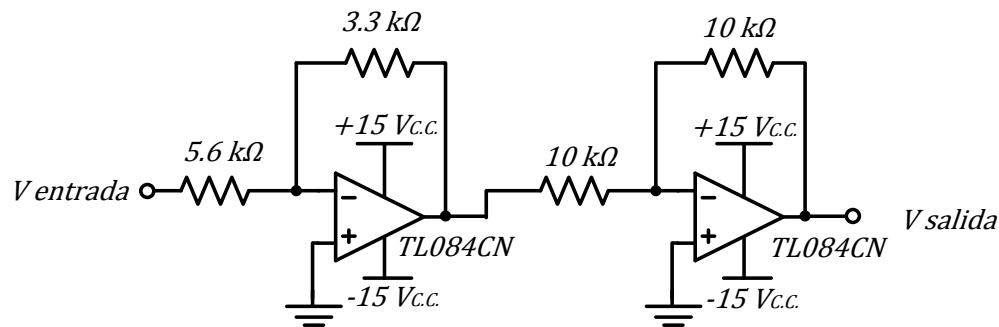


Figura 4. 7. Acondicionamiento de los TC's.

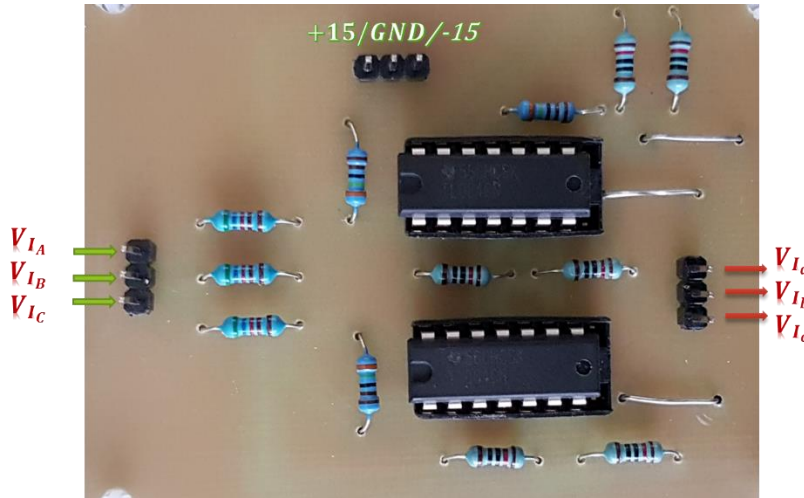


Figura 4. 8. PCB del acondicionamiento de los TC's.

Como producto del circuito de la figura 4.7 la señal de entrada se escala teóricamente en función de la ecuación 4.2 definido como:

$$V_{salida} = \frac{3.3}{5.6} V_{entrada} \quad [V] \quad (4.2)$$

Resultado del escalado de las señales de la figura 4.6 y la ecuación 4.2, la figura 4.9 muestra la atenuación de la señal de entrada, el canal 1 (senoidal amarilla) del osciloscopio representa la señal de respuesta del transductor, mientras que el canal 2 (senoidal azul) muestra la respuesta del circuito de acondicionamiento.

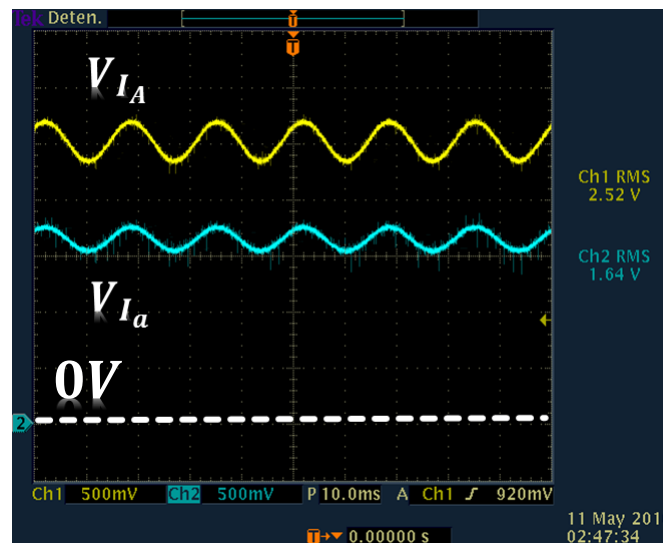


Figura 4. 9. Respuesta del circuito de acondicionamiento de los TC's.

4.1.2 Calibración de los TC's

La etapa de calibración tiene como objetivo minimizar la incertidumbre en las mediciones, tomando en cuenta que para mejorar la estimación de las mediciones referidas al lado primario del SEP se recomienda determinar una ecuación particular y lo mayormente precisa que se pueda para cada transductor de corriente, teóricamente se encuentra descrita por la ecuación 4.1, sin embargo, siempre se presentan mínimas desviaciones que repercuten en las mediciones. Por otro lado, el circuito de la figura 4.2 se diseña en base a valores ideales de resistencias comerciales, la ecuación del acondicionamiento se define idealmente como en la ecuación 4.2, no obstante esos valores no son exactamente como ahí se definen por lo que se procede a la calibración de cada uno de los canales de corriente.

Para la etapa de la calibración se realiza la conexión de la fuente trifásica de corriente a los TC's con su respectivo canal de acondicionamiento como se muestra en la figura 4.10.

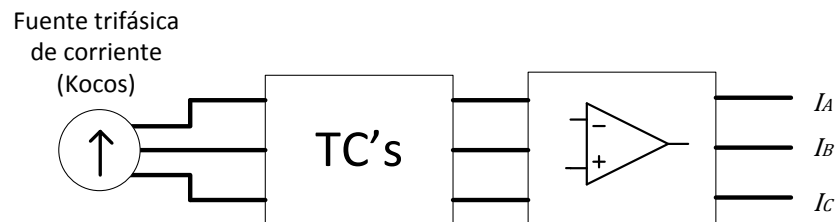


Figura 4. 10. Circuito de calibración de los TC's.

En base al circuito de la figura 4.10 se realizan mediciones en el lado secundario para diferentes valores de inyecciones de corriente del lado primario para cada uno de los canales. Estos registros se muestran en la tabla 4.1 para los tres canales de acondicionamiento, sólo recordando que el subsistema de acondicionamiento de corriente entrega como resultado a la salida, valores de tensión en función de las inyecciones de corriente en el lado primario.

Tabla 4. 1. Inyecciones de corriente de la calibración de los TC's.

TC_A		TC_B		TC_C	
I_P [A]	V_S [V]	I_P [A]	V_S [V]	I_P [A]	V_S [V]
0	0.0118	0	0.0124	0	0.0164
1	0.0187	1	0.0207	1	0.0224
2	0.0304	2	0.0321	2	0.0329
4	0.0596	4	0.0600	4	0.0600
6	0.0902	6	0.0883	6	0.0887
8	0.1190	8	0.1170	8	0.1170
10	0.1470	10	0.1460	10	0.1460
12	0.1770	12	0.1750	12	0.1750
14	0.2060	14	0.2040	14	0.2040
16	0.2350	16	0.2320	16	0.2330

De los registros en la tabla 4.1, se emplea el método de regresión polinomial para la obtención de la ecuación característica del circuito de acondicionamiento para una mejor estimación en la medición referida a niveles primarios [41]. La figura 4.11 muestra el resultado obtenido de la implementación de este método en uno de los canales de acondicionamiento.

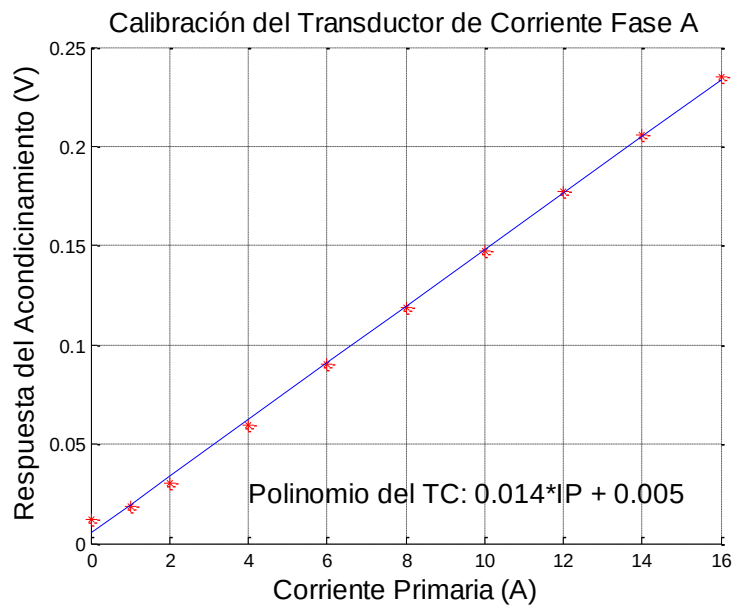


Figura 4. 11. Calibración del canal de acondicionamiento para la corriente de la fase A.

Como resultado de la calibración se obtienen las ecuaciones características para la determinación de los valores referidos al lado primario o secundario de los circuitos de acondicionamiento de cada canal de corriente. La tabla 4.2 muestra un resumen de las ecuaciones para la obtención de los valores referidos a cada sección del acondicionamiento.

Tabla 4. 2. Resultados de la calibración de los TC's.

<i>Canal de acondicionamiento</i>	<i>Valor en lado:</i>	<i>Ecuación de conversión</i>
Fase A	Primario a Secundario [V]	$V_S = 0.01428 * I_P + 0.0052$
	Secundario a Primario [A]	$I_P = 69.932 * V_S - 0.3555$
Fase B	Primario a Secundario [V]	$V_S = 0.01401 * I_P + 0.0065$
	Secundario a Primario [A]	$I_P = 71.307 * V_S - 0.4547$
Fase C	Primario a Secundario [V]	$V_S = 0.01388 * I_P + 0.0082$
	Secundario a Primario [A]	$I_P = 71.884 * V_S - 0.5742$

Las ecuaciones de la tabla 4.2 pueden resultar un poco confusas en el sentido del cambio de unidades de corriente y tensión entre las secciones del primario y secundario del acondicionamiento, sin embargo, tome en cuenta que debido a la naturaleza del transductor existe una conversión de unidades entre cada sección. Teniendo en cuenta la tabla incorpora las funciones de conversión necesarias para la una mejor medición de las señales de corriente.

4.1.3 Acondicionamiento TP's

Correspondiente al subsistema de entrada analógica para las magnitudes de tensión se implementan transformadores de tensión de la marca Myrra 44050 (Ver anexo B), la relación de transformación para estos transductores se define en valores nominales de 230/9 V. A diferencia de los transductores de corriente la respuesta se mantiene en señales de C.A. lo que implica la incorporación de un

offset. La figura 4.12 muestra la respuesta de estos transductores ante una señal de tensión de $127 V_{C.A.}$ en el lado primario del transformador.

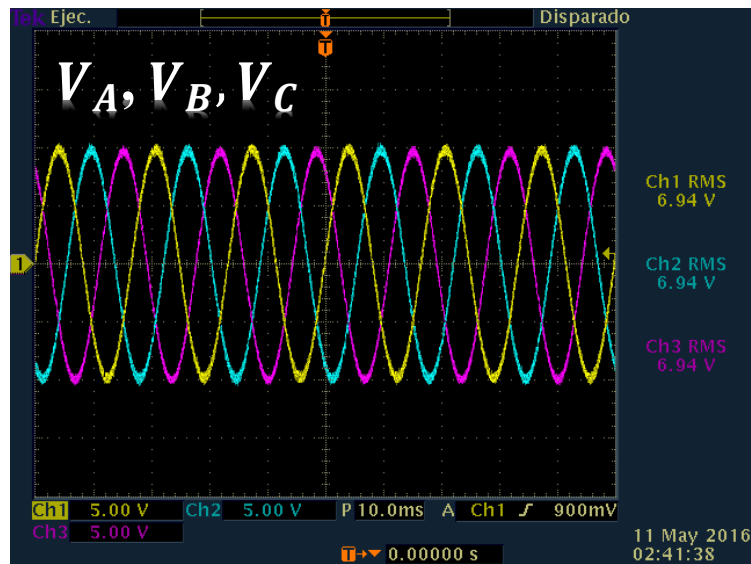


Figura 4. 12. Respuesta de los TP's ante $127 V_{CA}$ en el lado primario.

Como se mencionó anteriormente la naturaleza de los transformadores implica la incorporación de un offset por medio del circuito de acondicionamiento, para ello se implementan las configuraciones de los *Op-amp*'s de sumador e inversor para llegar al diseño del circuito de acondicionamiento de la figura 4.13 que corresponde al esquema eléctrico de un canal de la placa de acondicionamiento de la figura 4.14.

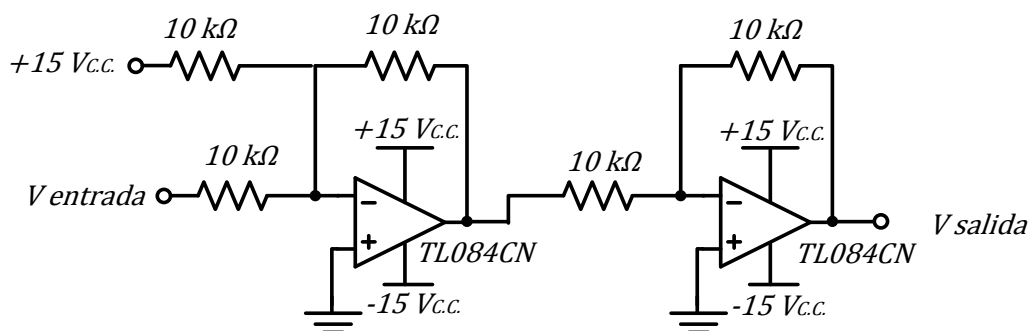


Figura 4. 13. Acondicionamiento de los TP's.

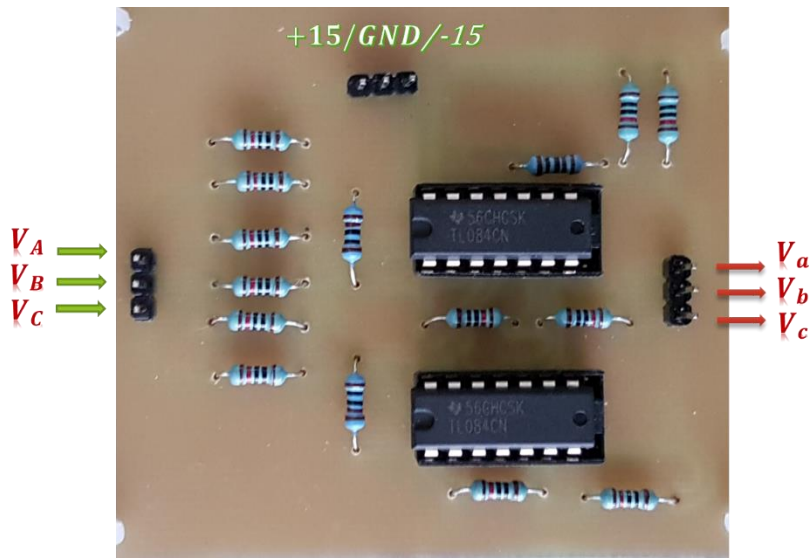


Figura 4. 14. PCB del acondicionamiento de los TP's.

Como producto del circuito de la figura 4.13 la señal de entrada se escala teóricamente en función de la ecuación 4.3 definido como:

$$V_{salida} = \frac{1}{10} (V_{entrada} + 15) \quad [V] \quad (4.3)$$

Resultado del escalado de las señales de la figura 4.12 y la ecuación 4.3, la figura 4.15 muestra la atenuación de la señal de entrada, el canal 1 (senoidal amarilla) del osciloscopio representa la señal de respuesta del transductor, mientras que el canal 2 (senoidal azul) muestra la respuesta del circuito de acondicionamiento.

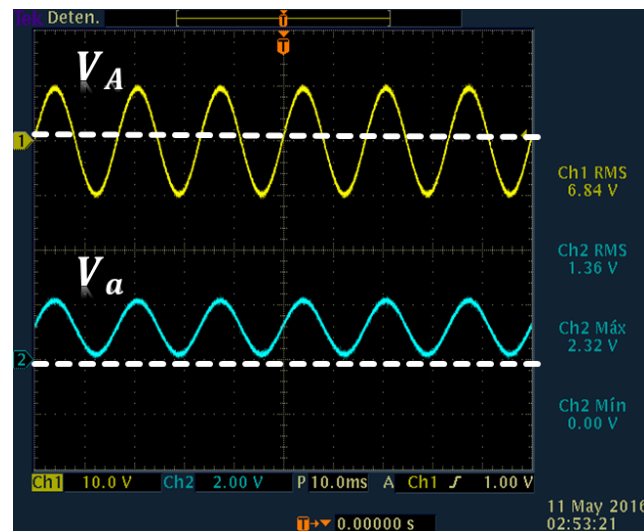


Figura 4. 15. Respuesta del circuito de acondicionamiento de los TP's.

4.1.4 Calibración de los TP 's

De igual forma que con la calibración de los transductores de corriente primeramente se realiza la conexión de la fuente trifásica de tensión a los TP 's con su respectivo canal de acondicionamiento como se muestra en la figura 4.16.

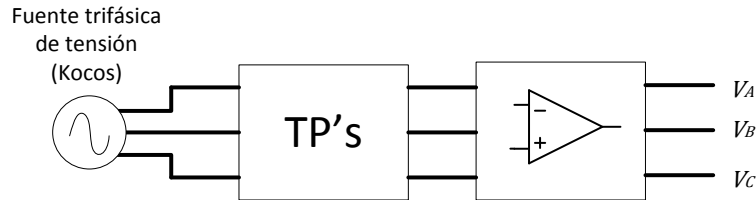


Figura 4. 16. Circuito de calibración de los TP 's.

En base al circuito de la figura 4.16 se realizan mediciones en el lado secundario para diferentes valores de tensiones del lado primario para cada uno de los canales. Estos registros se muestran en la tabla 4.3 para los tres canales de acondicionamiento.

Tabla 4. 3. Valores de tensión de la calibración de los TP 's.

TP_A		TP_B		TP_C	
V_P [A]	V_S [V]	V_P [A]	V_S [V]	V_P [A]	V_S [V]
0	0.0307	0	0.0273	0	0.0318
10	0.0609	10	0.0604	10	0.0623
20	0.111	20	0.112	20	0.113
30	0.163	30	0.165	30	0.166
40	0.216	40	0.22	40	0.22
50	0.269	50	0.274	50	0.275
60	0.322	60	0.329	60	0.329
70	0.375	70	0.384	70	0.384
80	0.43	80	0.439	80	0.439
90	0.483	90	0.494	90	0.494
100	0.538	100	0.548	100	0.549
110	0.592	110	0.603	110	0.603
120	0.645	120	0.657	120	0.657
130	0.698	130	0.712	130	0.712

De los registros en la tabla 4.3, nuevamente se emplea el método de regresión polinomial para la obtención de la ecuación característica del circuito de acondicionamiento [41]. La figura 4.17 muestra el resultado obtenido de la implementación de este método en uno de los canales de acondicionamiento.

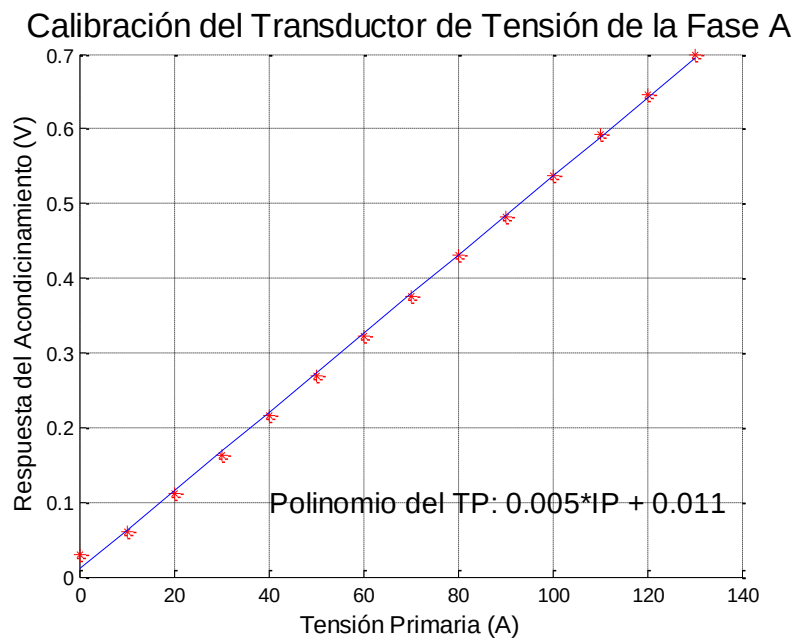


Figura 4. 17. Calibración del canal de acondicionamiento para la tensión de la fase A.

Como resultado de la calibración se obtienen las ecuaciones características para la determinación de los valores referidos al lado primario o secundario de los circuitos de acondicionamiento de cada canal de tensión. La tabla 4.4 muestra un resumen de las ecuaciones para la obtención de los valores referidos a cada sección del acondicionamiento.

Tabla 4. 4. Resultados de la calibración de los *TP*'s.

<i>Canal de acondicionamiento</i>	<i>Valor en lado:</i>	<i>Ecuación de conversión</i>
Fase A	Primario a Secundario [V]	$V_S = 0.0053 * V_P + 0.0106$
	Secundario a Primario [V]	$V_P = 190.00 * V_S - 1.9573$
Fase B	Primario a Secundario [V]	$V_S = 0.0054 * V_P + 0.0091$
	Secundario a Primario [V]	$V_P = 185.71 * V_S - 1.6520$
Fase C	Primario a Secundario [V]	$V_S = 0.0054 * V_P + 0.0111$
	Secundario a Primario [V]	$V_P = 186.36 * V_S - 2.0259$

Culminadas ambas calibraciones las tablas 4.2 y 4.4 representan las ecuaciones de las relaciones de transformación de ambos subsistemas de acondicionamiento de entradas analógicas, estas funciones serán incluidas en el código de programación para las obtenciones de las estimaciones fasoriales de las señales de entrada.

4.1.4 Filtro pasa-bajas

Retomando el circuito eléctrico del filtro pasa-bajas de primer orden de la figura 3.4 que corresponde a la parte del filtro pasivo se tiene:

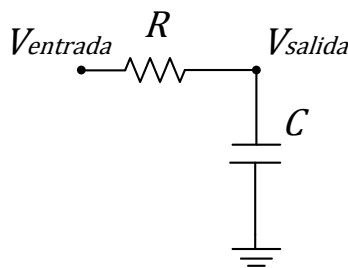


Figura 4. 18. Filtro pasivo pasa-bajas de primer orden.

Para el cual se debe determinar el valor de la resistencia y capacitor con base a la ecuación 4.4.

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (4.4)$$

Suponiendo que $C = 100 \text{ nF}$ entonces R se define para una frecuencia de corte de 500 Hz como:

$$R = \frac{1}{2*\pi*f*C} \quad (4.5)$$

$$R = \frac{1}{2*\pi*(500\text{Hz})*(100 \text{ nF})} \quad (4.6)$$

$$R = 3.183 \text{ K}\Omega \approx 3.3 \text{ K}\Omega \quad (4.7)$$

El filtro resultante con base a los valores propuestos de R y C contribuyen a la eliminación de la presencia del fenómeno aliasing en las señales entrantes al relevador y culminan el proceso de adquisición y filtrado de las señales de tensión y corriente.

4.2 PANEL FRONTAL DEL RELEVADOR

Para el panel frontal del dispositivo se incorporan dos dispositivos esenciales con los que se cuentan en los relevadores comerciales, estos elementos son un sistema de señalización por *LED's* y un Dispositivo de Interfaz Humana (*HID*) para la configuración del relevador, ambos sistemas se describen a continuación.

4.2.1 Sistema de señalización auxiliar

Para el sistema de señalización se incorporan *LED* acoplados a una resistencia en serie y un circuito integrado (*CI*) LS7404 como puertos de señalización para las siguientes indicaciones:

- ▶ Encendido
- ▶ Ejecutando programa
- ▶ Señal de liberación de falla (*TRIP*)
- ▶ Falla en la fase A
- ▶ Falla en la fase B

- ▶ Falla en la fase C
- ▶ Falla en Neutro
- ▶ Unidad 50 activada
- ▶ Unidad 51 activada
- ▶ 3 puertos de señalización restante ante la posible incorporación de nuevas unidades de protección

El esquema eléctrico de forma unitaria para cada una de estas señalizaciones se muestra en la figura 4.19.

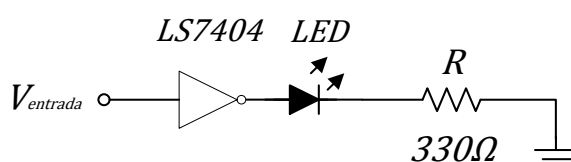


Figura 4. 19. Circuito esquemático de conexión del sistema de señalización en el panel frontal.

Para la activación de las señalizaciones del circuito de la figura 4.19 se requiere de un cero lógico (0 V) como valor de entrada y se mantendrá inactiva con un valor de 1 lógico (3 V) que serán proporcionados por los puertos digitales de la *tarjeta de desarrollo* FRDM-K64F. La figura 4.20 muestra el sistema de señalización instalado.



a)

b)

Figura 4. 20. Panel frontal del relevador, a) Sistema de señalización, b) HID.

4.2.2 Dispositivo de Interfaz Humana (HID)

En la figura 4.20 se observa la HID instalada en el panel frontal del relevador, el dispositivo que desempeña dicha función es una pantalla de la marca “4D systems” con número de producto “ μ LCD-70DT” que se muestra en la figura 4.21, este dispositivo cuenta con las principales características de una panel táctil resistivo, puertos seriales de comunicación (implementados para la comunicación con el microcontrolador), 16 puertos de entrada/salida de propósito general, los cuales 4 son configurables como entradas analógicas [42].

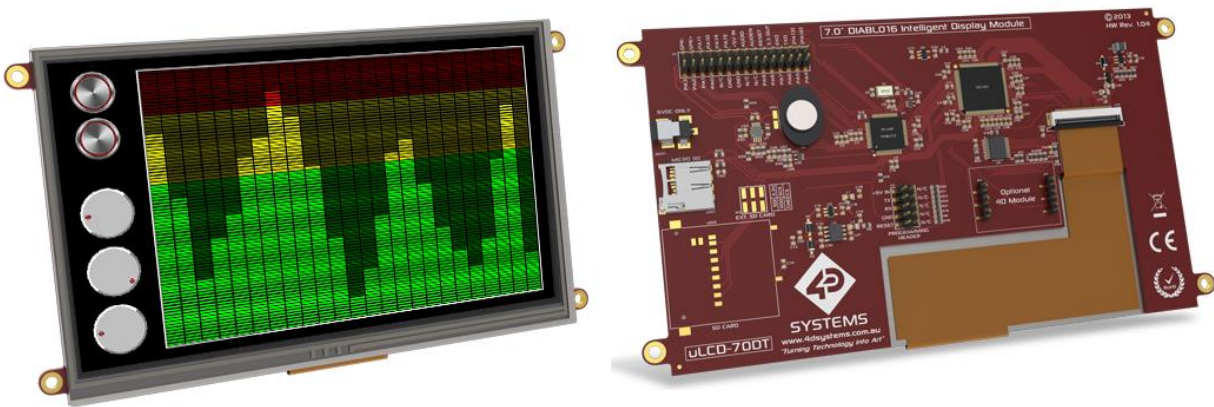


Figura 4. 21. Vista frontal y posterior de la μ LCD-70DT - 4D systems.

Este dispositivo posee varios entornos de programación dentro de los cuales se selecciona el entorno de programación denominado “ViSi-Genie”, este entorno de programación se basa en un lenguaje de alto nivel totalmente gráfico donde se incorporan elementos predefinidos a los cuales se le asigna un índice por tipo de elemento e índice por cada elemento existente de ese elemento [43].

El objetivo de la *HID* es brindarle al relevador la autonomía necesaria para realizar la programación local del dispositivo, que permita ingresar ajustes de las unidades de protección, características de la red eléctrica, modificación de lógicas de disparo, entre otras características. Dentro de la declaración de periféricos del microcontrolador (ver figura 4.32) se asigna un puerto serial para la comunicación

de este dispositivo con el microcontrolador, donde se realiza una transferencia de datos en base a un buffer con la estructura de la figura 4.22 [44].

Byte de estructura del buffer					
Comando	Tipo de objeto	Índice del objeto	Valor MSB	Valor LSB	Checksum
01	19	00	00	50	48
Escribir	Scope	Primero	0x0050 HEX		XOR

Figura 4. 22. Estructura del buffer de transferencia de datos [44].

La estructura del buffer se compone de 6 byte (8 bits cada uno) como parte de un comando significativo que se especifican como:

- ⊕ Comando: 00 - Lectura / 01 – Escritura.
- ⊕ Tipo de objeto: Señaliza el tipo de objeto contenida en alguna de las ventanas de la HID.
- ⊕ Índice del objeto: Indica un subíndice de referencia para objetos del mismo tipo.
- ⊕ Valor MSB: Forma parte del valor a asignar en su byte más significativo.
- ⊕ Valor LSB: Forma parte del valor a asignar en su byte menos significativo.
- ⊕ Checksum: Byte de control para la verificación de una transferencia de datos exitosa resultante del cálculo por XOR entre cada byte de la estructura.

Cada valor de la estructura es transferido en hexadecimal, las variables designadas como valores a transferir pueden declararse y manejarse a lo largo del programa en cualquier otro tipo de variable y ser enviada sin ningún inconveniente puesto que los valores estarán reflejados en los componentes de la *HID* en números enteros [44].

4.2.2.1 Panel de mediciones fasoriales

Los relevadores comerciales ofrecen un panel de mediciones que muestran los valores de tensión y corriente como un medio auxiliar para visualizar las condiciones del sistema eléctrico, en este prototipo se despliega un menú principal donde se muestran las mediciones *RMS* con su respectivo ángulo con una actualización constante de 1 segundo. En la figura 4.23 se muestra el menú principal que despliega el dispositivo donde se contienen dichas mediciones



Figura 4. 23. Panel principal de mediciones fasoriales.

En la figura 4.23 se observa que en la parte inferior derecha se encuentra una un botón que hace referencia las configuraciones del relevador, cuando se selecciona dicha opción se accede a una nueva pestaña para realizar las configuraciones pertinentes del relevador como se muestran en la sección siguiente.

4.2.2.2 Menú de configuraciones

En la figura 4.24 se despliega el menú de configuraciones que direcciona a los submenús para ingreso de ajustes y parámetros del relevador, primeramente se tienen los parámetros de la línea a proteger, aunado al ingreso de los ajustes de las unidades de sobrecorriente y su activación o desactivación por medio de los botones ubicados a un costado, debajo de estos se encuentra el direccionamiento al reporte de falla del último evento acontecido y se anexa un botón de retorno al menú principal de mediciones.

El incluir nuevos submenús de ajustes resulta sencillo y no altera al resto del programa, la inserción de nuevas lógicas de protección se puede llevar a cabo al anexar nuevos botones de direccionamiento de submenús de ajustes y nuevas ventanas de ajuste totalmente independientes a las ya establecidas.



Figura 4. 24. Menú de configuraciones del relevador.

4.2.2.3 Menú y submenú de parámetros de línea

De la figura 4.24 se desprenden los submenús para el ingreso de los ajustes del relevador, el primero de ellos son los pertinentes a las configuraciones de los parámetros de la línea a proteger, ahí se contemplan las relaciones de transformación de los *TC's* y *TP's* para obtener mediciones de tensión y corriente referidas al lado primario a nivel de la red eléctrica, aunado a ello se integran la

longitud de la línea e impedancia característica de la línea como parámetros necesarios por posibles expansiones de las unidades de protección. La figura 4.25 muestra el submenú de las configuraciones de los parámetros de la línea.



Figura 4. 25. Submenú de los parámetros de línea.

Para la modificación de los parámetros de la figura 4.25 se debe ingresar a cada submenú que despliega la ventana para la modificación del ajuste, un ejemplo de ello se muestra en la figura 4.26 donde se despliega la ventana para el ingreso de la relación de transformación del TC, el cual cuenta con un teclado número para el ingreso del ajuste y un indicador que muestra el valor actualizado.



Figura 4. 26. Submenú para el ingreso de la relación de transformación del TC.

4.2.2.4 Menú y submenú de ajustes de la unidad de sobrecorriente

Al igual que con la figura 4.25 para los parámetros de la línea, las unidades de sobrecorriente cuentan con su submenú para el ingreso de los ajustes de la unidad instantánea y con retardo de tiempo, en la figura 4.27 se muestra el menú desplegado para la configuración de las unidades de sobrecorriente.



Figura 4. 27. Submenú de configuraciones de las unidades de protección de sobrecorriente.

Al igual que ocurre con los submenús de la figura 4.26, los ajustes de las unidades de sobrecorriente poseen el mismo formato a excepción de la selección de la curva característica del relevador, donde se despliega una matriz de botones para asignar la curva con la cual opera el relevador como se muestra en la figura 4.28.



Figura 4. 28. Submenú de la selección de la curva característica.

4.3 LÓGICA DEL RELEVADOR

En esta etapa del desarrollo, las señales de tensión y corriente entran en valores admisibles para el microcontrolador montado sobre la tarjeta *FRDM-K64F* de la marca Freescale, hasta el momento se han desarrollado los subsistemas de entrada analógica y la *HID*. Estos elementos se consideran partes esenciales en el desarrollo del hardware del relevador de protección, sin embargo la parte central del trabajo se enfoca en la lógica contenida en el microcontrolador y la intercomunicación de los periféricos lograda por el microcontrolador para ejecutar las acciones de protección, la programación del microcontrolador es lograda por el software “*CodeWarrior Development Studio V10.6*” que ofrece la herramienta de configuración de periféricos “*processor expert*” con la cual es posible hacer una fácil declaración, configuración e inicialización de los periféricos del microcontrolador y autogenerar los códigos necesarios en cada proyecto [45, 46].

4.3.1 Tarjeta de desarrollo

La tarjeta *FRDM-K64F* de tecnología *ARM* mostrada en la figura 4.29 posee algunas características importantes y aceptables para el desarrollo de una unidad de protección microprocesada [45, 46]:

- ⊕ Reloj de núcleo de 120 *MHz* y unidades de timer.
- ⊕ 2 ADC de 16 bits de SAR.
- ⊕ 1 DAC de 12 bits.
- ⊕ Unidad de punto flotante.
- ⊕ 1024 KB de memoria FLASH.
- ⊕ 256 KB de memoria RAM.



Figura 4. 29, Plataforma de desarrollo *FRDM-K64F* [45].

Los *ADC's* pasan a formar una característica importante en la selección del hardware en base a la resolución y método de conversión, de acuerdo a la literatura, las características de esta tarjeta son suficientes para llevar a cabo las tareas deseadas.

4.3.1.1 Configuración de CPU

Como se ha mencionado anteriormente, se implementa el software “*CodeWarrior Development Studio V10.6*” y a pesar de las especificaciones de la tarjeta de desarrollo en [45] y [46] el software de programación considera una configuración predeterminada del CPU con el que se alcanza una velocidad del núcleo de 20 *MHz*. Esta velocidad es muy reducida a comparación de las capacidades del dispositivo, por ello, se realiza el cambio de algunas configuraciones con que se produce un cambio del reloj de referencia en el núcleo que permiten alcanzar la velocidad especificada máxima de 120 *MHz* como se muestra en la figura 4.30.

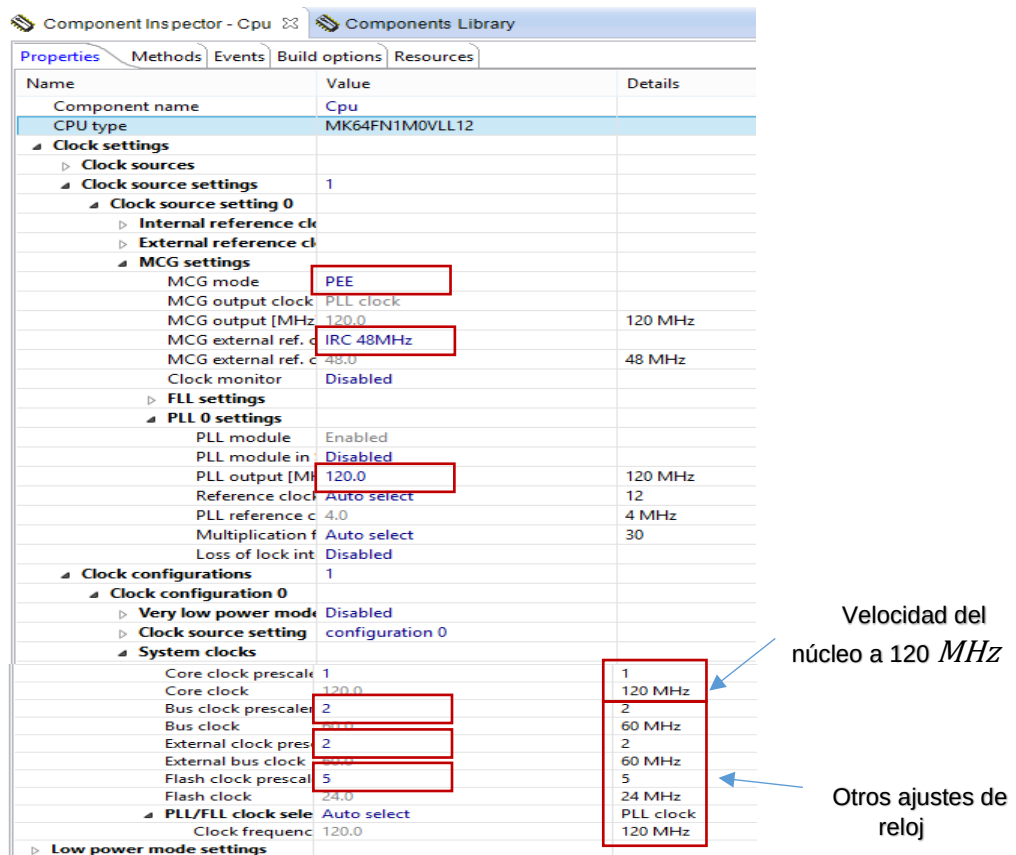
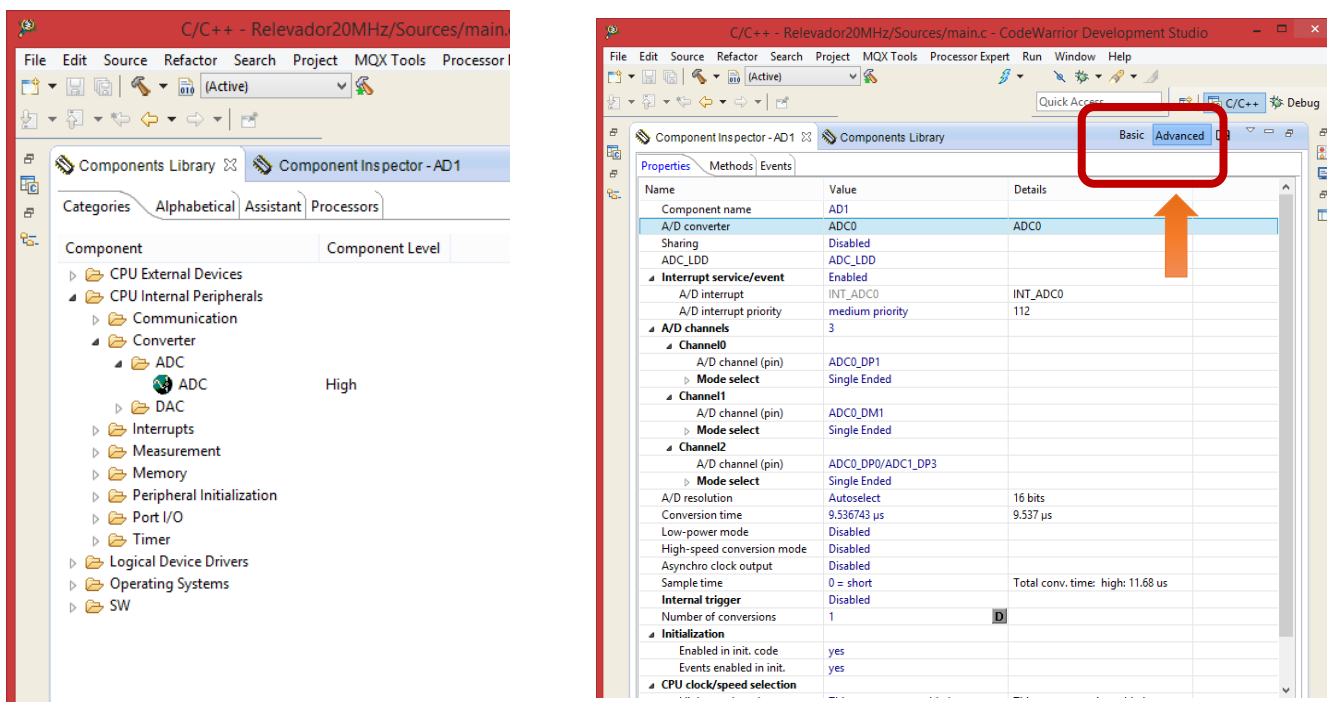


Figura 4. 30. Configuración del CPU.

4.3.2 Declaración, inicialización y asignación de los periféricos implementados

La declaración de los periféricos o componentes a implementar se facilita mucho con estas herramientas, dentro del software de programación existe una librería de componentes la cual contiene todos los componentes que se deseen implementar y se encuentren instalados en la tarjeta de desarrollo. La organización de estos componentes se maneja dentro de una serie de carpetas dentro de la pestaña de la “Components Library” que se muestra a continuación en la figura 4.31a.



a)

b)

Figura 4. 31. a) Components Library b) Component Inspector.

Una vez seleccionado el componente en la librería, se procede a la configuración de las características generales y de operación, así como la auto inicialización por medio de los campos existentes en el “Component Inspector” (4.31b) y el “processor expert”, para obtener un mayor acceso en los parámetros de configuración se sugiere acceder a las configuración avanzadas por medio de la selección resaltada

por el recuadro en la figura 4.31b. Posterior a la declaración y configuración del componente se procede a la generación del código correspondiente al componente por medio del “processor expert”, para ello en la pestaña de “Components” y se selecciona la generación del processor expert como se muestra en la figura 4.32.

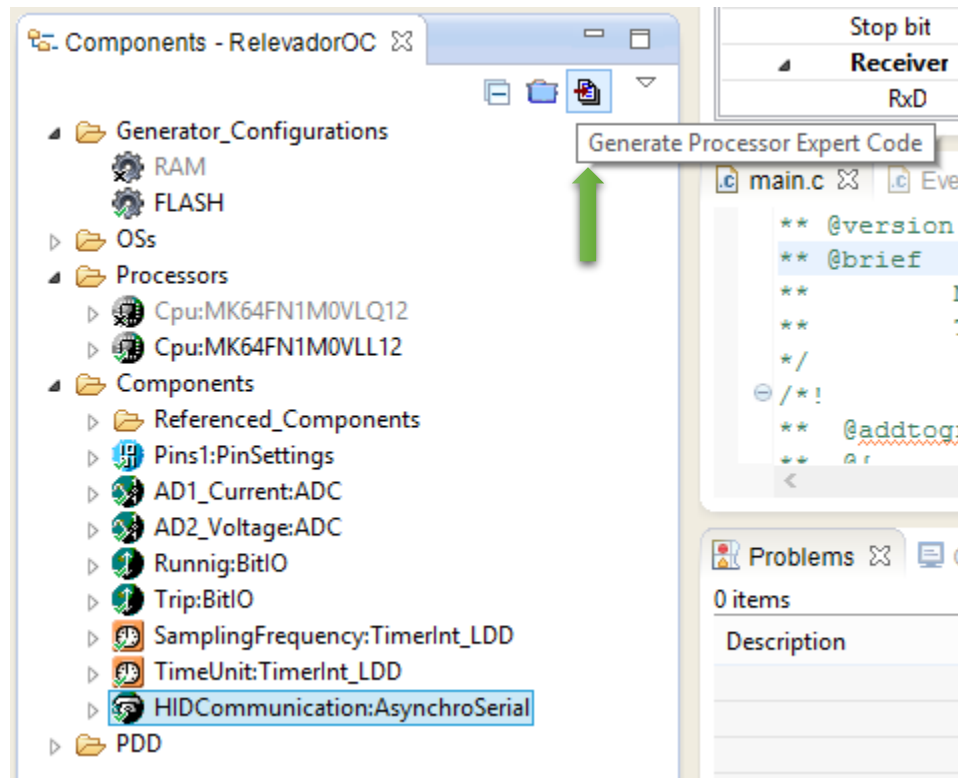


Figura 4. 32. Componentes y generación de processor expert.

La pestaña de componentes de la figura 4.32 muestra todos los componentes declarados en el proyecto, de aquí se puede acceder a cada uno de los componentes y modificar en el “Component Inspector”. Cada modificación requiere de la ejecución posterior del “Processor Expert” para generar el código pertinente a las modificaciones del hardware en cuanto a la inicialización y declaración de los periféricos, cabe la posibilidad que el código programado previamente ante una actualización del nombre del componente, requiera de una modificación manual dentro del lazo principal y subrutinas del programa, para lograr la coincidencia de los eventos o funciones pertenecientes al componente.

4.3.2.1 Configuración de los ADC's

Debido a las características de la tarjeta de desarrollo *FRDM-K64F* existe la limitante de contar únicamente con dos ADC's, los cuales se aprovechan destinando cada uno de ellos a mediciones de tensión y corriente por separado. La necesidad de implementar un sistema trifásico obliga a multiplexar los canales del ADC para cada una de las fases del sistema. Con ayuda del "Processor Expert" y aplicando los ajustes necesarios en la pestaña del "Component Inspector" que se muestran en la figura 4.33 se consigue definir los pines de entrada y la velocidad de conversión para cada uno de los canales.

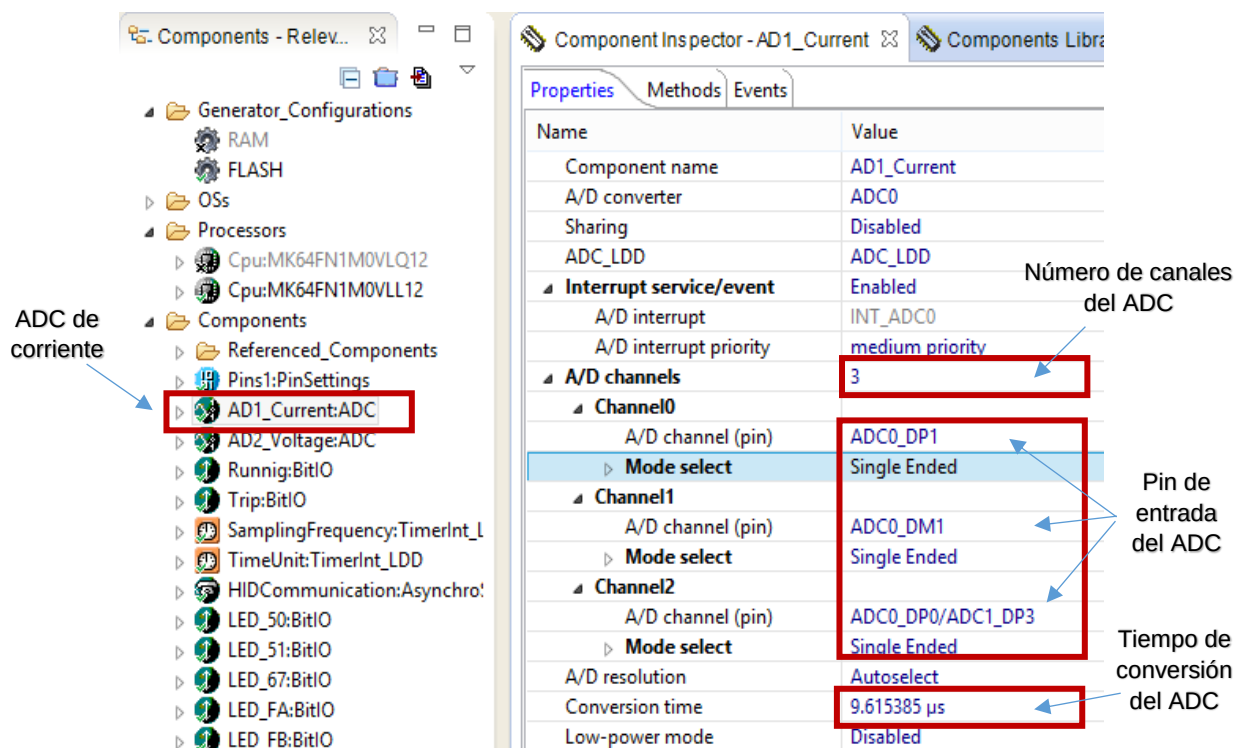


Figura 4. 33. Configuración de los canales del ADC.

La figura 4.33 denota cada uno de los ajustes necesarios para la adquisición de los tres canales de corriente implementando únicamente un ADC, estos mismos ajustes se aplican para el convertidor de tensión denotado en la figura 4.33 como AD2_Voltage: ADC, siguiendo la metodología anterior y respetando los pines de conexión del ADC de corriente para evitar la duplicidad entre ambos ADC.

4.3.3 Lazo principal de la lógica del relevador

A lo largo de cada iteración la lógica del relevador sigue una lógica de operación para evaluar y realizar las acciones de protección en base a las mediciones de tensión y corriente obtenidas. De forma general en la figura 4.34 se muestra el diagrama de flujo en cada iteración del programa (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E como “Main.c”).

Las etapas de este programa se dividen en:

- ✦ **Declaración de variables:** Es la etapa donde se asignan todas las variables requeridas a lo largo del programa como: buffer para la ventana de datos, variables de medición, ajustes del relevador, configuraciones de la línea, entre otras.
- ✦ **Inicialización de periféricos:** Se aseguran los valores iniciales de los puertos de salida digital para la señalización y acciones de protección.
- ✦ **Bandera de ventana:** Actúa como indicador de una ventana de datos lista para ser procesada.
- ✦ **DFT:** Realiza el procesamiento de las señales de tensión y corriente para la obtención de mediciones fasoriales y forma parte del filtrado de la señal.
- ✦ **Lógicas de los relevadores 50/51:** Realiza la lógica que comprende a cada unidad, aplica las acciones de protección y señalización.
- ✦ **Actualización de la HID:** Contiene las subrutinas para la actualización de las mediciones y ajustes en la HID.

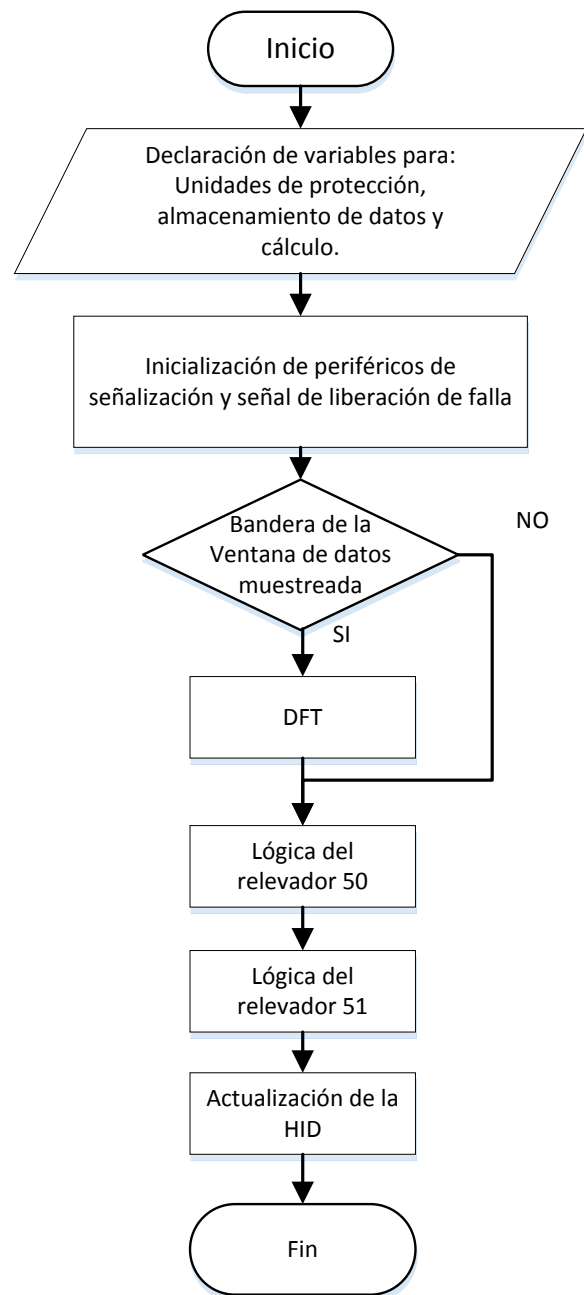


Figura 4. 34. Diagrama de flujo del lazo principal de la lógica del relevador.

4.3.4 Algoritmo de muestreo

La etapa de muestreo involucra a dos componentes en su realización, en primera instancia se asigna una unidad de tiempo (**Timer Interrupt**) que realice una interrupción periódica que define la frecuencia de muestro de la señales e inicia el proceso de conversión de los **ADC's** de tensión y corriente para almacenar dichos valores en las ventanas de datos correspondientes. Los diagramas de flujo de estas dos etapas se describen en las figura 4.35 y 4.36 (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de "Events.c").

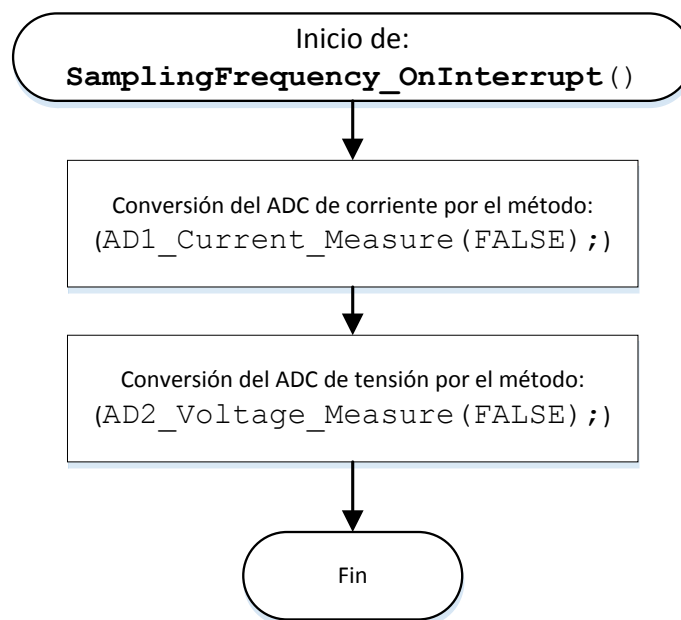


Figura 4. 35. Diagrama de flujo de la interrupción periódica de 1920 Hz del inicio de conversión de los ADC's.

La figura 4.35 representa una interrupción periódica a 1920 *Hz* que inicia la conversión secuencial de los canales de los **ADC's** destinados para la medición de tensión y corriente. Una vez que se ha culminado el proceso de conversión se inician las rutinas de la figura 4.36, donde primero se obtienen los resultados de cada uno de los canales del **ADC** y se dirigen a un vector de almacenamiento, dichos valores se extraen y se envían a un buffer de la ventana de datos correspondiente bajo un índice de la localidad de almacenamiento (*IndexC* e *IndexV*).

Una vez que el valor de la conversión ha sido guardado se incrementan los índices que apuntan a las localidades de memoria a almacenar, cuando el índice de la localidad de almacenamiento sobrepasa el número de muestras por ciclo, los índices se igualan a cero y por medio de una variable bandera se indica la existencia de una nueva ventana de datos lista para el procesamiento. Cada una de las muestras que se guardan en la ventana de datos pasa por el filtro mimic antes de ser almacenada. La figura 4.36 demuestra el diagrama de flujo que sigue este proceso para el ADC destinado a la medición de corriente (4.36a) y el convertidor de las señales de tensión (4.36b) (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “Events.c”).

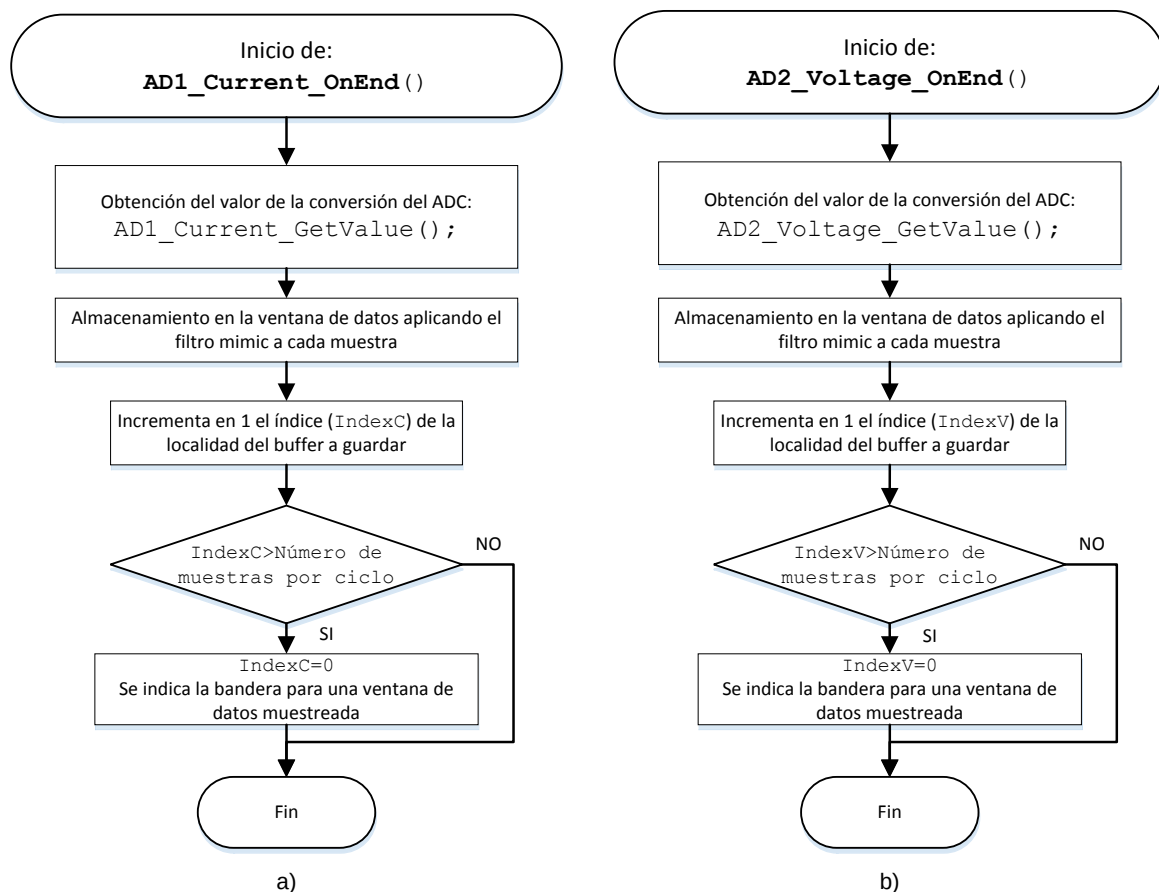


Figura 4. 36. Diagrama de flujo de ciclo de posterior a la Conversión de los ADC's.

4.3.5 Cálculo de la DFT no recursiva

El algoritmo de la *DFT* no recursiva es implementado de igual forma para las tres magnitudes de tensión y corriente y se encuentra descrito por el diagrama de flujo de la figura 4.37 que se presenta a continuación (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “DFT.h” y “DFT.c”).

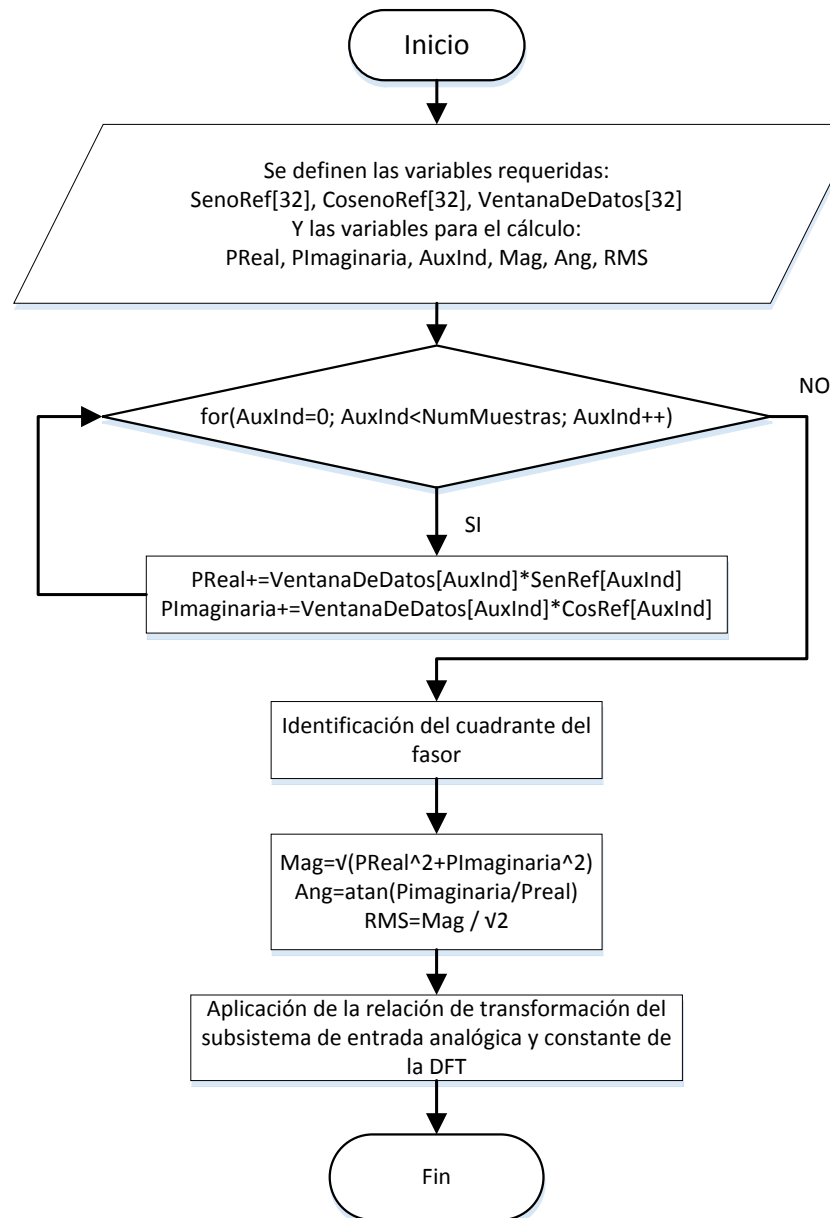


Figura 4. 37. Diagrama de flujo del algoritmo de la *DFT* no recursiva.

En el diagrama de flujo de la figura 4.37 se parte de la declaración de funciones unitarias de seno y coseno de referencia en valores discretos que dependen de la frecuencia de muestreo, dado que la frecuencia de muestreo corresponde a 32 muestras por ciclo estas funciones se almacenan en buffers de esta dimensión. De forma general cada una de las muestras de la ventana de datos se multiplica por la localidad correspondiente y se acumulan en una variable de la parte real y otra para la parte imaginaria del fasor, dichas componentes del fasor se multiplican por la constante de $\frac{2}{N}$ (definida en la ecuación 3.19) y usadas para la obtención de la magnitud y ángulo de los fasores. Así mismo se aplican las ganancias para la obtención de las mediciones en valores primarios del subsistema de entrada analógica.

4.3.6 Algoritmo de las unidades de sobrecorriente

Los algoritmos de las unidades de protección se mantienen de forma independiente y requieren de las mediciones fasoriales obtenidas por el algoritmo de la *DFT*, primeramente, la unidad instantánea (50) hace una rápida comparación para evaluar si alguna de las magnitudes ha sobrepasado el valor de los ajustes asignados y enviar las señales de disparo junto a su señalización correspondiente como se observa en el diagrama de flujo de la figura 4.38 (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “OverCurrentRelay.c”).

Por otro lado, el algoritmo de la unidad con retardo de tiempo (51) primero evalúa si alguna de las mediciones sobrepasa los valores de ajustes, si dicha condición se cumple se selecciona el tipo de la curva característica del relevador, y en base a la línea que posee la condición más severa se determina el tiempo de liberación de la falla. Una vez obtenido el tiempo se inicia un contador en decremento que cuando se ha cumplido el tiempo de la liberación de la falla realiza las acciones de protección y señalizaciones correspondientes. El diagrama de flujo de la figura 4.39 describe el comportamiento de esta unidad de protección (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “OverCurrentRelay.c”).

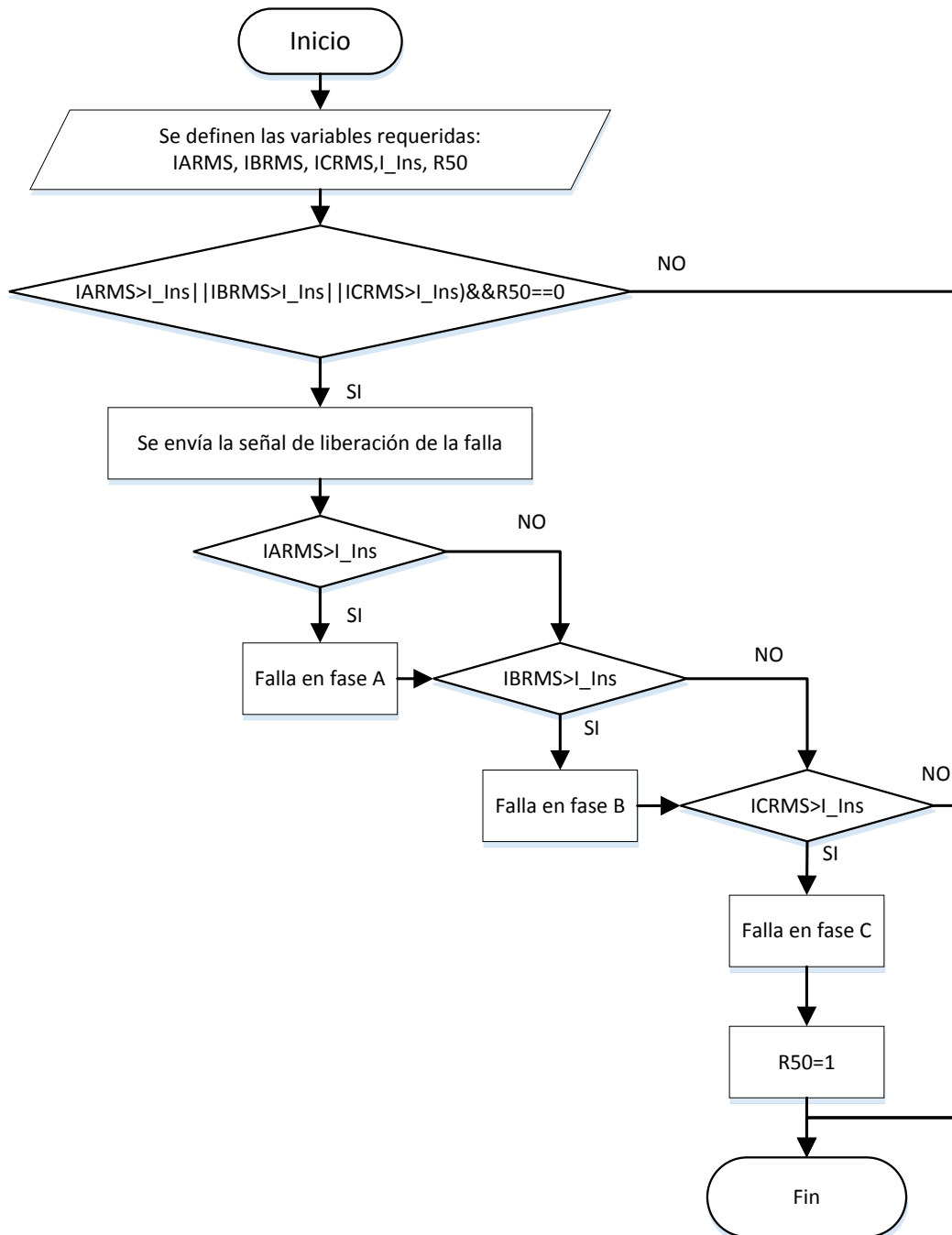


Figura 4. 38. Diagrama de flujo de la unidad de protección instantánea 50.

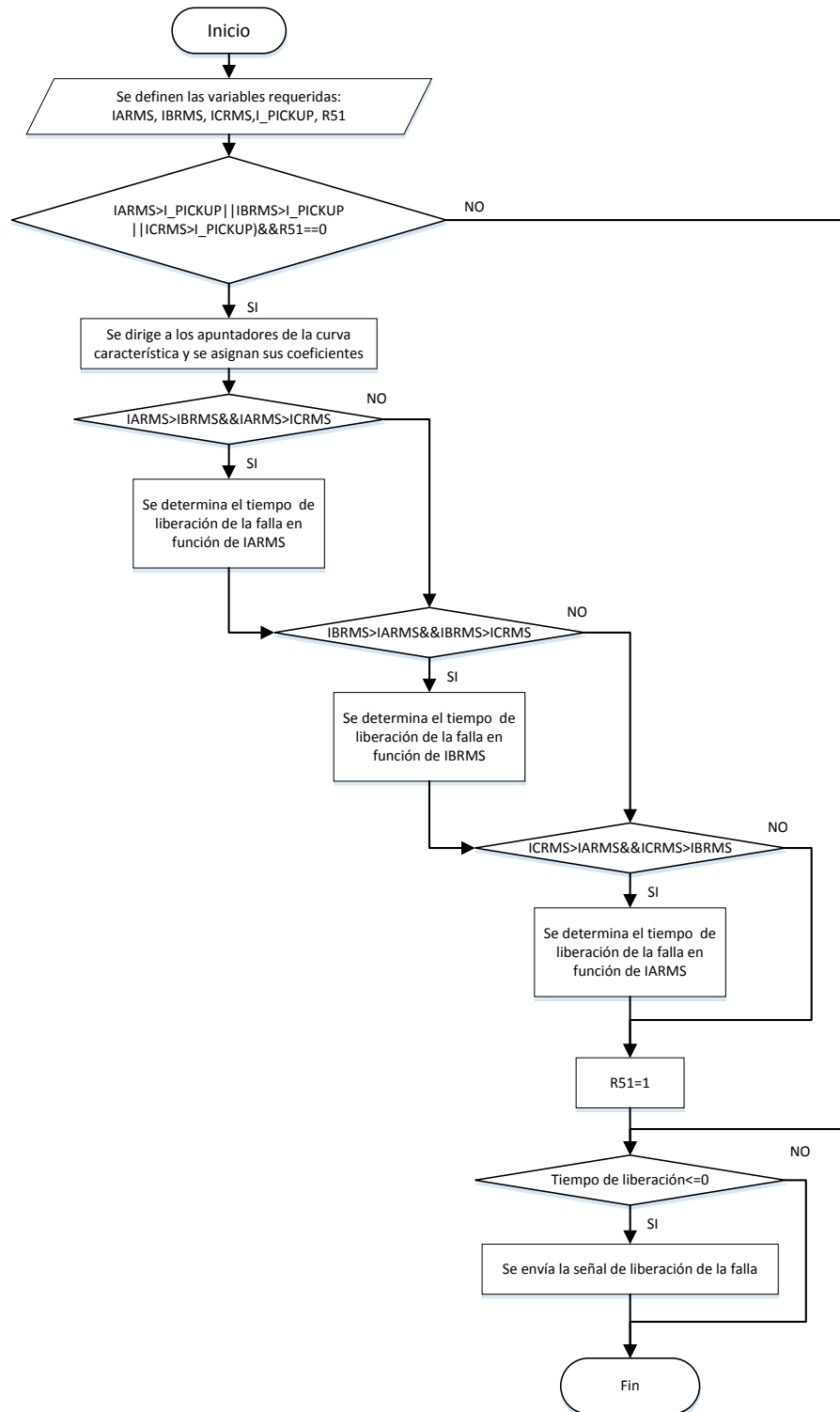


Figura 4. 39. Diagrama de flujo de la unidad de protección con retardo de tiempo 51.

4.3.7 Algoritmo de la unidad de tiempo auxiliar

La unidad de tiempo auxiliar brinda una interrupción cada décima de milisegundo con el fin de realizar un decremento en el tiempo de liberación de la falla para la unidad con retardo de tiempo con la resolución de tiempo antes mencionada. Además esta misma unidad de tiempo se aprovecha para generar la actualización de las mediciones en la *HID* y una señalización para visualizar que la lógica del relevador se está llevando a cabo. El diagrama de flujo de la figura 4.40 muestra el contenido de esta subrutina (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “Events.c”).

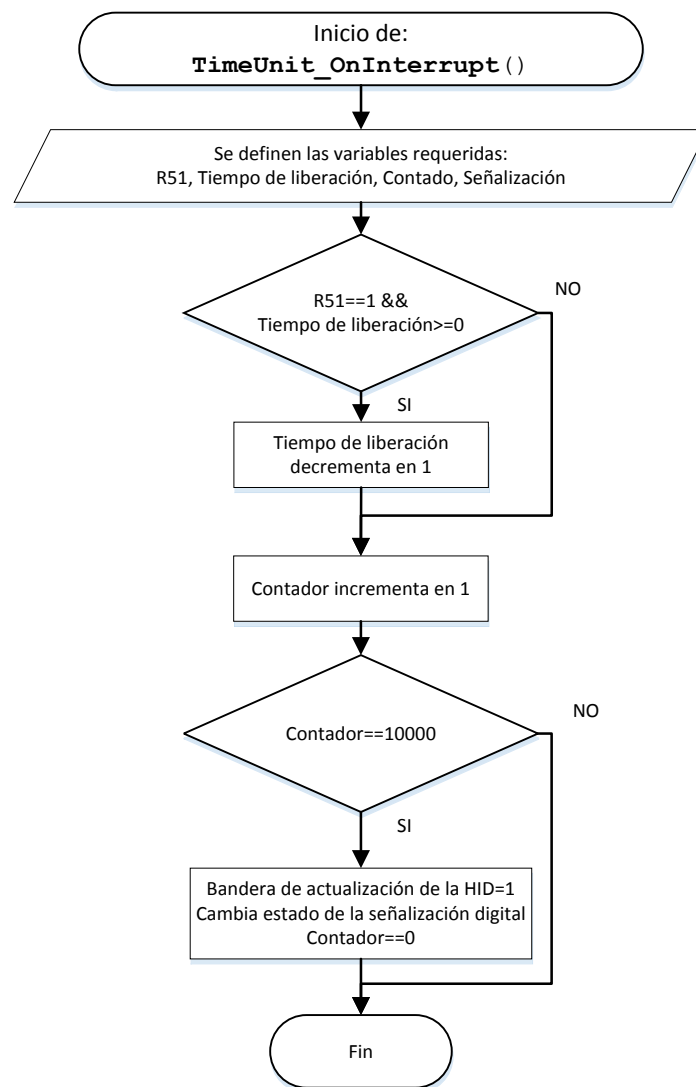
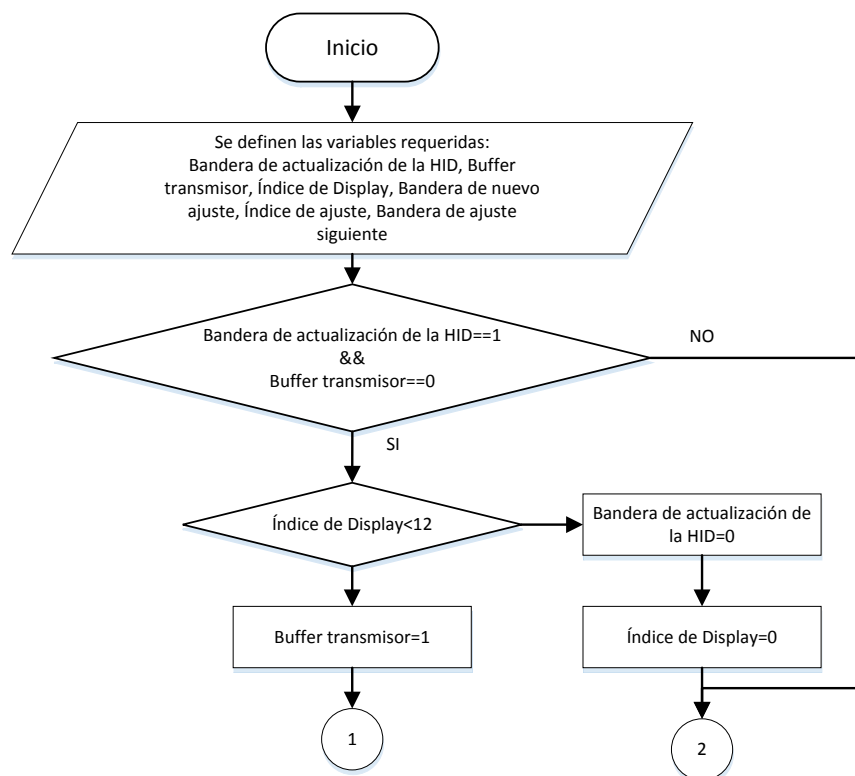


Figura 4. 40. Diagrama de flujo de la unidad de tiempo auxiliar.

4.3.8 Algoritmo de comunicación serial de la *HID*

La *HID* conforma la parte central del panel frontal del relevador y se basa en tres etapas, la primera etapa es la encargada de la actualización por segundo de las mediciones fasoriales de tensión y corriente con ayuda del “Contador” que se muestra el diagrama de flujo de la figura 4.40, la segunda etapa consiste en el ingreso de ajustes en la *HID*, donde primeramente se envían los ajustes tecleados al microcontrolador para su procesamiento y modificación de las variables de ajuste que conlleva a la tercera etapa de actualización de los ajustes en el display correspondiente de la *HID* en base al ajuste modificado.

En el diagrama de flujo del lazo principal de la figura 4.34 la subrutina de actualización de la *HID* comprende la actualización de las mediciones fasoriales y ajustes del microcontrolador en cada iteración este depende de banderas de interrupción o restricción que limiten el envío y recepción de datos sólo cuando lo sea requerido. El diagrama de flujo de la figura 4.41 muestra la primera etapa de la comunicación con la *HID* (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “SerialPortHID.c”).



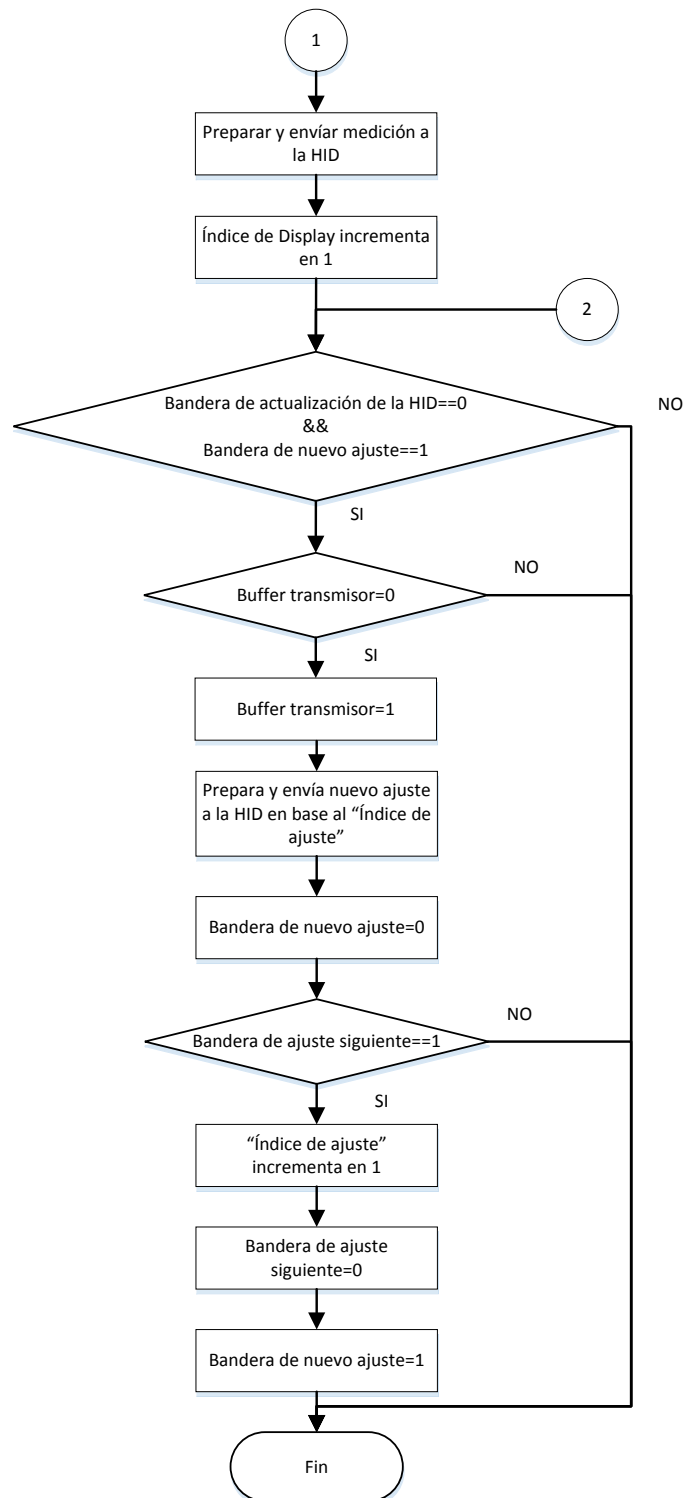


Figura 4. 41. Diagrama de flujo de la actualización de mediciones y ajustes de la *HID*.

La etapa de ingreso de ajustes se realiza mediante un método del puerto serial del microcontrolador llamado “HIDCommunication_OnFullRxBuf()”, en el diagrama de flujo de la figura 4.42 se muestra el proceso realizado con este método (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “Events.c”).

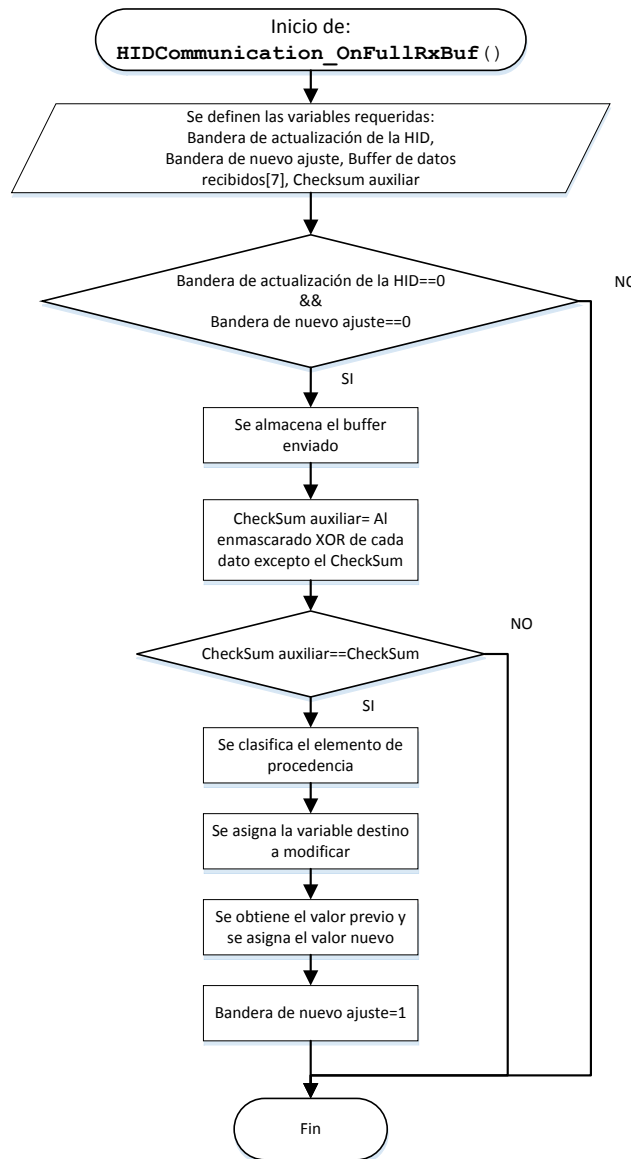


Figura 4. 42. Diagrama de flujo de la recepción del buffer de datos para la modificación de ajustes por medio de la HID.

En el diagrama de flujo de la figura 4.42 se muestra que la recepción de datos se restringe en base a la actualización del panel de mediciones y la presencia de ajustes nuevos, con el fin de evitar la contaminación del buffer de datos por los bytes de control enviados por la *HID* en cada actualización. Aunado a ello se verifica si existe pérdida en la transmisión de datos por medio de una variable de CheckSum auxiliar que permite aceptar o no el buffer de datos correctamente, una vez que se hace esta comprobación el algoritmo verifica la procedencia del dato y asigna a la variable de ajuste a modificar para asignar el nuevo valor ingresado que posteriormente cambia la bandera de la presencia de un nuevo ajuste y actualiza la *HID* por medio del algoritmo del diagrama de la figura 4.41.

Con el fin de asegurar que el buffer de datos no sea contaminado por las variables de acuerdo enviadas por la *HID*, el método de `HIDCommunication_OnFreeTxBuf()` implementa una interrupción cada que se envía un buffer de datos a la *HID* para hacer una limpieza del buffer de datos de recepción del microcontrolador e indica que el buffer transmisor está disponible para una actualización provista en el diagrama de la figura 4.41. Esta subrutina se muestra en el diagrama de flujo de la figura 4.43 (El código de esta rutina se encuentra en el anexo E dentro de “Events.c”).

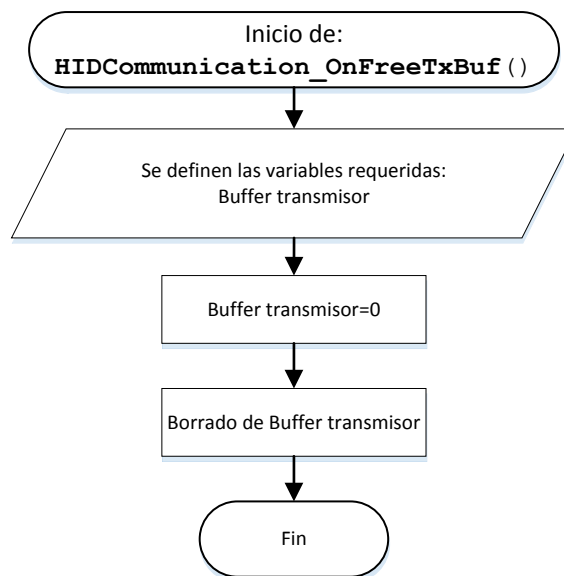


Figura 4. 43. Diagrama de flujo para la limpieza del buffer de recepción de datos del microcontrolador.

CAPÍTULO V. EVALUACIÓN DE RESULTADOS

5.1 MUESTREO Y FILTRADO DE LA SEÑAL

5.1.1 Muestreo

El primer punto en el desarrollo del prototipo consiste en hacer pasar a las señales de tensión y corriente por un proceso de acondicionamiento y digitalización, primeramente las señales provenientes de los transformadores de instrumento de la red eléctrica se escalan por medio de los transductores auxiliares y un subsistema de acondicionamiento de la entrada analógica con el fin de ajustar las señales de entrada a magnitudes admisibles para un microcontrolador, posterior a ello se inicia el proceso de digitalización donde cada señal es muestreada y digitalizada por el conjunto del circuito de muestreo y retención junto al *ADC*, estas señales discretas en el tiempo se procesan mediante algoritmos que otorgan las mediciones fasoriales con las que se ejecutan las lógicas de las unidades de protección.

En la evaluación del relevador prototipo, se parte que con el acondicionamiento de la señal de los subsistemas de entrada analógica se ha conseguido que el convertidor sea posible de digitalizar valores de corrientes de 0 a 80 A en base a las características técnicas del transductor de corriente, este transductor requiere de una fuente externa cuyas características operativas son limitadas, por lo tanto introduce ruido en la respuesta del transductor, así como también a la etapa de acondicionamiento, porque suministra las tensiones de referencia; todo esto en conjunto contribuye a la distorsión de la señal muestreada particularmente para bajas magnitudes de corriente. Para denotar estas deficiencias en la digitalización de la señal de entrada, la figura 5.1 muestra el desempeño del convertidor ante una corriente de entrada en el lado primario de 1 A *RMS*.

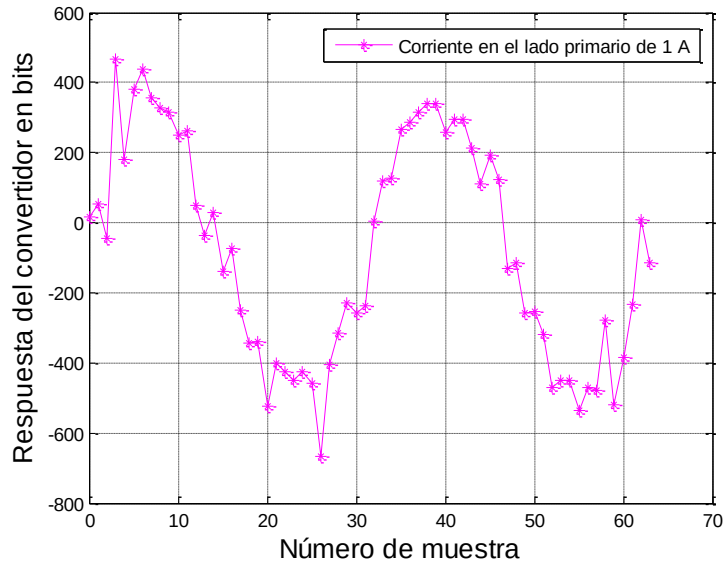


Figura 5. 1. Respuesta del convertidor a una señal de corriente de 1 A.

Como se puede observar en la figura 5.1 se muestra la respuesta del convertidor, la cual no refleja totalmente una señal senoidal pura, esto se puede atribuir a los ruidos introducidos por las diferentes etapas del subsistema de acondicionamiento, así como el error introducido debido a que el transductor se encuentra en su alcance nominal máximo, esta distorsión se atenúa cuando el valor de corriente muestreada se amplifica. La figura 5.2 muestra el resultado del muestreo de una señal de corriente de 5 y 15 A *RMS* en el lado primario del subsistema de acondicionamiento.

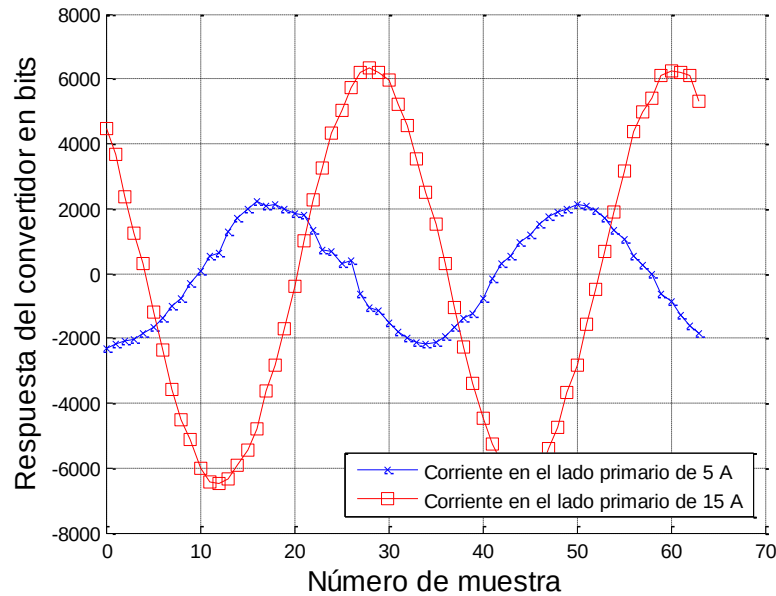


Figura 5. 2. Respuesta del convertidor a una señal de corriente de 5 y 15 A *RMS*.

De la figura 5.2 se observa que el desempeño del sistema de acondicionamiento es más eficiente conforme la magnitud de corriente de entrada se incrementa, por ejemplo, para señal de corriente de 15 A su muestreo se mejora y reproduce una señal senoidal sin perturbaciones significantes durante el muestreo. No obstante, en un relevador de sobrecorriente las condiciones de interés son aquellas donde las magnitudes de corriente, superan por mucho a las condiciones nominales y se ven reflejadas con elevadas magnitudes de corriente, por lo que el desempeño del sistema de adquisición de señales del dispositivo no representará ninguna problemática para la aplicación diseñada.

5.1.2 Filtro pasa-bajas

Para la evaluación del filtro pasa-bajas se aplican dos señales de entrada a diferentes frecuencias, la primera a la frecuencia fundamental de 60 Hz y la segunda a una frecuencia de 1 KHz, el objetivo de este filtro es eliminar el ruido que contamina la componente fundamental y rechazar las componentes de frecuencia superiores al criterio de Nyquist. La respuesta del filtro implementado se encuentra en la figura 5.3.

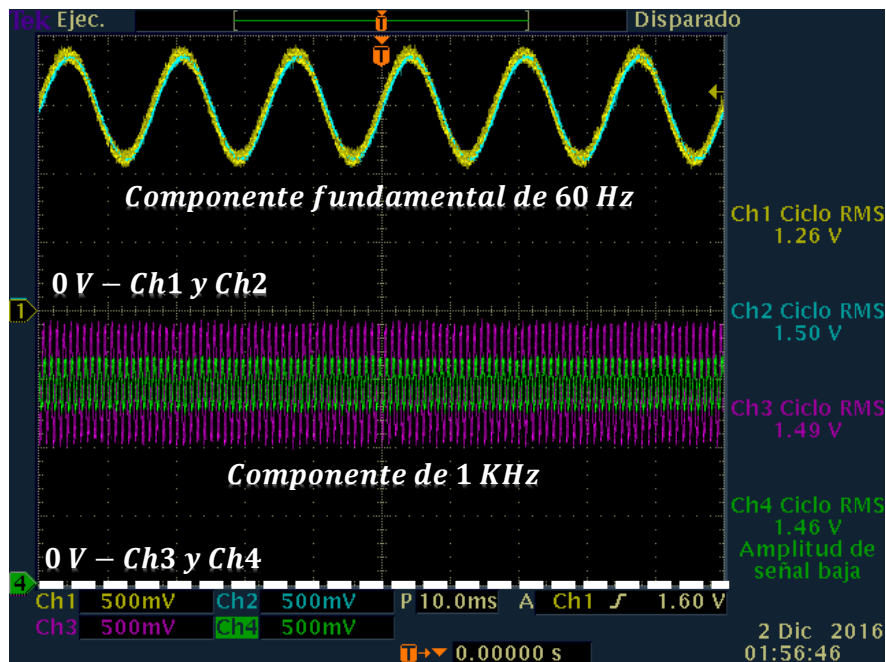


Figura 5. 3. Respuesta del filtro pasa-bajas para la frecuencia fundamental de 60 Hz y una señal entrante de 1 kHz.

La captura de pantalla del osciloscopio de la figura 5.3 confirma que para la componente fundamental se logra atenuar el ruido que contamina la señal, esto se ilustra por la relación de tensión de entrada del filtro (Ch1 de color amarillo) y la tensión de salida (Ch2 denotado por un color azul), donde se obtiene una señal más fina y con una atenuación prácticamente despreciable. Por otro lado, la señal de 1 KHz se atenúa por debajo de 50 % minimizando el impacto generado por el efecto aliasing para componentes de frecuencia superiores al criterio de Nyquist.

5.1.3 Filtro mimic

El objetivo fundamental de aplicar un filtro mimic es eliminar la componente decreciente de $C.D.$ que aparece como resultado de una falla y es cambiante en magnitud con base al instante en que se origina la falla y la relación X/R del cortocircuito. Aplicando el caso de estudio contenido en [47] para una red eléctrica con una falla que origina una componente decreciente de $C.D.$ e implementando el filtro mimic a cada valor muestreado, la figura 5.4 muestra la respuesta del filtro mimic ante dicho evento.

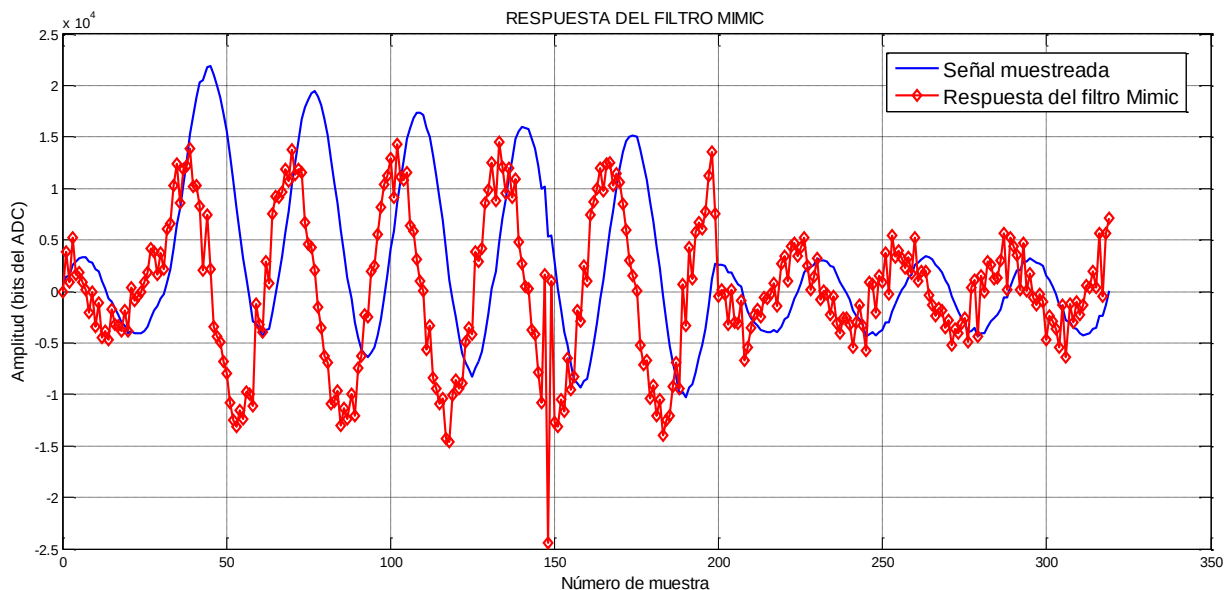


Figura 5. 4. Respuesta del filtro mimic ante una componente de $C.D.$

La figura 5.4 que muestra el desempeño del filtro mimic, revela que efectivamente elimina la componente decreciente de *C.D.* de la señal muestreada, sin embargo, el error que introduce es elevado como para considerarse un resultado favorable puesto que debilita el desempeño de la digitalización. La explicación de este fenómeno radica en la figura 3.25, atribuyendo que el modelo tan limitado del filtro amplifica el ruido de la señal como consideración de componentes de alta frecuencia y se traduce en la distorsión resultante de la figura 5.4. Por lo tanto la aplicación del filtro mimic queda descartada y el análisis de resultados de las siguientes etapas se realiza sin la aplicación del filtro mimic.

5.1.4 Estimación de fasores por el algoritmo de la *DFT*

Una vez que se ha obtenido el muestreo de la señal, se aplica el algoritmo de la *DFT* no recursiva para la estimación fasorial considerando que debido al costo computacional este se realiza cada ciclo muestreado de la componente fundamental con una ventana de datos totalmente nueva, evaluando una señal de corriente con una magnitud de 5 A *RMS* que ha pasado por las etapas de filtrado y acondicionamiento se obtiene la respuesta que se muestra en la figura 5.5, la cual refleja el comportamiento del algoritmo de la *DFT* para la obtención del fasor de corriente.

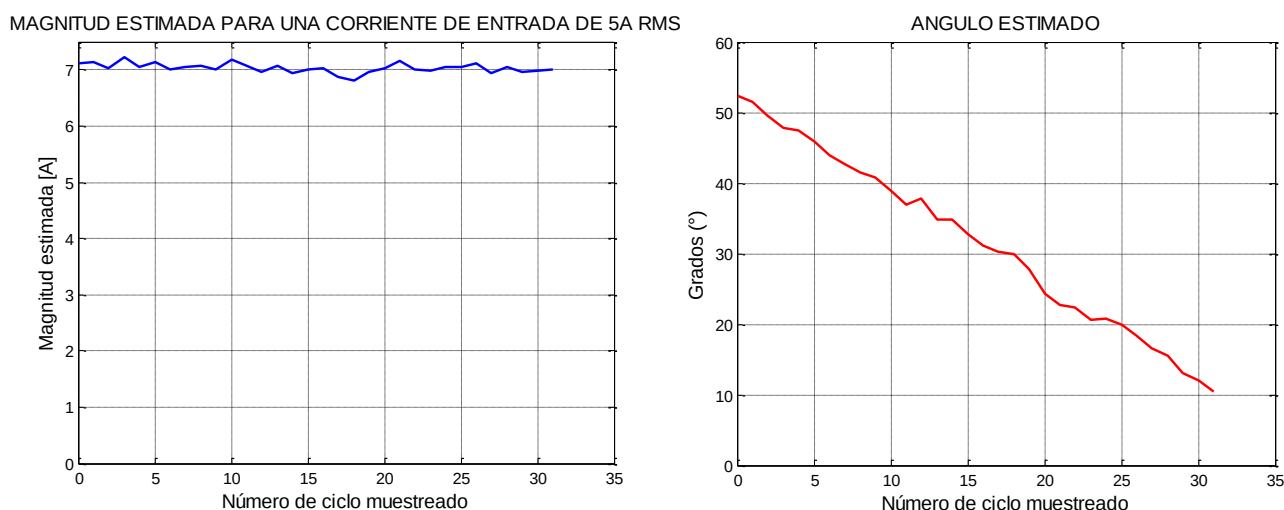


Figura 5. 5. Respuesta de la estimación fasorial.

De la figura 5.5 se puede observar el desempeño del algoritmo, donde la magnitud oscila alrededor de 7 A, idealmente la magnitud sería 7.07107 A, esta respuesta arroja un error relativo máximo del 3%. Por otra parte la estimación angular, con cada ciclo presenta un decremento conforme se procesa una nueva ventana de datos, esto se debe a la diferencia que existe con la frecuencia de muestreo definida en el filtro de la *DFT* que fue de 1920 Hz, y sin embargo la frecuencia de muestreo real del microcontrolador es de 1919.941 Hz, esta pequeña diferencia genera un desplazamiento del ángulo, suponiendo que idealmente al estimar un fasor con cada ventana de datos completamente nueva, el ángulo del fasor se mantendría estático, la diferencia en el muestro de la señal genera el desplazamiento constante de fasor.

5.2 OPERACIÓN DE LAS UNIDADES DE PROTECCIÓN DE SOBRECORRIENTE

Para evaluar el desempeño de las unidades de sobrecorriente se toma el sistema de prueba del Anexo F, donde se consideran los ajustes de las unidades de protección que se muestra en la tabla 5.1.

Tabla 5. 1. Ajustes de las unidades de sobrecorriente [4].

Relevador	Interruptor asociado	$I_{activación}$ [A] secundarios	Ajuste de tiempo (TD)	$I_{instantánea}$ [A] secundarios	$I_{instantánea}$ [A] primarios
R1	1	3.2802	1	38.6667	2320
R2	2	3.6900	1.2851	36.2500	5800
R3	3	7.4552	1.3924	-	-
R4	4	3.1377	2.5014	35.1857	2111.14

De la tabla 5.1 se seleccionan los ajustes del relevador R1 haciendo la modificación del ajuste de la corriente instantánea a 15 A secundarios con la finalidad, de aprovechar la capacidad de salida de la fuente trifásica Kocos. Para la realización de las pruebas se consideran tres condiciones de falla, y se seleccionó una la característica de tiempo-corriente de una curva moderadamente inversa

modelada por la ecuación 5.1 y evaluando las condiciones de falla en dicha ecuación, se obtienen los valores teóricos de tiempos de liberación de la falla que se muestran en la tabla 5.2.

$$t_{operación} = \frac{1}{7} \left[\frac{0.0515}{\left(\frac{I_{falla}}{I_{pickup}} \right)^{0.02} - 1} + 0.114 \right] \quad (5.1)$$

Tabla 5. 2. Tiempos de liberación teóricos para las condiciones de falla.

Corriente de falla RMS [A]	Tiempo de operación [ms]
5	885,34
10	342,64
16	0

A continuación, se muestra el desempeño del relevador prototipo, cuando se le suministran las magnitudes de corriente, a través de la fuente Kocos, la cual está configurada con el software ARTES 3.5 (ver Anexo A), se configuran valores de tensión de 100 V con la única finalidad de verificar el muestreo y estimación fasorial, mientras que las cantidades de corriente se configuran a corrientes nominales de 2.187 A secundarios, a excepción de una magnitud de corriente de 5 A en la fase “A” como una condición de falla del sistema. La figura 5.6 muestra el instante de la identificación de la falla y el instante del tiempo de la señal de disparo.

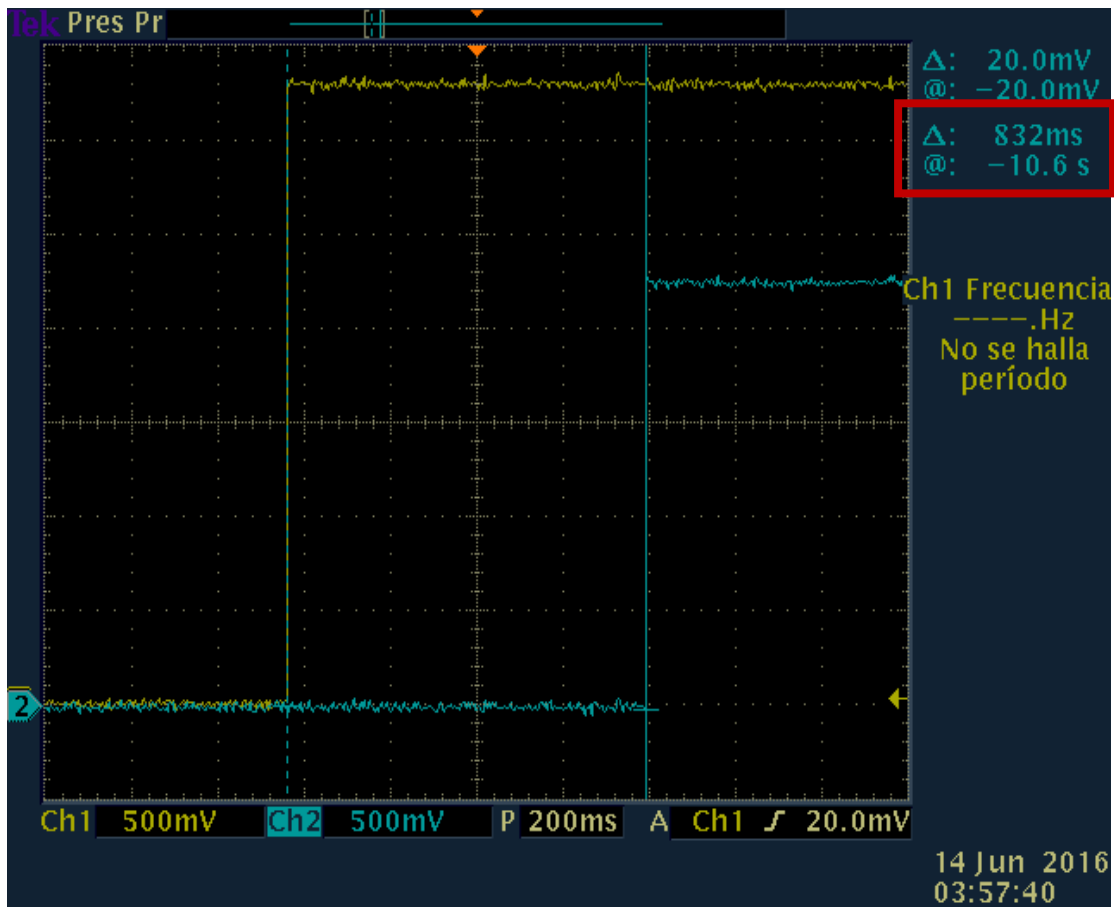


Figura 5. 6. Tiempo de liberación ante una falla de 5 A RMS.

La figura 5.6 muestra que el tiempo de liberación de la falla para una corriente de falla de 5 A *RMS* es 832 ms que comparado con el valor teórico de la tabla 5.2 de 885 ms, esta respuesta del relevador no se encuentra alejado. La justificación del error se debe a la estimación de la magnitud de corriente como se muestra en la figura 5.7, ahí se despliegan los fasores y valores *RMS* estimados, expresados en unidades de *mA* y *mV*, respectivamente; las mediciones angulares se encuentran representados en grados y una resolución en el tiempo de liberación en décimas de milisegundo.

(x)= Variables Breakpoints 1010 Registers Memory Modules			
Name	Value		Location
(x)= M1	7483.5	Magnitud IA	0x200006d4
(x)= M2	3281.4	Magnitud IB	0x200009dc
(x)= M3	2992.14	Magnitud IC	0x200003a8
(x)= M4	148613.0	Magnitud VA	0x20000320
(x)= M5	144876.0	Magnitud VB	0x200003a0
(x)= M6	146855.0	Magnitud VC	0x20000348
(x)= A1	24.924	Ángulo IA	0x200009e4
(x)= A2	262.015	Ángulo IB	0x200006b8
(x)= A3	141.686	Ángulo IC	0x20000328
(x)= A4	26.2636	Ángulo VA	0x200003a4
(x)= A5	266.339	Ángulo VB	0x20000358
(x)= A6	148.551	Ángulo VC	0x200009e8
(x)= t_DisparoCal	8330	Tiempo de liberación	0x20000334
(x)= RMS1	5291.63	IA RMS	0x20000394
(x)= RMS2	2320.3	IB RMS	0x200006d0
(x)= RMS3	2115.76	IC RMS	0x20000324
(x)= RMS4	105085.0	VA RMS	0x20000314
(x)= RMS5	102443.0	VB RMS	0x20000378
(x)= RMS6	103842.0	VC RMS	0x20000354

Figura 5. 7. Resumen de las mediciones y tiempos de liberación de la falla de 5 A RMS en la fase “A”.

Corroborando las mediciones de la figura 5.7 contra los valores esperados y considerando el desempeño del *ADC* para bajos niveles de corriente como se expresa en el punto 5.1, los valores estimados se mantienen dentro de un margen de error cercano al 6%, esto se refleja en el cálculo del tiempo de liberación de la falla donde se evalúa el valor estimado de la corriente es de 5.291 A RMS mayor que 5 A, utilizado en la tabla 5.1 y conlleva al error en el tiempo de liberación.

5.3 MODIFICACIÓN DE AJUSTES EMPLEANDO LA INTERFAZ

Para la validación de la configuración de los ajustes del relevador se realiza la modificación de la relación de transformación del *TC*, donde primeramente se parte del menú principal de mediciones y se accede al menú de configuraciones como se muestra en la figura 5.8a.



a)

b)

Figura 5. 8. a) Acceso al menú de configuración, b) Modificación de los parámetros de línea.

Dentro del menú de configuraciones se selecciona el submenú de la configuración de los parámetros de línea como se muestra en la figura 5.8b donde se encuentran localizados los ajustes de las relaciones de transformación de los *TC's* y *TP's* junto a la longitud e impedancia característica de la línea. Posterior a ello se selecciona el ajuste de la *RTC* y se ingresa el valor deseado como se muestra en la figura 5.9.

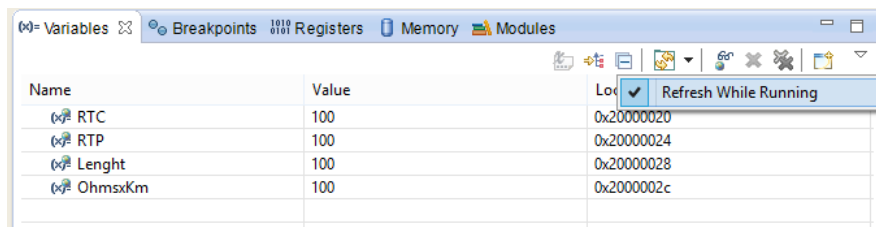


a)

b)

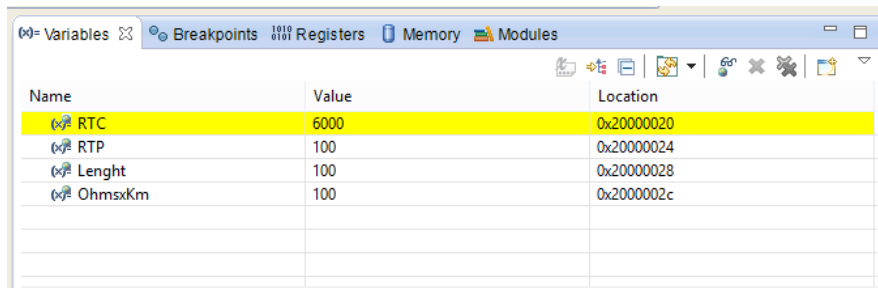
Figura 5. 9. a) Selección del ajuste a modificar, b) Ingreso del nuevo valor

Para validar que el ingreso de los ajustes ha sido exitoso, esta se realiza con ayuda del monitor de variables del software “*CodeWarrior Development Studio V10.6*” y permitiendo la actualización mientras se ejecuta el programa como se muestra en la figura 5.10a, el cambio en la *RTC* se ve reflejado inmediatamente en el monitor de variables como se demuestra en la figura 5.10b, el mismo concepto se aplica para el resto de los ajustes y se valida la operación correcta del sistema de interfaz humana para la programación local del relevador.



Name	Value	Loc
RTC	100	0x20000020
RTP	100	0x20000024
Lenght	100	0x20000028
OhmsxKm	100	0x2000002c

a)



Name	Value	Location
RTC	6000	0x20000020
RTP	100	0x20000024
Lenght	100	0x20000028
OhmsxKm	100	0x2000002c

b)

Figura 5. 10. Monitoreo de la modificación de ajustes por medio de la *HID*.

5.4 SISTEMA DE SEÑALIZACIÓN AUXILIAR Y REPORTE EN LA *HID*

En el panel frontal del relevador prototipo se integra un panel de *LED's* indicadores como un medio auxiliar del reporte de las condiciones del sistema, dentro de este panel se integran dos indicadores constantes y de relevancia para el operador. El primer indicador señala que el dispositivo se encuentra energizado por medio de una luz verde y constante, por otra parte un indicador verde intermitente debajo del anterior permite asegurar que la lógica del microcontrolador se está ejecutando continuamente. En la figura 5.11 se muestra la condición normal del relevador cuando este opera bajo condiciones nominales del relevador R1

establecidas en la tabla F1 del anexo F, donde las tensiones de línea son de 13.2 KV con tensiones de fase de 7.62 KV y corrientes nominales de 131.21 A primarios, en el sistema de potencia y tomando en cuenta la relación de los TC's de 300:5, resulta en una corriente secundaria de 2.186 A RMS.

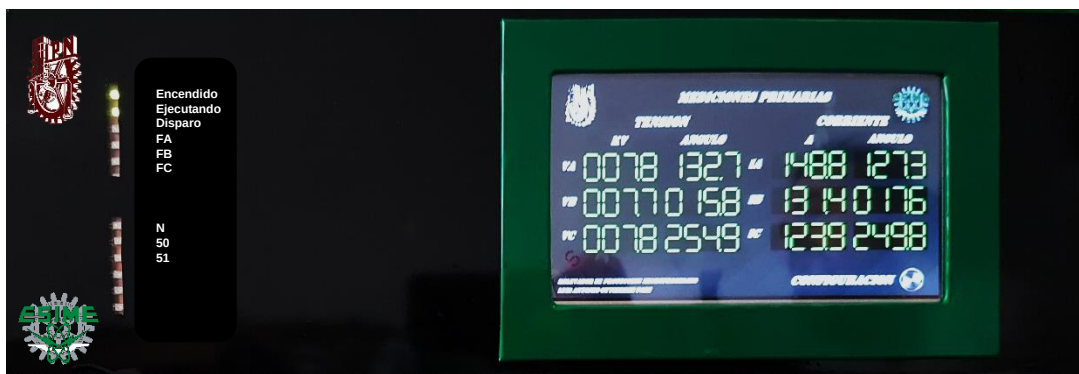


Figura 5. 11. Panel frontal en condiciones normales de operación del relevador R1 del sistema de prueba del anexo F.

En la figura 5.11 se muestra las estimaciones de las tensiones y corrientes nominales del sistema de prueba, bajo las condiciones establecidas en el anexo F para el relevador R1, validando que las estimaciones de tensión poseen un error máximo de 2.36 % para esta estimación, en cuanto a las mediciones de corriente que son de baja magnitud se tiene un error máximo de 13.40 %, justificado en la sección 5.1. Cuando una condición de falla se presenta en el relevador, el algoritmo del relevador realiza primeramente las acciones de protección, entre ellas la determinación de tiempos de liberación, envío de la señal de disparo y determinación de las fases falladas. Posterior a ello se ejecutan las acciones de señalización y clasificación de la falla. Con la finalidad de validar la operación del relevador dada las condiciones de falla en la tabla 5.2, la figura 5.12 muestra el panel frontal del relevador ante una condición de falla de 10 A RMS en la fase “B” con el respectivo panel frontal desplegado para la señalización de las condiciones de falla en el sistema auxiliar y el menú del reporte de falla en la *HID*.



Figura 5. 12. Panel frontal en condiciones de falla de 10 A RMS en la fase “B”.

En la figura 5.12 se despliega la señalización para clasificar una falla presente en la fase “B” y una operación de la unidad con retardo de tiempo con los *LED*’s indicadores, ahí mismo se muestran las cantidades de las magnitudes de corriente y tensión con que se determinó la falla, como medio auxiliar la figura 5.13 muestra las mediciones obtenidas con ayuda del monitor del microcontrolador.

Variables Breakpoints Registers Memory Modules		
Name	Value	Location
MIA	3116.46	0x200004dc
MIB	14082.0	0x200002d4
MIC	3210.19	0x200002ac
MVA	99863.5	0x200002b0
MVB	99439.4	0x20000320
MVC	97303.4	0x200004ec
AngIA	65.0832	0x200002a8
AngIB	308.142	0x20000290
AngIC	186.951	0x20000308
AngVA	70.599	0x200002b4
AngVB	311.685	0x200002a4
AngVC	191.639	0x20000288
TripTimeCal	3438	0x2000029c
IARMS	2203.67	0x200002d0
IBRMS	9957.45	0x20000328
ICRMS	2269.94	0x200004d4
VARMS	70614.1	0x200002ec
VBRMS	70314.2	0x200002dc
VCRMS	68803.8	0x200002a0

Tiempo de liberación

IB RMS

Figura 5. 13. Resumen de las mediciones y tiempos de liberación de la falla de 10 A RMS en la fase “B”.

Para la validación de la última condición de falla utilizada para evaluar el desempeño de la unidad instantánea se suministra una magnitud de corriente de 16 A *RMS* en la fase “C”, donde al igual que la condición anterior, en la figura 5.14 se despliega el menú del reporte de falla apoyado de las magnitudes estimadas en el microcontrolador desplegados en el monitor de variables ubicados en la figura 5.15.



Figura 5. 14. Panel frontal en condiciones de falla de 16 A *RMS* en la fase “C”.

Variables Breakpoints Registers Memory Modules			
Name	Value		Location
R50	1	Actúa unidad 50/51	0x200004d8
R51	1		0x200006bc
MIA	3083.07		0x200004dc
MIB	3117.97		0x200002d4
MIC	22344.9		0x200002ac
MVA	99678.5		0x200002b0
MVB	100209.0		0x20000320
MVC	102331.0		0x200004ec
AngIA	85.4409		0x200002a8
AngIB	328.29		0x20000290
AngIC	206.992		0x20000308
AngVA	88.4947		0x200002b4
AngVB	329.18		0x200002a4
AngVC	209.393		0x20000288
TripTimeCal	2466	Tiempo de liberación	0x2000029c
IARMS	2180.06		0x200002d0
IBRMS	2204.74		0x20000328
ICRMS	15800.2	IC RMS	0x200004d4
VARMS	70483.2		0x200002ec
VBRMS	70858.5		0x200002dc
VCRMS	72358.7		0x200002a0

Figura 5. 15. Resumen de las mediciones y tiempos de liberación de la falla de 16 A *RMS* en la fase “C”.

Bajo esta última condición, la liberación de la falla se realiza de forma instantánea y se visualiza que el panel frontal refleja la operación de la unidad instantánea del relevador, aunado a la demostración se aprecia un mejor desempeño de la estimación y del sistema de adquisición, respecto a la falla de 5 A RMS y las condiciones nominales de 2.186 A de la figura 5.11, por ende las estimaciones de las mediciones de corriente reducen en error cuando los valores son elevados como se muestra en la figura 5.15 para la corriente de la fase C.

5.5 VERIFICACIÓN DE LA OPERACIÓN DEL RELEVADOR ANTE RESULTADOS DE SIMULACIÓN EN EL SOFTWARE ASPEN OneLiner V10.12.

Considerando el sistema de prueba del anexo F y retomando una falla trifásica en el bus C se obtienen las corrientes de cortocircuito vistas por cada relevador de la figura F.2 que a su vez se encuentran denotadas en la tabla 5.3

Tabla 5. 3. Corrientes de cortocircuito para una falla en el bus C.

Relevador	RTC	$I_{CC-BUS C} [A]$ <i>primarios</i>	$I_{CC-BUS C} [A]$ <i>secundarios</i>
R1	300/5	4640	77.33
R2	800/5		29.00
R3	1100/5		21.09
R4	300/5	533	8.88

En base a las corrientes secundarias de cortocircuito de la tabla 5.3 se selecciona como caso de prueba la operación del relevador R4 como unidad de respaldo ante una falla en el bus C, esta unidad cuenta con los siguientes ajustes en términos de corrientes secundarias del TC y extraídos de la tabla F.2 del anexo F.

$$I_{activación} = 3.1377A$$

$$TD = 2.5014$$

$$I_{instantánea} = 35.1857 A$$

En base a los ajustes del relevador R4 y las corrientes de cortocircuito para la condición de falla, los resultados de la simulación en el software ASPEN OneLiner V10.12 señalan que la operación de relevador como unidad de respaldo a esta contingencia es de **0.92 segundos** (figura F3), evaluando esta condición en la curva característica de tiempo-corriente establecida en la ecuación 5.1 se tiene:

$$t_{operación} = \frac{2.5}{7} \left[\frac{0.0515}{\frac{8.8833^{0.02}}{3.1377} - 1} + 0.114 \right] = 0.915754 \text{ segundos} \quad (5.2)$$

A continuación se reproduce el caso de estudio, en el relevador prototipo tomando en cuenta la condición de falla, se suministran los valores de corriente correspondientes a la condición de falla trifásica en el bus C (35.1857 A por fase), primeramente la figura 5.16 muestra las estimaciones de las corrientes de cortocircuito con sus respectivas señalizaciones en el panel frontal del relevador.



Figura 5. 16. Panel frontal de mediciones del relevador ante una falla trifásica en el Bus C del esquema de prueba.

De la figura 5.16 se observan las estimaciones de las corrientes para la condición de falla, donde los valores de cortocircuito en el lado primario de la red eléctrica son teóricamente de 533 A, concluyendo que el sistema de acondicionamiento del relevador mantiene un error máximo de 1.21 %, aunado a ello la determinación del tiempo de disparo para dicha contingencia se muestra en la figura 5.17.

Variables Breakpoints Registers Memory Modules		
Name	Value	Location
IARMS	8776.24	0x200002d0
IBRMS	8833.89	0x20000328
ICRMS	8854.57	0x200004d4
TripTimeCal	9186	0x2000029c

Figura 5. 17. Mediciones de las corrientes de cortocircuito y determinación del tiempo de liberación de la falla.

En la figura 5.17 se muestran dentro del monitor de variables del microcontrolador las mediciones de las corrientes de cortocircuito en cada fase para las cuales la lógica del relevador discrimina la condición más severa en la falla y en base a ella determina el tiempo de liberación de la falla, en este caso se selecciona la corriente de cortocircuito de la fase “C” llevando a la determinación de un tiempo de liberación de la falla de 0.9186 s como se muestra en la figura 5.17, el incremento en el tiempo de disparo se debe al error en la medición de la corriente de la fase C, sin embargo el tiempo de liberación obtenido posee un error relativo del 0.31% comparado con el resultado teórico de la ecuación 5.2, esto refleja la operación correcta de la unidad y su tiempo de liberación ante la evaluación como unidad de respaldo ante la contingencia establecida, complementado la señalización y el reporte de la falla, se muestra en la figura 5.18, donde se señala la ocurrencia de una falla trifásica con los respectivos valores de las corrientes de cortocircuito con que fueron detectadas.



Figura 5. 18. Panel frontal del reporte de falla del relevador para una falla trifásica en el bus C del esquema de prueba.

5.5.1 Modificación de la curva de característica de operación

Considerando nuevamente el sistema de prueba del anexo F y retomando las corrientes vistas por el relevador R4 ante una falla trifásica en el bus C, aplicando los mismos ajustes del relevador con base a una curva característica de operación “muy inversa” bajo el estándar IEEE, el tiempo de liberación de la falla se encuentra definido como:

$$t_{operación} = \frac{2.5}{7} \left[\frac{19.61}{\frac{8.8833^2}{3.1377} - 1} + 0.491 \right] = 1.1736 \text{ segundos} \quad (5.3)$$

Primeramente se selecciona en el submenú de “selección de curva” dentro de los ajustes de la unidad de sobrecorriente, la curva característica “muy inversa” del estándar IEEE tal y como se muestra en la figura 5.19.



Figura 5. 19. Selección de la curva característica "Muy inversa" del estándar IEEE.

Una vez que se suministran las corrientes del cortocircuito al relevador prototipo tal y como en el caso anterior, la figura 5.20 despliega el reporte de la falla donde, el tiempo de liberación obtenido es 1.157 segundos con un error relativo del 1.41% lo que afirma el funcionamiento correcto ante dicha modificación en la operación.

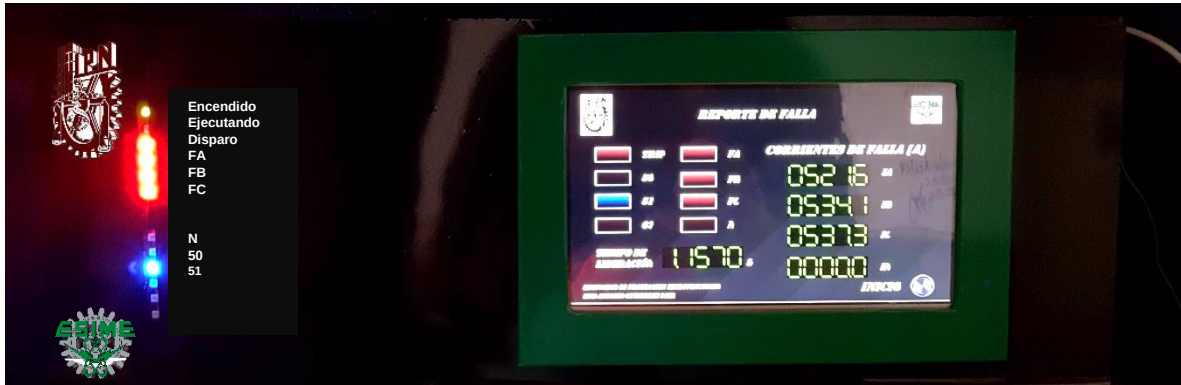


Figura 5. 20. Panel frontal del reporte de falla del relevador para una falla trifásica en el bus C del esquema de prueba con un curva característica de operación IEEE.

De la figura 5.20 se puede concluir que el único cambio radica en el tiempo de liberación de falla donde la desviación del valor ideal de la ecuación 5.3, se deriva como producto del error en las mediciones de las corrientes, siendo que la unidad considera el valor de 537.3 A como la condición más crítica y con la cual se obtiene el tiempo de liberación de la falla.

CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES Y TRABAJOS A FUTURO

6.1 CONCLUSIONES

Partiendo del subsistema de entrada analógica, se concluye que el desempeño en la adquisición de señales es aceptable ante señales de corriente cercanas o superiores a 5 A, debido al acondicionamiento de la señal y la resolución del ADC se brinda la posibilidad de medir corrientes en el lado primario del subsistema de entrada analógica con una resolución de 1.22 mA y un alcance de 80 A.

El ruido de la señal generados a lo largo de las etapas de acondicionamiento, entre ellos la fuentes de alimentación o propios de la señal de entrada, repercuten en la estimación para bajas magnitudes de corriente pero que se vuelven irrelevantes para elevadas corrientes que son los casos de interés en esta aplicación.

Por otro lado, la estimación fasorial se desempeña correctamente manteniendo valores bajos en error por un margen inferior al 5% para corrientes en condiciones de falla pero que incrementa a valores máximos cercanos al 15% en algunas estimaciones de condiciones nominales, siendo esta última condición la irrelevante en la aplicación de las unidades de sobrecorriente. Como resultado de las estimaciones fasoriales, se obtienen errores en los tiempos de liberación máximos del 6% para valores cercanos a la corriente nominal (5 A) e inferiores de 3% para valores por encima de ella,

El constante desplazamiento angular a lo largo de cada nueva estimación es irrelevante y no influye en la aplicación actual, ni posiblemente en la implementación de unidades de protección para trabajos futuros, debido a que aparece de forma uniformemente para todos los canales de entrada tanto de tensión como de corriente. La presencia de este error es debido a la diferencia en las frecuencias de

muestreo asignada por el periférico de la unidad de tiempo de interrupción y la frecuencia de la señal de entrada.

Como una parte fundamental en la autonomía del relevador prototipo, el dispositivo de interfaz humana permite realizar exitosamente la modificación de ajustes de las unidades de protección, configuraciones de la línea, así como también desplegar el reporte del último evento acontecido con las respectivas corrientes de falla, sin embargo, el gran manejo de información para realizar la comunicación entre este dispositivo y la tarjeta de desarrollo *FRDM-K64F* pudiera concurrir en la pérdida de información, por ello el sistema de señalización auxiliar ofrece un respaldo al reporte de falla desplegado por la interfaz, teniendo en consideración que para encender un indicador, la interfaz requiere recibir un buffer de datos de 48 bits y un periférico digital como un LED, requiere de establecer el estado lógico de su salida.

6.2 TRABAJOS A FUTURO

Se recomiendan mejoras al relevador prototipo desarrollado, entre ellas:

- ✚ Desarrollar una fuente de alimentación robusta en la búsqueda de eliminar el ruido de la señal que se propaga por los transductores de corriente con el fin de minimizar los errores en las estimaciones de corriente y así proporcionar una mayor sensibilidad en la evaluación de las condiciones de falla.
- ✚ Diseñar e implementar un filtro pasa bajas de orden mayor para eliminar por completo las componentes de frecuencia que sobrepasen el criterio de Nyquist y evitar el efecto aliasing.
- ✚ Implementar filtros para la eliminación de la componente decreciente de *C.D.* que proporcionen mejor desempeño a comparación del filtro mimic implementado y modelado como un filtro de primer orden.

- ✚ Modificar el hardware del relevador prototipo, incorporando nuevas unidades de microcontroladores intercomunicados para independizar el procesamiento de las unidades de protección y la interfaz de usuario, con la finalidad de ofrecer un mejor desempeño del relevador.
- ✚ Implementar sistemas de programación en tiempo real para la ejecución de tareas en paralelo que mejoren la eficiencia de los algoritmos de las unidades de protección, sistemas de comunicación, interfaz de usuario, entre otros subsistemas del relevador.
- ✚ Incorporar nuevas unidades de protección, canales de comunicación, unidades de memoria, sistemas complejos de análisis de falla, entre otras características que conforman a un relevador comercial. En conjunto, todas estas mejoras permitirán alcanzar una unidad de protección más compleja e íntegra para proteger un elemento en particular como se hace actualmente con las unidades numéricas presentes en el mercado.

6.3 APORTACIONES

Al final de este trabajo se consiguió alcanzar un prototipo de relevador de protección con algunas características como:

- ✚ Un sistema de entrada analógica con la capacidad de procesar niveles de corriente con una resolución de 1.22 mA y un alcance de 80 A .
- ✚ Una interfaz de usuario para la programación local con fácil incorporación de nuevas ventanas correspondientes a otras unidades de protección y con la capacidad de presentar un reporte más detallado de falla.
- ✚ El diseño modular del prototipo permite una fácil modificación e inclusión de mejoras sin comprometer el resto de los componentes.
- ✚ El prototipo del relevador es completamente autónomo y no requiere de equipo externo para el análisis y modificación de ajustes.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Russel Mason, «El Arte y la Ciencia de la Protección por Relevadores,» Decimosegundo ed., México: Continental, 1986.
- [2] S. H. Horowitz y A. G. Phandke, «Power System Relaying,» Tercera ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [3] Alstom, «Network Protection & Automation Guide: Protective Relays, Measurement & Control,» Alstom Grid, 2011.
- [4] D. Sebastián Baltazar y G. Rosas Ortiz, «Diplomado en protección de sistemas eléctricos de potencia, » 2008.
- [5] J. Lewis Blackburn y T. J. Domin, «Protective Relaying Principles and Applications,» Tercera ed., New York: CRC Press, 2007.
- [6] P. M. Anderson, «Power System Protection,» Edición ed., New York: IEEE Press series on Power Engineering, 2004.
- [7] W. A. Elmore, «Protective Relaying Theory and Applications,» New York: Marcel Dekker, Inc..
- [8] E. P. González Flores, «Fundamentos en la aplicación de relevadores de protección en sistemas eléctricos de potencia,» Monterrey, N. L.: Universidad Autónoma de Nuevo León, 1994.
- [9] A. Caballero Rodriguez, «Diseño e implementación de un algoritmo para relevadores de distancia en DSP's,» México, D.F.: Sección de Estudio de Posgrado e Investigación, IPN, 2005.
- [10] M. Águila Muñoz, «Análisis de la operación de las protecciones de sobrecorriente en redes de distribución con presencia de distorsión armónica,» México D.F.: Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN, 2006.
- [11] L. García Antonio, «Modelado y aplicación de relevadores digitales (Distancia y Sobrecorriente) utilizando el algoritmo de mínimos errores cuadrados,» México D.F.: Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN, 2007.
- [12] S. N. García Fierro, «Desarrollo de un relevador para protección de generación distribuida en redes de media tensión,» México D.F.: Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN, 2015.

- [13] A. Conde Enríquez, «Fundamentación teórica y desarrollo de algoritmos para un relevador adaptivo de sobrecorriente,» San Nicolás de los Garza, Nuevo León: Universidad Autónoma de Nuevo León, 2002.
- [14] E. M. Amador Guerrero, «Prototipo de un relevador de sobrecorriente microprocesado,» Pachuca de Soto, Hgo.: Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo , 2007.
- [15] E. A. Morales García, «Desarrollo y simulación de un modelo de relevador de sobrecorriente utilizando un programa de transitorios electromagnéticos,» México, D.F.: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, IPN, 2015.
- [16] M. Juárez Corona y H. D. Cabrera López, «Desarrollo de modelos de relevadores de protección de sobrecorriente y de distancia,» México, D.F.: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, IPN, 2009.
- [17] J. J. Tenorio Huertas, «Implementación de un Esquema de Protecciones de Sobrecorriente entre Relevador-Restaurador-Restaurador con Automatismo y Comunicación en un Sistema de Distribución,» México, D.F.: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, IPN, 2007.
- [18] M. d. J. Peralta Bautista, «Instalación de protecciones de sobrecorriente en la subestación microparque,» Santiago de Querétaro, Qro.: Universidad Tecnológica de Querétaro, 2011.
- [19] M. J. León Bustos, C. D. Palau Llerena y V. H. Sánchez Salazar, «Diseño y construcción de un banco de protecciones de sobrecorriente, para alimentadores de media tensión,» Guayaquil, Ecuador: Universidad Politécnica Salesiana, 2015.
- [20] H. Alvarado Pérez, I. Martín Martín y F. I. Rabadán Romero, «Ajuste de protecciones de la unidad 7 de la central carboeléctrica Petacalco,» México, D.F.: Universidad Nacional Autónoma de México, 2012.
- [21] L. Á. Pereyra Martínez y J. R. Zepeda Paredón, «Protección con relevadores microprocesados de la línea de subtransmisión REM-73B10-MOS de 85 kV,» México, D.F.: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, IPN, 2015.
- [22] L. F. Vargas Villeda, «Aplicación de los relevadores microprocesados a un esquema de protección de línea corta en 230 kV,» México, D.F.: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, IPN, 2016.
- [23] L. A. Martínez Hernández, G. Velázquez Martínez y A. Miranda Martínez, «Diseño y logica del relevador SEL-421,» México, D.F.: Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, IPN, 2008.

-
- [24] ANSI/IEEE, «IEEE Standard Electrical Power System Device Function Number, Acronyms, and Contact Designations,» IEEE Std C37.2, New York, N.Y.: IEEE Power and Energy Society, 1996.
- [25] M. P. Ransick, «Numeric Protective Relay Basics,» de *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, 1998.
- [26] A. V. Oppenheim y R. W. Schaffer, «Tratamiento de señales en tiempo discreto,» Tercera ed., España: Pearson, 2009.
- [27] J. G. Proakis y D. G. Manolakis, «Tratamiento digital de señales,» Cuarta ed., Pearson, 2010.
- [28] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., «IEEE Standard Inverse-Time Characteristic Equations for Overcurrent Relays,» IEEE Std C37.112,» *IEEE Standards Board*, pp. 1-13, 1996.
- [29] A. Ukil, «Intelligent Systems and Signal Processing in Power Engineering,» Berlin Heidelberg: Springer, 2007.
- [30] W. Rebizant, J. Szafran y A. Wiszniewski, «Digital Signal Processing in Power System Protection and Control,» London : Springer, 2011.
- [31] N. Kehtarnavaz, «Real-Time Digital Signal Processing Base on the TMS320C6000,» United States of America: Elsevier, 2005.
- [32] E. Lai, «Practical Digital Signal Processing for Engineers and Technicians,» Primera ed., Gran Bretaña: Newnes, 2003.
- [33] J. G. Proakis y D. G. Manolakis, «Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications,» Tercera ed., United States of America: Prentice Hall, 1996.
- [34] M. Martinez, L. Gomez, J. Vila y A. J. Serrano, «Filtros Digitales,» Universidad de Valencia, Curso 2009-2010.
- [35] V. K. Ingle y J. G. Proakis, «Digital signal processing using Matlab,» Tercera ed., United States of America: Cengage, 2012.
- [36] W. H. Hayt, J. E. Kemmerly y S. M. Durbin, «Análisis de circuitos en ingeniería,» Octava ed., México: Mc. Graw Hill, 2012.
- [37] A. G. Phadke y J. S. Thorp, «Synchronized Phasor Measurements and Their Applications,» Primera ed., Springer, 2008.
-

- [38] Siemens, «Numerical Differential Protection: Principles and Applications,» Erlangen, Nuremberg: Publicis Corporate Publishing, 2005.
- [39] A. G. Phadke y J. S. Thorp, «Computer Relaying for Power Systems,» Primera ed., Wiley, 2009.
- [40] G. Benmouyal, «Removal of DC-offset in current waveforms using digital mimic filtering,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, pp. 621-630, 1995.
- [41] S. C. Chapra y R. P. Canale, «Métodos Numéricos para Ingenieros,» Tercera ed., México: Mc. Graw Hill, 1999.
- [42] 4D Systems, «Datos técnicos del producto uLCD-70DT,» 4D systems, [En línea]. Disponible: <http://www.4dsystems.com.au/product/uLCD-70DT/>. [Último acceso: Enero 2016].
- [43] 4D Systems, «Datos técnicos del software Workshop 5,» 4D Systems, [En línea]. Disponible: http://www.4dsystems.com.au/product/4D_Workshop_4_IDE. [Último acceso: Enero 2016].
- [44] 4D Systems, «Notas de aplicación de la uLCD-70DT,» 4D Systems, [En línea]. Disponible: http://www.4dsystems.com.au/downloads/Application-Notes/4D-AN-4004_R_1_01.pdf. [Último acceso: Enero 2016].
- [45] ARMmbed, «Datos técnicos de la tarjeta FRDM-K64F,» NXP, [En línea]. Disponible: <https://developer.mbed.org/platforms/FRDM-K64F/>. [Último acceso: Diciembre 2015].
- [46] NXP, «FRDM-K64F: Freedom Development Platform for Kinetis K64, K63, and K24 MCUs,» NXP, [En línea]. Disponible: <http://www.nxp.com/products/software-and-tools/hardware-development-tools/freedom-development-boards/freedom-development-platform-for-kinetis-k64-k63-and-k24-mcus:FRDM-K64F>. [Último acceso: Diciembre 2015].
- [47] E. A. Morales García, «Simulación en tiempo real de una unidad de medición fasorial para protección diferencial de línea,» Ciudad de México, México: Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN, 2016, pp. 63-68.
- [48] RomTek Electronics, «Datos técnicos de la fuente trifásica Kocos ARTES 330 II 3x300V 1x600V 3x25A 1x75A,» [En línea]. Disponible: <https://romtek.ro/corporate/produse/kocos-artes-330-ii-3x300v-1x600v-3x25a-1x75a>. [Último acceso: Junio 2016].

-
- [49] Myrra, «Datos técnicos del transductor de tensión Myrra 44050,» Myrra, [En línea]. Disponible:<http://datasheet.octopart.com/44050-Myrra-datasheet-5402397.pdf>. [Último acceso: Enero 2015].
- [50] LEM, «Datos técnicos del transductor de corriente LEM LTS-25NP,» LEM, [En línea]. Disponible: [39] <http://www.lem.com/docs/products/lts%2025-np.pdf>. [Último acceso: Enero 2015].
- [51] Motorola, «Datos técnicos del circuito integrado TL084CN,» Motorola, [En línea]. Disponible:<http://html.alldatasheet.com/html-pdf/5778/MOTOROLA/TL084CN/258/1/TL084CN.html>. [Último acceso: Enero 2016].
- [52] S. G. Calderón González, «Desarrollo de una estación de carga para supercapacitores,» México, DF: Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, IPN, 2012.

ANEXOS

ANEXO A. FUENTE TRIFÁSICA KOCOS – ARTES 300 TIPO II

- ⊕ ARTES 330 tipo II es un sistema de medición de alta precisión, portátil especialmente diseñado para la prueba de funcionamiento de los distintos tipos de equipos de protección, tales como relevadores de distancia, cuenta con tres salidas de corriente y tres de tensión con una potencia de salida especialmente elevado que permiten la prueba de tres fases de los dos relevadores digitales y relés electromecánicos (que aún se utilizan predominantemente) sin necesidad de equipo adicional [48].
- ⊕ Pruebas trifásicas se pueden llevar a cabo en los siguientes tipos de relevadores de protección sin amplificadores adicionales:
 - ▶ Relevadores de protección digitales
 - ▶ Relevadores de protección electromecánicos
- ⊕ Pruebas monofásicos pueden llevarse a cabo en los siguientes tipos de relevadores de protección sin amplificadores adicionales:
 - ▶ Relevadores de protección diferencial
- ⊕ 3 amplificadores de tensión
 - ▶ 3-fases : 3 x 0 a 300 V / 75 VA
 - ▶ 1- fases: 1 x 0 a 600 V / 150 VA
- ⊕ 3 amplificadores de corriente
 - ▶ 3- fases: 3 x 0 a 25 A / 200 VA
 - ▶ 1- fases: 1 x 0 a 75 A / 600 VA
- ⊕ 10 salidas de bajo nivel
 - ▶ 10 x 0-10 V_{pk}
- ⊕ Salida de CC auxiliar (opcional)
 - ▶ 12 260 V, 50 W
- ⊕ 2 entradas analógicas
 - ▶ 1 x 0 a +/- 10 V
 - ▶ 1 x 0 a +/- 20 mA
- ⊕ 8 entradas binarias
- ⊕ 2 salidas binarias



Figura A. 1. Fuente trifásica Kocos - Artes 300 tipo II [48].

ANEXO C. TRANSDUCTOR DE CORRIENTE – LEM LTS – 25NP

- ⊕ Transductor de corriente para la medición de corriente de: *C.C.*, *C.A.*, pulsada o mixta con aislamiento galvanico entre el circuito primario y circuito secundario.
- ⊕ Transductor de efecto Hall de lazo cerrado multi-alcance.
- ⊕ Tensión de alimentación: 5 *V_{C.C.}*.
- ⊕ Corriente nominal primaria *RMS* (*I_P*): 25 A
- ⊕ Corriente primaria, rango de medición: 0... ± 80 A
- ⊕ Alcances de medición (*I_{PN}*): ± 8, ± 12, ± 25 A
- ⊕ Salida de voltaje analógico:

$$V_{salida} = 2.5 \pm \left(0.625 * \frac{I_P}{I_{PN}} \right) V$$

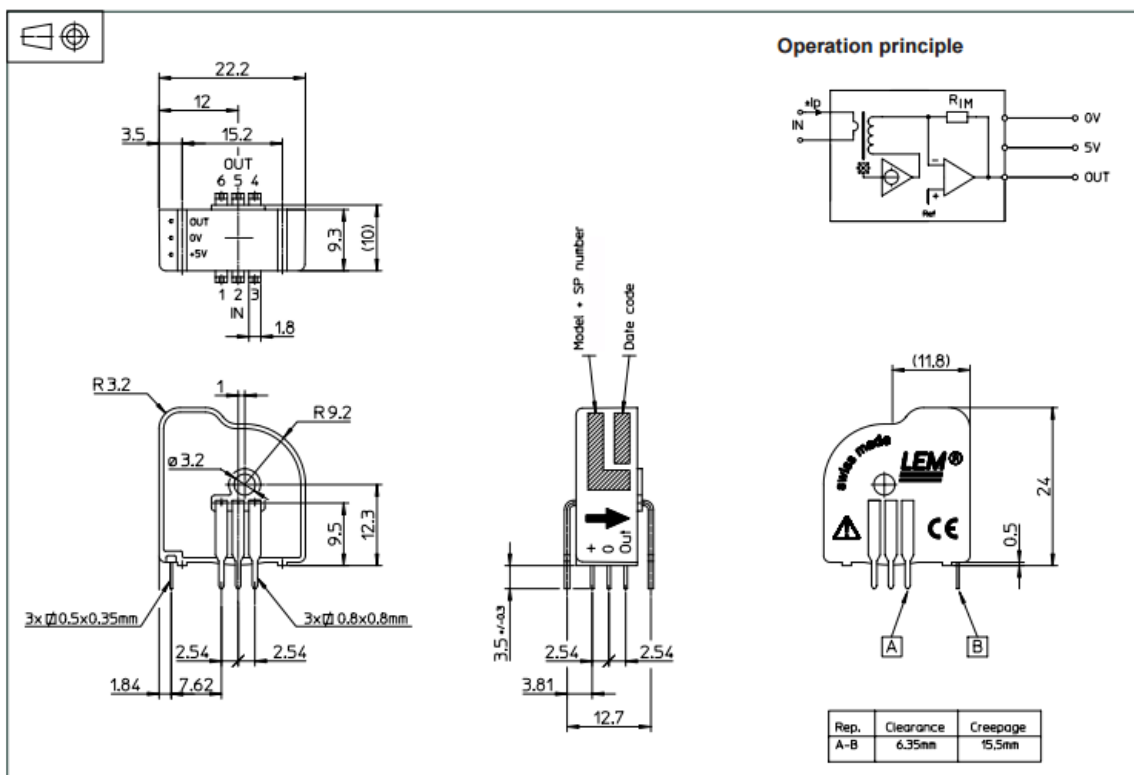


Figura C. 1. Transductor de corriente LEM LTS - 25NP [50].

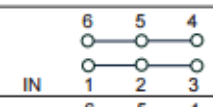
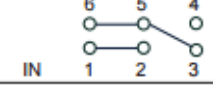
Number of primary turns	Primary nominal current rms I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_p [m Ω]	Primary insertion inductance L_p [μ H]	Recommended connections
1	± 25	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 12	2.5 ± 0.600	0.81	0.05	
3	± 8	2.5 ± 0.600	1.62	0.12	

Figura C. 2. Configuración de los arreglos multi-alcance [50].

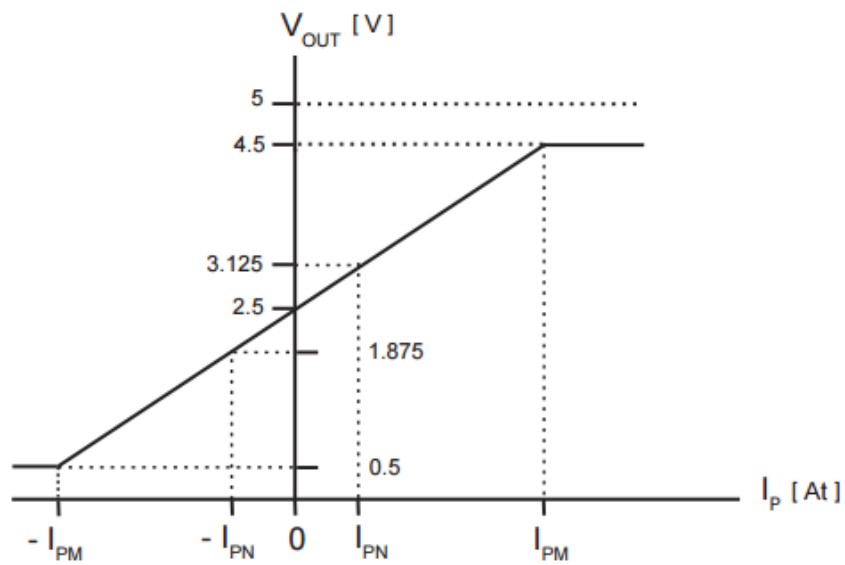


Figura C. 3. Respuesta del transductor LEM LTS - 25NP [50].

ANEXO D. OP – AMP's TL084CN

- ⊕ Amplificador operacional propósito general cuádruple.
- ⊕ Tensión de alimentación:
 - ▶ V_{CC} : + 18 V
 - ▶ V_{EE} : - 18 V
- ⊕ Tensión de entrada: ± 15 V
- ⊕ Salida con protección contra cortocircuito
- ⊕ Baja polarización de entrada y offset de corriente
- ⊕ Etapa de entrada con alta impedancia de entrada JFET
- ⊕ Compensación de frecuencia interna

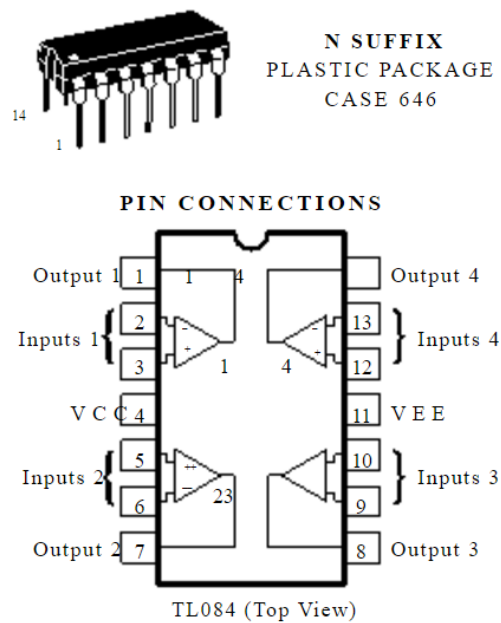


Figura D. 1. Pines de conexión TL084CN [51].

ANEXO E. CÓDIGOS DE PROGRAMACIÓN "CodeWarrior Development Studio V10.6"

Main.c

```

/*****
En esta sección de código están contenidas las variables globales,
designación y configuración de periféricos, inclusión de librerías
requeridas por el programa o de las rutinas de los algoritmos de protección,
así como el lazo principal del programa que se ejecuta en cada iteración
*****/

#include "Cpu.h"                //Librerías y periféricos implementados
#include "Events.h"
#include "Pins1.h"
#include "AD1_Current.h"
#include "AdcLdd1.h"
#include "AD2_Voltage.h"
#include "AdcLdd2.h"
#include "Runnig.h"
#include "BitIoLdd1.h"
#include "Trip.h"
#include "BitIoLdd2.h"
#include "SamplingFrequency.h"
#include "TU1.h"
#include "TimeUnit.h"
#include "TU2.h"
#include "HIDCommunication.h"
#include "ASerialLdd1.h"
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"
#include "PDD_Includes.h"
#include "Init_Config.h"
#include "Math.h"
#include "DFT.h"
#include "Settings.h"
#include "OverCurrentRelay.h"
#include "SerialPortHID.h"
#include "LineConfiguration.h"

#define NumSam 32U              //Variables globales
uint16 Current[3];
uint16 Voltage[3];
int32 VolWin[3][NumSam];
int32 CurWin[3][NumSam];
int32 VolWinM[3][NumSam];
int32 CurWinM[3][NumSam];
int IndexC;
int IndexV;
int NewV, OldV, NewC, OldC;
float MVA, MVB, MVC, MIA, MIB, MIC;
float VARMS, VBRMS, VCRMS;

```

```

float IARMS, IBRMS, ICRMS;
float AngVA, AngVB, AngVC;
float AngIA, AngIB, AngIC;
int FlagCounter;
int main(void) //Inicia lazo principal
{
    PE_low_level_init(); //Configuración de periféricos
    InitSettings();
    Runnig_ClrVal();
    Trip_SetVal();
    for(;;) {

        if(OldC!=NewC&&OldV!=NewV) { //Bandera de ventana de datos
            OldC=NewC;
            OldV=NewV;
            NoRecursiveDFT(); //Estimación fasorial (ver DFT.c)
        }
        Relay50(); //Unidad instantánea (ver OverCurrentRelay.c)
        Relay51(); //Unidad tiempo-inverso (ver OverCurrentRelay.c)
        RefreshDisplay(); //Actualización Display (ver SerialPortHID.c)
    } //Finaliza lazo principal

#ifdef PEX_RTOS_START
    PEX_RTOS_START();
#endif
    for(;;) {}
}

```

Events.h

```

/*****
En esta sección de código están contenidas los prototipos de función de las
rutinas de las unidades de interrupción para el muestreo de la señal,
decremento del tiempo de liberación de la falla, eventos del ADC, unidad
de tiempo para la actualización del Display, así como los periféricos y
librerías requeridas
*****/

```

```

#ifndef __Events_H //Librerías
#define __Events_H
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"
#include "Pins1.h"
#include "AD1_Current.h"
#include "AdcLdd1.h"
#include "AD2_Voltage.h"
#include "AdcLdd2.h"
#include "Runnig.h"
#include "BitIoLdd1.h"
#include "Trip.h"
#include "BitIoLdd2.h"
#include "SamplingFrequency.h"
#include "TU1.h"
#include "TimeUnit.h"

```

```

#include "TU2.h"
#include "HIDCommunication.h"
#include "ASerialLdd1.h"

#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif

void Cpu_OnNMI(void);
void HIDCommunication_OnError(void);
void HIDCommunication_OnRxChar(void);
void HIDCommunication_OnTxChar(void);
void HIDCommunication_OnFullRxBuf(void);
void HIDCommunication_OnFreeTxBuf(void);
void TimeUnit_OnInterrupt(LDD_TUserData *UserDataPtr);
void SamplingFrequency_OnInterrupt(LDD_TUserData *UserDataPtr);
void AD2_Voltage_OnEnd(void);
void AD2_Voltage_OnCalibrationEnd(void);
void AD1_Current_OnEnd(void);
void AD1_Current_OnCalibrationEnd(void);
void HIDCommunication_OnTxComplete(void);
#ifdef __cplusplus
}
#endif

#endif

```

Events.c

```

/*****
En esta sección de código están contenidas las rutinas de las unidades de
interrupción para el muestreo de la señal, decremento del tiempo de
liberación de la falla, eventos del ADC, así como la unidad de tiempo para
la actualización del Display
*****/

#include "Cpu.h" //Librerías
#include "Events.h"
#include "Init_Config.h"
#include "PDD_Includes.h"
#include "Transducers.h"
#include "SerialPortHID.h"
#include "mimic.h"

#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif

#define NumSam 32U //Variables globales
extern uint16 Current[3];
extern uint16 Voltage[3];
extern int32 VolWin[3][NumSam];
extern int32 CurWin[3][NumSam];
extern int IndexC;

```

```

extern int IndexV;
extern int NewV, OldV, NewC, OldC;
extern int FlagCounter;
extern int Refresh;
extern int TxFree;
extern int TripTime, R51;
void Cpu_OnNMI (void)
{
}
void HIDCommunication_OnError (void)
{
}
void HIDCommunication_OnRxChar (void)
{
}
void HIDCommunication_OnTxChar (void)
{
}

void HIDCommunication_OnFullRxBuf (void) //Recepción del buffer de datos
{
    word Received;
    byte AuxChecksum;
    if (Refresh==0&&NewSetting==0)
        err = HIDCommunication_RecvBlock((byte*)&RxBuffer,
sizeof(RxBuffer), &Received);
    AuxChecksum=RxBuffer.Comand^RxBuffer.Object^RxBuffer.Index^RxBuffer.Value
^RxBuffer.Value2;
    if (AuxChecksum==RxBuffer.Checksum&&RxBuffer.Comand==0x07&&RxBuffer.Object
==0x0D)
        TypeSetting();
}
void HIDCommunication_OnFreeTxBuf (void) //Limpieza del buffer de datos
{
    TxFree=0;
    HIDCommunication_ClearRxBuf();
}

void TimeUnit_OnInterrupt (LDD_TUserData *UserDataPtr)
//Unidad de tiempo para actualización del display y decremento del tiempo
de liberación de la falla
{
    if (R51==1&&TripTime>=0)
        TripTime--;
    FlagCounter++;
    if (FlagCounter==10000) {
        Refresh=1;
        FlagCounter=0;
        Runnig_NegVal();
    }
}
void SamplingFrequency_OnInterrupt (LDD_TUserData *UserDataPtr)
//Interrupción periódica para el muestreo de la señal
{

```

```

    AD1_Current_Measure(FALSE); //Inicia conversión del ADC de corriente
    AD2_Voltage_Measure(FALSE); //Inicia conversión del ADC de tensión
}

void AD2_Voltage_OnEnd(void)
//Almacenamiento los valores muestreados en la ventana de datos de las
tensiones
{
    AD2_Voltage_GetValue((uint16 *)Voltage);
    mimic3FV(Voltage[0], Voltage[1], Voltage[2]); //Filtro mimic
    VolWin[0][IndexV]=Voltage[0]-OVA;
    VolWin[1][IndexV]=Voltage[1]-OVb;
    VolWin[2][IndexV]=Voltage[2]-OVC;
    IndexV++;
    if (IndexV>=NumSam) {
        IndexV=0;
        NewV=!NewV;
    }
}

void AD2_Voltage_OnCalibrationEnd(void)
{
}

void AD1_Current_OnEnd(void)
//Almacenamiento los valores muestreados en la ventana de datos de las
corrientes
{
    AD1_Current_GetValue((uint16 *)Current);
    mimic3FC(Current[0], Current[1], Current[2]); //Filtro mimic
    CurWin[0][IndexC]=Current[0]-OIA;
    CurWin[1][IndexC]=Current[1]-OIB;
    CurWin[2][IndexC]=Current[2]-OIC;
    IndexC++;
    if (IndexC>=NumSam) {
        IndexC=0;
        NewC=!NewC;
    }
}

void AD1_Current_OnCalibrationEnd(void)
{
}

void HIDCommunication_OnTxComplete(void)
{
}

#ifdef __cplusplus
}
#endif

```

DFT.h

```

/*****
En esta sección de código están contenidas las rutinas para la estimación
fasorial de las tensiones y corrientes por medio de la DFT no recursiva
*****/

#ifndef DFT_H_
#define DFT_H_
int32 RIA,RIB,RIC,RVA,RVB,RVC; //Variables globales
int32 IIA,IIB,IIC,IVA,IVB,IVC;
extern float MVA,MVB,MVC,MIA,MIB,MIC; //Variables externas
extern float VARMS,VBRMS,VCRMS;
extern float IARMS,IBRMS,ICRMS;
extern float AngVA,AngVB,AngVC;
extern float AngIA,AngIB,AngIC;
void NoRecursiveDFT(void);
float Angulo(int32,int32);
#endif

```

DFT.c

```

/*****
En esta sección de código están contenidas las rutinas para la estimación
fasorial de las tensiones y corrientes por medio de la DFT no recursiva
*****/

#include "Cpu.h" //Librerías
#include "Events.h"
#include "Init_Config.h"
#include "PDD_Includes.h"
#include "Math.h"
#include "DFT.h"
#include "RefFun.h"
#include "Math.h"
#include "Transducers.h"
#define NumSam 32U //Variables globales
#define RMS 0.707106
#define RadGra 57.2957
extern int IndexC; //Variables externas
extern int IndexV;
extern int32 VolWin[3][NumSam];
extern int32 CurWin[3][NumSam];
int AuxInd;
int z;

void NoRecursiveDFT() //Algoritmo de la DFT no recursiva
{
    RIA=RIB=RIC=RVA=RVB=RVC=0;
    IIA=IIB=IIC=IVA=IVB=IVC=0;
    z=0;
    AuxInd=IndexC+1;
}

```



```

for (z=0; z<NumSam; z++)           //Sumatoria de la ventana de datos
{
    if (AuxInd>=NumSam)
        AuxInd=0;
    RIA+=CurWin[0][AuxInd]*SenRef[z];
    IIA+=CurWin[0][AuxInd]*CosRef[z];
    RIB+=CurWin[1][AuxInd]*SenRef[z];
    IIB+=CurWin[1][AuxInd]*CosRef[z];
    RIC+=CurWin[2][AuxInd]*SenRef[z];
    IIC+=CurWin[2][AuxInd]*CosRef[z];
    RVA+=VolWin[0][AuxInd]*SenRef[z];
    IVA+=VolWin[0][AuxInd]*CosRef[z];
    RVB+=VolWin[1][AuxInd]*SenRef[z];
    IVB+=VolWin[1][AuxInd]*CosRef[z];
    RVC+=VolWin[2][AuxInd]*SenRef[z];
    IVC+=VolWin[2][AuxInd]*CosRef[z];
    AuxInd++;
}
MIA=sqrt(pow(RIA,2)+pow(IIA,2))*PIA-PIA2; //Estimación del fasor
AngIA=Angulo(RIA,IIA);                  //referida al lado
IARMS=RMS*MIA;                          //del relevador
MIB=sqrt(pow(RIB,2)+pow(IIB,2))*PIB-PIB2;
AngIB=Angulo(RIB,IIB);
IBRMS=RMS*MIB;
MIC=sqrt(pow(RIC,2)+pow(IIC,2))*PIC-PIC2;
AngIC=Angulo(RIC,IIC);
ICRMS=RMS*MIC;
MVA=sqrt(pow(RVA,2)+pow(IVA,2))*PVA-PVA2;
AngVA=Angulo(RVA,IVA);
VARMS=RMS*MVA;
MVB=sqrt(pow(RVB,2)+pow(IVB,2))*PVB-PVB2;
AngVB=Angulo(RVB,IVB);
VBRMS=RMS*MVB;
MVC=sqrt(pow(RVC,2)+pow(IVC,2))*PVC-PVC2;
AngVC=Angulo(RVC,IVC);
VCRMS=RMS*MVC;
}

float Angulo(int32 R,int32 I)           //Determinación del ángulo de 0 a 360
{
    float Raux,Iaux;
    float Ang;
    Raux=R;
    Iaux=I;
    if (Raux>=0)
    {
        if (Iaux>=0)
            Ang=atan(Iaux/Raux)*RadGra;
        if (Iaux<0)
            Ang=360.0+atan(Iaux/Raux)*RadGra;
    }
    if (R<0)
    {
        Ang=180.0+atan(Iaux/Raux)*RadGra;
    }
}

```

```

    }
    return Ang;
}

```

Mimic.h

```

/*****
En esta sección de código están contenidas los prototipos de las funciones
del filtro mimic
*****/

#ifndef MIMIC_H_
#define MIMIC_H_

void mimic3FC(int,int,int);
void mimic3FV(int,int,int);

#endif /* MIMIC_H_ */

```

Mimic.c

```

/*****
En esta sección de código están contenidas las subrutinas de las funciones
del filtro mimic para las ventana de datos de tensión y corriente
*****/

#include "Cpu.h" //Librerías
#include "Events.h"
#include "Init_Config.h"
#include "PDD_Includes.h"

#define NumSam 320U //Variables globales y externas
int V1P,V2P,V3P;
int C1P,C2P,C3P;
extern int32 VolWinM[3][NumSam];
extern int32 CurWinM[3][NumSam];
extern int IndexC,IndexV;

void mimic3FC(int C1,int C2,int C3){ //Filtro mimic de corrientes
    CurWinM[0][IndexC]=5.1205*C1-5.0677*C1P;
    CurWinM[1][IndexC]=5.1205*C2-5.0677*C2P;
    CurWinM[2][IndexC]=5.1205*C3-5.0677*C3P;
    C1P=C1;
    C2P=C2;
    C3P=C3;
}

```

```

}
void mimic3FV(int V1,int V2,int V3){      //Filtro mimic de tensiones
    VolWinM[0][IndexV]=5.1205*V1-5.0677*V1P;
    VolWinM[1][IndexV]=5.1205*V2-5.0677*V2P;
    VolWinM[2][IndexV]=5.1205*V3-5.0677*V3P;
    V1P=V1;
    V2P=V2;
    V3P=V3;
}

```

Transducers.h

```

/*****
En esta sección de código se definen las variables para la relación de
transformación de cada uno de los transductores así como el nivel del offset
para cada uno de los canales de tensión y corriente
*****/

```

```

#ifndef TRANSDUCERS_H_
#define TRANSDUCERS_H_

#define OIA 30203      //Offset de los TC's
#define OIB 30016
#define OIC 30176
#define PIA 0.0002198  //Relación de transformación TC's
#define PIB 0.0002270  //(en bits del ADC)obtenida de la calibración
#define PIC 0.0002289  //dividido en 2/N
#define PIA2 0.6813    //Segundo término de la calibración
#define PIB2 0.8068
#define PIC2 0.8334
#define OVA 30279      //Offset de los TP's
#define OVB 29723
#define OVC 30325
#define PVA 0.0005983  //Relación de transformación TP's
#define PVB 0.0005830  //(en bits del ADC)obtenida de la calibración
#define PVC 0.0005891  //dividido en 2/N
#define PVA2 2.5091    //Segundo término de la calibración
#define PVB2 1.8875
#define PVC2 2.5698
#endif

```

Settings.h

```

/*****
En esta sección de código se predefinen los ajustes de las unidades de
protección de sobrecorriente
*****/

#ifndef SETTINGS_H_
#define SETTINGS_H_
int I_Ins=10000;      //Corriente instantánea en mA
int I_PICKUP=5000;    //Corriente de activación mA
int TimeDial=1;       //Dial de tiempo
int T_Curve=1;        //Tipo de curva (Moderadamente inversa)
int TripTime=1;       //Tiempo de disparo
int TripTimeCal;      //Tiempo de disparo calculado

int TrippingSignal,FA,FB,FC,FN,R50,R51,R67; //Variables de señalización
#endif /* SETTINGS_H_ */

```

LineConfiguration.h

```

/*****
En esta sección de código se predefinen las configuraciones de la línea
*****/

#ifndef LINECONFIGURATION_H_
#define LINECONFIGURATION_H_
int RTC=100;          //Relación de transformación del TC
int RTP=100;          //Relación de transformación del TP
int Lenght=100;       //Longitud de la línea
int OhmsxKm=100;      //Impedancia característica de la línea
#endif

```

RefFun.h

```

/*****
En esta sección de código se definen las funciones de referencia para la
estimación fasorial por el algoritmo de la DFT no recursiva en valores
enteros y en milésimas de unidad
*****/

```

```

#ifndef REFFUN_H_
#define REFFUN_H_
int32 SenRef[32]={0,195,383,556,707,832,924,981,1000,981,924,832,707,556,
383,195,0,-195,-383,-556,-707,-832,-924,-981,-1000,-981,-924,-832,-707,-
556,-383,-195};
int32 CosRef[32]={1000,981,924,832,707,556,383,195,0,-195,-383,-556,-
707,-832,-924,-981,-1000,-981,-924,-832,-707,-556,-383,-
195,0,195,383,556,707,832,924,981};
#endif

```

OverCurrentRelay.h

```

/*****
En esta sección de código se definen los prototipos de las funciones de las
unidades de protección de sobrecorriente
*****/

```

```

#ifndef OVERCURRENTRELAY_H_
#define OVERCURRENTRELAY_H_
void Relay50(void);
void Relay51(void);
void SelectCurve(int);
void SendTrip(float);
#endif

```

OverCurrentRelay.c

```

/*****
Esta sección de código contiene las rutinas de las unidades de protección
de sobrecorriente y las variables requeridas durante el proceso
*****/

```

```

#include "OverCurrentRelay.h"           //Librerías

```

```

#include "BitIoLdd1.h"
#include "Trip.h"
#include "Math.h"
extern int
I_Ins, TimeDial, I_PICKUP, TrippingSignal, FA, FB, FC, FN, R50, R51, R67;
extern int TripTime, TripTimeCal;           //Variables globales y externas
extern float IARMS, IBRMS, ICRMS;
extern int T_Curve;
float Alpha, Beta, L, Den;
void Relay50() {                             //Unidad instantánea
    if ((IARMS>I_Ins || IBRMS>I_Ins || ICRMS>I_Ins) && R50==0) {
        Trip_ClrVal();                       //Señal de disparo
        if (IARMS>I_Ins)                     //Evaluación de falla
            FA=1;
        if (IBRMS>I_Ins)
            FB=1;
        if (ICRMS>I_Ins)
            FC=1;
        R50=1;
    }
}
void Relay51() { //Unidad de tiempo inverso-evaluar de condición de falla
    if ((IARMS>I_PICKUP || IBRMS>I_PICKUP || ICRMS>I_PICKUP) && R51==0) {
        SelectCurve(T_Curve); //Aplicación de coeficientes predef.
        if (IARMS>IBRMS && IARMS>ICRMS) //Discriminación de condición
            SendTrip(IARMS);           //crítica
        if (IBRMS>IARMS && IBRMS>ICRMS)
            SendTrip(IBRMS);
        if (ICRMS>IARMS && ICRMS>IBRMS)
            SendTrip(ICRMS);
        if (IARMS>I_PICKUP)             //Señalización
            FA=1;
        if (IBRMS>I_PICKUP)
            FB=1;
        if (ICRMS>I_PICKUP)
            FC=1;
        R51=1;
    }
    if (TripTime<=0)
        Trip_ClrVal(); //Señal de disparo
}
void SelectCurve(int Curve) { //Apuntadores de la curvas predefinidas
    switch (Curve)
    {
        case 1: Alpha=0.02;
                Beta=0.0515;
                L=0.114;
                break;
        case 2: Alpha=2.0;
                Beta=19.61;
                L=0.491;
                break;
        case 3: Alpha=2.0;
                Beta=28.2;
                L=0.1217;
    }
}

```

```

        break;
    case 4: Alpha=2.0;
        Beta=5.95;
        L=0.18;
        break;
    case 5: Alpha=0.02;
        Beta=0.0239;
        L=0.0169;
        break;

    case 6: Alpha=0.02;
        Beta=0.14;
        break;
    case 7: Alpha=1.0;
        Beta=13.5;
        break;
    case 8: Alpha=2.0;
        Beta=80.0;
        break;
    case 9: Alpha=1.0;
        Beta=120;
        break;
    }
    if (Curve>5)
    {
        L=0.0;
        Den=1.0;
    }
    else
        Den=7.0;
}

void SendTrip(float M) { //Determinación del tiempo de disparo
    TripTime=(TimeDial/Den) * (Beta/ (pow(M/I_PICKUP,Alpha)-1)+L) *10000;
    TripTimeCal=TripTime;
}

```

SerialPortHID.h

```

/*****
Esta sección de código contiene las rutinas para la actualización de las
mediciones fasoriales, reporte de falla y configuración de las unidades de
protección
*****/

#ifndef SERIALPORTHID_H_ //Librerías y periféricos
#define SERIALPORTHID_H_

#include "Cpu.h"
#include "HIDCommunication.h"
#include "ASerialLdd1.h"

```

```

extern float VARMS2,VBRMS2,VCRMS2;    //Variables globales y externas

extern float IARMS2,IBRMS2,ICRMS2;
extern float AngVA2,AngVB2,AngVC2;
extern float AngIA2,AngIB2,AngIC2;
extern float IFA,IFB,IFC,IN;
extern int TripTimeCal;
extern int I_Ins,TimeDial,I_PICKUP,T_Curve;
extern int TrippingSignal,FA,FB,FC,FN,R50,R51,R67;//MODIFICADO
extern int RTC,RTP,Lenght,OhmsxKm;
extern int Z1,Z2,Z3;

//Serial Port - HID Communication

byte err;
word Sent;
int Refresh;
int TxFree;
int NewSetting;
int NextSetting;
int KeyboardIndex;
int DisplayIndex;
int SettingIndex;
int FaultIndex;

enum Action{Read=0,Write=1};
enum
Element{SelecCurve=6,FormLCD=10,KeyBoard=13,Indicators=15,LED=19,Button=30};//MODIFICADO
enum
Displays{DVA=0,DGVA=1,DVB=2,DGVB=3,DVC=5,DGVC=4,DIA=11,DGIA=12,DIB=13,DGIB=14,DIC=15,DGIC=16};
enum
LineSetting{RTC1=6,RTC2=22,RTP1=9,RTP2=23,LONGITUD1=7,LONGITUD2=24,OHMSKM1=8,OHMSKM2=25};
enum
SettingOCRelay{INST1=10,INST2=26,PICKUP1=18,PICKUP2=27,TD1=19,TD2=28};
enum SettingDRelay{Z11=17,Z12=29,Z21=20,Z22=30,Z31=21,Z32=31};
enum LEDS{LT=0,L50=1,L51=2,L67=3,LFA=4,LFB=5,LFC=6,LN=7};//MODIFICADO
enum FaultDRelay{DIFA=32,DIFB=33,DIFC=34,DIN=35,DTT=36};
enum Keyboard{Enter=0x0D,Delete=0x6B};

//BUFFER PARA ACTUALIZAR DISPLAY
struct {
    byte Comand;    // 00->Read    01-> writte
    byte Object;    // Type
    byte Index;     // Index object
    byte Value;
    byte Value2;
    byte Checksum;
} message;

//BUFFER PARA ENVIÓ DE AJUSTE
struct {

```



```

byte Comand; // 00->Read    01-> writte
byte Object; // Type
byte Index;  // Index object
byte Value;
byte Value2;
byte Checksum;
} Setting;

//BUFFER PARA RECIBIR AJUSTES
struct {
    byte ACK;
    byte Comand; // 00->Read    01-> writte
    byte Object; // Type
    byte Index;  // Index object
    byte Value;
    byte Value2;
    byte Checksum;
} RxBuffer;

void BuildTxBuffer(int,int,int,int); //Prototipos de función
void PrepareDisplayBuffer(int);
void InitSettings(void);
void StructureSetting(int,int,int,int);
void RefreshSetting(int);
void TypeSetting(void);
void Classify();
void ProcessValue(int);
int GetValue();
void SetValue(int);
void RefreshDisplay(void);

#endif /* SERIALPORTHID_H_ */

```

SerialPortHID.c

```

/*****
Esta sección de código contiene las rutinas para la actualización de las
mediciones fasoriales, reporte de falla y configuración de las unidades de
protección
*****/

#include "SerialPortHID.h"

void BuildTxBuffer(int Com,int Ele,int Ind,int Val) //Construcción
{                                                    //del buffer de envío
    message.Comand=Com;
    message.Object=Ele;
    message.Index=Ind;
    message.Value=Val>>8;
    message.Value2=Val&0x00FF;

```

```

        message.Checksum=message.Comand^message.Object^message.Index^message.Value^message.Value2;
    }

```

```

void PrepareDisplayBuffer(int Display) //Preparación del buffer del
{
    //Display
    int Value;
    switch(Display)
    {
        default: Value=VARMS2*0.0000001*RTP;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DVA,Value);
                break;
        case 1: Value=AngVA2*10;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DGVA,Value);
                break;
        case 2: Value=VBRMS2*0.0000001*RTP;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DVB,Value);
                break;
        case 3: Value=AngVB2*10;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DGVB,Value);
                break;
        case 4: Value=VCRMS2*0.0000001*RTP;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DVC,Value);
                break;
        case 5: Value=AngVC2*10;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DGVC,Value);
                break;
        case 6: Value=IARMS2*0.0001*RTC;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DIA,Value);
                break;
        case 7: Value=AngIA2*10;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DGIA,Value);
                break;
        case 8: Value=IBRMS2*0.0001*RTC;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DIB,Value);
                break;
        case 9: Value=AngIB2*10;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DGIB,Value);
                break;
        case 10: Value=ICRMS2*0.0001*RTC;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DIC,Value);
                break;
        case 11: Value=AngIC2*10;
                BuildTxBuffer(Write, Indicators, DGIC,Value);
                break;
    }
    err = HIDCommunication_SendBlock((byte*)&message, sizeof(message),
    &Sent);
}

void InitSettings() //Inicialización de ajustes
{
    while(SettingIndex<33)
    {

```

```

        if (TxFree==0)
        {
            RefreshSetting(SettingIndex);
            SettingIndex++;
            TxFree=1;
        }
    }
    FaultIndex=20;
}

void StructureSetting(int Com,int Ele,int Ind,int Val)
{
    Setting.Comand=Com;           //Construcción del buffer
    Setting.Object=Ele;           //de ajustes
    Setting.Index=Ind;
    Setting.Value=Val>>8;
    Setting.Value2=Val&0x00FF;
    Setting.Checksum=Setting.Comand^Setting.Object^Setting.Index^Setting.Value^Setting.Value2;
}

void RefreshSetting(int Index){ //Actualización de ajustes
    int Value;
    switch (Index)
    {
        default: StructureSetting(Write, Indicators, RTC1, RTC);
                NextSetting=1;
                break;
        case 1: StructureSetting(Write, Indicators, RTC2, RTC);
                break;
        case 2: StructureSetting(Write, Indicators, RTP1, RTP);
                NextSetting=1;
                break;
        case 3: StructureSetting(Write, Indicators, RTP2, RTP);
                break;
        case 4: StructureSetting(Write, Indicators, LONGITUD1, Lenght);
                NextSetting=1;
                break;
        case 5: StructureSetting(Write, Indicators, LONGITUD2, Lenght);
                break;
        case 6: StructureSetting(Write, Indicators, OHMSKM1, OhmsxKm);
                NextSetting=1;
                break;
        case 7: StructureSetting(Write, Indicators, OHMSKM2, OhmsxKm);
                break;
        case 8: StructureSetting(Write, Indicators, INST1, I_Ins);
                NextSetting=1;
                break;
        case 9: StructureSetting(Write, Indicators, INST2, I_Ins);
                break;
        case 10: StructureSetting(Write, Indicators, PICKUP1, I_PICKUP);
                NextSetting=1;
                break;
        case 11: StructureSetting(Write, Indicators, PICKUP2, I_PICKUP);
                break;
        case 12: StructureSetting(Write, Indicators, TD1, TimeDial);
                NextSetting=1;
    }
}

```

```

        break;
    case 13: StructureSetting(Write, Indicators, TD2, TimeDial);
        break;
    case 14: StructureSetting(Write, Indicators, Z11, Z1);
        NextSetting=1;
        break;
    case 15: StructureSetting(Write, Indicators, Z12, Z1);
        break;
    case 16: StructureSetting(Write, Indicators, Z21, Z2);
        NextSetting=1;
        break;
    case 17: StructureSetting(Write, Indicators, Z22, Z2);
        break;
    case 18: StructureSetting(Write, Indicators, Z31, Z3);
        NextSetting=1;
        break;
    case 19: StructureSetting(Write, Indicators, Z32, Z3);
        break;
    case 20:
        StructureSetting(Write, LED, LT, TrippingSignal); /*****REPORTE DE
        FALLA*****/
        NextSetting=1;
        break;
    case 21: StructureSetting(Write, LED, L50, R50);
        break;
    case 22: StructureSetting(Write, LED, L51, R51);
        break;
    case 23: StructureSetting(Write, LED, L67, R67);
        break;
    case 24: StructureSetting(Write, LED, LFA, FA);
        break;
    case 25: StructureSetting(Write, LED, LFB, FB);
        break;
    case 26: StructureSetting(Write, LED, LFC, FC);
        break;
    case 27: StructureSetting(Write, LED, LN, FN);
        break;
    case 28: Value=IFA*0.0001*RTC;

    StructureSetting(Write, Indicators, DIFA, Value); /*****DISPLAYS
    INDICADORES DE FALLA*****/
        break;
    case 29: Value=IFB*0.0001*RTC;
        StructureSetting(Write, Indicators, DIFB, Value);
        break;
    case 30: Value=IFC*0.0001*RTC;
        StructureSetting(Write, Indicators, DIFC, Value);
        break;
    case 31: Value=IN*0.0001*RTC;
        StructureSetting(Write, Indicators, DIN, Value);
        break;
    case 32: StructureSetting(Write, Indicators, DTT, TripTimeCal);
        break;
    case 33: StructureSetting(Write, FormLCD, 16, 0); /*****Menú de
    falla*****/
        NextSetting=0;

```

```

        TrippingSignal=0;
        break;
    }
    err = HIDCommunication_SendBlock((byte*)&Setting, sizeof(Setting),
&Sent);    /****** ENVIÓ DEL BUFFER DEL AJUSTE ACTUALIZADO *****/
}

void TypeSetting() {                //Actualización de ajustes ingresados
    Classify();
    ProcessValue(RxBuffer.Value2);
}

void Classify() {                    //Clasificación del ajuste ingresados
    switch(RxBuffer.Index)
    {
        default: SettingIndex=0;
            break;
        case 1:    SettingIndex=2;
            break;
        case 2:    SettingIndex=4;
            break;
        case 3:    SettingIndex=6;
            break;
        case 4:    SettingIndex=8;
            break;
        case 5:    SettingIndex=10;
            break;
        case 6:    SettingIndex=12;
            break;
        case 7:    SettingIndex=14;
            break;
        case 8:    SettingIndex=16;
            break;
        case 9:    SettingIndex=18;
            break;
    }
}

void ProcessValue(int Value)        //Procesamiento del ajuste
{
    int AuxValue;
    AuxValue=GetValue();            /******
OBTIENE EL VALOR ACTUAL DEL AJUSTE A MODIFICAR *****/
    if(Value==Enter)
    {
    }
    else
    {
        if(Value==Delete)
        {
            AuxValue=AuxValue/10;    /******
BORRA EL ULTIMO DIGITO DEL VALOR A MODIFICAR *****/
        }
        else

```

```

        {
            if (KeyboardIndex==RxBuffer.Index)
            {
                AuxValue=AuxValue*10+(Value-0x30);    /*****
AUMENTA UN NUEVO DIGITO AL VALOR A MODIFICAR *****/
            }
            else
            {
                AuxValue=Value-0x30;                /*****
AUMENTA UN NUEVO DIGITO AL VALOR A MODIFICAR *****/
            }/////
        }

        KeyboardIndex=RxBuffer.Index;
        SetValue(AuxValue);
        NewSetting=1;
    }

    int GetValue() {    //Obtención del ajuste previo
        switch (RxBuffer.Index)
        {
            default: return RTC;
                    break;
            case 1:   return RTP;
                    break;
            case 2:   return Lenght;
                    break;
            case 3:   return OhmsxKm;
                    break;
            case 4:   return I_Ins;
                    break;
            case 5:   return I_PICKUP;
                    break;
            case 6:   return TimeDial;
                    break;
            case 7:   return Z1;
                    break;
            case 8:   return Z2;
                    break;
            case 9:   return Z3;
                    break;
        }
    }

    void SetValue(int Val)    //Aplicación del ajuste nuevo
    {
        switch (RxBuffer.Index)
        {
            default: RTC=Val;
                    break;
            case 1:   RTP=Val;
                    break;
            case 2:   Lenght=Val;
                    break;
            case 3:   OhmsxKm=Val;
                    break;
            case 4:   I_Ins=Val;
        }
    }

```

```

        break;
    case 5:      I_PICKUP=Val;
                break;
    case 6:      TimeDial=Val;
                break;
    case 7:      Z1=Val;
                break;
    case 8:      Z2=Val;
                break;
    case 9:      Z3=Val;
                break;
    }
}

void RefreshDisplay()    //Actualización del ajuste
{
    if(TrippingSignal==1){ //Reporte de falla
        if(TxFree==0){
            TxFree=1;
            RefreshSetting(FaultIndex);
            if(NextSetting==1){
                FaultIndex++;
            }
        }
    }
    else{
        if(Refresh==1&&TxFree==0){ //Actualización de Display
            if(DisplayIndex<12){
                TxFree=1;
                PrepareDisplayBuffer(DisplayIndex);
                DisplayIndex++;
            }
            else{
                Refresh=0;
                DisplayIndex=0;
            }
        }
        if(NewSetting==1&&Refresh==0){ //Actualización de ajuste
            if(TxFree==0){
                TxFree=1;
                RefreshSetting(SettingIndex);
                NewSetting=0;
                if(NextSetting==1){
                    SettingIndex++;
                    NextSetting=0;
                    NewSetting=1;
                }
            }
        }
    }
}

```

ANEXO F. SISTEMA DE PRUEBA

Tomando el esquema radial de la figura F.1 extraído de [4] para el análisis de cortocircuito y coordinación de relevadores ubicados en los puntos 1-4 con las siguientes características:

- ▶ Margen de discriminación o intervalo de coordinación de 0.2 s.
- ▶ Curva característica de tiempo moderadamente inversa.
- ▶ Datos del relevador:
 - Ajuste de activación: De 1 a 12 A en pasos de 0.1 A
 - Curva característica del relevador: Moderadamente inversa
 - Instantáneo: De 6 a 114 A en incrementos de 1 A

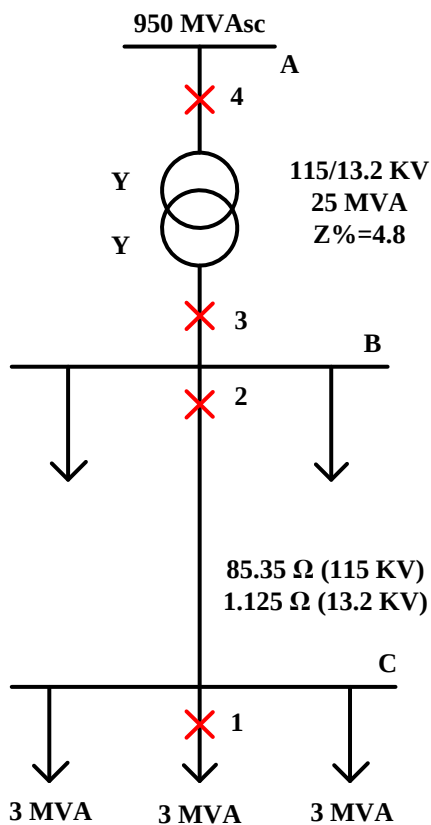


Figura F. 1. Esquema de prueba [4].

Se obtienen las relaciones de transformación de los TC para cada uno de los relevadores como se muestran en la tabla F.1 en base a la corriente nominal y de cortocircuito para evitar condiciones de saturación.

Tabla F. 1. Selección de los TC's [4].

RELEVADOR	$I_{nominal} [A]$	$I_{CC} [KA]$	RTC
1	131.21	4.640	300/5
2	393.64	14.714	800/5
3	1093.43	14.714	1100/5
4	125.51	4.769	300/5

En base a los criterios de coordinación, la topología de la red y los niveles de cortocircuito se determinan los ajustes para las unidades de sobrecorriente de los relevadores de protección como se muestra en la tabla F.2 [4].

Tabla F. 2. Resumen de los ajustes de los relevadores [4].

Relevador	Interruptor asociado	$I_{activación} [A] secundarios$	Ajuste de tiempo (TD)	$I_{instantánea} [A] secundarios$	$I_{instantánea} [A] primarios$
R1	1	3.2802	1	38.6667	2320
R2	2	3.6900	1.2851	36.2500	5800
R3	3	7.4552	1.3924	-	-
R4	4	3.1377	2.5014	35.1857	2111.14

Para evaluar la operación del relevador propuesto se toman los ajustes del relevador R1 y se realizan suministros de corriente lo suficientemente altos como para ocasionar la operación del relevador, estas condiciones de falla se establecen el capítulo 5 de este trabajo. Aunado a estas pruebas y debido a las limitantes en el suministro de las corrientes se toman los ajustes de relevador R4 y se produce una falla trifásica en el bus C, con ayuda del software ASPEN OneLiner V10.12 como se muestra en la figura F.2.

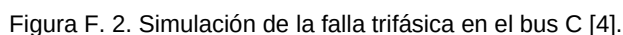
[illegible]

Figura F. 3. Curva de los relevadores en la falle trifásica en el bus C referidos a 13.2 KV [4].

ANEXO G. DIAGRAMAS ELÉCTRICOS

En este anexo se incluyen los diagramas eléctricos de las etapas de hardware desarrollado para el prototipo del relevador propuesto, las figuras G.1 a G.5 incluyen las especificaciones y componentes implementados en cada etapa del proyecto.

✚ Circuito de acondicionamiento de los TC's.

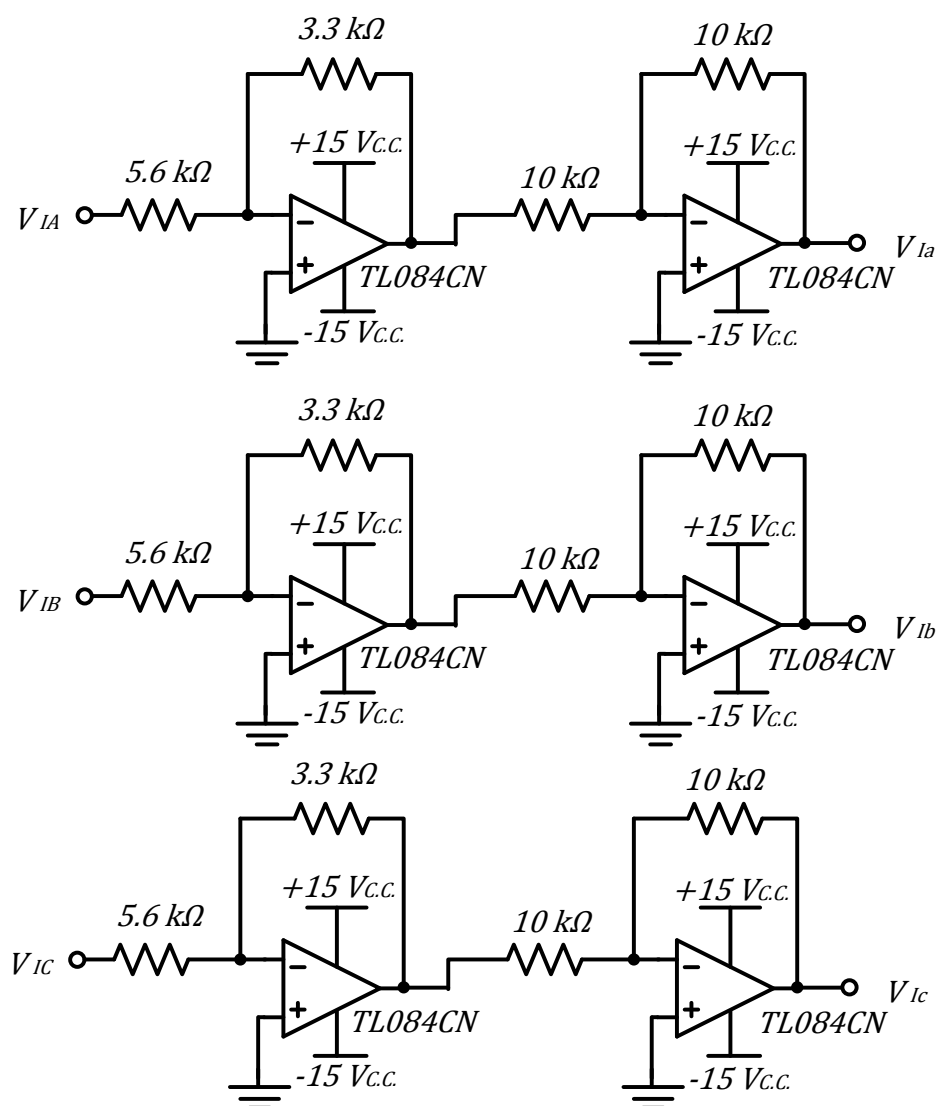


Figura G. 1. Circuito de acondicionamiento de los TC's.

✚ Circuito de acondicionamiento de los TP's

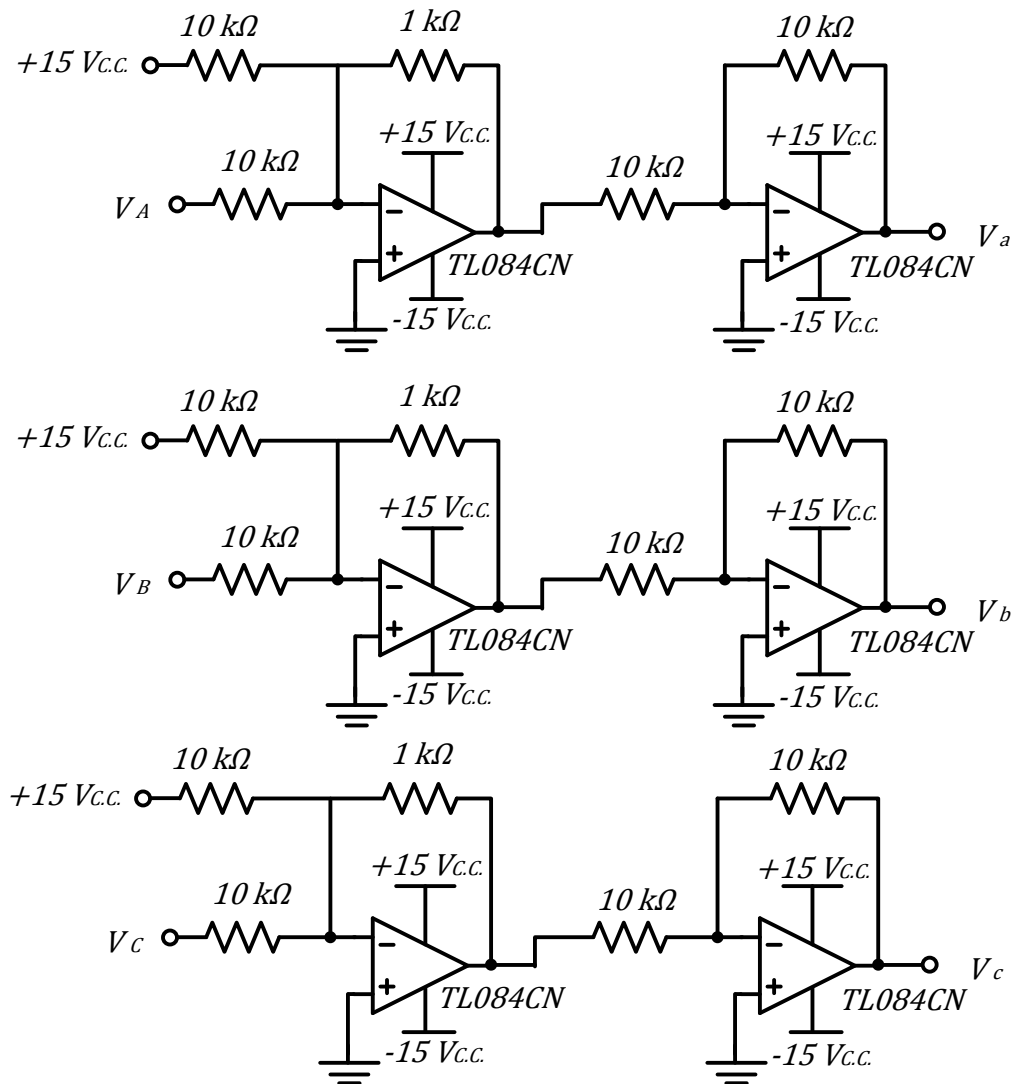


Figura G. 2. Circuito de acondicionamiento de los TP's.

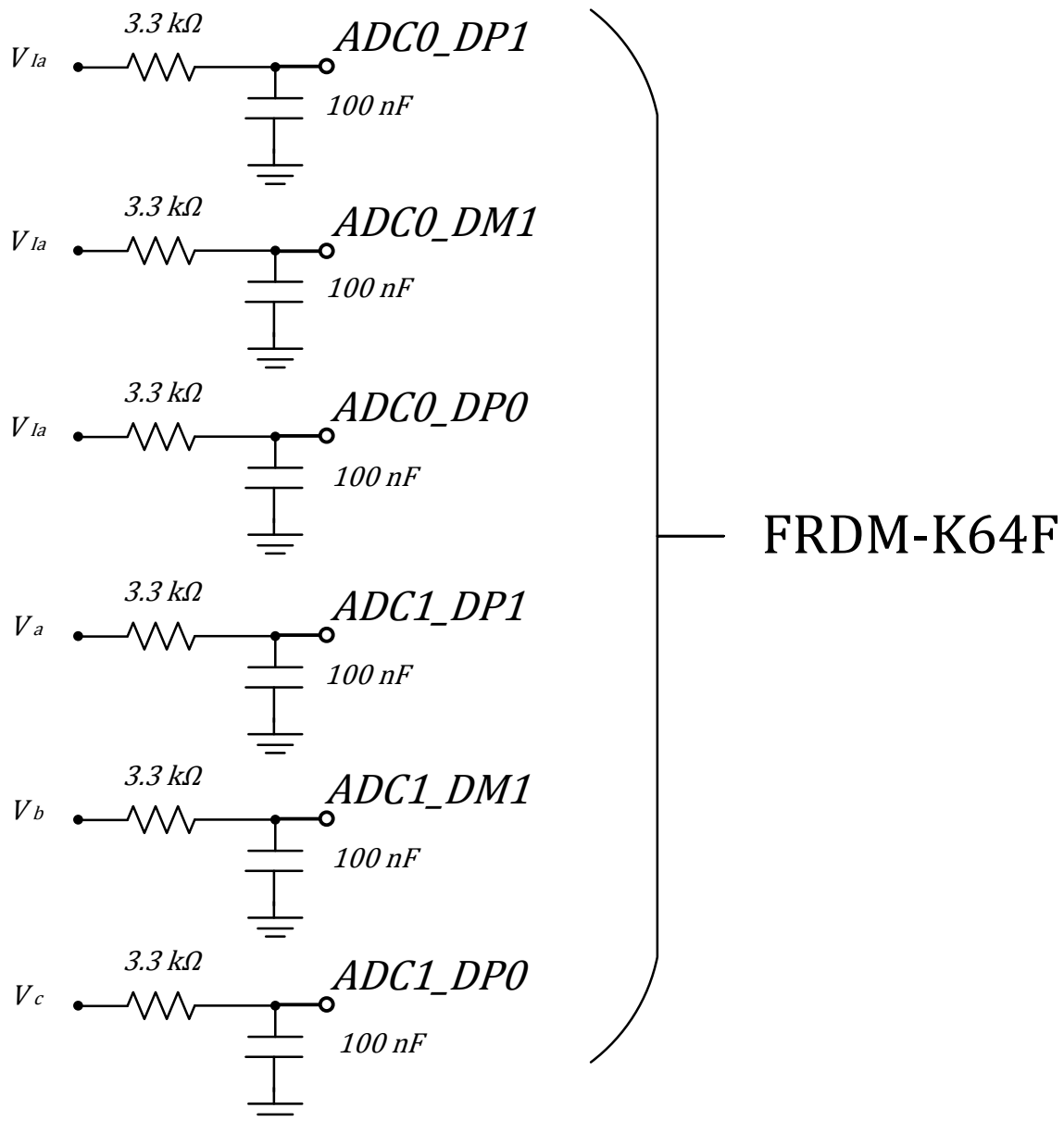
 Filtro pasa-bajas

Figura G. 3. Filtro pasa_bajas.

✚ Sistema de señalización LED

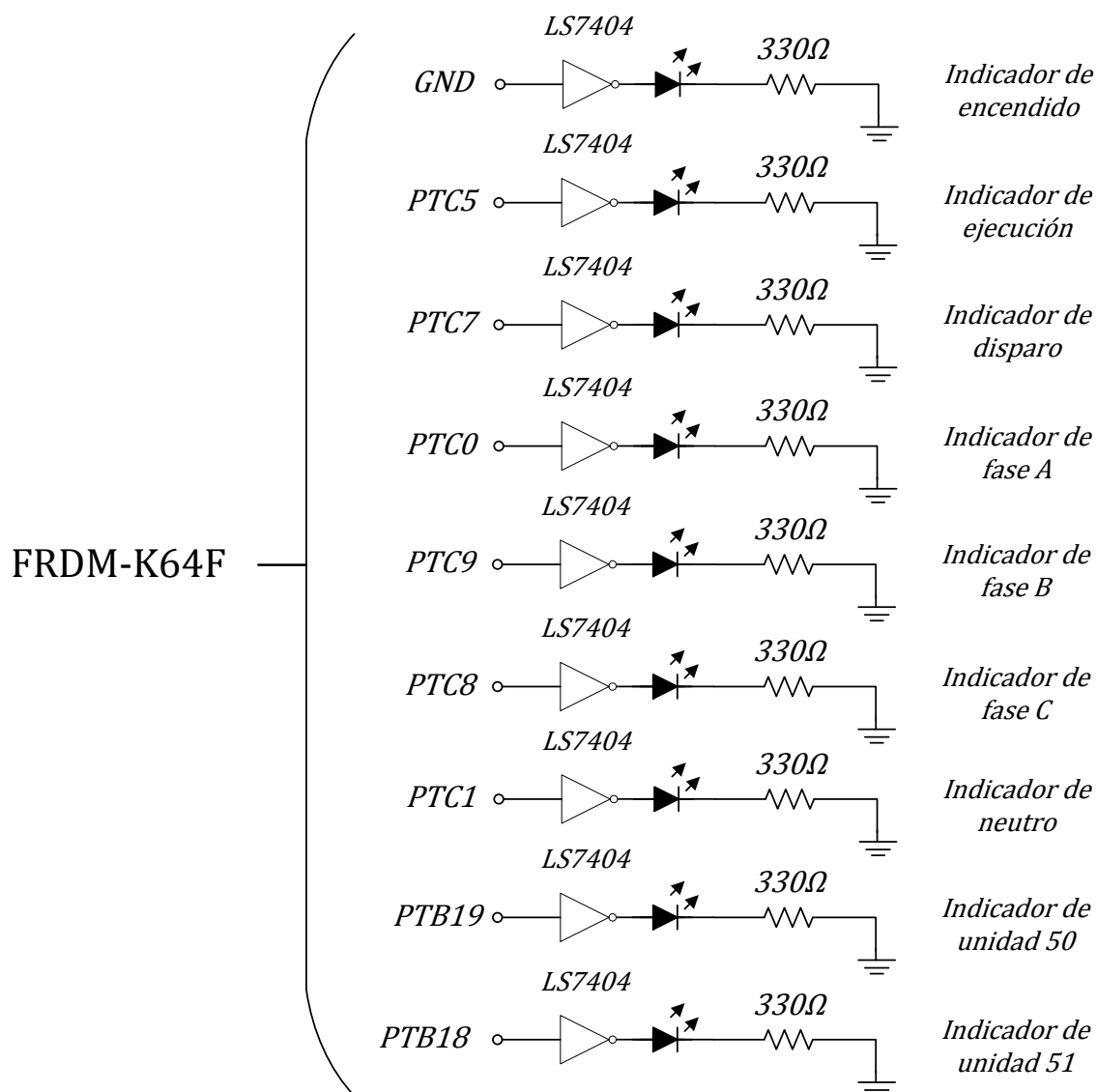


Figura G. 4. Sistema de señalización LED.

✚ Fuente simétrica de alimentación de $\pm 15 V_{c.c.}$ y $5 V_{c.c.}$.

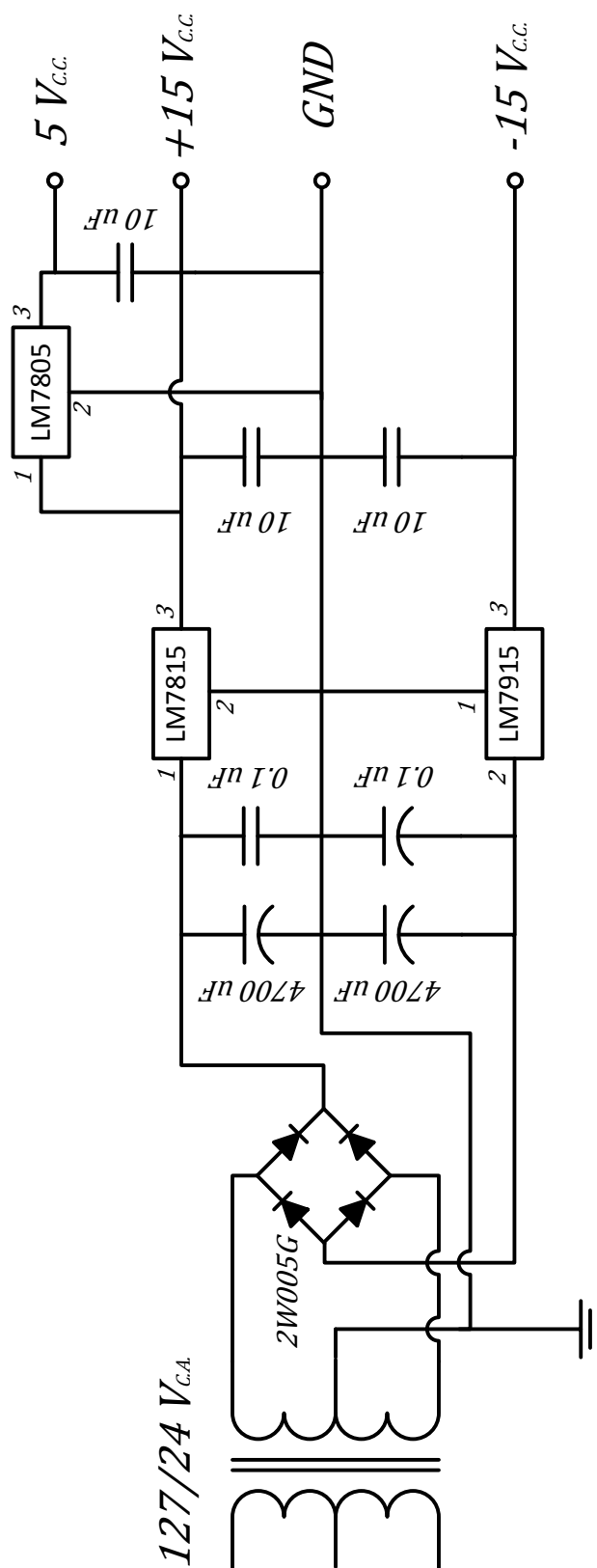


Figura G. 5. Fuente simétrica de alimentación de $\pm 15 V_{c.c.}$ y $5 V_{c.c.}$ [52].